

UNIVERSITE DE LIMOGES

Ecole Doctorale Sciences-Technologie-Santé

Faculté des Sciences et Techniques

Laboratoire UMOP/GESTE - CNRS FRE 2701

Année : 2005

N° 43-2005

THESE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : Télécommunications Hautes Fréquences et Optiques

Présentée et soutenue publiquement par

Younes ZOUINE

Le 17 Octobre 2005

CONTRIBUTION PAR LA SIMULATION SYSTEME A
L'ETUDE DES CONTRAINTES DES COMPOSANTS
OPTOELECTRONIQUES SUR LA TRANSMISSION
OPTIQUE UTILISANT LA TECHNIQUE CDMA

Thèse dirigée par C. AUPETIT-BERTHELEMOT et J.M DUMAS

Président et rapporteur :

Y. MOREAU

Professeur à l'Université Montpellier II

Rapporteur :

C. BOISROBERT

Professeur à l'Université de Nantes

Examineurs

C. AUPETIT-BERTHELEMOT

Maître de Conférences à l'ENSIL, Université de Limoges

J.M. DUMAS

Professeur à l'ENSIL, Université de Limoges

A. JULIEN-VERGONJANNE

Maître de Conférences à l'ENSIL, Université de Limoges

A. SCAVENNEC

Alcatel-Thalès III-V Lab, Marcoussis

UNIVERSITE DE LIMOGES

Ecole Doctorale Sciences-Technologie-Santé

Faculté des Sciences et Techniques

Laboratoire UMOP/GESTE - CNRS FRE 2701

Année : 2005

N° 43-2005

THESE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : Télécommunications Hautes Fréquences et Optiques

Présentée et soutenue publiquement par

Younes ZOUINE

Le 17 Octobre 2005

CONTRIBUTION PAR LA SIMULATION SYSTEME A L'ETUDE DES CONTRAINTES DES COMPOSANTS OPTOELECTRONIQUES SUR LA TRANSMISSION OPTIQUE UTILISANT LA TECHNIQUE CDMA

Thèse dirigée par C. AUPETIT-BERTHELEMOT et J.M DUMAS

Président et rapporteur :

Y. MOREAU

Professeur à l'Université Montpellier II

Rapporteur :

C. BOISROBERT

Professeur à l'Université de Nantes

Examineurs

C. AUPETIT-BERTHELEMOT

Maître de Conférences à l'ENSIL, Université de Limoges

J.M. DUMAS

Professeur à l'ENSIL, Université de Limoges

A. JULIEN-VERGONJANNE

Maître de Conférences à l'ENSIL, Université de Limoges

A. SCAVENNEC

Alcatel-Thalès III-V Lab, Marcoussis

Remerciements

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

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

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

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

Je remercie Monsieur CHRISTIAN BOISROBERT, Professeur à l'Université de Nantes, d'avoir accepté le rôle de rapporteur. L'intérêt qu'il a manifesté a permis d'apporter un regard extérieur critique et intéressant sur le sujet.

Je tiens à remercier Madame Anne JULIEN-VERGONJANNE, Maître de Conférences à l'ENSIL, Université de Limoges et Monsieur André SCAVENNEC, Ingénieur à Alcatel-Thalès III-V Lab-Marcoussis, qui ont accepté d'examiner ce travail.

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

Un grand merci également à tous mes collègues de l'ENSIL, enseignants, chercheurs, doctorants, ... pour leur sympathie et convivialité au sein du laboratoire.

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

SOMMAIRE

Introduction Générale.....	I
Chapitre I :.....	1
Une introduction aux réseaux et liaisons optiques	
Introduction.....	7
I Les réseaux optiques	7
I-1 Les réseaux longues distances.....	7
I-2 Les réseaux métropolitain	7
I-3 Les réseaux locaux.....	8
I-3-A Les réseaux optique passifs	9
I.3.A.1 APON	10
I.3.A.2 BPON.....	10
I.3.A.3 EPON.....	11
I.3.A.4 GPON	11
I-4 Les techniques de transmission.....	12
I-4-A Le multiplexage temporel optique (OTDM).....	12
I-4-B Le multiplexage en longueur d'onde (WDM)	13
I-4-C Accès Multiple par Répartition de Code en Optique (OCDMA).....	14
II Description d'une liaison optique	15
II-1 L'émetteur.....	15
II-1-A Le laser	16
II-1-B La modulation des données.....	19
II.1.B.1 Modulation directe	19
II.1.B.2 Modulation externe.....	20
II.1.B.3 Les différents modulateurs disponibles.....	21
II.1.B.3.a Modulateur électro-absorbant.....	21
II.1.B.3.b Modulateur d'amplitude à base de Mach-Zehnder (MZ).....	24
II-2 La fibre optique	27
II-2-A L'atténuation	28
II-2-B La dispersion chromatique	29
II.2.B.1 Définition.....	29
II.2.B.2 Approche théorique.....	30
II.2.B.2.a Dispersion du matériau.....	31
II.2.B.2.b Dispersion du guide.....	32
II.2.B.3 Effets sur la transmission	33
II-2-C La polarisation et la dispersion modale de polarisation	37
II-2-D Les effets non linéaires	39
II-3 Le récepteur.....	40
II-3-A Les photodiodes PIN.....	42
II-3-B Les photodiodes à avalanche	43
II-3-C Le bruit dans les photodétecteurs.....	44
II.3.C.1.a Cas dans une photodiode PIN.....	45
II.3.C.1.b Cas dans une photodiode APD.....	45
II-3-D Bande passante de la photodiode	46
II-4 Circuit de décision.....	46
II-5 Circuit de récupération d'horloge.....	47
II.5.A.1 Approche électrique : Boucle à verrouillage de phase (Phase-Locked Loop ou PLL)....	47
II.5.A.2 Approche optoélectronique et toute optique	48
Conclusion	49
Bibliographie	50

Chapitre II :	53
----------------------------	-----------

Etude théorique de l'accès multiple par répartition de code a séquence directe (DS-OCDMA) et de ses contraintes composants

Introduction	59
I. Les différentes approches de l'OCDMA.	59
I-1 OCDMA temporel	60
I-2 OCDMA spectral	60
I-3 OCDMA hybride et 2D.....	61
I-3-A. OCDMA+WDM	61
I-3-B. OCDMA 2D	61
II. Approche théorique d'une liaison DS-OCDMA	61
II-1 Expression du signal transmit.....	62
II-2 Expression du signal reçu.....	63
II-3 Codes utilisés pour un système CDMA optique.....	64
II-3-A. Les codes OOC.....	65
II-4 Approche théorique sur les performances d'une liaison DS-OCDMA utilisant les codes OOC.....	66
II-4-A. Performances avec récepteur conventionnel (RC).....	66
II-4-B. Performances d'une liaison à récepteur conventionnel avec limiteur optique (RC-LO)	69
III. : ANALYSE DES MODULES ET IMPACT DES COMPOSANTS SUR LES PERFORMANCES	72
III-1 : Les techniques de codage/décodage à l'émission/réception.....	72
III-1-A. Codeurs/décodeurs électrique.....	73
III-1-B. Codeurs/décodeurs optique	73
III-2 : La fibre optique : analyse de l'influence de la dispersion sur les performances	74
III-3 Photorécepteur dans un système OCDMA.....	78
III-3-A. Cas d'une photodiode à Avalanche (APD).....	78
III.3.A.1. La limite supérieure et la limite supérieure modifiée de Chernoff.....	83
III.3.A.2. Approximation Gaussienne	83
III.3.A.3. L'approximation de Saddle point	85
III-3-B. Dans le cas d'une photodiode PIN	90
III-3-C. Comparaison des performance entre APD et PIN	94
Conclusion	96
Bibliographie	97

CHAPITRE-III..... 101

- **Etude par la simulation système de l'impact des performances des composants sur une liaison DS-OCDMA**
- **Nouvelles configurations de récepteurs**

Introduction	107
I. L'évaluation des performances	107
I-1. La méthode de Monte-Carlo	107
I-2. L'extrapolation de la queue de la distribution.....	108
I-3. L'estimation basée sur la théorie de la valeur extrême	108
I-4. Le facteur Q.....	109
II. Construction de la liaison de référence	115
II-1. Emetteur dans le cas de la modulation directe	115
II-2. Emetteur dans le cas de la modulation externe.....	117

II-3.	La fibre optique.....	119
II-4.	La photodiode.....	119
II-5.	Evaluation des performances	121
II-6.	Choix du modulateur	122
II-7.	Emetteur/ Récepteur tout optique.....	126
III.	Impact de la dispersion chromatique sur la transmission	128
III-1.	Simulations avec COMSIS.....	129
III-2.	Simulations sous Matlab®	133
IV.	Prise en compte des paramètres réels du photorécepteur	139
V.	Etude de différentes configurations de récepteurs OCDMA	144
V-1.	Récepteur chip level.....	144
V-2.	Limiteur optique pour diminuer l'impact de la dispersion chromatique.	146
V-3.	Annulation Série	148
V-3-A	Une seule élimination série.....	150
V-3-B	deux annulations série.....	152
V-3-C	k annulations série	154
	Conclusion	157
	Bibliographie	159
	Conclusion Générale.....	163
	ANNEXES : PUBLICATIONS ET COMMUNICATIONS DE L'AUTEUR DANS LE CADRE DE CETTE THESE	165

Introduction Générale

INTRODUCTION

La raison d'être de ce travail vient de la demande sans cesse croissante d'échange de données (voix, nouveaux services multimédia, vidéo haute définition, Internet haut débit, etc...), souvent de manière simultanée, entre utilisateurs dans les réseaux, qu'ils soient hertziens ou sur support filaire. La partie la plus critique du réseau de télécommunication se situe dans les derniers kilomètres à parcourir jusqu'à l'utilisateur. Les études conduites à ce niveau se doivent d'apporter des solutions pour procéder à l'amélioration de l'efficacité d'utilisation du spectre de fréquences. Plusieurs techniques d'accès multiple par les usagers existent pour densifier le trafic des données, comme la répartition en fréquence (FDMA), le multiplexage en longueur d'onde (WDM), la répartition dans le temps (TDMA), la répartition par code (CDMA) ou un système hybride.

Les recherches dans le domaine du CDMA appliqué aux liaisons optiques ont débuté il y a plus d'une vingtaine d'années. Le challenge d'aujourd'hui réside au niveau du réseau LAN (Local Access Network) à haut débit utilisant les fibres optiques. En effet, ce support offre une bande passante très élevée ($\approx 100\,000$ GHz) dont l'utilisation actuelle n'est pas à son plein potentiel. Le CDMA optique (encore appelé OCDMA) peut utiliser de manière plus efficace ce spectre, en particulier parce qu'il permet un accès du réseau asynchrone, qu'il n'y a pas d'allocation rigide des ressources, qu'il paraît plus flexible que les autres techniques précédemment citées et qu'il permet d'entrevoir une sécurité des données accrue, etc...

De nombreuses études menées par différents laboratoires ont déjà apporté des réponses sur :

- Les techniques d'OCDMA (temporel, spectral, hybride),
- Les algorithmes de codage (OOC, prime séquence, codes 2 dimensions, ...),
- Les techniques de codage/décodage (électrique ou tout optique, ...),
- Les composants dédiés (réseaux de Bragg, photodiode PIN, APD, Phasar, ...),
- L'annulation de l'Interférence d'Accès Multiple (IAM),

Ce travail de thèse a la particularité de présenter des résultats de simulation de systèmes OCDMA réalisés en tenant compte des paramètres de composant réalistes. En effet, la réalisation d'un démonstrateur est coûteuse et la simulation système est une aide à la compréhension des résultats à considérer. Les simulations, réalisées avec le logiciel COMSIS, que nous présentons permettent d'évaluer les performances d'un système OCDMA à séquence directe utilisant des codes OOC. Elles ont été basées sur les paramètres suivants qui répondent au critère des réseaux de type PON (Passive Optical Network) dans les LAN (Local Area Network) :

- Un nombre d'utilisateurs de 32
- Un débit par utilisateur au minimum égal à 100 Mbit/s
- Une longueur de fibre de 20 km maximum
- Un taux d'erreur binaire (TEB) au moins égal à 10^{-9} .

L'étude a porté sur la technique OCDMA-temporel, à détection incohérente, à codage/décodage électrique et optique. Nous nous sommes attachés, après réalisation et optimisation de la liaison de référence, à évaluer les pénalisations apportées par les composants sur les

performances de la liaison. En particulier, la dispersion chromatique de la fibre, le choix du photorécepteur et la technique de réception ont été analysés.

Ce mémoire est divisé en trois chapitres.

Dans le premier chapitre, après avoir rappelé les différentes strates du réseau de télécommunications et les caractéristiques du PON, nous avons détaillé chaque élément constitutif d'une liaison OCDMA en expliquant le fonctionnement de chacun. Nous avons détaillé théoriquement l'impact de la dispersion de la fibre sur le champ électrique de l'onde lumineuse dans le cas de l'OCDMA.

Le second chapitre apporte toutes les informations nécessaires à la compréhension du système OCDMA simulé. Nous détaillons dans un premier temps les expressions théoriques des signaux transmis et reçus, puis nous présentons les codes OOC choisis pour ces calculs et leurs caractéristiques principales. Ensuite, nous rapportons les calculs des expressions analytiques de la probabilité d'erreur d'un récepteur conventionnel avec et sans limiteur optique.

Le dernier chapitre présente l'ensemble des résultats de simulation obtenus et complétés en utilisant les expressions dérivées du chapitre deux.

Une étude approfondie sur les techniques d'évaluation des performances avec COMSIS (logiciel de simulation système développé par IPSIS à Rennes) a d'abord été réalisée avec une liaison OCDMA back-to-back. Les résultats obtenus ont permis le choix de la méthode à adopter en fonction des critères de simulation et des contraintes de la liaison (Taux d'Erreur Binaire, longueur du code, débit des données, etc...).

Ensuite, nous avons optimisé la liaison complète en abordant chacun des éléments, et en comparant les deux principales méthodes d'inscription des données codées sur la lumière : les modulations directe et externe. Puis la réalisation d'un émetteur et d'un récepteur tout optique à base de lignes à retard et portes optiques a été effectuée. En effet, pour des débits de données étalés supérieurs à 5 Gbit/s, l'électronique nécessaire dans le module de réception pour effectuer la corrélation et l'intégration n'est pas disponible actuellement. La solution tout optique permettra de contourner cette limitation.

La partie la plus importante du chapitre a porté sur l'analyse de l'impact de la dispersion de la fibre sur les performances de la liaison OCDMA à séquence directe et étalement temporel. Des études supplémentaires ont été effectuées avec Matlab[®] pour comparer et/ou conforter les résultats obtenus avec COMSIS et effectuer rapidement des analyses paramétriques. Enfin, plusieurs types de récepteurs ont été appréhendés pour limiter l'effet de la dispersion.

Ce travail, exploratoire sur la simulation système optique de la technologie OCDMA, incluant les performances des composants, constitue la brique de base de futures études. Il a le mérite de montrer la faisabilité de la méthode en laissant entrevoir un gain de temps et d'argent pour les études paramétriques ultérieures.

CHAPITRE I :

Une introduction aux réseaux et liaisons optiques

1. Chapitre I :	1
Introduction	7
I Les réseaux optiques [1][2]	7
I-1 Les réseaux longues distances	7
I-2 Les réseaux métropolitain	7
I-3 Les réseaux locaux	8
I-3-A Les réseaux optique passifs	9
I.3.A.1 APON [5][6]	10
I.3.A.2 BPON	10
I.3.A.3 EPON [7]	11
I.3.A.4 GPON [8]	11
I-4 Les techniques de transmission	12
I-4-A Le multiplexage temporel optique (OTDM)	12
I-4-B Le multiplexage en longueur d'onde (WDM)	13
I-4-C Accès Multiple par Répartition de Code en Optique (OCDMA)	14
II Description d'une liaison optique	15
II-1 L'émetteur	15
II-1-A Le laser [3][4][19]	16
II-1-B La modulation des données	19
II.1.B.1 Modulation directe [11]	19
II.1.B.2 Modulation externe	20
II.1.B.3 Les différents modulateurs disponibles	21
II.1.B.3.a Modulateur électro-absorbant	21
II.1.B.3.b Modulateur d'amplitude à base de Mach-Zehnder (MZ)	23
II-2 La fibre optique [3]	26
II-2-A L'atténuation [3]	28
II-2-B La dispersion chromatique [3]	28
II.2.B.1 Définition	28
II.2.B.2 Approche théorique	29
II.2.B.2.a Dispersion du matériau	30
II.2.B.2.b Dispersion du guide	31
II.2.B.3 Effets sur la transmission	33
II-2-C La polarisation et la dispersion modale de polarisation	37
II-2-D Les effets non linéaires	39
II-3 Le récepteur	40
II-3-A Les photodiodes PIN	42
II-3-B Les photodiodes à avalanche	43
II-3-C Le bruit dans les photodétecteurs	44
II.3.C.1.a Cas dans une photodiode PIN	45
II.3.C.1.b Cas dans une photodiode APD	45
II-3-D Bande passante de la photodiode	46
II-4 Circuit de décision	46
II-5 Circuit de récupération d'horloge	47
II.5.A.1 Approche électrique : Boucle à verrouillage de phase (Phase-Locked Loop ou PLL)	47
II.5.A.2 Approche optoélectronique et toute optique	48
Conclusion	49
Bibliographie	50

<i>Figure 1-1 architecture de réseau point-multipoint (a) sens descendant (b) sens montant.</i>	9
<i>Figure 1-2: Répartition des périodes dans le cas d'un multiplexage TDM.</i>	12
<i>Figure 1-3: Schéma de principe du multiplexage ETDM dans les communications par fibre optique.</i>	13
<i>Figure 1-4: Schéma de principe du multiplexage WDM dans les communications par fibre optique (avec 3 longueurs d'ondes).</i>	14
<i>Figure 1-5: Synoptique général d'un système de communications par fibre optique.</i>	15
<i>Figure 1-6 : Caractéristique Puissance-Courant d'un laser</i>	18
<i>Figure 1-7 : Modulation directe d'une diode laser.</i>	19
<i>Figure 1-8 : Synoptique de la modulation directe.</i>	19
<i>Figure 1-9 : Synoptique de la modulation externe.</i>	20
<i>Figure 1-10 : Schéma d'un interféromètre de Mach-Zehnder.</i>	24
<i>Figure 1-11 : Schéma bloc d'un modulateur Mach-Zehnder utilisant un procédé « Push-Pull ».</i>	24
<i>Figure 1-12 : Courbe de transmission du Mach-Zehnder.</i>	25
<i>Figure 1-13 : Schéma de principe d'un modulateur externe de type Mach-Zehnder.</i>	26
<i>Figure 1-14 : Lois de propagation du signal dans une fibre optique.</i>	27
<i>Figure 1-15. : Atténuation spectrale d'une fibre optique G.652.</i>	28
<i>Figure 1-16: Courbes de dispersion de quelques fibres optiques</i>	33
<i>Figure 1-17 : Propagation d'une impulsion gaussienne dans un milieu dispersif.</i>	37
<i>Figure 1-18 : Décalage temporel entre les composantes orthogonales du signal optique dû à une biréfringence aléatoire de la PMD.</i>	38
<i>Figure 1-19 : Schéma d'un récepteur de données à détection directe</i>	40
<i>Figure 1-20: Courbes de sensibilité et de rendement selon les longueurs d'onde pour divers matériaux.</i>	41
<i>Figure 1-21 : Principe de la photodétection avec une photodiode PIN.</i>	42
<i>Figure 1-22 : Photodiode PIN</i>	42
<i>Figure 1-23 : Structure d'une photodiode à avalanche</i>	43
<i>Figure 1-24 : Schéma synoptique du circuit de récupération d'horloge.</i>	47

<i>Equation 1-1</i>	17
<i>Equation 1-2</i>	17
<i>Equation 1-3</i>	17
<i>Équation 1-4</i>	21
<i>Équation 1-5</i>	22
<i>Équation 1-6</i>	22
<i>Équation 1-7</i>	22
<i>Équation 1-8</i>	22
<i>Équation 1-9</i>	22
<i>Équation 1-10</i>	22
<i>Équation 1-11</i>	23
<i>Équation 1-12</i>	23
<i>Équation 1-13</i>	24
<i>Équation 1-14</i>	26
<i>Équation 1-15</i>	26
<i>Équation 1-16</i>	29
<i>Équation 1-17</i>	30
<i>Équation 1-18</i>	30
<i>Équation 1-19</i>	30
<i>Équation 1-20</i>	31
<i>Équation 1-21</i>	31
<i>Équation 1-22</i>	31
<i>Équation 1-23</i>	31
<i>Équation 1-24</i>	32
<i>Équation 1-25</i>	32
<i>Équation 1-26</i>	33
<i>Équation 1-27</i>	34
<i>Équation 1-28</i>	34
<i>Équation 1-29</i>	34
<i>Équation 1-30</i>	34
<i>Équation 1-31</i>	34
<i>Équation 1-32</i>	35
<i>Équation 1-33</i>	35
<i>Équation 1-34</i>	35
<i>Équation 1-35</i>	35
<i>Équation 1-36</i>	36
<i>Équation 1-37</i>	40
<i>Équation 1-38</i>	41

<i>Équation 1-39</i>	41
<i>Équation 1-40</i>	43
<i>Équation 1-41</i>	44

Introduction

Aujourd'hui, le secteur des télécommunications affiche une rapide croissance. La grande expansion est encore à venir, tout particulièrement avec l'amélioration des réseaux d'accès et la disponibilité universelle des techniques optiques. L'OCDMA appliqué aux réseaux locaux optiques est une des nouvelles techniques d'acheminement de données qui peut être envisagée d'ici 2010. Ce travail de thèse a pour but de contribuer à l'évaluation de la validité de cette méthode.

Pour bien définir le contexte de l'étude, nous avons choisi dans cette première partie d'apporter un bref descriptif des réseaux optiques. Puis nous détaillerons les différentes techniques de multiplexage actuellement utilisées dans les réseaux optiques.

Nous poursuivrons en détaillant les différents modules d'une liaison optique, en s'attardant sur les méthodes de modulation de la lumière, la dispersion de la fibre optique et les photorécepteurs disponibles en vue d'en étudier l'impact sur la liaison OCDMA. Une approche théorique précise sera effectuée sur ces points particuliers.

I Les réseaux optiques [1][2]

Dans un réseau, la chaîne de transmission d'un signal, depuis le point d'expédition jusqu'au point de destination, comporte trois maillons principaux :

- ♣ Les réseaux longues distances (Wide Area Network : WAN),
- ♣ Les réseaux métropolitains (Metropolitan Area Network : MAN),
- ♣ Les réseaux locaux (Local Area Network : LAN),

Tous ces maillons doivent répondre à la demande croissante de capacité des réseaux de télécommunication, quel que soit le type de service utilisé.

I-1 Les réseaux longues distances

Cette partie du réseau, parfois également appelée réseau structurant, représente la couche supérieure du réseau de télécommunications. Ce dernier parcourt de longues distances pouvant aller jusqu'à 1000 km. En effet l'utilisation d'amplificateurs et de régénérateurs permet d'augmenter la distance de transmission.

Elle est comprise entre deux autocommutateurs à autonomie d'acheminement, qui ont pour rôle d'aiguiller les informations d'une région à une autre, de la zone de l'expéditeur vers celle du destinataire. La transmission de ces informations se fait désormais sur fibre optique à une longueur d'onde de 1,55 μ m et à un débit élevé qui ne cesse de s'accroître (les débits 2,5 Gbits/s et 10 Gbits/s sont déjà installés et le 40 Gbits/s le sera très prochainement).

I-2 Les réseaux métropolitain

Encore appelé réseau intermédiaire, le réseau métropolitain est déployé pour faire le lien entre le réseau d'accès et le réseau de transport, il possède un environnement souvent très complexe

et divers. Fondamentalement, on peut distinguer les réseaux métropolitains structurants et métropolitains d'accès.

Les réseaux métropolitains sont généralement constitués d'anneaux de 80 à 150 km de circonférence avec six à huit nœuds. En revanche, les réseaux métropolitains d'accès sont des anneaux de 10 à 40 km de circonférence dotés de trois ou quatre nœuds avec des embranchements vers des sites distants. Les topologies logiques (profils de trafic) des réseaux métropolitains diffèrent radicalement de celles des réseaux longue distance. Ces derniers correspondent pour l'essentiel à des lignes interurbaines point à point avec tout au plus un ou deux multiplexeurs d'insertion-extraction optiques (OADM) pour insérer et extraire le trafic en des points intermédiaires. Les réseaux métropolitains introduisent une infrastructure optique à haut degré de connectivité. Les anneaux métropolitains se caractérisent généralement par un trafic maillé avec un certain degré de concentration lié à l'interconnexion avec le réseau longue distance. Les anneaux d'accès, à la différence, collectent en général le trafic de plusieurs nœuds pour le concentrer vers un nœud partagé avec un réseau métropolitain structurant.

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

I-3 Les réseaux locaux

Le réseau local comprend tout ce qui est situé entre le réseau métropolitain et le terminal de l'abonné. Sa longueur varie de 2 à 50 km et sa capacité est au plus du même ordre de grandeur que celle du réseau métropolitain.

La diminution du coût de la fibre optique et des composants optiques actifs et passifs, conjuguée à l'accroissement des besoins multiservices et aux exigences d'un réseau moderne, capable d'assurer disponibilité, qualité, évolutivité et réactivité, expliquent pour l'essentiel l'introduction de la fibre optique. Cependant, le débat entre la fibre optique, le câble coaxial et la distribution radiofréquence est toujours d'actualité.

Le réseau local optique est encore souvent constitué par une partie en fibre optique suivie d'une partie en conducteur métallique qui va jusqu'au terminal de l'abonné. Selon la localisation de la terminaison de réseau optique, différentes configurations sont envisageables :

- ♣ FTTH / FTTO (Fiber To The Home / Fiber To The Office) : La terminaison du réseau optique, propre à un abonné, est implantée dans ses locaux. La fibre optique va donc jusqu'au domicile ou au bureau.
- ♣ FTTB (*Fiber To The Building*) : La terminaison optique est localisée soit au pied de l'immeuble, soit dans un local technique, soit dans une armoire ou un conduit sur le palier. Elle est généralement partagée entre plusieurs abonnés qui lui sont raccordés par des liaisons en fil de cuivre.

- ❖ FTTC (*Fiber To The Curb*) : La terminaison de réseau optique est localisée soit dans une chambre souterraine, soit dans une armoire sur la voie publique, soit dans un centre de télécommunications, soit sur un poteau. Selon le cas, il est envisagé de réutiliser le réseau terminal en cuivre existant ou de mettre en œuvre une distribution terminale par voie radioélectrique.

I-3-A Les réseaux optique passifs

Un réseau optique passif (PON) est un réseau dont le câblage entre le prestataire et le consommateur est uniquement réalisé à base d'équipements optiques passifs. En effet Cette approche évite le besoin de courant électrique entre le nœud central de distribution et l'abonné, et réduit les coûts de matériel, d'installation, d'opération, et d'entretien de réseau. Un PON est un réseau point-multipoint (P2MP) dans lequel le médium est la fibre optique. Les réseaux optiques passifs peuvent être la clef d'une distribution réussie et moins coûteuse du signal. Les PON ont attiré l'attention par leur potentiel qui entraîne une réduction du coût de distribution des signaux par l'intermédiaire des fibres optiques. Ils divisent le signal d'un émetteur central (OLT), sur plusieurs fibres sortantes n'utilisant que des composants passifs (coupleur passif), chacune est liée à un récepteur spécifique pour un client spécifique (Figure 1-1). Les différents clients renvoient des signaux au point central de distribution, ainsi les utilisateurs partagent toute la capacité du système de transmission.

Dans un réseau optique passif on utilise la fibre optique monomode. Comme défini par ITU-T et par IEEE, dans un PON, le trafic descendant et le trafic montant sont envoyés sur deux longueurs d'onde différentes.

