

**République Algérienne Démocratique et Populaire**

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de La Recherche Scientifique

**Ecole Nationale Polytechnique**



**Mémoire de magister en Electronique**

*Option :*

**Systemes de télécommunication**

*Thème*

**Analyse comparée des techniques de réalisation de nouvelles fonctions logiques en tout optique à haut débit à partir de SOA**

**Présenté par :**

M<sup>elle</sup> Lyakout ACHOUR

**Encadré par :**

Pr. A. ZERGUERRAS

**Jury :**

Mr. MEHENNI

Président

Mr. ZERGUERRAS

Rapporteur

Mr. TRABELSI

Examineur

Mr. AKSAS

Examineur

Mr. BELOUHRANI

Examineur

Année 2010

## Remerciements

Je tiens à remercier en premier lieu l'ensemble du jury qui a accepté d'examiner le présent travail.

Je remercie particulièrement mon promoteur, le Pr. ZERGUERRAS pour sa confiance, ses précieux conseils et sa disponibilité tout au long de l'élaboration de mon travail. Sans oublier, monsieur MEHENNI, professeur à l'ENP, pour les orientations qu'il m'a apportées durant mon stage.

Je suis également reconnaissante à Mr. Lazhar, qui m'a orienté pour les choix logiciels et m'a apporté les orientations techniques qui ont permis à mon travail d'aboutir. Un grand merci également à Mr. Mohamed, qui n'a cessé de m'encourager depuis le début. Je remercie par la même occasion Mr. Fakir pour sa disponibilité son aide et ses encouragements. Je remercie particulièrement ma Tante et sa petite famille pour leur accueil et leur hospitalité.

Je remercie tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'accomplissement de ce travail.

## **Dédicaces**

Je dédie ce travail à :

Mes chers parents,

Mes frères et sœurs,

Ma cousine,

Ma tante et sa petite famille,

Tous mes amis,

Tout le reste de ma famille.

## المخلص

أصبح الانتقال إلى التكنولوجيا الكل بصرية لا غنى عنها في إنجاح الاتصالات ذات النطاق العريض . توجد عدة تقنيات لإنجاز البوابات المنطقية المستقبلية مثل استغلال الظواهر الأخطية المشاهدة في المكبرات البصرية المصنوعة بالنصف نواقل(SOA). الانكسار المزدوج XPoIM من بين الظواهر الغير خطية التي يمكن استخدامها لتصميم البوابات المنطقية XOR و NOTXOR. دراسة المقارنة والتجارب النظرية تبين أن هذا الأسلوب يختلف عن الآخرين لأنه يوفر مزايا كبيرة مثل سهولة الاندماج في الدوائر الضوئية ، استخدام (SOA) واحد وعدم وجود إشارة توقيت الساعة التزامنية .

المفاتيح : الكل البصرية ، والنطاق العريض ، وتأثير غير الخطية ، الانكسار المزدوج ، باب منطقي ، SOA ، XPoIM ، XOR ، NOTXOR

## Résumé:

Le passage au tout optique est devenu incontournable pour réussir les télécommunications à haut débit. Plusieurs techniques existent pour réaliser les futures fonctions logiques comme l'exploitation des non linéarités manifestées dans les amplificateurs optique à semi conducteur (SOA). La biréfringence et la XPoIM sont parmi les non linéarités qu'on peut utiliser pour concevoir des portes comme XOR ou NOTXOR. Une étude comparative et des simulations révèlent que cette technique se distingue des autres puisque elle présente des avantages considérables comme sa simplicité d'intégration dans les circuits photoniques, son utilisation à un seul SOA et l'absence du signal d'horloge de synchronisation.

**Mots clés :** tout optique, haut débit, effet non linéaire, biréfringence, porte logique, SOA, XPoIM, XOR, NOTXOR.

## Abstract:

The transition to all-optical became indispensable for successful broadband telecommunications. Several techniques exist for conducting future logic functions such as exploitation of nonlinearities manifested in semiconductor optical amplifiers (SOA). The birefringence and XPoIM are among the nonlinearities that can be used to design XOR or NOTXOR gates. A comparative study and simulation shows that this technique differs from others because it offers considerable advantages such as ease of integration in photonic circuits, use a single SOA and the absence of the clock signal timing.

## English Keywords:

SOA, XPoIM, Birefringence, Simulation, Non linear effect, all optical, logic gate, XOR, NOTXOR,

## Table des matières

Introduction générale .....	17
Chapitre I : La transmission sur fibre optique .....	18
Introduction. ....	18
I.1 Principe.....	18
I.1.1 Propagation dans la fibre. ....	18
I.1.2 Ouverture Numérique. ....	18
I.2 Types de fibres optiques. ....	19
I.2.1 Fibre optique monomode. ....	19
I.2.2 Fibre optique multimode.....	20
I.2.2.1 Fibre optique multimode à saut d'indice. ....	20
I.2.2.2 Fibre optique multimode à gradient d'indice. ....	20
I.3 Avantages et principaux effets. ....	21
I.3.1 Effet Kerr. ....	21
I.3.2 Effet Raman .....	22
I.3.2.1 Effet Raman stimulé.....	22
I.3.2.2 L'effet Raman basé sur la théorie quantique.....	22
I.3.2.3 Modèle ondulatoire de l'émission Raman.....	24
I.3.3 Effet Brillouin. ....	25
I.3.3.1 Brillouin spontané. ....	25
I.3.3.2 Brillouin stimulé.....	25
I.4 Les limitations. ....	25
I.4.1 Atténuation.....	25
I.4.1.1 Pertes par absorption. ....	26
I.4.1.2 Pertes par diffusion Rayleigh. ....	26
I.4.1.3 Pertes par courbures. ....	26
I.4.1.4 Pertes par microcourbures.....	27
I.4.1.5 Pertes de couplage.....	27
I.4.2 Dispersion. ....	27
I.4.3 Le retard de transit dans une fibre optique.....	27
I.4.4 La compensation de la dispersion. ....	28
I.5 Architecture d'un réseau optique.....	29
I.6 L'amplificateur SOA. ....	29
I.6.1 Régime linéaire et non linéaire. ....	30
I.6.1.1 Architecture et principe de fonctionnement d'un SOA.....	30

I.6.1.2	Principe de l'émission et de l'absorption. ....	31
a.	Absorption. ....	31
b.	Emission spontanée. ....	31
c.	Emission stimulée.....	31
d.	Emission spontanée amplifiée (ASE). ....	32
I.6.2	les types de SOA. ....	32
I.6.2.1	SOA type Fabry Pérot. ....	32
I.6.2.2	SOA type travelling waves.....	32
I.6.3	Effet de la non linéarité dans les SOA. ....	33
I.7	Les technologies de multiplexage.....	34
I.7.1	Multiplexage à Filtre Optique.....	34
I.7.1.1	Les filtres dichroïques.....	35
I.7.1.2	Les filtres Fabry-Pérot. ....	35
I.7.1.3	Utilisation de ces deux types de filtres.....	35
I.7.2	Multiplexage à Coupleurs Sélectif. ....	36
I.7.2.1	Coupleurs en $X(2:2)$ . ....	37
I.7.2.2	Les coupleurs en arbre. ....	37
I.7.2.3	les coupleurs en étoile.....	38
I.7.3	Multiplexage à réseau de diffraction. ....	38
I.8	L'auto modulation de phase (SPM) par variation d'indice induite par la variation de la puissance d'entrée. ....	40
I.9	La modulation.....	40
I.9.1	Modulation de phase croisée. ....	40
I.9.2	Modulation de gain croisé. ....	41
I.9.3	Modulation de polarisation croisée.....	41
I.10	Mélange à quatre ondes (FWM) ....	42
I.11	Biréfringence intrinsèque et induite pour réaliser de nouvelles fonctions logiques en tout optique ....	43
I.12	Autres caractéristiques du SOA.....	43
I.12.1	Compacité.....	43
I.12.2	Bruit.....	44
I.12.3	Egalisation du gain. ....	44
I.12.4	Saturation.....	44
I.12.5	Conversion en longueur d'onde.....	45
I.13	Routage et commutation de longueurs d'ondes.....	45
	Conclusion.....	46
	Chapitre II : Les techniques de télécommunication optique à haut débit.....	47

Introduction.....	47
II.1 Historique.....	47
II.2 Les systèmes de transmission et réseaux sur fibres optiques.....	48
II.2.1 Les liaisons numériques sur fibres optiques.....	48
II.2.1.1 Les familles de liaisons numériques.....	48
II.2.1.2 Structures et éléments des systèmes de transmission par fibre optique....	49
II.2.1.3 Les besoins de l'utilisation.....	49
II.2.1.4 La liaison point à point.....	50
II.2.1.4.1 L'interface optique d'émission.....	52
a. La diode laser.....	51
b. Les caractéristiques des diodes laser.....	52
c. Les différentes sources lasers utilisées pour les transmissions à haut débit...	53
II.2.1.4.2 La fibre.....	55
II.2.1.4.3 L'interface optique de réception.....	55
a. Le principe de la photodétection.....	55
b. Caractéristiques principales des photodétecteurs.....	55
c. Les différents types de photodétecteurs.....	56
II.2.1.5 Les méthodes d'inscription et de détection de données.....	57
II.2.1.5.1 La modulation des sources optiques.....	58
a. La modulation directe.....	57
b. La modulation externe.....	58
II.2.1.5.2 La détection.....	59
a. La détection directe.....	60
b. La réception hétérodyne.....	59
c. La réception homodyne.....	59
II.2.2 Systèmes à amplification optique.....	59
II.2.2.1 description de la liaison.....	59
II.2.2.2 Autres applications de l'amplificateur optique.....	61
II.2.3 Le multiplexage optique.....	62
II.2.3.1 Le multiplexage en longueur onde.....	62
a. Principe.....	62
b. Introduction des amplificateurs optiques dans les systèmes multiplexés en longueur d'onde.....	63
II.2.3.2 Le multiplexage de sous porteuses (scm).....	63
II.2.3.3 Le multiplexage temporel optique (TDM).....	63
II.2.4 Les réseaux à routage ou commutation en longueur d'onde.....	63

II.2.4.1 Les différents types de commutateurs.....	64
II.2.4.1.1 Le commutateur électro optique.....	65
II.2.4.1.2 Les commutateurs optiques micro usinés.....	66
a. Le commutateur <i>2D</i> .....	65
b. Le commutateur <i>3D</i> . ....	65
II.2.4.2 La commutation de circuits ou de paquets.....	66
II.2.5 Les systèmes à solitons.....	66
Conclusion.....	67
Chapitre III : Analyse comparée des techniques de réalisation des nouvelles portes logiques en tout optique à haut débit. ....	68
Introduction.....	68
III.1. Interféromètre Mach-Zehnder (MZI) et le Système Interférométrique Ultra Rapide (SIUR). ....	68
III.1.1 Interféromètre non linéaire de Mach-Zehnder .....	68
III.1.2 Le système interférométrique ultra rapide (S.I.U.R) ou interférométrie non linéaire ultra rapide (U.N.I). ....	70
III.1.3 Réalisation de NOTXOR avec S.I.U.R à <i>10 Gb/s</i> .....	72
III.2. En exploitant les non linéarités du SOA.....	73
III.2.1 La configuration de la porte logique tout optique OR avec un seul SOA. ....	73
III.2.2 La configuration de la porte logique tout optique NOR utilisant deux SOAs en cascade .....	74
III.2.3 La porte XOR tout optique par mélange à quatre ondes dans un amplificateur optique à semi conducteur avec entrées modulées en RZ-DPSK. ....	77
III.3. Réalisation de portes tout optiques avec la XPolM et la biréfringence.....	80
III.3.1 La porte NOR. ....	80
III.3.1.1. Principe.....	81
III.3.1.2. Le montage de caractérisation de la XPolM.....	81
III.3.1.3. Réalisation de la porte NOR à <i>2.5 Gb/s NRZ</i> .....	81
a. Porte NOR à 2 entrées logiques.....	81
b. Porte NOR à 3 entrées logiques.....	82
III.3.2 Les portes AND et NAND.....	83
III.3.2.1 Principe. ....	83
III.3.2.2 Le montage pour les coefficients de conversion TE/TM et TM/TE. ....	83
III.3.2.3 Montage de réalisation de AND et NAND à <i>2.5 Gb/s NRZ</i> à deux entrées logiques modulées.....	84
III.3.3 Les portes XOR et NOTXOR à <i>2.5 Gb/s</i> et à <i>5 Gb/s NRZ</i> . ....	86
III.3.3.1 Principe. ....	86

---

III.3.3.2Le montage de caractérisation statique. ....	86
III.3.3.3Le montage de caractérisation dynamique.....	88
III.4. Tableau comparatif .....	91
Conclusion.....	90
Chapitre IV : Confrontation avec un logiciel commercial. ....	91
Introduction .....	91
IV.1. Confrontation avec un logiciel commercial. ....	91
IV.1.1 Présentation du logiciel. ....	91
IV.1.2 Application sur une porte logique pour 2.5, 5 et 10 Gb/s.....	91
IV.1.2.1 Application sur la porte NOTXOR pour 2.5 Gb/s. ....	96
IV.1.2.2 Application à la porte pour 10 Gb/s. ....	102
IV.2Présentation de l'équipement d'un laboratoire d'études de configurations à base de SOA.....	107
Conclusion.....	108
Chapitre V : Perspectives .....	109
Introduction. ....	109
V.1. Evolution des services.....	109
V.2. La réalité des télécommunications tout optiques. ....	110
Conclusion.....	110
Conclusion générale .....	111
Bibliographie .....	113
Annexes .....	116

## Table des figures

Figure I.1 : La fibre optique.....	18
Figure I.2 : Propagation d'une onde injectée avec un angle égale à l'angle d'acceptance. .	19
Figure I.3. : Propagation de mode fondamentale dans une fibre monomode à saut d'indice . .....	20
Figure I.4. : Propagation des ondes dans une fibre optique multimode à saut d'indice .....	20
Figure I.5 : Propagation des ondes dans une fibre optique multimode à gradient d'indice.	20
Figure I.6 : Utilisation d'une fibre à compensation de dispersion.....	29
Figure I.7 : Configuration d'un réseau optique. ....	29
Figure I.8 : Configuration de base d'un amplificateur optique semi-conducteur.....	30
Figure I.9 : Schéma du principe d'un SOA. ....	30
Figure I.10 : Schéma des processus : a) absorption, b) émission spontanée, c) émission stimulée. ....	32
Figure I.11 : Schéma des champs électriques dans la cavité Fabry Pérot. ....	32
Figure I.12 : Schéma des champs électriques dans la cavité TW.....	33
Figure I.13 : Courbe de transmission d'un filtre dichroïque. ....	35
Figure I.15 : Multiplexage à filtre optique. ....	36
Figure I.16 : Démultiplexage à filtre optique. ....	36
Figure I.17 : Multiplexeur à filtre avec lentille à gradient d'indice. ....	36
Figure I.18 : Coupleur optique 2:2 .....	37
Figure I.19 : Coupleur en arbre (1:N).....	37
Figure I.20 : Multiplexeur à coupleur en arbre.....	37
Figure I.21 : Démultiplexeur à coupleur en arbre. ....	38
Figure I.22 : Coupleur en étoile.....	38
Figure I.23 : Multiplexeur à coupleur en étoile $N:N$ .....	38
Figure I.24 : Principe d'un réseau de diffraction. ....	39
Figure I.25 : Multiplexage à réseau de diffraction. ....	39
Figure I.26 : Démultiplexage à réseau de diffraction à configuration Littrow.....	40
Figure I.27: Représentation schématique de l'effet de la modulation de phase croisée.....	41
Figure I.28 : Illustration de l'effet du mélange à quatre ondes sur un multiplex de porteuses optiques. ....	42
Figure I.29 : Structure transverse du guide d'onde de l'AOS. ....	43
Figure I.30 : Multiplexage en longueur d'onde WDM.....	45

Figure II.1 : Familles de liaisons numériques sur fibres optiques. ....	49
Figure II.2 : Liaison point à point sur fibre optique .....	50
Figure II.3 : Principe du laser. ....	52
Figure II.4 : Photodiode PIN. ....	56
Figure II.5 : Schéma de la modulation directe.....	57
Figure II.6 : Schéma de la modulation externe.....	58
Figure II.7 : Dispersion chromatique dans les fibres optiques. ....	60
Figure II.8 : Système de transmission optique longue distance comportant un amplificateur optique. ....	60
Figure II.9 : Différents systèmes à amplification optique .....	61
Figure II.10 : Schéma de routage de longueur d'onde. ....	64
Figure II. 11 : Dispositif électro-optique commutateur $4 \times 4$ .....	64
Figure II.12 : Commutateur optique micro-usinés avec architecture $2D$ . ....	65
Figure II. 13 : Commutateur optique avec architecture $3D$ . ....	66
Figure III.1. Schéma d'un interféromètre de Mach Zehnder comportant un SOA par bras. ....	69
Figure. III.2. Principe du SIUR .....	69
Figure III.3 : Impact du signal de contrôle sur le gain et l'indice .....	70
Figure III.4 : Schéma de la fibre à maintien de polarisation .....	71
Figure III.5 : Montage expérimental de l'OLCR pour caractériser des fibres à maintien de polarisation de type panda .....	72
Figure III.6. Montage expérimental pour la porte NOTXOR à 10 Gbit/s .....	73
Figure III.7. Schéma de la porte OR utilisant la XGM dans un SOA .....	73
Figure III.8 Dispositif expérimental de la porte logique tout optique OR .....	74
Figure III.9. Diagramme de SOAs en cascade dans une topologie contre propagative .....	75
Figure III.10. Principe de la porte NOR : (a) schéma de la configuration .....	75
Figure III.11. Système expérimental de la porte logique tout optique NOR. (PC. : Contrôleur de polarisation, I. : Isolateur). ....	76
Figure III.12. Résultats expérimentaux de NOR .....	76
Figure.III.13. Schéma expérimental. ....	78
Figure III.14. Entrée –sortie démodulée de la porte tout optique XOR à 10.61Gb/s. ....	79
Figure III.15. Evolution du coefficient de conversion (trait plein) et la variation du déphasage (trait pointillé) en fonction de la puissance totale des entrées logiques .....	81
Figure III.16. Porte NOR à deux entrées logiques .....	82

Figure III.17 : Porte NOR à trois entrées logiques .....	83
Figure III.18 : Evolution des coefficients de conversion du signal sonde en fonction de la longueur d'onde du signal pompe et de la position du signal sonde par rapport au pic de gain .....	84
Figure III.19 : Porte AND à deux entrées logiques modulées à 2.5 Gbit/s NRZ . .....	85
Figure III.20. Porte NAND à deux entrées logiques modulées à 2.5 Gbit/s NRZ .....	86
Figure III.21. La représentation de Poincaré pour les trois états de polarisation pour le signal continu à la sortie du SOA .....	87
Figure III.22 : Les paramètres de Stokes normalisés en fonction de l'angle d'injection du signal de contrôle .....	88
Figure III.23 : Porte logique XOR à 5 Gbit/s .....	89
Figure III.24 : Porte NOTXOR à deux entrées logiques modulées à 2.5 Gbit/s NRZ .....	89
Figure IV.1 : Schéma de la porte NOTXOR avec les différents appareils de mesure et de visualisation.....	94
Figure IV.2 Schéma descriptif des entrées de la porte logique tout optique .....	95
Figure IV.4 : Puissance du signal de sortie normalisée .....	97
Figure IV.5 : Diagramme de l'œil de la porte NOTXOR à 2.5 Gb/S.....	98
Figure IV.6 : Facteur de qualité de la porte NOTXOR à 2.5 Gb/s.....	98
Figure IV.7 : Taux d'extinction à la sortie de la porte. ....	99
Figure IV.8 : BER de la porte NOTXOR à 2.5 Gb/s.....	100
Figure IV.9 : Sphère de Poincaré et paramètres de Stokes.....	101
Figure IV.10 : Polarisation à la sortie du EDFA. ....	102
Figure IV.11 : Sortie de la porte NOTXOR à 10 Gb/s .....	103
Figure IV.12 : Diagramme de l'œil de la porte NOTXOR à 10 Gb/s. ....	103
Figure IV.13 : Facteur de qualité de la porte NOTXOR pour 10Gb/s .....	104
Figure IV.14 : Le BER de la porte NOTXOR à 10Gb/s.....	105
Figure IV.15 : Le ER pour la porte NOTXOR à 10 Gb/s.....	105
Figure IV.16 : Sphère de Poincaré.....	106
Figure IV.17 : Polarisation à la sortie du EDFA .....	107
Figure IV.18 : Equipement de laboratoire .....	1088
Figure V.1 : Evolution du trafic de données.....	109
Figure V.2 : Evolution des services.....	110

## Liste des tableaux

Tableau III.1 :Table de vérité de la porte logique OR.....	74
Tableau III.2 : Principe de la porte NOR à deux entrées logiques en utilisant la XPolM....	80
Tableau III.3 : Principe de la porte NOR à trois entrées logiques en utilisant la XPolM ....	82
Tableau III.4 : Table de vérité de la porte AND à deux entrés logiques .....	85
Tableau III.5 : L'état de polarisation du signal à la sortie du SOA en fonction des signaux de contrôle .....	86
Tableau III.6 : Table de vérité de la porte NOTXOR et l'efficience de la XPolM. ....	87
Tableau III.7 : Récapitulatif des paramètres caractérisant la XPolM optimale.....	88

## Glossaire

Abréviation	Signification en anglais	Signification en français
<i>APD</i>	Photodiode	Photodiode à avalanche
<i>DBR</i>	Distributed Bragg reflector	réflecteur à distribution de Bragg
<i>DFB</i>	Distributed Feed Back	Laser à rétroaction répartie
<i>DI</i>	Delay Interferometer	Interféromètre à retard
<i>DPSK</i>	Differential Phase Shift Keying	modulation de phase différentielle
<i>DFC</i>	Dispersion Fiber Compensation	Fibre à compensation de dispersion
<i>DWDM</i>	Dense Wavelength Division Multiplexing	Multiplexage en longueur d'onde dense
<i>EDFA</i>	Erbium Doped Fiber Amplified	Amplificateur à fibre dopé à l'erbium
<i>ESA</i>	Spontaneous emission amplified	Emission Spontanée Amplifiée
<i>FWM</i>	Four Wave Mixing	Mélange à quatre ondes
<i>LAN</i>	Local Area Network	Réseaux locaux
<i>LASER</i>	Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation	amplification de la lumière par une émission stimulée de rayonnement
<i>NRZ</i>	No Return to Zero	non retour à zéro
<i>ON</i>	Aperture numerical	Ouverture numérique
<i>OTDR</i>	Optical Time Domain Reflectometry	Réflectométrie dans le domaine temporel
<i>PDA</i>	Photo detector avalanche	Photodiode à avalanche
<i>PMD</i>	Polarization Mode Dispersion	Dispersion modale de polarisation
<i>PRBS</i>	Pseudo random binary sequence	Séquence binaire pseudo-aléatoire
<i>PSK</i>	Phase shift keying	Modulation de phase
<i>QAM</i>	Quadrature amplitude modulation	Modulation d'amplitude en quadrature
<i>RIN</i>	Relative Intensity Noise	Intensité du bruit relatif
<i>RZ</i>	Return to zero	retour à zéro
<i>RZ-DPSK</i>	RZ- Differential phase shift keying	RZ- modulation de phase différentielle
<i>SCM</i>	Sub-Carrier Multiplexing	Multiplexage à sous porteuses
<i>SDH</i>	Synchronous Digital Hierarchy	Hiérarchie numérique synchrone
<i>SHB</i>	spectral hole burning	Trou spectral

---

<i>SOA</i>	Semiconductor optical amplifiers	amplificateur optique semi conducteur
<i>SONET</i>	Synchronous Optical Network	Réseaux optiques synchrones
<i>SPM</i>	Self Phase Modulation	Auto modulation de phase
<i>TDM</i>	Time division multiplexing	Multiplexage temporel
<i>TEB</i>	Time error binary	Taux d'erreurs binaire
<i>UIT</i>	Union international for telecommunication	Union internationale des télécom
<i>WAN</i>	Wide area network	Réseaux très longues distances
<i>WDM</i>	Wavelength division modulation	Modulation en longueur d'onde
<i>XGM</i>	Cross gain modulation	Modulation de gain croisée
<i>XPM</i>	Cross phase modulation	Modulation de phase croisée
<i>XPolM</i>	Cross polarisation modulation	Modulation de polarisation croisée

## Listes des symboles

$a$  : rayon de la fibre.

$n_0$  : indice de réfraction du vide.

$n_1$  : indice de réfraction du cœur.

$n_2$  : indice de réfraction de la gaine.

$\alpha$  : paramètre de profile de la fibre.

$K_B$  : constante de Boltzman,

$h$  : constante de Planck.

$T$  : température.

$c$  : vitesse de la lumière dans le vide.

$A_{eff}$  : section efficace de la diffusion Raman.

$\Omega$  : angle solide sous lequel diffusent les photons dans le milieu.

$G_R$  : gain Raman à la fréquence de résonance.

$G_B$  : gain en puissance de la pompe.

$\Gamma_R$  : demi largeur de raie Raman.

$\theta$  : angle entre l'onde diffusée et l'onde pompe.

$\lambda_p$  : longueur d'onde de l'onde de pompe.

$\nu_a$  : fréquence de phonons acoustiques.

$\gamma_R$  : Coefficient de diffusion de Rayleigh.

$L$  : Longueur du milieu de propagation exprimé en mètres.

$\beta_1$  : première dérivée,

$\beta_2$  : seconde dérivée.

$\Delta\lambda$  largeur du domaine de transition inter-bandes.

$\delta\phi_{TE}$  et  $\delta\phi_{TM}$  : variations des déphasages dues à l'auto-modulation de la phase.

$\Delta\phi_{TE}$  et  $\Delta\phi_{TM}$  : variations des déphasages dues à la modulation croisée de la phase.

## Introduction générale

Le monde des télécommunications est dynamisé dans son développement par des taux de croissance très élevés par rapport à ceux qu'il a connu auparavant. Ce faisant, il crée une forte pression sur la demande de fréquence et une surcharge sur les réseaux existants ce qui a rendu incontournable le passage par la technique tout optique.

La croissance continue des anciens et des nouveaux services à large bande sature les réseaux de télécommunication. La télécommunication optique a une bande passante de l'ordre de  $40\text{ THz}$ , laquelle est une petite fraction de la fréquence porteuse utilisée dans les réseaux optiques qui est de  $10^{15}\text{ Hz}$ .

En télécommunications, l'intégration des services et la diversité des données échangées (voix, vidéo, cellules ATM, etc.) exigent des systèmes d'être de plus en plus rapides pour traiter des volumes d'information en augmentation constante, tout en conservant des délais d'attente les moins contraignants possibles pour l'utilisateur. C'est le cas du «hauts débits »qui a une notion problématique puisqu'elle se réfère à un contexte technologique daté : un débit élevé est un débit supérieur à la pratique courante du moment considéré, mais il s'avérera être un débit standard quelques années plus tard.

Les fonctions logiques comme la porte XOR et NOTXOR qui assurent le traitement des signaux de télécommunication et la transmission de l'information, semblent être indispensables pour réussir une transmission de haute qualité et de très haut débit. Compte tenue des limites des dispositifs électroniques en ce domaine, le passage au tout optique est devenu incontournable.

Ce mémoire est structuré en quatre chapitres :

Le premier est consacré à la transmission sur fibre optique avec un état d'art sur les techniques et les propriétés des réseaux optiques.

Le second traite les différentes techniques de télécommunication à haut débit et leurs configurations.

Le troisième, synthétise et compare les portes logiques tout optiques en se basant sur des travaux de recherche effectués par plusieurs chercheurs dans le domaine des télécommunications à haut débit.

Le quatrième traite un cas particulier et des simulations faites par le logiciel OptiSystem pour valider les résultats obtenus en plate forme tout en éclairant la direction prise par les recherches actuelles.

## Chapitre I : La transmission sur fibre optique

### Introduction.

La transmission sur fibre optique a connu depuis quelques années un essor considérable dont l'une des motivations principales est la course vers le haut débit (applications au multimédia). En effet, grâce à la large bande passante des fibres optiques (quelques dizaines de  $THz$ ), les transmissions bénéficient d'une position privilégiée.

### I.1 Principe.

Une fibre optique est un fil transparent très fin, approximativement de  $120 \mu m$  de diamètre, qui a la propriété de conduire la lumière. La fibre optique est considérée comme un guide d'onde cylindrique et diélectrique qui exploite les propriétés réfractrices de la lumière et sert dans les transmissions terrestres et océaniques de données [1].

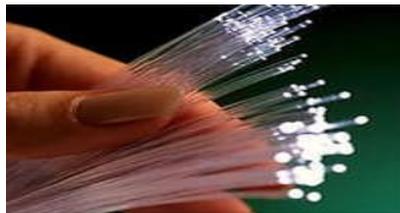


Figure I.1 : La fibre optique [38].

#### I.1.1 Propagation dans la fibre.

La propagation des rayons optiques se fait par réflexions successives sur l'interface cœur gaine. Ce principe repose sur deux phénomènes:

Un rayon lumineux est réfléchi lorsque les densités optiques des milieux traversés sont différentes. L'indice de réfraction du cœur doit être plus grand que celui de la gaine pour produire un effet miroir dans cette dernière, ce qui retient la lumière à l'intérieur du cœur.

L'angle d'entrée de la lumière dans la fibre pour qu'elle soit guidée sans atténuation ne doit pas dépasser une certaine valeur, appelée angle d'acceptance, calculée en fonction des indices de réfractons.

#### I.1.2 Ouverture Numérique.

L'ouverture numérique ( $ON$ ) caractérise l'angle maximum ou limite,  $\theta_{OL}$  (angle d'acceptance), que peut faire le faisceau pour assurer sa propagation dans la fibre optique.

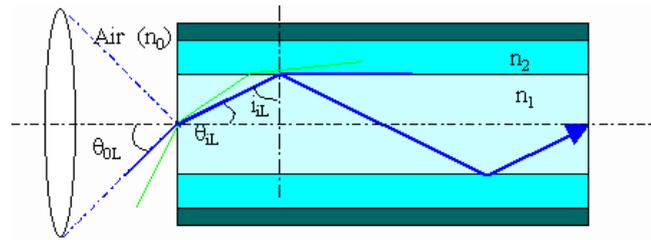


Figure I.2 : Propagation d'une onde injectée avec un angle égale à l'angle d'acceptance. [2]

$$ON = \sin \theta_{0L} = \frac{\sqrt{n_1^2 - n_2^2}}{n_0} \quad [I.1]$$

Dans le cas où le milieu extérieur est constitué d'air ( $n_0 = 1$ ) l'ouverture numérique s'écrit:

$$ON = \sin \theta_{0L} = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad [I.2]$$

$n_0$  : indice de réfraction du vide.

$n_1$  : indice de réfraction du cœur.

$n_2$  : indice de réfraction de la gaine.

## I.2 Types de fibres optiques.

Suivant les dimensions du cœur et les valeurs des indices  $n_1$  et  $n_2$ , on peut classer les fibres en deux catégories [1].

Soit la fréquence normalisée  $\varphi$ , tel que :  $\varphi = f/f_N$  et  $f_N = \frac{c}{2\pi a \sqrt{n_1^2 - n_2^2}}$

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} a \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad [I.3]$$

$a$  : rayon de la fibre.

Pour  $\varphi < 2.405$  ; la fibre ne comporte qu'un mode de propagation, elle est appelée fibre monomode.

Pour  $\varphi \gg 2.405$  ; la fibre est appelée multimode et se divise en deux sous catégories :

- Fibre multimode à saut d'indice.
- Fibre multimode à gradient d'indice.  $\alpha$

### I.2.1 Fibre optique monomode.

Le diamètre du cœur est inférieur à  $10 \mu m$  de telle sorte que le parcours de la lumière devient presque longitudinal (Figure I.3.). Le diamètre de la gaine est compris entre  $50 \mu m$  et  $125 \mu m$ . Ce type de fibre nécessite une source de lumière quasiment monochromatique (Diode Laser).

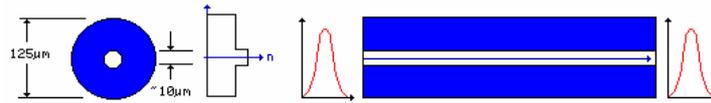


Figure I.3. : Propagation de mode fondamentale dans une fibre monomode à saut d'indice [2].

## I.2.2 Fibre optique multimode.

### I.2.2.1 Fibre optique multimode à saut d'indice.

Dans ce type de fibres, le cœur est homogène, son diamètre est grand devant la longueur d'onde, et son indice de réfraction est donné par [1]:

$$n(r) = \begin{cases} n_1 & \text{si } r < a \text{ (cœur).} \\ n_2 & \text{si } r \geq a \text{ (gaine).} \end{cases} \quad [I.4]$$

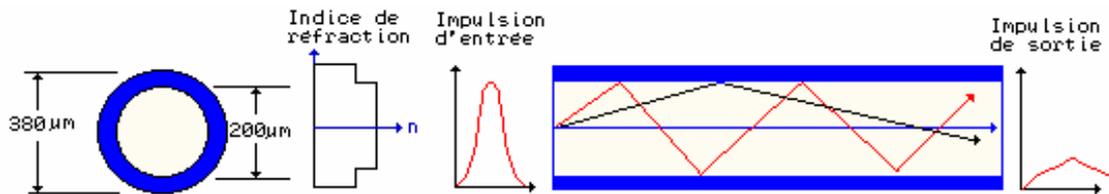


Figure I.4. : Propagation des ondes dans une fibre optique multimode à saut d'indice [2].

Le guidage de la lumière se fait suivant des lignes brisées (Figure I.4). Cette fibre génère une grande dispersion des signaux et donc une déformation du signal reçu.

### I.2.2.2 Fibre optique multimode à gradient d'indice.

La gaine possède un indice de réfraction progressif, celui de l'âme est plus grand que celui de la périphérie, le faisceau lumineux suit une trajectoire d'allure curviligne.

Le faisceau lumineux change de direction moins brusquement lors du rebond (Figure I.5) ce qui diminue les pertes.

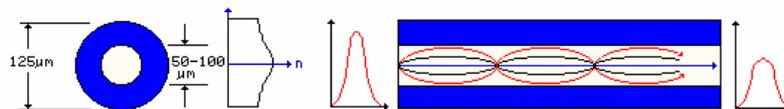


Figure I.5 : Propagation des ondes dans une fibre optique multimode à gradient d'indice [2].

L'expression de  $n$  en fonction de  $r$  dans ce cas est donné par:

$$n(r) = \begin{cases} n_1 \sqrt{1 - 2\Delta \left(\frac{r}{a}\right)^\alpha} & \text{si } r < a \text{ (cœur).} \\ n_1 \sqrt{1 - 2\Delta} = n_2 & \text{si } r \geq a \text{ (gaine).} \end{cases} \quad [I.5]$$

$\alpha$ : paramètre du profil d'indice.

$$\text{Et } \Delta = \frac{n_1^2 - n_2^2}{2n_1^2}$$

### I.3 Avantages et principaux effets.

Généralement les effets non linéaires apparaissent pour des puissances élevées. Or la structure guidante de la fibre est particulièrement adaptée pour permettre la propagation d'une forte densité sur une grande distance. Cet avantage permet d'obtenir des interactions nombreuses même avec des coefficients non linéaires faibles comme ceux de la silice. Ainsi, on peut citer l'effet Kerr et l'effet Raman stimulé [1].

L'effet Kerr est dû à la variation de l'indice de réfraction de la silice en fonction de l'intensité optique [1].

L'effet Raman est l'émission d'une lumière dont la longueur d'onde diffère de la longueur d'onde incidente d'une quantité correspondant à l'écart entre un niveau d'énergie fondamentale et un niveau vibrationnel du matériau constituant la fibre.

Il en existe d'autres comme le doublage de fréquence, qui est un phénomène d'obtention d'une lumière, dont la longueur d'onde est la moitié de celle de la lumière d'origine.

#### I.3.1 Effet Kerr.

L'effet Kerr traduit la dépendance de l'indice de réfraction  $n$  de la silice en fonction de l'intensité du champ électromagnétique [3]:

$$n = n_0 + \eta_2 |A(z, t)|^2 \quad [\text{I.6}]$$

Avec  $\eta_2$  est le coefficient de non linéarité de la fibre [ $m^2/\text{watt}$ ] et  $A(z, t)$  l'intensité du champ optique appliqué en  $W/m^2$ .

Comme  $\beta = \frac{\omega_0}{c} n$  on aura l'équation différentielle régie par  $A(z, t)$  :

$$\frac{\partial A(z, t)}{\partial z} = -j(\beta - \beta_0)A(z, t) \quad [\text{I.7}]$$

En remplaçant  $(\beta - \beta_0)$  par  $\frac{\omega_0}{c}(n - n_0)$ , on aura alors :

$$\frac{\partial A(z, t)}{\partial z} = -j\gamma |A(z, t)|^2 A(z, t) \quad [\text{I.8}]$$

Avec 
$$\gamma = \frac{\eta_2 \omega_0}{c} \quad [\text{I.9}]$$

### I.3.2 Effet Raman

#### I.3.2.1 Effet Raman stimulé.

Cet effet traduit un phénomène de diffusion des photons incidents qui est un processus quasi-élastique. Il correspond à la création d'un photon de longueur d'onde plus grande (processus Stokes) ou plus court (processus anti-Stokes). C'est une diffusion cohérente comme la diffusion Rayleigh qui est élastique ou Brillouin. Le schéma de niveaux du processus Stokes est une quasi-absorption correspondant à une transition du solide de l'état fondamental à un niveau virtuel suivi d'une émission vers un niveau vibrationnel excité. La probabilité d'émission est proportionnelle à la section efficace de diffusion Raman. Pour le processus anti-Stokes, le chemin est inverse, partant d'un état excité pour rejoindre l'état fondamental. La lumière Stokes est de forme symétrique mais elle est cependant plus faible. Dans le cas d'un effet stimulé, l'intensité de la lumière qui pénètre dans la fibre est suffisamment intense pour permettre une inversion de population et par conséquent une amplification du signal Raman spontanée. La lumière diffusée est alors proportionnelle à l'exponentielle de la section de diffusion Raman et de la distance de propagation. Elle peut devenir suffisamment intense pour donner lieu à son tour à une autre diffusion et ainsi de suite [4].

Avant d'exprimer les équations différentielles générées par l'effet Raman sur une fibre optique monomode, un rappel sur la théorie quantique s'avère nécessaire pour la compréhension du modèle.

#### I.3.2.2 Effet Raman basé sur la théorie quantique.

Le principe du processus de diffusion Raman est décrit comme suit : Un photon incident de pulsation  $\omega$  est diffusé en un photon de pulsation  $\omega_s$ , la différence d'énergie est  $h(\omega - \omega_s)$ . L'énergie est absorbée par le centre diffuseur du matériau, on parle dans ce cas de diffusion Raman Stokes. La fréquence  $\omega_s$  est appelée fréquence Stokes, Elle est inférieure à la fréquence incidente d'une quantité correspondant à la fréquence d'excitation du matériau. Si toutefois le système diffuseur est initialement dans un état excité, il peut effectuer une transition vers un niveau d'énergie inférieur lors de la diffusion. Dans ce cas, la lumière diffusée contient des fréquences anti-Stokes supérieures à la fréquence incidente. Dans le milieu qui constitue la fibre optique, l'intensité de la lumière diffusée à la fréquence anti-Stokes est généralement de plusieurs ordres de grandeur plus faible que celle à la fréquence Stokes, car l'intensité des raies Raman est proportionnelle à la population du niveau initial du processus de diffusion, et à l'équilibre thermique la population du niveau anti-Stokes est plus faible que celle du niveau Stokes d'une quantité égale au facteur de Boltzmann [4].

$$\exp\left(\frac{-h(\omega - \omega_0)}{k_B T}\right) \ll 1 \quad [I.10]$$

$K_B$  : constante de Boltzman,

$h$  : constante de Planck.

$T$  : température.

Dans le cas stationnaire (indépendance du temps) la variation du nombre de photons Stokes  $N_s$  par unité de volume par émission et absorption Raman stimulées dans une portion de filtre de volume  $V$  peut s'exprimer selon :

$$\frac{dN_s}{dz} = N \cdot \Delta\pi \cdot \frac{dA_{eff}}{d\Omega} N_s N_0 \left( \frac{c^3}{V\omega^2 n^3} A(\omega) \right) \quad [I.11]$$

où :

$N$  : est le nombre de centres diffuseurs par unité de volume.

$$\Delta\pi = \pi b - \pi h.$$

où  $\pi b$  : la probabilité qu'un tel centre soit dans le niveau d'énergie le plus bas et  $\pi h$  est la probabilité qu'un tel centre soit dans le niveau d'énergie le plus haut

$n$  : l'indice de réfraction de la fibre.

$c$  : la vitesse de la lumière dans le vide.

$A_{eff}$  : la section efficace de la diffusion Raman.

$\Omega$  : L'angle solide sous lequel diffusent les photons dans le milieu.

$A(\omega)$  : est une fonction normalisée décrivant la densité d'états du matériau qui constitue la fibre.

$A(\omega)$  peut être représentée par une Lorentzienne présentant une résonance pour  $R=0$  de demi-largeur à mi-hauteur  $\Gamma$ .

$$A(\omega) = \frac{2\Gamma}{(\omega - \omega_0)^2 + \Gamma^2} \quad [I.12]$$

Comme l'intensité de l'onde incidente  $P$  est proportionnelle au nombre de photons diffusés, on peut déduire l'équation différentielle régie par  $P$  dans le cas stationnaire:

$$\frac{\partial P}{\partial z} = N \cdot \Delta\pi \cdot \frac{dA_{eff}}{d\Omega} P P_0 \left( \frac{c^3}{V\omega^2 n^3} A(\omega) \right) \quad [I.13]$$

Dans le cas dynamique ou quasi-stationnaire, l'équation (I.13) n'est pas suffisante pour décrire le comportement de l'intensité de l'onde incidente car plusieurs variables de cette équation vont dépendre aussi du temps [4].

Donc on a besoin aussi de la notion de modèle ondulatoire de l'émission Raman.

### I.3.2.3 Modèle ondulatoire de l'émission Raman.

L'interaction entre le champ électrique et le nuage électronique de l'échantillon constituant la fibre, va créer un moment dipolaire induit,  $m$ , défini par :

$$m = (\chi(\omega) - 1)E \quad [I.14]$$

Où  $\chi(\omega)$  est la susceptibilité de l'échantillon. Pour que l'échantillon donne lieu à un effet Raman, la susceptibilité de l'échantillon doit être de la forme :

$$\chi = \chi_0 + r_m \cos(\omega t) \frac{\partial \chi}{\partial r} \quad [I.15]$$

Où  $r$  est la distance internucléaire à tout instant et  $r_m$  est la séparation nucléaire maximale par rapport à la position d'équilibre. Pour cela il a été démontré que l'équation régie par l'intensité  $A(z,t)$  dans le cas dynamique pour une fibre ne présentant que l'effet Raman peut se mettre sous la forme :

$$\frac{\partial \ln(A(z,t))}{\partial z} = -j\xi \left[ S_R(t) * |A(z,t)|^2 \right] \quad [I.16]$$

\* : indique l'opérateur de convolution.

$\ln(.)$  est le logarithme népérien d'une grandeur complexe (si  $c$  un complexe alors  $\ln(c) = \ln(|c|) + j \cdot \arg(c)$ ).

$$\xi = \frac{G_R \cdot \omega_0}{c A_{eff}} \quad [I.17]$$

Avec  $G_R$  désignant le gain Raman à la fréquence de résonance  $\omega = \omega_0$ .

$S_R(.)$  : est un filtre qui permet de rendre compte de la dépendance fréquentielle de la susceptibilité Raman  $\chi(\omega)$ .

Dans ce modèle,  $S_R(t)$  est approché par une Lorentzienne.

$$S_R(\omega) = \frac{2\Gamma_g}{(\omega - \omega_0)^2 + j\Gamma_R^2} \quad [I.18]$$

Avec  $\Gamma_R$  : demi largeur de raie Raman.

### I.3.3 Effet Brillouin.

#### I.3.3.1 Brillouin spontané.

C'est l'interaction entre photons et phonons acoustiques, c'est à dire une vibration de l'ensemble du matériau se propageant à la vitesse des ondes acoustiques ( $> 103 \text{ m/s}$ ) [5]. Les photons créés ont un décalage en fréquence très faible, donné par :

$$v_B = \frac{2n}{\lambda_p} v_a \sqrt{\frac{1 - \cos \theta}{2}} \quad [\text{I.19}]$$

$\theta$ : angle entre l'onde diffusée et l'onde pompe,

$\lambda_p$ : longueur d'onde de l'onde de pompe,

$v_a$ : fréquence de phonons acoustiques.