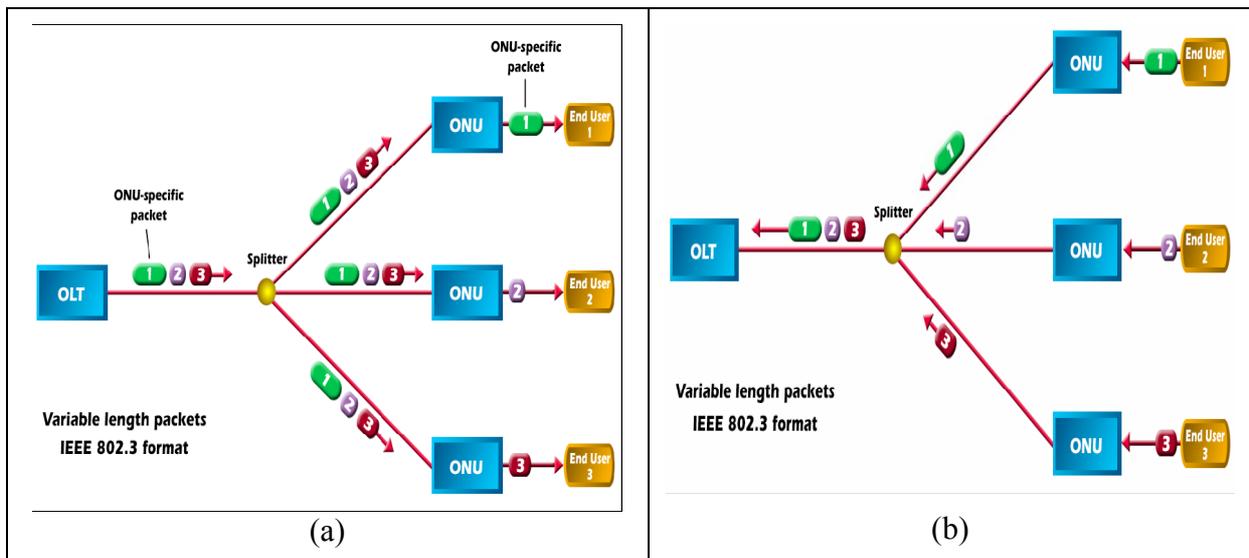


Figure 1-1 architecture de réseau point-multipoint (a) sens descendant (b) sens montant.

La Figure 1-1 (a) montre que l'OLT est localisé dans le nœud central et transmet les données dans le sens descendant (nœud central vers utilisateur) vers les différentes unités optiques du réseau (optical networking units ONU). Chaque paquet de données contient une en-tête qui indique l'ONU destinataire. L'ONU reçoit tous les paquets de données qui ont été envoyés par l'OLT, il ne garde que ce qui lui est destiné et supprime les autres.

La Figure 1-1 (b) illustre le flux des données dans le sens montant (de l'utilisateur vers le nœud central). Il est très semblable à celui du sens descendant avec les différences suivantes :

- ♣ L'ONU transmet les données en amont vers l'OLT dans un intervalle de temps spécifique (ONU-specific) utilisant le multiplexage à répartition temporelle (TDM).
- ♣ Une synchronisation entre les différents ONU est assurée pour éviter les collisions et les pertes des données.

1.3.A.1 APON [5][6]

L'ATM est un protocole de transport, apparu au début des années 1990, gérant le transport de la voix, de la vidéo (Pulse Code Modulation PCM)) aussi bien que celle des données en garantissant une qualité de service. Les performances de l'ATM sont très évolutives. Ces performances sont obtenues grâce à la taille très réduite des cellules transmises : tout le trafic est divisé en trames de 53 octets (48 octets de données plus cinq d'en-tête), que l'on peut traiter avec des commutateurs très rapides. C'est pourquoi l'ATM a fait naître de grands espoirs en matière de performances de réseau lors de son apparition. La technologie est aujourd'hui bien utilisée comme infrastructure de transport de données.

Dans le tronçon FTTH la méthode de prédilection de nombreux opérateurs est le réseau optique passif ATM (APON) qu'ils ont normalisé. C'est simplement un système point-multipoint sur fibre optique qui utilise l'ATM comme protocole de transmission. Ces normes sont définies par l'ITU-T : G.983.1 et G.983.2. Cette normalisation s'effectue dans deux organismes, le premier est le FSAN (Full Service Access Network) et le deuxième est le IEEE. Aussi, on peut voir parfois l'APON défini sous le nom de FSAN PON. Avec l'APON, les données à haut débit, la voix et la vidéo peuvent être acheminées jusqu'aux abonnés sur une seule fibre. Cette capacité permet aux opérateurs d'offrir d'emblée de nouveaux services et met à leur disposition une infrastructure permettant d'ajouter de nouveaux services à mesure qu'ils apparaissent.

Un système APON peut relier jusqu'à 32 abonnés au PON et leur fournir un système d'accès flexible et un débit élevé (622 Mbit/s ou 155 Mbit/s dans le sens descendant, 155 Mbit/s dans le sens montant). Dans le sens descendant, le multiplexage des cellules ATM est utilisé, alors qu'un protocole de TDMA commande l'accès ascendant des abonnés au réseau.

1.3.A.2 BPON

Le BPON est l'extension de l'APON en vue de fournir d'autres services, tels que l'Ethernet et la diffusion de la vidéo (broadcast video). C'est un réseau de distribution en fibre optique à large bande.

En effet, les améliorations récentes de l'APON incluent une vitesse plus élevée, le multiplexage en longueur d'onde WDM, une commande dynamique de la largeur de bande (DBA), une meilleure sécurité de données et une OMCI (ONU management and Control Interface) complète. Pour traduire cette évolution, l'ITU-T a officiellement changé le nom du système en PON à large bande, ou BPON.

Les APON actuellement déployés opèrent en un des 3 modes downstream/upstream : 155Mb/s/155Mb/s, 622Mb/s/155 Mb/s ou 622Mb/s/622Mb/s.

Les autres caractéristiques des réseaux APON / BPON sont:

- ♣ 32 ONUs dans un seul PON,
- ♣ La longueur de la fibre peut aller jusqu'à 20 km,

- ♣ Pour la voix et les données les longueurs d'onde utilisées dans le sens descendant et montant sont 1490 nm et 1310 nm respectivement,
- ♣ Une troisième longueur d'onde (1550 nm) peut être utilisée pour le transport de la vidéo numérique dans le sens descendant.

1.3.A.3 EPON [7]

Ethernet (aussi connu sous le nom de *norme IEEE 802.3*) est une technologie de réseau local basé sur le principe que tous les utilisateurs d'un réseau Ethernet sont reliés à une même ligne de transmission et la communication se fait à l'aide d'un protocole appelé *CSMA/CD (Carrier Sense Multiple Access with Collision Detect)* ce qui signifie qu'il s'agit d'un protocole d'accès multiple avec surveillance de porteuse (*Carrier Sense*) et détection de collision.

EPON est un réseau dans lequel la topologie point-multipoints (P2MP) est mis en application avec des coupleurs optiques passifs et la fibre optique comme PMD (Physical Medium Dependent : ie le protocole réseau présent dans la couche la plus basse du modèle OSI et qui caractérise le média, et sa connectique). EPON est basé sur un mécanisme appelé le protocole de Contrôle Multi-Point (Multi-Point Control Protocol MPCP), défini comme une fonction dans la sous couche MAC control. MPCP emploie des messages et des temporisateurs, pour commander l'accès à une topologie de P2MP. Chaque unité optique de réseau (Optical Network Unit ONU) dans la topologie de P2MP contient un élément du protocole MPCP, qui communique avec un autre élément de MPCP dans l'OLT (Optical Line Terminal).

La différence principale entre EPON et APON est que dans les architectures EPON les données sont transmises en paquets de longueur variable jusqu'à 1.518 octets selon le protocole IEEE 802,3 pour l'Ethernet, tandis que dans un APON les données sont transmises en cellules de longueur fixe de 53 octets (charge utile 48-octets et cinq octets d'en tête), comme indiqué par le protocole ATM. Ce format signifie qu'il est difficile et inefficace qu'un réseau APON transporte un trafic adapté au protocole IP. En effet dans un protocole IP les données sont segmentées dans des paquets de longueur variable jusqu'à 65.535 octets. Pour qu'un APON porte le trafic IP, les paquets doivent être divisés en segments de 48 octets avec une en-tête de 5 octets attachée à chacun. Ce processus est long et compliqué et augmente le coût des OLT et des ONU. De plus, 5 octets de largeur de bande sont gaspillés pour chaque segment de 48 octets, créant ainsi des pertes qui sont connues communément sous le nom « ATM cell tax ».

1.3.A.4 GPON [8]

Le GPON, ou gigabit PON, est un protocole de 2^{ème} génération des PON édité par ITU-T comme norme de recommandation G.984. Le protocole soutient plusieurs vitesses descendantes et ascendantes, et une vitesse typique de 1,24 Gbit/s en aval et 622 Mbit/s en amont. GPON est basé sur un protocole appelé (GFP Generic Framing Protocol). Le but est d'éliminer ou réduire de manière significative les issues autour de l'ATM. Là où l'ATM a présenté des inefficacités en segmentant tout dans des cellules de 48/53 octets, GFP envoie des trames de longueur variable avec jusqu'à 65.535 octets dans une trame. Ceci lui permet de porter des trames d'Ethernet beaucoup plus efficacement que APON/BPON et aussi efficace que EPON.

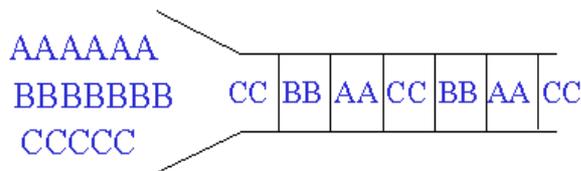
I-4 Les techniques de transmission.

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

I-4-A Le multiplexage temporel optique (OTDM)

Le multiplexage TDM (Time Division Multiplexing, multiplexage à répartition temporelle (MRT)) consiste à affecter à un utilisateur unique la totalité de la bande passante pendant un intervalle du temps, ceci à tour de rôle pour chaque utilisateur (Figure 1-2). L'allocation de cette bande passante se fait en divisant l'axe du temps en périodes de durée fixe, et chaque utilisateur ne va transmettre que pendant une de ces périodes déterminée. Un intervalle de temps fixe (IT) est successivement assigné à une source.

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



Chaque intervalle de temps (IT) est affecté à une voie

Figure 1-2: Répartition des périodes dans le cas d'un multiplexage TDM.

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

Le multiplexage optique temporel n'est pas utilisé uniquement pour accroître les débits transmis. Il fournit aussi une technique d'accès utilisable dans les réseaux locaux. Le temps est partagé entre les différents utilisateurs : chacun d'eux dispose d'une tranche temporelle pour

émettre. Les différents signaux sont « assemblés » pour être transmis sur une porteuse optique unique.

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

Le haut débit obtenu est ensuite utilisé pour la modulation du courant de polarisation d'une diode laser et il n'y a qu'un seul signal lumineux émis. Cette étape est schématisée sur la Figure 1-3 par la présence de trois circuits électroniques et d'un multiplexeur électronique (circuit rapide).

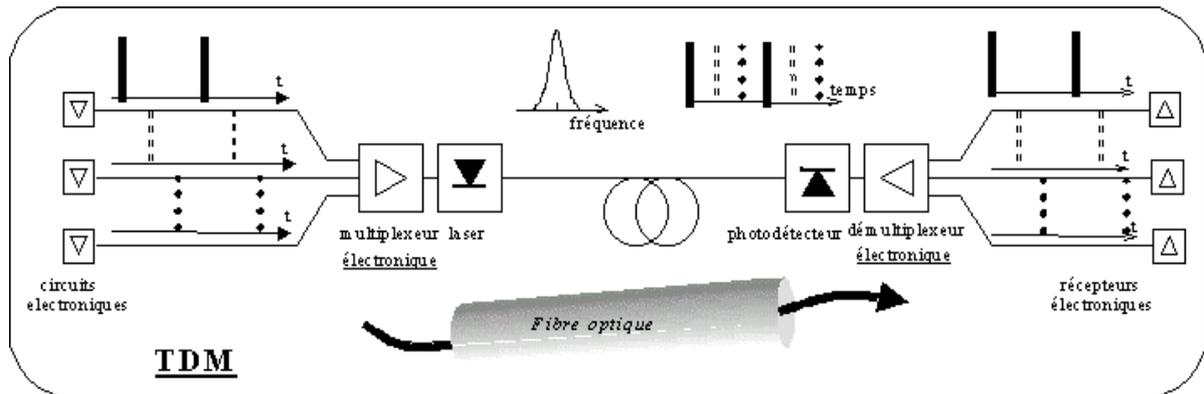


Figure 1-3: Schéma de principe du multiplexage ETDM dans les communications par fibre optique.

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

I-4-B Le multiplexage en longueur d'onde (WDM)

Le multiplexage WDM (multiplexage à répartition de longueur d'onde) repose sur une propriété physique de la lumière. En effet, tout comme les signaux électriques se propagent avec une fréquence propre, les signaux lumineux possèdent une longueur d'onde. Partant de ce constat, il paraît naturel que le multiplexage FDM (Frequency Division Multiplexing) utilisé sur les réseaux électriques ait son homologue pour les réseaux optiques. Ainsi, plutôt que de transmettre de l'information sur une seule longueur d'onde, on va utiliser plusieurs longueurs d'onde, et multiplier d'autant le débit de la liaison. De cette façon, on peut aisément augmenter le débit de transmission d'une fibre sans avoir à la remplacer par une autre. Il suffit simplement de disposer d'émetteurs/récepteurs capables de distinguer les différentes longueurs d'onde utilisées. Ainsi un émetteur pourra multiplexer plusieurs canaux en affectant à chacun une longueur d'onde. Le signal lumineux composé de toutes ces longueurs d'onde va transiter sur la fibre, et le récepteur n'aura qu'à démultiplexer le signal pour obtenir les différents canaux de départ.

La norme internationale ITU-T G692 autorise l'utilisation de longueurs d'onde comprises entre 1530 et 1565 nanomètres. Le multiplexage WDM est caractérisé par l'intervalle minimum entre deux longueurs d'onde utilisables. Cet intervalle peut être exprimé en nanomètres ou en gigahertz. Si cet intervalle est inférieur ou égal à 0,8 nanomètres (soit 100 GHz) on parle alors de multiplexage DWDM (Dense WDM). Des tests ont même été

effectués avec des intervalles de 0,4 et 0,2 nanomètres. On parle alors de U-DWDM pour Ultra-Dense WDM. L'utilisation de 32 longueurs d'onde différentes sur une fibre à 10 Gbit/s permet donc d'atteindre assez facilement un débit de 320 Gbit/s. Prochainement, lorsque 160 longueurs d'onde pourront être utilisées, la même fibre à 10 gigabits par secondes pourra fournir un débit de 1,6 Tbit/s.

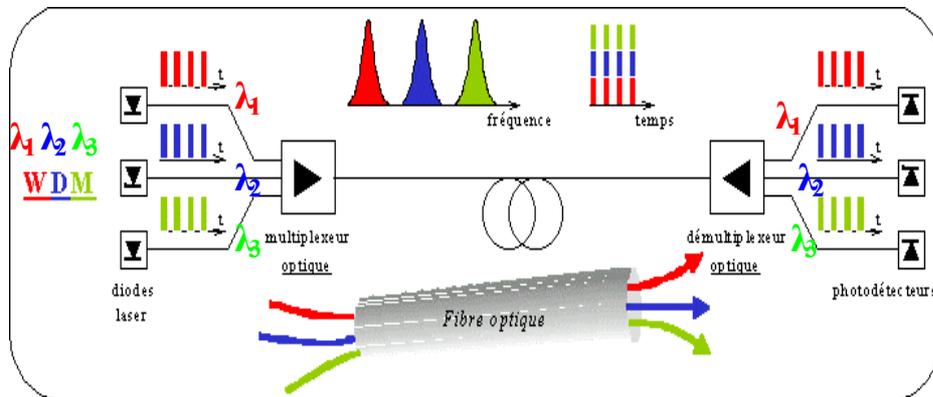


Figure 1-4: Schéma de principe du multiplexage WDM dans les communications par fibre optique (avec 3 longueurs d'ondes).

L'utilisation du multiplexage WDM nécessite un ensemble de diodes laser émettant à des longueurs d'ondes différentes mais assez proches (dans le voisinage des 1550 nm), et de multiplexeur/démultiplexeur optiques pour combiner/séparer l'ensemble des signaux optiques dans/de la fibre. La Figure 1-4 représente un exemple d'une liaison utilisant le multiplexage WDM.

I-4-C Accès Multiple par Répartition de Code en Optique (OCDMA)

Une troisième méthode de multiplexage est l'Accès Multiple à Répartition par Code (AMRC ou CDMA, Code Division Multiple Acces). Le signal correspondant au 1 est remplacé par une séquence de code qui est une clé caractéristique du destinataire du message. Cette technique est détaillée dans les chapitre II et III.

II Description d'une liaison optique

La simulation des systèmes de transmission mettant en œuvre des éléments optiques est un outil puissant pour la conception, l'analyse et l'optimisation des performances de ces systèmes.

Actuellement, les travaux théoriques et expérimentaux sur les différents matériaux et les propriétés des éléments optiques permettent de disposer de modèles dont la maturité assure un degré de confiance suffisant aux résultats de simulation.

La première partie de ce paragraphe vise à décrire les différents éléments de base qui interviennent dans un système de télécommunication optique. Au cours de la deuxième partie nous allons étudier, plus particulièrement l'architecture d'une liaison optique utilisant la technique de multiplexage OCDMA.

L'architecture d'une liaison optique, quelque soit le niveau du réseau auquel elle est destinée, est composée des mêmes briques, à savoir un émetteur, une fibre optique et un récepteur (Figure 1-5) [3].

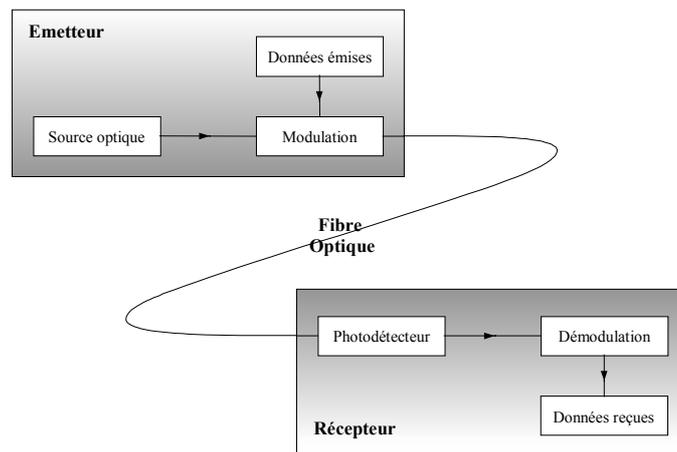


Figure 1-5: Synoptique général d'un système de communications par fibre optique.

Pour chacun de ces éléments constitutifs d'une liaison sur fibre optique, nous tenterons de décrire leur rôle et leur fonctionnement. Nous débuterons par l'émetteur (laser, driver, modulateur, ...), puis nous poursuivrons par la description de la fibre optique. Enfin, nous terminerons en détaillant les blocs constituant le récepteur (photodiode, filtre électrique, circuit de remise en forme, etc.....).

II-1 L'émetteur

Dans un système de télécommunications optiques les informations à transmettre doivent être inscrites sur le support que constitue la lumière émise par le laser. Ceci est la modulation. Elle sera décrite après une brève présentation du laser.

II-1-A Le laser [3][4][19]

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

Les lasers à semi-conducteur sont constitués [3]:

- ♣ d'un milieu amplificateur qui utilise la propriété d'émission stimulée de photons dans une jonction **PN** où l'inversion de population entre les bandes de valence et de conduction est assurée par une injection de charges électriques.
- ♣ d'une cavité résonnante permettant de sélectionner les modes d'oscillation.

Les trois phénomènes importants de transitions quantiques présents dans les lasers à semi-conducteurs sont :

- ♣ L'absorption d'un photon incident. En absorbant un photon, l'électron peut être amené dans un état plus énergétique. Il passe de la bande de valence vers la bande de conduction.
- ♣ L'émission spontanée. La recombinaison d'un électron de la bande de conduction avec un trou de la bande de valence, permet l'émission d'un photon.
- ♣ L'émission stimulée. Frappé par un photon, l'électron peut retomber dans l'état le moins énergétique en émettant un photon stimulé dont le rayonnement correspond à la même longueur d'onde, la même phase, le même état de polarisation et la même directivité spatiale que le photon incident.

Pour que l'effet laser existe, il est nécessaire que la condition d'inversion de population soit atteinte. Plus précisément le taux d'émission stimulée excédera le taux d'absorption seulement si la densité de population au niveau fondamental est inférieure à la densité de population au niveau excité. Dans un semi-conducteur, cette inversion est réalisée par l'opération de pompage qui consiste à fournir de l'énergie aux électrons afin qu'ils passent dans la bande de conduction. En plus pour obtenir l'effet laser il faut qu'il y ait suffisamment de photons excitateurs. Pour ce faire, l'énergie lumineuse est confinée dans une cavité résonnante, par exemple, par un résonateur du type Fabry-Pérot.

Pour répondre à l'extension des systèmes optiques et leurs besoins en sources performantes, le développement des lasers à semi-conducteurs a été très rapide et des progrès considérables ont été faits au niveau de la bande passante et du rendement, notamment grâce au développement des structures à puits quantiques et à cavités modifiées par rétroaction interne distribuée (laser DFB et DBR).

Dans le cas des lasers DFB les équations qui régissent l'évolution en fonction du temps du nombre de photons P , du nombre de porteurs N , et de la phase de l'onde Ψ sont [9][10] :

$$\frac{dP}{dt} = A(N - N_0) \left(1 - \hat{\varepsilon} P\right) P - \frac{P}{\tau_p} + R_{sp} \quad \text{Equation 1-1}$$

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I}{e} - A(N - N_0) \left(1 - \hat{\varepsilon} P\right) P - \frac{N}{\tau_n} \quad \text{Equation 1-2}$$

$$\frac{d\Psi}{dt} = -\frac{\alpha}{2} \left[A(N - N_0) \left(1 - \hat{\varepsilon} P\right) - \frac{1}{\tau_p} \right] \quad \text{Equation 1-3}$$

Les différents paramètres de ces équations sont reportés dans le Tableau 1-1.

τ_p	Durée de vie des photons
τ_n	Durée de vie des électrons
N_0	Nombre de porteurs à la transparence
A	Taux de gain différentiel
α	Facteur d'élargissement de raie
R_{sp}	Taux d'émission spontanée
I	Courant d'entrée du laser
$\hat{\varepsilon}$	Facteur de compression de gain normalisé

Tableau 1-1: paramètres des équations (Equation 1-1, Equation 1-2 et Equation 1-3)

Longueur d'onde λ	1550 nm	
Courant seuil	20 mA	
Rendement puissance/courant	0.25 W/A	
Longueur de raie	2 MHz pour un courant I=60 mA	
Taux d'amortissement	2000(MHz)	Pour I=100 mA
Bande à -3dB (MHz)	10000	
Espacement entre modes	1 nm	
Chirp	100 MHz/mA	
Bruit RIN (dB/Hz)	-154 pour I=100mA	

Tableau 1-2 : paramètres systèmes liés au lasers utilisés

Ces équations ont l'avantage de prendre en compte de manière simple les non-linéarités des lasers à semi-conducteurs et le phénomène de « chirp ».

Un laser peut également être défini par ses paramètres systèmes (Tableau 1-2).

A partir de ces paramètres on peut calculer la puissance optique d'émission du Laser P_{iOPT} .

En effet on déduit de ces paramètres les caractéristiques physiques, précédemment définies dans le (Tableau 1-2), qui sont ensuite injectées dans les équations Equation I-1, Equation I-2 et Equation I- 3 qui sont résolues par l'algorithme de Runge Kutta à pas variable [9][10]. Cette résolution donne la valeur de P , le nombre de photons, en fonction du temps.

La puissance optique instantanée P_{iOPT} est alors donnée par la relation :

$$P_{iOPT} = \frac{P \cdot \eta \cdot h \cdot c}{2\tau_p \cdot \lambda} \text{ avec :}$$

P : Nombre de photons

η : Rendement quantique différentiel

h : Constante de Planck

τ_p : Durée de vie des photons

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

Lorsque le courant augmente au-dessus du seuil, l'émission stimulée apparaît : tous les porteurs injectés en supplément se recombinaient par recombinaison stimulée. Cela se traduit par une certaine directivité du rayonnement dans la direction perpendiculaire aux faces de la cavité et par une augmentation brutale de la puissance lumineuse émise par la diode laser. Nous pouvons mesurer ce courant de seuil au niveau du fort coude de la caractéristique puissance-courant du laser présentée sur la (Figure 1-6). Le courant de seuil marque la séparation entre un fonctionnement dominé par l'émission spontanée et un fonctionnement dominé par l'émission stimulée

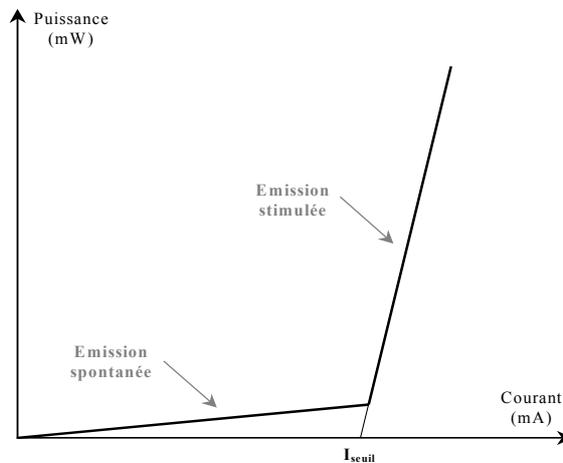


Figure 1-6 : Caractéristique Puissance-Courant d'un laser

II-1-B La modulation des données

Afin de transmettre des informations dans les systèmes numériques optiques, il faut les graver sur le signal lumineux à envoyer dans la fibre. Pour cela, il est nécessaire de réaliser une conversion des données électriques en données optiques. Il existe principalement deux techniques : la modulation directe et la modulation externe. C'est une modulation d'amplitude qui est considérée dans ce travail de thèse.

II.1.B.1 Modulation directe [11]

La méthode consiste à faire varier le courant de la source. Il en résulte une variation proportionnelle de la puissance émise qui suit le signal modulateur à condition d'utiliser la partie linéaire de la caractéristique $P_{op}=f(I)$ du laser (Figure 1-7).

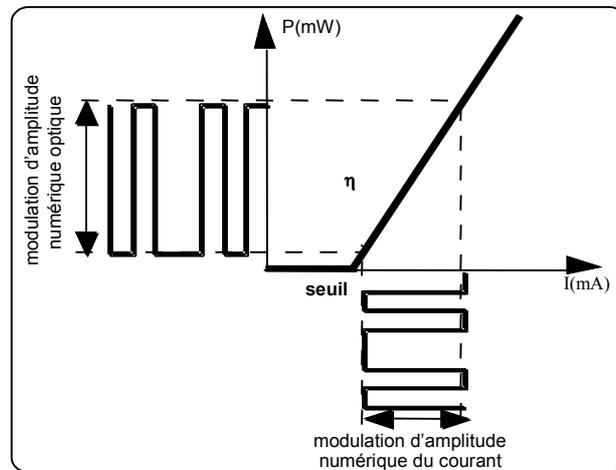


Figure 1-7 : Modulation directe d'une diode laser

Cette solution de modulation directe requiert assez peu de composants. Un laser, un générateur de courant et un circuit de commande ou driver (Figure 1-8). Le rôle du circuit de commande est de commander la source optique au niveau des puissances émises (en fixant les valeurs du courant d'alimentation). Pour cela, il modifie les niveaux du courant issus du générateur.



Figure 1-8 : Synoptique de la modulation directe.

L'intérêt des communications optiques repose sur la grande capacité potentielle d'informations. Cette capacité ne peut être exploitée que si la modulation de la source peut être faite rapidement. La modulation engendre pour le haut débit certaines dégradations sur le signal optique modulé. D'une part le temps de remplissage et de vidage de la cavité résonante du laser, limite le temps de réponse du composant. D'autre part la modulation directe s'accompagne inévitablement d'une modulation de fréquence (chirp) [12] : toute modulation de la densité de porteurs dans la cavité laser cause des fluctuations de l'indice de réfraction et

donc de la fréquence de l'onde émise. On peut montrer que si $P(t)$ est la puissance optique émise dépendant du temps, l'écart entre la fréquence instantanée $\nu(t)$ et sa valeur moyenne $\langle \nu \rangle$ est donnée par :

$$\nu(t) - \langle \nu \rangle = -\frac{\alpha_H}{4\pi} \left[\frac{d \ln P(t)}{dt} + \kappa_0 P(t) \right]$$

Le premier terme correspondant à la modulation de fréquence dynamique (transient chirp) est dominant pour une fréquence de modulation élevée comparé au second appelé modulation de fréquence adiabatique. Le facteur d'élargissement dynamique ou facteur de Henry α_H caractérise le degré de conversion amplitude/fréquence de la source. Il vaut typiquement -5 ou -6 pour les lasers usuels.

Ce facteur a des conséquences très importantes sur la déformation de l'impulsion au cours de la propagation [13][14]. Pour s'affranchir de ce phénomène on a recours à la modulation externe.

II.1.B.2 Modulation externe

La modulation externe consiste à graver les données électriques sur un signal optique continu en utilisant un modulateur.

Ainsi, les défauts de la modulation directe qui sont liés au laser ne seront plus présents sur le signal optique.

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

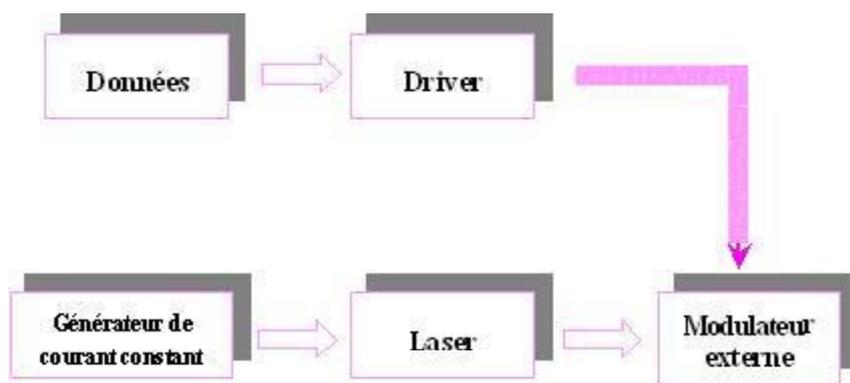


Figure 1-9 : Synoptique de la modulation externe.

Plusieurs types de modulateurs externes sont disponibles. Nous en détaillerons deux qui peuvent convenir à la technique OCDMA : le modulateur électro-absorbant. (MEA) et le Mach-Zehnder (MZ).

II.1.B.3 Les différents modulateurs disponibles.

II.1.B.3.a Modulateur électro-absorbant.

Le principe du modulateur à électro-absorption consiste à pouvoir commander l'absorption du matériau par une tension. Cette technique est basée sur les phénomènes électro-absorbants. En particulier ceci est obtenu par l'utilisation de l'effet Franz-Keldysh dans lequel le gap d'un semiconducteur se trouve modifié sous l'action d'un champ électrique extérieur. Ce champ appliqué produit une absorption commandée en tension, comme un interrupteur.

En d'autres termes, un modulateur électro-absorbant en onde guidée est assimilable à une diode PIN dont la région intrinsèque contient le matériau électro-absorbant. Un champ électrique est appliqué au matériau électro-absorbant en polarisant la diode PIN en inverse. En régime absorbant le modulateur se comporte comme une photodiode, avec génération de photocourant.

Les grandeurs qui caractérisent les performances d'un modulateur électro-absorbant sont le taux d'extinction lié à l'absorption en fonction de la tension appliquée, l'atténuation en mode passant, la bande passante et le facteur de couplage phase-amplitude (facteur de Henry).

- taux d'extinction :

Les ratios d'extinction obtenus sont de l'ordre de 15 dB à des débits supérieurs à 40 Gbit/s [3]. Un des points importants sur ces modulateurs (nous les noterons MEA par la suite) est de vérifier si ce taux d'extinction sera assez important pour permettre un écart de niveaux entre un « 0 » et un « 1 » suffisamment important.

- Champ et puissance de sortie :

Le champ total à la sortie de modulateur électro-absorbant s'écrit :

$$y(t) = \sqrt{Att.P_0} \cdot \text{Exp} \left[\left(\frac{V(t)}{V_0} \right)^a \right] \cdot \text{Exp} \left[-j \frac{\alpha_H}{2} \cdot \left(\frac{V(t)}{V_0} \right)^a + \Phi_0 + 2\pi f_0 t \right] \quad \text{Équation 1-4}$$

Les composantes en phase et en quadrature associées à la sortie du modulateur externe à électro-absorption sont :

$$y_p(t) = \sqrt{Att.P_0 \cdot Exp \left[\left(\frac{V(t)}{V_0} \right)^a \right]} \cdot \cos \left[\frac{\alpha_H}{2} \cdot \left(\frac{V(t)}{V_0} \right)^a + \Phi_0 \right] \quad \text{Équation 1-5}$$

$$y_q(t) = \sqrt{Att.P_0 \cdot Exp \left[\left(\frac{V(t)}{V_0} \right)^a \right]} \cdot \sin \left[\frac{\alpha_H}{2} \cdot \left(\frac{V(t)}{V_0} \right)^a + \Phi_0 \right] \quad \text{Équation 1-6}$$

- Facteur de couplage phase-amplitude (facteur de Henry) [20][17][18][20] :

Après propagation d'une onde optique dans le guide sur une distance L , la variation d'indice effectif induit par électro-absorption se traduit par une variation de la phase de la lumière issue du modulateur [25]. Le champ $E(L)$ de l'onde optique en sortie de modulateur s'exprime en fonction du champ incident $E(0)$ et des parties réelle et imaginaire de l'indice effectif [24] :

$$E(L) = E(0) e^{-j(n_r + jn_i) \frac{2\pi}{\lambda} L} \quad \text{Équation 1-7}$$

La puissance optique s'exprime par :

$$P = E \cdot E^* = E^2(0) e^{\frac{4\pi}{\lambda} n_i L} \quad \text{Équation 1-8}$$

et la phase du champ est donnée par :

$$\phi = -\frac{2\pi}{\lambda} n_r L \quad \text{Équation 1-9}$$

Nous venons de voir comment utiliser l'effet électro-absorbant d'un matériau pour contrôler la puissance du flux lumineux. Cependant la modification de l'absorption d'un matériau affecte obligatoirement son indice de réfraction [18]. La partie imaginaire de l'indice complexe (n_i) et sa partie réelle (n_r) ne sont pas indépendantes. Elles sont reliées par les relations de Kramers-Kronig. Le facteur de couplage phase-amplitude est défini par :

$$\alpha_H = -\frac{dn_r}{dn_i} \quad \text{Équation 1-10}$$

A partir des équation (Equation I-8, Equation I-9 et Equation I-10) on peut déduire la relation qui lie les variations temporelles de l'intensité P et de la phase ϕ en sortie de modulateur dite relation de Koyama :

$$\frac{dP}{dt} = \frac{4\pi}{\lambda} L E^2(0) \frac{dn_i}{dt} e^{\frac{4\pi}{\lambda} n_i L} = \frac{4\pi}{\lambda} L \frac{dn_i}{dt} P \quad \text{Équation 1-11}$$

$$\frac{d\phi}{dt} = -\frac{2\pi}{\lambda} L \frac{dn_r}{dt} = -\frac{2\pi}{\lambda} L \frac{dn_r}{dn_i} \frac{dn_i}{dt} = \frac{2\pi}{\lambda} L \alpha_H \frac{dn_i}{dt}$$

$$\text{Or } \frac{dn_i}{dt} = \frac{\lambda}{4\pi L} \frac{1}{P} \frac{dP}{dt}$$

$$\text{donc } \frac{d\phi}{dt} = \frac{\alpha_H}{2P} \frac{dP}{dt} \quad \text{Équation 1-12}$$

La modulation de phase accompagnant la modulation d'intensité est déterminée uniquement par l'ensemble des valeurs du facteur de couplage phase-amplitude sur l'intervalle [état fermé ; état ouvert] et ne dépendra pas des caractéristiques géométriques du modulateur. Elle n'affecte ni l'atténuation, ni le taux d'extinction, ni la tension de commande ou la bande passante. Son effet ne se manifeste que lors de la propagation de l'onde lumineuse dans un milieu dispersif tel que la fibre optique.

Le facteur de couplage phase amplitude est une propriété intrinsèque du matériau. Il varie avec la tension appliquée et la longueur d'onde. La variation liée à la tension appliquée exprime que la variation de l'indice de réfraction n'est pas une fonction linéaire de la variation de l'absorption du matériau électro-absorbant. La connaissance de la fonction $\alpha(V)$ n'est pas aisée et dans le modèle proposé dans COMSIS le facteur de couplage phase-amplitude sera considéré moyen.

Le modèle de modulateur externe à électro-absorption peut être schématisé en deux parties :

- ♣ une partie électrique : elle englobe l'ensemble des circuits électriques permettant d'alimenter le modulateur. Elle n'est pas prise en compte dans COMSIS.
- ♣ une partie conversion électrique/optique.

Nous utiliserons ce modèle dans la liaison typique OCDMA, en gardant à l'esprit qu'il ne représente pas tout à fait les composants disponibles commercialement.

II.1.B.3.b Modulateur d'amplitude à base de Mach-Zehnder (MZ)

Le principe du modulateur interférométrique de type Mach-Zehnder consiste à effectuer une modulation de l'intensité lumineuse par variation de phase transformée en variation d'intensité par un système interférométrique [3] [15] [21].

La lumière est divisée par un coupleur en Y dans deux guides. L'écartement de ces deux guides est tel que le couplage par onde évanescente est négligeable. Elle se recombine ensuite dans un deuxième coupleur en Y suivant la différence de phase, les deux faisceaux optiques interfèrent de manière constructive ou destructive. La modulation d'amplitude est obtenue par interférence des deux faisceaux optiques dont les phases sont contrôlées par l'intermédiaire du champ électrique appliqué. En effet, ce dernier entraîne une modification de l'indice de réfraction du matériau Δn sur la longueur L du guide d'ondes (effet électrooptique) ce qui

modifie la propagation de l'onde optique par ajout d'un déphasage traduit par une variation de la phase de l'onde optique. Un retard entre les deux faisceaux permet de moduler l'amplitude de la lumière résultante. La structure interférométrique idéale de Mach-Zehnder possède une réponse en transmission sinusoïdale donnée par la relation :

$$\frac{P_{out}}{P_{in}} = \cos^2(\Delta\varphi) \quad \text{Équation 1-13}$$

Avec $\Delta\varphi$ la différence de phase entre les 2 champs en sortie des deux bras. En appliquant des niveaux de tension satisfaisants, on arrive à placer en opposition de phase ($\Delta\varphi = \pi$) les signaux optiques en sortie des deux bras, qui lors de leur recombinaison à la fin du Mach-Zehnder, donnent une interférence destructive et réduisent fortement la puissance optique de sortie.

L'application du champ électrique se fait selon deux techniques. L'une consiste à appliquer le champ sur une seule électrode, l'autre à appliquer ce champ sur les deux électrodes suivant le procédé de « **Push-Pull** » (Figure 1-11) [15]. Dans ce dernier cas il s'agit d'obtenir des déphasages opposés sur les ondes se propageant dans les deux branches de l'interféromètre.

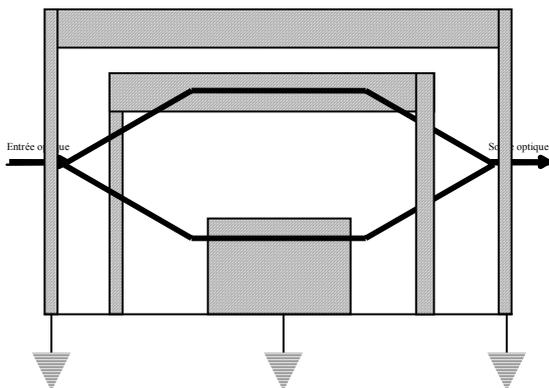


Figure 1-10 : Schéma d'un interféromètre de Mach-Zehnder.

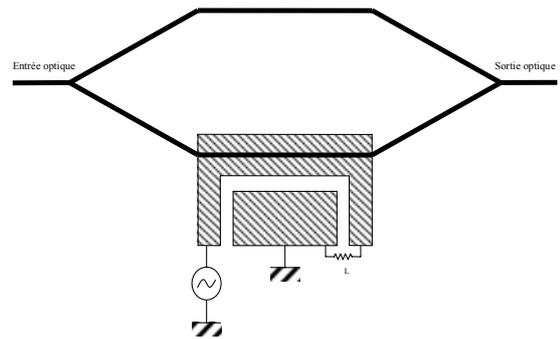


Figure 1-11 : Schéma bloc d'un modulateur Mach-Zehnder utilisant un procédé « **Push-Pull** »

D'un point de vue général, une alimentation continue est apportée pour appliquer un point de fonctionnement au repos (bias point). C'est le point de quadrature autour duquel le cosinus (donc la transmission) est assez linéaire. Ensuite une commande RF est appliquée sur la/les électrodes ce qui permet de produire les états hauts et bas sur la puissance lumineuse à partir du signal électrique. Le modulateur est très linéaire autour de $\Delta\varphi = \frac{\pi}{2}$, quelques distorsions apparaissent aux extrémités de la zone de commande, pour $\Delta\varphi = 0$ ou $\Delta\varphi = \pi$. La courbe de transmission du Mach-Zehnder est rapportée sur la Figure 1-12 ainsi que le point de polarisation.

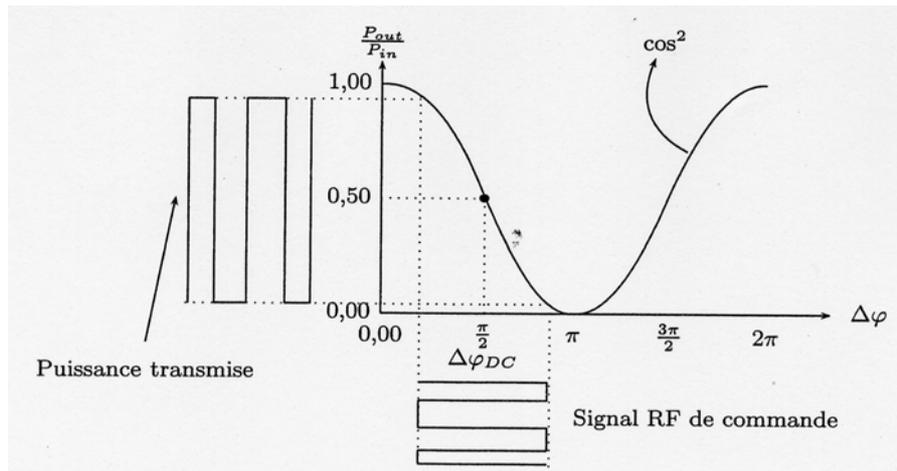


Figure 1-12 : Courbe de transmission du Mach-Zehnder

Les modulateurs de Mach-Zehnder commercialisés sont en très grande majorité réalisés sur des substrats LiNbO_3 qui permettent de réaliser des guides à très faibles pertes ($< 0,2 \text{ dB/cm}$). Plusieurs critères de comparaison existent entre les composants en LiNbO_3 et à semi-conducteur. Le composant en LiNbO_3 présente les avantages suivants :

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

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

- ♣ Impossibilité d'intégration monolithique avec des composants d'émission.
- ♣ Encombrement qui peut être important.

On peut noter également un manque de stabilité dans le temps (dérive lente du point de fonctionnement).

- ratio d'extinction :

Les modulateurs Mach-Zehnder sont caractérisés par leur ratio d'extinction qui correspond au maximum de pertes de transmission quand on se place à l'extinction ($\Delta\varphi = \pi$). Cette valeur se situe autour de 20-25 dB, voire 40 dB pour des composants spécifiques (Photline Technologies). Une des caractéristiques importante de ces dispositifs est la tension de commande V_π nécessaire à produire des décalages de phase égaux à π . Deux solutions existent pour les MZ selon la position du guide optique intégré par rapport aux électrodes. La solution dite « X-cut » présente l'avantage d'être une solution symétrique, intrinsèquement sans chirp. La solution « Z-cut » est quant à elle intéressante au niveau de sa tension V_π plus réduite mais induisant du chirp sur le signal.

Cette tension V_π vaut typiquement 5 à 6 V dans le cas d'une coupe X (X-cut) et peut être limitée à 3 V dans le cas de la coupe Z (Z-cut).

- Champ et puissance de sortie :

Le schéma de principe est présenté dans la Figure 1-13. Le modulateur Mach-Zehnder introduit une modulation de la phase du champ en sortie due aux variations de l'indice de réfraction du guide.

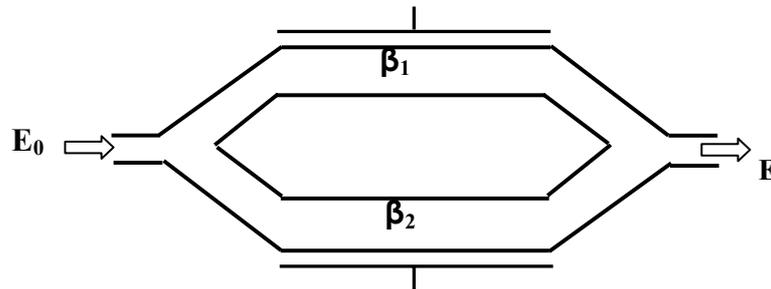


Figure 1-13 : Schéma de principe d'un modulateur externe de type Mach-Zehnder

L'expression de l'amplitude du champ en sortie du modulateur est donnée par [16] :

$$E = \frac{E_0}{2} \text{Exp}(-j\Delta\beta_1 L) + \frac{E_0}{2} \text{Exp}(-j\Delta\beta_2 L) \quad \text{Équation 1-14}$$

$$\text{Soit } E = \frac{E_0}{2} \text{Cos}(\Delta\beta L) \text{Exp}(-j\Delta\bar{\beta} L). \quad \text{Équation 1-15}$$

β_1 et β_2 sont les constantes de propagation dans les deux branches de l'interféromètre.

$$\text{Avec a les relations : } \Delta\beta = \frac{(\Delta\beta_1 - \Delta\beta_2)}{2} \text{ et } \bar{\beta} = \frac{((\Delta\beta_1 + \Delta\beta_2))}{2}$$

Le terme en cosinus dans l'Equation I-15 représente la modulation d'amplitude et la partie exponentielle représente la modulation de phase.

II-2 La fibre optique [3].

Une fibre est un guide d'onde cylindrique et diélectrique. Elle est constituée de deux diélectriques de même axe, le cœur et la gaine, entourés d'une gaine de protection. Le guidage du signal optique est basé sur la loi de Descartes. La lumière se propage le long de la fibre par réflexions successives entre le cœur et la gaine (Figure 1-14). Cela n'est possible que si le cœur et la gaine sont constitués de matériaux transparents et que l'indice de la gaine est inférieur à celui du cœur (une différence de quelques % est suffisante). La seconde condition est d'envoyer le signal lumineux dans la fibre avec un angle, par rapport à l'axe, inférieur à l'ouverture numérique. L'ouverture numérique (O.N.) représente l'ouverture angulaire limite avant une transmission et non une réflexion totale sur le dioptré cœur-gaine de la fibre

$$(O.N.) = \sqrt{(n_1^2 - n_2^2)}.$$

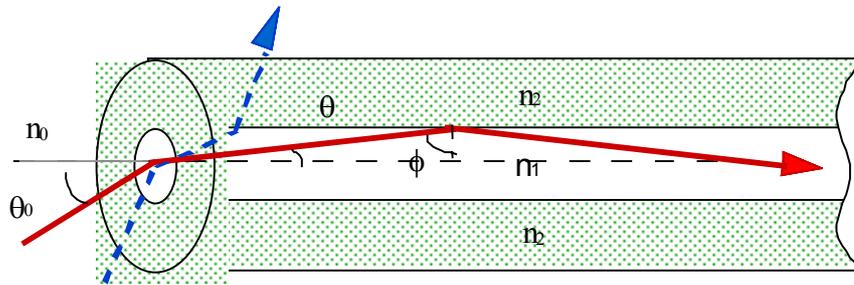


Figure 1-14 : Lois de propagation du signal dans une fibre optique

Il existe deux types de fibres : multimode et monomode. Dans une fibre multimode, les différents rayons empruntent des trajectoires différentes. Leurs chemins optiques et donc leurs temps de propagation sont différents. Il en résulte donc une dispersion dite multimodale.

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

Ce travail de thèse est axée sur les réseaux locaux mais ne s'intéressera qu'aux fibre monomodes utilisées à la longueur d'onde 1550nm. Elles possèdent un diamètre de cœur plus petit (8 à 10 microns en général). Compte tenu de ces dimensions, la fibre optique monomode classique est à saut d'indice.

L'UIT-T (Union Internationale des Télécommunications) a instauré des normes internationales pour les fibres optiques déployées dans les réseaux de télécommunications. Les recommandations G.650 à G.655 portent sur les paramètres géométriques, mécaniques et optiques des fibres et sur les tolérances admissibles (Tableau 1-3).

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

Tableau 1-3 : Exemples de caractéristiques de quelques fibres optiques de transmission

Nous utilisons les fibres G652 dans les simulations car se sont les plus déployées dans les réseaux PON actuels.

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

II-2-A L'atténuation [3]

La propagation d'un signal dans une fibre optique monomode est accompagnée d'une réduction de sa puissance moyenne. Cette réduction est liée au phénomène d'atténuation.

L'atténuation dans les fibres optiques résulte de plusieurs mécanismes. D'abord, l'absorption intrinsèque du matériau constitutif provoque une augmentation très rapide des pertes aux basses longueurs d'onde. La présence d'impuretés peut aussi créer diverses bandes d'absorption. De plus, les irrégularités involontaires de structure provoquent des pertes par diffusion (diffusion Rayleigh). Il y a ensuite les pertes dues aux conditions d'utilisation des fibres. Toute courbure trop serrée crée des pertes par rayonnement. Les microcourbures sont des courbures très faibles, mais répétées et pratiquement incontrôlables, dues au conditionnement des fibres dans les câbles. Ces pertes s'ajoutent directement aux pertes intrinsèques. Elles sont toutefois négligeables pour les fibres standard des télécommunications dans des conditions d'emploi normales. Enfin, les fibres sont toujours utilisées par tronçons de longueur finie, raccordés entre eux. Chaque jonction peut provoquer une perte de raccordement. La Figure 1-15 montre l'atténuation spectrale d'une fibre en silice, pour les télécommunications.

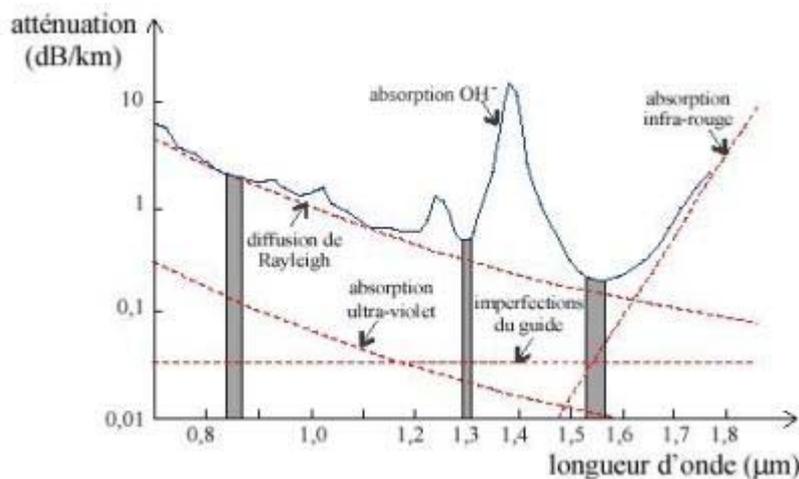


Figure 1-15. : Atténuation spectrale d'une fibre optique G.652

II-2-B La dispersion chromatique [3]

II.2.B.1 Définition

Lorsqu'une impulsion se propage en régime linéaire dans une fibre optique, elle subit un phénomène de dispersion qui se traduit par un étalement temporel de celle-ci [14]. Plusieurs types de dispersion existent, contribuant tous à l'étalement de l'impulsion au cours de sa propagation dans le guide :

- la dispersion du matériau : elle trouve son origine dans la dépendance fréquentielle de la réponse des électrons de valence du matériau diélectrique (silice) soumis à un champ optique excitateur. Cette réponse dynamique se traduit par une dépendance fréquentielle de l'indice de réfraction du matériau. Cette dépendance de l'indice de réfraction en fonction de la longueur d'onde induit une modification de la vitesse de groupe propre au milieu et doit être incluse dans les lois de propagation de la lumière dans le guide.
- la dispersion du guide : dans les fibres optiques, les extrémités du mode transverse s'étendent jusqu'à l'intérieur de la gaine d'une quantité qui dépend de la longueur d'onde. Etant donné que la gaine présente un indice plus faible que le cœur, cela entraîne une petite perturbation au niveau de l'indice effectif. Cette perturbation correspond à une nouvelle contribution à l'évolution spectrale des temps de groupe.
- la dispersion de polarisation : le mode fondamental d'une fibre optique monomode (LP_{01}) est une combinaison de deux modes électromagnétiques notés LP_{01}^x et LP_{01}^y qui ne se propagent pas à la même vitesse dans la fibre si celle-ci présente une biréfringence parasite. Cette variation de vitesse provoque un déphasage entre les deux composantes du mode fondamental et par conséquent, introduit un phénomène de dispersion : la dispersion de polarisation.
- la dispersion intermodale : elle n'est présente que dans les fibres multimodes car il s'agit d'une dispersion liée au fait que les modes de la structure ne se propagent pas à la même vitesse.

Comme dans la liaison simulée nous n'avons utilisé qu'une fibre optique monomode de courte longueur (réseau d'accès), la dispersion de polarisation sera négligée.

II.2.B.2 Approche théorique.

Dans la bande des signaux transmis, les distorsions sont essentiellement représentées par la dispersion chromatique qui traduit la variation du temps de propagation de groupe en fonction de la fréquence (ou de manière équivalente la longueur d'onde).

Le temps de groupe, ou délai de groupe t_{gr} , est défini comme étant le temps nécessaire pour qu'une impulsion se propage dans une fibre de longueur L . On l'exprime :

$$t_{gr} = \frac{L}{V_g(\lambda)} \quad \text{avec } V_g(\lambda) : \text{ la vitesse de groupe.}$$

L'allongement temporel τ est défini par :

$$\tau = \frac{dt_{gr}}{d\omega} \Delta\omega = \frac{d}{d\omega} \left(\frac{L}{V_g} \right) \Delta\omega = L \cdot \left(\frac{d^2\beta}{d\omega^2} \right) \Delta\omega$$

Équation 1-16

avec $V_g = \frac{d\omega}{d\beta}$

On peut également l'exprimer en fonction de λ , (car $\lambda = \frac{2\pi c}{\omega}$) de la façon suivante :

$$\tau = \frac{dt_{gr}}{d\lambda} \Delta\lambda = \frac{d\left(\frac{L}{V_g}\right)}{d\lambda} \Delta\lambda = L \frac{d\left(\frac{1}{V_g}\right)}{d\lambda} \Delta\lambda = L \cdot D \Delta\lambda = L \cdot D \left(-\frac{\lambda^2}{2\pi c}\right) \Delta\omega$$

Équation 1-17

à partir des équations I-16 et I-17 on déduit l'expression la dispersion chromatique D :

$$D(\lambda) = \left(-\frac{2\pi c}{\lambda^2}\right) \frac{d^2\beta}{d\omega^2}$$

On exprime communément la dispersion chromatique comme étant la somme de la dispersion du matériau (D_{mat}) et de la dispersion du guide (D_g). Son unité est le ps/(nm.km).