Pour une fibre monomode, on n'observe cet effet qu'en rétrodiffusion ( $\theta = \pi$ ) et la formule

devient : 
$$v_B = \frac{2n}{\lambda_p} v_a$$

#### I.3.3.2 Brillouin stimulé.

Pour  $P_p$ , une puissance de pompe élevée, la puissance critique vaut alors

$$P_B = \frac{2IA}{G_B L} [\text{W}] \rightarrow P_B = 10 \text{mW sur } 10 \text{Km.} \quad [\text{I.20}]$$

Ceci n'est observé que si  $\Delta v_p < \Delta v_B \sim 100 \text{ MHz}$ , c'est-à-dire pour des raies très fines de la source, sinon on doit considérer :

$$G_B \times \frac{\Delta v_B}{\Delta v_p} = G'_B \quad \text{si } \Delta v_p \approx 10 \text{GHz et } \Delta v_B \approx 100 \text{MHz} \Rightarrow G'_B \rightarrow \frac{1}{100} G_B \quad [\text{I.21}]$$

La diffusion Brillouin stimulée est surtout gênante en transmission cohérente avec  $\Delta v_p$  très fin. En transmission non cohérente, le seuil, beaucoup plus élevé, est lié à l'atténuation de l'onde pompe au début de la fibre par l'onde rétrodiffusée [5].

## I.4 Les limitations.

### I.4.1 Atténuation.

Lorsqu'on injecte, à l'entrée d'une fibre optique, une puissance  $P_e$  sous forme d'une onde électromagnétique, cette puissance décroît avec la longueur  $L$  de la fibre optique en fonction de l'atténuation  $\alpha$  et à la sortie, on récupère la puissance  $P_s$ .

$$\alpha(\text{dB}) = 10 \log(p_s / p_e) \quad [\text{I.22}]$$

L'atténuation dans une fibre optique est dû à différentes raisons comme :

#### I.4.1.1 Pertes par absorption.

Elles sont causées par l'absorption des rayons optiques par la silice et les impuretés contenues dans celle-ci.

#### I.4.1.2 Pertes par diffusion Rayleigh.

Elles sont dues aux fluctuations locales de l'indice de réfraction qui diffusent la lumière dans toutes les directions. Ces pertes étant intrinsèques à la fibre, elles déterminent la limite ultime de perte dans une fibre. Elles sont données par la relation suivante :[6]

$$\alpha_{Ray} = 10 \log \left[ e^{\gamma_R L} \right] \quad [I.23]$$

$\gamma_R$  : Coefficient de diffusion de Rayleigh.

$L$  : Longueur du milieu de propagation exprimé en mètres.

#### I.4.1.3 Pertes par courbures.

En pratique, l'effet d'une courbure locale est négligeable lorsque le rayon de courbure  $R$  est grand devant un rayon de courbure critique  $R_c$  donné empiriquement par:

Pour les fibres multimodes:  $R_c = \frac{2 a n_1^2}{ON^2} \quad [I.24]$

Pour les fibres monomodes:  $R_c = 20 \frac{\lambda}{(n_1 - n_2)^{\frac{3}{2}}} \left( 2.75 - \frac{\lambda}{\lambda_c} \right)^{-3} \quad [I.25]$

Où  $ON$  de la fibre vaut:

$$ON = n_1 \sqrt{2\Delta} \quad [I.26]$$

Quand  $R$  n'est pas trop proche de  $R_c$ , la perte transitoire à l'entrée de la courbure dans une fibre multimode vaut environ:

$$\alpha_c = 10 \log \left( \frac{R}{R - R_c} \right) dB \quad [I.27]$$

Dans les deux cas, on remarque qu'une forte différence d'indice permet d'être moins sensible aux courbures. L'ordre de grandeur de  $R_c$  est de quelques cm.

#### I.4.1.4 Pertes par microcourbures.

Elles sont dues principalement aux techniques de fabrication, elles se traduisent par l'irrégularité de l'interface cœur-gaine. Lorsqu'un faisceau de rayons optiques atteint l'interface cœur-gaine qui présente des irrégularités, chaque rayon incident sera caractérisé par sa trajectoire qui est imposée par le point de réflexion. En effet, certains rayons ( $\theta_{\text{incidente}} \geq \theta_{\text{critique}}$ ) sont convertis avec pertes en d'autres rayons à l'opposé il y a ceux qui se réfractent dans la gaine ( $\theta_{\text{incidente}} < \theta_{\text{critique}}$ ) et rayonnent.

#### I.4.1.5 Pertes de couplage.

En général, les fibres optiques sont présentées en tronçons unitaires de quelques kilomètres. Ces longueurs, souvent insuffisantes, conduisent à connecter deux fibres entre elles avec un minimum d'atténuation.

Afin de corriger l'affaiblissement du signal, nous disposons d'amplificateurs sur la ligne de transmission. L'amplification électronique se fait remplacer de plus en plus par l'amplification optique.

### I.4.2 Dispersion.

Le phénomène de la dispersion se traduit par un élargissement des impulsions au cours de la propagation, ce qui limite la bande du canal de fibre optique [7].

Il existe deux types de dispersion:

La dispersion chromatique: qui résulte de la différence de vitesses de groupes des différentes composantes spectrales du signal de transmission.

La dispersion modale: qui résulte de la différence de temps de propagation des différents modes qui se propagent dans la fibre multimode.

### I.4.3 Le retard de transit dans une fibre optique.

Le retard est un paramètre lié au temps de transit du signal dans la fibre optique. Dans ce cas on ne s'intéresse qu'au coefficient  $\beta_1$  défini par la relation:

$$\beta(\omega) = \beta_0 + (\omega - \omega_0)\beta_1 + \frac{1}{2}(\omega - \omega_0)^2 \beta_2 \quad [\text{I.28}]$$

Où 
$$\beta_1 = \left. \frac{\partial \beta}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} \quad [\text{I.29}]$$

$\beta_1$  : première dérivée,

$\beta_2$  : seconde dérivée.

Or la vitesse de propagation de groupe  $V_g$  était définie par:

$$V_g = \left. \frac{\partial \omega}{\partial \beta} \right|_{\omega=\omega_0} = \frac{L}{\tau_g} \quad [\text{I.30}]$$

Avec :

$L$ : longueur de fibre.

$\tau_g$ : temps de propagation de groupe (=retard de transit de signal).

Donc la relation entre  $\beta_1$  et  $\tau_g$  est comme suit :

$$\beta_1 = \frac{\tau_g}{L} \quad [\text{I.31}]$$

On déduit ainsi l'équation régie par  $A(z, t)$  pour une fibre ne présentant que le retard de transit du signal le long de la fibre:

$$\frac{\partial A(z, t)}{\partial z} = -j \frac{\tau_g}{L} (\omega - \omega_0) A(z, t) \quad [\text{I.32}]$$

#### I.4.4 La compensation de la dispersion.

Les effets de la dispersion peuvent être minimisés en utilisant une fibre présentant une dispersion faible à la longueur d'onde d'utilisation, c'est à dire  $1.55 \mu m$ : Il s'agit des fibres à dispersion décalée (Figure I.6). Néanmoins, il est possible d'éliminer les effets de la dispersion en utilisant une fibre à compensation de dispersion que l'on ajoute à la liaison initiale. Cette fibre doit posséder un coefficient de dispersion de signe opposé à celui de la fibre initiale. Si  $L_1$  est la longueur de la fibre standard initiale dont le coefficient de dispersion est  $D_1$  et  $L_2$  la longueur de la fibre à compensation de dispersion dont le coefficient de dispersion est  $D_2$ , si l'on satisfait la relation suivante:

$$L_1 D_1 + L_2 D_2 = 0 \quad [\text{I.33}]$$

Alors la dispersion totale est nulle et les impulsions en sortie de fibre sont identiques à celles émises. [8]

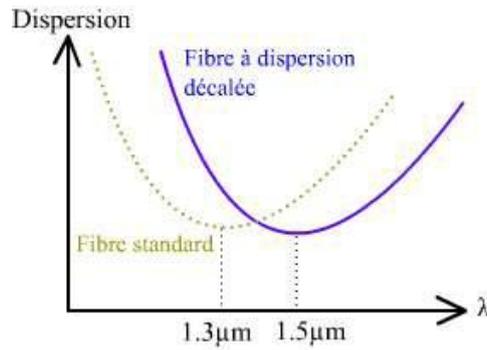


Figure I.6 : Utilisation d'une fibre à compensation de dispersion [8].

### I.5 Architecture d'un réseau optique.

Dans la figure ci-dessous, nous constatons qu'un réseau optique est constitué de diodes laser, chacune est modulée de façon indépendante, et toutes les sorties sont envoyées dans une fibre à l'aide d'un multiplexeur qui permet de juxtaposer les différents canaux dans la bande; un amplificateur de puissance pour injecter dans la fibre une puissance suffisante; et des amplificateurs tout au long de la fibre, espacés de la même distance, appelée le pas d'amplification, pour compenser l'atténuation.

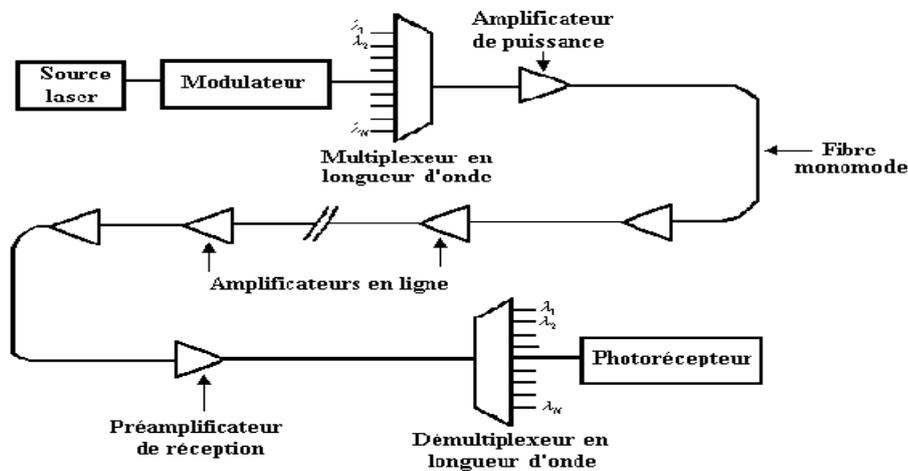


Figure I.7 : Configuration d'un réseau optique [39].

### I.6 L'amplificateur SOA.

Les premiers travaux sur les amplificateurs optiques à semi-conducteurs (SOA) ont débuté aux années 80, c'est-à-dire, à partir du moment où les lasers à semi-conducteur fonctionnaient en continu avec une fiabilité acceptable. Ce sont des composants à base de semi-conducteurs capables d'amplifier la lumière. À présent, ils sont peu sensibles à la polarisation, ils trouvent un regain d'intérêt dans la fenêtre spectrale centrée autour de  $1300\text{ nm}$ , pour des applications terrestres à très haut débit. Ils sont également utilisés dans le traitement du signal en

commutation optique, grâce à leurs propriétés multifonctionnelles (détection, modulation, transposition de fréquence, etc...). Ils permettent d'obtenir un gain élevé jusqu'à  $30 \text{ dB}$  selon le semiconducteur, la longueur d'onde du signal amplifié et le courant de polarisation et ce, sur une large bande passante ( $30 - 50 \text{ nm}$ ) [2].

### I.6.1 Régime linéaire et non linéaire.

#### I.6.1.1 Architecture et principe de fonctionnement d'un SOA.

Les SOA ont une structure proche de celle d'une structure laser mais avec des revêtements antireflets. Ils sont constitués d'un guide d'onde et d'un milieu amplificateur (zone active). Le milieu amplificateur peut être un matériau massif ou une zone à multi puits quantiques. Ils sont fabriqués à partir des semi conducteurs du groupe III-V, comme le GaAs/AlGaAs, InP/InGaAs, InP/InGaAsP et InP/InAlGaAs. (Figure I.8).

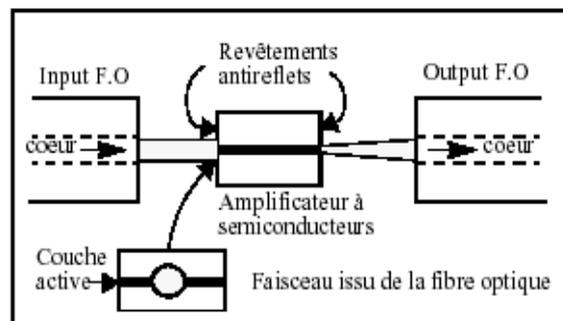


Figure I.8 : Configuration de base d'un amplificateur optique semi-conducteur [2].

Comme nous le montre la Figure I.9, un courant électrique est appliqué à la structure, ce qui fait que les électrons excitables peuvent redescendre à l'état non excité et produire des photons d'une manière continue, ceci grâce à la polarisation directe.

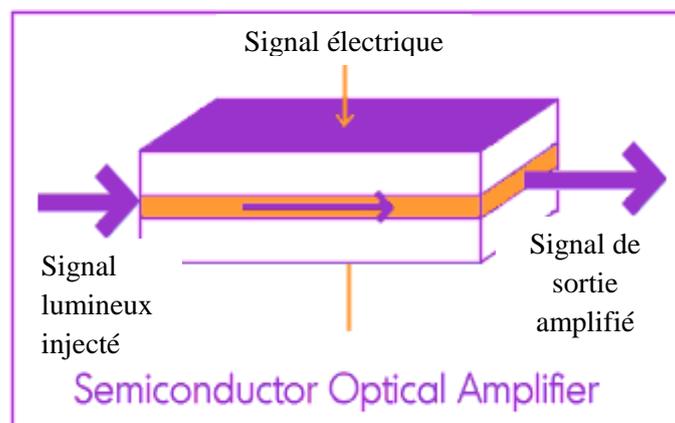


Figure I.9 : Schéma du principe d'un SOA [2].

Nous retrouvons le même principe d'un laser classique, sauf qu'il y a deux points différents : le premier, est qu'un laser est doté d'extrémités extrêmement réfléchissantes, pour forcer la

lumière à effectuer des allers-retours dans la cavité, par contre le signal doit traverser la cavité sans réflexion dans un SOA. Le deuxième, pour un laser, on a besoin d'avoir une source monochromatique, et avec un amplificateur à semi-conducteur, on cherche à amplifier autant de longueur d'ondes que possible.

L'amplification repose sur le phénomène d'émission stimulée. Le signal se propage dans la cavité qui présente du gain dû au processus de pompage, qui vient créer une inversion de population dans cette couche active du semiconducteur. Les photons d'émission stimulée viennent s'ajouter au signal et l'amplifient. En même temps, d'autres photons sont émis de manière non cohérente avec le signal : ils constituent l'émission spontanée, en d'autres termes, le bruit que l'amplificateur optique ajoute au signal à amplifier.

En utilisant une jonction à double hétérostructure : une couche active est prise « en sandwich » entre deux couches d'un matériau semi-conducteur différent, de bande interdite plus large, le SOA assure un confinement des porteurs libres; c'est sur toute l'épaisseur de la couche active qu'on trouve à la fois une forte concentration d'électrons dans la bande de conduction et de trous dans la bande de valence, donc une inversion de population, et obtention d'un plus grand nombre d'électrons qui doivent être en mesure d'émettre que d'absorber.

Par ailleurs, du point de vue d'un faisceau optique, puisque les couches adjacentes ont un gap plus important, elles sont transparentes aux longueurs d'ondes amplifiées par la couche active, et non absorbantes. De surcroît, leur indice de réfraction pouvant être inférieur à celui de la couche active, la structure peut former un guide d'ondes optique, ce qui permet de confiner les photons en plus des électrons [2].

Cette structure à double hétérojonction offre donc les meilleures conditions pour former un amplificateur optique à semi-conducteurs.

### **I.6.1.2 Principe de l'émission et de l'absorption.**

#### **a. Absorption.**

Considérons un photon qui se propage dans un matériau ayant une bande de valence  $E_v$ . Dans le cas où ce photon possède suffisamment d'énergie (supérieure ou égale au GAP), l'électron absorbe cette énergie et passe dans la bande de conduction  $E_c$ . (Figure I.10.a).

#### **b. Emission spontanée.**

L'émission spontanée se fait de façon aléatoire et donne naissance à des radiations incohérentes, les photons ainsi créés ne sont liés par aucune relation de phase (Figure I.10.b). Ce type d'émission se traduit par une faible directivité et une faible puissance.

#### **c. Emission stimulée.**

L'électron frappé par un photon (Figure I.10.c), peut retomber dans l'état le moins énergétique (bande de valence) en émettant un photon dit « 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. Avec l'émission induite s'introduit la notion

de gain ou d'amplification du rayonnement incident puisque à partir d'un photon on en obtient deux.

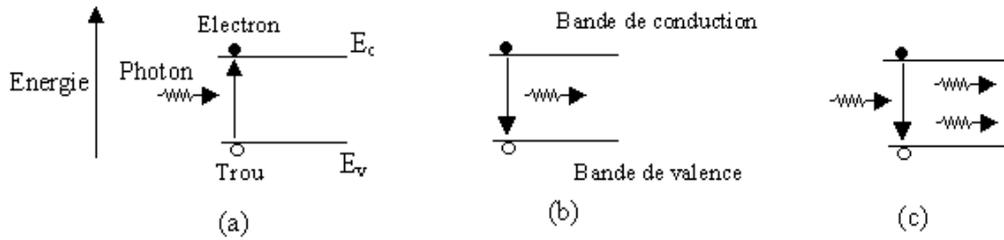


Figure I.10 : Schéma des processus : a) absorption, b) émission spontanée, c) émission stimulée [6].

#### d. Emission spontanée amplifiée (ASE).

Comme on l'a vu auparavant, les photons créés par émission spontanée peuvent être émis a priori dans n'importe quel mode possible du rayonnement. Si un matériau actif est placé dans un guide optique amplificateur, les photons émis dans le même mode de propagation que le signal et dans la même bande spectrale que celui-ci sont également amplifiés, et ne peuvent pas être dissociés du signal utile : ils vont constituer une source de bruit qui peut être représenté par une source de bruit blanc additif, de densité spectrale de puissance par mode  $n_{sp} ((G-1)/G) h\nu$ , placée à l'entrée de l'amplificateur. Les photons émis hors du mode de propagation du signal ne sont pas gênants car ils ne sont pas amplifiés [6].

### I.6.2 les types de SOA.

#### I.6.2.1 SOA type Fabry Pérot.

C'est un type dans lequel la cavité résonnante est conservée. La réflectivité des faces est d'environ 30%. Il s'agit en fait d'un laser utilisé en dessous du seuil.

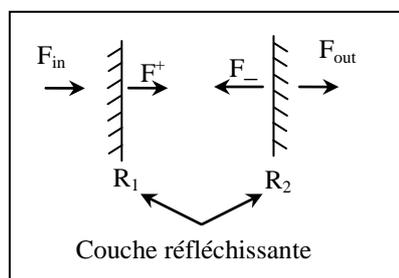


Figure I.11 : Schéma des champs électriques dans la cavité Fabry Pérot [6].

#### I.6.2.2 SOA type travelling waves.

C'est un type dans lequel la cavité résonnante est supprimée par un traitement anti-reflet des faces (réflectivité  $< 0.1\%$ ). On n'a plus d'effet laser mais il y a amplification du signal optique

injecté à l'entrée du dispositif dans la zone active. Comme on ne peut pas supprimer complètement les réflexions sur les parois, on l'appelle plutôt amplificateur de type "Near Travelling Waves"(NTW).

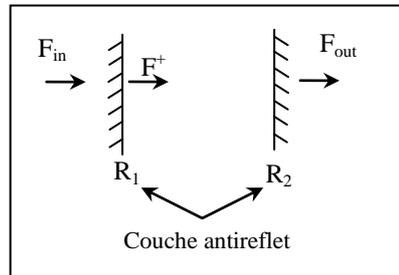


Figure I.12 : Schéma des champs électriques dans la cavité TW [6].

### I.6.3 Effet de la non linéarité dans les SOA.

Les systèmes de télécommunication basés sur la fibre optique, sont conçus dans l'hypothèse d'une transmission linéaire, et les effets non linéaires sont alors des effets parasites, qui en dégradent les performances quand les puissances véhiculées deviennent élevées. Aujourd'hui, les systèmes de transmission à haut débit et grande distance, utilisent des amplificateurs de puissance à l'émission, ce qui conduit à des puissances injectées dans la fibre très élevées et des effets non linéaires, non négligeables [2].

La densité de porteurs libres dans la région active est le facteur agissant sur les grandeurs responsables de la propagation dans un SOA, comme le gain et l'indice de chaque mode guidé. Or celle-ci, du fait même du gain qu'elle entraîne, dépend de la puissance optique circulant dans l'amplificateur, changeant au gré des variations d'intensité des différents faisceaux. Un tel composant a un comportement non-linéaire [2].

L'origine des non linéarités est double: d'une part la saturation dynamique de l'inversion de populations, d'autre part le mélange à quatre ondes dû à l'effet Kerr.

Prenons un amplificateur optique à semi-conducteurs polarisé, sans puissance optique injectée. En régime stationnaire, les électrons de la bande de conduction et les trous de la bande de valence se répartissent dans ces bandes selon une pseudo-distribution de Fermi-Dirac pour chaque bande. La température de ces distributions est égale à celle du réseau cristallin ; le pseudo-niveau de Fermi est lié à la densité d'électrons ou de trous dans la bande correspondante, imposée par la densité de courant électrique traversant la jonction.

Supposons à présent que l'on y injecte une impulsion très courte, centrée autour d'une longueur d'onde où l'amplificateur présente du gain. Elle se fait ainsi amplifiée en provoquant des recombinaisons électrons-trous autour de l'énergie correspondante, en réduisant ainsi les porteurs libres. Ceux-ci reviennent rapidement au régime stationnaire, suivant un certain nombre d'étapes dont les constantes de temps sont très différentes [2].

Juste après le passage de l'impulsion, les porteurs ne suivent plus une distribution de Fermi-Dirac, puisque ils ont perdus de l'énergie. L'impulsion qui viendra après, subira un gain moins important qu'en régime stationnaire, mais uniquement si sa longueur d'onde est voisine de la première. Pour une longueur d'onde un peu plus loin, le gain serait identique au régime stationnaire, par ce que les porteurs d'énergie n'ont pas eu le temps d'établir une nouvelle distribution. Ce phénomène est appelé trou spectral (SHB) [2].

Pour revenir à une distribution de Fermi-Dirac, les électrons doivent échanger de l'énergie, dans un intervalle de temps très court ; de l'ordre de  $50 \text{ fs}$  ; seules les collisions porteur-porteur au sein d'une même bande le permettent [2].

Le passage de signaux optiques dans le SOA, influence l'évolution de la densité de porteurs et sa répartition aux différentes énergies. Puisque le phénomène en jeu est l'émission stimulée, c'est la puissance optique qui est déterminante.

En pratique, les non-linéarités sont observées soit du fait des altérations qu'elles infligent aux signaux amplifiés, soit par la diaphonie entre deux signaux amplifiés simultanément, soit encore par la création de signaux parasites à de nouvelles longueurs d'ondes.

On va voir dans les chapitres suivants que pour un amplificateur, ces non-linéarités deviennent qualité lorsqu'il s'agit de traiter un signal optique, et leur rapidité les pose en candidats prometteurs pour résoudre les problèmes actuels du traitement des signaux à haut débit.

## **I.7 Les technologies de multiplexage.**

On distingue trois techniques de multiplexages:

- Multiplexage à filtre optique.
- Multiplexage à coupleurs sélectifs.
- Multiplexage à réseau de diffraction.

### **I.7.1 Multiplexage à Filtre Optique.**

Les filtres permettent la séparation spectrale en réfléchissant certaines gammes de longueurs d'onde et en transmettant les autres. En effet, Le filtrage a pour but de limiter l'occupation spectrale d'un signal. D'autre part, Le multiplexage optique regroupe les signaux occupant des gammes de longueurs d'onde différentes tandis que la fonction réciproque, le démultiplexage, permet de séparer des signaux occupant des bandes de longueurs d'onde différentes [9].

On caractérisera le filtre par sa bande passante, c.-à-d. le domaine de longueur d'onde dans lesquelles il laisse passer la lumière, et sa bande atténuée c'est-à-dire le domaine de longueur d'onde dans lesquelles il réfléchit la lumière incidente.

Deux types de filtre sont utilisés:

### I.7.1.1 Les filtres dichroïques.

Ces dispositifs présentent un pic de réflexion à une longueur d'onde donnée. Il est possible d'accroître le domaine de réflexion en empilant des couches successives et d'obtenir ainsi des filtres passe haut et passe bas. Les filtres dichroïques sont donc constitués par un empilement de couches diélectriques d'indice alternativement haut et bas [9].

Le filtre est caractérisé par son coefficient de transmission  $T$  en bande passante, et son coefficient de réflexion  $R$  en bande atténuée. Voir figure (Figure I.13.)

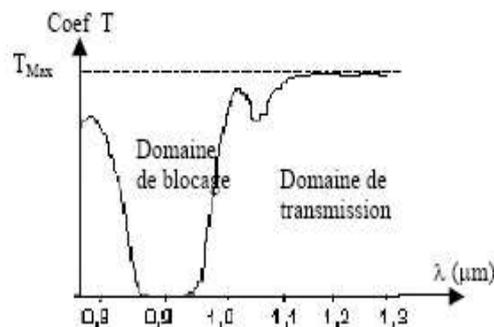


Figure I.13 : Courbe de transmission d'un filtre dichroïque [9].

En général les filtres passe haut ont de meilleures performances que les filtres passe bas, le coefficient de réflexion est supérieur à 99% et le coefficient de transmission est en pratique limité à des valeurs d'environ 95% [9].

Pour obtenir ces performances, un contrôle précis des épaisseurs s'impose. En pratique, on arrive à une séparation spectrale  $\Delta\lambda > 0.05\lambda$  (soit 50 nm à la longueur d'onde de 1 μm) [9].

Tel que  $\Delta\lambda$  soit la largeur du domaine de transition inter-bandes [9].

### I.7.1.2 Les filtres Fabry-Pérot.

Ils ont une caractéristique de transmission passe bas, ils présentent un pic de transmission étroit autour d'une longueur d'onde  $\lambda_0$  et les deux domaines spectraux adjacents sont réfléchis. Pour accroître la raideur du filtre, on peut répéter l'empilement pour un assemblage à deux ou trois cavités.

Comme pour le filtre dichroïque, le coefficient de réflexion est supérieur à 99%, le coefficient de transmission peut atteindre 95% [9].

### I.7.1.3 Utilisation de ces deux types de filtres.

Une application est la réalisation de la fonction de multiplexage optique qui effectue une séparation chromatique sur une ligne de transmission à fibre optique.

Une solution adoptée sur certains dispositifs est le dépôt du filtre sur l'extrémité d'une fibre optique (Figure I.15. et Figure I.16.).

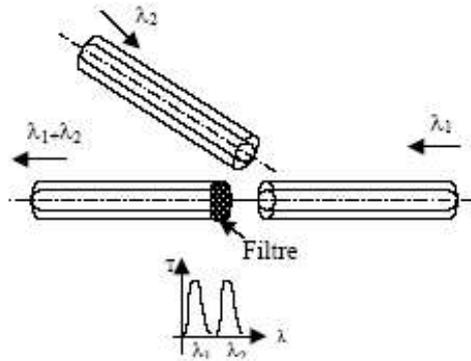


Figure I.15 : Multiplexage à filtre optique [9].

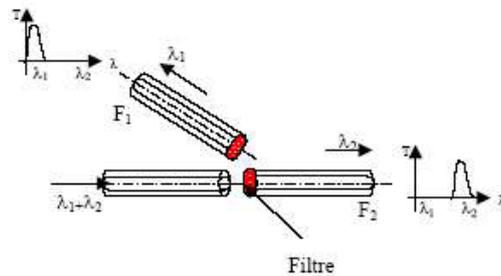


Figure I.16 : Démultiplexage à filtre optique [9].

Nous trouvons aussi dans les produits commerciaux ceux qui utilisent une optique intermédiaire, comme les lentilles à gradient d'indice qui assurent la continuité entre la fibre et le filtre (Figure I.17.).

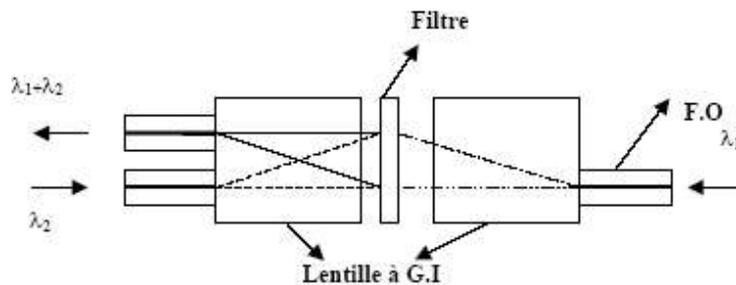


Figure I.17 : Multiplexeur à filtre avec lentille à gradient d'indice [9].

### I.7.2 Multiplexage à Coupleurs Sélectif.

Le principe de ces composants est l'interaction cohérente entre deux guides optiques, ils sont appelés les coupleurs de puissance, qui sont utilisés pour additionner ou diviser les signaux ; nous les retrouvons plus dans les systèmes multiplexés.

Il existe différents types de coupleurs [10]:

### I.7.2.1 Coupleurs en X (2:2).

La puissance d'un signal arrivant sur une des branches est également répartie sur les deux branches opposées. Cependant, les chemins croisés ( $A-D$ ,  $B-C$ ) sont plus longs que les chemins directs ( $A-C$ ,  $B-D$ ). Ceci représente un déphasage de  $\pi/2$  entre les deux sorties du coupleur (Figure I.18.) [10].

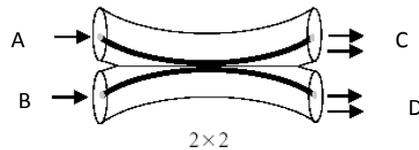


Figure I.18 : Coupleur optique 2:2 [10].

### I.7.2.2 Les coupleurs en arbre.

Les coupleurs en arbre sont composés de coupleurs 1:2. Un coupleur 1:2 est un coupleur 2:2 dont l'une des entrées a été désactivée, elle peut simplement ne pas être connectée. Comme le montre la figure (Figure I.19.), un coupleur en arbre permet la distribution d'un signal optique d'une voie vers N.

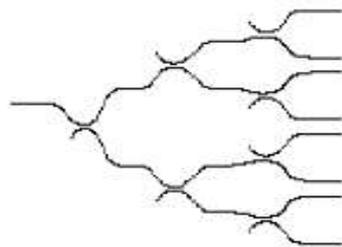


Figure I.19 : Coupleur en arbre (1:N) [10].

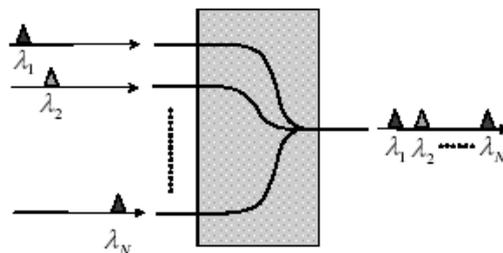


Figure I.20 : Multiplexeur à coupleur en arbre [10].

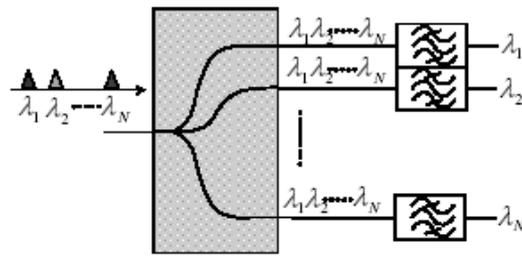


Figure I.21 : Démultiplexeur à coupleur en arbre [10].

### I.7.2.3 les coupleurs en étoile.

Un coupleur en étoile  $N:N$  est différent de deux coupleurs en arbre  $1:N$  et  $N:1$  cascadiés, c'est un assemblage de coupleurs  $2:2$ . Le nombre d'étages nécessaire à sa réalisation est identique à celui d'un coupleur en arbre  $1:N$ , soit égal à l'entier supérieur à  $\log_2(N)$ .

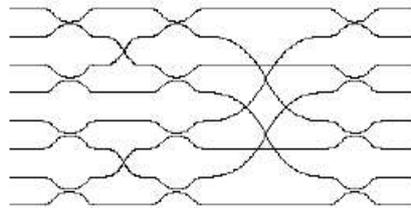


Figure I.22 : Coupleur en étoile [10].

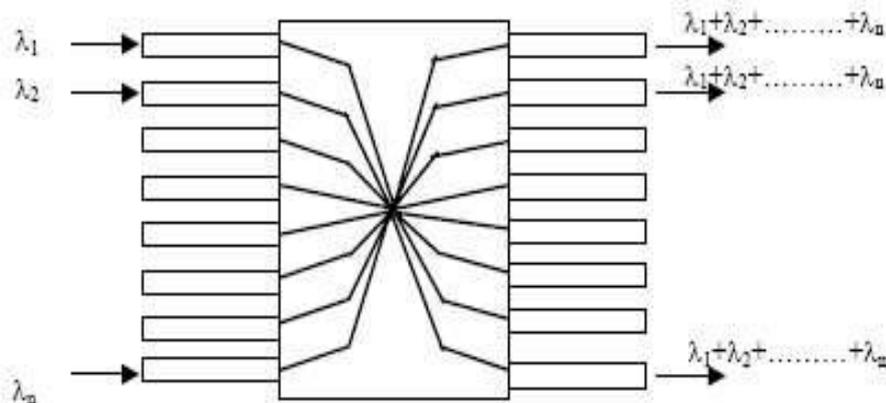


Figure I.23 : Multiplexeur à coupleur en étoile  $N:N$  [10].

### I.7.3 Multiplexage à réseau de diffraction.

Le réseau a l'avantage de traiter simultanément un grand nombre de voies à l'intérieur de la même fenêtre. Il se compose d'une surface optique qui transmet ou réfléchit la lumière et sur laquelle un grand nombre de traits sont gravés au diamant [9].

Le réseau a la propriété de renvoyer et de séparer angulairement, les différentes longueurs d'ondes contenues dans un même faisceau incident. En vertu du principe de retour inverse de la lumière, le réseau peut combiner dans une même direction des faisceaux incidents séparés

angulairement et des longueurs d'onde adéquates. C'est ce qui est illustré sur la Figure I.24. L'angle de diffraction est fonction de l'espacement des traits et de l'angle d'incidence [9].

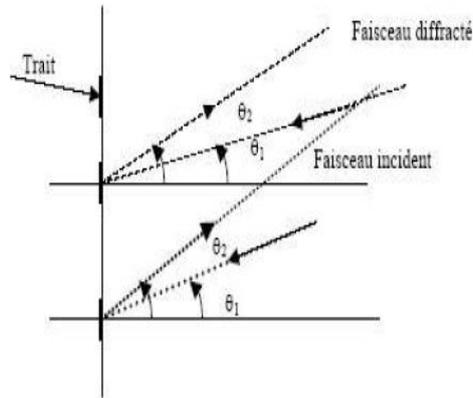


Figure I.24 : Principe d'un réseau de diffraction [9].

Considérons le cas de réseaux à surface optique réfléchissante et un rayonnement monochromatique de longueur d'onde. Soit  $\theta_1$  l'angle du rayonnement incident avec la normale au réseau et  $\theta_2$  l'angle du rayon diffracté. Le réseau est caractérisé par des traits régulièrement espacés d'une distance  $a$ . La différence de marche entre deux rayons diffractés est:  $D = a (\sin\theta_1 + \sin\theta_2)$ . Lorsque la différence de marche est multiple de la longueur d'onde, on déduit l'équation de diffraction du réseau :

$\sin\theta_1 + \sin\theta_2 = K \lambda / a$ , avec  $K$  : l'ordre d'interférence (nombre entier) [9].

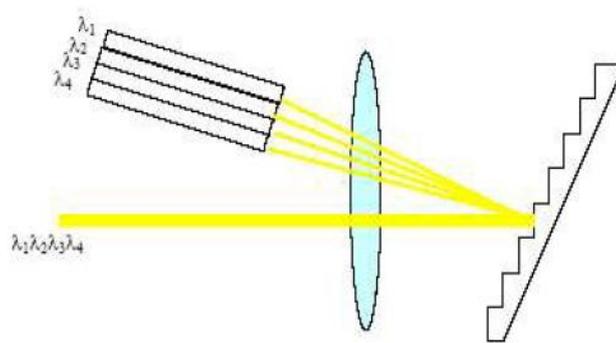


Figure I.25 : Multiplexage à réseau de diffraction [9].

On dit qu'un réseau est utilisé dans la configuration Littrow quand  $\theta_1 = \theta_2 = \theta$ , dans ce cas, les rayons incidents et diffractés ont la même direction, et la formule devient:  $2 \cdot \sin\theta = K \cdot \lambda / a$  [9].

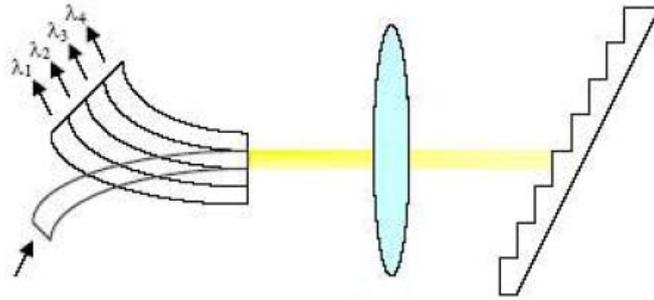


Figure I.26 : Démultiplexage à réseau de diffraction à configuration Littrow [9].

### I.8 L'auto modulation de phase (SPM) par variation d'indice induite par la variation de la puissance d'entrée.

Une impulsion suffisamment puissante se propageant dans une fibre optique induit localement des variations d'indice de réfraction qui entraînent à leur tour des variations de la phase de l'impulsion elle-même : c'est l'origine du phénomène connu sous le nom d'automodulation de phase. Combiné à son aspect dynamique, ce phénomène engendre la création de nouvelles fréquences, aboutissant à un élargissement temporel de l'impulsion. Cette dernière subit alors les effets de la dispersion chromatique [3].

La SPM est pénalisante lorsque la porteuse utilise une modulation de phase de type PSK ou QAM. Pour les technologies SDH et WDM, les variations de puissance du signal émis sont faibles, ce qui rend négligeable l'effet de l'automodulation de phase.

### I.9 La modulation.

#### I.9.1 Modulation de phase croisée.

Lorsque plusieurs porteuses optiques se propagent simultanément dans une fibre, chacune d'entre elles est affectée d'automodulation de phase, précédemment décrite, mais aussi d'une autre modulation de phase, appelée modulation de phase croisée (XPM), due à la perturbation de l'indice de réfraction par la puissance totale véhiculée dans la fibre [11].

Quand deux impulsions à des pulsations  $\omega_1$  et  $\omega_1 + \Omega$  se propagent le long d'une fibre dispersive, leurs vitesses de déplacement sont différentes. La XPM intervient lorsqu'elles se chevauchent, on parle alors parfois de « collision », chacune d'elles se trouvant alors dans une zone où l'indice de réfraction est modifié par la présence de l'autre. Plus la dispersion est élevée, plus les vitesses sont différentes et plus le temps de la collision est bref. C'est un argument qui joue en faveur d'une dispersion forte, mais qu'il faudrait néanmoins pondérer par le nombre de collisions, qui augmente aussi avec la dispersion, dans le cas de la transmission de trains d'impulsions.

La description de ce phénomène est très complexe : les paramètres qui interviennent sont les puissances véhiculées par les différentes porteuses, l'écart en fréquence entre celles-ci, ainsi que la dispersion de la fibre.

Plus la dispersion est faible, plus les vitesses sont proches et plus les impulsions voyagent longtemps ensemble, mais la phase induite est alors très peu dépendante du temps. Dans le cas théorique d'impulsions parfaitement carrées sur une fibre à dispersion nulle, la XPM imprime sur les impulsions un déphasage constant, sans incidence sur la détection.

La figure suivante représente quatre impulsions, schématisées par des trapèzes, à des longueurs d'onde différentes  $\lambda_1$  à  $\lambda_4$ , donc se propageant à des vitesses différentes, et les variations de l'indice de réfraction qui se produisent chaque fois que la puissance transportée varie.

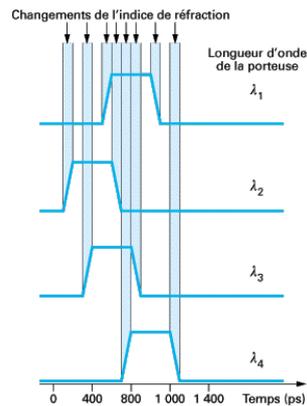


Figure I.27: Représentation schématique de l'effet de la modulation de phase croisée [11].

### I.9.2 Modulation de gain croisé.

La modulation de gain croisé (XGM) utilise la saturation du gain et l'élargissement homogène de la raie lumineuse. Le gain provient du processus d'émission stimulée. Quand le signal injecté dans le milieu amplificateur atteint une puissance dite de saturation, il y a plus de porteurs à retourner à leur état fondamental que de porteurs à être excités grâce au pompage. Alors le gain chute, c'est ce qu'on appelle la saturation du gain. Un signal fort va donc faire chuter le gain et un signal faible va le laisser à sa valeur dite petit signal. ce qui fait que le gain d'un SOA suit la modulation d'un signal qui le traverse. Si un deuxième signal non modulé parcourt le SOA, il aura un gain modulé et il se retrouve lui-même modulé en sortie de l'amplificateur [39].

La XGM dans les SOA permet de réaliser une conversion de longueurs d'onde voire une multi-conversion, ce qui est intéressant pour les réseaux multiples. Autres principaux avantages de cette techniques sont sa simplicité de réalisation, sa compatibilité avec l'optique intégrée et donc sa compacité, ainsi que sa stabilité vis-à-vis des variations de polarisation [39.]

### I.9.3 Modulation de polarisation croisée.

Quand la polarisation d'un signal se propageant le long d'un SOA se modifie en fonction de la polarisation et la puissance d'un signal de contrôle injecté conjointement dans

l'amplificateur, la modulation de polarisation croisée (XPoLM) se manifeste. Cet effet non linéaire observé dans le SOA est très peu étudié ; il a été exploité pour la première fois par D.M. Patrick et al, afin de réaliser un démultiplexeur à 20 Gbits/s à base de SOA dans le domaine temporel [9].

### I.10 Mélange à quatre ondes (FWM) [11].

Ce phénomène, qui se manifeste lorsque plusieurs porteuses optiques se propagent simultanément dans une fibre, est générateur de produits d'intermodulation, de manière très semblable à ce qui se produit dans les systèmes radioélectriques. Lorsque deux porteuses aux longueurs d'onde  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$  se propagent, ils se créent des produits d'intermodulation  $2\lambda_1 - \lambda_2$  et  $2\lambda_2 - \lambda_1$ , qui donnent naissance à de nouvelles ondes qui peuvent se superposer aux ondes existantes.

Dans le cas des porteuses non modulées, la puissance d'intermodulation est proportionnelle :

- à la longueur efficace qui caractérise la distance sur laquelle l'effet Kerr est non négligeable ;
- au produit des puissances de porteuses en interaction ;
- à un facteur  $h$  appelé rendement du mélange.

L'effet du FWM est d'autant plus important que la puissance transportée par les différentes porteuses est élevée, que l'espacement entre canaux est faible et que la dispersion chromatique est faible. Un autre facteur important est la polarisation relative des différentes porteuses en interaction. Dans le cas de deux porteuses, l'effet minimal est obtenu lorsque leurs deux états de polarisation sont orthogonaux. Dans le cas d'un multiplex, il n'y a pas de règle simple pour dire quelle est la configuration optimale.

La figure ci-après représente un multiplex de porteuses à l'entrée et à la sortie d'une fibre en présence de mélange à quatre ondes. De chaque côté du spectre initial apparaissent les raies correspondant aux produits d'intermodulation. Les raies tombant à l'intérieur du spectre initial ne sont pas visibles, car elles retombent sur des canaux existants.