II.2.B.2.a Dispersion du matériau

La constante de propagation d'un mode dans une fibre optique est donnée par la relation :

$\beta = k_0 n_e$ avec $n_2 < n_e < n_1$ avec n_1 et n_2 sont les indices du cœur et de la gaine respectivement. et n_e est l'indice effectif du mode à une longueur d'onde donnée.

Le mode étant principalement confiné dans le cœur de la fibre d'indice de réfraction n_1 proche de n_e , on supposera par la suite que :

$$\beta(\lambda) = k_0 n_1(\lambda) \quad \text{avec} \quad k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$$

Équation 1-18

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

$$t_{mat} = \frac{L}{V_g} \quad \text{avec} \quad V_g \text{ est la vitesse de groupe défini par : } V_g = \frac{d\omega}{d\beta} \quad \text{avec } \omega \text{ la pulsation.}$$

$$\text{Donc } t_{mat} = \frac{L}{V_g} = L \frac{d\beta}{d\lambda} \frac{d\lambda}{d\omega}$$

Équation 1-19

$$\text{avec } \frac{d\beta}{d\lambda} = -\frac{2\pi}{\lambda^2} n_1 + \frac{2\pi}{\lambda} \frac{dn_1}{d\lambda} \text{ et } \frac{d\lambda}{d\omega} = -\frac{2\pi c}{\omega^2}$$

alors l'Equation 1-19 peut s'écrire :

$$\begin{aligned}
t_{mat} &= L \left(-\frac{2\pi}{\lambda^2} n_1 + \frac{2\pi}{\lambda} \frac{dn_1}{d\lambda} \right) \left(\frac{2\pi c}{\omega^2} \right) \\
&= L \left(-\frac{2\pi c n_1}{\lambda^2 \omega^2} - \frac{4\pi^2 c}{\lambda \omega^2} \frac{dn_1}{d\lambda} \right) \\
&= \frac{L}{c} \left(n_1 - \lambda \frac{dn_1}{d\lambda} \right)
\end{aligned}
\tag{Equation 1-20}$$

L'étalement temporel de l'impulsion est défini par la relation :

$$\tau_{mat} = \frac{dt_{mat}}{d\lambda} \Delta\lambda = \frac{L}{c} \left(\frac{dn_1}{d\lambda} - \frac{dn_1}{d\lambda} - \lambda \frac{d^2 n_1}{d\lambda^2} \right) \Delta\lambda = -\lambda \frac{L}{c} \frac{d^2 n_1}{d\lambda^2} \Delta\lambda
\tag{Equation 1-21}$$

Donc la dispersion du matériau est donnée par :

$$D_{mat} = \frac{\tau_{mat}}{L\Delta\lambda} = -\frac{\lambda}{c} \frac{d^2 n_1}{d\lambda^2}
\tag{Equation 1-22}$$

II.2.B.2.b Dispersion du guide

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

$$t_g = \frac{L}{c} \frac{d\beta}{d\omega}$$

On suppose que l'indice de réfraction n_1 est indépendant de la longueur d'onde, et donc

$$\frac{dn_1}{d\lambda} = 0$$

La fréquence spatiale normalisée V est définie par :

$$\begin{aligned}
V^2 &= a^2 k_0^2 (n_1^2 - n_2^2) = a^2 k_0^2 (n_1^2 - n_2^2) = \\
&a^2 (n_1^2 k_0^2 - \beta^2) + a^2 (\beta^2 - n_2^2 k_0^2) = U^2 + W^2
\end{aligned}
\tag{Equation 1-23}$$

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

$$U = a \sqrt{n_1^2 k_0^2 - \beta^2}$$

$$W = a \sqrt{\beta^2 - n_2^2 k_0^2}$$

Soit b, la constante de propagation normalisée :

$$b = 1 - \frac{U^2}{W^2} \approx \frac{\frac{\beta}{k_0} - n_2}{n_1 - n_2}$$

On peut donc faire une approximation de β par :

$$\beta = k_0 [n_2 + b(n_1 - n_2)]$$

Par conséquent, le temps de transit t_g peut s'écrire tel que :

$$t_g = \frac{L}{c} \frac{d\beta}{dk_0} = \frac{L}{c} \frac{d[k_0(n_2 + bn_1\Delta)]}{dk_0} = \frac{L}{c} \left[n_2 + n_1\Delta \frac{d(V.b)}{d(V)} \right] \quad \text{Équation 1-24}$$

avec $\Delta = \frac{n_1^2 - n_2^2}{2n_1^2}$ la différence relative d'indice.

L'étalement de l'impulsion est défini par :

$$\tau_g = \frac{dt_g}{d\lambda} \Delta\lambda = \frac{dt_g}{dV} \frac{dV}{d\lambda} \Delta\lambda = -\frac{V}{\lambda} \frac{dt_g}{dV} \Delta\lambda = -\Delta\lambda \frac{VL}{\lambda c} n_1\Delta \frac{d^2(Vb)}{dV^2}$$

D'où la dispersion du guide donnée par :

$$D_g = \frac{\tau_g}{L\Delta\lambda} = -\frac{n_1\Delta}{c\lambda} V \frac{d^2(Vb)}{dV^2} \quad \text{Équation 1-25}$$

La dispersion chromatique peut être déduite en faisant la somme des deux termes, la dispersion de matériau et la dispersion du guide. La Figure 1-16 donne les courbes de dispersion de différents types de fibre. Pour la fibre monomode standard (correspondant à la « recommandation » G652 de l'UITI) à 1.55 μm , $D(\lambda) = 17\text{ps}/(\text{nm.km})$. Sur ces 17ps/(nm.km), 6 sont à mettre sur le compte de dispersion propre du mode.

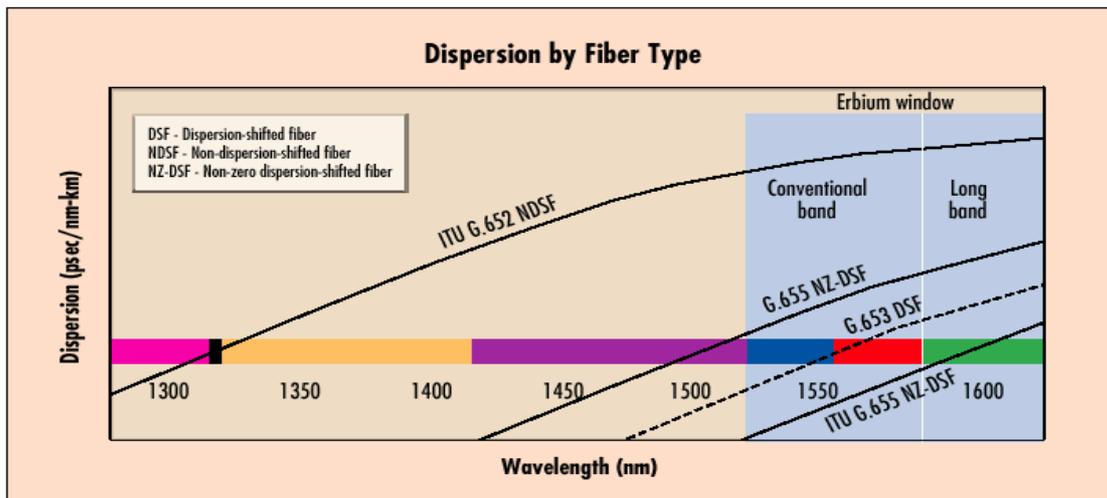


Figure 1-16: Courbes de dispersion de quelques fibres optiques

On voit sur cette courbe, que la capacité de transmission est la plus importante pour une longueur d'onde d'environ 1,3 μm . Elle est donc idéale pour cette fenêtre spectrale et permet de transporter de très hauts débits. Malheureusement, ce n'est pas là que l'atténuation est la plus faible. On a donc cherché à déplacer le point de dispersion nulle vers 1,55 μm . On dit que ce genre de fibre, la G.653, est à dispersion décalée (Figure 1-16). Il existe aussi des fibres à dispersion aplatie pour lesquelles la dispersion totale reste très faible, de l'ordre de quelques ps/(nm.km), sur plus d'une centaine de nanomètres.

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

II.2.B.3 Effets sur la transmission

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

$$\tau = D(\text{ps/nm.km}) * L(\text{km}) * \Delta\lambda(\text{nm}) \quad \text{Équation 1-26}$$

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

Nous allons maintenant décrire l'impact de la dispersion chromatique sur une impulsion Gaussienne. En effet on considèrera que la distribution des fréquences de l'impulsion lumineuse suit une loi gaussienne.

Le champ électrique est vu comme une onde plane se propageant dans le sens longitudinal.

Un champ électrique représentant une porteuse optique modulée peut être exprimé de façon à mettre en évidence le signal modulateur, c'est-à-dire l'enveloppe, et la porteuse optique. En considérant pour la simplicité un affaiblissement nul, le champ électrique qui se propage le long de l'axe z s'écrit dans le domaine temporel :

$$\underline{e}_z(z, t) = \underline{A}(z, t) \exp(j(\omega_0 t - \beta_0 z)) \quad \text{Équation 1-27}$$

où $\omega_0 = 2\pi\nu_0$ est la fréquence angulaire de la porteuse optique, $\underline{A}(z, t)$ est le signal modulateur nommé enveloppe complexe (complex envelope) et $\beta_0 = \beta(\nu_0)$. ν_0 est la fréquence optique.

Il est à noter que :

- L'enveloppe complexe implique la possibilité d'une modulation en amplitude et en phase de la porteuse optique
- L'expression (I-27) suppose que la bande B_w occupée par l'enveloppe complexe est beaucoup plus petite que la fréquence optique, c'est-à-dire $B_w \ll \nu_0$. Cette condition, qui est aussi appelée l'hypothèse de la variation lente est largement satisfaite en pratique.

L'expression (I-27) s'écrit dans le domaine fréquentiel selon l'expression :

$$\underline{E}_z(z, \omega) = \underline{A}(z, \omega - \omega_0) \exp(-j\beta_0 z) \quad \text{Équation 1-28}$$

$\underline{E}_z(z, \omega)$ est la transformée de Fourier de $\underline{e}_z(z, t)$ et $\underline{A}(z, \omega)$ la transformée de Fourier de $\underline{A}(z, t)$. D'autre part, en tenant compte de la propagation du champ électrique sous forme d'onde plane : $\underline{E}_z(r, \omega) = \underline{E}_{\rho\theta}(\rho, \theta) \underline{E}_z(0, 2\pi\nu) \exp(-j\beta z)$ avec $\underline{E}_{\rho\theta}(\rho, \theta)$ la composante transversale du champ électrique dans la fibre plan (ρ, θ) supposée indépendante de z et de ν (onde stationnaire) et $\underline{E}_z(z, \nu)$ est une onde progressive qui se propage dans le sens longitudinal, on peut écrire :

$$\underline{E}_z(z, \omega) = \underline{E}_z(0, \omega) \exp(-j\beta z) = \underline{A}_z(z, \omega - \omega_0) \exp(-j\beta z). \quad \text{Équation 1-29}$$

L'enveloppe complexe du champ électrique s'écrit donc :

$$\underline{A}_z(z, \omega) = \underline{A}_z(0, \omega) \exp(-j\beta z) \quad \text{Équation 1-30}$$

Notons que la densité spectrale $|\underline{A}_z|^2$ ne varie pas au cours de la propagation.

On en déduit l'amplitude $\underline{A}(z, t)$ du champ électrique (polarisé selon la distribution x , se propageant suivant z) dans le domaine temporel par transformée inverse :

$$\underline{A}(z, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \underline{A}_z(z, \omega) \exp(j\omega t) d\omega \quad \text{Équation 1-31}$$

Pour mettre en évidence l'influence de la dispersion chromatique, on développe la constante de propagation β en série de Taylor autour de la pulsation optique ω_0 .

$$\beta(\omega) = n(\omega) \frac{\omega}{c} = \beta(\omega_0) + \frac{1}{1!} \frac{d\beta}{d\omega} (\omega - \omega_0) + \frac{1}{2!} \frac{d^2\beta}{d\omega^2} (\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{3!} \frac{d^3\beta}{d\omega^3} (\omega - \omega_0)^3 + \dots$$

$$\beta(\omega) = \beta(\omega_0) + \beta'(\Delta\omega) + \beta''(\Delta\omega)^2 + \beta'''(\Delta\omega)^3 + \dots \text{ avec } \Delta\omega = (\omega - \omega_0)$$

$$\text{avec } \beta_0 = \beta(\omega_0)$$

$$\beta' \text{ est le temps de propagation de groupe } \tau_g = \frac{1}{V_g} = \frac{d\beta}{d\omega} = \beta'$$

β'' et β''' sont les dispersions de la vitesse de groupe GVD (*group velocity dispersion*) de premier et second ordre

$$\beta'' = \tau_g' = \frac{d}{d\omega} \left(\frac{1}{V_g} \right) = \frac{d\beta'}{d\omega} = \frac{d^2\beta}{d\omega^2} = -\frac{\lambda^2}{2\pi c_0} \delta' \quad \text{Équation 1-32}$$

$$\beta''' = \tau_g'' = \frac{d^2}{d\omega^2} \left(\frac{1}{V_g} \right) = \frac{d\beta''}{d\omega} = \frac{d^3\beta}{d\omega^3} = -\left(\frac{\lambda^2}{2\pi c_0} \right)^2 \frac{d\delta'}{d\lambda} \quad \text{Équation 1-33}$$

En introduisant (Equation I-32) dans (Équation 1-29) et en tenant compte de (Equation I-28) on arrive à l'équation qui décrit la propagation de l'enveloppe complexe dans l'hypothèse de la variation lente :

$$\underline{E}_z(z, \Delta\omega) = \underline{A}_z(0, \Delta\omega) \exp \left(-jz\beta_0 - jz\beta'(\Delta\omega) - \frac{1}{2}jz\beta''(\Delta\omega)^2 - \frac{1}{6}jz\beta'''(\Delta\omega)^3 \right) \quad \text{Équation 1-34}$$

soit dans le domaine temporel :

$$\underline{e}_z(z, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \underline{A}_z(0, \Delta\omega) \exp \left(-jz\beta_0 - jz\beta'(\Delta\omega) - \frac{1}{2}jz\beta''(\Delta\omega)^2 - \frac{1}{6}jz\beta'''(\Delta\omega)^3 \right) \exp(j\omega t) d\omega$$

$$\text{Équation 1-35}$$

En considérant que la distribution du champ électrique est de type gaussienne, on peut écrire :

En $z=0$: $\underline{A}_z(0, t) = A_0 \exp \left(-\frac{1-jC}{2} \left(\frac{t}{T_0} \right)^2 \right)$ ou C représente une constante de pré-chirp que l'on choisira égale à 0 dans la suite, et T_0 représente l'amplitude maximale divisée par e en

intensité. Soit : $\underline{A}_z(0, t) = A_0 \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{t}{T_0}\right)^2\right)$. Par transformée de Fourier on obtient

$$\underline{A}_z(0, \omega) = A_0 (2\pi T_0^2)^{\frac{1}{2}} \exp\left(-\frac{(\Delta\omega)^2 T_0^2}{2}\right)$$

D'où :

$$\underline{e}_z(z, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} A_0 (2\pi T_0^2)^{\frac{1}{2}} \exp\left(-\frac{(\Delta\omega)^2 T_0^2}{2}\right) \exp\left(-jz\beta_0 - jz\beta'(\Delta\omega) - \frac{1}{2}jz\beta''(\Delta\omega)^2 - \frac{1}{6}jz\beta'''(\Delta\omega)^3\right) \exp^{j\omega t} d\omega$$

On considère le changement de variable $\omega - \omega_0 = \Omega$ d'où :

$$\underline{e}_z(z, t) = \frac{A_0}{2\pi} (2\pi T_0^2)^{\frac{1}{2}} \exp^{j(\omega_0 t - \beta_0 z)} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left[-\Omega^2 \left(\frac{T_0^2 + j\beta''z}{2}\right) + j\Omega(t - \beta'z)\right] d\Omega$$

on pose $t' = t - \beta'z$ et $\gamma = \frac{T_0^2 + j\beta''z}{2}$

$$\text{d'où : } \underline{e}_z(z, t) = \frac{A_0}{2\pi} (2\pi T_0^2)^{\frac{1}{2}} \exp^{j(\omega_0(t' + \beta'z) - \beta_0 z)} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left[-\Omega^2 \gamma + j\Omega t'\right] d\Omega$$

$$\underline{e}_z(z, t) = \frac{A_0}{2\pi} (2\pi T_0^2)^{\frac{1}{2}} \exp^{j(\omega_0(t' + \beta'z) - \beta_0 z)} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left[-\gamma \left(\Omega - \frac{j\Omega t'}{\gamma}\right)\right] d\Omega$$

$$\underline{e}_z(z, t) = \frac{A_0}{2\pi} (2\pi T_0^2)^{\frac{1}{2}} \exp^{j(\omega_0(t' + \beta'z) - \beta_0 z)} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left[-\gamma \left(\Omega - \frac{j\Omega t'}{\gamma}\right)^2 - \frac{(t')^2}{4\gamma}\right] d\Omega$$

$$\underline{e}_z(z, t) = \frac{A_0}{2\pi} (2\pi T_0^2)^{\frac{1}{2}} \exp^{-\frac{(t')^2}{4\gamma}} \exp^{j(\omega_0(t' + \beta'z) - \beta_0 z)} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left[-\gamma \left(\Omega - \frac{j\Omega t'}{\gamma}\right)^2\right] d\Omega$$

Or, $\int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left[-\gamma \left(\Omega - \frac{j\Omega t'}{\gamma}\right)^2\right] d\Omega = \sqrt{\frac{\pi}{\gamma}}$ donc on aboutit à

$$\underline{e}_z(z, t) = \frac{A_0}{2\pi} (2\pi T_0^2)^{\frac{1}{2}} \exp^{-\frac{(t')^2}{4\gamma}} \exp^{j(\omega_0(t' + \beta'z) - \beta_0 z)} \sqrt{\frac{2\pi}{T_0^2 + j\beta''z}}$$

$$\underline{e}_z(z, t) = \left[\frac{A_0 T_0}{[T_0^2 + j\beta''z]^{\frac{1}{2}}} \right] \exp\left[-\frac{t'^2}{2[T_0^2 + j\beta''z]}\right] \exp(j(\omega_0 t - \beta_0 z))$$

Équation 1-36

On notera : $\underline{e}_z(z, t) = B \exp(j(\omega_0 t - \beta_0 z))$ avec $B = \left[\frac{A_0 T_0}{[T_0^2 + j\beta'' z]} \right]^{1/2} \exp \left[-\frac{t^2}{2[T_0^2 + j\beta'' z]} \right]$

On voit donc en comparant (Equation I-27) et (Equation I-336) l'évolution de l'enveloppe complexe du champ électrique lorsque l'impulsion est transmise via une fibre optique dispersive. Elle traduit l'élargissement de l'impulsion comme sur la Figure 1-17.



Figure 1-17 : Propagation d'une impulsion gaussienne dans un milieu dispersif

La dispersion chromatique est donc un facteur majeur de limitation des performances des systèmes de transmission sur fibre à haut débit. Car le milieu des télécommunications utilise principalement des longueurs d'onde autour de $1,55\mu\text{m}$ (en raison de la faible atténuation de la fibre dans cette plage spectrale). Aussi, plus les débits à transmettre seront élevés, plus le recouvrement peut se produire rapidement, et plus des techniques de compensation élaborées devront être mises en œuvre. Il y a principalement deux possibilités : utiliser des fibres ayant la dispersion chromatique modifiée quasiment nulle pour cette longueur d'onde (mais au détriment de l'affaiblissement ou autres paramètres) ou ajouter à la première fibre ayant une dispersion chromatique positive une seconde fibre à dispersion négative. On parle de compensation de dispersion. La mise en série de ces fibres permet de compenser et d'annuler les déformations des impulsions dues à la dispersions chromatique. C'est un procédé souvent utilisé dans les réseaux de télécommunications.

Dans notre étude, nous effectuerons des simulations pour voir jusqu'à quel point la compensation de dispersion ne sera pas nécessaire (chapitre III).

II-2-C La polarisation et la dispersion modale de polarisation

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

Ce phénomène est dû à la non-symétrie de révolution du profil d'indice dans le cœur de la fibre, non-symétrie intrinsèque à la fabrication de la fibre et/ou extrinsèque lors de la pose de

la fibre. Les origines intrinsèques peuvent être une symétrie géométrique circulaire imparfaite de la fibre ou une non-homogénéité de l'indice de la fibre. Les causes extrinsèques peuvent être un écrasement, un étirement, une torsion ou une courbure de la fibre. Ceci induit un effet photo-élastique, d'où une biréfringence et une polarisation variable.

Quand on envoie un signal sur une fibre « biréfringente », sans se soucier de sa polarisation, on excite les deux modes à la fois. Chacun d'entre eux a sa propre vitesse de propagation. Ce décalage des temps de propagation de groupe a pour effet le dédoublement du signal à la sortie de la fibre, et donc un brouillage de l'information (Figure 1-18). On l'appelle dispersion modale de polarisation (Polarization Mode Dispersion, PMD, en anglo-américain). La théorie de ce phénomène, complexe, ne sera pas développée ici et nous nous limiterons à en présenter le principal résultat.

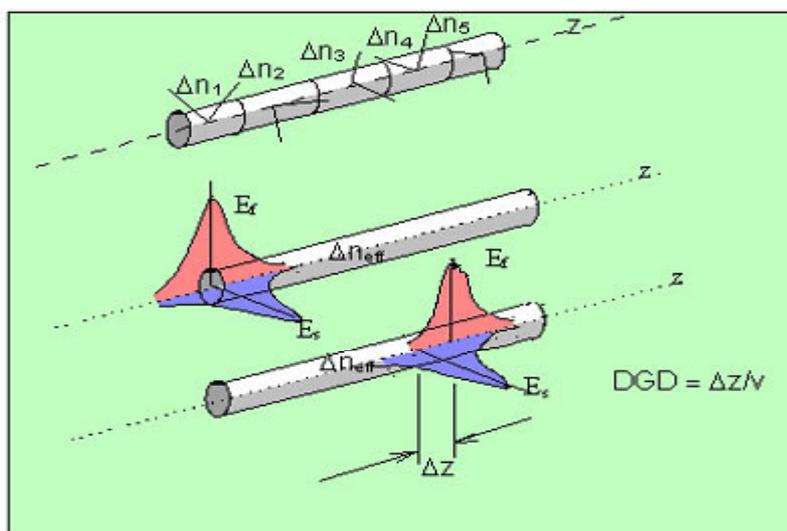


Figure 1-18 : Décalage temporel entre les composantes orthogonales du signal optique dû à une biréfringence aléatoire de la PMD.

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

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

Ce décalage sera négligé car il reste minime, des transmissions de courte distance. Il faut mentionner que les projets récents dans les procédés de fabrication des fibres conduisent à des valeurs de PMD inférieures à $0,2 \text{ Ps}/\sqrt{\text{km}}$.

II-2-D Les effets non linéaires

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

Les deux effets non linéaires principaux dans les fibres optiques sont l'effet Kerr et l'effet Raman-Brillouin.

La première conséquence de l'effet Kerr se traduit par un phénomène d'auto-modulation de phase. L'impulsion est affectée d'une modulation de phase parasite qui croît avec la distance. La modulation de phase, combinée à la dispersion chromatique, conduit à un élargissement temporel des signaux se propageant dans la fibre. Les autres conséquences de l'effet Kerr sont visibles si plusieurs ondes se propagent dans la fibre. Alors, la non-linéarité induit une modulation de phase croisée (cross phase modulation), ainsi que des phénomènes connus sous le nom de mélange à trois ou quatre ondes, sources d'intermodulations entre les différents canaux d'un système de transmission utilisant plusieurs longueurs d'onde.

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

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

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

Dans l'étude de OCDMA menée, l'ensemble de ces effets sera négligé car les distances de propagation sont courtes, et les puissances injectées en entrée de fibre restent faibles. Une première étude incluant ou non les effets parasites a montré que les résultats obtenus étaient similaires.

II-3 Le récepteur

Dans ce paragraphe, nous rappellerons brièvement le principe de la photodétection puis nous porterons notre attention sur deux types de photodiodes utilisables pour le OCDMA : la photodiode PIN et la photodiode avalanche (APD).

Dans les liaisons de télécommunications par fibre optique, le récepteur est un composant aussi essentiel que l'émetteur (Figure 1-19).

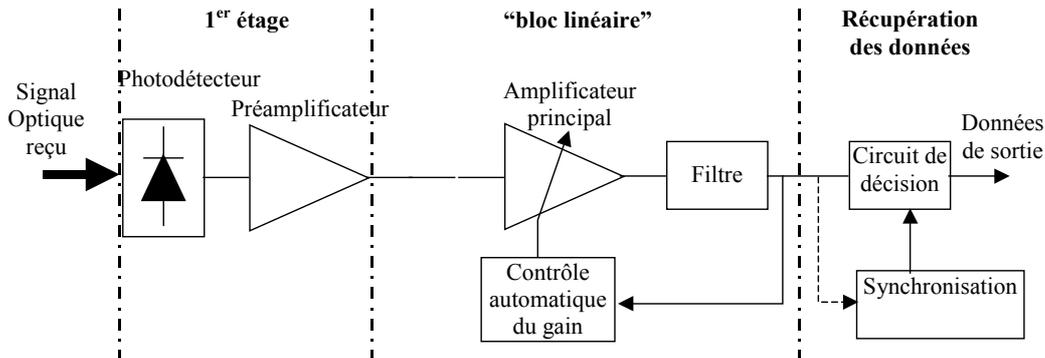


Figure 1-19 : Schéma d'un récepteur de données à détection directe

La photodiode est un composant à base de matériaux semi-conducteurs absorbant plus ou moins le rayonnement incident. Sa structure lui permet de transférer efficacement l'énergie de photons incidents sur des électrons contenus dans le matériau. Ces électrons excités par le flux de photons sont alors plus ou moins libres de se déplacer dans la structure pour former un courant électrique. Le nombre d'électrons est égal au nombre de photons absorbés.

Seuls les photons d'énergies supérieures à la largeur de bande (gap) interdite du semi-conducteur sont absorbés de manière utile et créent les paires électrons-trous.

Le gap du semi-conducteur fixe donc l'énergie minimale pour assurer le fonctionnement de la photodiode. Cela implique une longueur d'onde de coupure λ_c (Equation I-37), au-delà de laquelle le matériau devient transparent au rayonnement.

$$E_{\text{photon}} = \frac{hc}{\lambda} \geq E_g \quad \Rightarrow \quad \lambda_c = \frac{hc}{E_g} \quad \text{Équation 1-37}$$

Les autres propriétés qui caractérisent un photodétecteur (figure 19), sont :

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

- la bande passante. Elle permet de savoir si le courant peut suivre une variation brusque du flux de photons, et quel est le facteur de proportionnalité entre le temps de montée ou de descente du photocourant et ceux du flux lumineux.
- Le bruit de photodétecteur. Certains électrons du courant utile peuvent être générés sans qu'un photon n'ait été absorbé. Ils s'ajoutent aux photoélectrons et parasitent le courant en ajoutant des artefacts.

Le rendement quantique η est défini par le rapport du nombre d'électrons (dn) circulant dans la photodiode pendant le temps (dt), et constituant le photocourant inverse, au nombre de photons incidents (dp) pendant le même temps (dt). Il traduit le fait que tous les photons ne sont pas absorbés dans la zone photosensible, qu'une partie de la lumière est réfléchiée par la surface de la photodiode (réflexion de Fresnel) notamment. Il est souvent compris entre 0,5 et 0,9 et pour une photodiode idéale il est égal à 1. On a donc l'expression suivante, où R est le facteur de réflexion sur le dioptré semi-conducteur-air, a est le coefficient d'absorption du semi-conducteur et W_p , W_d sont les épaisseurs des zones P et de déplétion N :

$$\eta = (1 - R) \exp(-\alpha W_p) (1 - \exp(-\alpha W_d)) \quad \text{Équation 1-38}$$

La sensibilité se définit par le rapport du courant engendré I au flux énergétique incident sur la photodiode P . Sa valeur dépend de la longueur d'onde du matériau choisi pour réaliser la photodiode et de ses paramètres géométriques.