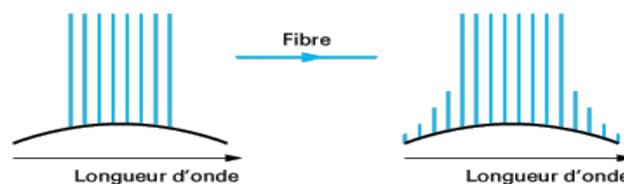


Figure I.28 : Illustration de l'effet du mélange à quatre ondes sur un multiplex de porteuses optiques [11].

Le FWM comme la XPM sont des facteurs de dégradation fondamentaux dans les systèmes amplifiés utilisant le multiplexage en longueur d'onde.

On peut se prémunir vis-à-vis du FWM si on diminue la correspondance des vitesses de propagation des longueurs d'onde, ce qui revient à augmenter la dispersion chromatique.

### I.11 Biréfringence intrinsèque et induite pour réaliser de nouvelles fonctions logiques en tout optique.

Le mode fondamental d'une fibre unimodale correspond, pour une fibre idéale, à deux modes dégénérés polarisés orthogonalement. La structure géométrique et l'isotropie des fibres unimodales ne sont pas en pratique parfaites. Les défauts de géométrie et les impuretés dans la silice provoquent la levée de dégénérescence des deux modes et induisent une biréfringence. Cette dernière se traduit par une différence d'indice effectif ou dispersion de polarisation entre les deux polarisations orthogonales [12].

Le semi-conducteur constituant le milieu amplificateur possède l'indice de réfraction le plus élevé. On constate que les indices effectifs des modes TE et des modes TM sont différents. Ceci est dû à l'asymétrie dans la structure du guide du SOA, et constitue la biréfringence structurale de ce dernier [12].

En présence d'un signal de contrôle (*pompe*), les indices de la zone active sont perturbés localement; par conséquent ceci modifie les indices effectifs des modes TE et TM. Cette modification est appelée la biréfringence induite [12].

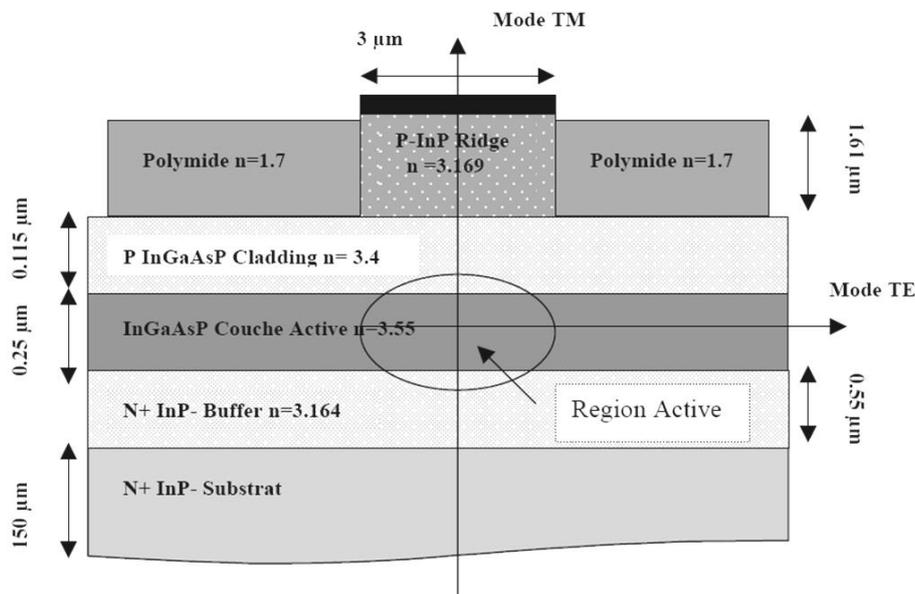


Figure I.29 : Structure transverse du guide d'onde du SOA [12].

### I.12 Autres caractéristiques du SOA.

#### I.12.1 Compacité.

C'est de loin le dispositif amplificateur le plus compact qui existe avec un rendement record.

De plus, sa technique de fabrication est compatible avec l'intégration monolithique de nombreux autres composants actif et passif, ce qui offre des perspectives attrayantes en matière de traitement optique du signal, et aussi probablement en termes de coût.

Bande passante optique en petit signal

Elle est de l'ordre de  $5000 \text{ GHz}$  soit environ  $40 \text{ nm}$  autour d'une longueur d'onde de  $1550 \text{ nm}$ .

### I.12.2 Bruit.

L'ASE est à l'origine du bruit des amplificateurs optiques. Contrairement à l'émission spontanée, l'ASE dépend de la longueur d'onde et de la puissance de pompe injectée dans la fibre. Elle se comporte comme un bruit vis à vis du signal utile.

Ce bruit est un facteur qui limite la mise en cascade des amplificateurs optiques puisqu'à chaque étage d'amplification, s'ajoute le bruit local au bruit amplifié créé par l'étage précédent. L'ASE accumulée est proportionnelle au gain de chaque amplificateur et à leur nombre. Son spectre est celui de l'émission spontanée modifiée par le profil de gain de la chaîne amplificatrice. Le photocourant résultant de l'ASE peut être approximé par :

$$I_{ASE} = 2\eta n_{sp} m(G-1)B_0 \quad [I.34]$$

avec  $n_{sp}$  le facteur d'émission spontanée,  $m$  le nombre d'amplificateurs,  $G$  le gain de chacun d'eux,  $\eta$  l'efficacité de couplage pouvant prendre en compte les pertes de transmission entre le dernier amplificateur et le récepteur,  $B_0$  la bande passante optique et  $e$  la charge d'un électron.

Dans un système amplifié de longueur totale  $L$  et d'espacement  $d$  entre amplificateurs successifs, le nombre d'amplificateurs  $m$  est donné par  $m = L/d$ , et le gain de chaque amplificateur est  $G = (G_{total})^{\frac{1}{m}}$ . Il est évident que le photocourant dû à l'émission spontanée amplifiée est minimisé si  $d$  tend vers zéro; ce qui améliore le rapport signal sur bruit.

### I.12.3 Egalisation du gain.

L'un des problèmes majeurs des réseaux optiques multicanaux (WDM) est la réponse transitoire de gain des amplificateurs optiques au moment de l'opération d'addition/extraction de canaux. Pour éviter des erreurs dans les canaux restants, les fluctuations de la puissance du signal, dues à l'addition ou l'extraction de canaux causées par les reconfigurations du réseau ou à des problèmes sur le canal de transmission, doivent être minimisées. la technique de surveillance des pertes de la puissance de pompe (Pump Power Loss Monitoring) permet d'effectuer la stabilisation du gain (Gain Locking) pour les amplificateurs optiques.

### I.12.4 Saturation.

Quand on effectue un pompage électrique pour inverser la population dans le milieu SOA et lorsqu'un signal optique est de passage, la recombinaison des porteurs est accélérée. Si ce signal est trop intense, le pompage électrique n'assure plus l'inversion de population, ce qui

cause la réduction du gain. On parle de saturation du gain dans le milieu. Si on stoppe le signal optique, le gain remonte avec le ralentissement des recombinaisons des porteurs.

### I.12.5 Conversion en longueur d'onde.

La conversion en longueur d'onde consiste à découper le spectre optique d'une fibre en un nombre d'intervalle de longueur d'onde distincts. Les différentes longueurs d'onde utilisées se situent dans les fenêtres centrées autour des longueurs d'onde  $1.3 \mu\text{m}$  ou  $1.5 \mu\text{m}$ .

Le nombre total de longueur d'onde dépend de l'espacement entre ces dernières. Les canaux WDM sont accessibles par des émetteurs laser réglés sur des longueurs d'onde spécifiques. Le multiplexage et le démultiplexage sont effectués par des composants optiques passifs (de façon similaire à la décomposition des couleurs par un prisme). Les signaux sont transportés simultanément mais à une longueur d'onde différente d'une source à une autre [9].

La WDM évite beaucoup de contraintes et d'implémentation difficile qui limite les performances des systèmes de télécommunication. Elle permet la transmission de plusieurs signaux optiques, chacun à sa propre longueur d'onde. (Figure I.30)

Cette technique augmente la capacité des réseaux qui existent sans recourir à un re-câblage coûteux, ainsi, on peut réduire d'une manière significative le coût d'amélioration du réseau. Elle ouvre, également une nouvelle ère de flexibilité de vente: l'infrastructure de transport peut fournir non seulement le câble et la fibre, mais également différentes longueurs d'onde, par exemple : une pour un câble de télévision, une pour le téléphone, une autre pour l'internet, et une autre pour la vidéo en demande...

La technologie WDM est dite DWDM lorsque l'espacement utilisé est égal ou inférieur à  $0.8\text{nm}$  ou lorsque plus de 16 canaux sont utilisés.

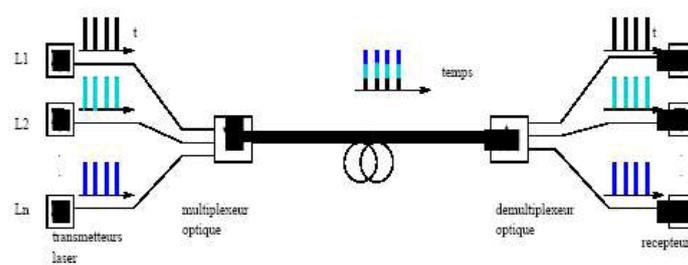


Figure I.30 : Multiplexage en longueur d'onde WDM [9].

### I.13 Routage et commutation de longueurs d'ondes.

Dans le cas des réseaux optique WDM, on appelle demande de communication un couple (émetteur, récepteur) qui doit être connecté par un chemin dans le réseau. Un multi-ensemble de demandes de communication est appelé une instance de communication.

La réalisation d'une instance de communication consiste à trouver un routage optique, c'est-à-dire un multi-ensemble de chemin reliant chaque demande de communication de l'instance et

une affectation de longueur d'onde à ces chemins, et que ce routage soit valide, et respecte la contrainte des réseaux WDM : « deux chemins traversant une même fibre, ne peuvent pas se voir affecter la même longueur d'onde » [5].

La commutation proprement dite (au sens traditionnel de commutateur d'abonnés ou de transit ou de commutateur de paquets), représente le problème le plus complexe puisqu'il faut traiter un très grand nombre d'entrées-sorties (quelques milliers ou plus) et, dans le cas d'une commutation temporelle, avoir accès aux éléments binaires correspondant à chaque communication. Ceci implique des temps de commutation élémentaires inférieurs à la microseconde ou même à la nanoseconde.

### **Conclusion**

La plupart des systèmes de télécommunications sur fibre sont conçus dans l'hypothèse d'une transmission linéaire (atténuation, dispersion). Mais de nos jours cette hypothèse devient de plus en plus insuffisante à cause de la mise en évidence des effets non linéaires à savoir l'effet Kerr et l'effet Raman.

D'où la nécessité d'utiliser des techniques permettant de contrôler ses effets non linéaires dans la conception des futurs réseaux optiques.

## Chapitre II : Les techniques de télécommunication optique à haut débit

### Introduction.

Un des souhaits d'un concepteur de systèmes de transmission est de pouvoir allonger au maximum la distance séparant un émetteur optique du récepteur optique. La technologie a évolué dans cette direction en passant de la fibre multimode à la fibre monomode, supprimant ainsi la dispersion intermodale et en passant de la longueur d'onde de  $1330\text{ nm}$  à  $1550\text{ nm}$ , minimisant ainsi l'atténuation. Celle-ci demeure pourtant la première limitation des liaisons à longue distance.

Dès lors que la distance sur laquelle on doit transmettre dépasse la capacité et la portée du système, on est obligé d'utiliser des répéteurs régénérateurs optoélectroniques qui convertissent le signal optique en vue de le transmettre vers un autre répéteur ou terminal de ligne.

Tous ces composants devant fonctionner à grand débit sont chers, complexes, délicats à réaliser et à interfacer.

### II.1 Historique.

L'invention du laser en 1960 a ouvert la voie sur les télécommunications optiques qui semblent offrir une capacité de transmission quasi illimitée.

C'est en 1966 que sera lancée l'idée de transport sur de grandes distances des signaux optiques sur une fibre, mais il faudra des années pour maîtriser les procédés de fabrication et contrôler la composition des matériaux qui influe de manière décisive sur les pertes. On parviendra alors à obtenir des atténuations assez faibles pour que devienne possible la transmission des signaux sur des distances suffisamment grandes pour présenter un intérêt pratique et rendre la technique optique compétitive.

A partir de 1978 furent installés des systèmes travaillant à la longueur optique de  $0.85\mu\text{m}$ , acheminant un débit compris entre  $50$  et  $100\text{ Mbit/s}$ , avec un espacement entre répéteurs de  $10\text{ Km}$ , c'est-à-dire trois fois plus environ que les systèmes sur câbles coaxiaux de capacité équivalente [13].

La seconde génération de systèmes de transmission sur fibre optique, apparue dans les années 1980, découle directement de la mise au point de la fibre monomodale et du laser à semi conducteur à  $1.3\mu\text{m}$ , longueur d'onde pour laquelle la dispersion chromatique est minimale. Des débits supérieurs à  $1\text{ Gbit/s}$ , avec un espacement entre répéteurs de plusieurs dizaines de kilomètres, sont alors atteints. Les portées de ces systèmes sont limitées par les pertes de la fibre,  $0.5\text{ dB/Km}$  dans le meilleur cas, et l'idée apparaît alors de développer des sources émettant à la longueur d'onde de  $1.55\mu\text{m}$  pour laquelle l'atténuation est minimale [ $0.2\text{ dB/Km}$ ]. Néanmoins, ce gain est altéré par l'effet de dispersion chromatique, toutes les longueurs d'onde ne se propagent pas à la même vitesse.

Cette dispersion chromatique est beaucoup plus forte qu'à  $1.3 \mu m$  et c'est d'elle que provient alors la limitation de la bande passante et donc du débit. Des progrès simultanés tant sur les lasers émettant sur un seul mode que sur le milieu de transmission (fibre à dispersion décalée) apporteront des solutions à ces problèmes et les premiers systèmes travaillant à  $1.55 \mu m$  apparaîtront à la fin des années 1980, avec un débit supérieur à  $2 \text{ Gbit/s}$  [13].

Apparus à la fin des années 1980 et devenus très rapidement des produits industriels, les amplificateurs optiques vont apporter un bouleversement considérable dans le domaine des télécommunications par fibre optique.

## **II.2 Les systèmes de transmission et réseaux sur fibres optiques.**

Les deux premiers grands domaines d'utilisation, liés aux besoins des réseaux, ont été les liaisons urbaines, de capacités considérables et fonctionnant sans amplification intermédiaire ni téléalimentation dans un environnement perturbé par le bruit électromagnétique, ou les liaisons côtières sans répéteurs (ces derniers dépassent déjà  $200 \text{ Km}$ , et même  $300 \text{ Km}$  avec l'amplification optique). Les câbles sous marins optiques sur les principales artères de télécommunication intercontinentales, deviendront le complément indispensable des satellites et inversement. Ensuite les liaisons terrestres régionales, nationales et internationales ont connu un très fort développement, stimulé par l'arrivée de nouveaux opérateurs [14].

### **II.2.1 Les liaisons numériques sur fibres optiques.**

La grande majorité des liaisons sur fibres optiques sont naturellement les liaisons numériques, bien que des transmissions analogiques soient encore utilisées en vidéo ou en téléméasures. La faible atténuation et la grande bande passante des fibres optiques permettent en effet de tirer tout le parti des transmissions, dont la part dans les réseaux de télécommunication est devenue prépondérante au moment où se développaient les premiers systèmes sur FO.

La FO. constitue l'infrastructure du réseau longue distance (WAN), qui a utilisé d'abord les échelons des hiérarchies numériques plésiochrones ( $2, 8, 34, 140, 560 \text{ Mbit/s}$  pour les systèmes européens), et se déploie maintenant selon la hiérarchie numérique synchrone SDH/SONET. Les liaisons sur FO constituent l'essentiel de l'infrastructure de transmission des réseaux ATM [15].

#### **II.2.1.1 Les familles de liaisons numériques.**

La figure II.1 fait apparaître 4 grandes familles de liaison sur FO, correspondant aux fenêtres de longueurs d'onde utilisées. Leurs portées sont limitées : d'une part, par l'atténuation (limite qui diminue lentement quand le débit  $D_b$  augmente), d'autre part, par la dispersion (intermodale ou chromatique), limite qui est approximativement en  $1/D_b$ . On évite généralement de travailler à la limite de dispersion.

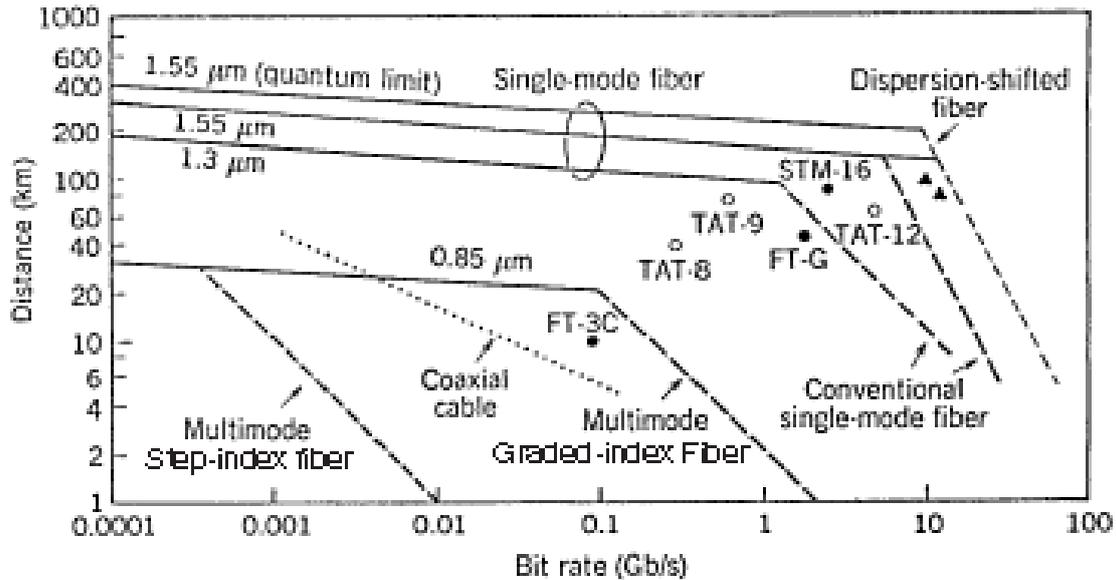


Figure II.1 : Familles de liaisons numériques sur fibres optiques [40].

### II.2.1.2 Structures et éléments des systèmes de transmission par fibre optique.

La réalisation des câbles à fibre optique de faibles atténuations, associés à la mise au point des procédés de raccordements et au développement des composants optoélectroniques, permet d'envisager leur introduction efficace dans les systèmes de transmission d'information. Suivant le domaine d'application (télécommunications, industriel ou militaire...), on espère ainsi tirer rapidement profit des propriétés spécifiques des FO décrites précédemment.

La conception d'un système de transmission par FO, préalable à toute implantation, nécessite la connaissance des caractéristiques de fonctionnement de la liaison et la prise en compte des besoins de l'utilisateur. C'est pourquoi, avant de décrire les différentes opérations conduisant à la définition de la liaison, il nous paraît important de nous attarder sur la demande de l'exploitant et de mettre en avant les propriétés essentielles des sous ensembles (émetteur-fibre-récepteur) [16].

### II.2.1.3 Les besoins de l'utilisation.

La conception d'un système de transmission par FO, passe par un examen minutieux du cahier de charges. Il est important de connaître :

- Le signal à transmettre : sa bande passante ou son débit ;
- La qualité requise pour la liaison : rapport signal/bruit ou taux d'erreurs ou distorsion, phase et gain différentiels, ou gigue de l'horloge récupérée ;
- La longueur de la liaison et le cas échéant, la longueur imposée des tronçons de câbles ;
- Le niveau du signal et les impédances à l'entrée et à la sortie de la liaison ;

- La configuration du système : liaison série ou parallèle, unidirectionnelle ou bidirectionnelle, structure en boucle, en étoile ou liaison point à point (pour les liaisons de données) ;
- La fiabilité des équipements ;
- Les conditions d'un environnement : gamme de température, pression, humidité, liaison aérienne, enterrée ou sous-marine ;
- La date de mise en service.

Toutes ces caractéristiques doivent être pondérées en fonction du type d'application et peuvent n'être que partiellement précisées. En règle générale, les trois premières exigences servent à définir les grandes options techniques : choix de modulation, établissement de schéma synoptique de récepteur, les autres orientent le choix des composants [16].

Donc de ce qui précède, on peut distinguer quatre grandes structures schématiques d'une liaison à FO: selon la portée (transmission à courte, moyenne ou à longue distance) et selon le débit (transmission haut débit ou très haut débit), et encore on peut combiner ces quatre applications pour obtenir le choix le mieux adapté à nos besoins (ex. : transmission haut débit à moyenne distance ou transmission très haut débit à longue distance et multiplexage en longueur d'onde).

#### II.2.1.4 La liaison point à point.

Dans une liaison point à point, on trouve (Figure II.2) : [17]

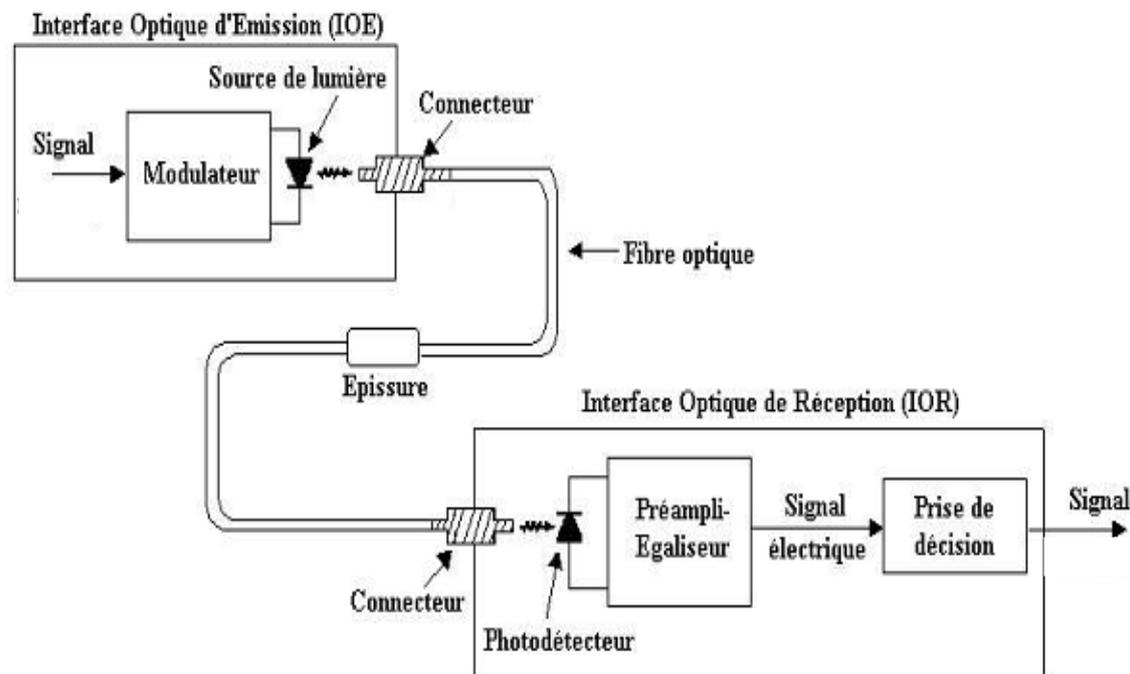


Figure II.2 : Liaison point à point sur fibre optique [17].

Les différents blocs seront détaillés dans les paragraphes suivants.

L'épissure sur la liaison permet de relier les extrémités des fibres optiques de façon permanente.

#### **II.2.1.4.1 L'interface optique d'émission.**

Elle a pour rôle de transformer le signal électrique en signal optique. Elle contient principalement le composant opto-électrique d'émission, qui peut être une diode électroluminescente (LED) ou une diode laser. L'interface contient également des circuits d'adaptation et de protection ; elle est reliée au câble soit par une embase de connecteur, soit par une fibre amorce qu'il faut raccorder.

Les systèmes pratiques utilisant des sources à semi-conducteur émettant autour des longueurs d'ondes  $\lambda = 0.85 \mu m$  (pour les courtes distances),  $\lambda = 1.3 \mu m$  ou  $\lambda = 1.55 \mu m$  : les bandes de fréquences utilisées autour de ces trois longueurs d'ondes sont souvent appelées les trois fenêtres de télécommunications.

La première valeur a été imposée pour les matériaux à semi conducteur disponible avant 1980, les deux autres longueurs d'onde sont apparues avec le développement des fibres monomodales (liaisons longues et très longues distances avec amplificateurs). Actuellement, le seul type de source utilisé est la diode laser à semiconducteur qui est caractérisée par un spectre de raies très fines (entre 0.2 et 1 MHz lorsque le laser émet 1 mW [13]) répartie sur un intervalle spectrale de quelques nanomètres.

##### **a. La diode laser.**

La diode laser est une source lumineuse utilisant l'émission stimulée c'est-à-dire qu'un photon incident peut provoquer la désexcitation d'un électron et entraîner l'émission d'un autre photon de même longueur d'onde, de même phase, de même état de polarisation, et de même directivité spatiale. Ces deux photons peuvent à leur tour déclencher d'autres émissions synchrones et provoquer un effet d'avalanche. Il y a donc, pour ce type d'émission, apparition de gain.

Le principe du laser repose sur deux éléments essentiels :

- Un amplificateur d'onde lumineuse;
- Une boucle de réaction formant un résonateur.

Au-dessus d'un certain seuil d'excitation, l'émission spontanée incohérente fait place à l'émission stimulée cohérente ou, ce qui revient au même, le matériau devient amplificateur. Dans ces conditions, si le dispositif comporte une réaction optique il peut osciller à une longueur d'onde d'émission très précise: c'est l'émission laser.

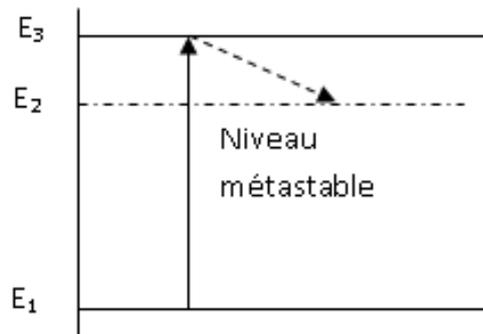


Figure II.3 : Principe du laser [6].

Dans la jonction  $PN$ , un photon incident a plus de chances d'être absorbé en faisant passer un atome du niveau stable  $E_1$  à un niveau excité d'énergie supérieure, ensuite, d'induire une émission spontanée au lieu de provoquer une émission stimulée.

Si on veut augmenter les chances d'émission stimulée à partir du niveau  $E_2$ , il convient d'augmenter la population de ce niveau au détriment de celle au niveau  $E_1$ . Pour cela on va se servir du niveau excité  $E_3$  et de la possibilité d'un niveau métastable (de longue durée de vie)  $E_2$ .

Les photons incidents d'énergie  $E_3-E_1$  sont absorbés en peuplant le niveau d'énergie  $E_3$  lequel se dépeuple, en perdant de l'énergie lors de collisions (transition non radiative), vers le niveau  $E_2$  qui est métastable. Ainsi, au fur et à mesure de la diminution des atomes de niveau  $E_1$  par absorption des photons incidents, ceux du niveau  $E_2$  deviennent plus nombreux. Il y aura inversion de populations et un photon incident aura plus de chances de produire une émission stimulée que d'être absorbé. Le processus d'émission prédomine sur celui de l'absorption. L'intensité de la lumière incidente va augmenter au lieu de diminuer au cours de la traversée du milieu, les photons de l'émission stimulée provoquant eux-mêmes de nouvelles émissions stimulées : il y a amplification.

Le pompage qui fait passer les électrons du milieu actif du niveau  $E_1$  au niveau  $E_3$  peut être réalisé par flash lumineux ou décharge électrique. Le résonateur optique augmente l'amplification et effectue une sélection dans les fréquences émises qui sont, de plus, extrêmement monochromatique.

### b. Les caractéristiques des diodes laser.

La cohérence du rayonnement laser se traduit par des caractéristiques très différentes de celles des LED :

- L'ouverture du faisceau lumineux est très réduite et conduit à une efficacité d'injection bien plus grande que dans le cas d'une LED: la perte d'injection typique est de l'ordre de  $3\text{ dB}$ . De plus, la mise en œuvre de fibres monomodes est grandement facilitée par la réalisation de lasers dont la structure d'émission est optimisée.
- La largeur spectrale du rayonnement émis est très réduite, de l'ordre de quelques angströms, pour une diode de structure classique. Cette caractéristique diminue l'influence de la dispersion chromatique des fibres et donc augmente la capacité de la liaison.

- La bande passante qui atteint aujourd'hui quelques gigahertz ( $\Delta\lambda \approx 10 \text{ nm}$ );
- Le courant de seuil laser de quelques dizaines de milliampères, la puissance émise de quelques milliwatts. Ces paramètres varient avec la température, particulièrement pour les lasers à  $1.3$  et  $1.5 \mu\text{m}$ ;
- La densité de courant importante (de l'ordre de  $500 \text{ A/cm}^2$ ).

Le bruit introduit par les diodes lasers est une caractéristique à ne pas négliger. En effet un laser à semi-conducteur constitue un générateur de fréquences optiques particulièrement imparfait émettant des ondes dont le champ électrique est affecté de bruits d'amplitude ou d'intensité et de bruits de fréquence ou de phase, même lorsque le laser est polarisé en continu de façon très stable. Ces fluctuations imposent une limite ultime aux performances de n'importe quel système de communication optique.

On caractérise le bruit d'intensité à une certaine fréquence par le RIN défini par le rapport entre la densité spectrale des fluctuations de la puissance optique et le carré de cette puissance.

$$RIN(f) = 10 \log \frac{(\Delta P^2(f))}{P^2} ; \text{ il s'exprime en } dB/Hz.$$

Le maximum de bruit se situe au seuil, indiquant le changement de propriétés de la lumière émise par le laser lorsque l'émission stimulée l'emporte sur l'émission spontanée.

### c. Les différentes sources lasers utilisées pour les transmissions à haut débit.

- Le laser DFB (Distributed Feed Back):

Pour des raisons de qualité de propagation et d'occupation spectrale, le multiplexage en longueur d'onde dense exige une émission monochromatique qui privilégie l'usage du laser à contre-réaction distribuée ou DFB. La stabilité de longueur d'onde dans le temps autorise leur utilisation dans les systèmes WDM sans stabilisateur externe, à condition que les canaux soient espacés de plus de  $50 \text{ GHz}$  (pour éviter le recouvrement). Pour des espacements plus faibles, un stabilisateur (locker) est nécessaire. Celui-ci peut être directement intégré dans le module. La sélection d'un mode dominant dans le spectre du laser DFB est obtenue par l'insertion d'un élément très dispersif dans la cavité : le miroir de Bragg. Les faces clivées qui assureraient la contre-réaction dans le laser Fabry-Pérot sont annihilées par un traitement diélectrique.

- Le laser accordable :

Plus récemment, sont apparus des lasers à semi-conducteur mono longueur d'onde plus largement accordables que les DFB. Ces lasers peuvent être calés sur une longueur d'onde par commande électrique. Parmi les différentes solutions proposées, le laser DBR offre des caractéristiques particulièrement intéressantes. Ce type de laser permet de couvrir typiquement une quarantaine de canaux sur un peigne de  $50 \text{ GHz}$ , et avec une puissance de sortie jusqu'à  $20 \text{ mW}$ . Des tests de vieillissement montrent que la stabilité dans le temps de ce type de lasers ne devrait pas se différencier fortement de celle observée sur un laser DFB conventionnel.

#### II.2.1.4.2 La fibre.

La puissance de sortie optique modulée provenant de la source optique est injectée dans la fibre optique, après la transmission, elle est démodulée coté réception (Figure II.2). L'énergie transmise subit des altérations au cours de son trajet dans la fibre. La puissance optique, coté émetteur, est déterminée et fixée par la source, alors qu'il faut du coté récepteur, un certain minimum de puissance optique (niveau de puissance reçu) pour que le signal soit décodé correctement. La distance de transmission est donc limitée par ce qu'on ne doit pas permettre à l'atténuation totale du système de dépasser le rapport de la puissance d'entrée à la puissance que requiert le récepteur.

Les principales pertes optiques du système sont [18] :

- Les pertes par couplage entre source optique et fibre ;
- Les pertes pendant la propagation dans la fibre ;
- Les pertes par couplage entre fibre et détecteur et à cause du rendement quantique limité du détecteur.

Les fibres optiques multimodales à saut d'indice conviennent bien aux applications optiques et aux transmissions à courte distance.

Les fibres multimodales à gradient d'indice ont été spécialement conçues pour les télécommunications, afin de minimiser l'effet de dispersion intermodale (l'étalement dans le temps des impulsions transmises, car il existe des différences dans la longueur d'onde, donc dans le temps de propagation, des différents rayons guidés) sans trop réduire l'ouverture numérique, donc la puissance couplée. Plusieurs standards ont été normalisés pour des applications en télécommunication moyenne distance, informatique et vidéo communication. La distance maximale qui peut être couverte par le signal optique propagé dans un guide, sans qu'intervienne une amplification optique dépend [19] :

- Du niveau de puissance minimale nécessaire à une bonne réception ;
- De la bande passante exigée par l'utilisateur.

Donc nous constatons que la fibre optique ne constitue qu'une partie du quadripôle optoélectronique représentant la chaîne de transmission d'information. L'utilisateur s'intéresse avant tout à la relation entre le signal de sortie fourni par le détecteur et le signal d'entrée fourni par la source. On souhaite souvent que cette relation soit linéaire afin de pouvoir utiliser les techniques classiques de filtrage et d'égalisation pour reconstituer le signal entrant. Dans les systèmes de transmission sur fibre, qui sont dans leur très grande majorité numériques, cette relation linéaire n'est pas vérifiée, en raison du caractère quadratique du détecteur. Cette particularité n'est cependant pas un obstacle au développement de ces systèmes [13].

#### II.2.1.4.3 L'interface optique de réception.

Le signal parvenant à la sortie de la fibre est détecté au moyen d'un photodétecteur qui le convertit en signal électrique. La photodiode est basée sur l'effet photoélectrique c'est à dire sur la capacité d'une substance à émettre des électrons quand elle est frappée par un rayonnement lumineux. L'énergie d'un photon est  $\Delta E = h \nu$ . Cette énergie croît avec la fréquence du rayonnement lumineux.

### a. Le principe de la photodétection.

Sous l'effet d'un photon d'énergie suffisante, un électron est arraché de la bande de valence et passe dans la bande de conduction, produisant une paire de porteurs libres qui sont collectés aux bornes d'une jonction polarisée en inverse. Rappelons que, dans cette jonction, il existe une zone sans porteurs libres dite zone de déplétion où règne un champ électrique  $\vec{E}$ . Donc toute paire électron-trou générée dans cette zone participe à la création d'un photo-courant.

Le photon incident ne peut être absorbé que si son énergie  $h\nu$  est au minimum égale au GAP ( $\Delta E$ ) du matériau.

### b. Caractéristiques principales des photodétecteurs.

Le matériau constituant le photodétecteur doit être choisi en fonction de la longueur d'onde à détecter, qui doit être absorbée par le matériau. Les semi-conducteurs directs conduisent à une épaisseur d'absorption très faible (quelques micromètres); les semi-conducteurs indirects, permettent de réaliser des photodétecteurs à  $0.85\mu m$  (*Si*) et à  $1.3\mu m$  (*Ge*). Cependant, à cette longueur d'onde, on a tendance à utiliser de plus en plus le matériau  $In_xGa_{1-x}As_yP_{1-y}$ , dont les caractéristiques de bruit sont beaucoup plus favorables et qui permet d'étendre la détection à  $1.55\mu m$  (couvrir une plus large gamme de longueurs d'onde).

Le paramètre qui nous renseigne sur le taux de conversion des photons en paires d'électrons-trous est le rendement quantique ( $\eta_q$ ). Il est défini comme étant le rapport entre  $n_e$  le nombre d'électrons créés et  $n_p$  le nombre de photons incidents :  $\eta_q = \frac{n_e}{n_p}$ .

Une caractéristique essentielle d'un photodétecteur est son bruit : bruits quantique de signal liés à l'arrivée aléatoire des photons sur le détecteur et aux photoélectrons créés dans l'obscurité, et les bruits thermiques dus à la charge du photodétecteur proportionnel à la bande passante du récepteur et aux étages amplificateurs. Ces bruits doivent être réduits le plus possible, ce qui nécessite une optimisation de la conception du photodétecteur et des premiers étages du préamplificateur, optimisation prenant en compte la nature du photodétecteur.

En plus de tout ce qui précède un photodétecteur satisfaisant doit avoir:

- Un faible bruit additionnel ;
- Un bon couplage avec la fibre ;
- Une grande sensibilité à la longueur d'onde de fonctionnement ;
- Une bande passante convenable ;
- Une faible exigence du point de vue tension de source ;
- Une indépendance des conditions extérieures sur ses caractéristiques ;
- Une grande fiabilité (bon rendement quantique) et un faible coût ;
- Un temps de réponse très court (temps de transition).

### c. Les différents types de photodétecteurs.

Deux types de dispositifs à semi-conducteurs répondent aux conditions précédentes, à savoir la photodiode *PIN* et la photodiode à avalanche *APD*.

- La photodiode *PIN*.

Le photodétecteur le plus simple est une jonction *P-N* (photodiode) polarisée en inverse, dans laquelle les photons absorbés créent des paires électrons-trous. Le photocourant correspondant est détecté dans une charge résistive. Cette structure simple est améliorée en insérant une région très faiblement dopée, dite intrinsèque (*I*), entre les zones *P* et *N*, d'où le nom de « *PIN* ».

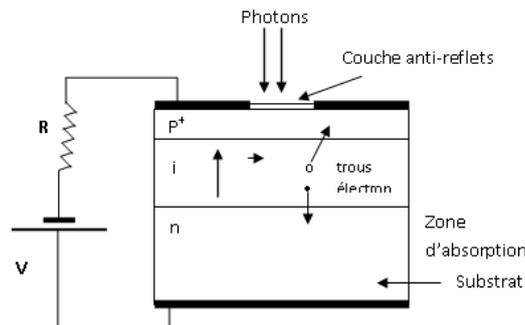


Figure II.4 : Photodiode *PIN* [20].

Dans la région intrinsèque, les photons incidents créent des paires électrons-trous qui sont dissociés par le champ électrique intense de polarisation. Dans les régions *P* et *N*, seuls les photons proches de la région intrinsèque créent un photo-courant. La profondeur de pénétration des photons dans la photodiode dépend du type de matériau utilisé ainsi que de la longueur d'onde. Plus celle-ci est élevée, plus l'onde pénètre dans le semi-conducteur. Les paires électrons-trous créées par les photons incidents sont rapidement dissociées et collectées par les électrodes. La zone (*P*) traversée par la lumière doit être de faible épaisseur, et recouverte d'une couche anti-reflets qui améliore le rendement quantique externe, et qui protège le matériau. La photodiode *PIN* fonctionne avec une tension inverse faible et a un temps de réponse très court (inférieur à  $1\text{ ns}$ ).

- La photodiode à avalanche (*APD*).

Il est possible d'accroître la sensibilité d'une photodiode par un processus de multiplication interne à effet d'avalanche. Si les électrons et les trous dus à l'absorption des photons sont créés dans une zone où règne un champ électrique intense, ils pourront acquérir suffisamment d'énergie pour créer à leur tour d'autres paires électrons-trous et ainsi de suite. Ce phénomène est appelé l'ionisation par impact: c'est l'effet d'avalanche que, s'il n'est pas contrôlé, aboutit au claquage de la jonction.

A la différence de la photodiode *PIN*, la photodiode à avalanche possède donc un gain interne dû à cette multiplication d'électrons.

## II.2.1.5 Les méthodes d'inscription et de détection de données.

### II.2.1.5.1 La modulation des sources optiques.

La modulation est la variation dans le temps d'une caractéristique physique d'un signal (onde porteuse) en fonction des informations à transmettre. Afin de transmettre des informations dans les systèmes numériques optiques, il faut les transmettre sur le signal à envoyer dans la fibre; ainsi les informations sont transmises grâce à l'onde porteuse dont on va modifier soit l'amplitude (modulation d'amplitude), soit la fréquence (modulation de fréquence) soit la phase (modulation de phase) [20].

Il existe principalement deux techniques : la modulation directe et la modulation externe.

#### a. La modulation directe.

Un des principaux avantages de lasers à semi-conducteur pour les systèmes de télécommunications par fibre optique réside dans le fait que le signal est modulé facilement : la modulation du courant qui les traverse entraîne directement la modulation de la lumière émise soit en intensité, soit en fréquence optique. Ainsi, il suffit de transmettre les données sur l'alimentation du laser.

Cette solution de modulation directe requiert assez peu de composants. En dehors de la source optique, le laser, seuls un générateur de séquence et un driver sont nécessaires. Le premier va émettre à un débit donné une séquence de données, expression de l'information à transmettre. Le rôle du driver est de commander la source optique au niveau des puissances émises (en fixant les valeurs du courant d'alimentation). Pour cela, il modifie, transforme les niveaux du signal issu du générateur [20].

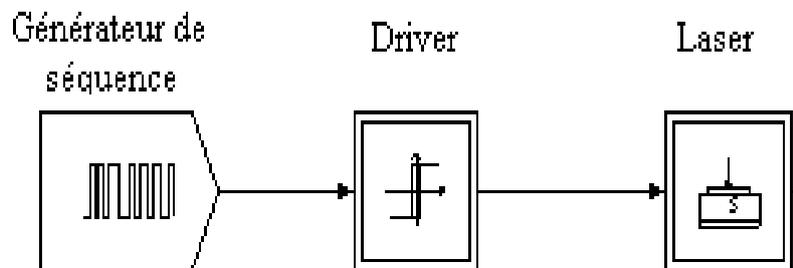


Figure II.5 : Schéma de la modulation directe [20].

Au début, la puissance optique délivrée varie linéairement en fonction du courant. La modulation directe connaît beaucoup d'avantages, en particulier le faible coût de mise en œuvre. Mais elle comporte aussi des limites. Ce type de modulation provoque une modification dynamique du spectre dû à la conversion amplitude-fréquence (apparition de *chirp*) et du diagramme de rayonnement. Le temps de réaction des lasers, leurs oscillations, leur bruit, 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 [20].

### b. La modulation externe.

La modulation externe consiste à écrire les données électriques sur un signal optique continu. Le champ émis par la source n'est pas modulé et passe par un circuit optique spécial où l'on peut provoquer une modulation de phase ou d'amplitude. Les modulateurs d'amplitude ne présentent aucune propriété de linéarité mais introduisent beaucoup moins de conversion amplitude-fréquence. Le signal modulé envoyé dans la fibre est donc nettement moins affecté par ce phénomène mais également moins puissant que dans le cas de la modulation directe. La quasi-totalité des têtes d'émission des systèmes haut débit est basée sur la modulation externe.

La modulation est effectuée par un composant indispensable : le modulateur externe. Celui-ci est commandé par une tension externe  $V(t)$ , modulée et représentative de l'information à transmettre. Cette tension appliquée au modulateur a pour propriété de modifier le facteur de transmission en intensité en sortie. Le signal optique continu émis par le laser alimenté par un courant constant est donc peu dégradé. En traversant le modulateur, il subit les modifications du facteur de transmission et le signal de sortie se trouve modulé selon  $V(t)$ . Un driver est souvent présent entre les données et le modulateur afin de fixer les niveaux de  $V(t)$  et choisir les modifications du facteur de transmission [20].

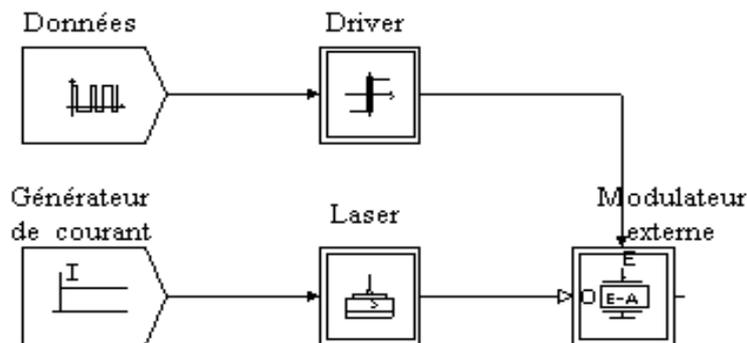


Figure II.6 : Schéma de la modulation externe [20].