Le rendement quantique et la sensibilité sont reliés par les relations suivantes, avec e représentant la charge élémentaire de l'électron, h la constante de Planck, λ la longueur d'onde et c la vitesse de la lumière :

$$\eta = \frac{I_{ph} / e}{P_{opt} / h\nu} \quad \text{et} \quad S(\lambda) = \frac{I_{ph}}{P_{opt}} = \eta \cdot \frac{e \cdot \lambda}{h \cdot c} \quad \text{Équation 1-39}$$

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

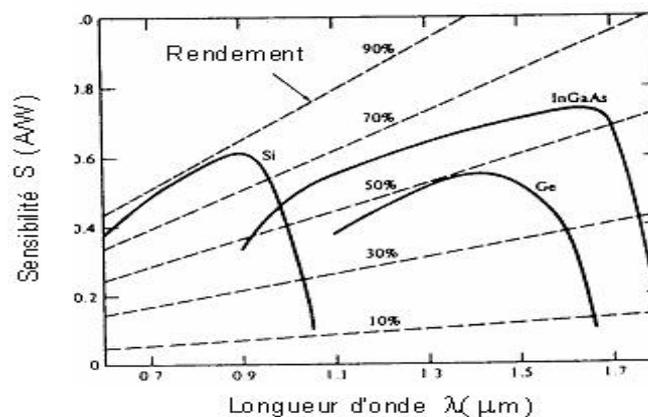


Figure 1-20: Courbes de sensibilité et de rendement selon les longueurs d'onde pour divers matériaux.

Au regard de la Figure 1-20 on observe que la sensibilité S augmente avec λ , puis s'écroule à la fréquence de coupure. Il apparaît donc pour chaque matériau une longueur d'onde pour laquelle la sensibilité est maximale. On observe que les hétérostructures III-V comme le GaInAs seront utilisées dans les transmissions à fibre optique à $1,55 \mu\text{m}$.

II-3-A Les photodiodes PIN

Pour effectuer la photodétection en évitant les recombinaisons des paires électron-trou, il est nécessaire que les photons soient absorbés dans une zone dépourvue de porteurs mobiles, assimilable à une zone de charge d'espace d'une jonction PN, encore appelée zone déplétée. Pour favoriser le rendement quantique, il est préférable que cette zone soit large. D'où l'intérêt de la photodiode PIN. Nous donnons ici le principe de la photodétection dans une PIN Figure 1-21 et sa structure Figure 1-22.

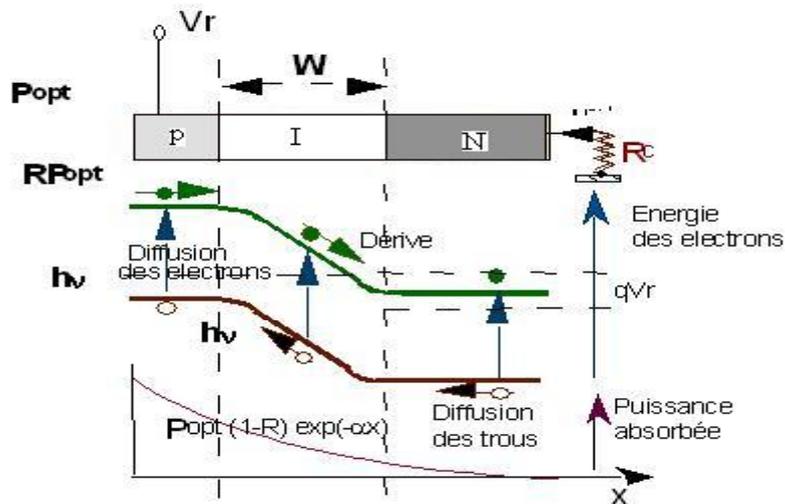


Figure 1-21 : Principe de la photodétection avec une photodiode PIN

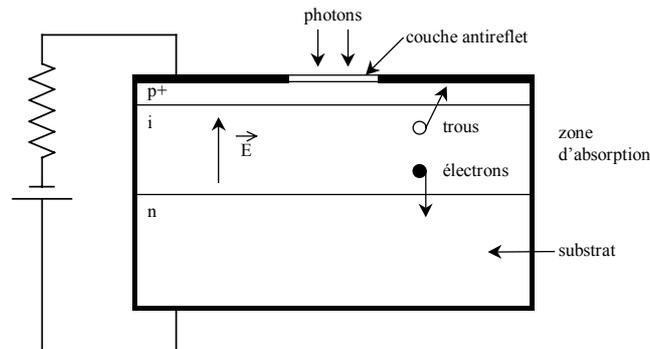


Figure 1-22 : Photodiode PIN

La majorité des photons est absorbée dans la zone intrinsèque (I), où règne le champ électrique pratiquement uniforme, qui sépare les porteurs. Une des zones traversée par la lumière (P ou N) doit être de faible épaisseur, et recouverte d'une couche antireflet qui améliore le rendement quantique externe, et qui protège le matériau.

II-3-B Les photodiodes à avalanche

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

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

$$I_{PDA} = M(V) * S(\lambda) * P_{opt} \quad \text{Équation 1-40}$$

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

Tout comme pour les photodiodes PIN, il existe plusieurs structures possibles. Elles résultent d'un compromis entre une zone d'absorption large, et une jonction très abrupte pour obtenir un très fort champ électrique. C'est le principe de la structure donnée Figure 1-23.

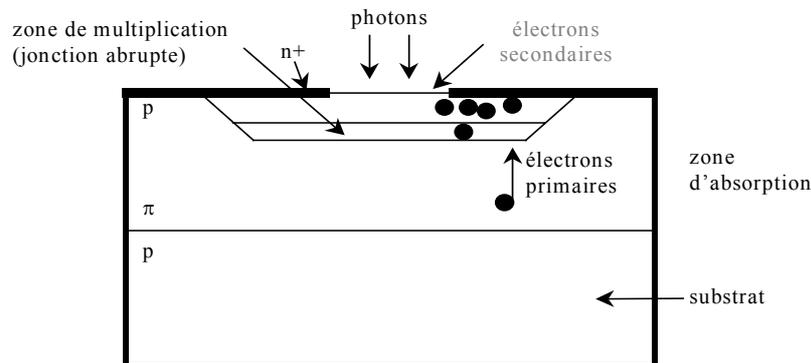


Figure 1-23 : Structure d'une photodiode à avalanche

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

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

Le courant issu de la PDA vaut :

$$I_{ph}' = M \cdot S \cdot P_{opt} + I_{obs}' \quad \text{Équation 1-41}$$

La rapidité est affectée par le phénomène d'avalanche. Elle est donc inférieure à celle des photodiodes PIN, à cause du temps de multiplication, mais reste élevée (de l'ordre de la nanoseconde). Une étude comparative de ces deux composants dans la liaison simulée est rapportée dans le chapitre 4.

II-3-C Le bruit dans les photodétecteurs.

Le signal électrique émis par la photodiode n'est pas parfait. Le courant photodétecté est affecté par des bruits qui contribuent à dégrader les performances des systèmes de communication. Le bruit de grenaille (shot noise), le bruit d'obscurité et le bruit thermique sont les principaux bruits qui perturbent le signal électrique émis par le module de réception.

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

$$\langle i_q^2 \rangle = 2qS P_{opt} M^2 F(M) B$$

- avec M est le gain (égal 1 pour une photodiode PIN)
- B est la bande passante
- F(M) facteur multiplicatif (facteur d'excès de bruit)

$$F(M) = M \left[1 - (1 - k_{eff}) \left(\frac{M-1}{M} \right)^2 \right]$$

$$F(M) = k_{eff} M + \left(2 - \frac{1}{M} \right) (1 - k_{eff})$$

Avec $k_{eff} = \frac{\text{coefficient d'ionisation le plus faible}}{\text{coefficient d'ionisation le plus fort}}$ est le taux effectif d'ionisation.

Or, k_{eff} généralement, n'est pas connu, on utilise la formule d'approximation :

$$F(M) = M^X$$

Avec X est le coefficient d'excès de bruit.

La variance du bruit de grenaille s'exprime sous la forme :

$$\langle i_q^2 \rangle = 2qS P_{opt} M^{2+X} .B$$

On notera que le bruit de grenaille est un bruit lié au signal.

- Bruit thermique : ce bruit est engendré par la résistance de shunt du photorécepteur. L'expression de la variance du bruit thermique a pour valeur :

$$\langle i_T^2 \rangle = \frac{4kT}{R_{sh}} B$$

(k étant la constante de Boltzmann, T la température et R_{sh} la résistance du shunt).

- Bruit d'obscurité.

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

Le courant d'obscurité est dépendant de la température selon la relation :

$$\frac{\delta I_{obs}}{I_{obs}} = \frac{Eg(T)}{k_B T} \times \frac{\delta T}{T}$$

avec $Eg(T) = Eg(0) - \frac{\alpha T^2}{T + \beta}$ où $Eg(0) = 1,519$, $\alpha = 5,405 \cdot 10^{-4}$ et $\beta = 204$ pour une photodiode AsGa.

La variance de bruit d'obscurité ne s'exprime pas de la même manière pour une photodiode PIN ou APD.

II.3.C.1.a Cas dans une photodiode PIN

La variance de ce bruit a pour expression :

$$\langle i_{obs}^2 \rangle = 2q I_{obs} B$$

II.3.C.1.b Cas dans une photodiode APD

Les origines de bruit d'obscurité dans les photodiodes APD sont diverses mais on peut les regrouper en deux parties :

- Un courant de surface (I_{ds}) dû aux charges de surface qui sont bloquées au niveau des contacts métal-semi-conducteur. Ce courant est sans effet multiplicatif.
- Un courant de volume (I_{vol}) dû aux charges liées aux impuretés de volume du matériau. Ce courant subit le gain d'avalanche.

$$I_{obs} = I_{ds} + I_{vol}$$

- La variance du bruit de surface est :

$$\langle i_s^2 \rangle = 2qI_{ds} \cdot B \quad \text{avec : } I_{ds} \text{ le courant de surface.}$$

- La variance du bruit de volume est :

$$\langle i_{vol}^2 \rangle = 2qI_{vol} \cdot M^{2+X} \cdot B$$

avec :

I_{vol}	courant de volume
M	gain
X	coefficient d'excès de bruit
B	bande passante du système de réception.

II-3-D Bande passante de la photodiode

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

II-4 Circuit de décision

Le rôle du circuit de décision est la régénération des données émises. Ce circuit est basé sur des bascules maître-esclave de type D-Flip-Flop (MS-DFP), utilisant, en bipolaire, la logique E²CL ou ECL (Emitter-Coupled Logic). Ces bascules sont des fonctions de base pour des applications numériques dans la synchronisation ou le retard des données par rapport au signal d'horloge, ou encore dans la remise en forme du signal. Leur tâche est de comparer le signal de données à un certain seuil d'amplitude, puis de « décider » le niveau correspondant du signal (« bit 1 » ou « bit 0 »), et ceci à chaque front d'horloge. Ainsi, le signal d'entrée de la bascule, qui est en réalité le signal de sortie après la détection par le photodétecteur, doit avoir une amplitude assez élevée pour la fonction de « décision ». De plus, la plupart des circuits de décision comportent un étage d'amplification à l'entrée afin d'augmenter la sensibilité du récepteur et un étage de sortie pour amplifier le signal traité. Par ailleurs, l'instant d'échantillonnage déterminé par le front d'horloge est optimal au milieu du bit de données. La qualité d'un circuit de décision dépend de l'ouverture du diagramme de l'oeil. Ce diagramme est obtenu par une superposition de plusieurs séquences de quelques bits dans un même train de donnée.

II-5 Circuit de récupération d'horloge

Nous avons vu que la régénération du signal de données émises s'effectue à l'aide d'un circuit de décision, qui échantillonne le signal à l'instant optimal suivant le signal d'horloge. Celui-ci doit être synchronisé en fréquence et en phase avec le signal des données d'entrée pour que le circuit de décision restitue correctement le signal de données en sortie (Figure 1-24).

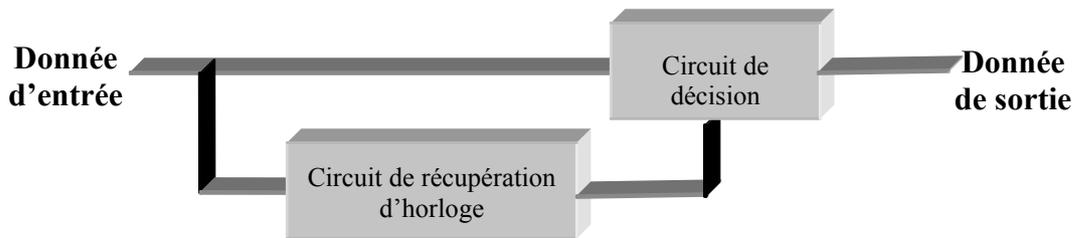


Figure 1-24 : Schéma synoptique du circuit de récupération d'horloge.

La synchronisation pourrait être une tâche facile si on émettait une horloge pilote avec le signal utile. Mais cela impliquerait l'utilisation d'un 2^{ème} canal de transmission, ce qui correspond à une solution encombrante et onéreuse. On préfère en pratique extraire le signal d'horloge directement à partir du signal reçu. L'extraction et le traitement de cette information sont faits par le circuit de récupération d'horloge. La procédure de récupération des signaux d'horloge et des données est connue sous le sigle « CDR » (Clock and Data Recovery).

Le circuit de récupération d'horloge comporte deux principales fonctions : l'extraction de la fréquence et l'alignement en temps ou en phase. Le processus d'extraction consiste à obtenir un signal d'horloge de même fréquence que celle des données, issues de la photodétection. L'alignement en temps consiste à ajuster la phase d'horloge de sorte que le signal de données soit échantillonné à l'instant optimum par le circuit de décision.

II.5.A.1 Approche électrique : Boucle à verrouillage de phase (Phase-Locked Loop ou PLL)

Plusieurs architectures du circuit de récupération d'horloge ont été proposées dans différentes technologies et pour divers domaines d'applications. Dans la plupart des cas, ce sont des circuits utilisant le principe de boucle à verrouillage de phase ou PLL (Phase-Locked Loop).

Une PLL est constituée de trois éléments principaux. Un oscillateur commandé en tension (ou Voltage-Controlled Oscillator VCO) produit un signal qui sera comparé dans un comparateur de phase avec le signal d'entrée de référence. La différence de phase de ces deux signaux sera convertie à la sortie du comparateur en signal d'erreur. Ce dernier sera ensuite filtré par un filtre de boucle généralement de type passe-bas afin d'obtenir une valeur moyenne en tension basse fréquence. Celle-ci sera utilisée pour commander le VCO qui va délivrer un signal avec la fréquence correspondante. Ce signal sera comparé de nouveau avec le signal de référence jusqu'à ce que la différence de phase devienne nulle. A cet instant, on obtient, à la sortie du VCO, le signal d'horloge synchronisé en fréquence et en phase avec le signal d'entrée.

II.5.A.2 Approche optoélectronique et toute optique

Les PLL électroniques conventionnels ne sont pas appropriés aux réseaux haut débit, en raison de la limitation de la vitesse de traitement. En revanche, les PLL optiques peuvent être utilisées à des vitesses ultra rapides. Le composant clé en construisant un tel PLL optique est le détecteur de phase ultra rapide. Les amplificateurs de laser à semi-conducteur à ondes progressives (Traveling-Wave Semiconductor Laser Amplifier) se sont avérés de bons candidats pour exécuter cette fonction.

D'autres techniques alternatives pour récupérer une horloge optique ultra rapide à partir du signal reçu peuvent être utilisées. Circuit de récupération d'horloge utilisant

- Les diodes laser auto-pulsant (Self-Pulsating Laser Diodes) [26][27]
- Les commutateurs électro-optique [28]
- Mélange quatre-ondes (Four Wave Mixing) [29].
- Laser à fiber à Mode-Verrouillé (Mode-Locked Fiber Laser) [30]

Conclusion

Ce chapitre a permis de situer le contexte de l'étude de part sa description du réseau de télécommunications optiques et le détail des techniques de multiplexage existantes, telles que le multiplexage en longueur d'onde temporel et le CDMA optique.

La description complète d'une liaison optique, composant par composant a été effectuée. Chaque bloc fonctionnel a été décrit de façon théorique pour faciliter la lecture de la partie dédiée à la liaison optique simulée. Nous avons porté une attention particulière à décrire la théorie de l'impact de la dispersion sur la propagation d'une gaussienne et nous avons détaillé le fonctionnement des photodétecteurs PIN et APD. Pour ensuite évaluer l'impact de ces phénomènes sur les performances d'une liaison OCDMA.

Ce chapitre a pour but d'apporter toutes les informations nécessaires à la compréhension des chapitres suivants et de la liaison CDMA Optique que nous allons simuler par la suite.

Bibliographie

- [1] LORENZ Pascal, Télécommunications : architectures des réseaux et télécommunications, chap.1 : Support et modèle de communication, Paris : Ellipses, 2001, 189 pages.
- [2] Irène et Michel, Les Télécommunications par fibres optiques, Collection Technique et Scientifique des Télécommunications, Paris : Dunod et CNET-ENST, 1996.
- [3] Govind P. Agrawal , « Fiber Optics Communication Systems. Wiley Interscience, 2002.
- [4] H. Kawaguchi, “Progress in Optical Functional Devices Using Tow-Section Laser Diodes/Amplifiers”, IEE Proceedings-J, Vol. 140, N°1, 99. 3-15, February 1993.
- [5] Ingrid Van de Voorde and Get Van der Plas, ” Full Service Optical Access Networks: ATM Transport on Passive Optical Networks”, IEEE Communications Magazine, pp,70-75, April 1997
- [6] Jong-Won Kim, “An optimized ATM-PON based FTTH access network”, International Conference on Information, Communications and Signal Processing, 1997. ICICS., Volume 3, 9-12 Sept, Proceedings of 1997
- [7] G.Kramer, G.Pesavento, “Ethernet passive optical network (EPON): building a next-generation optical access network” IEEE Communications Magazine, Vol 40, N° 2, pp:66 - 73 Feb. 2002
- [8] T. Van Caenegem1, E. Gilon1, X. Z. Qiu, K. Cobb, P. Solina “Prototyping ITU-T GPON, the new efficient and flexible FTTP solution” IEE conference, International Symposium on Services and Local Access (ISSLS2004), 21- 24 mar 2004, Edinburgh, UK.
- [9] P. Corvini, T. Koch «Computer Simulation of High-Bit-Rate Optical Fiber Transmission Using Single-Mode Frequency Lasers», Journal of Lightwave Technology vol. LT-15, pp 1591-1595, Nov. 1987.
- [10] K. Hinton and tom Stephen, “ Modeling High-speed Optical Transmission Systems”, IEEE Journal on Selected Areas in communications, Vol. 11, N° 3, PP. 380-392, April 1993

- [11] R.S. Vodhanel, A.F. Elrefit, M.Z. Iqbal, R.E. Wagner, J. L. Gimlett and S. Tsuji, "performance of directly Modulated DFB Laser 10-Gb/s ASK, and DPSK Lightwave Systems", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 8, N° . 9, pp. 1379-1386. September 1990.
- [12] da Silva, H.J.A. Fyath, R.S. Oapos Reilly, J.J." Sensitivity degradation with laser wavelength chirp for direct-detection optical receivers", *IEE Proceedings*, Vol. 136, Pt. J, No. 4, pp. 209-218, 1989.
- [13] Heidemann R., Wedding B. et Veith G., "10-GB/s transmission and beyond", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 81, n°11, pp. 1558-1567, November 1993.
- [14] A. F. Elrefaie, "Chromatic Dispersion limitations in coherent lightwave transmission systems";, *IEEE J. Lightwave Technology*, vol. 6, N° 5, pp. 704-709, 1988, May.
- [15] D.A. Fishman " Design and Performance of Externally Modulated 1.5 μm Laser Transmitter in the Presence of Chromatic Dispersion", *IEEE J. Lightwave Technology*, Vol. 11, N° . 4, PP. 624-632, April 1993.
- [16] A. Djupsjöbacka, "Residual chirp in integrated-optic modulators," *IEEE. Photonics Technol. Lett.*, vol. 4, N° 1, pp. 41-43, Jan. 1992.
- [17] N. K. Dutta and N. A. Olsson, "Electro-absorption in InGaAsP-InP double heterostructure", *Electronics Letters*, Vol. 20, N°. 16, pp. 41-42, January 1992.
- [18] F. Koyama, K.Iga " Frequency Chirping in External Modulator" - *IEEE. of Lightwave Technology*, Vol. 6, N° 1, pp. 87-93, January 1988.
- [19] T. L. Koch and U. Koren, " Semiconductor Laser for Coherent Optical Fiber Communications", *IEEE/OSA J. Lightwave Technology*, Vol. LT-8, PP. 274-293, March 1990.
- [20] C. H. Henry, "Theory of linewidth of semiconductor laser," *IEEE .J. of Quantum Electron.*, vol. QE-18, N°. 2. pp. 259-264, Feb. 1982.
- [21] L. Thylen, "Integrated optics in LiNbO₃ : Recent developments in devices for telecommunications," *J. Lightwave Technol.*, vol. 6, N° . 6, pp.847--861, June 1988.
- [22] Thèse - Université de Paris-Sud Centre d'Orsay - " Etude des effets d'électro-absorption en onde guidée pour la modulation d'intensité lumineuse à 1,5 μm " – Décembre 1991.
- [23] E. Bigan, Thèse - Université de Paris-Sud Centre d'Orsay - " Etude des effets d'électro-absorption en mode guidée pour la modulation d'intensité lumineuse à 1,5 μm " – Décembre 1991.

- [24] F. Devaux, Thèse - Université de Paris-Sud Centre d'Orsay - "Fabrication, caractérisation et mise en oeuvre des modulateurs électro-absorbants en onde guidée à 1.55 μm pour les liaisons à très haut débit" - 26 mars 1993.
- [25] Koyama, Y. Suematsu: "Analysis of Dynamic Spectral Width of Dynamic Single Mode (DSM) Laser and Related Transmission Bandwidth of single mode Fibers", IEEE Journal. of Quantum Electron., vol. QE-21, N°. 4. pp. 292-297, April. 1985.
- [26] P.EBaarsley, H.J. Wickes, G.E.Wicknes and D.M. Spirit, »All-optical clock recovery from 5 Gb/s RZ data using a self-pulsating 1.56 μm laser diode», IEEE Photon Technol.lett.,3 (10), pp . 942-945, October 1991.
- [27] G.Farrell, P.Phelan,J.Hegarty and J.A. Shields,» All-optical timing extraction with frequency division using a twin-section laser diode», IEEE Photon Technol.lett.,5 (6), pp .718-721, June 1993.
- [28] K.Takayama, K.Habara, H. Miyazama and A. Himeno,» High-frequency operation of a phase-locked loop-type clock regenerator using 1x2 optical switch as a comparator», IEEE Photon Technol.lett.,4 (1), pp .99-101, January 1992.
- [29] S.Kawanishi. T.Morioka, O. Kamatani, H. Takara and M. Saruwatari» Time-division-multiplexed 100 Gbit/s, 200 km optical transmission experiment using PLL timing extraction and all-optical demultiplexing based on polarization insensitive four-Wave-mixing», OFC'94, Paper PD23, San jose, CA,February 1994
- [30] K.Smith and J.K. Lucek,» All-optical clock recovery using a mode-locked laser,» Electron.Lett.,29(15), pp. 1323-1324,July 1993.

CHAPITRE II :

Etude théorique de l'accès multiple par répartition de code à séquence directe (DS-OCDMA) et de ses contraintes composants.

II	Chapitre II :	53
	Introduction	59
I.	Les différentes approches de l'OCDMA.	59
	I-1 OCDMA temporel [31]-[33]	60
	I-2 OCDMA spectral [34] [35]	60
	I-3 OCDMA hybride et 2D	61
	I-3-A. OCDMA+WDM [36][37]	61
	I-3-B. OCDMA 2D [38][39][40][41][42]	61
II.	Approche théorique d'une liaison DS-OCDMA	61
	II-1 Expression du signal transmit	62
	II-2 Expression du signal reçu	63
	II-3 Codes utilisés pour un système CDMA optique	64
	II-3-A. Les codes OOC	65
	II-4 Approche théorique sur les performances d'une liaison DS-OCDMA utilisant les codes OOC	66
	II-4-A. Performances avec récepteur conventionnel (RC)[43][44][47]	66
	II-4-B. Performances d'une liaison à récepteur conventionnel avec limiteur optique (RC-LO) [43]	69
III.	: ANALYSE DES MODULES ET IMPACT DES COMPOSANTS SUR LES	
	PERFORMANCES	72
	III-1 : Les techniques de codage/décodage à l'émission/réception	72
	III-1-A. Codeurs/décodeurs électrique	72
	III-1-B. Codeurs/décodeurs optique [49]-[53]	73
	III-2 : La fibre optique : analyse de l'influence de la dispersion sur les performances	73
	III-3 Photorécepteur dans un système OCDMA	78
	III-3-A. Cas d'une photodiode à Avalanche (APD [54]-[62])	78
	III.3.A.1. La limite supérieure et la limite supérieure modifiée de Chernoff	82
	III.3.A.2. Approximation Gaussienne [58][59],[61]	82
	III.3.A.3. L'approximation de Saddle point [54][58]	85
	III-3-B. Dans le cas d'une photodiode PIN [63][64]	90
	III-3-C. Comparaison des performance entre APD et PIN [63][64]	94
	Conclusion	96
	Bibliographie	97

<i>Figure II-1 : Codage Spectral OCDMA.....</i>	<i>60</i>
<i>Figure II-2 : OCDMA en 2D.....</i>	<i>61</i>
<i>Figure II-3 : synoptique d'un système DS-OCDMA</i>	<i>62</i>
<i>Figure II-4 : TEB en fonction du nombre d'utilisateurs pour différentes longueurs du code.....</i>	<i>68</i>
<i>Figure II-5 : comparaison entre récepteur conventionnel et récepteur conventionnel avec LO</i>	<i>71</i>
<i>Figure II-6 : comparaison des performances d'un récepteur conventionnel et récepteur conventionnel avec LO en fonction de la longueur du code.....</i>	<i>72</i>
<i>Figure II-7: schéma d'une liaison DS-OCDMA à codeur/décodeur électrique.....</i>	<i>73</i>
<i>Figure II-8: schémas : (a) d'un codeur ; (b) d'un décodeur optiques à ligne à retard pour les liaisons DS-OCDMA</i>	<i>73</i>
<i>Figure II-9: Simulation avec COMSIS de l'étalement de données du à la dispersion de la fibre optique pour deux puissances injectées.</i>	<i>75</i>
<i>Figure II-10: Niveau électrique après corrélation et intégration quand une data « 0 » est envoyée à l'utilisateur désiré : illustration de l'impact de la dispersion.</i>	<i>75</i>
<i>Figure II-11: Niveau électrique après corrélation et intégration quand une data « 0 » est envoyée à l'utilisateur désiré.....</i>	<i>77</i>
<i>Figure II-12 : comparaison entre l'approximation gaussienne et la limite supérieure modifiée de Chernoff.....</i>	<i>85</i>
<i>Figure II-13 : comparaison entre l'approximation Gaussienne et Saddle point</i>	<i>89</i>
<i>Figure II-14 : puissance d'entrée du récepteur en fonction du gain pour un TEB de 10^{-9}</i>	<i>89</i>
<i>Figure II-15 : TEB en fonction de la puissance reçue pour différentes longueurs du code.....</i>	<i>92</i>
<i>Figure II-16 : performances en fonction de la puissance reçue par chip pour différentes configurations.....</i>	<i>93</i>
<i>Figure II-17 : performances en fonction de la puissance reçue par chip pour différentes configurations.....</i>	<i>95</i>

<i>Équation II-1</i>	62
<i>Équation II-2</i>	63
<i>Équation II-3</i>	63
<i>Équation II-4</i>	63
<i>Équation II-5</i>	63
<i>Équation II-6</i>	63
<i>Équation II-7</i>	64
<i>Équation II-8</i>	64
<i>Équation II-9</i>	65
<i>Équation II-10</i>	65
<i>Équation II-11</i>	65
<i>Équation II-12</i>	66
<i>Équation II-13</i>	66
<i>Équation II-14</i>	66
<i>Équation II-15</i>	67
<i>Équation II-16</i>	67
<i>Équation II-17</i>	67
<i>Équation II-18</i>	68
<i>Équation II-19</i>	69
<i>Équation II-20</i>	69
<i>Équation II-21</i>	69
<i>Équation II-22</i>	71
<i>Équation II-23</i>	76
<i>Équation II-24</i>	78
<i>Équation II-25</i>	78
<i>Équation II-26</i>	79
<i>Équation II-27</i>	79
<i>Équation II-28</i>	79
<i>Équation II-29</i>	79
<i>Équation II-30</i>	79
<i>Équation II-31</i>	79
<i>Équation II-32</i>	80
<i>Équation II-33</i>	80
<i>Équation II-34</i>	80
<i>Équation II-35</i>	80
<i>Équation II-36</i>	81
<i>Équation II-37</i>	81

<i>Équation II-38</i>	81
<i>Équation II-39</i>	82
<i>Équation II-40</i>	82
<i>Équation II-41</i>	82
<i>Équation II-42</i>	83
<i>Équation II-43</i>	83
<i>Équation II-44</i>	83
<i>Équation II-45</i>	83
<i>Équation II-46</i>	83
<i>Équation II-47</i>	86
<i>Équation II-48</i>	86
<i>Équation II-49</i>	86
<i>Équation II-50</i>	87
<i>Équation II-51</i>	87
<i>Équation II-52</i>	87
<i>Équation II-53</i>	87
<i>Équation II-54</i>	87
<i>Équation II-55</i>	87

Introduction

Le terme OCDMA englobe plusieurs méthodologies de fonctionnement. En effet, on connaît actuellement le CDMA optique dit temporel, fréquentiel ou hybride qui combine les deux méthodes. Le descriptif de ces différentes méthodes de codage des données constitue la première partie de ce chapitre.