Deux principaux types de modulateurs sont employés aujourd'hui :

- Modulateur électro-optique : Ce type de modulateur utilise la variation de l'indice de réfraction en fonction du champ électrique (effet électro-optique) dans le niobate de lithium ( $\text{LiNbO}_3$ ).
- Modulateur électro-absorbant : Il utilise la variation de l'absorption (effet d'électro-absorption) dans les matériaux semi-conducteurs.

#### II.2.1.5.2 La détection.

Tout comme il existe plusieurs méthodes pour inscrire l'information sur le signal lumineux, il existe différentes techniques pour la récupérer. Néanmoins, le photodétecteur est toujours nécessaire pour convertir le signal optique en électrique.

La première méthode de détection est appelée directe. Elle consiste en la conversion, grâce à une photodiode, des fluctuations de puissances optiques porteuses de l'information en fluctuations de courant électrique. D'autres méthodes dites cohérentes (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.

#### **a. La détection directe.**

Pour extraire le signal qui module en amplitude une onde, on peut le redresser, ou plus généralement le faire passer dans un dispositif non linéaire, tel qu'une diode. Un signal basse fréquence, le signal modulant et des harmoniques sont alors émis. Les harmoniques peuvent être éliminées par filtrage, dans la mesure où la fréquence de l'onde porteuse est très grande devant la fréquence maximale du spectre du signal modulant. Ce procédé est classiquement appelé détection directe. Le détecteur n'est pas idéal, c'est-à-dire de bande passante infinie. En réalité, la résistance de charge et la capacité de jonction de la photodiode forment un filtre passe-bas.

#### **b. La réception hétérodyne.**

En réception hétérodyne, le signal reçu et un signal issu d'un oscillateur local sont couplés pour réaliser une combinaison linéaire des signaux présents sur les deux entrées. Une des deux sorties attaque le photomélangeur. Le signal détecté est filtré dans un filtre centré autour de la fréquence intermédiaire [20].

#### **c. La réception homodyne.**

Dans l'analyse développée jusqu'ici, la fréquence intermédiaire a été supposée non nulle. Cependant, on peut aussi imaginer utiliser un oscillateur local qui soit à la même fréquence que le signal reçu et synchronisé en phase avec la porteuse de celui-ci. Le signal utile sur la sortie du photomélangeur est donc maintenant en bande de base. C'est ce qu'on appelle réception homodyne, un cas particulier de la réception hétérodyne [20].

### **II.2.2 Systèmes à amplification optique.**

Lorsque la longueur de la liaison le nécessite, on insère un ou plusieurs répéteurs. Les répéteurs-régénérateurs des anciennes liaisons (posés avant 1995) contiennent des interfaces de réception et d'émission, reliés par des circuits d'amplification et de régénération pour les transmissions numériques, d'où une discontinuité dans le signal. Les nouvelles liaisons, terrestre et sous-marines, utilisent des amplificateurs optiques pompés par laser, et sont entièrement optiques sur des distances qui peuvent dépasser 10000 Km.

#### **II.2.2.1 description de la liaison.**

Dans ces liaisons numériques, il faut utiliser des sources laser parfaitement monochromatiques, émettant précisément à la longueur d'onde de dispersion nulle de la fibre (Figure II.7) :

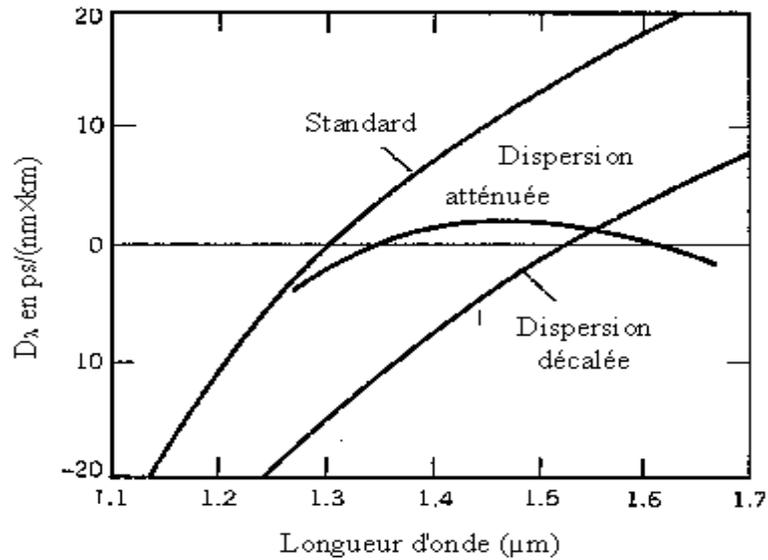


Figure II.7 : Dispersion chromatique dans les fibres optiques [41].

Après propagation dans un tronçon de fibre monomodale qui a l'avantage d'avoir une très grande bande passante, permettant les transmissions à très grande distance, la lumière pénètre dans l'amplificateur optique monomodal ayant un gain en puissance  $G$ . On appelle  $N_s$  le nombre moyen de photons par impulsion de durée  $T$  injectés dans l'amplificateur (c'est à dire que la puissance correspondante est  $N_s \cdot h\nu/T$ ). Le signal amplifié est alors injecté dans un deuxième tronçon de fibre. Au signal amplifié se superpose le bruit d'émission spontanée amplifiée (ESA) [22].

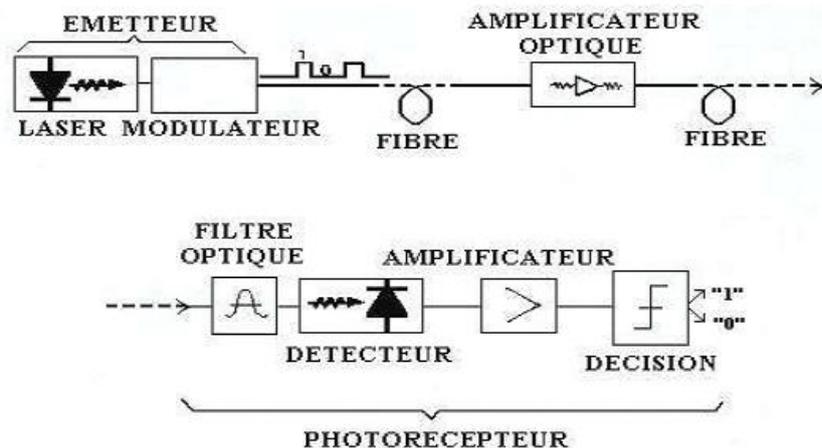


Figure II.8 : Système de transmission optique longue distance comportant un amplificateur optique [22].

La lumière arrivant sur le récepteur, traverse un filtre optique de largeur de bande  $B_0$  supérieure à la bande du signal, et dont le rôle est d'éliminer une partie de l'ESA dont le spectre est en général beaucoup plus large que celui du signal. Le champ reçu est la superposition du champ du signal et d'un champ représenté par un processus gaussien centré.

La lumière ainsi filtrée est détectée par une photodiode de rendement quantique  $\eta$ . Le photocourant émis par la photodiode est pré-amplifié avec un pré-amplificateur à faible bruit et en même temps égalisé. L'amplificateur est suivi d'un détecteur à seuil qui permet de prendre la décision. L'un des nombreux avantages recherchés dans l'amplification optique est de fonctionner indépendamment du débit supporté par le signal optique. Ainsi, le débit initial de la liaison transatlantique TAT 12/13 (première de ce type posée en 1995) est de 5 Gbit/s, mais il peut être augmenté sur une liaison déjà posée.

En revanche, et du fait de l'absence de régénération, il se produit une accumulation de bruit qui limite la distance entre amplificateurs optiques à une valeur d'autant plus faible que la liaison est longue.

### II.2.2.2 Autres applications de l'amplificateur optique.

L'amplification optique peut également être utilisée dans d'autres systèmes :

- En préamplification (Figure II.9.a), juste avant la détection ; on recherche alors le plus faible excès de bruit, afin de se rapprocher de la limite quantique ;
- En booster, juste après l'émission (Figure II.9.b) ; il faut maximiser la puissance de saturation et le rendement quantique. Cette utilisation permet également de desservir un grand nombre de récepteurs par l'intermédiaire d'un coupleur étoile. En associant le booster à l'émission et le préamplificateur en réception, on réalise des liaisons atteignant 350Km sans amplification intermédiaire.
- En ligne, comme amplificateur intermédiaire (Figure II.9.c), en mettant en cascade plusieurs amplificateurs ; dans les liaisons très longues distances.

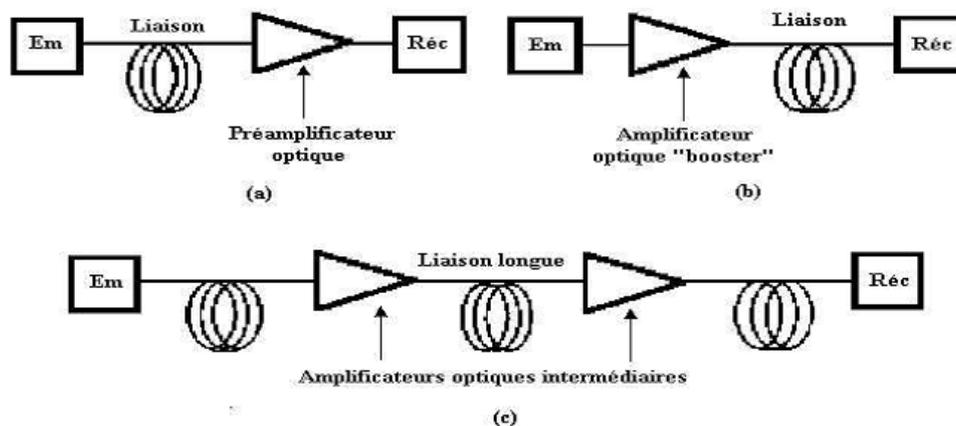


Figure II.9 : Différents systèmes à amplification optique [22]

- (a) avec préamplificateur optique à la réception
- (b) avec amplificateur optique de puissance à l'émission
- (c) avec amplificateurs optiques intermédiaires

### II.2.3 Le multiplexage optique.

Pour le multiplexage optique, nous pouvons citer trois techniques :

#### II.2.3.1 Le multiplexage en longueur onde.

Lorsqu'il est nécessaire de moduler une grande quantité d'informations sur une seule onde porteuse, il faut une largeur de bande plus grande, quoique la bande passante potentielle d'une fibre optique, définie comme la fenêtre sur laquelle l'atténuation reste suffisamment faible pour permettre la transmission, est énorme, par exemple  $15\text{ THz}$  autour de  $1.3\ \mu\text{m}$  et autant autour de  $1.55\ \mu\text{m}$ . Théoriquement, même en utilisant un code binaire, les débits qui peuvent être transmis sont donc extrêmement élevés. Néanmoins, l'utilisation de cette capacité théorique se heurte à divers problèmes, ne serait ce que la dégradation due à l'interférence entre symboles provoqués par la dispersion de la fibre, qui devient de plus en plus importante lorsque le débit augmente, et le traitement électronique des signaux électriques avant modulation et après détection devient plus complexe. Il a été démontré que pour maintenir un taux d'erreur constant de l'ordre de 5%, la puissance reçue doit aussi être plus grande [21].

Il s'ensuit que, pour une puissance d'entrée élevée donnée, la distance de transmission est diminuée pour limiter les pertes. Cependant, au lieu d'utiliser une seule onde porteuse, une autre méthode consiste à utiliser un certain nombre de porteuses, chacune ayant une longueur d'onde différente.

##### a. Principe.

Le principe consiste à partager le débit numérique à transmettre  $D_b$  entre  $N$  porteuses optiques à différentes longueurs d'onde transmettant chacune un débit  $D_b/N$ , on transmettra quatre fois  $2.5\ \text{Gbit/s}$  sur quatre porteuses optiques à quatre longueurs d'ondes différentes au lieu de transmettre  $10\ \text{Gbit/s}$  sur une seule longueur d'onde. Ce procédé, qui n'est pas sans rappeler ce qui se fait classiquement dans les systèmes radioélectriques, est appelé multiplexage en longueur d'onde WDM. Notons que le développement d'amplificateurs optiques avec une bande confortable qui a rendu possible le multiplexage en longueur d'onde.

Une première application de cette technique concerne les systèmes de transmission point à point à haut débit. Une seconde application est la distribution de canaux optiques dans un réseau de diffusion et la troisième concerne les réseaux locaux (LAN). Pour les liaisons à très longues distances (WAN), aussi bien terrestre que sous-marines, on doit utiliser des répéteurs à amplification optique et des fibres monomodes à dispersion décalée. L'augmentation du débit se fait grâce au multiplexage en longueur d'onde. Outre des débits très élevés ( $N \times 2.5$  ou  $10\ \text{Gbit/s}$ ) obtenus de façon plus simple qu'en multiplexage temporel, le multiplexage en longueur d'onde permet d'augmenter progressivement la capacité des liaisons déjà posées.

Il existe aussi des multiplexages denses en longueur d'onde ou DWDM qui permettent d'atteindre des capacités énormes (plus de  $T\text{bit/s}$ ) sur les réseaux et liaisons longue distance à  $1.55\ \mu\text{m}$ . Ce multiplexage est très sélectif puisque l'espacement entre canaux, normalisé par l'UIT, est de  $0.8\ \text{nm}$  (soit  $100\ \text{GHz}$  à  $1.55\ \mu\text{m}$ ). Ainsi, il permet de faire face à l'explosion du trafic international, mais aussi de s'y adapter de façon très souple.

### **b. Introduction des amplificateurs optiques dans les systèmes multiplexés en longueur d'onde.**

Un avantage essentiel des amplificateurs optiques est qu'ils peuvent amplifier simultanément plusieurs longueurs d'ondes multiplexées dans la même fenêtre. Des liaisons multiplexées de 4 à 16 longueurs d'onde sont déjà opérationnelles, et des liaisons transocéaniques de  $64 \times 10 \text{ Gbit/s}$  par paire de fibre sont prévues (soit plusieurs  $T\text{bit/s}$  par câble à fibre optique).

Des démonstrations de laboratoires utilisant un très grand nombre de porteuses optiques ont atteint plusieurs  $T\text{bit/s}$  par fibre, le chiffre doublant pratiquement tous les ans. L'emploi de longueurs d'ondes plus élevées (bande  $L$  de 1575 à 1620 nm) est envisagé pour augmenter encore les capacités, bien que le gain des amplificateurs y soit plus faible.

#### **II.2.3.2 Le multiplexage de sous porteuses (scm).**

Il correspond à un multiplexage en deux étapes : un multiplexage en fréquence divisé (FDM) dans l'hyperfréquence, ensuite un WDM. Le SCM introduit plus de flexibilité dans l'allocation de la bande [10].

#### **II.2.3.3 Le multiplexage temporel optique (TDM).**

Dans cette technique le temps est discrétisé. La synchronisation des stations est nécessaire et les slots émis par les différentes stations devant être en phase. Ce qui est difficile à gérer à très haut débit [10]. Si un slot de couleur correspondant à celle qu'on désire émettre n'est pas disponible, l'unité d'information doit être mémorisée. Ce qui est possible par l'introduction d'un retard artificiel dans la propagation en injectant le signal optique dans une boucle de fibre de la longueur nécessaire.

### **II.2.4 Les réseaux à routage ou commutation en longueur d'onde.**

Les réseaux à routage ou commutation en longueurs d'onde sont adaptés aux réseaux étendus WAN de point de vue puissance et architecture, et offrent la possibilité de réutiliser les longueurs d'ondes dans le réseau. Le réseau est composé de nœuds de routage, connectés entre eux par des fibres optiques, et des utilisateurs, rattachés par une fibre optique à un nœud de routage. Sur chaque fibre sont multiplexées plusieurs longueurs d'onde. A un instant donné, chaque nœud peut être connecté logiquement à un ou plusieurs nœuds. Chaque connexion correspond à une longueur d'onde si les fibres empruntées sont disjointes [23].

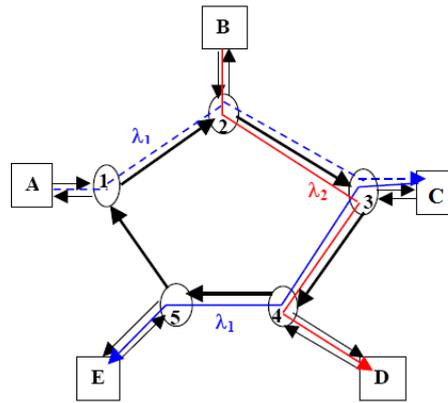


Figure II.10 : Schéma de routage de longueur d'onde [23].

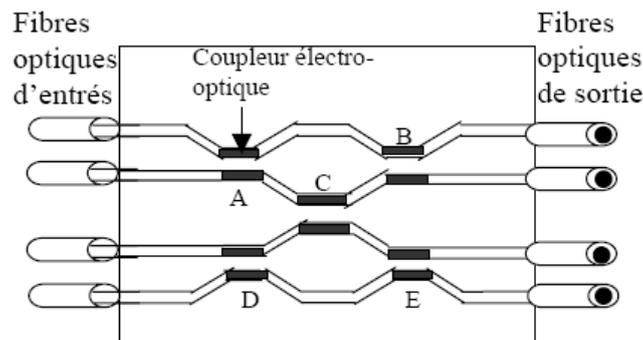
Ainsi, sur la figure, le canal optique reliant les usagers *A* et *C* et le canal optique reliant *C* à *E* peuvent utiliser la même longueur d'onde  $\lambda_1$ , car ils n'empruntent pas les mêmes fibres. Par contre, le canal optique reliant *C* et *E* emprunte la même fibre, reliant les nœuds 3 et 4, que le canal optique reliant *B* à *D*: il devra utiliser une autre longueur d'onde  $\lambda_2$ .

## II.2.4.1 Les différents types de commutateurs.

### II.2.4.1.1 Le commutateur électro-optique.

Les dispositifs électro-optiques utilisent des matériaux où l'indice de réfraction varie en fonction du champ électrique appliqué. Les propriétés électro-optiques du niobate de lithium ont été largement utilisées dans la conception de dispositifs à base de guide d'onde. Parmi les dispositifs fabriqués au niobate de lithium; Les commutateurs à base de coupleurs électro-optiques, dans ce cas les champs électriques contrôlent l'indice de réfraction des guides et par conséquent, la phase des signaux lumineux qui se propagent dans ces éléments.

Un coupleur consiste en deux guides qui sont à proximité sur une longueur  $L_0$  qui correspond à la distance de transfert (ou la région d'interaction) pour une longueur d'onde particulière. Un coupleur électro-optique contient en plus des paires d'électrodes de contrôle. Les signaux qui se propagent dans chaque guide sont par défaut transférés vers l'autre guide lors du passage par la région d'interaction. L'application d'une tension particulière  $V_0$  permet d'échanger les ports de sortie des signaux. Les coupleurs optiques sont les éléments de base dans la conception des commutateurs.

Figure II. 11 : Dispositif électro-optique commutateur  $4 \times 4$  [6].

### II.2.4.1.2 Les commutateurs optiques micro-usinés.

#### a. Le commutateur 2D.

Les technologies de micro-usinage permettent la fabrication de commutateurs optiques à base de miroirs où les signaux se propagent dans l'air. Les directions de propagation des faisceaux sont changées de manière dynamique par les miroirs qui présentent deux positions de base.

La Figure II.12 illustre ce type de commutateur. Les faisceaux provenant des fibres d'entrées sont d'abord collimatés. Ensuite ils sont déviés de  $90^\circ$  par un ensemble de miroirs, et finalement ils arrivent aux lentilles qui les focalisent sur les fibres optiques de sortie.

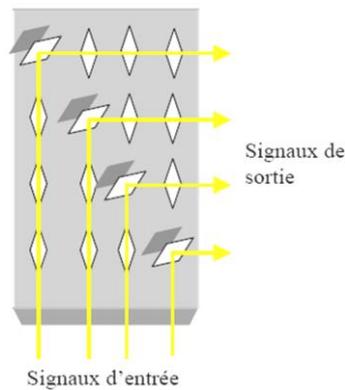


Figure II.12 : Commutateur optique micro-usinés avec architecture 2D [6].

Dans ce schéma chaque miroir présente soit une position parallèle au substrat (état de non-réflexion), soit une position perpendiculaire au substrat (état de réflexion). Donc, le miroir change d'état en pivotant autour d'un axe parallèle au substrat. Si les positions de base des miroirs sont répétitives, le système de commande peut être assez simple. Les signaux de contrôle binaires provenant d'un circuit numérique sont simplement conditionnés pour piloter les miroirs. Cependant, à mesure que le nombre de ports augmente, les distances entre les ports d'entrée de sortie s'accroissent. Afin de relier  $N$  fibres d'entrée à  $N$  fibres de sortie, l'architecture 2D nécessite une matrice de  $N \times N$  miroirs. Le nombre de miroirs augmente donc proportionnellement au carré du nombre de ports d'entrée.

#### b. Le commutateur 3D.

Dans les commutateurs 3D, les faisceaux se propagent dans un espace tridimensionnel et les miroirs présentent plusieurs positions de base. La Figure II.13 montre un exemple de ce type de commutateur. Les signaux provenant des fibres d'entrée sont d'abord collimatés. Ensuite, ils sont envoyés vers une première matrice de miroirs, puis vers une deuxième matrice de miroirs où ils sont finalement focalisés sur les fibres de sortie [25].

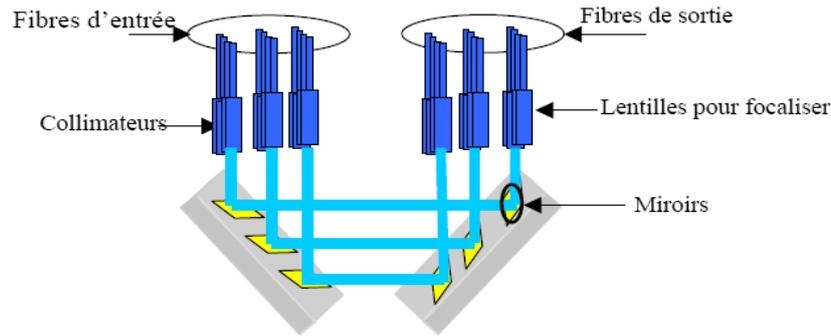


Figure II. 13 : Commutateur optique avec architecture 3D [25].

Le commutateur 3D de la Figure II.13 a besoin de deux matrices qui comprennent  $N$  miroirs, où  $N$  représente le nombre de ports d'entrée (ou de sortie). Ainsi, le nombre total s'accroît linéairement en fonction du nombre de ports. Dans l'architecture 3D, les matrices de miroirs sont contenues dans des puces séparées qui sont assemblées à  $90^\circ$  dans l'espace.

L'architecture 3D nécessite des miroirs qui présentent chacun,  $N$  positions distinctes, ce qui permet d'établir toutes les liaisons possibles d'entrées/sortie. À mesure que le nombre de ports augmente, le nombre de positions de base pour chaque miroir augmente.

#### II.2.4.2 La commutation de circuits ou de paquets.

Dans les réseaux à brasseurs passifs dynamiques et les réseaux à brasseurs actifs les commutateurs nécessitent un temps de commutation de quelques microsecondes (commutation lente). Comme les réseaux broadcast and select mono saut, ces réseaux sont adaptés aux commutations de circuits. Dans les réseaux à brasseurs fixes, le problème lié aux commutateurs est éliminé, ce qui fait que la commutation est en paquet [25].

#### II.2.5 Les systèmes à solitons.

La théorie de la propagation dans les fibres montre que les distorsions du signal dues d'une part à la dispersion chromatique, d'autre part à l'effet Kerr peuvent se compenser dès lors que l'on soit en régime de propagation anormale (dispersion chromatique positive), alors qu'ils contribuent tous les deux à la dégradation du signal en régime normal. L'existence théorique du soliton a été mise en évidence dès 1973 et a été confirmée expérimentalement par la propagation d'impulsions de largeur voisine de la picoseconde sur quelques centaines de mètres en 1980 [11].

On peut le définir comme étant une onde localisée ou un paquet d'ondes qui se propage sans déformation et conserve ses caractéristiques, forme et vitesse, après collision avec une autre onde du même type. La transmission par soliton s'appuie dans son principe sur l'existence d'un régime stable de propagation d'impulsions isolées, de forme et de puissance particulières choisies de telle sorte que les effets dus à la dispersion chromatique et à l'automodulation de phase (effet Kerr) se compensent. Cet équilibre garantit ainsi l'invariance des caractéristiques de l'impulsion le long de la fibre supposée sans pertes, quelle qu'en soit la longueur [11].

De nombreuses études sur les systèmes à soliton sont en cours au niveau des laboratoires de recherche. Aujourd'hui cette technique de transmission apparaît donc extrêmement prometteuse pour des transmissions à grande capacité sur de très longues distances, typiquement des milliers de kilomètres, avec comme domaine d'application les transmissions transocéaniques.

### **Conclusion.**

La conception des systèmes de transmission par fibres optiques nécessite la connaissance des caractéristiques de fonctionnement des sous ensembles inclus. En conséquence, on doit prendre en considération des combinaisons variées de composants optoélectroniques et de techniques de modulation afin d'obtenir les performances souhaitées pour le réseau.

Des fonctions comme la conversion de longueur d'onde, la commutation, le routage, etc. sont encore à l'état de recherche au niveau des systèmes, même s'il semble que les progrès technologiques importants aient été réalisés.

## Chapitre III : Analyse comparée des techniques de réalisation des nouvelles portes logiques en tout optique à haut débit.

### Introduction.

Les fonctions de traitement des signaux de télécommunication et transmission de l'information comme la conversion de longueur d'onde, le multiplexage, la commutation, le traitement de paquets de données, le codage et l'identification des entêtes sont de plus en plus effectuées de manière tout-optique, ce qui nous épargne tout encombrement et puissance importante.

Actuellement, la conception de ces fonctions est un sujet essentiel de la recherche au profit de la forte capacité de transmission des réseaux de communications optiques. C'est pour cela que les SOA sont les candidats à fort potentiel.

### III.1. Interféromètre Mach-Zehnder (MZI) et le Système Interférométrique Ultra Rapide (SIUR).

Il existe plusieurs types et configurations d'interféromètres, mais ils fonctionnent tous selon le même principe de base : ils permettent de superposer deux ondes lumineuses cohérentes.

Les deux principaux interféromètres décrits ici sont l'interféromètre non linéaire de Mach-Zehnder et le Système Interférométrique Ultra Rapide (S.I.U.R) ou interférométrie non linéaire ultra rapide (U.N.I).

#### III.1.1 Interféromètre non linéaire de Mach-Zehnder [26].

La remise en forme à l'aide d'un interféromètre de Mach-Zehnder (MZI) est par construction une porte par modulation croisée. Le principe est d'ouvrir l'interféromètre au passage des symboles '1' pour y laisser passer la sonde injectée et de le refermer au passage des symboles '0'.

L'inconvénient de ce type de dispositif est sa sensibilité aux variations extérieures. Aussi ce dispositif sera plutôt utilisé sous forme intégrée comportant des éléments actifs comme les SOA.

Il est constitué de deux bras l'un appelé constructif et l'autre destructif, recevant chacun la moitié de la puissance lumineuse initiale. Au niveau de ses bras, un déphasage relatif entre les deux signaux est appliqué, au moyen d'un ou de deux SOAs disposés chacun dans un bras. Ce déphasage est converti en variation d'intensité du signal optique par l'interférence entre les signaux déphasés issus des deux bras. Pour le bras constructif, lorsque les deux bits consécutifs sont en phase, ils sont ajoutés constructivement dans le MZI et donne le niveau haut du signal, s'il y a un déphasage de  $\pi$  entre les deux bits, ils s'annulent, ce qui donne le niveau bas. Pour le bras destructif c'est le contraire.

La Figure III.1 présente le schéma de cet interféromètre :

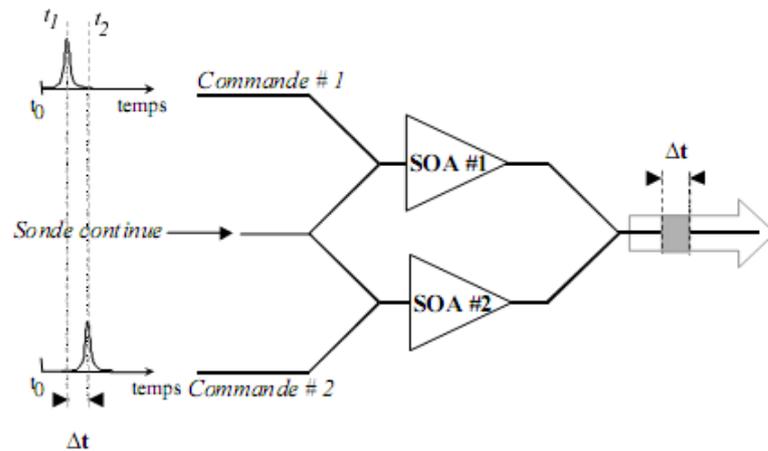


Figure III.1. Schéma d'un interféromètre de Mach Zehnder comportant un SOA par bras [12].

### III.1.2 Le système interférométrique ultra rapide (S.I.U.R) ou interférométrie non linéaire ultra rapide (U.N.I).

#### III.1.2.1 Principe et montage.

Comme le montre la Figure (III.2), le principe est basé sur la rotation de polarisation d'un signal en présence de celui de contrôle. Notre signal est divisé en deux composantes orthogonales, décalées dans le temps après le passage dans une fibre à maintien de polarisation (FMP) puis injecté dans un SOA. L'une des composantes du signal est synchronisée avec le signal de contrôle, ce qui crée une perturbation localisée de la densité des porteurs. Un changement de phase équivaut à  $\pi$  sur la composante du signal synchronisée avec le signal de contrôle est induit par la modulation de phase, pour une certaine puissance du signal injecté. A la sortie du SOA, le retard dû à la première FMP est rattrapé par une deuxième FMP de même longueur. Un contrôleur de polarisation et un polariseur sont présents à la sortie pour laisser passer ou bloquer le signal [12].

La compensation du retard avec la FMP de sortie influe sur le résultat de l'interférence du signal dans le polariseur. Dans ce genre de montage, les deux composantes du signal parcourent le même milieu, ce qui assure une stabilité. Ceci laisse à dire que l'interféromètre SIUR est plus avantageux par rapport à celui de Mach-Zehnder [12].

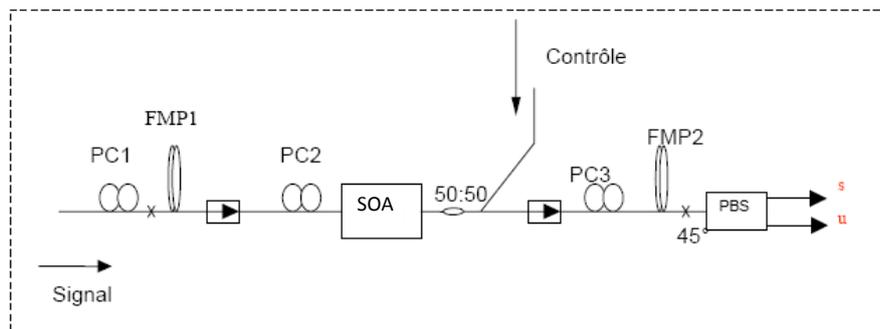


Figure. III.2. Principe du SIUR [12].

#### III.1.2.2 La compensation du retard.

Un signal injecté à travers la fibre à maintien de polarisation (FMP), génère deux composantes orthogonales séparées dans le temps. La seconde FMP compense le retard engendré par la

première, tout en inversant les axes de la FMP2 par rapport à la FMP1. La compensation est réalisée si la polarisation à l'entrée de la FMP2 est optimisée pour obtenir seulement l'impulsion centrale.

Le signal injecté  $S_a(t)$ , s'écrit :

$$S_a(t) = A(t)e^{i\Phi(t)} \quad (\text{III.1})$$

Tel que :  $A(t)$  est l'enveloppe réelle et  $\Phi(t)$  la phase du signal.

On considère la dépendance en gain du SOA tel que :  $G_{TE} \neq G_{TM}$

Tel que  $G_{TE}$  et  $G_{TM}$  sont les gains suivant le mode  $TE$  et  $TM$ , respectivement.

Le signal est introduit avec un angle  $\alpha$ , ce qui permet d'obtenir les deux composantes d'amplitudes différentes à l'entrée du SOA mais égales à la sortie.

Le signal devient :

$$S_e(t) = \begin{cases} \cos(\alpha)A(t)e^{i\phi_{xe}} \\ \sin(\alpha)A(t)e^{i\phi_{ye}} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

La propagation se fait avec des vitesses de groupe différentes, ce qui fait qu'elles arrivent avec un décalage dans le temps de  $T$  et des phases différentes à l'entrée du SOA. A la sortie de FMP1, le signal aura cette expression :

$$S_b(t) = \begin{cases} \cos(\alpha)A(t - \tau_r)e^{i(\frac{\omega L n_x}{c})} \\ \sin(\alpha)A(t - \tau_l)e^{i(\frac{\omega L n_y}{c})} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Tel que  $\tau_r = \frac{L}{c}n_{gr}$  et  $\tau_l = \frac{L}{c}n_{gl}$

$n_{gr}$  et  $n_{gl}$  sont les indices de groupe rapide et lent, respectivement, de la FMP,  $L$  est la longueur de la FMP et  $\omega$  est la fréquence angulaire du signal.

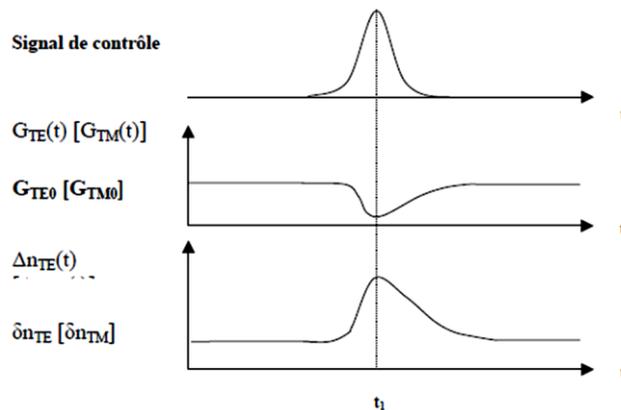


Figure III.3 : Impact du signal de contrôle sur le gain et l'indice [12].

L'une des composantes du signal est synchronisée avec le signal de contrôle, ce qui va modifier le gain et la phase via la modulation de phase croisée. Ceci donne des gains et des phases différents aux deux composantes.

A la sortie du SOA, le signal aura cette nouvelle formule en présence de la pompe :

$$S_s = \begin{cases} G_{TE}(t)\cos(\alpha)A(t - \tau_r)e^{i\left[\frac{\omega L n_x}{c} + \phi_{TE} + \delta\phi_{TE} + \Delta\phi_{TE}(t)\right]} \\ G_{TM}(t)\sin(\alpha)A(t - \tau_i)e^{i\left[\frac{\omega L n_y}{c} + \phi_{TM} + \delta\phi_{TM} + \Delta\phi_{TM}(t)\right]} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

$\delta\phi_{TE}$  et  $\delta\phi_{TM}$  sont les variations des déphasages dues à l'auto-modulation de la phase.

$\Delta\phi_{TE}$  et  $\Delta\phi_{TM}$  sont les variations des déphasages dues à la modulation croisée de la phase.

Sinon,

$$S_s = \begin{cases} G_{TE0}(t)\cos(\alpha)A(t - \tau_r)e^{i\left[\frac{\omega L n_x}{c} + \phi_{TE} + \delta\phi_{TE}\right]} \\ G_{TM0}(t)\sin(\alpha)A(t - \tau_i)e^{i\left[\frac{\omega L n_y}{c} + \phi_{TM} + \delta\phi_{TM}\right]} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

L'angle  $\alpha$  est déterminé par la condition :  $G_{TE0}\cos(\alpha) = G_{TM0}\sin(\alpha) = C$

tel que  $C$  soit une constante.

### III.1.2.3 Le maintien de polarisation.

A cause de la vitesse du système de transmission, la propagation de la lumière subit un certain retard entre les axes de polarisation tout au long de la fibre. Pour corriger la dispersion de polarisation, certaines corrections sont mises en œuvre, parmi elles, le maintien de polarisation effectué avec une fibre particulière de fibres monomodes, qu'on appelle fibre Panda.

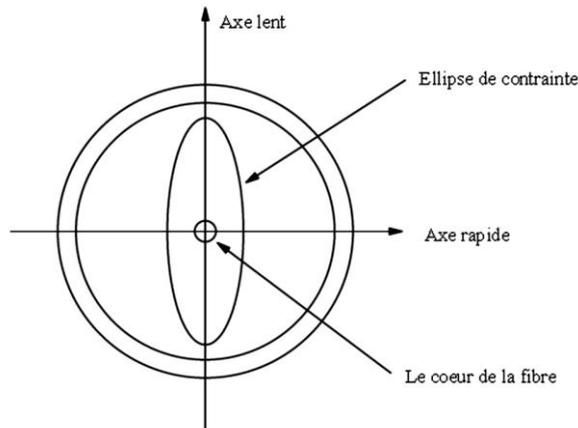


Figure III.4 : Schéma de la fibre à maintien de polarisation [12].

L'un des paramètres fondamentaux pour la performance de cette fibre, la longueur de battement. Plus cette dernière est courte, meilleures sont les propriétés de maintien de polarisation [27].

Les axes et indices d'une FMP sont appelés lent et rapide, suivant la vitesse qui leur est destinée. Le taux de couplage entre les axes est caractérisé par le taux d'extinction qui est défini comme tel :

$$TE_{FMP}(dB) = 10 \log \left( \frac{P_{axe\ testé}}{P_{axe\ orthogonal}} \right) \quad (III.6)$$

$P_{axe}$  : désigne la puissance en sortie de la fibre suivant un axe.

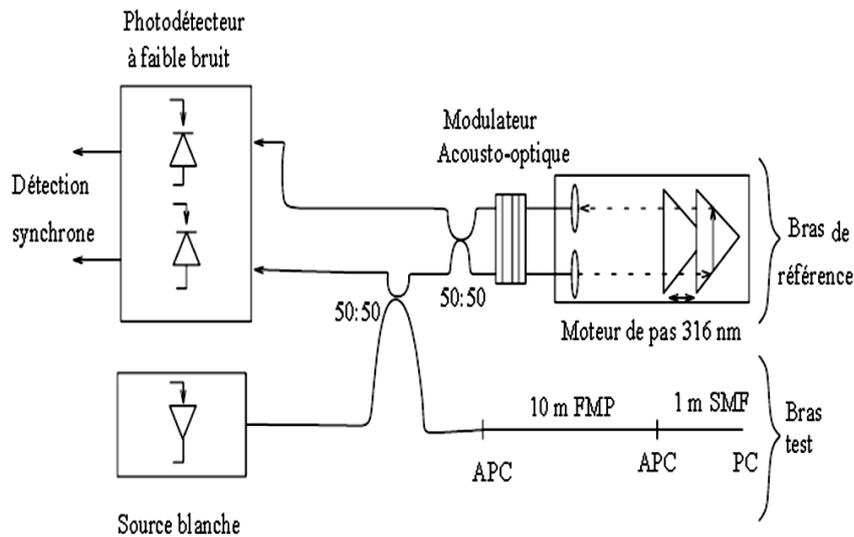


Figure III.5 : Montage expérimental de l'OLCR pour caractériser des fibres à maintien de polarisation de type panda [12]

Le principe de base de ce dispositif est celui d'un interféromètre de Michelson. On injecte un signal provenant d'une source blanche, qui sera divisé en deux parties. L'une destinée au composant sous test, l'autre à la branche de référence de longueur variable.

Ensuite, les réflexions des deux parties sont couplées, traitées et détectées synchroniquement. Etant donné que le faisceau d'entrée a une faible longueur de cohérence, les interférogrammes obtenus par les réflexions localisées seront limités. Une partie des réflexions obtenues, participe à la naissance d'un éclaircissement moyen si le déphasage entre les chemins optiques dépasse la longueur de cohérence du signal. L'interférence destructive se charge de la partie restante. Afin d'éviter la réflexion, les connecteurs des FMP utilisées sont polis en biais.

En revanche, une fibre standard avec un connecteur poli en biais a été introduite pour assurer une réflexion sous test [12].

### III.1.3 Réalisation de NOTXOR avec S.I.U.R à 10 Gb/s.

La porte logique tout optique NOTXOR peut être réalisée à base du système SIUR. Dans ce dispositif, la largeur des impulsions du laser est réduite grâce à une fibre à dispersion négative et les entrées logiques sont réalisées avec le signal de contrôle.

Le passage de la lumière dépend des entrées logiques : si les deux entrées sont absentes, le contrôleur de polarisation et le polariseur sont réglés de sorte que la lumière passe ; si l'une des entrées est présente, la sortie est bloquée. La composante du signal sera déphasée de  $\pi$  une fois le SOA ayant subi l'un des signaux de contrôle. Par conséquent, la polarisation du signal est modifiée à la sortie du polariseur. Si les deux signaux de contrôle sont réglés à être synchronisés avec chaque composante du signal, la sortie logique sera toujours bloquée en présence de l'une des entrées logiques. Or, la présence des deux entrées logiques engendre le déphasage des composantes du signal de  $\pi$  et la sortie logique sera ouverte. Ce qui satisfait les propriétés de la porte logique NOTXOR [12].

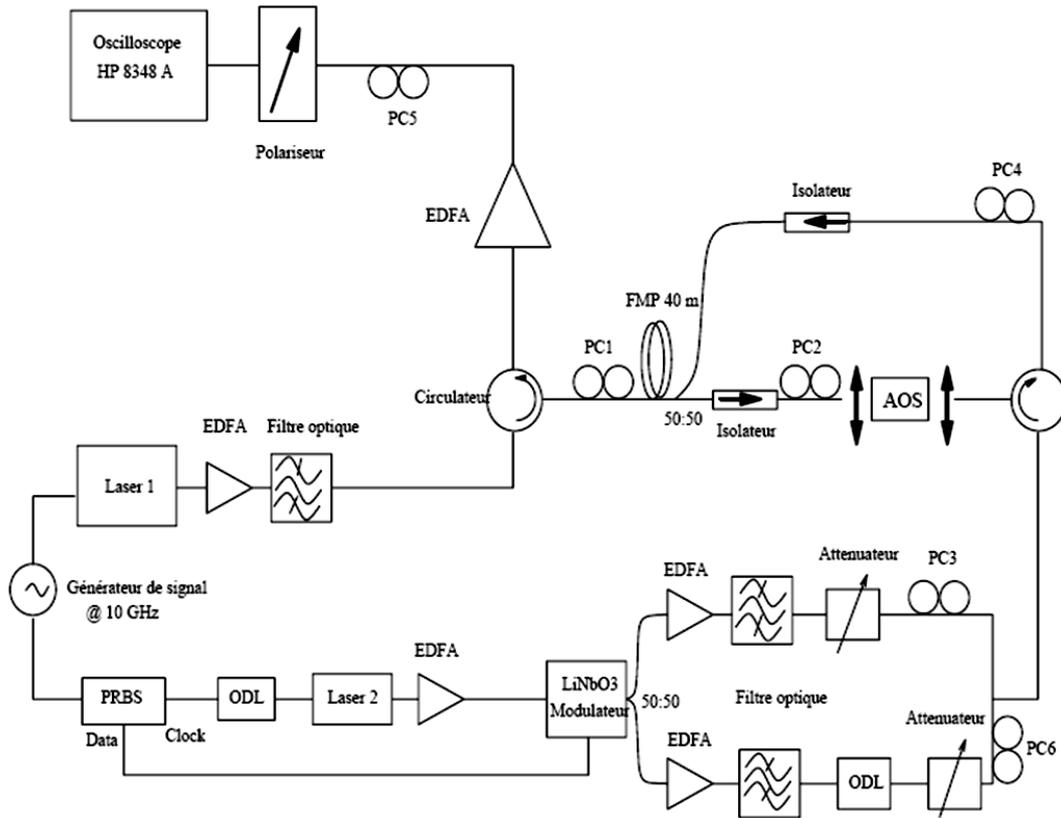


Figure III.6. Montage expérimental pour la porte NOTXOR à 10 Gbit/s [12]

### III.2. En exploitant les non linéarités du SOA.

Récemment, les recherches se sont essentiellement concentrées sur des portes logiques optiques basées sur l'effet XGM des SOAs et le mélange à quatre ondes dans différentes configurations. La porte logique OR et les autres fonctions logiques sont basées sur le même principe de fonctionnement.