La seconde détaille les expressions théoriques des signaux au fur et à mesure de la liaison OCDMA optique à étalement temporel (de l'émission à la réception). Nous avons choisi d'utiliser un récepteur conventionnel avec et sans limiteur optique pour la récupération des données. Ce type de récepteur est détaillé dans cette partie et les équations théoriques associées sont décrites. Enfin, nous présentons les codes qui seront utilisés dans la liaison simulée : les Codes Optiques Orthogonaux (OOC).

La troisième partie présente les premières simulations effectuées pour expliquer l'étalement d'un temps chip du à la dispersion chromatique, et calculer la puissance présente dans un chip adjacent. Nous reportons également différents résultats bibliographiques sur l'utilisation d'un photorécepteur PIN ou APD.

I Les différentes approches de l'OCDMA.

Dans un système OCDMA, la manipulation des signaux peut s'envisager soit de manière cohérente, soit de manière incohérente.

Dans une approche cohérente, les caractéristiques du signal optique mesuré sont l'amplitude et la phase. Cette configuration nécessite de disposer d'un oscillateur local synchronisé à la fréquence optique en réception, qui augmente le coût de mise en œuvre.

L'onde lumineuse pouvant être positive ou négative, l'étalement des données peut s'effectuer en utilisant des codes bipolaires comme en radiofréquence.

Mais la plupart des études sur le CDMA Optique portent sur les systèmes incohérents, beaucoup plus simples et donc moins coûteux. Ils sont généralement basés sur un schéma de modulation appelé « IM-DD » (Intensity Modulation – Direct Detection) et c'est l'intensité lumineuse, quantité positive, qui est la caractéristique mesurée du signal optique. Les codes bipolaires ne peuvent plus être utilisés. On utilise des codes unipolaires quasi-orthogonaux.

Il existe différentes possibilités d'application de la technique CDMA aux systèmes optiques incohérents :

Les premières études menées portaient sur des systèmes basés sur l'étalement temporel des données, appelés systèmes OCDMA à Séquence Directe (DS-OCDMA)[31]-[33].

L'étalement dans le domaine des longueurs d'onde, dérivé de la technique du saut de fréquence pour le CDMA hertzien, est la deuxième technique la plus explorée.

Que ce soit en temps ou en longueur d'onde, les performances actuelles obtenues et la capacité des systèmes ne sont pas vraiment compétitifs par rapport aux autres technologies d'accès en Optique, le TDMA et le WDMA.

Récemment, d'autres techniques hybrides (WDMA + CDMA) ou dites en 2 Dimensions (2D) sont envisagées sérieusement pour améliorer les performances et aboutir à une implantation réaliste dans le contexte des réseaux d'accès optiques. Il s'agit dans ce cas de réaliser l'étalement des données à la fois en temps et en longueur d'onde.

Nous allons donner plus de détails sur ces trois catégories de systèmes OCDMA.

I-1 OCDMA temporel [31]-[33]

Dans ce cas le temps bit des données à transmettre va être divisé en un certain nombre de créneaux temporels « chip » en multipliant directement les données avec la séquence du code, c'est le principe de OCDMA à séquence directe (DS-OCDMA), le nombre de chips correspond à la longueur de la séquence du code, et le nombre des impulsions ou « chips » d'amplitude unitaire dans la séquence de code, est appelée poids de ce dernier.

Les données codées de chaque utilisateur sont envoyées simultanément via une même fibre. En réception, le signal reçu est multiplexé avec la séquence du code du destinataire, et le signal est désétaillé.

Tous les autres signaux qui n'ont pas la bonne séquence signature ou qui sont désynchronisés, sont perçus par le récepteur comme étant du bruit.

I-2 OCDMA spectral [34] [35]

Dans la méthode d'encodage spectral (OCDMA spectral ou FE-OCDMA) chaque utilisateur émet une combinaison spécifique de longueurs d'onde appelée séquence de code, qui doit posséder des propriétés d'orthogonalité avec les séquences des autres utilisateurs.

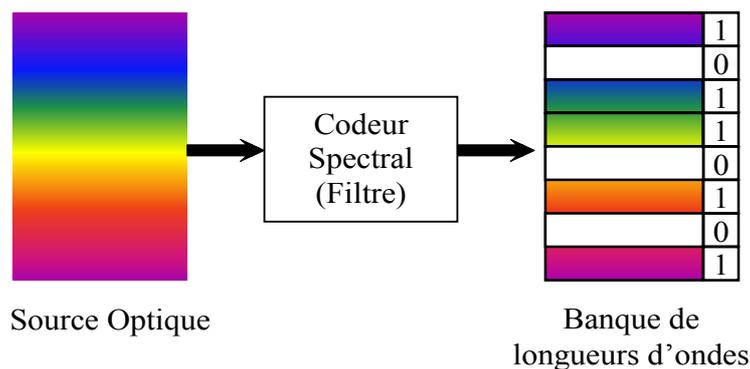


Figure II-1 : Codage Spectral OCDMA

La difficulté principale dans la réalisation du codage spectral réside dans le dispositif de filtrage.

Les composantes spectrales du code peuvent être obtenues par filtrage à l'aide de fibres à réseaux de Bragg réfléchissant des longueurs d'onde différentes ou par des dispositifs appelés « Spatial Light Modulator » (SLM) qui permettent un codage plus flexible par l'utilisation de systèmes hybrides appelés MOEMS (Microelectro Optical Mechanical Systems).

I-3 OCDMA hybride et 2D

I-3-A OCDMA+WDM [36][37]

Dans ce cas, chaque séquence signature en temporel est réutilisable et émise simultanément à différentes longueurs d'onde.

La longueur du code et donc les contraintes sur la vitesse des circuits électriques ou optoélectroniques sont diminuées du fait de la réduction du nombre d'utilisateurs simultanés à chaque longueur d'onde.

Cette solution nécessite cependant un contrôle dans l'affectation des longueurs d'onde.

I-3-B OCDMA 2D [38][39][40][41][42]

Dans ce cas le codage est effectué par étalement à la fois en temporel et en longueur d'onde, approche qui est appelée codage 2D par opposition au codage soit temporel soit spectral appelé 1D.

Dans la version la plus simple, le code 2D consiste en une matrice $m \times n$ où m est lié au nombre de longueurs d'onde disponibles et n est lié à la longueur du code étalé temporellement.

Le temps bit est donc toujours subdivisé en n intervalles constitués de chips à 0 ou 1. Le $i^{\text{ème}}$ chip à 1 sera transmis avec la $i^{\text{ème}}$ longueur d'onde et un chip 0 ne correspond à aucune transmission (Figure II-2).

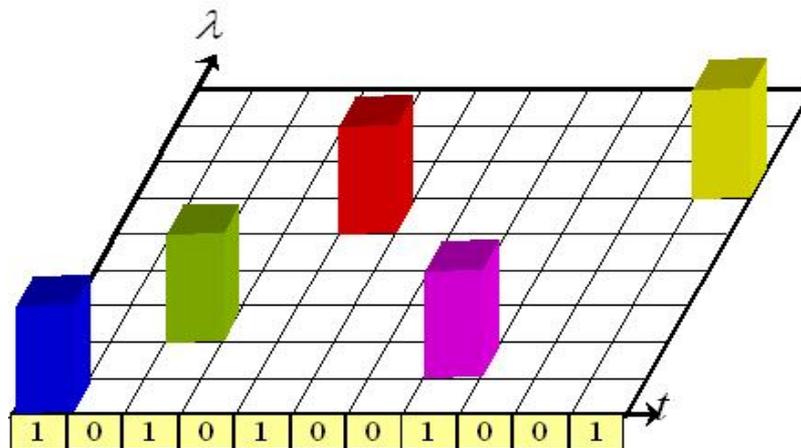


Figure II-2 : OCDMA en 2D

II Approche théorique d'une liaison DS-OCDMA

Dans cette section, nous allons étudier l'architecture d'un système CDMA Optique incohérent à séquence directe (DS-OCDMA).

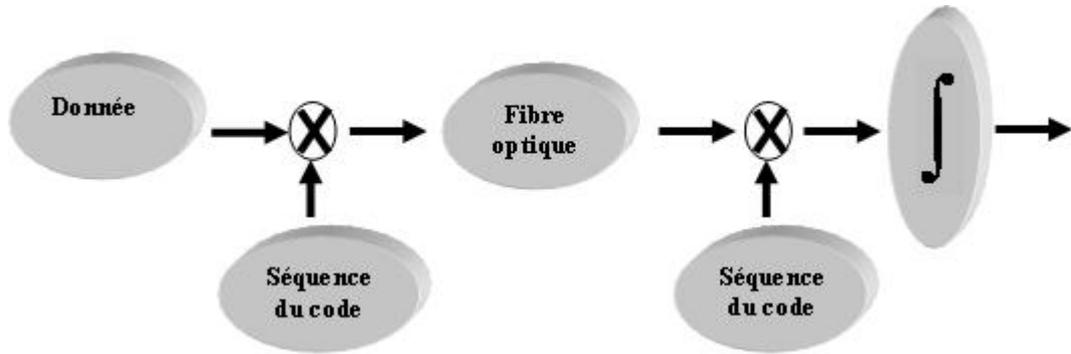


Figure II-3 : synoptique d'un système DS-OCDMA

Dans un système DS-OCDMA l'étalement spectral est réalisé en multipliant directement une séquence de code signature avec les données à transmettre.

Les données codées de chaque utilisateur sont envoyées simultanément via une même fibre. En réception, le récepteur multiplexe le signal reçu avec la séquence adresse du destinataire (code signature) et le signal désiré est désétaillé puis remis en forme via un intégrateur pour prise de décision (corrélation) (Figure II-3). Les autres signaux qui n'ont pas la bonne séquence signature ou qui sont désynchronisés, sont perçus comme étant de bruit. Ce bruit qui constitue une des limitations principales de cette technique d'accès est communément appelé Interférence d'Accès Multiple (IAM).

II-1 Expression du signal transmit.

Soit le signal transmis par un utilisateur K :

$$s_k(t) = s_k b_k(t) c_k(t) \quad \text{avec :} \quad \text{Équation II-1}$$

- ♣ s_k le niveau d'amplitude en sortie du codeur ; on prend par la suite la valeur normalisée $s_k = 1$
- ♣ $b_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i^{(k)} P_{T_b}(t - iT_b)$ représente les données de l'utilisateur k.
- ♣ $b_i^{(k)}$ est le $i^{\text{ème}}$ bit de données du $k^{\text{ème}}$ utilisateur. $b_i^{(k)}$ prend les valeurs 0 ou 1 de manière équiprobable.
- ♣ $P_{T_b}(t)$ est une impulsion rectangulaire de durée T_b (temps bit).
- ♣ $D = 1/T_b$ est le débit des données de l'utilisateur k.
- ♣ $c_k(t)$ est la séquence de code du $k^{\text{ème}}$ utilisateur $c_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_j^{(k)} P_{T_c}(t - jT_c)$

La séquence de code $\{c_j^{(k)}\}$ pour j de 0 à F-1 est une séquence périodique, de période F (la longueur du code utilisé) telle que $F = T_b/T_c$.

$P_{T_c}(t)$ est une impulsion rectangulaire de durée T_c , appelée « temps chip ».

$c_j^{(k)}$ est le $j^{\text{ème}}$ élément appelé « chip » du code du $k^{\text{ème}}$ utilisateur.

$D_c = 1/T_c$ est le « débit chip » tel que $D_c = F.D$

II-2 Expression du signal reçu.

Le signal reçu $r(t)$ quand le canal de transmission (fibre optique) est supposé idéal est la somme des données codées de tous les utilisateurs actifs du réseau. Il est de la forme :

$$r(t) = \sum_{k=1}^N s_k(t - \tau_k) \text{ avec } \tau_k \text{ retard de } k^{\text{ème}} \text{ utilisateur} \quad \text{Équation II-2}$$

$$r(t) = \sum_{k=1}^N \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{F-1} m_{i,j}^k P_{T_c}(t - iT_b - jT_c - \tau_k) \quad \text{Équation II-3}$$

avec $m_{i,j}^k = c_j^k \cdot b_i^k$, b_i^k est le $i^{\text{ème}}$ bit de donnée du $k^{\text{ème}}$ utilisateur, c_j^k est le $j^{\text{ème}}$ chip du $i^{\text{ème}}$ bit, τ_k représente le délai relatif entre le signal reçu et le début de la séquence de code du $k^{\text{ème}}$ utilisateur et N est le nombre d'utilisateurs actifs du réseau.

On suppose que l'utilisateur n°1 est l'utilisateur désiré. Le récepteur utilisé est un filtre adapté, on effectue le filtrage par corrélation. Le signal reçu $r(t)$ est multiplié par le code de l'utilisateur désiré $c_1(t)$.

$$r_{corr}(t) = r(t) \cdot c_1(t) = \left(\sum_{k=1}^N b_k(t) \cdot c_k(t) \right) \cdot c_1(t) \quad \text{Équation II-4}$$

On trouve :

$$r_{corr}(t) = b_1(t) \cdot c_1(t) + \sum_{k=2}^N b_k(t) \cdot c_k(t) \cdot c_1(t) \quad \text{Équation II-5}$$

Le signal $r_{corr}(t)$ est ensuite intégré sur un temps bit T_b afin d'obtenir la variable de décision Z_1 :

$$Z_1 = \int_0^{T_b} r_{corr}(t) dt = \int_0^{T_b} \left(\sum_{k=1}^N b_k(t) \cdot c_k(t) \right) \cdot c_1(t) dt \quad \text{Équation II-6}$$

Nous pouvons diviser l'expression de la variable décisionnelle Z_1 en deux termes, le signal de l'utilisateur désiré (utilisateur 1) (i) et l'Interférence d'Accès Multiple (IAM) (ii) qui représente l'interférence causée par les autres usagers actifs du réseau.

$$Z_1(t) = \underbrace{\int_0^{T_b} b_1(t) \cdot c_1(t) dt}_i + \underbrace{\int_0^{T_b} \left(\sum_{k=2}^N b_k(t) \cdot c_k(t) \right) \cdot c_1(t) dt}_{ii}$$

Équation II-7

$$= \int_0^{T_b} b_1(t) \cdot c_1(t) dt + \int_0^{T_b} I(t) \cdot c_1(t) dt$$

avec $I(t) = \sum_{k=2}^N b_k(t) \cdot c_k(t)$

Le terme de l'IAM, est lié à la nature des codes utilisés et plus précisément est lié au facteur d'intercorrélacion entre les différentes séquences du code de la même famille.

La variable décisionnelle Z_1 va être comparée à la valeur du seuil S du bloc de prise de décision. En sortie, la donnée décidée est $\hat{b}_1(t)$.

La règle de décodage est :

$$\begin{cases} \text{si } Z_1 \geq S & \Rightarrow \hat{b}_1 = 1 \\ \text{si } Z_1 < S & \Rightarrow \hat{b}_1 = 0 \end{cases}$$

Équation II-8

II-3 Codes utilisés pour un système CDMA optique

Dans les systèmes de communication optique utilisant la technique de partage CDMA, les caractéristiques des codes sont un facteur déterminant pour la mise en œuvre du système.

Les familles des codes que nous recherchons pour le système doivent posséder les caractéristiques suivantes:

- ♣ Chaque séquence doit être facilement distinguable de toutes les autres séquences de la famille (facteur d'inter-corrélacion).
- ♣ Une séquence doit être facilement distinguable d'une version décalée d'elle-même, et cela, pour toutes les séquences de la famille (facteur d'auto-corrélacion).

Deux catégories de codes ont été étudiées, les codes bipolaires et les codes unipolaires.

Les codes bipolaires : sont des séquences qui prennent des valeurs de l'ensemble $\{-1, +1\}$. Avec ces codes on peut avoir de meilleures caractéristiques d'auto et d'inter-corrélacion, mais leur utilisation de ces codes dans les systèmes optiques, demande l'utilisation de dispositifs pour le contrôle de phase ce qui se manifeste d'une part par la complexité du système et d'autre part par l'augmentation du coût de la liaison. Dans cette catégorie de code, on distingue plusieurs familles : les m-séquences, les séquences de Gold, séquences de Kasimi,). Ce type de code sera principalement utilisé en OCDMA spectral.

Les codes unipolaires : pour palier le problème de contrôle de phase les séquences unipolaires peuvent être utilisées. Ce sont des séquences qui prennent des valeurs de l'ensemble $\{0, +1\}$, mais on ne peut pas avoir une orthogonalité stricte avec ces codes (facteur d'auto et d'inter-corrélation nul). Ces codes seront utilisés pour le OCDMA temporel. Les codes qui ont fait l'objet de plus d'attention sont les Codes Optiques Orthogonaux (OOC) et les Codes Premiers (PC)

II-3-A Les codes OOC

Les codes OOC sont une classe de codes utilisés pour le CDMA optique incohérent et asynchrone. Ils ont été introduits dès 1989 par Salehi [43].

Les codes OOC sont composés de suites unipolaires $c = \{c_j\}$ caractérisées par quatre paramètres (F, W, h_a, h_c)

- ♣ F est la longueur de la séquence
- ♣ W est le poids du code, qui représente le nombre de chips à « 1 »
- ♣ h_a et h_c sont respectivement les contraintes

Le choix des paramètres d'un code OOC peut être arbitraire. Cependant, dans une application OCDMA on cherche à avoir le plus d'utilisateurs actifs dans le réseau. Cela signifie qu'on cherche à obtenir le plus grand nombre de mots de code dans une famille donnée respectant les contraintes d'auto et d'inter-corrélation définies.

Comme ces dernières ne peuvent pas être négatives, les conditions d'orthogonalité doivent être remplacées par des conditions plus permissives.

Soient X et Y représentant les séquences de codes utilisés par deux utilisateurs. La condition portant sur l'autocorrélation s'écrit alors :

$$Z_{X,X}(l) = \sum_{i=0}^{F-1} X_i X_{i+l} = \begin{cases} W & \text{pour } l=0 \\ \leq h_a & \text{pour } 1 \leq l \leq F \end{cases} \quad \text{Équation II-9}$$

et la condition d'inter-corrélation est :

$$Z_{X,Y}(l) = \sum_{i=0}^{F-1} X_i Y_{i+l} \leq h_c \quad \text{pour } 0 \leq l \leq F \quad \text{Équation II-10}$$

Dans le cas où $h_a=h_c=1$, différents travaux [31][44] ont montré que le nombre de séquences de codes, c'est-à-dire d'utilisateurs possibles dans le système est borné par la relation :

$$N(F, W, 1, 1) = \left\lfloor \frac{F-1}{W(W-1)} \right\rfloor \quad \text{Équation II-11}$$

Le symbole $\lfloor x \rfloor$ représente la valeur entière inférieure d'une valeur x.

Plus généralement, dans le cas $h_a=h_c=h$, le nombre d'utilisateurs N est limité par la borne dite de Johnson, donnée par la relation [45]:

$$N(F, W, h_a, h_c) \leq \left\lfloor \frac{1}{W} \left\lfloor \frac{F-1}{W-1} \left\lfloor \frac{F-2}{W-2} \left[\dots \left[\frac{F-h}{W-h} \right] \dots \right] \right] \right] \right\rfloor \quad \begin{array}{l} \text{Équation} \\ \text{II-12} \end{array}$$

D'autres travaux tels que ceux de Yang et Fuja [46] ont montré qu'il était possible d'améliorer la cardinalité N en considérant des codes tels que $h_a \neq h_c$.

II-4 Approche théorique sur les performances d'une liaison DS-OCDMA utilisant les codes OOC

Nous étudions maintenant les performances d'une liaison DS-OCDMA utilisant les codes OOC dans un cas où tous les composants sont considérés idéaux. Nous aborderons en premier un récepteur conventionnel avec le bloc de corrélation seul puis nous considérerons un limiteur optique à l'entrée de ce bloc.

II-4-A Performances avec récepteur conventionnel (RC)[43][44][47].

Reprenons l'expression de la variable décisionnelle Z_1 à l'entrée du bloc de prise de décision :

$$Z_1 = \int_0^{T_b} b_1(t) \cdot c_1(t) dt + \int_0^{T_b} \left(\sum_{k=2}^N b_k(t) \cdot c_k(t) \right) \cdot c_1(t) dt \quad \begin{array}{l} \text{Équation} \\ \text{II-13} \end{array}$$

Pour un code OOC($F, W, h_a=h_c=1$) l'expression du premier terme qui correspond au signal de l'utilisateur désiré est égal à $b_i^1 \cdot W$ avec b_i^1 est la $i^{\text{ème}}$ donnée du premier utilisateur (utilisateur désiré). b_i^1 peut prendre les valeurs 0 ou 1 avec la même probabilité.

Le deuxième terme de l'expression est le terme de l'Interférence d'Accès Multiple (IAM). Il peut s'écrire sous la forme :

$$I_1 = \int_0^{T_b} \left(\sum_{k=2}^N b_k(t) \cdot c_k(t) \right) c_1(t) dt = \sum_{k=2}^N b_k(t) \int_0^{T_b} (c_k(t) \cdot c_1(t)) dt \quad \text{Équation II-14}$$

Ou encore
$$I_1 = \sum_{k=2}^N I_k^1$$

Ce terme est composé de $(N-1)$ signaux interférents dus aux utilisateurs non désirés, sachant que chacune des composantes I_k^1 est une variable aléatoire de valeur moyenne $M_{I_k^1}$ et de variance $(\sigma_{I_k^1}^1)^2$. Si toutes les composantes I_k^1 sont des variables aléatoires identiquement distribuées, la moyenne M_{I_1} et la variance $\sigma_{I_1}^2$ du terme d'interférence total I_1 peuvent s'écrire sous la forme :

$$M_{I_1} = (N-1)M_{I_k}^1 \text{ et } \sigma_{I_1}^2 = (N-1)\sigma_{I_k}^2 \quad \forall \quad 2 \leq k \leq N$$

Dans le cas synchrone la densité de probabilité est donnée par l'expression suivante [43]:

$$P_{I_1}(I_1) = \sum_{i=0}^{N-1} \binom{N-1}{i} \left(\frac{W^2}{2F}\right)^i \left(1 - \frac{W^2}{2F}\right)^{N-1-i} \delta(I_1 - i) \quad \text{Équation II-15}$$

avec $\frac{W^2}{2F}$ la probabilité qu'il y ait superposition entre deux chips de deux séquences du codes différentes.

Alors une erreur est commise lorsque l'utilisateur désiré a envoyé une donnée b_i^1 et la détection effectuée en sortie est $(1 - b_i^1)$.

La valeur décisionnelle va être comparée au seuil S. La probabilité d'erreur dans ce cas est définie par :

$$Pe = \Pr(Z_1 \geq S / b_i^1 = 0) \cdot \Pr(b_i^1 = 0) + \Pr(Z_1 < S / b_i^1 = 1) \cdot \Pr(b_i^1 = 1)$$

Dans le deuxième terme, dans le cas où l'utilisateur désiré a envoyé une donnée $b_i^1=1$, Z_1 peut s'écrire sous la forme :

$$\begin{aligned} Z_1 &= \int_0^{T_b} b_1(t) \cdot c_1(t) dt + \sum_{k=2}^N b_k(t) \int_0^{T_b} (c_k(t) \cdot c_1(t)) dt \\ &= b_i^1 \cdot W + I_1 \\ &= W + I_1 \end{aligned} \quad \text{Équation II-16}$$

On sait que I_1 ne peut être que positif ou nul. Si on se place dans le cas ou $W \geq S$ alors $Z_1 \geq S$ et aucune erreur ne sera faite sur b_i^1 quand $b_i^1=1$. On peut alors annuler le deuxième terme de la probabilité d'erreur qui devient : $Pe = \Pr(Z_1 \geq S / b_i^1 = 0) \cdot \Pr(b_i^1 = 0)$

Par contre quand l'utilisateur désiré a envoyé une donnée $b_i^1=0$, une erreur peut être commise car dans ce cas :

$$\begin{aligned} Z_1 &= I_1 \\ \text{et } \Pr(Z_1 \geq S / b_i^1 = 0) &= \Pr(I_1 \geq S / b_i^1 = 0) = \int_S^{\infty} P_{I_1}(I_1) dI_1 \end{aligned} \quad \text{Équation II-17}$$

Donc la probabilité d'erreur d'un récepteur conventionnel pour le système DS-OCDMA synchrone s'écrit :

$$Pe = \Pr(b_i^1 = 0) \cdot \int_S^\infty P_{I_1}(I_1) dI_1 = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{N-1} \binom{N-1}{i} \left(\frac{W^2}{2F}\right)^i \left(1 - \frac{W^2}{2F}\right)^{N-1-i} \quad \text{Équation II-18}$$

On peut alors représenter cette probabilité en fonction du nombre d'utilisateurs dans la liaison. Cette courbe théorique est tracée pour un seuil choisi de manière optimale ($S=W$) et pour différentes longueurs du code, elles représentent les bornes supérieures (Figure II-4).