#### III.2.1 La configuration de la porte logique tout optique OR avec un seul SOA [28].

La porte tout optique OR avec un seul SOA, a été réalisée à 10 Gbit/s en exploitant l'effet de saturation du gain, ou la XGM. Des signaux d'impulsions avec un grand taux d'extinction sont utilisés pour tous les signaux d'entrée. Le schéma de base de la porte OR en utilisant l'effet XGM avec un seul SOA est représenté sur la Figure III.7. Cette porte est dotée d'une implémentation simple et ultra rapide.

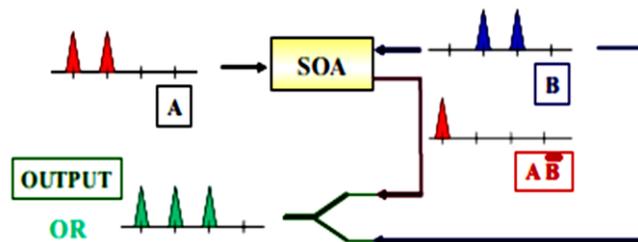


Figure III.7. Schéma de la porte OR utilisant la XGM dans un SOA [28].

A	B	OR	NOR
0	0	0	1
0	1	1	0
1	1	1	0
1	0	1	0

Tableau III.1 : Table de vérité de la porte logique OR

La Figure III.8 montre un dispositif expérimental pour la porte logique tout optique OR. Tout d'abord, les taux de répétition des impulsions à  $2.5 \text{ GHz}$  ont été générés par l'utilisation d'un laser à boucle de verrouillage de fibre. Un train d'impulsions de  $2.5 \text{ GHz}$  est divisé et combiné par un coupleur  $1 \times 2$  afin de générer le signal A de  $10 \text{ Gbit/s}$  configuré par  $1100$ . Le signal A est divisé de nouveau par un autre coupleur et retardé de  $100 \text{ ps}$  par une ligne à retard pour obtenir un signal B de  $10 \text{ Gbit/s}$  configuré par  $0110$ . Puis, le signal A représentant la sonde et le signal B la pompe, sont simultanément couplés par l'intermédiaire du SOA. Ensuite, le signal de sortie devient Booléen  $\overline{A}B$ , configuré par  $1000$  sur le port 3 du circulateur. Ceci est causé par la modulation gain croisé (XGM) à l'intérieur du SOA. Enfin, le signal B est divisé par un coupleur  $1 \times 2$  et recombiné par un autre coupleur pour générer l'expression booléenne  $\overline{A}B + B$  configurée par  $1110$ , ce qui coïncide avec la porte logique OR comme indiqué dans le tableau III.1.

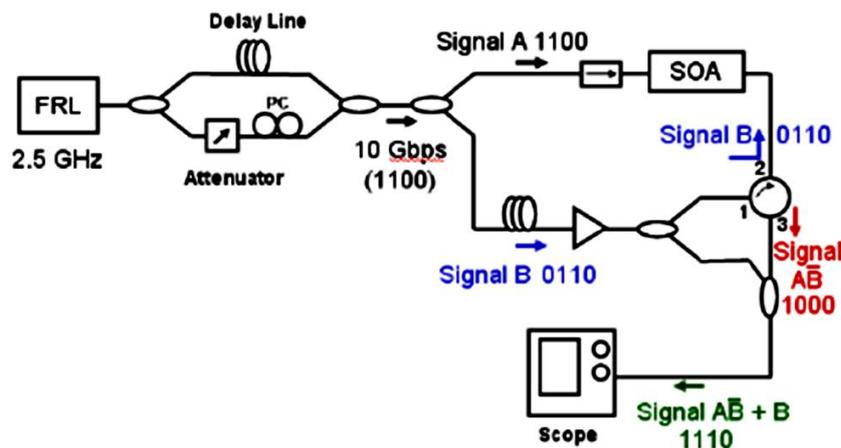


Figure III.8 Dispositif expérimental de la porte logique tout optique OR [28]

### III.2.2 La configuration de la porte logique tout optique NOR utilisant deux SOAs en cascade [29].

Une équipe de recherche a fait la conception de la porte NOR basée sur la XGM du SOA, avec de bonnes performances, pour de longueurs d'onde des données d'entrée largement supérieures à celle de la sortie de NOR. Récemment, une configuration avec deux SOAs en cascade dans une topologie contre propagative (les signaux sont introduits dans des directions opposées) a été présentée. Les chercheurs ont montré que la configuration des deux SOAs en cascade peut être utilisée pour effectuer une porte logique tout optique NOR avec un taux d'extinction élevé, et ceci pour une large gamme de longueurs d'onde d'entrée et de sortie.

La configuration de deux SOAs en cascade est montrée sur la Figure III.9. Les signaux d'entrée contre directionnels  $P_{in,1}$ , et  $P_{in,2}$ , et les puissances d'émission spontanée amplifiée  $P_{ASE,2,1}$

générées en  $SOA_{2,1}$ , sont à la fois injectées dans  $SOA_1$  et  $SOA_2$ , respectivement. Les deux SOAs sont connectés par l'intermédiaire d'un coupleur 50:50 à  $2 \times 2$  ports.

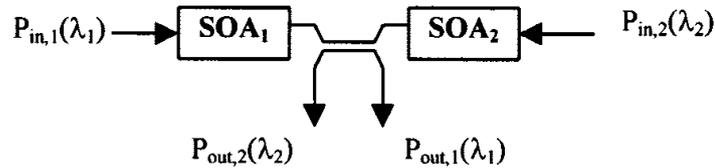


Figure III.9. Diagramme de SOAs en cascade dans une topologie contre propagative [29]

Dans ce système, le feedback entre les deux SOAs accentue les non linéarités de leur gain. En fait, la modulation du gain d'un SOA dépend de celle de l'autre en présence des signaux contre propagatives.

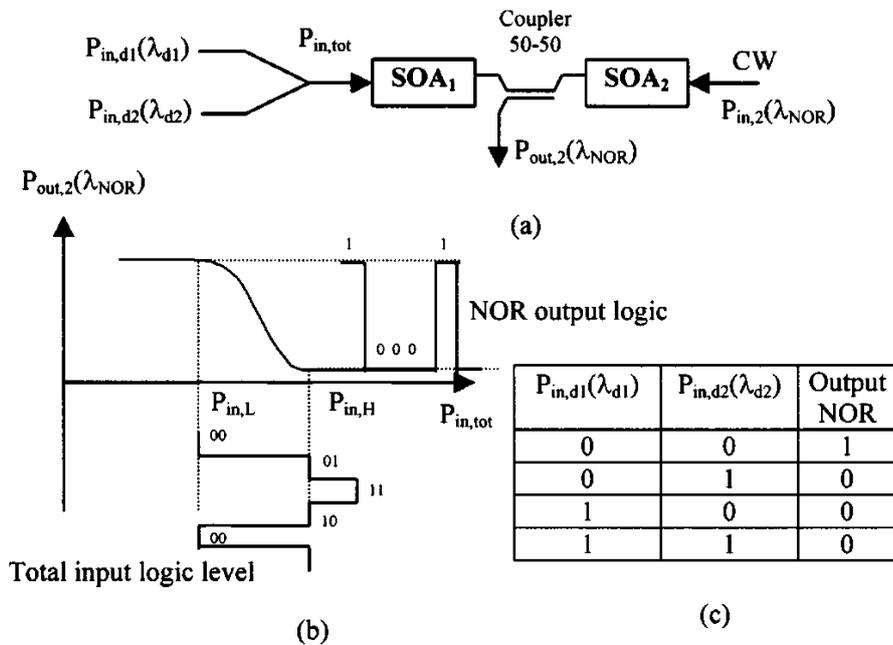


Figure III.10. Principe de la porte NOR : (a) schéma de la configuration [29].

Un diagramme et une table de vérité de la porte tout optique NOR avec une illustration détaillant le principe de la fonction NOR sont portés sur la Figure III.10. Deux données d'entrée à des longueurs d'onde  $\lambda_{d1}$  et  $\lambda_{d2}$ , respectivement, sont réunies par un coupleur et injecté dans  $SOA_1$ . Au même moment, une onde continue (CW) de lumière, de longueur d'onde  $\lambda_{NOR}$  est couplée au  $SOA_2$  [voir Figure III.10 (a)].

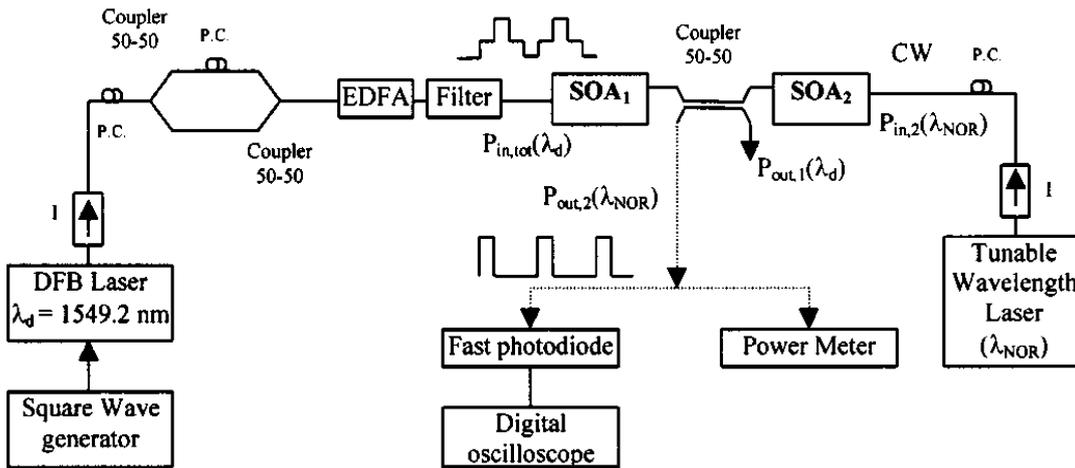


Figure III.11. Système expérimental de la porte logique tout optique NOR. (PC. : Contrôleur de polarisation, I. : Isolateur) [29].

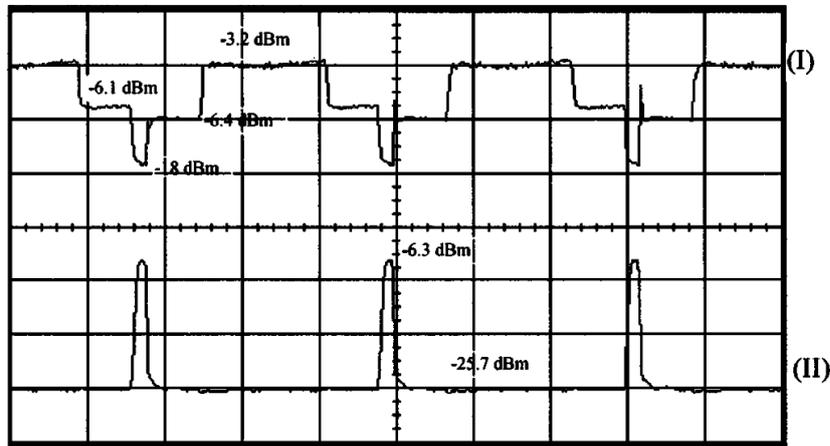


Figure III.12. Résultats expérimentaux de NOR : I) Puissance d'entrée totale  $P_{in,tot}$  à  $\lambda_d = 1549.2$  nm ; II)  $P_{out,2}(\lambda_{NOR})$  à la longueur d'onde  $\lambda_{NOR} = 1540$  nm (base de temps : 5 ns/div.) [29]

Toutes les données d'entrée limitées entre deux valeurs  $P_{in,L}$  et  $P_{in,H}$  [voir Figure III.10 (b)] vont moduler le signal de sortie  $P_{out,2}(\lambda_{NOR})$ . Une comparaison entre le signal de sortie et la table de vérité de NOR [voir Figure III.10 (c)] montre que cela correspond exactement à la fonction logique NOR à deux entrées. Il convient de noter que la fonction logique n'est pas limitée à deux entrées, mais peut être réalisée avec plusieurs entrées, puisque,  $P_{in,tot} < P_{in,L}$  pour l'entrée logique "00...0" et  $P_{in,tot} < P_{in,H}$  pour l'entrée logique "1x...x" où x est un "0" ou un "1" logique.

Dans le dispositif expérimental utilisé (voir Figure III.11), les entrées logiques obtenues à partir du même laser à distribution feedback (DFB) émettant à  $1549.2$  nm et directement modulé par un générateur d'onde carrée. La sortie du laser DFB est alors séparée en deux voies utilisant un coupleur 50:50. Un retard est inséré entre les deux signaux obtenus en ajustant la longueur des deux bras. Ensuite, les deux signaux sont recombinés grâce à un deuxième coupleur 50:50, avant d'être injectés dans un amplificateur à fibre dopée à l'erbium (EDFA). Après l'amplification et le filtrage, la puissance optique résultante injectée dans SOA<sub>1</sub> a quatre valeurs,  $-18$  dBm lorsque les deux entrées sont au niveau logique bas "00",  $-6.1$  dBm et  $-6.4$  dBm lorsque l'une des entrées est à un niveau haut, respectivement, pour les états logiques "01" et "10", et enfin  $-3.2$  dBm lorsque les

deux entrées sont à niveau logique haut "11". La puissance de CW à la longueur d'onde  $\lambda_{NOR}$  injectée dans SOA<sub>2</sub> est de -15 dBm. Entre les deux SOAs, un coupleur 50:50 à 2×2 est inséré, correspondant à la configuration de deux SOAs en cascade.

Les résultats expérimentaux de NOR sont présentés sur la Figure III.12. La Figure III.12-I montre l'entrée résultante mesurée et l'impulsion obtenue de l'ordre de 1 ns. Comme on peut le voir sur la figure, la configuration des deux SOA en cascade utilisée comme une porte NOR présente de bonnes performances en termes de contraste et cette porte NOR peut être réalisée pour une large gamme de longueurs d'onde. Le temps de commutation du niveau de sortie de la fonction NOR est limité par les 2.5 GHz de bande passante du modulateur optique externe. Le temps de montée obtenue est d'environ 300 ps et le temps de descente est d'environ 150 ps. En outre, dans ce régime dynamique, on prend en compte l'effet du délai entre les deux SOA en raison de l'interconnexion des éléments en utilisant les entrées périodiques et par un ajustement de la fréquence en considérant la longueur de la fibre [29].

La porte NOR tout optique a été réalisée produisant un ratio d'extinction supérieur à 12 dB sur une large gamme de longueurs d'onde. Par conséquent, le choix de la longueur d'onde des entrées n'est pas critique. En outre, la fonction logique est possible avec  $N > 2$  des différentes longueurs d'onde. Les techniques d'optique intégrées seront utiles pour la réduction des distances d'interconnexion entre les deux SOAs en cascade, et donc d'évaluer le débit binaire de configuration [29].

### III.2.3 La porte XOR tout optique par mélange à quatre ondes (Four Wave Mixing) dans un amplificateur optique à semi conducteur avec entrées modulées en RZ-DPSK. [30].

La porte XOR est l'une des fonctions logiques nécessaires dans le traitement de paquets de données, tels que le codage de données et le contrôle de parité. Sharaiha et al [30] ont effectué des investigations dans le domaine, et ont proposé une porte XOR tout optique par mélange à quatre ondes (FWM) dans un SOA, avec modulation RZ-DPSK des signaux d'entrée à un débit de 10 et 20 Gb/s.

FWM est un processus non linéaire de troisième ordre, par lequel un nouveau champ est créé dans un milieu qui dépend du produit de trois champs électriques. Dans un SOA, trois champs d'entrée sont présents pour produire le gain et la phase, ce qui fait que des bandes latérales supérieure et inférieure sont générées tel que décrit par l'équation suivante :

$$E_{132} = (A_1 \bullet A_3) r(\omega_1 - \omega_3) A_2 \times \exp[j(\omega_1 + \omega_2 - \omega_3)t + (\phi_1 + \phi_2 - \phi_3)] \quad (\text{III.7})$$

où  $A_i$  ( $i \in 1, 2, 3$ ),  $\omega_i$  et  $\phi_i$  sont les amplitudes du champ d'entrée, les pulsations angulaires, et les phases, respectivement.  $r(\omega_1 - \omega_3)$  décrit l'efficacité de la conversion et  $E_{132}$  est le champ généré par le FWM. Il est à noter à partir de l'équation que les polarisations des champs d'entrée  $A_1$  et  $A_3$  doivent être bien alignés afin de maximiser l'intensité du champ de sortie. Avec la phase des champs d'entrée prenant des valeurs autres que "0" ou " $\pi$ ", les phases possibles du nouveau champ généré seront "0", " $\pi$ ", " $2\pi$ ", ou " $-\pi$ ".

Le dispositif expérimental est schématisé sur la Figure III.13.

En considérant les valeurs booléennes "0" et "1" comme les phases du signal "0" et " $\pi$ ", respectivement, le processus FWM peut être considéré comme une opération booléenne XOR à trois entrées dans le domaine de phase, c'est-à-dire,  $\phi_{132} = \phi_1 \oplus \phi_2 \oplus \phi_3$ . [Voir annexe]

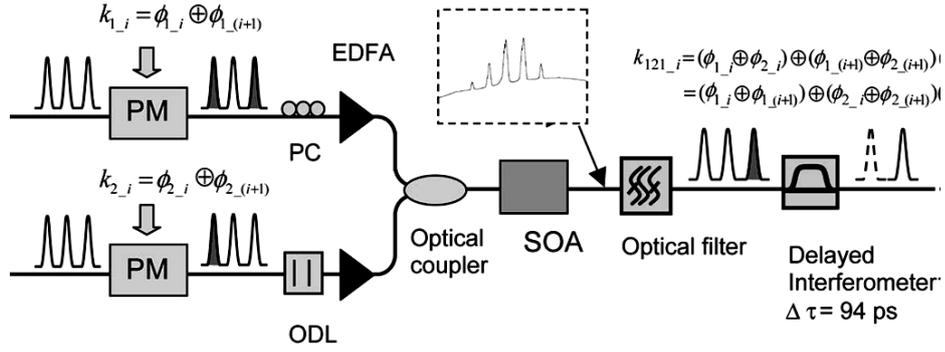


Figure.III.13. Schéma expérimental de la porte XOR [30].

L'encadré pointillé montre le spectre optique des longueurs d'onde FWM à la sortie du SOA.

Pour atteindre cette fonction booléenne basée sur la technique FWM, les chercheurs ont employé RZ-DPSK comme format de modulation des signaux d'entrée, dans laquelle les bits "0" et "1" sont représentés comme le changement de phase entre deux impulsions optiques. Trois entrées de la porte XOR peuvent être réalisées avec les champs d'entrée,  $E_1(A_1, \omega_1, \Phi_1)$ ,  $E_2(A_2, \omega_2, \Phi_2)$  et  $E_3(A_3, \omega_3, \Phi_3)$  qui sont tous modulés en RZ-DPSK, ce qui donne :

$$k_{1-i} = \phi_{1-i} \oplus \phi_{1-(i+1)} \quad (\text{III.8})$$

$$k_{2-i} = \phi_{2-i} \oplus \phi_{2-(i+1)} \quad (\text{III.9})$$

Et

$$k_{3-i} = \phi_{3-i} \oplus \phi_{3-(i+1)} \quad (\text{III.10})$$

Où  $k_{j-i}$  (autre que "0" ou "1") est la  $i^{\text{ème}}$  valeur binaire et  $\phi_{j-i}$  (autre que "0" ou " $\pi$ ") est la phase de la  $i^{\text{ème}}$  impulsion optique codée RZ-DPSK, et  $j$  est l'indice de la longueur d'onde d'entrée. Lorsque le FWM se produit dans le SOA avec ces trois champs d'entrée, l'un des champs généré a une fréquence angulaire de  $(\omega_1 + \omega_2 - \omega_3)$ , et une phase résultante de  $(\phi_1 \oplus \phi_2 \oplus \phi_3)\pi$ . Après démodulation utilisant un interféromètre différé (DI), la  $i^{\text{ème}}$  valeur binaire de sortie  $k_{132-i}$  est :

$$\begin{aligned} k_{132-i} &= (\phi_{1-i} \oplus \phi_{2-i} \oplus \phi_{3-i}) \oplus (\phi_{1-(i+1)} \oplus \phi_{2-(i+1)} \oplus \phi_{3-(i+1)}) \\ &= k_{1-i} \oplus k_{2-i} \oplus k_{3-i} \end{aligned} \quad (\text{III.11})$$

Ainsi, la sortie de l'interféromètre à retard (DI) représente la fonction booléenne XOR entre les valeurs binaires respectives pour les champs d'entrée,  $E_1(A_1, \omega_1, \Phi_1)$ ,  $E_2(A_2, \omega_2, \Phi_2)$  et  $E_3(A_3, \omega_3, \Phi_3)$ . Ainsi, la fonction booléenne tout optique XOR peut être réalisé par la FWM de signaux d'entrée modulés RZ-DPSK [30].

Pour simplifier, un FWM à deux entrées a été effectué dans cette expérience, la relation (III.7) est devenue :

$$E_{121} = (A_1 \bullet A_2) r(\omega_1 - \omega_3) A_1 \times \exp[j(2\omega_1 - \omega_2)t + (2\phi_1 - \phi_2)] \quad (\text{III.12})$$

En utilisant une paire de modulateurs électro absorbants, les flux d'impulsions RZ ont été générés à  $1547\text{ nm}$  et  $1551\text{ nm}$ , respectivement. Les impulsions optiques ont une largeur de pulsation de l'ordre de  $15\text{ ps}$  et un taux de répétition de  $10.61\text{ GHz}$ . Les flux d'impulsion sont ensuite codés séparément par modulateurs de phase optiques utilisant séquence binaire pseudo-aléatoire (PRBS) de  $10.61\text{ Gb/s}$ . étant donné qu'il y a seulement deux signaux d'entrée pour FWM, le champ d'entrée lors d'une longueur d'onde courte ( $\omega_1$ ) est modulé avec un déphasage de " $\pi/2$ " au lieu de " $\pi$ " conformément à la figure (III.13). Après avoir été amplifié par des EDFA, les flux d'impulsions codées DPSK ont ensuite été combinés à l'aide de Coupleurs  $3\text{ dB}$ . Pour assurer la co-polarisation et le bon alignement dans le domaine temporel des deux signaux d'entrée, un contrôleur de polarisation et une ligne à retard optique accordable (EOD) ont été insérés. Cependant, la sensibilité de la polarisation de la configuration peut être réduite par diverses techniques de polarisation. La puissance moyenne injectée dans le SOA a été d'environ  $6\text{ dBm}$ , avec les deux entrées au même niveau de puissance. De la sortie du SOA, le signal généré FWM à  $1543\text{ nm}$ , a un ratio du signal/bruit optique de  $20\text{ dB}$ , mesuré avec une largeur de bande de résolution de  $0.1\text{ nm}$  et l'efficacité de conversion est d'environ  $20\text{ dB}$ . Il a ensuite été extrait par un filtre optique passe-bande (BPF) de  $1\text{ nm}$  (pleine largeur à mi-maximum), avant d'être démodulé en DPSK par le biais d'un DI avec un retard relatif de  $94\text{ ps}$ . L'onde de sortie a été enregistrée en utilisant le détecteur PIN de  $45\text{ GHz}$  [30].

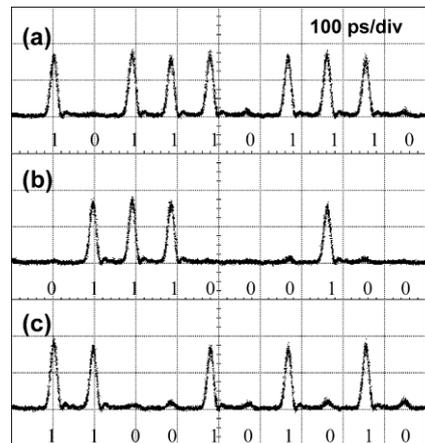


Figure III.14. Entrée –sortie démodulée de la porte tout optique XOR à  $10.61\text{ Gb/s}$ . (a) le vecteur du premier signal entrant “101 110 111”, (b) vecteur du second signal entrant “011 100 010”, (c) sortie de XOR obtenue lors de la longueur d'onde générée FWM “110 010 101”. Toutes les formes d'onde sont prélevées à la sortie du DI [30]

Les formes d'ondes observées sont montrées dans la Figure III.14. Le résultat obtenu vérifie l'efficacité de la fonction XOR par la méthode FWM. Comparé aux portes tout optiques basées sur la XPM, dans lesquelles le débit est généralement limité par l'effet de la structuration en SOA, ce système employant une intensité constante de format modulant RZ-DPSK, évite la modulation du gain dans les SOA. Ainsi, la vitesse de fonctionnement n'est pas limitée par les porteurs libres (mobiles). Par conséquent, une fonction XOR de vitesse supérieure peut être réalisée avec des impulsions optiques suffisamment étroites. En outre, seuls les signaux d'entrée Booléens vont être injectés simultanément dans le SOA, donc, il élimine la nécessité d'utiliser des entrées différentielles comme dans le cas des configurations interférométriques basées sur la XPM. La porte XOR tout optique basée sur le FWM dans un SOA, avec des signaux d'entrée modulés en RZ-DPSK, peut aller jusqu'à un débit de  $20\text{ Gb/s}$  [30].

En plus d'être simple et robuste, cette configuration réduit efficacement les facteurs détériorant du SOA à la suite de l'emploi du format de modulation d'intensité constante et permet des vitesses beaucoup plus élevées que celles des régimes à base de XPM [30].

### III.3. Réalisation de portes tout optiques avec la XPolM et la biréfringence.

Pour exploiter la XPolM et la biréfringence, plusieurs techniques existent comme la méthode des modes couplés (Voir annexe D).

#### III.3.1 La porte NOR.

##### III.3.1.1 Principe.

La XPolM consiste à perturber la polarisation d'un signal continu se propageant dans le SOA sous l'effet de la polarisation et de la puissance du signal de contrôle présents simultanément dans le SOA. Ainsi la biréfringence et les axes propres du guide d'onde du SOA sont modifiés ce qui engendre le changement de la polarisation du signal continu [12].

La porte NOR est réalisée à base d'une configuration co-propagative. On injecte trois signaux de façon que deux soient modulés et vont servir d'entrées logiques, le dernier continu, jouera le rôle de la pompe. On aura besoin de deux états de polarisation pour le signal continu à la sortie du SOA: *A* et *B*. Des conditions sur la phase et l'évolution du coefficient de conversion TM/TE, doivent être satisfaites par l'état de polarisation du signal continu. Le choix du coefficient de conversion est porté sur le TM/TE pour une meilleure rotation de polarisation à la sortie du SOA. Il sera défini comme étant le rapport des puissances des composantes TE et TM. L'état de polarisation pour diverses entrées logiques est assuré grâce aux conditions sur les polarisations, les puissances du signal continu et des entrées logiques. Une fois ces conditions définies, la porte peut être réalisée. Pour réaliser une porte logique tout optique NOR, une configuration co-propagative a été choisie. En injectant trois signaux optiques : deux modulés, joueront le rôle d'entrées logiques et le troisième continu, servira de sortie logique. *A* et *B*, sont les deux états de polarisation différents pour le signal continu à la sortie du SOA [12].

Le premier est obtenu en absence d'entrées logiques et le second en présence soit des deux entrées, soit de l'une d'elles. Des conditions sur la phase et l'évolution du coefficient de conversion TM/TE doivent être satisfaites. Il faut qu'il y ait la même rotation de polarisation à la sortie du SOA, après la modification du milieu amplificateur du SOA, provoquée par la présence de l'une ou des deux entrées logiques. Ainsi la porte NOR est réalisée.

Signal de contrôle 1	Signal de contrôle 2	Sortie logique	XPolM
0	0	1	0
0	1	0	1/2
1	0	0	1/2
1	1	0	Maximale

Tableau III.2 : Principe de la porte NOR à deux entrées logiques en utilisant la XPolM

##### III.3.1.2 Le montage de caractérisation de la XPolM.

Comme il est reporté sur la figure F.1 de l'annexe F, en prenant en considération la partie en pointillé bleue, on peut voir la modification de l'état de polarisation du signal de sortie du SOA en présence des signaux de contrôle qui servent d'entrées logiques. La variation de polarisation des signaux d'entrée se fait en agissant sur les paramètres afin d'avoir une rotation optimale du signal continu à la sortie du SOA. Pour relever les mesures sur la modification de l'état de polarisation du signal de sortie du SOA, il est suffisant de déterminer la variation de la différence de phase

entre les deux composantes du signal, la modification du coefficient de conversion TM/TE à la sortie du SOA, les puissances optimales et les polarisations des signaux injectés dans le SOA (Voir Annexe B). Le signal continu est injecté dans le SOA pour avoir une XPoIM maximale et pour une rotation optimale, les signaux de contrôle sont injectés dans le SOA à  $100^\circ$  de l'axe quasi TE. Le SOA utilisé est de structure massive, de longueur  $1.5 \text{ mm}$  et polarisé à  $500 \text{ mA}$ . On a une longueur d'onde du pic de gain de  $1560 \text{ nm}$ . Le SOA est contrôlé en température. La figure montre l'évolution du coefficient de conversion et la différence de phase des composantes du signal continu en fonction de la puissance totale des entrées logiques. Ainsi pour réaliser la porte NOR, il est important d'introduire au même temps dans le SOA, un signal continu à  $1558.4 \text{ nm}$  avec une polarisation linéaire proche de l'axe quasi TM, avec deux entrées logiques de longueurs d'onde de  $1556$  et  $1556.2 \text{ nm}$  polarisées linéairement à  $100^\circ$  par rapport à l'axe quasi TE [12].

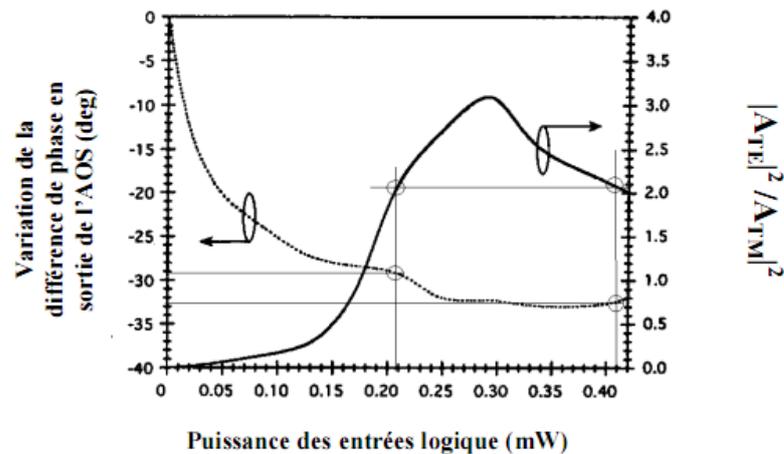


Figure III.15. Evolution du coefficient de conversion (trait plein) et la variation du déphasage (trait pointillé) en fonction de la puissance totale des entrées logiques [12]

### III.3.1.3 Réalisation de la porte NOR à $2.5 \text{ Gb/s}$ NRZ.

#### a. Porte NOR à 2 entrées logiques.

Dans ce cas l'entrée logique 3 est éteinte, les deux autres sont assurées grâce à des lasers accordables. Comme il est montré sur la figure F.2 (voire Annexe F), les amplitudes des entrées sont modulées avec un modulateur Mach-Zehnder, piloté par un générateur de séquences pseudo aléatoires (PRBS). Pour assurer le même état bas pour les entrées logiques, les signaux PRBS à  $2.5 \text{ Gb/s}$  NRZ sont amplifiés par un EDFA.

Puis, ils subissent la polarisation linéaire à  $100^\circ$  de l'axe quasi TE et de la longueur d'onde  $1556$  et  $1556.2$  avant d'être introduits dans le SOA.

Le signal continu est injecté proche de l'axe quasi TM en respectant les mêmes conditions précédentes.

La sortie logique est réalisée grâce au contrôleur de polarisation et au polariseur. Le signal est ensuite amplifié, filtré puis détecté à l'aide d'un photodétecteur rapide qui est connecté à un oscilloscope à échantillonnage. Pour le calcul de l'efficacité de la porte NOR, on mesure le taux d'extinction. En régime statique, le taux est de  $18 \text{ dB}$  en absence du EDFA, par contre il est dégradé de  $8 \text{ dB}$  en sa présence à cause de l'émission spontanée. Le taux d'extinction de la sortie est amélioré par rapport à celui des entrées, il dépend du taux d'extinction du polariseur à la sortie du SOA et des émissions spontanées.

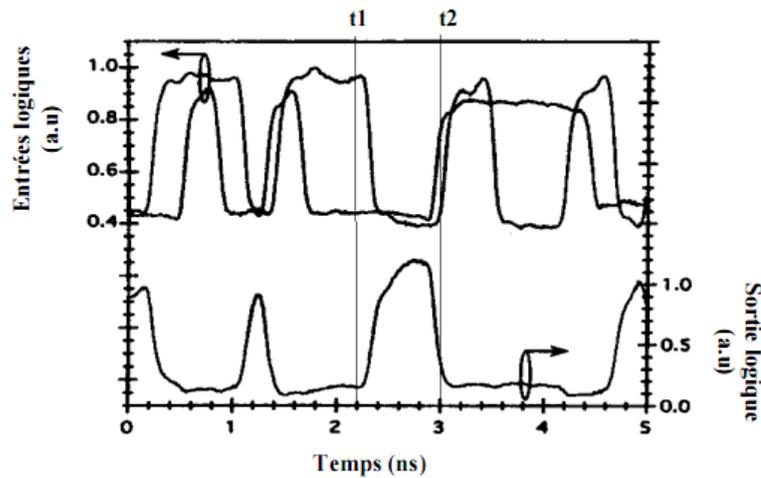


Figure III.16. Porte NOR à deux entrées logiques [12]

### b. Porte NOR à 3 entrées logiques.

On garde la même configuration, et on introduit un troisième signal correspondant à une autre entrée logique, tel que sa longueur d'onde soit proche du pic de gain du SOA de manière à ce que la somme des trois entrées logiques permette de se placer dans des conditions optimales. Par conséquent, l'état de polarisation de la sortie logique est inchangé lorsque l'une des entrées logiques est activée au moins. La troisième entrée est obtenue avec un laser DFB modulé à  $1.25\text{ GHz}$  par un signal périodique. Le signal continu est injecté dans le SOA, dans une polarisation rectiligne proche de l'axe quasi TM, par contre les trois entrées logiques sont injectées à  $100^\circ$  de l'axe quasi TE. Ainsi, la porte NOR à trois entrées logiques est réalisée. Une amélioration du taux d'extinction des entrées logiques par rapport à la porte à deux entrées logiques [12].

Signal de contrôle 1	Signal de contrôle 2	Signal de contrôle 3	Sortie logique	XPolM
0	0	0	1	0
1	0	0	0	(1/3)
0	1	0	0	(1/3)
0	0	1	0	(1/3)
1	1	0	0	(2/3)
1	0	1	0	(2/3)
0	1	1	0	(2/3)
1	1	1	0	Maximale

Tableau III.3 : Principe de la porte NOR à trois entrées logiques en utilisant la XPolM

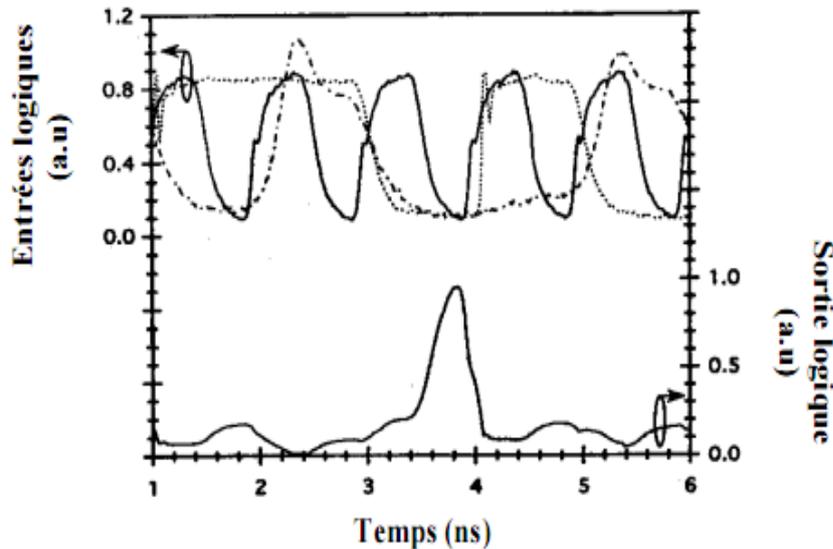


Figure III.17 : Porte NOR à trois entrées logiques [12].

La porte logique NOR à deux entrées logiques basée sur l'effet de la modulation croisée de polarisation, utilise un seul SOA sans signal d'horloge de synchronisation, sans étage d'inversion et simple à réaliser. Son efficacité est estimée en mesurant le taux d'extinction de  $10\text{ dB}$  en dynamique. Cette porte a été testée pour des débits de  $2.5\text{ Gbit/s}$  pour des raisons pratiques, cependant, elle peut fonctionner pour des débits plus élevés. [12]

### III.3.2 Les portes AND et NAND.

#### III.3.2.1 Principe.

La porte AND est l'une des portes logiques fondamentales vu qu'elle procure des fonctions importantes telles que la reconnaissance des en-têtes.

Différentes approches ont été proposées pour la réalisation de la porte AND comme la modulation à gain croisé dans des SOA en cascade, la transmission non linéaire en modulateur électroabsorbant, la modulation en polarisation croisée dans les SOA, le FWM dans les SOA et les dispositifs interférométriques [31].

Dans ce cas, la porte AND est basée sur la XPoIM en assurant que la longueur d'onde de sortie est indépendante de celles des entrées logiques.

#### III.3.2.2 Le montage pour les coefficients de conversion TE/TM et TM/TE.

Pour mesurer l'efficacité de la modulation croisée dans le SOA, les coefficients de conversion TM/TE et TE/TM sont déterminés (Voir Annexe B). Ces coefficients sont élaborés à partir de la longueur d'onde des signaux pompe et sonde et de leurs positions respectives par rapport au pic de gain à partir d'une configuration co-propagative (Voire Figure F.1, on ne prend pas en considération le bloc en pointillé bleu).

Le principe consiste à introduire en même temps et dans le même sens, le signal pompe de longueur d'onde variable entre  $1549$  et  $1560\text{ nm}$  et le signal sonde fixé au pic de gain du SOA à  $1562\text{ nm}$ . Après, le signal sonde est fixé à  $1549\text{ nm}$  et la longueur d'onde du signal pompe est variée de  $1551$  à  $1560\text{ nm}$ .

Des pertes de  $-9$  et  $-18$  dBm liées à la pompe et à la sonde, respectivement, sont prises en considération. Il est démontré que la XPolM a une rotation maximale, quand les signaux sont injectés proche de l'axe quasi TM [12].

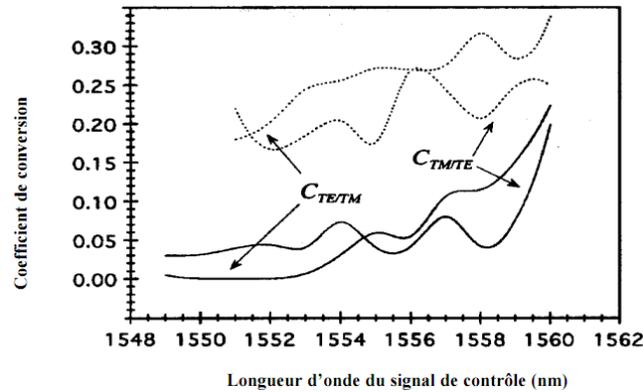


Figure III.18 : Evolution des coefficients de conversion du signal sonde en fonction de la longueur d'onde du signal pompe et de la position du signal sonde par rapport au pic de gain, trait plein : le signal sonde est fixé au pic de gain (1562 nm) et en pointillé : le signal est fixé à 1549 nm [12].

Ces coefficients dépendent seulement de la longueur d'onde de pompe, puisqu'ils augmentent avec la longueur d'onde du signal de contrôle qui se rapproche du pic de gain du SOA. La porte AND est réalisée en choisissant de manière judicieuse les longueurs d'onde des signaux de contrôle qui représentent les entrées logiques et celle du signal sonde qui joue le rôle de la sortie logique. Tout ça en assurant l'efficacité de l'effet de la modulation croisée de polarisation.

Pour que la XPolM soit efficace, il faut que les entrées atteignent le pic de gain du SOA ; sinon il faut augmenter les coefficients de conversion en accentuant la puissance des entrées logiques.

### III.3.2.3 Montage de réalisation de AND et NAND à 2.5 Gb/s NRZ à deux entrées logiques modulées.

Dans le montage proposé (Figure F.2), le SOA est polarisé à 500 mA. Un laser modulateur intégré émettant à 1556 nm et un autre raccordable émettant à 1556.2 nm assurent les entrées logiques. Ces dernières de puissance  $-9$  dB, sont polarisées et mélangées avec un coupleur à fibre. Quant à la sortie du second laser, elle est modulée en amplitude grâce à un modulateur Mach-Zehnder, qui est piloté par un générateur de séquences pseudo-aléatoires. Les pertes sont compensées à l'aide d'un EDFA.

Puis, on mélange un signal de longueur 1558.4 nm et de puissance  $-6$  dB avec les précédentes entrées. Le tout est injecté dans le SOA proche de l'axe quasi TM où la XPolM est plus efficace avec une lentille [12]. Le signal de sortie passe par différentes opérations avant d'être visualisé sur un oscilloscope. Un rapport de 4.5 entre la composante TE et la composante TM pour la sortie logique est relevé en présence de tous les signaux de contrôle. Sinon il est de 0.5 pour un seul signal de contrôle.

Ce qui fait que la polarisation du signal subit une modification considérable en présence des signaux de contrôle en passant dans le SOA. Par contre, elle est sans intérêt sous l'effet d'un seul signal de contrôle. La puissance injectée dans le SOA ajuste la polarisation de la sortie. Ainsi, une seule entrée logique produit une faible XPolM, ce qui a un effet insignifiant sur l'état de polarisation à la sortie. L'injection des deux entrées simultanément engendre une modification de l'état de polarisation qui se manifeste par une rotation proche de  $90^\circ$  à la sortie du polariseur. Cela correspond à une fonction tout optique AND et la table de vérité peut être notée comme telle :

Signal de contrôle 1	Signal de contrôle 2	Sortie logique	XPolM
0	0	0	faible
0	1	0	Faible
1	0	0	Faible
1	1	1	Forte

Tableau III.4 : Table de vérité de la porte AND à deux entrées logiques

La figure suivante montre les entrées logiques modulées à 2.5 Gbit/s NRZ et la sortie logique.

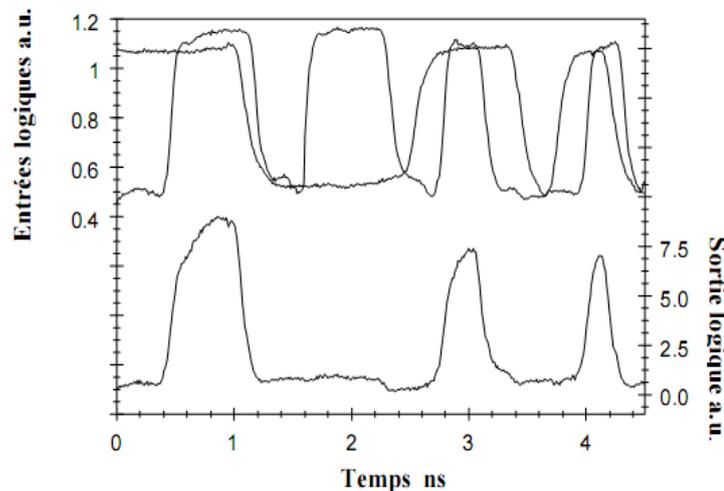


Figure III.19 : Porte AND à deux entrées logiques modulées à 2.5 Gbit/s NRZ [12].

Le taux d'extinction de la sortie logique montre l'efficacité de la porte AND. En absence de l'EDFA, le taux atteint  $16\text{ dB}$ . Dans la configuration précédente, en présence du EDFA qui engendre une émission spontanée amplifiée, le taux d'extinction se dégrade jusqu'à  $8\text{ dB}$ .

Dans ce système, le taux d'extinction de la sortie logique est meilleur à celui des entrées logiques. Le contrôleur à la sortie ajuste la polarisation de cette dernière et la bloque si les entrées sont éteintes. Ceci montre que le taux d'extinction du polariseur et l'émission spontanée du SOA commandent le niveau bas de la sortie. Pour bloquer la sortie logique en présence des entrées, il

suffit d'ajuster le contrôleur de polarisation à la sortie du système. La figure suivante illustre ce fonctionnement [12].

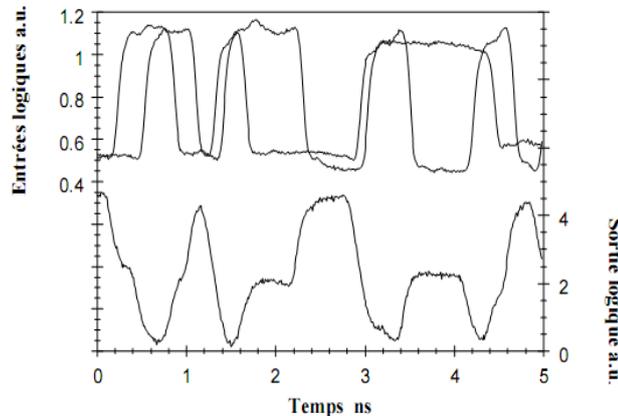


Figure III.20. Porte NAND à deux entrées logiques modulées à 2.5 Gbit/s NRZ [12]

Sur la figure ci-dessus, il y a deux niveaux 1 différents ce qui ne correspond pas exactement à une porte NAND. Vu le faible effet de la XPolM et la valeur élevée du gain du SOA en l'absence des entrées, il ne suffit pas de modifier l'angle du polariseur. Pour obtenir la porte NAND, les conditions d'injection des entrées logiques doivent être changées. La solution est d'utiliser un autre SOA en saturation pour égaliser tous les 1 logiques.

### III.3.3 Les portes XOR et NOTXOR à 2.5 Gb/s et à 5 Gb/s NRZ.

#### III.3.3.1 Principe.

La porte XOR est la fonction fondamentale pour l'identification d'entête et le codage des données. Plusieurs configurations ont été proposées pour la réalisation de cette fonction. L'une de ces méthodes est la XPolM. Contrairement aux autres, cette technique utilise un seul SOA sans horloge de synchronisation ni fibres et ni des entrées logiques de même longueur d'onde [12].

#### III.3.3.2 Le montage de caractérisation statique.

Le coefficient de conversion caractérisant la XPolM démontre le transfert d'énergie entre les modes, la biréfringence et la dépendance en polarisation des signaux optiques à l'entrée du SOA. En choisissant la polarisation et la puissance du signal de contrôle à l'entrée du SOA, trois états de polarisation se distinguent. Le tableau ci-dessous donne plus de détails.

Signal de contrôle 1	Signal de contrôle 2	Etat de polarisation du signal à la sortie
Allumé (1)	Allumé (1)	A
Allumé (1)	Eteint (0)	C
Eteint (0)	Allumé (1)	C
Eteint (0)	Eteint (0)	B

Tableau III.5 : L'état de polarisation du signal à la sortie du SOA en fonction des signaux de contrôle

Avec un ajustement de la polarisation et des puissances du signal de contrôle et du signal à l'entrée du SOA, trois états de polarisation se distinguent à la sortie et les arcs entre les états A et C et C et B sont identiques sur la sphère de Poincaré.

La réalisation de la porte NOTXOR est liée à la présence d'un contrôleur de polarisation et d'un polariseur à la sortie du SOA.

Signal de contrôle 1	Signal de contrôle 2	Etat de polarisation	Sortie logique	XPolM
Allumé (1)	Allumé (1)	A	1	Maximale
Allumé (1)	Eteint (0)	C	0	1/2
Eteint (0)	Allumé (1)	C	0	1/2
Eteint (0)	Eteint (0)	B	1	0

Tableau III.6 : Table de vérité de la porte NOTXOR et l'efficacité de la XPolM.

Dans le but de réaliser la porte logique tout optique NOTXOR il faut trouver la polarisation adéquate des signaux entrants. Pour cela, des mesures de la polarisation du signal proche de l'axe quasi TM de longueur d'onde  $1558.4 \text{ nm}$  et de puissance  $300 \mu\text{W}$  dans le SOA, sont réalisées en présence du signal continu de contrôle. La longueur d'onde de ce dernier est de  $1556 \text{ nm}$ , quant à sa puissance en introduisant les pertes, elle est de  $0 \text{ W}$  dans l'état B,  $150 \mu\text{W}$  dans l'état C et de  $300 \mu\text{W}$  dans l'état A. (regarder la Figure F.1 de l'annexe F). La longueur d'onde du pic de gain du SOA est de  $1560 \text{ nm}$  [12].

Dans le SOA schématisé sur la figure ci-dessus, un signal optique de forte puissance appelé signal de contrôle, suivi d'un EDFA, et un signal de longueur d'onde  $1558.4 \text{ nm}$  sont injectés au même moment. Les deux faisceaux sont passés préalablement par un cube séparateur de polarisation. Le signal de sortie est collecté par un analyseur de polarisation bien calibré.

La sphère de Poincaré résultante pour le signal est portée sur la figure III (voir Annexe C).24. Elle est obtenue pour la puissance de pompe qui varie de  $0$  à  $150 \mu\text{W}$  et de  $150$  à  $300 \mu\text{W}$ . les arcs BC et CA sont identiques quand le signal est injecté dans le SOA en polarisation linéaire à  $105$  de l'axe quasi TE.

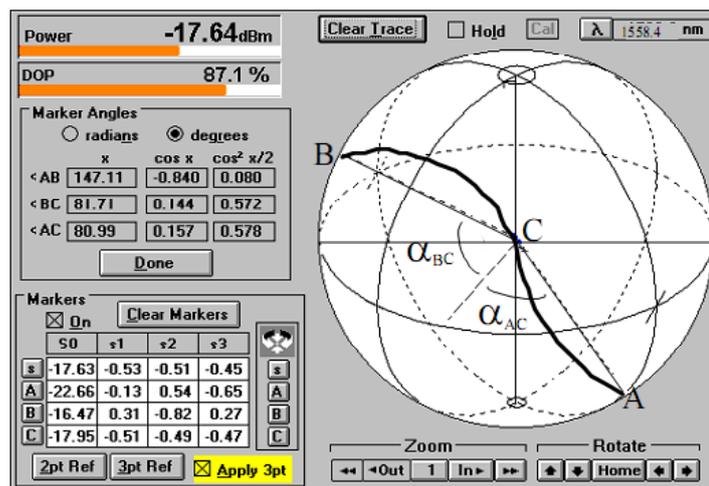


Figure III.21. La représentation de Poincaré pour les trois états de polarisation pour le signal continu à la sortie du SOA [12]

Comme il est montré sur la figure, l'angle entre A et C,  $\alpha_{AC}$ , est égal à  $81$  et l'angle entre B et C,  $\alpha_{BC}$ , est égal à  $82$ . Pour avoir une XPolM maximale, il faut imposer des conditions sur la polarisation du signal de contrôle, comme la modification de l'angle d'injection du signal pompe.

Le procédé est basé sur l'injection dans le SOA d'un signal polarisé linéairement à  $105^\circ$  avec un signal de contrôle de puissance  $300 \mu W$  et de polarisation variant entre  $0$  et  $180$  avec un pas de  $5^\circ$ . Pour chaque état de polarisation de ce dernier, les paramètres de Stokes sont relevés avec l'analyseur de polarisation.

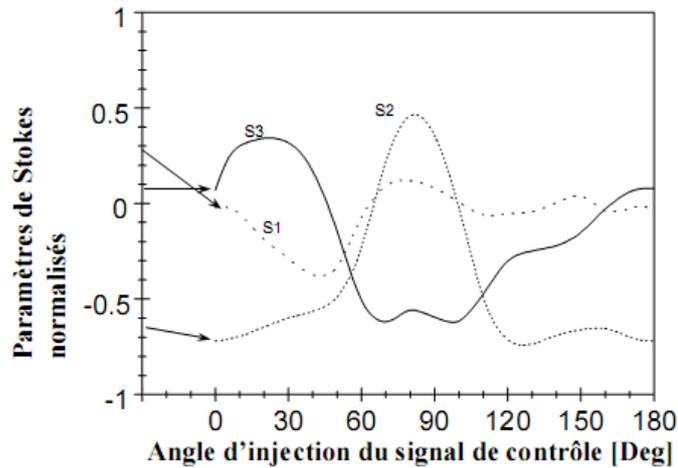


Figure III.22 : Les paramètres de Stokes normalisés en fonction de l'angle d'injection du signal de contrôle [12]

Les paramètres de Stokes normalisés pour le signal sortant du SOA polarisé en entrée à  $105^\circ$  sont portés sur la courbe ci-dessus (voir Annexe C). Les flèches montrent les valeurs des paramètres en présence du signal de contrôle. Pour une polarisation linéaire à  $0^\circ$  de ce signal, les paramètres du signal continu tendent vers ceux obtenus en l'absence de celui de contrôle. Ceci évoque un faible effet de la XPolM. En revanche, si le signal de contrôle est polarisé à  $80^\circ$  de l'axe quasi TE, l'amplificateur est beaucoup affecté. Le tableau suivant confirme les valeurs des paramètres normalisés :

Signal de contrôle	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$A_{TE}/A_{TM}$	$\Delta\phi(^{\circ})$
éteint	0.29	-0.64	0.08	1.5	172
Allumé à $80^\circ$	0.1	0.55	-0.49	1.2	-42

Tableau III.7 : Récapitulatif des paramètres caractérisant la XPolM optimale.

Le milieu amplificateur est influencé uniquement par le signal, ce qui correspond à une automodulation de polarisation. En modifiant les angles  $\alpha_{AC}$  et  $\alpha_{BC}$  de  $4.5^\circ$  pour le signal de sortie et le signal de contrôle, le taux d'extinction de la fonction NOTXOR risque d'être affecté. Pour éviter cet inconvénient, la polarisation des signaux de contrôle des entrées logiques sera  $80^\circ$  et  $90^\circ$ . Quant au signal, il sera polarisé et injecté à  $105^\circ$ .

### III.3.3.3 Le montage de caractérisation dynamique.

Des chercheurs ont réussi à réaliser une porte XOR à  $5 \text{ Gbit/s}$  à base de la XPolM. Le résultat est sur la figure [32].

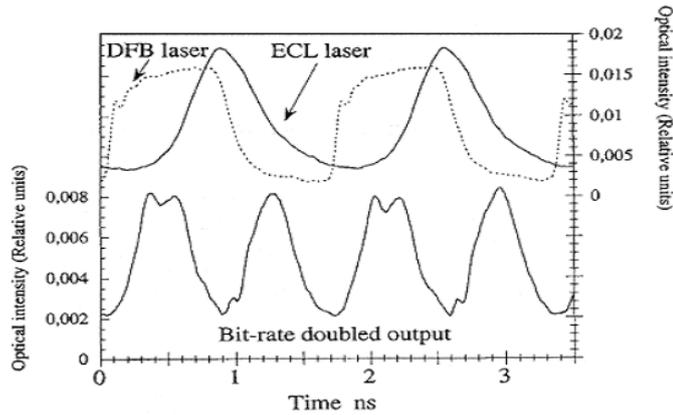


Figure III.23 : Porte logique XOR à 5 Gbit/s [12].

Le montage de la Figure F.2 de l'annexe F, représente la porte tout optique NOTXOR. Les entrées sont injectées dans le SOA en polarisation linéaire proche de l'axe TM. Afin de réaliser la fonction logique, le contrôleur de polarisation et le polariseur à la sortie du SOA, assurent la polarisation du signal logique polarisé préalablement à  $105^\circ$  de l'axe quasi TE. Dans le but d'améliorer le taux d'extinction, les entrées sont polarisées différemment tout en respectant les mêmes conditions précédentes. Le taux d'extinction qui est  $16\text{ dB}$  est dégradé de  $8\text{ dB}$  en présence de l'EDFA. La figure ci-dessous présente les entrées et la sortie amplifiée avec l'EDFA [32].

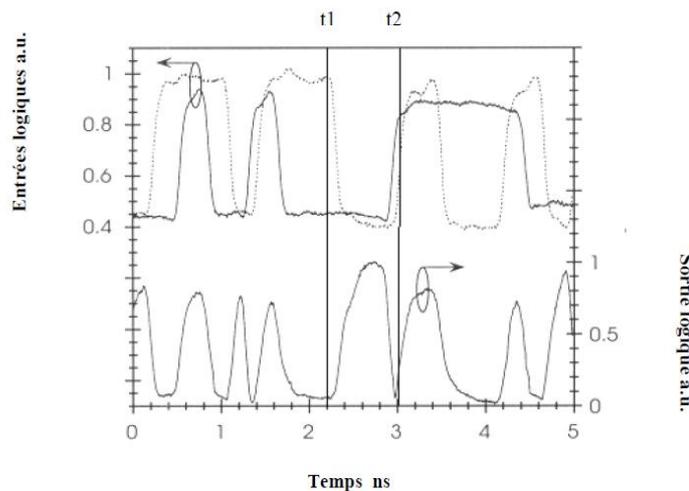


Figure III.24 : Porte NOTXOR à deux entrées logiques modulées à 2.5 Gbit/s NRZ [12].

Dans cette configuration, le taux d'extinction de la sortie a progressé de  $4\text{ dB}$  par rapport à celui des entrées logiques. Le PC et le polariseur après le SOA, dirigent l'état de la fonction NOTXOR. Selon les entrées logiques choisies, le polariseur laisse passer le signal ou le bloque et le gain fait varier l'ASE. L'isotropie de la polarisation du SOA joue un rôle dans la modification du taux d'extinction du signal à la sortie du polariseur. L'amplification de l'entrée logique provoque la dégradation du taux d'extinction. Pour concevoir le même état bas pour les deux entrées, il faut décaler le niveau bas de l'entrée non amplifiée sur celui de l'entrée amplifiée. Pour égaliser les niveaux  $1$ , il suffit de placer un second SOA en saturation à la sortie.

Ainsi la porte NOTXOR est réalisée en se basant sur la XPolM avec un seul SOA. Le taux d'extinction de cette fonction est de  $16\text{ dB}$ .

### III.4. Tableau comparatif.

La technique	Les avantages	Les inconvénients
SIUR	Superposition de deux ondes cohérentes ; Stabilité.	Sensibilité aux variations extérieures
Non linéarités du SOA	Implémentation simple et ultra rapide ; Robustesse ; Polarisation ; Large gamme de longueurs d'ondes d'entrée et de sortie.	Signal inversé ; Chirp (facteur de Henry).
FWM	Diminution des origines de déchéance du SOA ; Robustesse.	difficulté d'intégration
XPolM	Utilisation d'un seul SOA ; Pas de signal d'horloge de synchronisation ; Pas d'étage d'inversion ; Simplicité d'intégration dans les circuits photoniques.	Dépendance de l'inhomogénéité de l'indice de réfraction ; Phénomènes intervenants dans la dynamique des porteurs limitant la XPolM dans le SOA.

### Conclusion.

Pour conclure, on peut dire que la réalisation de portes tout optiques est devenue possible en exploitant les non linéarités et les différents phénomènes liés au SOA.

La technique XPolM semble être la meilleure vu les avantages qu'elle présente au niveau de la réalisation et de l'intégration, ainsi que les résultats prometteurs qu'elle offre.

## Chapitre IV : Confrontation avec un logiciel commercial.

### Introduction

Dans ce chapitre nous allons simuler à l'aide du logiciel OptiSystem l'une des configurations proposée précédemment, puis nous énumérerons les différents éléments pour équiper un laboratoire d'étude de SOA.

#### IV.1 Confrontation avec un logiciel commercial.

##### IV.1.1 Présentation du logiciel.

Les systèmes de communication optiques sont de plus en plus complexes sur presque toute la base. La conception et l'analyse de ces systèmes, qui comprennent normalement les dispositifs non linéaires et les sources de bruit non-gaussiennes, est à la fois très difficile et prend beaucoup de temps. En conséquence, ces tâches peuvent maintenant être effectuées efficacement à l'aide de nouveaux outils et logiciels de pointe.

Nous avons utilisé un logiciel commercial de simulation qui permet de modéliser, simuler, analyser et concevoir tout module de traitement du signal, allant du dispositif le plus élémentaire, au système complet de communication. OptiSystem est étendu pour supporter OptiSPICE, le premier logiciel de conception de circuit pour l'analyse de circuits intégrés y compris les interactions des composants optiques et électroniques.

Il a un environnement interactif qui allie des outils numériques efficaces à des fonctionnalités graphiques puissantes et une interface utilisateur conviviale. Il vous permet d'analyser des systèmes analogiques ou numériques décrits sous la forme de schéma-blocs. Il permet de décrire des systèmes sous la forme de schéma-bloc en manipulant des modèles d'entrée et d'opérateur fonctionnel (transmittances, fonctions non-linéaires et, le cas échéant, convertisseurs). Avant de pouvoir en faire une analyse, il est indispensable de définir les paramètres caractéristiques associés à ces modèles. Cette phase de description est réalisée par spécification directe des paramètres ou par synthèse.

##### IV.1.2 Application sur une porte logique pour 2.5 et 10 Gb/s.

Pour nos simulations, nous avons choisi la configuration basée sur la XPolM. C'est une configuration expérimentale, réalisée dans un laboratoire de télécommunication optique (Voire Annexe F).

Comme il est porté sur la figure IV.31, nous avons utilisé un générateur de séquence pseudo aléatoire qui génère  $N$  bits où  $N=T_w.B_r$ , tel que  $T_w$  représente la largeur de la fenêtre et  $B_r$  le taux binaire. Le générateur est modulé à son tour en modulation NRZ. Les simulations sont réalisées dans la bande C (1530-1565). Les entrées sont obtenues en utilisant des diodes laser de longueurs d'onde 1556 et 1556.2 nm. Les signaux sont modulés avec des modulateurs de type Mach-Zehnder [12].

A la sortie des modulateurs, le champ peut s'écrire sous la forme [42] :

$$E_0(t) = \frac{E_{in}(t)}{10^{\frac{\delta}{20}}} \cdot \left( \gamma e^{j\pi \left( \frac{v_2(t)}{V_{\pi RF}} + \frac{v_{bias2}}{V_{\pi DC}} \right)} + (1 - \gamma) e^{j\pi \left( \frac{v_1(t)}{V_{\pi RF}} + \frac{v_{bias1}}{V_{\pi DC}} \right)} \right) \quad (IV.1)$$

Où :

$E_{in}$  : le signal d'entrée,

$v_1(t)$  et  $v_2(t)$  sont les tensions électriques de modulation,

$v_{bias1}$  et  $v_{bias2}$  sont les intensités en mode continu appliquées aux deux bras respectivement,

$V_{\pi RF}$  : tension appliquée d'origine radiofréquence,

$V_{\pi DC}$  : tension appliquée d'origine continue,

$\delta$  : les pertes introduites,

$\gamma$  : le rapport de puissance combinée du deuxième bras à l'onde d'entrée et de sortie, respectivement, il est donné par :

$$\gamma = \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} \right) / 2 \quad (IV.2)$$

Tel que :  $\varepsilon_r = 10^{ER/10}$

$ER$  : le taux d'extinction (Voir Annexe G).

Le signal pompe est à son tour généré par une diode laser de longueur d'onde de  $1558.4 \text{ nm}$  [12].

La première entrée est suivie d'un contrôleur de polarisation et la deuxième d'un retard dans le temps, d'un EDFA et d'un contrôleur de polarisation. Les deux signaux obtenus, polarisés linéairement sont injectés dans un coupleur copropagatif.

Après la sortie du contrôleur de polarisation, le signal devient [44] :

$$E_{out}(t) = \begin{pmatrix} \sqrt{1-k} \cdot \exp(j \cdot \delta_{yx}(t)) \\ \sqrt{k} \cdot \exp(j \cdot \delta_{yx}(t)) \end{pmatrix} \cdot \sqrt{|E_{inx}|^2 + |E_{iny}|^2} \quad (IV.3)$$

$k$  : le ratio de la puissance couplée, il est calculé comme tel :  $k = (1 - \cos(2\eta) \cdot \cos(2\varepsilon)) / 2$

$\eta$  et  $\varepsilon$  sont les angles azimut et elliptique, respectivement.

$\Delta_{xy}(t)$  : la différence de phase entre la composante suivant  $x$  et la composante suivant  $y$ , elle s'écrit :  $\delta_{yx} = \arcsin \left( \frac{\sin(2\varepsilon)}{2 \cdot \sqrt{k(1-k)}} \right)$

$E_{inx}$  et  $E_{iny}$  sont les composantes polarisées du signal à l'entrée du contrôleur de polarisation.

Le signal pompe après son passage à son tour par un contrôleur de polarisation, est combiné avec le signal issu du coupleur. Le tout est transmis par un autre coupleur et passe par un contrôleur de polarisation pour assurer une polarisation adéquate du signal. Ce dernier

traverse un SOA, qui a un gain de forme :  $G(t, z) = e^{[g(t)z]}$  et un courant d'injection de valeur  $0.5 \text{ mA}$ .

$G(t)$  représente le coefficient du gain net, qui dépend à son tour du gain matériel, des coefficients d'absorption et du facteur de confinement optique.

A la sortie du SOA, le champ se traduira par cette équation :

$$E_{SOA}(t) = E_{in}(t) e^{\frac{[(1+j\delta)g(t)L]}{2}} \quad (\text{IV.4})$$

$E_{in}$  : le champ à l'entrée du SOA,

$\delta$  : le facteur d'élargissement de la raie,

$L$  : la longueur du SOA.

Après le SOA, le signal passe par un autre contrôleur de polarisation puis polarisée linéairement et injectée à  $105^\circ$  par rapport à l'axe quasi  $TE$  par un polariseur [12].

La sortie est filtrée par un filtre optique de type Gaussien centré sur la fréquence de la pompe et de fonction de transfert [44] :

$$H(f) = \alpha e^{-\ln\sqrt{2}\left(\frac{2(f-f_c)^{2N}}{B}\right)} \quad (\text{IV.4})$$

$\alpha$  : paramètre de pertes d'insertion

$f_c$  : fréquence du travail.

$F$  : fréquence.

$B$  : largeur de bande.

$N$  : paramètre d'ordre.

Le filtre est suivi par un EDFA puis d'une photodiode pour récupérer le signal, qu'on fait passer par un autre filtre de type Bessel passe bas pour assurer un minimum de bruit à la sortie.

A la fin le signal est visualisé sur un oscilloscope. Nous avons aussi relevé le diagramme de l'œil qui dévoile le comportement du système de transmission numérique et le facteur de qualité de la sortie en utilisant un analyseur BER. Ainsi que la sphère de Poincaré et les paramètres de Stokes grâce à l'analyseur de polarisation.

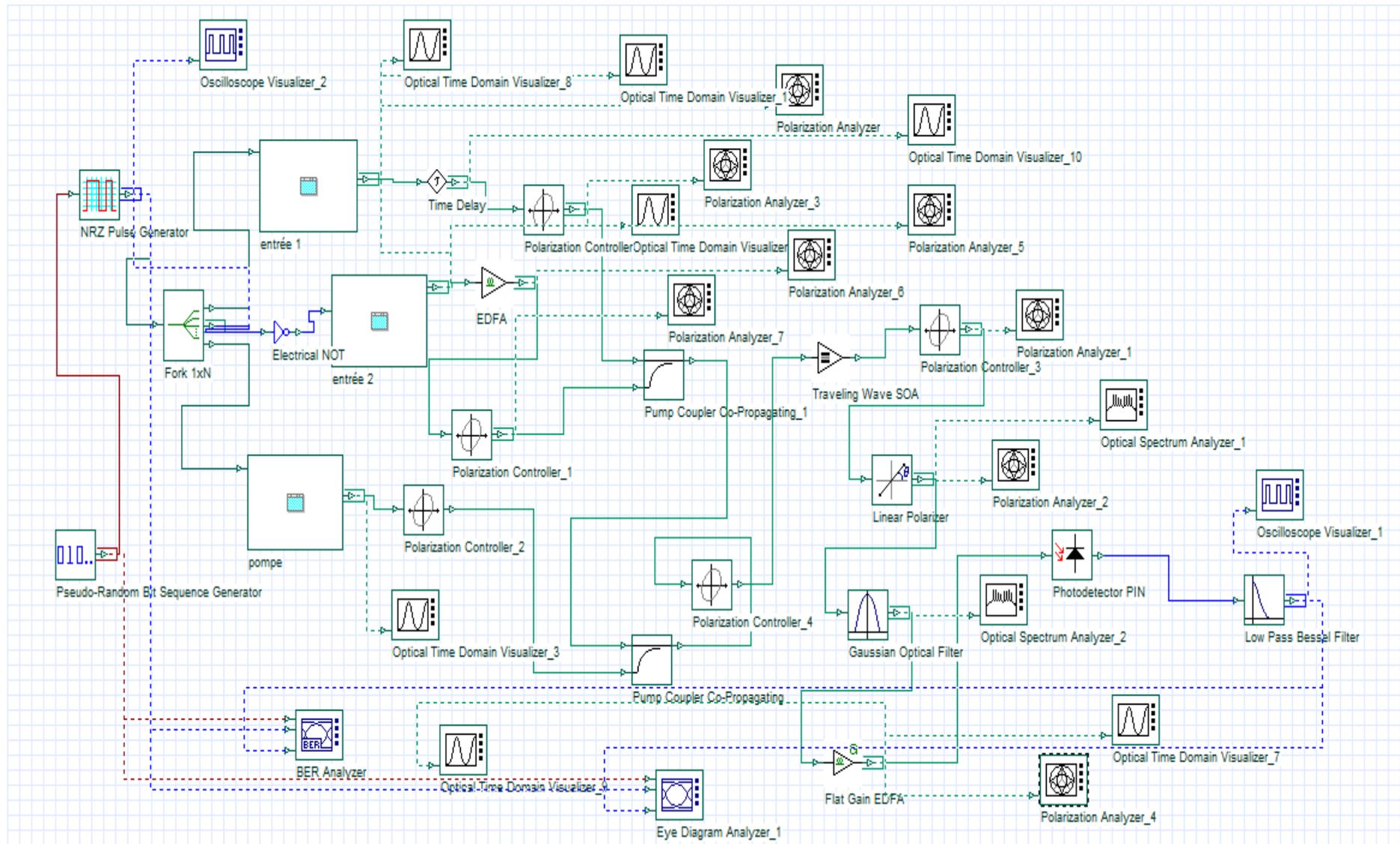
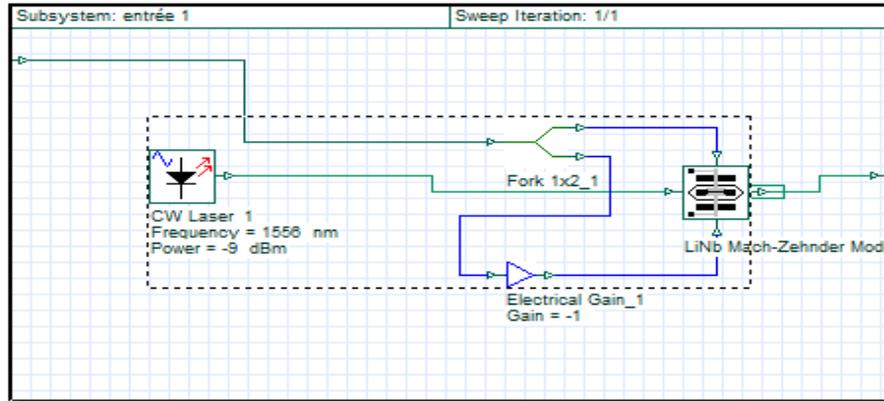
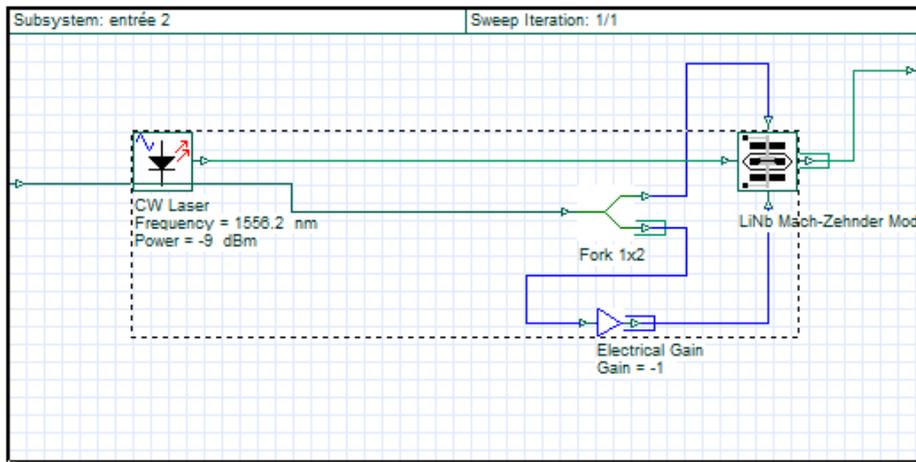


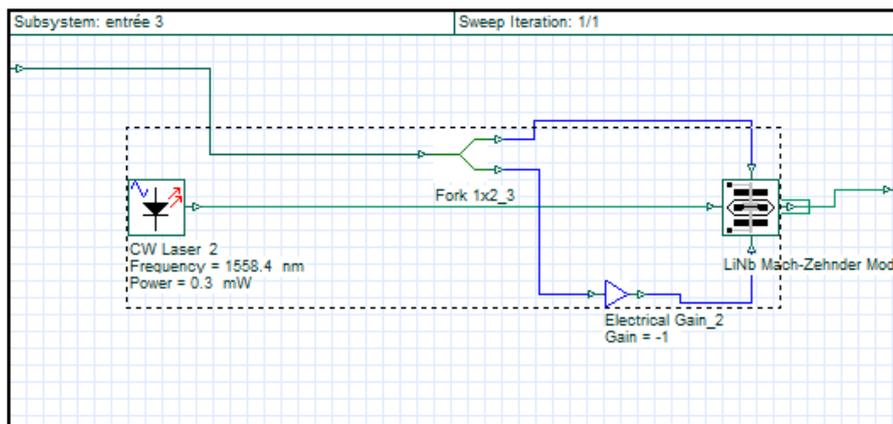
Figure IV.1 : Schéma de la porte NOTXOR avec les différents appareils de mesure et de visualisation



(a)



(b)



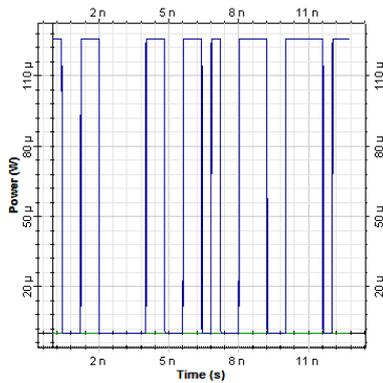
(c)

Figure IV.2 : Schéma descriptif des entrées de la porte logique tout optique : (a) :entrée 1, (b) : entrée 2 et (c) : signal pompe

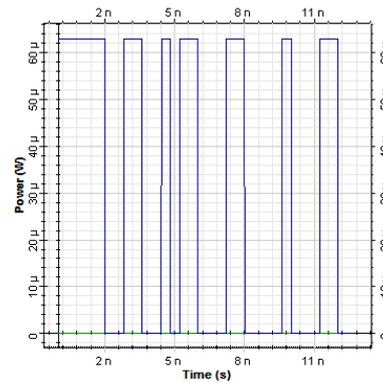
### IV.1.2.1 Application sur la porte NOTXOR pour 2.5 Gb/s.

Tout d'abord, nous avons travaillé avec un taux binaire de 2.5 Gb/s, et nous avons obtenu les résultats suivants :

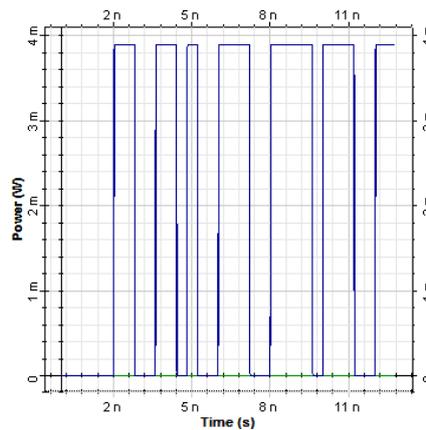
L'allure des trois signaux est sur les figures (IV.3.a), (IV.3.b), (IV.3.c)



(a) : Entrée 1 de la porte



(b) : Entrée 2 de la porte



(c) : Le signal pompe

Figure IV.3 : Puissance des signaux d'entrée

La figure précédente montre l'allure des entrées utilisées avant le passage à travers les contrôleurs de polarisation.

#### IV.1.2.1.1 La sortie de la porte logique à 2.5 Gb/s.

La figure IV.4 montre l'allure de la sortie après filtrage. La courbe en vert présente le bruit existant, on remarque qu'il est très faible par rapport à notre signal utile.

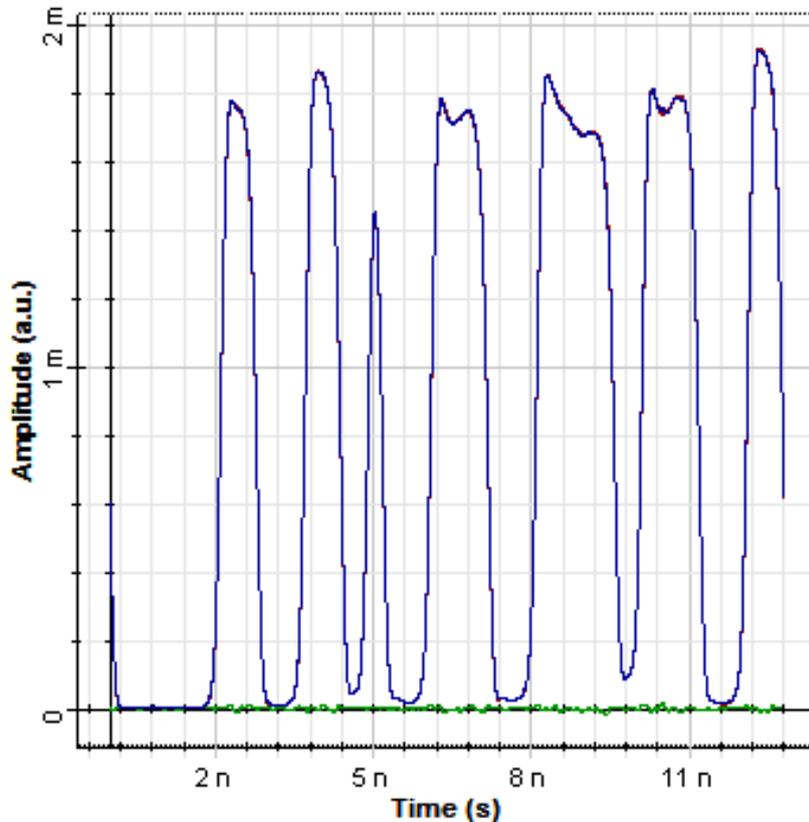


Figure IV.4 : Puissance du signal de sortie normalisée

L'amplitude de la sortie est amplifiée par rapport aux entrées injectées, elle a atteint une valeur de  $2 \text{ dBm}$ . Par contre l'allure a subi une déformation.

Ceci est dû à l'influence des non linéarités c'est-à-dire l'effet de la XPolM dans le SOA sur le signal optique.

#### IV.1.2.1.2 Le diagramme de l'œil.

Le diagramme de l'œil est une technique d'analyse de signaux qui a pour but, la vérification de la capacité des signaux à soutenir une transmission. Il montre aussi la performance relative des signaux. Les ouvertures, horizontale et verticale du diagramme, fournissent des informations importantes sur la capacité du récepteur à détecter les bits  $1$  et  $0$  correctement. Pour un système de transmission performant, l'ouverture de l'œil doit être le plus large possible. Pour tracer le diagramme de l'œil, on envoie dans le canal de transmission, un signal aléatoire ou pseudo aléatoire.

Sur la figure qui suit, nous constatons que le signal est légèrement bruité et l'ouverture est moyennement bonne. Ceci est dû aux propriétés physiques des composants utilisés dans la configuration, ce qui traduit une transmission pas très performante.

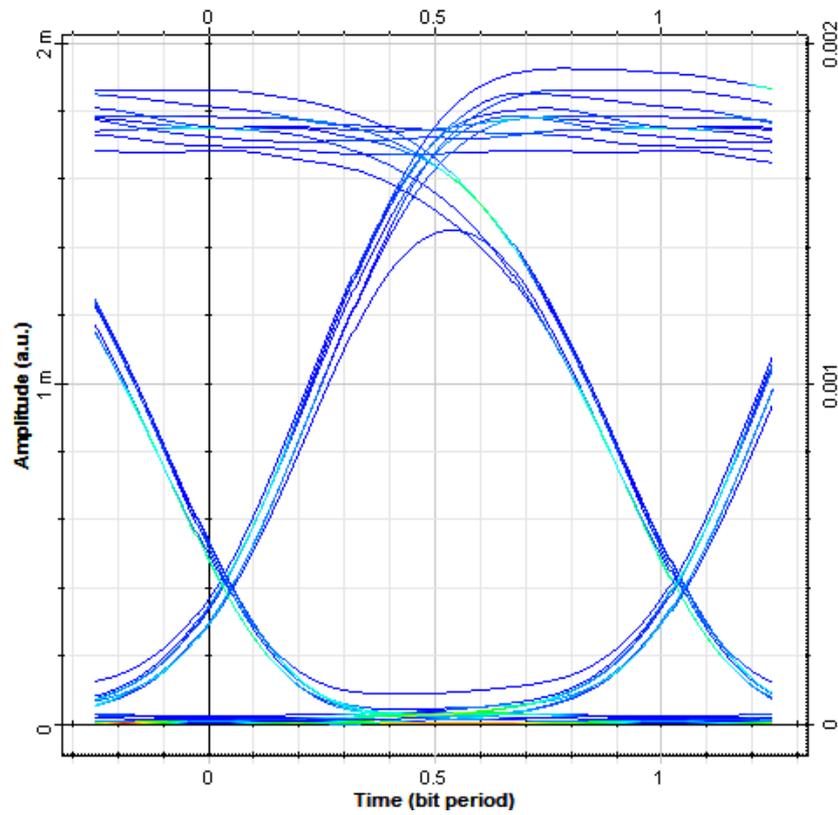


Figure IV.5 : Diagramme de l'œil de la porte à 2.5 Gb/S

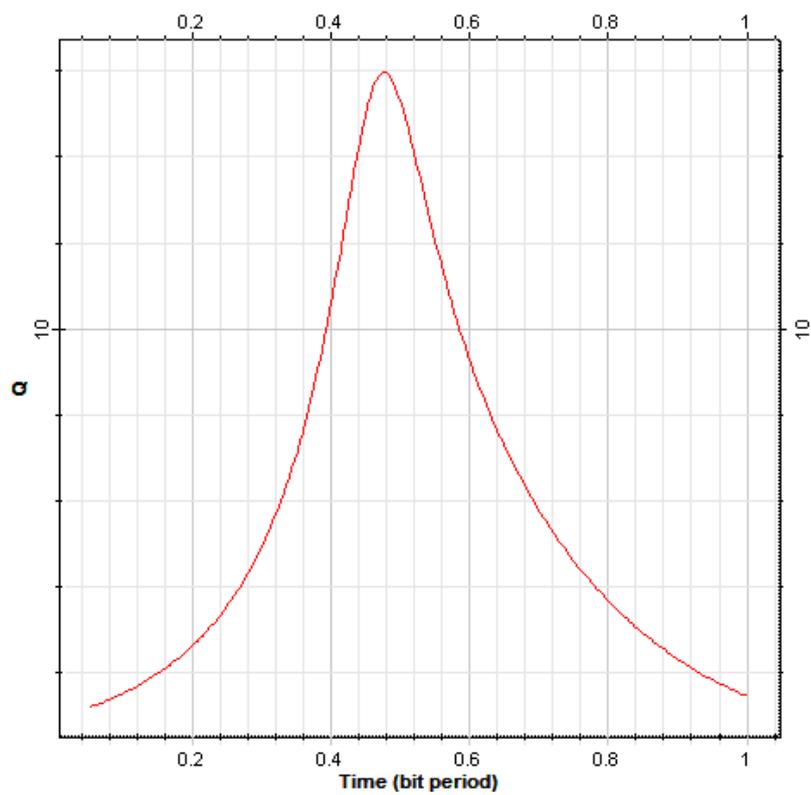


Figure IV.6 : Facteur de qualité de la porte à 2.5 Gb/s

La figure précédente représente le facteur de qualité de la porte logique qui est en fonction des paramètres structuraux, il s'exprime par la formule :  $Q = \frac{|\mu_1 - \mu_0|}{\sigma_1 + \sigma_0}$ . La courbe obtenue est de forme cloche qui atteint la valeur maximale de 16. C'est une valeur acceptable en transmission.

Le taux d'extinction dans ces conditions là atteint la valeur de 18 dB (Figure IV.7). C'est une valeur qui traduit un bon fonctionnement de la porte et prouve l'efficacité de la configuration utilisée.

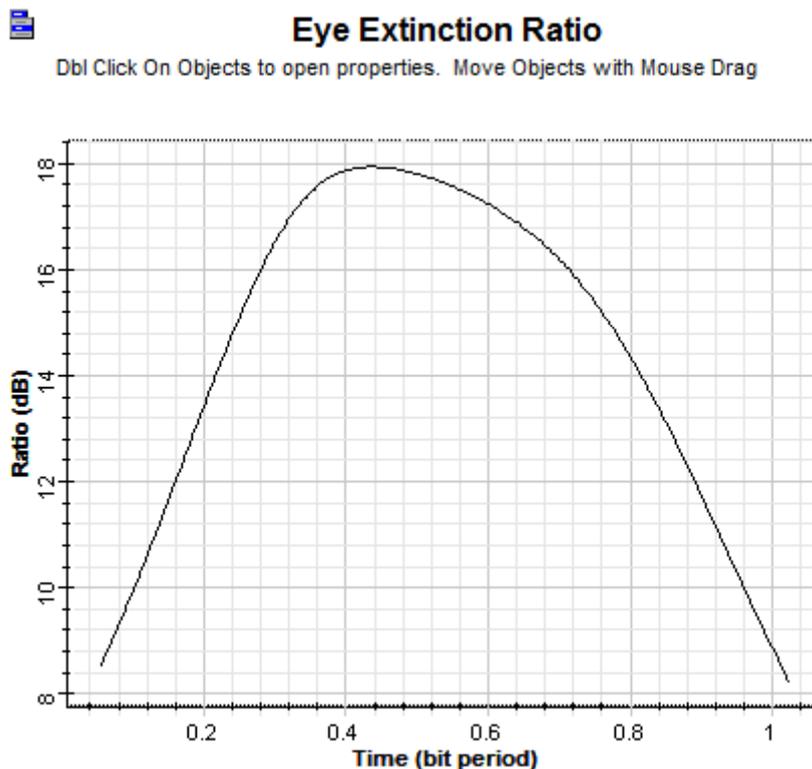


Figure IV.7 : Taux d'extinction à la sortie de la porte.

Le BER est considéré comme étant l'un des critères de qualité pour évaluer les performances d'un système de transmission. Il représente le rapport entre le nombre de bits erronés reçus et le nombre de bits transmis. Quand un système de transmission est conçu, la valeur maximale ciblée pour le BER dépend de plusieurs facteurs. La majorité des systèmes de transmission optiques fixent la valeur limite du BER à  $10^{-9}$  [34].

On a obtenu la courbe du BER pour notre porte. Il atteint une valeur de  $10^{-11}$  qui est de la valeur limite qu'il ne faut pas dépasser.