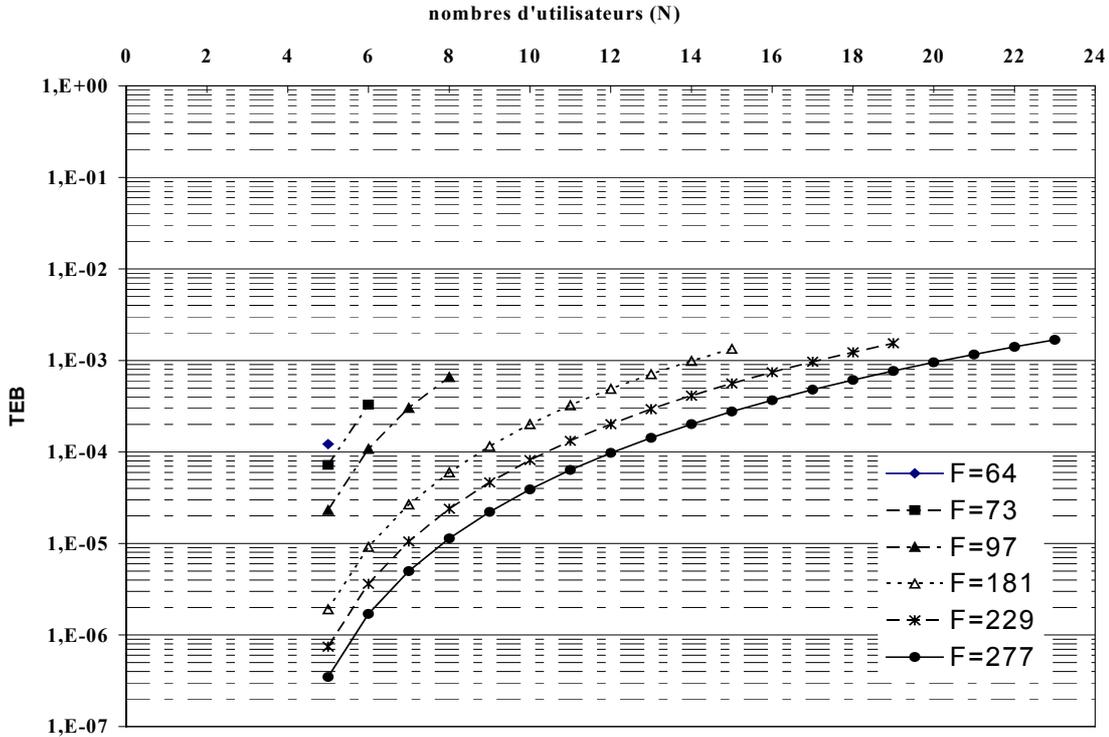


Figure II-4 : TEB en fonction du nombre d'utilisateurs pour différentes longueurs du code

Les performances obtenues en fonction du nombre d'utilisateurs et pour différentes longueurs du code avec un poids de 4 ($W=4$) et un facteur d'auto et d'inter-corrélation égal à 1 (Figure II-4) montrent que quand le nombre d'utilisateurs augmente pour une longueur du code donnée les performances se dégradent, à cause de l'Interférences d'Accès Multiple. Nous pouvons conclure que l'IAM est un facteur limitatif. On peut également voir que lorsque la longueur du code augmente les performances s'améliorent pour un nombre d'utilisateurs donné. Par exemple pour 8 utilisateurs on a un TEB de $6,60 \cdot 10^{-4}$ pour une longueur du code de 97 et un TEB de $1,1352 \cdot 10^{-5}$ pour F égal 277. En effet, ceci s'explique par le fait que lorsque la longueur du code F augmente, sans changer le poids de celui-ci, l'interférence entre utilisateurs diminue.

On peut également remarquer que les taux d'erreurs se situent pour ces valeurs entre 10^{-3} et 10^{-6} . Nous verrons ultérieurement que les simulations avec COMSIS seront difficiles pour les TEB inférieurs à 10^{-5} . Ainsi les résultats seront approximés par la mesure du facteur de qualité Q.

II-4-B Performances d'une liaison à récepteur conventionnel avec limiteur optique (RC-LO) [43]

Nous reprenons ici l'étude théorique présentée dans la thèse de Naufal M. Saad [48] pour le calcul de la probabilité d'erreur d'un système à récepteur conventionnel avec limiteur optique. En effet ce rappel est nécessaire pour pouvoir comparer les résultats théoriques aux simulations qui seront présentées dans le chapitre résultats.

Comme pour le récepteur conventionnel, le calcul de la probabilité d'erreur est réduit au cas où l'utilisateur désiré a envoyé une donnée égale à 0. Son expression est donc donnée par :

$$\begin{aligned} P_e &= \frac{1}{2} \text{prob}(\hat{b}_i^{(1)} = 1 / b_i^{(1)} = 0) \\ &= \frac{1}{2} \text{prob}(Z_1 \geq S / b_i^{(1)} = 0) \end{aligned} \quad \text{Équation II-19}$$

Avec $\hat{b}_i^{(1)}$ est la donnée décidée en sortie pour l'utilisateur « 1 »

Z_1 est la variable décisionnelle à l'entrée du circuit de décision de seuil S .

Pour le cas où un limiteur optique est placé à l'entrée du récepteur :

La fonction du limiteur optique $g(x)$ est telle que :

$$g(x) = \begin{cases} 0 & \text{si } 0 \leq x < 1 \\ 1 & \text{si } x \geq 1 \end{cases} \quad \text{Équation II-20}$$

Elle s'applique sur chaque temps chip T_c de telle sorte que :

Si $I(t) \geq 1$ sur $[jT_c, (j+1)T_c]$ alors $g(I(t)) = 1$ avec j variant de 0 à $(F-1)$.

Dans ce cas, la probabilité d'erreur s'écrit alors :

$$P_e = \frac{1}{2} \text{prob}\left(\int_0^{T_b} g(I(t)) \cdot c_1(t) dt \geq S\right) \quad \text{Équation II-21}$$

où $I(t) = \sum_{k=2}^N b_i^{(k)} c_k(t)$ est le terme d'interférence d'accès multiple, du signal reçu $r(t)$ (Equation II-3) à l'entrée du récepteur.

Cherchons la probabilité d'erreur $\text{prob}(g(I(t))=1)$

On peut écrire : $\text{prob}(g(I(t))=1) = 1 - \text{prob}(g(I(t))=0)$

Or $g(I(t))=0$ si $I(t)=0$ sur $[jT_c, (j+1)T_c]$ $j = 0, \dots, L-1$ pour chaque utilisateur k de 2 à N .

Donc $prob(g(I(t))=0) = (prob(b_i^{(k)}c_k(t)=0))^{N-1}$

Pour un utilisateur k parmi les (N-1) interférents, on peut écrire sur $[jT_c, (j+1)T_c]$:

$$prob(b_i^{(k)}c_k(t)=0) = 1 - prob(b_i^{(k)}c_k(t)=1) = 1 - prob(b_i^{(k)}c_j^{(k)}=1)$$

$c_j^{(k)}$ est le j^{ème} chip du code $c_k(t)$

Pour que $b_i^{(k)}c_j^{(k)}=1$ il faut que $b_i^{(k)}=1$ et $c_j^{(k)}=1$ sur $[jT_c, (j+1)T_c]$

D'où :

$$\begin{aligned} prob(b_i^{(k)}c_j^{(k)}=0) &= 1 - prob(b_i^{(k)}=1)prob(c_j^{(k)}=1) \\ &= 1 - \frac{1}{2} \times \frac{W}{F} = 1 - \frac{W}{2F} \end{aligned}$$

On en déduit que pour les (N-1) utilisateurs non désirés : $prob(g(I(t))=0) = q^{N-1}$

avec $q = \left(1 - \frac{W}{2F}\right)$

Donc $prob(g(I(t))=1) = 1 - q^{N-1} = 1 - \left(1 - \frac{W}{2F}\right)^{N-1}$

En supposant que sur $[0, T_c]$ par exemple, un utilisateur k non désiré parmi (N-1) est tel que $c_k(t)c_1(t)=1$ alors $g(I(t))=1$ avec la probabilité $1 - q^{N-1}$.

Sur l'intervalle chip suivant $[T_c, 2T_c]$, vu les propriétés d'inter-corrélation, il ne peut y avoir que (N-2) utilisateurs tels que $c_k(t)c_1(t)=1$.

Dans ce cas, $g(I(t))=1$ avec la probabilité $1 - q^{N-2}$.

Et ainsi de suite...

Pour une valeur de seuil donné S et un code de poids W, il y a C_W^S possibilités pour que l'intégration sur le temps bit de $g(I(t)) \cdot c_1(t)$ donne une valeur au moins égale à S.

On peut donc en déduire que :

$$prob\left(\int_0^{T_b} g(I(t)) \cdot c_1(t) dt \geq S\right) = C_W^S (1 - q^{N-1}) \cdot (1 - q^{N-2}) \dots (1 - q^{N-S})$$

d'où :

$$P_{e_{RC-LO}} = \frac{1}{2} C_W^S \prod_{i=0}^{S-1} (1 - q^{N-1-i})$$

Équation II-22

Comme l'a montré N.M. Saad dans sa thèse pour un code OOC(361,4,1,1) et 8 utilisateurs, le limiteur optique ne modifie pas la nature du récepteur (Figure II-5). De plus, le seuil optimal d'un récepteur conventionnel avec limiteur optique reste inchangé et est donné pour $S=W$.

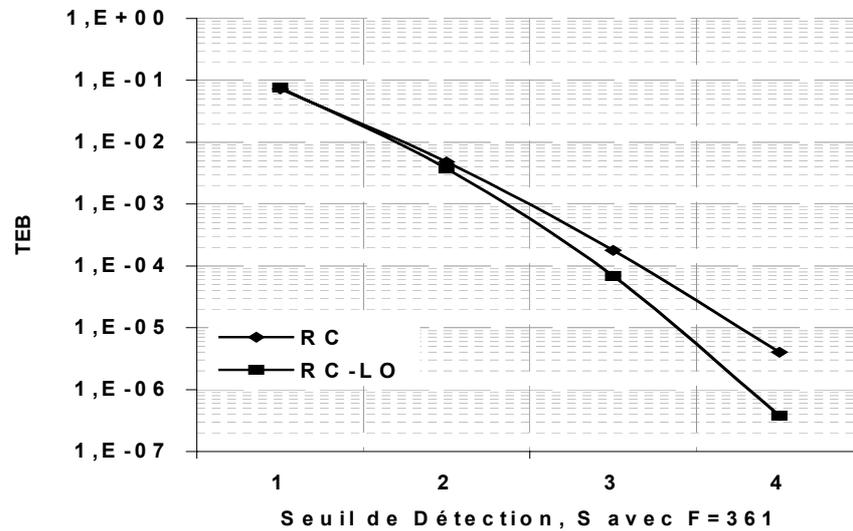


Figure II-5 : comparaison entre récepteur conventionnel et récepteur conventionnel avec LO

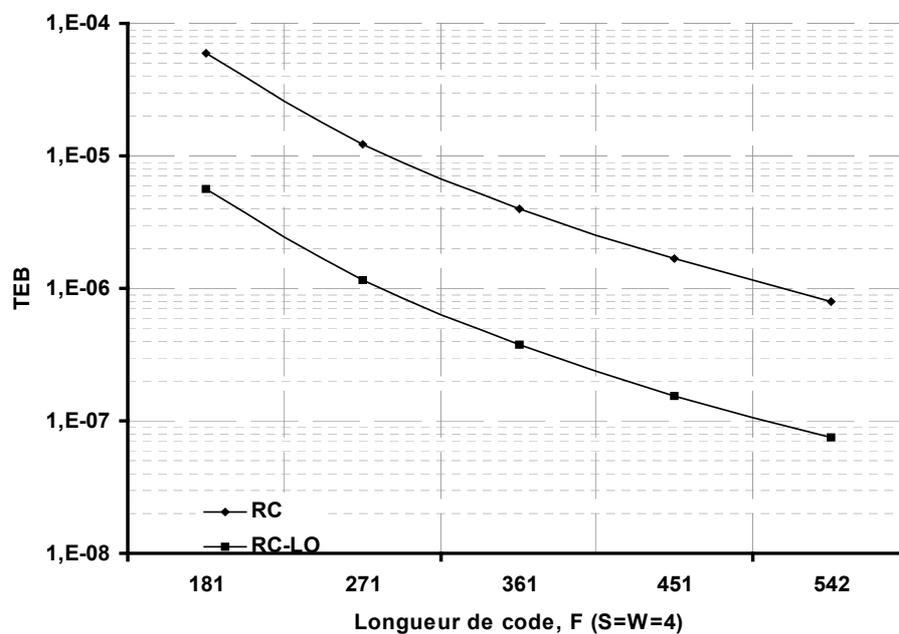


Figure II-6 : comparaison des performances d'un récepteur conventionnel et récepteur conventionnel avec LO en fonction de la longueur du code

La probabilité d'erreur, $P_{e_{RC}}$ et $P_{e_{RC-LO}}$ en fonction de la longueur du code pour un OOC (F,4,1,1). Nous continuons la comparaison des deux types de récepteur en faisant varier la longueur F du code OOC (F,4,1,1) pour le seuil optimal, $S = W = 4$. D'après la Figure II-6, le récepteur avec LO améliore les performances d'une décade par rapport au récepteur conventionnel, quelque soit la longueur du code.

III : ANALYSE DES MODULES ET IMPACT DES COMPOSANTS SUR LES PERFORMANCES

III-1 : Les techniques de codage/décodage à l'émission/réception

Dans un système DS-OCDMA l'étalement spectral est réalisé en multipliant directement une séquence de code signature avec les données à transmettre. Les données codées de chaque utilisateur sont envoyées simultanément via une même fibre. En réception, le signal est multiplié avec la séquence adresse du destinataire pour décoder les données qui lui sont destinées.

Le codage et décodage des données peuvent s'effectuer de deux façons différentes. La première technique consiste à utiliser des codeurs/décodeurs électriques. Mais dans le contexte des futurs réseaux d'accès de type PON, les spécifications conduisent à des débits très élevés (de 155 Mbit/s jusqu'à quelques Gbit/s par usager). Il apparaît donc que pour assurer ces contraintes, en utilisant les codes OOC précédemment décrits, il sera nécessaire de pouvoir émettre et corrélérer des données codées à des débits supérieurs à 5 Gbits/s. A ce jour la bande passante de l'électronique ne permet pas d'effectuer la fonction corrélation à de tels débits. Aussi, il est apparu intéressant pour pallier ce manque d'utiliser des codeurs/décodeurs tout optique. Nous présentons ci-dessous ces deux types de codeurs/décodeur qui seront par la suite implantés dans COMSIS.

III-1-A Codeurs/décodeurs électrique

Le codage électrique est réalisé en multipliant directement la séquence de code avec les données utilisateur dans le domaine électrique. Les données codées sont ensuite converties en signal optique. En réception, après conversion du signal optique en un signal électrique, un multiplicateur actif est mis en place pour réaliser la corrélation et le décodage des données utilisateurs (Figure II-7).

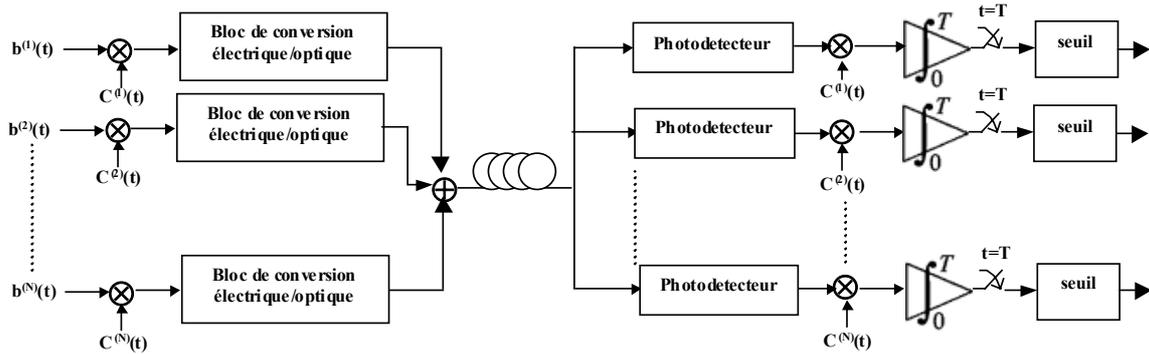


Figure II-7: schéma d'une liaison DS-OCDMA à codeur/décodeur électrique

III-1-B Codeurs/décodeurs optiques [49]-[53]



Figure II-8: schémas : (a) d'un codeur ; (b) d'un décodeur optiques à ligne à retard pour les liaisons DS-OCDMA

Pour effectuer un codage optique, plusieurs techniques sont possibles. La méthode la plus simple est le codage à base de lignes à retards. La technique consiste à générer une impulsion de haute intensité et de courte durée (T_c) issue d'un laser et envoyée vers un coupleur $1 \times N$. Les impulsions résultantes sont retardées d'une durée différente (multiple de T_c) puis sont recombinaées par un coupleur $N \times 1$. On obtient alors un train d'impulsions (Figure II-8(a)). L'opération de décodage est très similaire à celle du codage et bénéficie des mêmes techniques (Figure II-8 (b)). Un jeu de lignes à retards conjugué par rapport au dispositif d'émission, qui réalignent les impulsions issues de l'émetteur. Le point faible d'un tel système se situe au niveau des pertes introduites par les deux coupleurs.

Chacune de ces deux méthodes a été simulée avec COMSIS, les résultats sont présentés dans le chapitre 3.

III-2 : La fibre optique : analyse de l'influence de la dispersion sur les performances

Dans cette partie nous décrirons l'impact de la dispersion chromatique sur le signal transmis.

Le signal reçu $r(t)$ (avant la photodiode) quand le canal de transmission (fibre optique) est supposé idéal est la somme des données codées de tous les utilisateurs actifs du réseau. Il est de la forme :

$$r(t) = \sum_{n=1}^N \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{F-1} m_{i,j}^k P_{T_c}(t - iT_b - jT_c - \tau_k)$$

Avec P_{T_c} est une impulsion rectangulaire de durée T_c .

$$P_{T_c} = \begin{cases} P & \text{si } 0 \leq t \leq T_c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

Dans le cas où la dispersion chromatique est prise en compte, le signal va être étalé.

Pour illustrer cet étalement, nous avons reporté sur la Figure II-9 les puissances optiques, sur un temps chip T_c , à l'entrée et à la sortie de la fibre. Les simulations ont été faites avec COMSIS, en ne tenant compte que de la dispersion comme paramètre de la fibre. Pour illustrer le fait que l'étalement n'est pas constant, nous montrons la puissance correspondant à la superposition de deux données codées sur un même T_c et la puissance correspondant à une seule donnée codée. On notera donc que plus la puissance est importante en entrée (ie : plus le nombre de chips des utilisateurs seront superposés) plus l'étalement sera important et apportera de la puissance sur un chip adjacent, voire plusieurs.

Pour compléter cette étude, nous reportons le signal électrique en sortie de l'intégrateur, avant la prise de décision (Figure II-10) et après corrélation avec le code de l'utilisateur désiré. On observe un signal sur le temps bit alors qu'un zéro serait attendu. De plus, pour deux chips superposés en entrée de la fibre, le niveau de tension en entrée du comparateur est 3 fois plus important que pour un seul chip. Ceci ira croissant pour la superposition de 3 et 4 chips des utilisateurs du réseau. On peut déjà prévoir que la dispersion entraînera des erreurs et pénalisera les performances.

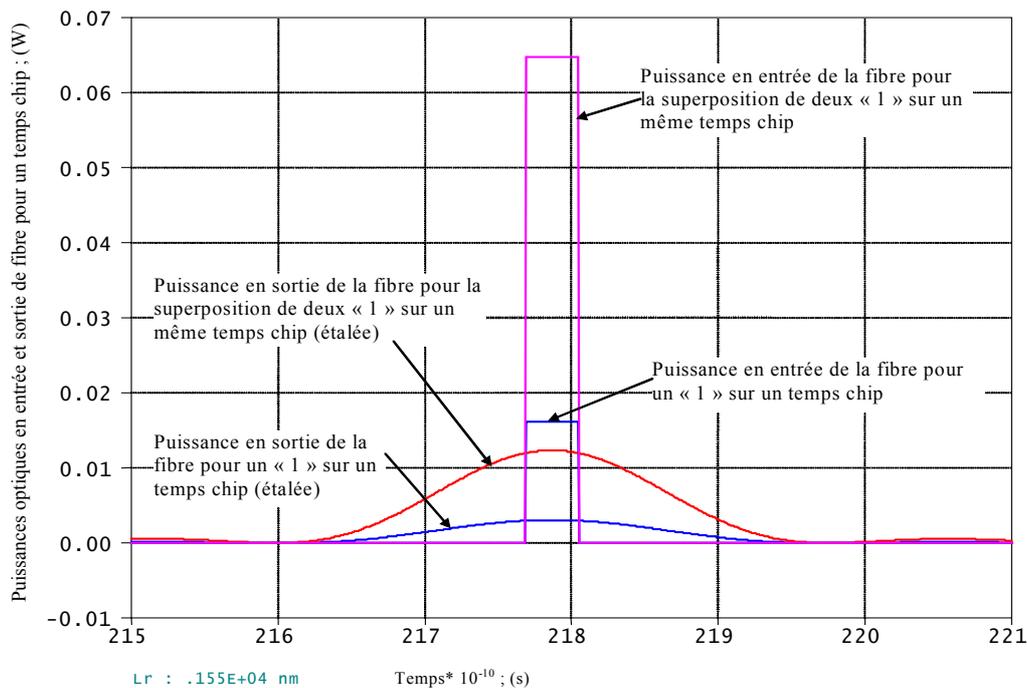


Figure II-9: Simulation avec COMSIS de l'étalement de données du à la dispersion de la fibre optique pour deux puissances injectées.

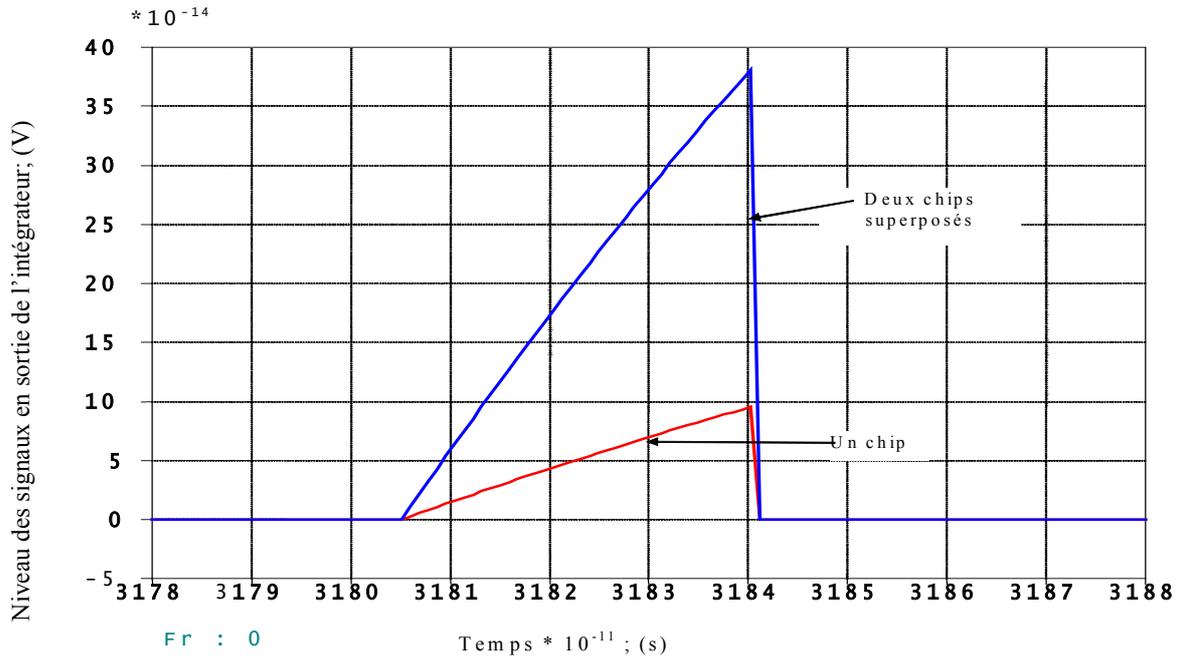


Figure II-10: Niveau électrique après corrélation et intégration quand une data « 0 » est envoyée à l'utilisateur désiré : illustration de l'impact de la dispersion.

Si la donnée que l'on souhaite récupérer est la 0^{ème}, on peut alors écrire le signal en sortie de fibre de la manière suivante :

$$r(t) = \sum_{j=0}^{F-1} m_{0,j}^1 h_{T_c}(t - jT_c - \tau_1) + \sum_{n=2}^N \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=0}^{F-1} m_{i,j}^n h_{T_c}(t - iT - jT_c - \tau_n)$$

Avec h_{T_c} une impulsion non rectangulaire de durée supérieure à T_c .

Le premier terme correspond au signal de l'utilisateur désiré, le second comporte une contribution due à l'IAM, liée à la nature des codes choisis et une contribution liée à la dispersion chromatique. Cette dernière est fonction de la puissance de l'impulsion étalée, c'est-à-dire fonction du nombre d'utilisateurs superposés dans le même chip et de la distance qui le sépare du chip « 1 » de l'utilisateur désiré (Figure II-10).

On peut calculer la puissance optique correspondante pour prévoir l'étalement de puissance dans les temps chips adjacents

On a vu dans le chapitre I que le champ électrique en sortie d'une fibre dispersive s'écrit :

$$\underline{e}_z(z, t) = B \exp(j(\omega_0 t - \beta_0 z)) \quad \text{avec} \quad B = \left[\frac{A_0 T_0}{[T_0^2 + j\beta'' z]} \right]^{1/2} \exp \left[\frac{t^2}{2[T_0^2 + j\beta'' z]} \right] \quad \text{l'enveloppe}$$

complexe du champ électrique.

La puissance optique est alors définie par : $P_{opt} = B.B^* = |B|^2$

Soit

$$P_{opt} = \left[\frac{A_0 T_0}{[T_0^2 + j\beta'' z]^{1/2}} \exp\left[-\frac{t^2}{2[T_0^2 + j\beta'' z]}\right] \right] \cdot \left\{ \left[\frac{A_0 T_0}{[T_0^2 + j\beta'' z]^{1/2}} \exp\left[-\frac{t^2}{2[T_0^2 + j\beta'' z]}\right] \right]^* \right\}$$

$$P_{opt} = \left[\frac{(A_0 T_0)^2}{[T_0^4 + (\beta'' z)^2]^{1/2}} \exp\left[-\frac{t^2}{2[T_0^2 + j\beta'' z]} - \frac{t^2}{2[T_0^2 - j\beta'' z]}\right] \right]$$

$$P_{opt} = \left[\frac{(A_0 T_0)^2}{[T_0^4 + (\beta'' z)^2]^{1/2}} \exp\left[-\frac{-t^2[2[T_0^2 - j\beta'' z]] - t^2[2[T_0^2 + j\beta'' z]]}{4[T_0^4 + (\beta'' z)^2]}\right] \right]$$

$$P_{opt} = \left[\frac{(A_0 T_0)^2}{[T_0^4 + (\beta'' z)^2]^{1/2}} \exp\left[\frac{-4t^2 T_0^2}{4[T_0^4 + (\beta'' z)^2]}\right] \right]$$

$$P_{opt} = \left[\frac{(A_0 T_0)^2}{[T_0^4 + (\beta'' z)^2]^{1/2}} \exp\left[\frac{-t^2 T_0^2}{T_0^4 + (\beta'' z)^2}\right] \right]$$

Équation II-23

Pour observer l'étalement des « 1 » d'un chip sur les chips adjacent, on intègre cette formule de la puissance sur l'intervalle $\left[n \frac{T_c}{2}, (n+1) \frac{T_c}{2} \right]$. La Figure II-1 représente ces étalements pour différentes valeurs du débit, une longueur de code fixée à 181 et 5 utilisateurs. Plus précisément, en vue de calculer le seuil de décision on envoie une donnée « 1 » pour l'utilisateur désiré, et on calcule la puissance optique contenue dans un temps chip en intégrant sur $\left[-\frac{T_c}{2}, \frac{T_c}{2} \right]$ l'expression III-1 (série 1). Le résultat de ce calcul donne la valeur correspondant à S1.

Ensuite, il suffit de calculer la puissance dans le chip adjacent pour différentes configurations de superposition des « 1 » dans le chip considéré (dans notre cas on fera une intégration sur $\left[\frac{T_c}{2}, \frac{3T_c}{2} \right]$).