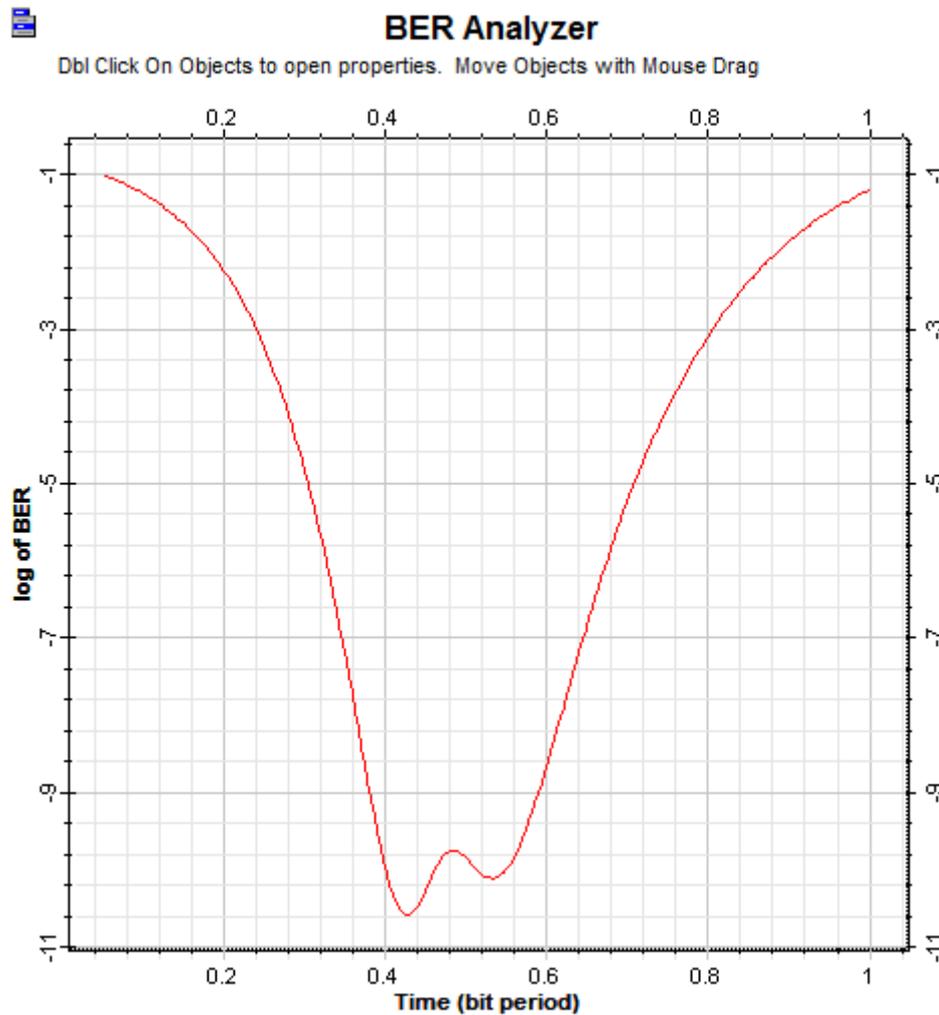


Figure IV.8 : BER de la porte à 2.5 Gb/s.

#### IV.1.2.1.3 Analyseur de polarisation.

##### Sphère de Poincaré.

Il s'agit de donner des principes de description analytique des ellipsomètres : une notion de modèle analytique complet des systèmes optiques est dégagée dans le but d'offrir un outil de description efficace aux ingénieurs. C'est l'approche « traitement du signal » des électroniciens qui prévaut : les composants optiques transforment la polarisation lumineuse, comme les composants électroniques modifient les signaux électriques. Cette approche systématique permet de modéliser simplement n'importe quel type d'ellipsomètre (voir Annexe C).

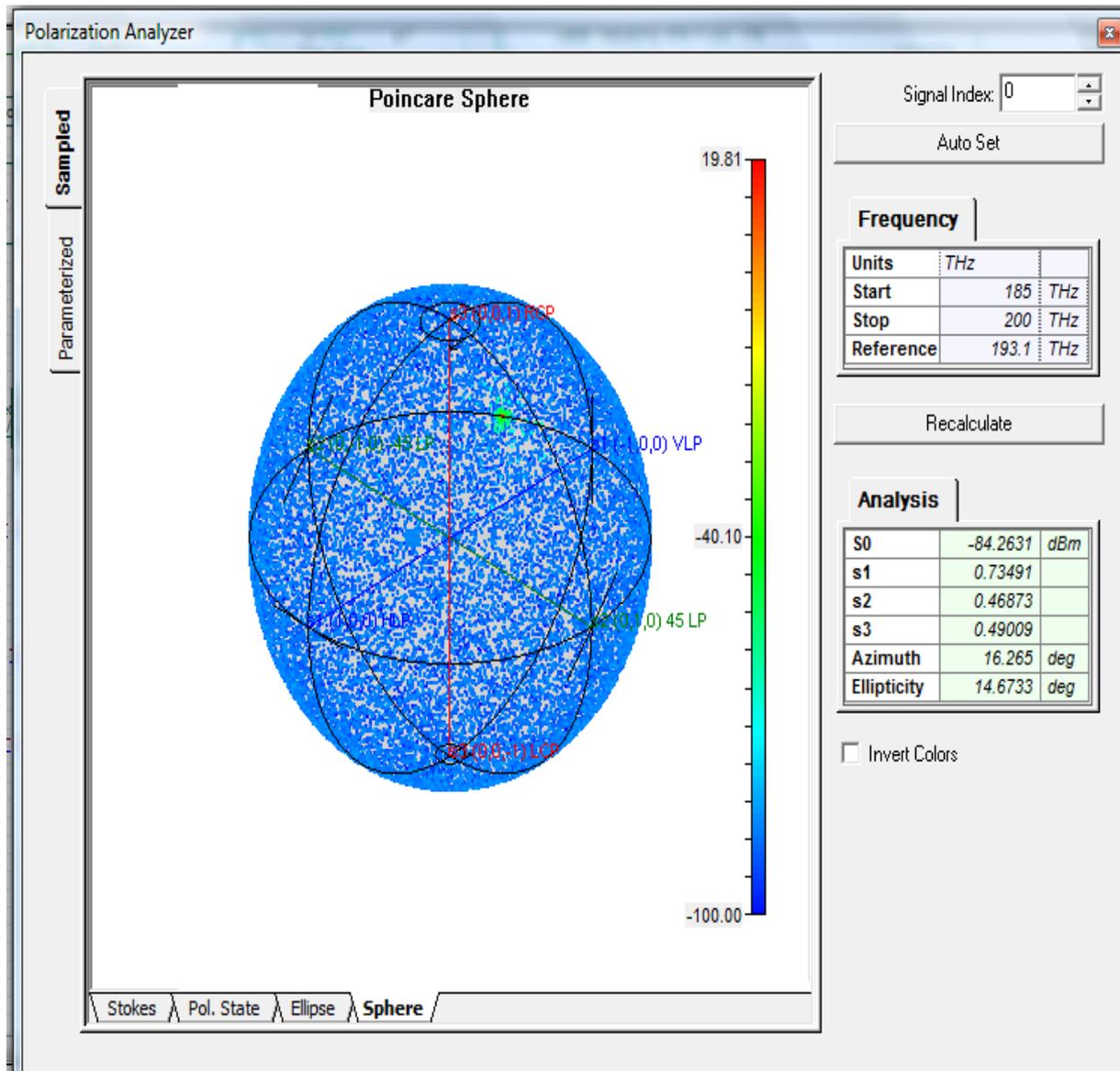


Figure IV.9 : Sphère de Poincaré et paramètres de Stokes

Comme nous pouvons le voir, on a les valeurs des paramètres de Stokes :  $S_0 = -84.26 \text{ dBm}$ ,  $s_1 = 0.73 \text{ dBm}$ ,  $s_2 = 0.47 \text{ dBm}$ ,  $s_3 = 0.49 \text{ dBm}$ .

Ce qui fait que le  $DOP = 0.012$ . Cette valeur indique que le signal lumineux est quasi dépolarisé (voir Annexe C), ce qui peut être expliqué par l'accumulation des bruits est non linéarité présents dans la configuration. Nous pouvons distinguer le point qui représente le vecteur de Stokes sur la sphère de Poincaré. Ainsi que le nuage de points qui démontre la dépolarisation de notre onde.

On voit aussi les valeurs des angles azimut et ellipticité. Les deux angles ne sont pas nuls, ce qui veut dire qu'il n'y a pas de polarisation linéaire.

Sur la figure suivante, on voit bien que la polarisation est de type elliptique.

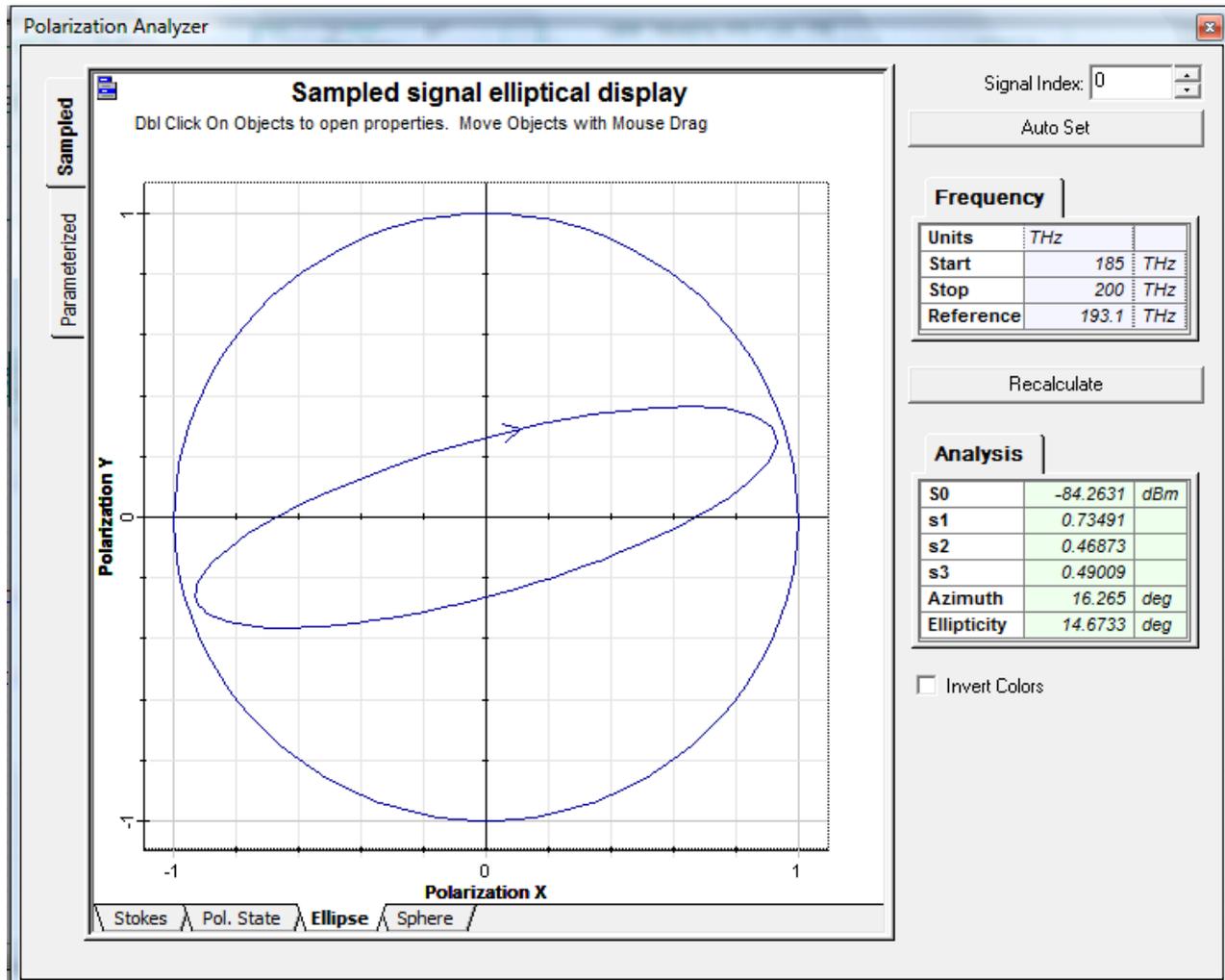


Figure IV.10 : Polarisation à la sortie de la porte.

#### IV.1.2.2 Application à la porte pour 10 Gb/s.

Nous avons voulu essayer la même configuration mais pour un débit de  $10\text{ Gb/s}$ , afin de voir l'effet sur la structure. Plusieurs changements sont à apporter au niveau des différents paramètres des composants de la configuration, surtout au niveau du SOA.

##### IV.1.2.2.1 La sortie de la porte NOTXOR.

La puissance de la sortie de la porte est affaiblie et déformée par rapport au cas précédent, à cause des effets non linéaires accentués avec l'augmentation du débit et les paramètres du SOA. On obtient une puissance maximale de  $4\text{ dBm}$ . Pour le signal bruit, il est toujours faible devant le signal utile.

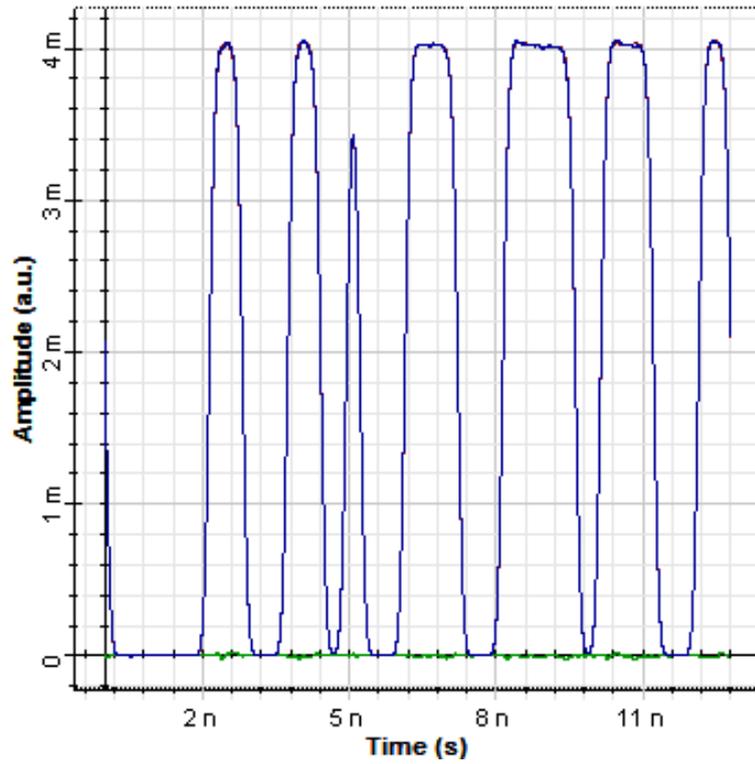


Figure IV.11 : Sortie de la porte NOTXOR à 10 Gb/s

#### IV.1.2.2.2 Le diagramme de l'œil pour la porte NOTXOR.

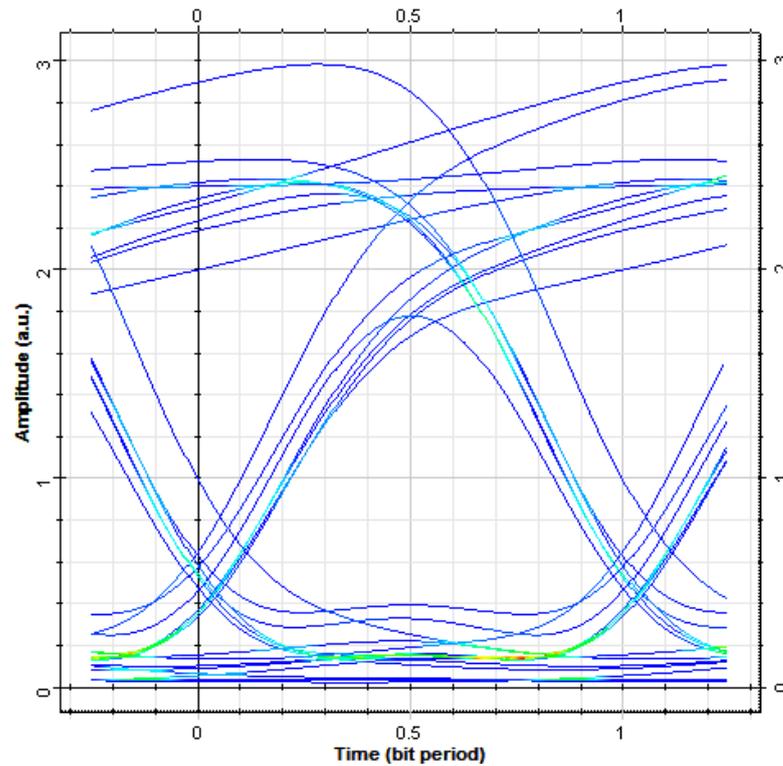


Figure IV.12 : Diagramme de l'œil de la porte NOTXOR à 10 Gb/s.

Comme nous pouvons le constater l'ouverture du diagramme de l'œil est détériorée pour ce débit. Les courbes superposées représentant les bits émis se distinguent et se séparent à cause de l'accentuation des effets non linéaires et des bruits des différents composants et appareils simulés.

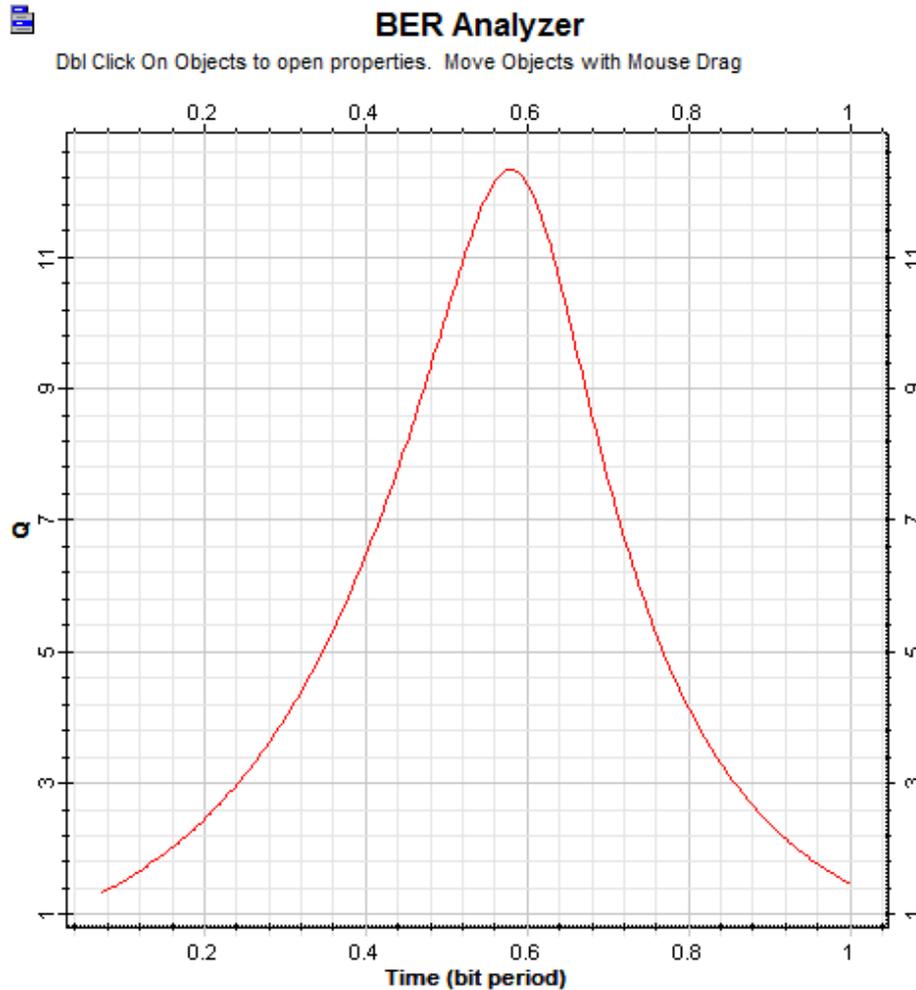


Figure IV.13 : Facteur de qualité de la porte NOTXOR pour 10Gb/s

Sur la figure précédente, le facteur de qualité est dégradé, il atteint la valeur de 12.2. Ceci est dû aux changements apportés aux niveaux des valeurs des paramètres de l'amplificateur SOA.

Concernant le taux d'erreur binaire, porté sur la figure suivante, la courbe atteint un minimum de  $10^{-8}$ , ce qui présente une valeur très intéressante même s'il y a une dégradation par rapport au cas précédent. Comme on l'a dit auparavant, cette dégradation a une relation avec les valeurs des paramètres des composants simulés.

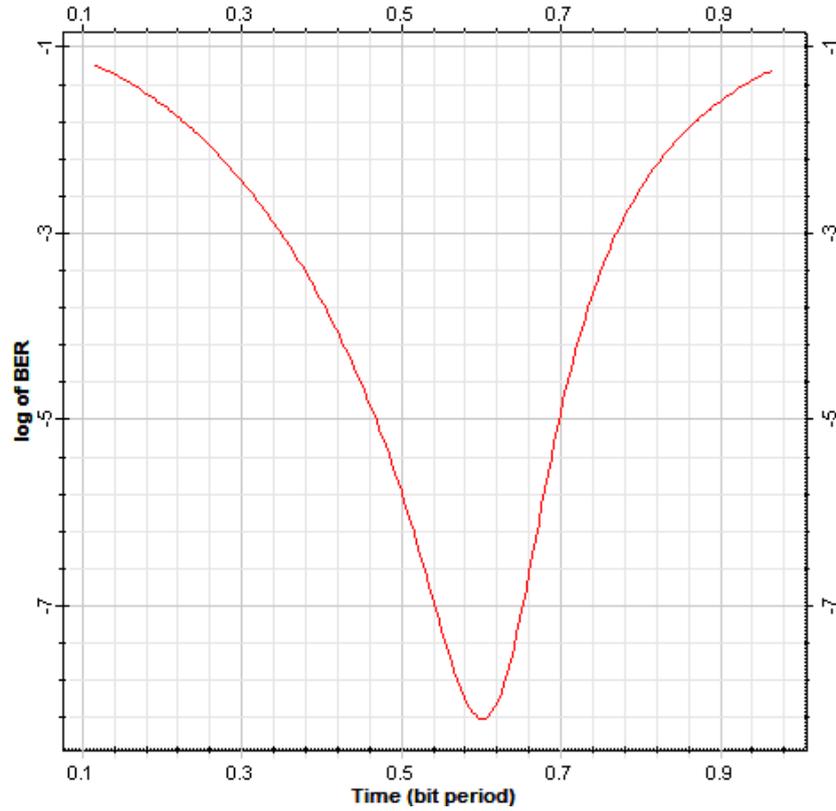


Figure IV.14 : Le BER de la porte NOTXOR à 10Gb/s



### Eye Extinction Ratio

Click On Objects to open properties. Move Objects with Mouse Drag

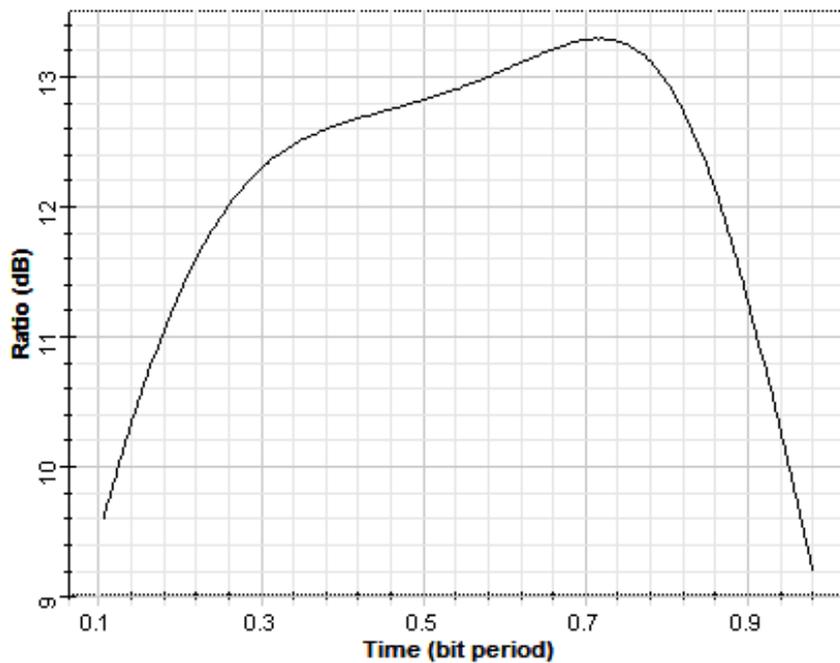


Figure IV.15 : Le ER pour la porte NOTXOR à 10 Gb/s

Le taux d’extinction dans ce cas a atteint la valeur de  $13.3\text{ dB}$ , comme il est montré sur la figure précédente. Ce qui reflète un bon fonctionnement de la porte.

#### IV.1.2.2.3 La sphère de Poincaré et les paramètres de Stokes de la porte NOTXOR.

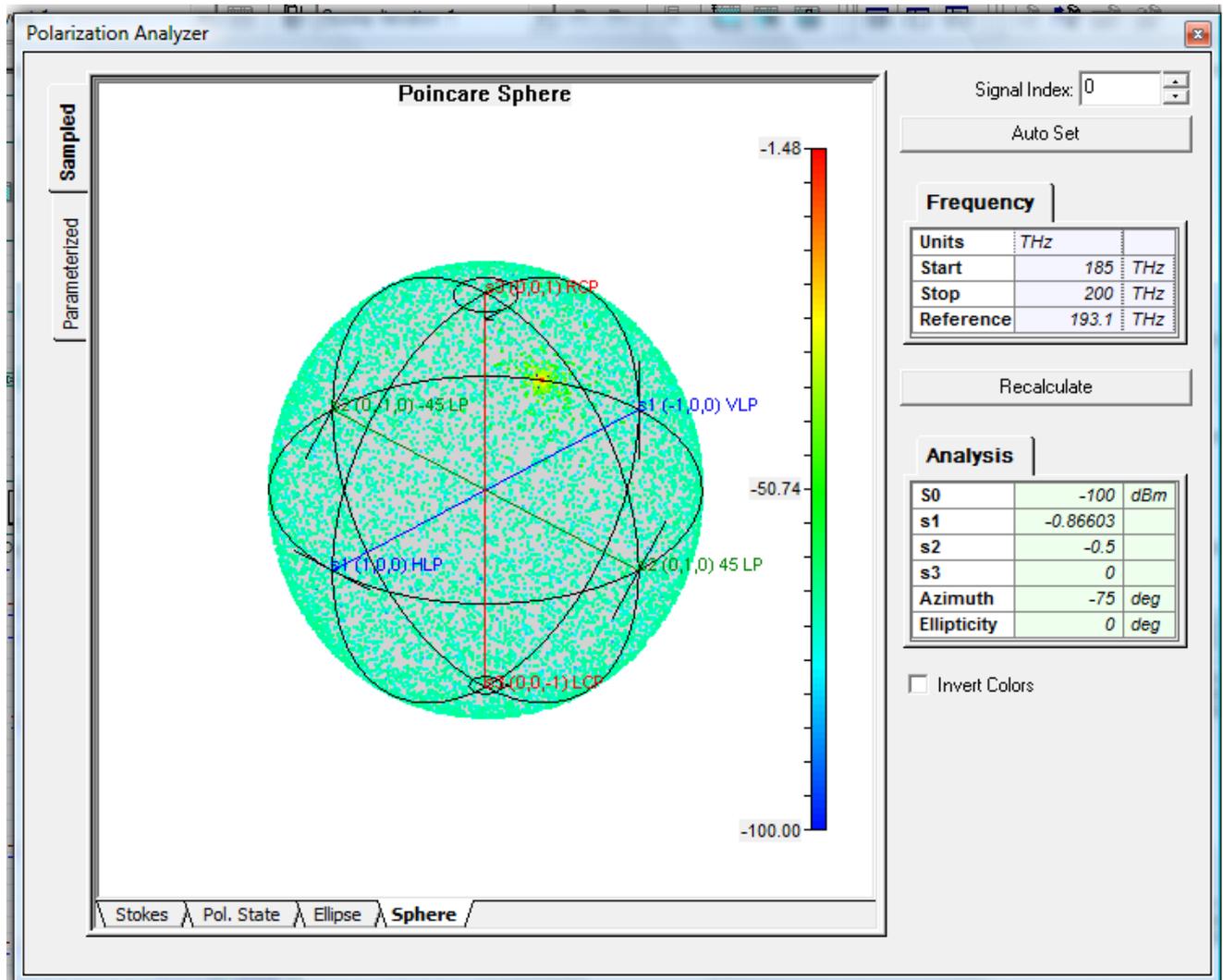


Figure IV.16 : Sphère de Poincaré

La figure qui précède, montre les paramètres et le vecteur de Stokes sur la sphère de Poincaré. Le point rouge présente le point de probabilité maximum de l’état de polarisation.

Les valeurs des paramètres de Stokes sont :  $S_0 = -100\text{ dBm}$ ,  $s_1 = -0.87\text{ dBm}$ ,  $s_2 = -0.5\text{ dBm}$  et  $s_3 = 0\text{ dBm}$ . Ce qui fait que le  $DOP$  a la valeur de  $0.01$ , ce qui fait que la lumière est quasiment dépolarisée.

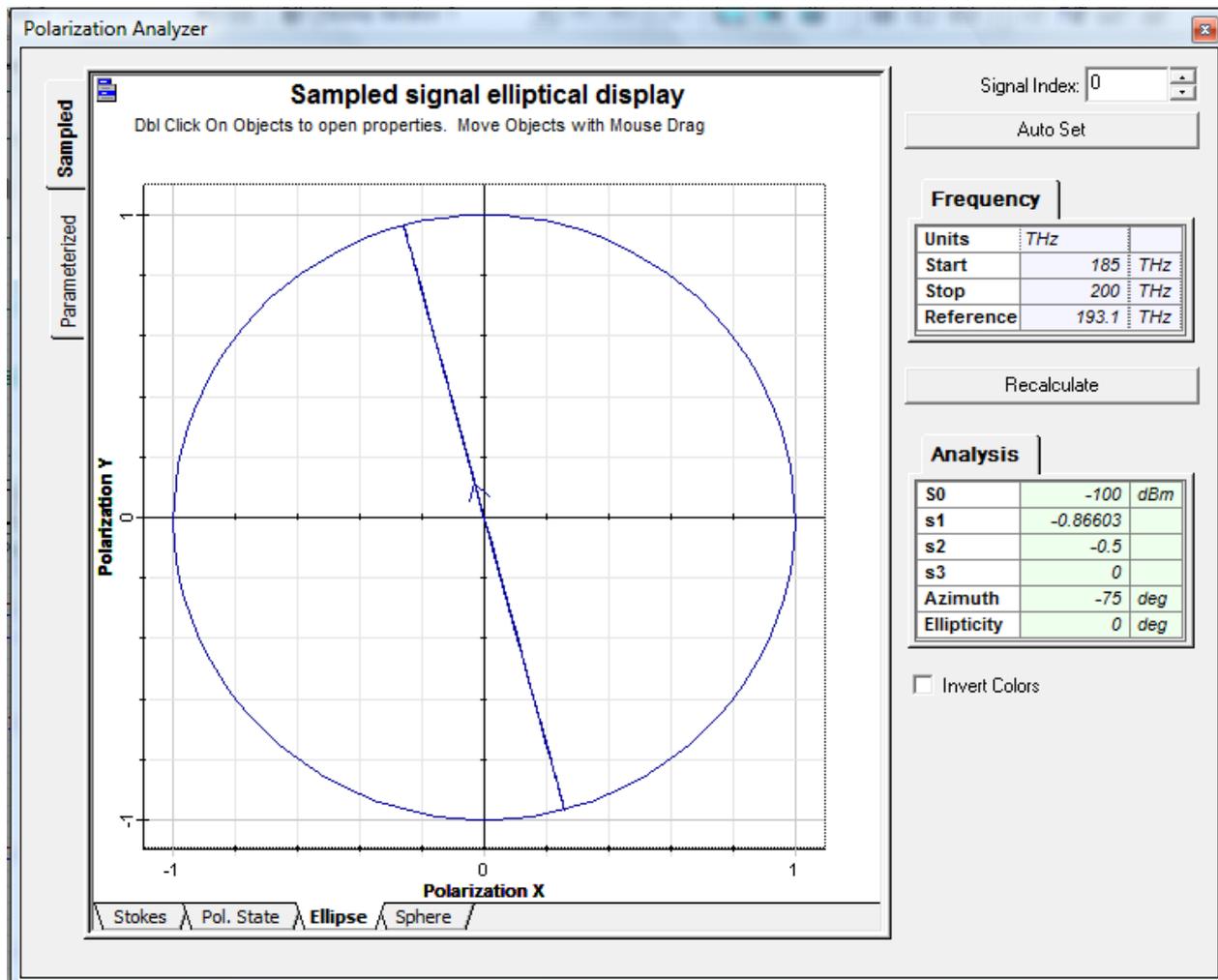


Figure IV.17 : Polarisation à la sortie de la porte NOTXOR.

Pour ce débit utilisé, l'ellipticité est nulle et l'angle azimut est à  $-75^\circ$ , ce qui veut dire que l'effet de la XPolM est maximal. La sortie de notre porte dans ce cas est polarisée linéairement.

#### IV.2 Présentation de l'équipement d'un laboratoire d'études de configurations à base de SOA.

Le fait d'avoir simulé l'une des configurations réalisée par [12], nous conduit à proposer l'équipement adéquat pour réaliser et tester des fonctions tout optiques.

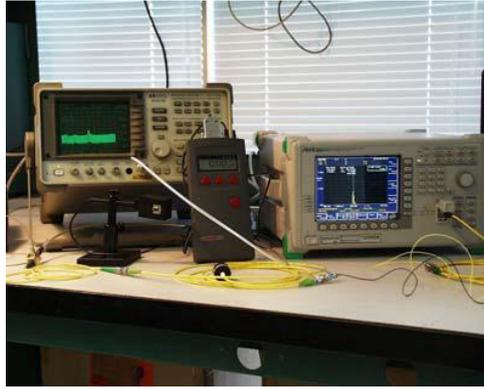


Figure IV.18 : Equipement de laboratoire [43].

Ici, sont cités les différents composants et matériel nécessaires :

- SOA
- EDFA
- Photo-détecteur rapide HP11982
- Oscilloscope à échantillonnage HP54120
- Générateur de séquences pseudo- aléatoires HP70841B
- Analyseur de polarisation HP 8509B
- Un analyseur de spectre HP8562A ou bien HP8702
- Testeur de taux d'erreur binaire « BERT » composé d'un écran HP 70004A,
- Un détecteur d'erreur HP 70842A
- Puissance mètre optique HP 8153A
- Horloge HP 70311A
- Logiciel OptiBPM d'*Optiwave Corporation* pour la conception de circuits d'optique intégrée.

### Conclusion.

Dans ce chapitre, nous avons choisit l'une des portes étudiée dans la partie précédente et nous l'avons simulé pour différentes valeurs de débit. Nous avons pu globalement trouver des résultats satisfaisants qui révèlent le bon choix de la configuration et de la technique sur laquelle est basée la porte logique tout optique.

On peut cependant relever le fait que le choix des valeurs des paramètres utilisés dans la configuration est vraiment crucial pour réussir la réalisation de la porte logique tout optique. Ce qui représente un léger handicap pour nos simulations.

Nous avons aussi proposé et énuméré les différents appareils et composants nécessaires pour monter un laboratoire d'étude de SOA.

## Chapitre V : Prospectives

### Introduction.

Les moyens de télécommunication optique ont connu un véritable essor et on peut confirmer que la technologie ne cesse de progresser et de remorquer la transmission avec elle.

#### V.1. Evolution des services.

En 2030, il est attendu que la vitesse de transmission soit plusieurs centaines de fois supérieures qu'aujourd'hui (Figure V.1). Les prévisions les plus optimistes prévoient qu'il sera possible de transmettre des données à 1 Tbit/s de et vers les particuliers. D'autres prétendent que 70% du réseau sera encore à 1 Gbit/s. Quoi qu'il en soit, l'augmentation de la vitesse favorisera l'émergence du télé travail, un des facteurs favorisant le développement des télécommunications [24].

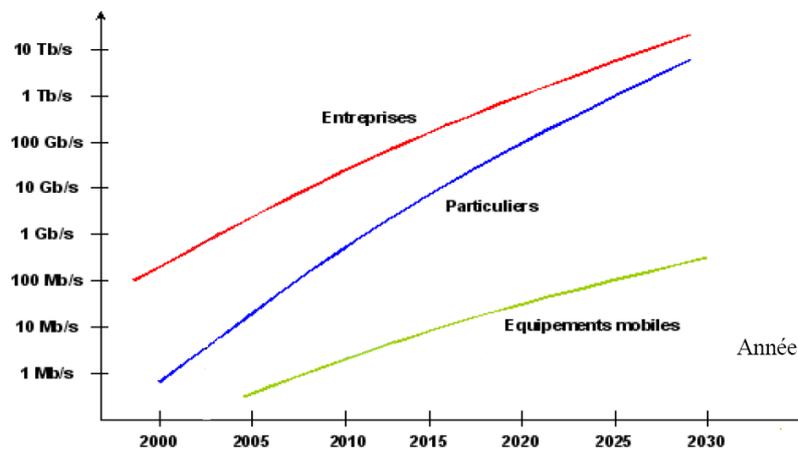


Figure V.1 : Evolution du trafic de données [24]

La croissance de la bande passante va entraîner le développement de nouveaux composants avec de nouvelles fonctions. Le développement de composants, de modules et de systèmes pour les télécommunications optiques est lié au développement des services (particuliers et entreprises). L'évolution des services et des applications associées est cependant un cercle vicieux. La demande des utilisateurs est généralement un besoin immédiat. La mise en place des services et applications est généralement rapide mais l'augmentation des débits plus élevés à la connexion se fait plutôt sur le moyen terme. L'infrastructure, elle, se fait sur le très long terme et les services et les applications dépendent à leurs tours de l'infrastructure.

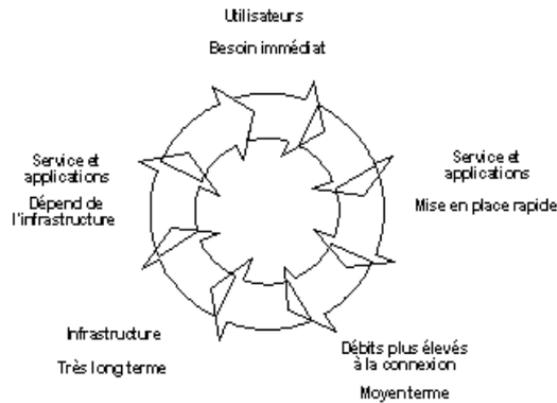


Figure V.2 : Evolution des services [24].

## V.2. La réalité des télécommunications tout optiques.

Au delà du Tb/s, concernant la consommation et la dissipation thermique, les solutions électroniques deviennent rédhibitoires.

L'avènement des amplificateurs optiques a ouvert de nouvelles perspectives pour les systèmes de communications tout optiques ultra longues distances et plusieurs limites semblent être atteintes.

Ces différents résultats sont jusqu'à présent le fruit de nombreuses recherches, testées et réalisées en laboratoire. Pour ce qui est de concrets, on ne peut pas parler de succès total dans le domaine de transmission tout optique.

Le tout optique n'est pas pour l'immédiat, puisque l'indépendance des effets thermiques, du retard et de la lenteur des appareils électronique n'est pas encore atteinte. Ce problème sort du domaine de l'ingénierie du haut niveau et dépend de la physique du matériau, ce qui veut dire, tout ce qui a une relation avec la supraconductivité à haute température, qui conduit complètement à une nouvelle approche. Le calcul optique dans cette dernière est une innovation qui durera probablement une décennie ou deux pour se concrétiser.

### Conclusion.

Une bonne nouvelle à souligner, plusieurs opérateurs et organismes ont engagé énormément d'argent, de moyens matériels et humains dans ce domaine. Ils ont lancé des appels d'offre aux chercheurs pour apporter des solutions afin de surmonter les contraintes de la transmission.

## Conclusion générale

Les télécommunications optiques ont connu depuis une dizaine d'années un essor considérable dont l'une des motivations principales est la course vers le haut débit. En effet, grâce à la large bande passante des fibres optiques, les transmissions optiques bénéficient d'une position privilégiée. De part l'évolution rapide des technologies, la qualité des réseaux de télécommunications par fibre optique a été considérablement améliorée. Pour exemple, il convient de citer les pertes de propagation dans les fibres optiques n'excédant pas aujourd'hui  $0.2 \text{ dB/km}$  à la longueur d'onde de  $1.55 \mu\text{m}$  ainsi que l'avènement des amplificateurs optiques permettant d'augmenter considérablement les distances de transmission.

Une liaison de télécommunication par fibre optique requiert trois fonctions fondamentales qui sont respectivement: la génération du signal (émetteur), la propagation (transmission, amplification et routage des données) et la détection en réception.

Les télécommunications tout optiques ont montré qu'elles peuvent augmenter significativement le débit, offrir de nouvelles solutions à bas coût et une compacité de traiter simultanément plusieurs canaux multiplexés en longueurs d'onde.

La réalisation de fonctions logiques tout optiques a fait l'objet de développement prometteur. L'objectif essentiel de ce travail consiste en l'analyse et la comparaison des nouvelles technologies dans le domaine de réalisation de fonctions logiques tout optiques. Ce travail tient compte des résultats obtenus au sein de laboratoires de recherches renommés (notamment asiatiques et européens) et ce de façon comparée.

Pour différentes valeurs de débit, des résultats comparés aident la décision sur le choix de la configuration et de la technique sur laquelle est basée la porte logique tout optique.

La réalisation de portes tout optique exploite les non linéarités et les différents phénomènes liés au SOA.

La technique XPolM semble être la meilleure vu les avantages qu'elle présente au niveau de la réalisation et de l'intégration, ainsi que les résultats prometteurs qu'elle offre.

On peut cependant relever le fait que le choix des valeurs des paramètres utilisés dans la configuration est vraiment crucial pour réussir la réalisation de la porte logique tout optique. Ce qui est peu aisé pour nos simulations.

En outre est proposé l'équipement d'une plate forme expérimentale d'étude de SOA pour des recherches ultérieures.

L'équipement d'un tel laboratoire demande un capital considérable, certes, mais ça reste un bon investissement pour contribuer au développement des futures technologies [17], [18].

Le taux d'extinction de la porte logique tout optique a atteint une valeur de  $17 \text{ dB}$  pour un débit de  $2.5 \text{ Gb/s}$ , ce qui traduit un exploit pour les télécommunications tout optiques. Ainsi que le facteur de qualité et le taux d'erreurs binaire, qui ont des valeurs satisfaisantes et encourageantes

Comme nous l'avons vu, la technique XPolM est réalisée en configuration copropagative et elle a donné de bons résultats comparés à ceux des réalisations [12].

Comme perspective, nous proposons de mettre en œuvre la même technique mais en configuration contre propagative, peut être que ça va donner de meilleurs résultats.

Ce mémoire est une entrée qui ouvre la voie à la recherche et l'investigation dans le domaine de l'exploitation des effets non linéaires pour la réalisation des différentes fonctions logiques tout optiques.

**Bibliographie**

- [1] : Pierre LECOY, *Télécommunications optiques*, Paris, HERMES, 1992.
- [2] : <http://www.unige.ch/dinl/jfl/fibre/>
- [3] : Thibaut Sylvestre, “*Amplification et conversion paramétriques, décalage et suppression de fréquences par processus Kerr et Raman dans les fibres optiques*“, thèse de doctorat, UFR des sciences et techniques de l’université de Franche-Comte, 1999.
- [4]: G.P. AGRAWAL, “*Nonlinear Fiber Optics*”, 3<sup>rd</sup> editions, San Diego: CA, Academic Press, USA, 2001.
- [5] : Nicholas BASKIOTIS, “*Dimensionnement Heuristique des réseaux optique WDM Multifibres par Arrondi Aleatoire de multiflot*“, Thèse de doctorat. Ecole Normale Supérieure de Lyon, 2003.
- [6] : Adam ELLISON and John MINELLY “*Optical fiber telecommunications IV-A, P 151, New material for optical amplifiers*”, Corning Inc, Corning New York, 2002.
- [7]: Atul K. and Yan Sun, “*Advances in EDFA*”, Onetta Inc., Sunnyvale, California site, 2002.
- [8] : Cédric WARE, “*Récupération d'horloge par boucle à verrouillage de phase utilisant le mélange à quatre ondes dans un amplificateur optique à semi-conducteur*“, Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunication, Paris, 2003.
- [9]: André GIRARD, *Guide to WDM technology and testing: A Unique Reference for the Fiber-Optic Industry*, 2nd edition, Exfo electro optical engineering Inc; Quebec City Canada, 2000.
- [10] : D. KOFMAN et M. GAGNAIRE, *Réseaux haut débit- Réseau ATM, réseaux locaux et réseaux tout optiques*, INTEREDITIONS, 1996.
- [11] : Irène et Michel JOINDOT, *Les télécommunications par fibres optiques*, paris, DUNOD et CENT-ENST, 1996.
- [12] : Joseph Désiré TOPOMONDZO, “*Etude des effets de biréfringence induite dans les amplificateurs optiques à semi-conducteurs: Applications dans les systèmes de communications optiques*“, Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunication, Paris, 2004.
- [13] : Sidi Ali Mebarek ZERROUK, *Transmission par fibre optique*, OPU 2001.
- [14] : Jean-François ABRAMATIC, *Développement technique de l'internet*, INRIA, 1999.

- [15] : Christophe JELGER, “*Characterization of a wavelength Division Multiplexing Multi-Ring Network*“, University of Wales Swansea, 2001.
- [16] : Pierre LECOY, *Technologie des télécoms*, HERMES, 1995.
- [17] : A. DUPRET et A. FISCHER, *Cours de télécommunication*, IUT de Villetaneuse, Département génie télécom et réseaux,
- [18] : Gunther MAHLK et Peter GOSSING, “*Câbles à fibres optiques*“, SIEMENS, 1998.
- [19] : Jean-Pierre LAUDE, *Le multiplexage de longueur d’onde*, MASSON, 1992.
- [20]: Jean-Louis VERNEUIL, *Simulation de systèmes de télécommunications par fibre optique à 40 Gbits/s*, université de Limoges, thèse de doctorat, 2003.
- [21]: [http://opt-fibres.phys.polymtl.ca/Fibres\\_html/node1.html](http://opt-fibres.phys.polymtl.ca/Fibres_html/node1.html)
- [22]: Mathieu LEFRANCOIS, *Etude de technologies avancées pour l’optimisation des systèmes de transmission optique multiplexés en longueur d’onde au débit de 40 Gb/s*, thèse de doctorat, université Paris-Sud, 2007.
- [23]: <http://www.webdiffusion.tv/fibre.htm>.
- [24]: Dorothée GUETTA, *la télécommunication tout optique pour les réseaux à fibre optique*, rapport de recherche, 2003.
- [25]: Sergio MARTINEZ, “*Conception de commutateurs micro usinés sur silicium pour les réseaux tout optique*“, thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Grenoble, 2002.
- [26]: Mathilde GAY, *Etude théorique et expérimentale de l’impact de la régénération 2R dans un système de transmission optique haut débit*, thèse de doctorat, Institut nationale des sciences appliquées de Rennes, 2006.
- [27]:<http://pdf.directindustry.fr/pdf/micro-contrôle-spectra-physics/fibre-monomode-a-maintenance-de-polarisation/Show/7436-140225.htm>
- [28]: Ali HAMIE, Ammar SHARAIHA, Mikael GUEGAN and Benoit PUCCEL, “*All optical logic NOR gate using two cascaded semiconductor optical amplifiers*“, IEEE Photonics technology letters, vol. 14, N°. 10, October 2002.
- [29]: Young Tae Byun, Kyoung Sun Choi and al., “*Realization of high speed all optical OR gate using cross gain modulation*“, Department of Electronics Engineering, Korea University, Anam-dong, Sungbuk-ku, Seoul, 136-701, Korea, 2003.
- [30]: Kit Chan, Chun Kit Chan, Lian Kuan Chen and Frank Tong, “*Demonstration of 20 Gb/s all optical XOR gate by Four Wave Mixing in semiconductor optical amplifier with RZ-DPSK modulated inputs*“, IEEE Photonics technology letters, Vol. 16, N°. 3 March 2004.
- [31]: Peter A. ANDREKSON et al, “*Linear propagation of optical picosecond pulse trains over oceanic distances*,“ Opt. Lett. 18, 1621-1623 (1993)

- [32]: Horacio SOTO et al, "*5-Gb/s XOR optical gate based on cross-polarization modulation in semiconductor optical amplifiers*", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 13, n° 4, pp. 335-337, 2001.
- [33]: <http://www.lnt.ei.tum.de/mitarbeiter/inan/lehre/OCSLab/documents/optiwave>.
- [34]: Guy FOSTER, Stressed Eye: "*Know what you're really testing with*", SyntheSys Research, Inc., 2005.
- [35] : J. LASRI, D. DAHAN, A. BILENCA, G. Eisenstein, et D. Ritter, "*Clock recovery at multiple bit rates using direct optical injection locking of a self-oscillating InGaAs-InP heterojunction bipolar phototransistor*". Photonics Technology Letters, 13(12): 1355.1357, décembre 2001.
- [36] : S. HUARD, *Polarisation de la lumière*, Masson edition, 1994
- [37]: M. GUSTAVSON, "*Analysis of polarization independent optical amplifiers and filters based on polarization rotation in periodically asymmetric waveguides*", IEEE Journal of Quantum Electronics, vol. 29, no. 4, pp. 1168-1178, 1993.
- [38]: [http://www.spie.com/clients3/telecommunications/realisation-telecommunications/realisation2/bouygues\\_telecom.html](http://www.spie.com/clients3/telecommunications/realisation-telecommunications/realisation2/bouygues_telecom.html)
- [39]: Gwenaëlle GIRAULT , *Contribution à l'étude de portes optiques à base d'amplificateurs optiques semiconducteurs pour le traitement tout optique de signaux de télécommunication à très haut débit*, thèse de doctorat, Université de Rennes I, 2007.
- [40] : Govind P. AGRAWAL, *Fiber optic communication systems*, 3<sup>rd</sup> edition, The Institute of Optics University of Rochester, NY, 2002.
- [41] : E. CASSAN, *Une introduction aux télécommunications optiques par la simulation de systèmes simples*, IEF Université Paris-Sud Orsay, J3eA-Vol.2- 7, 2003.
- [42] : Logiciel OptiSystem7.0
- [43]: Anne-Laure BILLABERT et al. , "*Electronique, systèmes de communication et microsystèmes*", équipe photonique et microonde, laboratoire multi établissements, Paris, 2007.

## Annexes

## Annexe A

## Introduction à la nécessité du RZ et la récupération d'horloge.

## A.1. Principe et nécessité

Le signal lumineux, devant transmettre l'information, est modulé. Les grandeurs sur lesquelles on peut agir à cet effet sont l'intensité, la phase et la polarisation de la lumière transmise. À la différence des systèmes de communication par radio, où ces trois paramètres peuvent être utilisés de concert, les systèmes de transmission optiques actuels ne jouent que sur l'intensité : la polarisation se conserve mal au passage dans une fibre optique standard ; la phase est d'une part sensible au bruit et aux effets non-linéaires, et d'autre part difficile à détecter par les récepteurs classiques non cohérents [8].

Les formats les plus utilisés actuellement dans les systèmes optiques sont les Non-Retour à Zéro (NRZ) et Retour à Zéro (RZ).

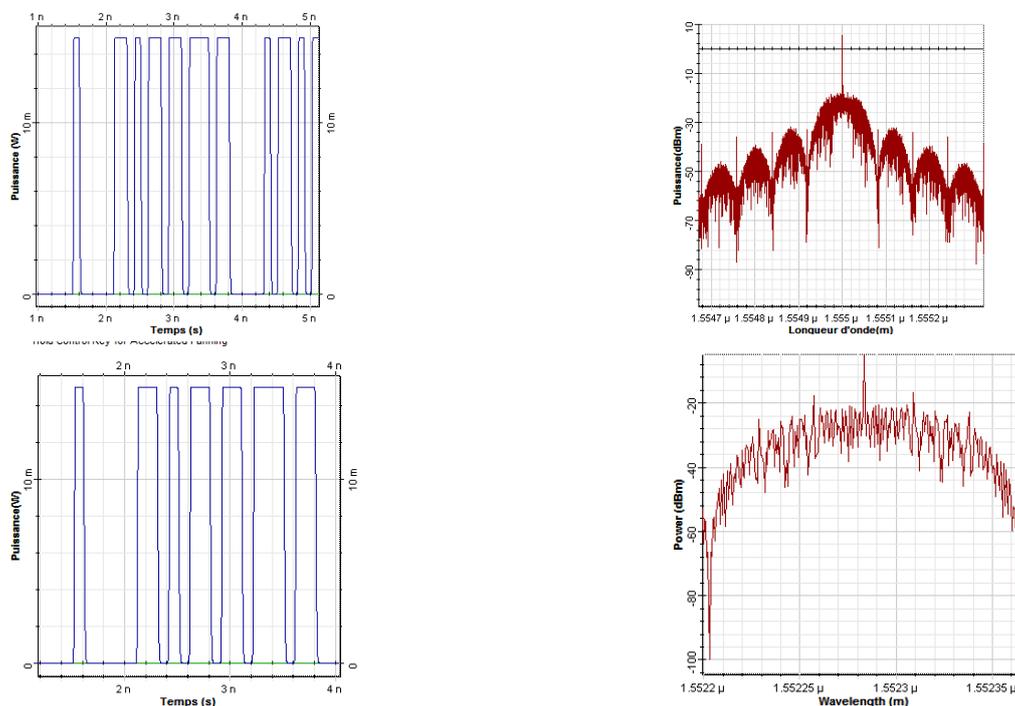


Figure A.1 : Allure et spectre de signaux modulés en intensité, NRZ et RZ à 10 GHz.

Le format NRZ est plus simple et peut être rendu plus économe en bande passante, mais le format RZ a l'avantage d'avoir une raie spectrale à sa fréquence d'horloge. (Figure A.1).

Le signal transmis passe par le canal de transmission et subit quelques dégradations. Des amplificateurs optiques sont insérés le long de la ligne pour y remédier. L'émission spontanée amplifiée est au rendez-vous automatiquement, ce qui présente de véritables limitations.

### A.2. Conversion de format NRZ vers pseudo-RZ :

La présence de la raie spectrale à la fréquence d'horloge est indispensable dans la récupération d'horloge. Vu que le format NRZ est très utilisé et qui ne possède pas cette raie, une conversion de format est nécessaire.

### A.3. Conversion électronique :

Il est plus facile de sur-échantillonner un signal et de le traiter dans les bas débits. A de hauts débits, on utilise des dérivateurs ou des portes logiques comme la porte XOR qui agit sur le signal NRZ et le même signal décalé d'un temps bit. Cette technique exige que le signal soit de forme électrique ce qui limite le débit à quelques dizaines de *Gbit/s* [8].

### A.4. Mélange de signaux décalés :

Dans cette technique un dispositif optique pour reproduire un décaleur-mélangeur peut être mis en place, par exemple, l'interféromètre de Mach-Zehnder asymétrique avec un bras décaleur. Ou bien, utiliser le dédoublement du spectre par modulation du signal, le décalage assuré par dispersion et la recombinaison par mélange à quatre ondes [8].

Sur la figure suivante, le signal NRZ est modulé à haute fréquence par l'interféromètre MZ autour d'un point de fonctionnement coïncidant avec des interférences destructives entre les deux bras provoquant un dédoublement du spectre du signal. Les deux parties du spectre sont déphasées par une fibre dispersive ce qui donne le décalage temporel. Le mélange est assuré par le mélange à quatre ondes [8].

A la fin, le spectre du signal paraît doté de raies aux multiples de la fréquence d'horloge.

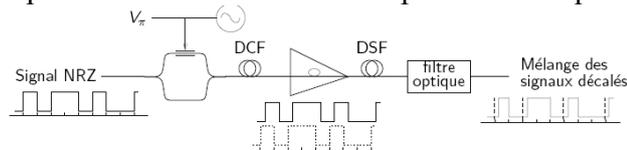


Figure A.2 : Extraction de signal pseudo-RZ par mélange à quatre ondes.

### A.5. SOA saturé :

Dans cette méthode, le signal passe par un SOA saturé. Le principe repose sur les non linéarités comme la pulsation de la densité de porteurs. Pour une constante de temps de l'ordre de quelques centaines de *ps* pour des débits de l'ordre du *Gbit/s*, le signal est déformé par le biais de la saturation du gain à chaque passage surtout celui de 0 à 1. Cette distorsion fait apparaître des raies spectrales à la fréquence d'horloge et ses multiples [8].

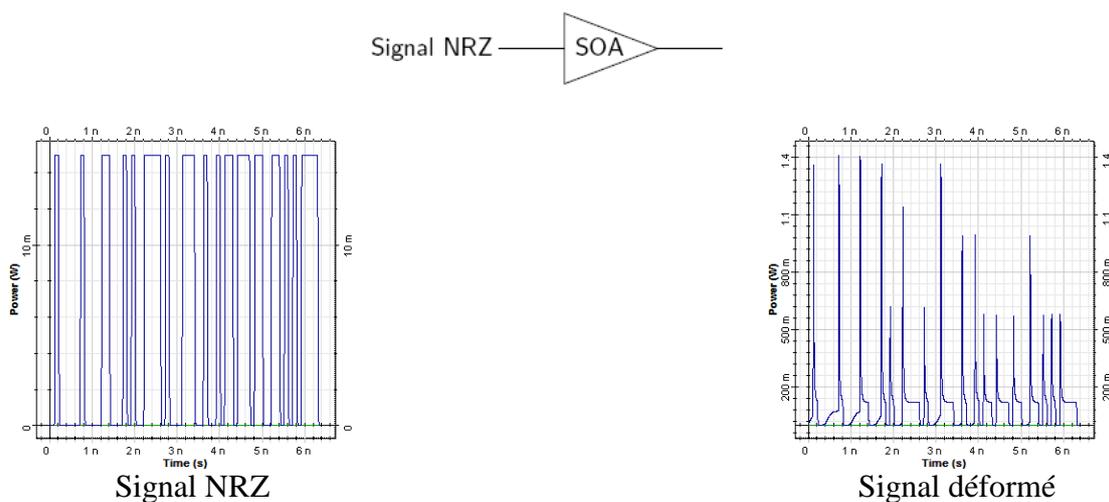


Figure A.3 : Extraction de porteuse par amplificateur optique à semi-conducteurs saturé.

### A.6. Nécessité de la récupération d'horloge :

La connaissance exacte de la fréquence d'horloge est un concept très important en transmission, surtout pour la réception et la resynchronisation [8]. Pour trancher sur la valeur d'un bit, il faut que ça se passe dans un moment précis du laps de temps spécifique à la transmission. Il faut assurer la régularité des intervalles d'intervention des décisions successives et que ça soit égale au temps bit. Si le taux de répétition des bits est ignoré, les moments coïncidant avec les décisions changeront par rapport à l'optimum [8], ce qui signifie, plus d'erreurs et perte d'information.

Les régénérateurs et les récepteurs de la ligne doivent être synchronisés à une horloge. Cette dernière doit être extraite du signal utile pour garantir la régularité de la transmission. Ce qu'on appelle la récupération d'horloge [8].

Pour y remédier, des techniques sont mises au point par des chercheurs.

### A.7. Méthode de récupération d'horloge :

Plusieurs techniques sont élaborées par les chercheurs. On peut citer : le filtrage de la fréquence d'horloge, l'injection dans un système oscillant et les boucles à verrouillage de phase.

### A.8. Filtrage de la fréquence d'horloge :

Admettons que le signal concerné possède une composante spectrale spécifique à cette fréquence, il suffira d'un filtre électrique étroit centré sur la fréquence d'horloge.

C'est une méthode simple mais pas flexible, ce qui ne la rend pas transparente au débit. Le signal doit passer dans le domaine électrique et on peut dire qu'il n'y a pas de compatibilité avec une régénération réellement tout optique [35].

Une autre technique utilisant un interféromètre de Fabry-Perot d'intervalle spectral libre égal à la fréquence d'horloge, réalise le même filtrage mais dans le domaine optique. En plus, on peut l'utiliser pour la récupération d'horloge par paquets de données.

### A.9. Injection dans un système oscillant :

L'utilisation d'un système oscillant en mesure de se synchroniser à un signal optique, s'avère très pratique. On peut parler d'oscillateurs électroniques à base de phototransistors ou bien de simples oscillateurs électriques qui peuvent fonctionner jusqu'à  $4 \times 10 \text{ GHz}$  [35].

Pour les systèmes tout optiques, les lasers autopulsants et à modes bloqués sont les plus connus. La récupération d'horloge peut être réalisée à  $40 \text{ GHz}$  et  $16 \times 10 \text{ GHz}$  respectivement [8].

### A.10. Boucles à verrouillage de phase :

Les boucles à verrouillage de phase sont les mieux conçues pour la récupération de porteuses. Les contraintes imposées se rapprochent de celles de la récupération d'horloge, ce qui met en évidence leur emploi [8].

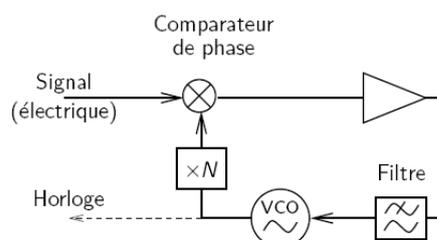


Figure A.4 : Schéma de principe d'une boucle à verrouillage de phase conventionnelle.

## Annexe B

### Matrice de Jones et les coefficients de conversion [12]

Soit un signal représenté à l'entrée du SOA comme tel :  $\begin{bmatrix} A_{TE}^e \\ A_{TM}^e \end{bmatrix}$  A la sortie, on aura cette forme :  $\begin{bmatrix} A_{TE}^s \\ A_{TM}^s \end{bmatrix}$  Grâce à la matrice de Jones, les deux vecteurs sont liés.

$$\begin{bmatrix} A_{TE}^s \\ A_{TM}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_{11} & J_{12} \\ J_{21} & J_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{TE}^e \\ A_{TM}^e \end{bmatrix} \quad (\text{B.1})$$

Où  $J_{ik}$  tel que  $i=1,2$  et  $k=1,2$  sont les paramètres de Jones nécessaires pour trouver le signal à la sortie du SOA. En présence du signal de contrôle, le milieu amplificateur va être perturbé ce qui va modifier les paramètres de Jones.

$$J_{ik} = \rho_{ik} \cdot \exp(i\phi_{ik}) \quad (\text{B.2})$$

$\rho_{ik}$  et  $\phi_{ik}$  représentent le module et le déphasage du paramètre  $J_{ik}$ .

A partir des équations précédentes et pour la condition, la composante du champ à l'entrée suivant l'axe TE est nulle, on aura :

$$\frac{A_{TE}^s}{A_{TM}^s} = \frac{\rho_{12}}{\rho_{22}} \cdot \exp[i(\phi_{12} - \phi_{22})] \Big|_{A_{TE}^e=0} \quad (\text{B.3})$$

Pour la condition, la composante du champ selon l'axe TM est nulle, la relation sera de cette forme :

$$\frac{A_{TM}^s}{A_{TE}^s} = \frac{\rho_{21}}{\rho_{11}} \cdot \exp[i(\phi_{21} - \phi_{11})] \Big|_{A_{TM}^e=0} \quad (\text{B.4})$$

Dans notre travail, il a été question du déphasage induit par le SOA et l'effet des entrées sur lui. En utilisant les équations (B.3) et (B.4), on détermine les coefficients de conversion exprimant le couplage de l'intensité optique d'un mode TE vers un mode TM et vice versa.

$$C_{TM \rightarrow TE} = \left| \frac{A_{TE}^s}{A_{TM}^s} \right|_{A_{TE}^e=0}^2 = \left| \frac{J_{12}}{J_{22}} \right|^2 \quad (\text{B.5})$$

$$C_{TE \rightarrow TM} = \left| \frac{A_{TM}^s}{A_{TE}^s} \right|_{A_{TM}^e=0}^2 = \left| \frac{J_{21}}{J_{11}} \right|^2 \quad (\text{B.6})$$

Pour éviter l'encombrement, on remplacera (B.5) et (B.6) par :

$$C_{TE \rightarrow TM} = \left| \frac{Y_1}{X_1} \right|^2 \quad (\text{B.7})$$

$$C_{TM \rightarrow TE} = \left| \frac{X_2}{Y_2} \right|^2 \quad (\text{B.8})$$

Où  $X_n$  et  $Y_n$  sont les composantes du vecteur de Jones du faisceau sonde à la sortie du SOA pour la sonde, tel que la polarisation à l'entrée est linéaire et égale à  $0^\circ$  ( $n=1$ ), et à  $90^\circ$  ( $n=2$ ).

Le calcul des coefficients précédents dans le SOA est difficile à cause de la dépendance en polarisation du gain de ce dernier.

Pour trouver l'état de polarisation à la sortie du SOA, il faut trouver aussi le déphasage entre les composantes du signal obtenu.

La biréfringence dans le SOA va créer un retard entre les composantes TE et TM. Ce retard se manifeste par un déphasage entre les deux composantes du signal. En appliquant une polarisation de  $45^\circ$  à la sortie du SOA, le déphasage peut être calculé avec cette relation :

$$\cos(\phi) = \frac{2 \cdot I_{45} - I_{TE} - I_{TM}}{2 \cdot \sqrt{I_{TE} \cdot I_{TM}}} \quad (\text{B.9})$$

Avec  $\phi = \phi_{TM} - \phi_{TE}$

$I_{45}$ ,  $I_{TM}$  et  $I_{TE}$ , sont les puissances mesurées suivant chacun des axes en sortie. Dans ce cas, le déphasage à l'entrée du SOA n'est pas pris en considération. Pour une entrée polarisée linéairement, la polarisation à la sortie du SOA est calculée à partir de ses trois états de polarisation.

$\Phi$  ne peut pas être déterminée avec précision puisqu'il est question ici de son cosinus. La variation du déphasage permet de réaliser de nouvelles fonctions tout optiques [12].

## Annexe C

### C.1. Les paramètres de Stokes.

Le formalisme de Stokes est basé sur les paramètres notés  $S_0$ ,  $S_1$ ,  $S_2$  et  $S_3$ .

$S_0$  représente l'intensité totale et s'exprime comme suit :

$$S_0 = \langle A_x^2 \rangle + \langle A_y^2 \rangle \quad (C.1)$$

$S_1$  correspond à la différence entre les intensités suivant les axes x et y, il est défini par :

$$S_1 = \langle A_x^2 \rangle - \langle A_y^2 \rangle \quad (C.2)$$

Les paramètres  $S_0$  et  $S_1$  donnent le module des amplitudes des modes.

$S_2$  exprime la différence entre les intensités suivant des axes d'un repère à  $45^\circ$  du repère (x,y).

Sa formule est :

$$S_2 = 2\langle A_x A_y \cos(\Delta\phi) \rangle \quad (C.3)$$

$S_3$  est égale à la différence entre les transmises suivant les polarisations circulaires droite et gauche. On l'exprime comme tel :

$$S_3 = 2\langle A_x A_y \sin(\Delta\phi) \rangle \quad (C.4)$$

$\Delta\phi$  présente le déphasage entre les champs de chaque mode.

$S_2$  et  $S_3$  déterminent la différence de phase entre les modes.

Les paramètres de Stokes sont normalisés par rapport à  $S_0$ .

Le formalisme de Stokes s'applique aux ondes électromagnétiques quelque soit leurs degré de polarisation (*DOP*). Ce dernier est calculé en fonction de cette relation :

$$DOP = \frac{\sqrt{S_1^2 + S_2^2 + S_3^2}}{S_0} \quad (C.5)$$

Si une onde est parfaitement polarisée :  $S_0^2 = S_1^2 + S_2^2 + S_3^2$  et  $DOP=1$

Si une onde est complètement dépolarisée :  $S_1 = S_2 = S_3 = DOP = 0$

### C.2. Relations entre les paramètres de Stokes et les amplitudes de l'onde optique.

Les paramètres de stokes sont liés aux amplitudes complexes du champ électromagnétique.

Dans le cas d'une injection quasi TE à l'entrée du SOA, on aura les relations suivantes :

$$|A_{TE}(L)|_{TE}^2 = (P_{TE})_{//} \quad (C.6)$$

$$|A_{TM}(L)|_{TE}^2 = (P_{TE})_{\perp}$$

Tel que :  $(P_{TE})_{//} = \left(\frac{S_0 + S_1}{2}\right)_{TE}$  et  $(P_{TE})_{\perp} = \left(\frac{S_0 - S_1}{2}\right)_{TE}$

Pour le cas quasi TM, on aura les relations suivantes :

$$|A_{TE}(L)|_{TM}^2 = (P_{TM})_{//} \quad (C.7)$$

$$|A_{TM}(L)|_{TM}^2 = (P_{TM})_{\perp}$$

Tel que :  $(P_{TM})_{//} = \left(\frac{S_0 - S_1}{2}\right)_{TM}$  et  $(P_{TM})_{\perp} = \left(\frac{S_0 + S_1}{2}\right)_{TM}$

### C.3. La sphère de Poincaré.

Le formalisme donne la possibilité de représenter les états de polarisation sur la sphère de Poincaré. Les paramètres de Stokes correspondent aux coordonnées cartésiennes du point qui représente la polarisation sur la sphère. L'azimut et l'ellipticité correspondent aux coordonnées sphériques. La figure suivante montre un exemple de sphère de Poincaré et la position d'un état de polarisation  $P$ .

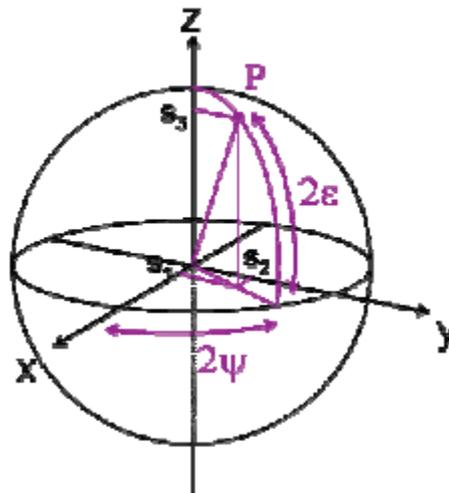


Figure C.1 : Sphère de Poincaré.

L'azimut et l'ellipticité d'une onde, correspondent au site et à l'élévation du point correspondant sur la sphère. Chaque parallèle de la sphère correspond à des états de polarisation d'azimut fixe et chaque méridien représente des états dont l'ellipticité est fixe.

Les pôles nord (N) et sud (S) représentent deux états orthogonaux : l'état circulaire droit et l'état circulaire gauche. Ces points sont d'ellipticité  $\pm 1$  et d'azimut indéterminé. Le cercle équatorial représente les états de polarisation rectiligne (ellipticité nulle).

Pour une polarisation quelconque, on aura sur la sphère un point caractérisé par sa longitude  $2\psi$  ( $-\pi \leq 2\psi \leq \pi$ ) et par sa latitude  $2\varepsilon$  ( $-\pi/2 \leq 2\varepsilon \leq \pi/2$ ). Ce point représente un état de polarisation elliptique qui est gauche si  $\varepsilon$  est positif, droit dans le cas contraire. La longitude est positive lorsqu'elle est orientée dans le sens direct tandis que la latitude l'est lorsqu'elle pointe vers le pôle sud. Quant aux coordonnées, elles sont données par :

$$P = \begin{cases} \frac{S_1}{S_0} = \cos(2\psi)\cos(2\varepsilon) \\ \frac{S_2}{S_0} = \sin(2\psi)\cos(2\varepsilon) \\ \frac{S_3}{S_0} = \sin(2\varepsilon) \end{cases}$$

Une lumière complètement polarisée est représentée par un point unique sur la surface de la sphère. Dans le cas inverse, elle serait représentée par une distribution uniforme de points sur la surface de la sphère [36]. Pour une onde partiellement polarisée, on aura un regroupement autour du point P. Si la distribution des points représentatifs est étroite autour de P, la lumière un comportement quasi polarisé. On peut mesurer ça par le degré de polarisation de l'onde.

## Annexe D

### La méthode des modes couplés.

Les propriétés d'une onde électromagnétique peuvent être décrites en étudiant son champ électrique. Sur le plan de polarisation, il s'écrit comme tel :

$$\vec{E} = E_x \vec{x} + E_y \vec{y} = E_{0x} e^{i(\omega t - kz + \Phi_x)} \vec{x} + E_{0y} e^{i(\omega t - kz + \Phi_y)} \vec{y} \quad (1)$$

Où  $\omega$  représente la pulsation de l'onde,  $k$  le vecteur d'onde et  $\Phi_x$  et  $\Phi_y$  les phases des deux composantes.

Pour savoir l'état de polarisation de l'onde, il faut trouver l'extrémité du vecteur champ dans le plan  $z = \text{constante}$ .

$E_x$  et  $E_y$  auront la forme suivante :

$$\begin{cases} E_x = E_{0x} \cos(\omega t - kz + \Phi_x) \\ E_y = E_{0y} \cos(\omega t - kz + \Phi_y) \end{cases} \quad (2)$$

Ceci nous mène à trouver le module du champ précédent :

$$\left(\frac{E_x}{E_{0x}}\right)^2 + \left(\frac{E_y}{E_{0y}}\right)^2 - \left(\frac{2E_x E_y}{E_{0x} E_{0y}}\right) \cos(\Delta\Phi) = \sin^2(\Delta\Phi) \quad (3)$$

Où  $\Delta\Phi = \Phi_x - \Phi_y$ .

On a l'équation d'une ellipse, ce qui veut dire que la polarisation de la lumière est elliptique dans le cas général.

On peut décrire les différents états de polarisation en utilisant le formalisme de Stokes.

Les équations qui suivent nous décrivent la dépendance du gain en polarisation pour  $A_{TE}$  qui est l'amplitude complexe du mode quasi  $TE$  de constante de propagation  $\beta_{TE}$  et pour  $A_{TM}$  qui est l'amplitude complexe du mode quasi  $TM$  de constante de propagation  $\beta_{TM}$  [37].

$$\frac{dA_{TE}(z)}{dz} = -ik_a A_{TM}(z) e^{i\Delta\beta z} + \frac{1}{2} g_{TE} A_{TE}(z) + \frac{1}{2} g_{TE-TM} A_{TM}(z) e^{i\Delta\beta z} \quad (4)$$

$$\frac{dA_{TM}(z)}{dz} = -ik_b A_{TE}(z) e^{-i\Delta\beta z} + \frac{1}{2} g_{TM} A_{TM}(z) + \frac{1}{2} g_{TM-TE} A_{TE}(z) e^{-i\Delta\beta z} \quad (5)$$

Tel que :  $\Delta\beta = \beta_{TE} - \beta_{TM}$ ,  $k_a = k_{TE-TM}$ ,  $k_b = k_{TM-TE}$ ,  $g_{TM-TM}$  et  $g_{TE-TE}$ .

$$\text{Avec } g_{kl} = \frac{\omega}{2} \iint \vec{E}_l^*(x, y) [\gamma(x, y, z)] \vec{E}_k(x, y) dx dy e^{i(\beta_k - \beta_l)z} \quad (6)$$

$$k_{kl} = \frac{\omega}{2} \iint \vec{E}_l^*(x, y) [\Delta\epsilon(x, y, z)] \vec{E}_k(x, y) dx dy \quad (7)$$

$\gamma$  et  $\Delta\epsilon$  sont des tenseurs.

$k$  et  $l$  présentent  $TE$  ou  $TM$ .

En faisant un changement de variables :  $A_{TE}(z) = A'_{TE}(z) e^{\frac{g_{TE} z}{2}}$  et  $A_{TM}(z) = A'_{TM}(z) e^{\frac{g_{TM} z}{2}}$

Et en résolvant les équations, on a obtenu les solutions suivantes :

$$\begin{cases} A_{TE}(z) = e^{i(\Delta n_{eff} k_0 z)} e^{\left(\frac{g_{TE} + g_{TM}}{4}\right)z} \left\{ \left[ \cos(sz) - i \left(\frac{\Delta\beta + i\Delta g}{2s}\right) \sin(sz) \right] A_{TE}(0) - i \left(\frac{k_1}{s}\right) \sin(sz) A_{TM}(0) \right\} \\ A_{TM}(z) = e^{i(\Delta n_{eff} k_0 z)} e^{\left(\frac{g_{TE} + g_{TM}}{4}\right)z} \left\{ \left[ \cos(sz) + i \left(\frac{\Delta\beta + i\Delta g}{2s}\right) \sin(sz) \right] A_{TM}(0) - i \left(\frac{k_2}{s}\right) \sin(sz) A_{TE}(0) \right\} \end{cases} \quad (8)$$

$$\text{Avec } s = \sqrt{k_1 k_2 + \left(\frac{\Delta\beta + i\Delta g}{2}\right)^2} \quad \text{et } \Delta n_{eff} = (\Delta n_{eff})_{TE} - (\Delta n_{eff})_{TM}$$

Après différentes simplifications et approximations, on aboutit à la formule

$$|A_{TE}(L)| \approx G_{TE} |A_{TE}(0)| \quad (9)$$

Le coefficient de conversion aura ainsi l'expression suivante pour une injection de la lumière quasi TE :

$$C_{TE/TM} = \left| \frac{A_{TM}(L)}{A_{TE}(L)} \right| \approx G_{TM}^2 f(|k_2|) \quad (10)$$

$G_{TM} = e^{\frac{g_{TM} L}{2}}$ , L est la longueur du SOA et  $f(|k_2|)$  est la fonction de transfert d'énergie.

Pour une injection quasi TM, on obtient de la même manière l'amplitude de la lumière comme telle :

$$|A_{TM}(L)| \approx G_{TM} |A_{TM}(0)| \quad (11)$$

Le coefficient de conversion sera :

$$C_{TM/TE} = \left| \frac{A_{TE}(L)}{A_{TM}(L)} \right| \approx G_{TE}^2 f(|k_1|) \quad (12)$$

Les amplitudes sont liées aux paramètres de Stokes, ce qui peut donner à la fin les relations suivantes :

$$\begin{cases} |A_{TE}(L)|_{TE}^2 = (P_{TE})_{//} \\ |A_{TM}(L)|_{TE}^2 = (P_{TE})_{\perp} \end{cases} \quad (13)$$

Tel que :  $(P_{TE})_{//} = \left(\frac{S_0 + S_1}{2}\right)_{TE}$  et  $(P_{TE})_{\perp} = \left(\frac{S_0 - S_1}{2}\right)_{TE}$

Pour une injection quasi TM à l'entrée du SOA, on aura les équations suivantes :

$$\begin{cases} |A_{TE}(L)|_{TM}^2 = (P_{TM})_{\perp} \\ |A_{TM}(L)|_{TM}^2 = (P_{TM})_{//} \end{cases} \quad (14)$$

## Annexe E

### E.1. Définition :

La fonction **OU exclusif**, appelée surtout **XOR** (eXclusive **OR**), est un opérateur logique de l'algèbre de Boole. Si on a deux opérandes, qui peuvent avoir chacun la valeur VRAI ou FAUX, il associe un résultat qui a la valeur VRAI uniquement si les deux opérandes ont des valeurs différentes.

Cet opérateur est particulièrement utilisé en électronique, en télécommunication, en informatique, et aussi en cryptographie du fait de ses propriétés intéressantes. Son symbole est: « $\oplus$ ».

L'opérateur est défini pour sa table de vérité, qui indique pour l'ensemble des valeurs envisageables de A et B la valeur du résultat :

A	B	$A \oplus B$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Tableau E.1 : Table de vérité de la porte XOR à deux entrées logiques.

Pour trois entrées, on obtient ce tableau :

A	B	C	$A \oplus B \oplus C$
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	1

Tableau E.2 : Table de vérité de la porte XOR à trois entrées logiques.

**E.2. Quelques propriétés de la fonction XOR :**

La commutativité :  $A \oplus B = B \oplus A$

L'associativité :  $A \oplus (B \oplus C) = (A \oplus B) \oplus C$

$A \oplus B = C$  alors  $C \oplus B = A$  et  $A \oplus C = B$

Pour la porte NOTXOR, il suffit d'inverser tout ce qui a été dit sur la porte XOR.

## Annexe F

Avec ce montage, on peut faire la caractérisation dynamique de la XPolM. En enlevant le bloc en bleu clair, c'est-à-dire, l'un des signaux de contrôle, on détermine les coefficients de conversion et les caractéristiques statiques de la XPolM.

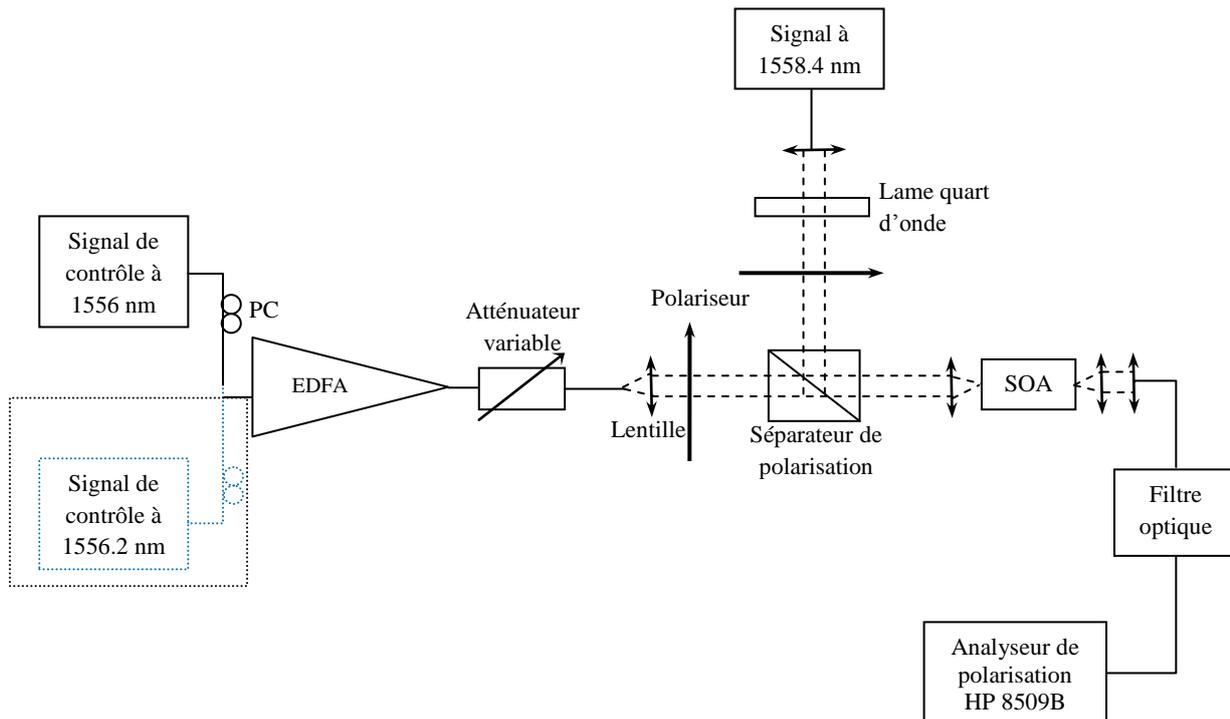


Figure F.1

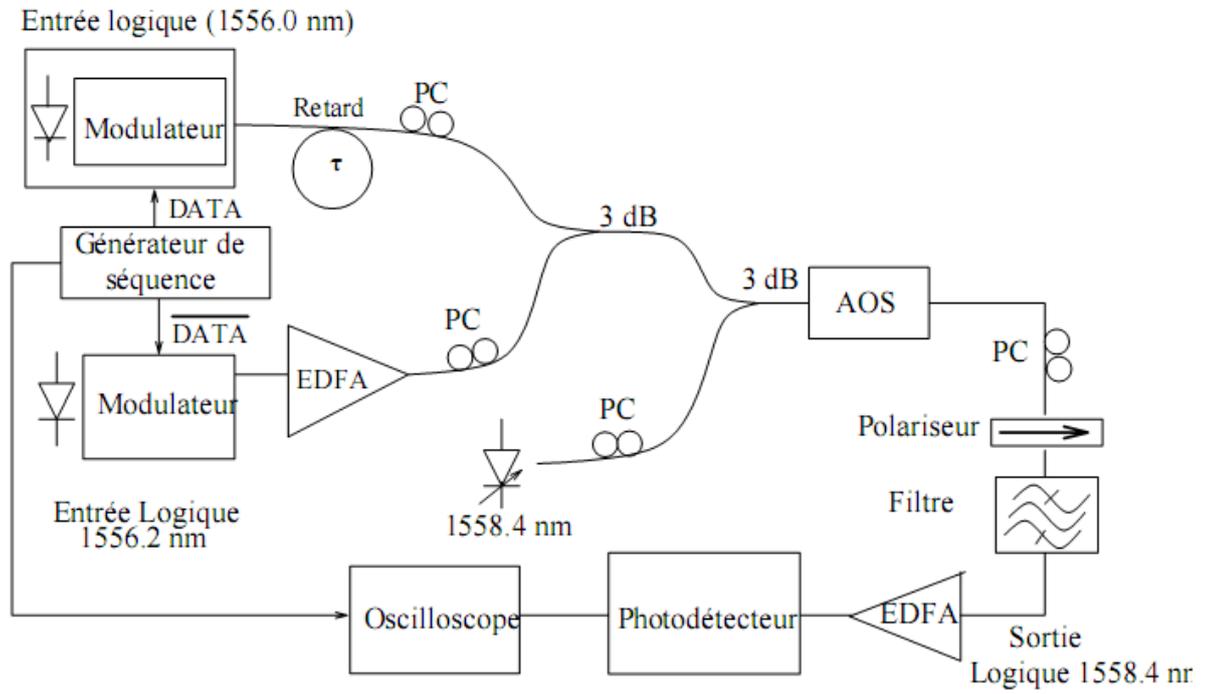


Figure F.2

## Annexe G

### Diagramme de l'œil.

- L'ouverture verticale renseigne sur la différence qui existe entre les niveaux logiques « 0 » et « 1 ». Plus l'œil est ouvert et plus la situation est favorable pour la discrimination des bits hauts et bas.
- L'ouverture horizontale renseigne sur le degré de « gigue » présent dans la liaison (toutes les communications synchrones sont très sensibles à ce défaut). Là il est souhaitable que l'ouverture de l'œil soit la plus grande possible.
- L'épaisseur des lignes au niveau de l'axe horizontal donne également une indication sur la présence de « gigue ».
- En dernier lieu, c'est tout simplement l'ouverture de l'œil elle-même qui renseigne sur la qualité de la liaison numérique, et donc sur la facilité qu'il y aura à interpréter le flux de bits reçu.

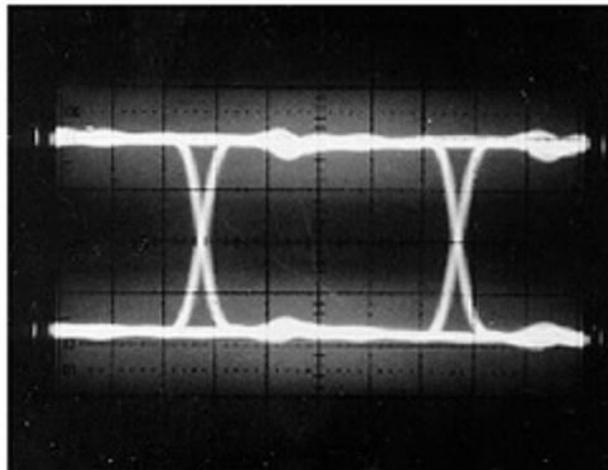


Figure G.1 : Diagramme de l'œil réel dans un cas favorable [41].

### Taux d'extinction.

Le taux d'extinction est un rapport de puissance entre le niveau « un », relatif à la présence de la lumière, et le niveau « zéro » d'un signal, relatif au niveau '0 lumière' appelé aussi le niveau noir. C'est un facteur très important dans les systèmes de transmission. Le fait qu'il soit le quotient de division d'un nombre grand par un nombre petit, n'importe qu'elle erreur de mesure de ce dernier a une grande influence sur le résultat.

Le rapport d'extinction peut être exprimé en plusieurs formats : comme un rapport en pourcentage ou une valeur en dB.

Il y a deux facteurs pour réussir les mesures du taux d'extinction : la précision et la redondance. En fait, il a été démontré que si la redondance est obtenue, la précision n'est pas indispensable dans certaines situations. Ceci fut d'abord présenté par Anderson et Akemark,

et est appelé 'Étalonnage d'Anderson' d'après l'auteur principal. L'idée est que les instruments de mesure peuvent être mis en conformité avec les résultats qu'ils donnent, tout en choisissant l'un comme référence, puis en intégrant un facteur de décalage dans les autres instruments qui donne le même résultat. Si les instruments donnent des résultats redondants, plusieurs tests peuvent produire les mêmes résultats et se synchronisent avec l'instrument considéré le plus précis. Cette caractéristique est disponible dans plusieurs instruments commerciaux de mesure, y compris l'analyseur BER. En pratique, la variation du débit binaire modifie souvent les caractéristiques spectrales du signal testé et la manière dont il interagit avec la réponse en fréquence de l'analyseur, implique la nécessité de changer la valeur de l'étalonnage.