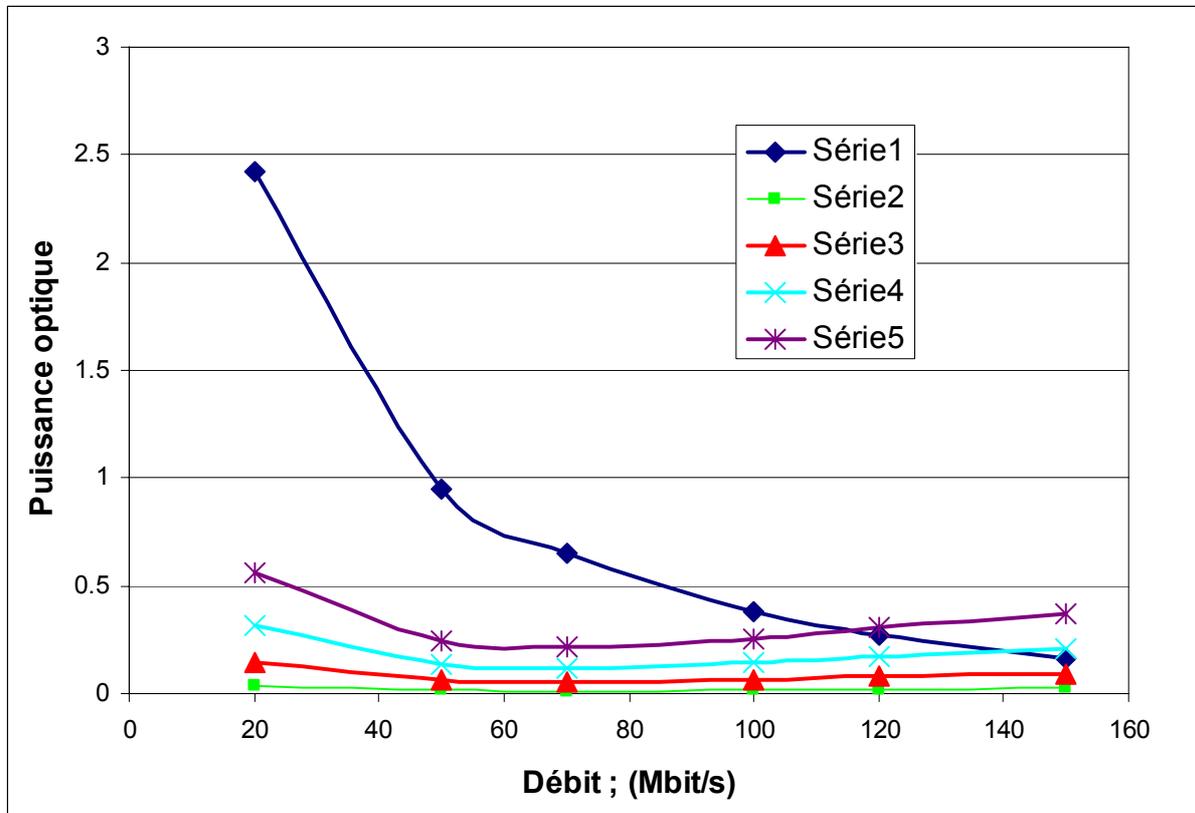


Figure II-11: Niveau électrique après corrélation et intégration quand une data « 0 » est envoyée à l'utilisateur désiré

Plusieurs cas ont été simulés avec Matlab[®] :

série 2 : le chip considéré correspond à la superposition de 2 « 1 »:

série 3 : le chip considéré correspond à la superposition de 3 « 1 »

série 4 : le chip considéré correspond à la superposition de 4 « 1 »

série 5 : le chip considéré correspond à la superposition de 5 « 1 »

On pourra ensuite comparer cette puissance étalée à celle du niveau du seuil calculé (série 1) pour définir à partir de quel moment une erreur sur un « 0 » sera faite. Dans chaque configuration de débit de donnée, ce point caractéristique correspond à l'intersection du cas considéré avec la courbe de la série 1.

III-3 Photorécepteur dans un système OCDMA

III-3-A Cas d'une photodiode à Avalanche (APD [54]-[62])

Reprenons la forme du signal optique reçu (ie à l'entrée de la photodiode APD) :

$$r(t) = \sum_{n=1}^N \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{F-1} m_{i,j}^k P_{T_c}(t - iT_b - jT_c - \tau_k).$$

L'absorption des photons incidents à l'entrée de la photodiode se traduit par la génération de paire électron-trou primaires :

Si la puissance optique d'un niveau haut correspondante à $m_{i,j}^{(n)}=1$ est transmise, la puissance reçue va générer des électrons primaire avec un taux de :

$$\frac{\Delta_1 h(t)}{T_c} \quad \text{avec} \quad \Delta_1 = \frac{R P_s T_c}{q}$$

R est la sensibilité (A/W), et P_s est la puissance du signal reçu. La valeur de Δ_1 est la moyenne des électrons primaires qui sont générés durant T_c si $h(t)=1$.

Pour le niveau bas ($m_{i,j}^{(n)}=0$) une valeur de $\eta \Delta_1$ est générée à cause de la puissance résiduelle du laser.

Le courant de volume de la photodiode contribue lui aussi à la génération des paires électrons-trous avec un taux λ_d .

On écrit le taux total des électrons primaires générés à l'entrée de la photodiode (Equation II-24)

$$\lambda(t) = \frac{A_1}{T_c} \sum_{n=1}^N \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{F-1} \lambda_{i,j}^{(n)} h(t - iT_b - jT_c - \tau_n) + \lambda_d \quad \eta \text{ le Taux d'extinction et } \tau_n \text{ le retard}$$

$$\text{avec} \quad \lambda_{i,j}^{(n)} = (1 - \eta) m_{i,j}^{(n)} + \eta \quad \text{Équation II-24}$$

donc on peut écrire

$$\lambda(t) = (1 - \eta) \frac{A_1}{T_c} \sum_{n=1}^N \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{F-1} m_{i,j}^{(n)} h(t - iT_b - jT_c - \tau_n) + \eta \frac{A_1}{T_c} \sum_{n=1}^N \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{F-1} h(t - iT_b - jT_c - \tau_n) + \lambda_d$$

$$\text{Équation II-25}$$

Pour une photodiode APD chaque électron primaire génère, par le processus d'avalanche, un nombre aléatoire g d'électrons secondaires à la sortie de la photodiode. Les g électrons créent à leur tour un courant appelé $gW(t)$.

La fonction de moment des générations de la variable aléatoire entière g est définie par :

$$M(s) = \sum_{k=0}^{\infty} \Pr(g = k) e^{ks} \quad \text{Équation II-26}$$

avec k le taux d'ionisation par collision.

Cette fonction de moment obéit à l'équation implicite suivante

$$s = \ln M - b \ln [1 + a(M - 1)] \quad \text{avec } b = (1 - k)^{-1} \quad \text{Équation II-27}$$

le gain de la photodiode $G = E(g)$ est donné par $G = M'(0) = (1 - ab)^{-1}$

les g électrons secondaires générés créent un courant $gW(t)$ avec $W(t)$ est de la forme

$$W(t) = A^{(n)}(T-t), \quad 0 < t < T$$

Le bruit thermique est ajouté à ce courant. Ce bruit est équivalent à un processus gaussien stationnaire $Y(t)$ avec une moyenne nulle et une variance σ^2 .

La variance σ^2 est donnée en fonction de la densité spectrale de puissance (DSP) S :

$$\sigma^2 = \text{Var}Y(t) = WT_c S = \frac{S}{WD_b} \quad \text{Équation II-28}$$

$$S = \frac{2k_B T_e W}{q^2 R} \quad \text{avec } T_e \text{ la température} \quad \text{Équation II-29}$$

le courant total à l'entrée du circuit de décision est représenté par :

$$Z(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} g_m W(t - t_m) + Y(t) \quad \text{Équation II-30}$$

avec t_m le temps où le $m^{\text{ème}}$ électron primaire est injecté dans la photodiode APD, les temps aléatoires t_m forment un processus de Poisson avec le taux $\lambda(t)$.

La prise de décision est faite à l'instant t_s . La valeur décisionnelle va être comparée par rapport au seuil S . La probabilité d'erreur est définie par :

$$P_e = \frac{1}{2} q_0(Z) + \frac{1}{2} q_1(Z) \quad \text{Équation II-31}$$

$$\begin{aligned} \text{Avec } q_0(S) &= \Pr[Z(t_s) \geq S/b_0^{(1)} = 0] \\ q_1(S) &= \Pr[Z(t_s) < S/b_0^{(1)} = 1] \end{aligned}$$

Équation II-32

les probabilités $q_0(S)$ et $q_1(S)$ sont calculées à partir de la fonction de moment des générations de la statistique $\mu_{b_0}^{(1)}(s)$ [58]

$$\begin{aligned} \mu_{b_0}^{(1)}(s; B^{(n)}, \tau_n, 1 \leq n \leq N) &= E \left[\exp(sZ(t_s)) / b_0^{(1)} = i; B^{(n)}, \tau_n, 1 \leq n \leq N \right] \\ &= \exp \left\{ \frac{1}{2} \sigma^2 s^2 + F_d D_0(s) + F_1 D_1(s) \right\} \text{ avec } i = 0, 1 \end{aligned}$$

Équation II-33

$$D_0(s) = W[M(s) - 1]$$

$$D_1(s) = A_s[M(s) - 1]$$

$$\text{avec } A_s = (1 - \eta) A_1$$

et

$$F_d = A_d + \eta \sum_{n=1}^N \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{F-1} \int_0^T h(t_s - u - iT_b - jT_c - \tau_n) du$$

Équation II-34

$$A_d = \lambda_d T_c$$

$$F_1 = I_1 + I_2 + I_3$$

$$I_1 = \frac{1}{T_c} \sum_{j=0}^{F-1} m_{0,j}^{(1)} \int_0^T h(t_s - u - jT_c) A^{(1)}(T - u) du$$

$$I_2 = \frac{1}{T_c} \sum_{l \neq 0} \sum_{j=0}^{F-1} m_{l,j}^{(1)} \int_0^T h(t_s - u - iT_b - jT_c) A^{(1)}(T - u) du$$

Équation II-35

$$I_3 = \frac{1}{T_c} \sum_{n=2}^N \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{F-1} m_{i,j}^{(n)} \int_0^T h(t_s - u - iT_b - jT_c - \tau_n) A^{(1)}(T - u) du$$

I_1 est le signal utile (donnée ($l=0$) du premier utilisateur $b_0^{(1)}$), I_2 est le terme des interférences entre symboles ($n=1$ et $l \neq 0$) avant et après la donnée $b_0^{(1)}$ et I_3 est le terme d'Interférences Accès Multiple du aux autres utilisateurs actifs du réseau.

Calculons la moyenne de $\mu_{b_0}^{(1)}(s)$ pour tous les symboles $B^{(n)}$ et les retards τ_n avec $1 \leq n \leq F$.

$$\mu_{b_0}^{(1)}(s) = \exp \left\{ \frac{1}{2} \sigma^2 s^2 + F_d D_0(s) + F_1 D_1(s) \right\} \prod_{n=2}^L \Gamma_n(s)$$

Équation
n II-36

avec

$$\Gamma_n(s) = \frac{1}{4} \left[1 + \frac{1}{F} \sum_{r=0}^{F-1} \sum_{i=1}^3 J_{r,i}(s) \right] \text{ avec}$$

$$J_{r,i}(s) = \begin{cases} E_{r,i,0}(s), si & \Upsilon_{r,i}(s) \neq 0 \\ Z_{r,i,0}(s), si & \Upsilon_{r,i}(s) = 0 \end{cases}$$

Les termes $E_{r,i,k}(s)$ et $Z_{r,i,k}(s)$ sont donnés par [56]:

$$E_{r,i,k}(s) = \Phi_{r,i,k}(s) / \Upsilon_{r,i}(s)$$

$$Z_{r,i,k}(s) = [\zeta_{r,i}(s)]^k \exp(\zeta_{r,i}(s))$$

Équation II-37

$$\Phi_{r,i,k}(s) = Z_{r+1,i,k}(s) - Z_{r,i,k}(s)$$

$$\Upsilon_{r,i}(s) = \zeta_{r+1,i}(s) - \zeta_{r,i}(s) \text{ avec } \zeta_{r,i}(s) = R_{r,i} D_1(s)$$

$$R_{r,1} = C_{n,1}(r-F), \quad R_{r,2} = C_{n,1}(r), \quad R_{r,3} = \theta_{n,1}(r)$$

Avec $\theta_{n,1}(r)$ la fonction d'inter-corrélation périodique de période N, donnée par :

$$\theta_{n,1}(r) = \sum_{j=0}^{F-1} a_j^{(n)} a_{j+r}^{(1)} \quad 0 \leq r \leq F-1$$

Les probabilités d'erreurs $q_0(V)$ et $q_1(V)$ peuvent être calculées en utilisant l'intégrale d'inversion de Laplace

$$q_0(Z) = \int_{c_0-i\infty}^{c_0+i\infty} s^{-1} \mu_0(s) e^{-sS} ds / 2\pi i \quad 0 < c_0 \leq s^*$$

Équation
II-38

$$q_1(Z) = - \int_{c_1-i\infty}^{c_1+i\infty} s^{-1} \mu_1(s) e^{-sS} ds / 2\pi i \quad c_1 < 0$$

où s^* est un point du branchement de la fonction $M(s)$.

Pour avoir une probabilité d'erreur minimale, la valeur du seuil de décision doit être optimal. Ce seuil est la solution de l'équation : $f_0(S) = f_1(S)$

avec $f_0(S)$ et $f_1(S)$ sont les fonction de densité de probabilité de la variable $Z(t_s)$ pour les deux conditions $b_0^{(1)}=0$ et $b_0^{(1)}=1$ respectivement.

La fonction de densité de probabilité $f_k(Z)$ peut être calculée par :

$$f_k(S) = \int_{c_k' - i\infty}^{c_k' + i\infty} \mu_k(s) e^{-sS} ds / 2\pi i \quad c_0' \leq s^* \quad k = 0, 1 \quad \text{Équation II-39}$$

Pour résoudre ces intégrales un ensemble d'outils d'évaluation des performances peut être utilisé. Ces outils diffèrent par leur complexité et leur exactitude.

On distingue parmi eux trois approximations les plus utilisées : la limite supérieure et la limite supérieure modifiée de Chernoff [59], l'approximation Gaussienne [59][61] et l'approximation de Saddle point [54] [58].

III.3.A.1 La limite supérieure et la limite supérieure modifiée de Chernoff

Le calcul de la limite supérieure de Chernoff (LSC) ainsi que de la limite supérieure modifiée (LSMC) est présenté en détail dans les référence [59][61].

La limite supérieure de Chernoff est donnée par :

$$P_e \leq \frac{1}{2} \left[E \left[\exp(-c_1 Z | b_0^{(1)} = 1) \exp(c_1 S) \right] + E \left[\exp(-c_0 Z | b_0^{(1)} = 0) \exp(c_0 S) \right] \right]$$

$$\text{Équation II-40}$$

La limite supérieure modifiée de Chernoff est donnée par :

$$P_e \leq \frac{1}{2\sqrt{2\pi}\sigma} \left[E \left[\exp(-c_1 Z | b_0^{(1)} = 1) \frac{\exp(c_1 S)}{c_1} \right] + E \left[\exp(-c_0 Z | b_0^{(1)} = 0) \frac{\exp(c_0 S)}{c_0} \right] \right] \quad \text{Équation II-41}$$

avec $0 < c_1, c_0 \leq c_{\max}$

σ est la variance du bruit thermique.

Les constantes c_0, c_1 sont des constantes choisies de telle sorte que la limite de Chernoff soit minimale, et c_{\max} est donné par la fonction de génération du moment de la photodiode APD [60].

Les valeurs optimales des constantes c_i ne sont pas nécessairement les mêmes pour la limite et la limite modifiée de Chernoff. La comparaison entre LSC et LSMC montre qu'il y a une différence d'un facteur $(\sqrt{2\pi}c_1\sigma)^{-1}$, la limite supérieure modifiée de Chernoff est beaucoup plus précise que la limite de Chernoff si la variance du bruit thermique est grande.

III.3.A.2 Approximation Gaussienne [58][59],[61]

Dans cette partie on considère que la variable aléatoire V suit une loi Gaussienne, donc V peut être assimilée par une fonction de densité de probabilité Gaussienne.

$$f_k(S) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_k^2}} \exp\left[-\frac{(S-m_k)^2}{2\sigma_k^2}\right] \quad \text{avec } k = 0,1 \quad \text{Équation II-42}$$

avec m_k et σ_k la moyenne et la variance de la variable aléatoire $Z(t_s)$ respectivement.

$$m_k = E[Z(T)|b_0^{(1)} = k], \quad \sigma_k^2 = \text{Var}[Z(T)|b_0^{(1)} = k] \quad \text{Équation II-43}$$

La moyenne et la variance sont calculées en développant $\ln \mu_k(s)$ en série de Taylor :

$$\ln \mu_k(s) = m_k + \frac{1}{2}\sigma_k^2 s^2 + \xi(s^3)$$

ainsi

$$m_k = [\ln \mu_k(s)]' = wA_s G(m_d + k + m_l), \quad k = 0,1$$

$$m_d = \frac{A_d + \left(\frac{NA_s \eta}{1-\eta}\right)}{A_s}, \quad m_l = \frac{N-1}{2F}$$

$$\begin{aligned} \sigma_k^2 = [\ln \mu_k(s)]'' &= wA_s M''(0) [\sigma_n^2 + \sigma_d^2 + k + \sigma_l^2], \quad k = 0,1 \\ &= G^3 wA_s (1-a^2b) [\sigma_n^2 + \sigma_d^2 + k + \sigma_l^2] \end{aligned} \quad \text{Équation II-44}$$

avec

$$\sigma_d^2 = m_d, \quad \sigma_n^2 = \frac{\sigma^2}{G^3 wA_s (1-a^2b)}$$

$$\sigma_l^2 = \sigma_a^2 + \frac{A_s}{Gw(1-a^2b)} \sigma_c^2, \quad \sigma_a^2 = m_l \left(1 - \frac{w}{2F}\right),$$

$$\sigma_c^2 = \frac{1}{2F} \sum_{n=2}^N \left\{ \sum_{r=0}^{F-1} [4[\theta_{n,1}^2(r) - C_{n,1}(r)C_{n,1}(r-F)] + \theta_{n,1}(r)\theta_{n,1}(r+1)] + \sum_{r=-(N-1)}^{N-2} C_{n,1}(r)C_{n,1}(r+1) \right\}$$

$$\text{Équation II-45}$$

Finalement la probabilité d'erreur est donnée par :

$$P_e = \frac{1}{2} \left[Q\left(\frac{S-m_0}{\sigma_0}\right) + Q\left(\frac{m_1-S}{\sigma_1}\right) \right] \quad \text{avec} \quad \text{Équation II-46}$$

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{y^2}{2}} dy$$

Une comparaison entre l'approximation Gaussienne et la limite supérieure modifiée est faite et présentée sur la Figure II-12.

Pour cette comparaison un signal EWO (Equal-Weight Orthogonal) est utilisé. Dans ce système chaque utilisateur est assigné de deux séquences de codes mutuellement orthogonaux qui ont le même poids. La première séquence (F, W) est pour coder les « 1 » et la deuxième (F, \bar{w}) est pour coder les « 0 ».

Les paramètres de cette comparaison sont présentés dans le tableau suivant :

Taux effectif d'ionisation (K_{eff})	0,01	Débit des données	10 Mbit/s
Résistance de charge de APD (R)	1030 Ω	Gain de l'APD	250
Courant de volume de l'APD	$6,12 \cdot 10^5$ photon/s	Courant de surface de l'APD	$7,46 \cdot 10^{10}$ photon/s

Les codes utilisés sont des séquences première définies par $P=19$ ($F=19^2=361$, $W=19$)

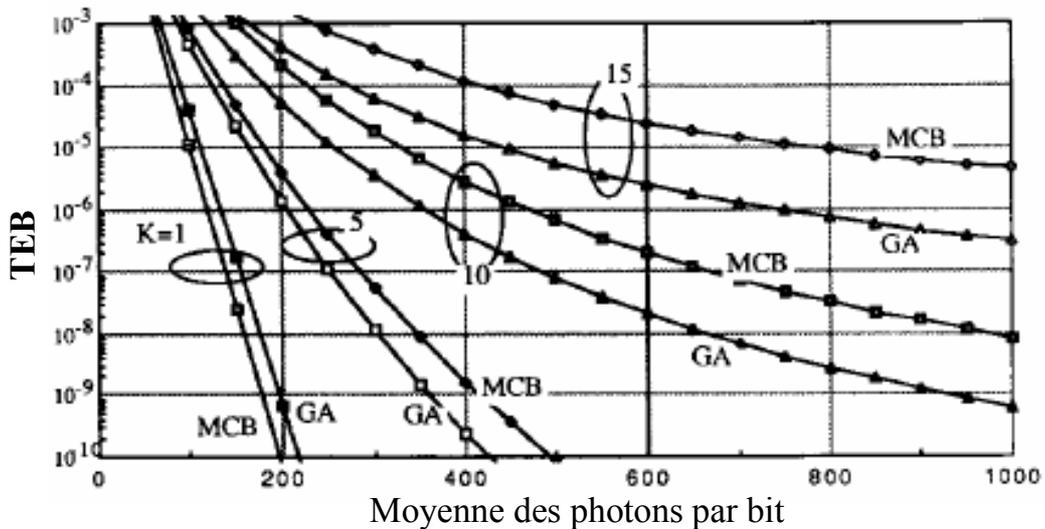


Figure II-12 : comparaison entre l'approximation gaussienne et la limite supérieure modifiée de Chernoff

La figure montre que pour un grand nombre d'utilisateurs l'approximation Gaussienne est plus optimiste que la limite supérieure modifiée de Chernoff (LSMC). On s'attend à ce que l'approximation Gaussienne soit près de la véritable courbe de performance quand le coefficient d'utilisation $q = \frac{(w+\bar{w})}{F}$ est près de 1 et le nombre d'utilisateurs est très grand.

III.3.A.3 L'approximation de Saddle point [54][58]

L'approximation de Saddle point est un outil pour calculer les petites probabilités d'erreur. Il est particulièrement utile quand la fonction de densité de probabilité de la valeur décisionnelle est une fonction compliquée (ou même inconnue) mais sa fonction caractéristique est connue. Ce cas se produit quand, par exemple, on doit calculer la probabilité d'erreur quand la valeur décisionnelle est l'addition d'un certain nombre de variables aléatoires indépendantes. Dans des systèmes optiques d'accès multiple, cette méthode peut être employée pour estimer le TEB quand le bruit du récepteur et les interférences d'accès multiple sont considérés.

Description de la méthode :

Considérons une variable aléatoire U avec une fonction de densité de probabilité (fdp) $f_U(u)$.
La fonction caractéristique est définie par :

$$\psi_U(s) = E_U(e^{su}) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{su} f_U(u) du \quad \text{Équation II-47}$$

Alors les probabilités d'erreur ont la forme suivante :

$$q_0(S) = \int_S^{\infty} f_U(x) dx \quad \text{Équation II-48}$$

$$q_1(S) = \int_{-\infty}^S f_U(x) dx$$

On pose le changement de variable : $s = -s$, l'équation II-47 devient la transformée de Laplace de la fonction de la densité de probabilité $f_U(u)$:

$$F_U(s) = L\{f_U(u)\} = \psi_U(-s)$$

Par conséquent la fonction de densité de probabilité peut être déduite par la transformée inverse de Laplace :

$$f_U(u) = \int_{c'-j\infty}^{c'+j\infty} e^{su} \psi_U(-s) ds$$

L'intégration est effectuée suivant la droite parallèle à l'axe imaginaire. La variable réelle c' doit être choisie telle que la droite appartient au domaine de convergence de $\psi_U(s)$.

Substituant $f_U(u)$ dans l'équation II-48, on obtient:

$$q_0(S) = \int_S^{\infty} f_U(u) du = \int_S^{\infty} \frac{1}{2\pi j} \int_{c'-j\infty}^{c'+j\infty} \psi_U(-s) e^{su} ds du \quad \text{Équation II-49}$$

$$= \frac{1}{2\pi j} \int_{c'-j\infty}^{c'+j\infty} \psi_U(-s) \int_S^{\infty} e^{su} f_U(x) ds du$$

$$= \frac{1}{2\pi j} \int_{c'-j\infty}^{c'+j\infty} \psi_U(-s) \left[\frac{e^{su}}{s} \right]_S^{\infty} ds$$

Pour que la limite à l'intérieur des crochets converge il faut que c' soit négatif, alors l'Equation II-49 devient:

$$\begin{aligned}
q_0(S) &= \frac{-1}{2\pi j} \int_{c'-j\infty}^{c'+j\infty} \psi_U(-s) \frac{e^{sS}}{s} ds \\
&= \frac{1}{2\pi j} \int_{c'-j\infty}^{c'+j\infty} \psi_U(s) \frac{e^{-sS}}{s} ds
\end{aligned}$$

Équation II-50

On définit la fonction $\psi(s)$ tel que :

$$e^{\psi(s)} = \frac{e^{-sS} \psi_U(s)}{s}$$

Équation II-51

L'équation $\psi'(s) = 0$ admet deux racines $\{s_0^+, s_0^-\}$. On peut développer $\psi(s)$ en série de Taylor au voisinage de $s_0 = s_0^+$:

$$\psi(s) \approx \psi(s_0) + \frac{1}{2} \psi''(s_0) (s - s_0)^2$$

Équation II-52

Substituons équation II-51 et équation II-52 dans équation II-50 et remplaçons c' par s_0 on trouve :

$$\begin{aligned}
q_0(S) &= \frac{1}{2\pi j} \int_{s_0-j\infty}^{s_0+j\infty} e^{\psi(s)} ds \\
&\approx \frac{1}{2\pi j} \int_{s_0-j\infty}^{s_0+j\infty} \exp\left(\psi(s_0) + \frac{1}{2} \psi''(s_0) (s - s_0)^2\right) ds \\
&= \frac{e^{\psi(s_0)}}{2\pi j} \int_{s_0-j\infty}^{s_0+j\infty} \exp\left(\frac{1}{2} \psi''(s_0) (s - s_0)^2\right) ds
\end{aligned}$$

Équation II-53

On pose $s = s_0 + jy$

$$\text{Alors } q_0(S) = \frac{e^{\psi(s_0)}}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{\frac{1}{2} \psi''(s_0) y^2} dy = \frac{e^{\psi(s_0)}}{\sqrt{2\pi \psi''(s_0)}} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi / \psi''(s_0)}} e^{\frac{1}{2} \psi''(s_0) y^2} dy$$

Équation II-54

Le résultat de l'intégrale de droite est égale à l'unité.

$$\text{Donc } q_0(S) = \frac{e^{\psi(s_0)}}{\sqrt{2\pi \psi''(s_0)}}$$

Équation II-55

Dans notre système

$$\psi_k(s) = \ln \mu_k(s) - sV - \ln [(-1)^k s]$$

$$\text{Donc } q_k(S) = \frac{e^{\psi_k(s_k)}}{\sqrt{2\pi\psi_k''(s_k)}}$$

Une comparaison entre l'approximation Gaussienne et l'approximation de Saddle point est présentée dans la Figure II-13.

nombre premier P	23	Taux d'ionisation K	0,1
Gain de l'APD	30	Courant d'obscurité	920 pA
Rendement de l'APD	1 A/W	Facteur d'extinction du laser (η)	0.01

La Figure II-13 montre que pour un grand nombre d'utilisateurs, le TEB avec l'approximation Gaussienne présente un plancher plus élevé que l'approximation de Saddle point. Ainsi pour évaluer les performances dans le cas où le nombre d'utilisateurs est élevé l'utilisation de l'approximation Saddle point est plus efficace.

Nous pouvons constater que la puissance d'entrée du récepteur augmente quand le nombre d'utilisateurs actifs du réseau augmente pour un taux d'erreur binaire donné.

La Figure II-14 montre la puissance d'entrée du récepteur pour avoir un TEB de 10^{-9} en fonction du gain de la photodiode pour différentes valeurs de N (nombre d'utilisateurs). On constate que la valeur optimale de gain G_{opt} diminue quand le nombre d'utilisateurs augmente. Ceci peut être expliqué par le fait que le bruit de grenaille domine progressivement le bruit thermique et que peu de multiplications du nombre de photoélectrons sont nécessaires.

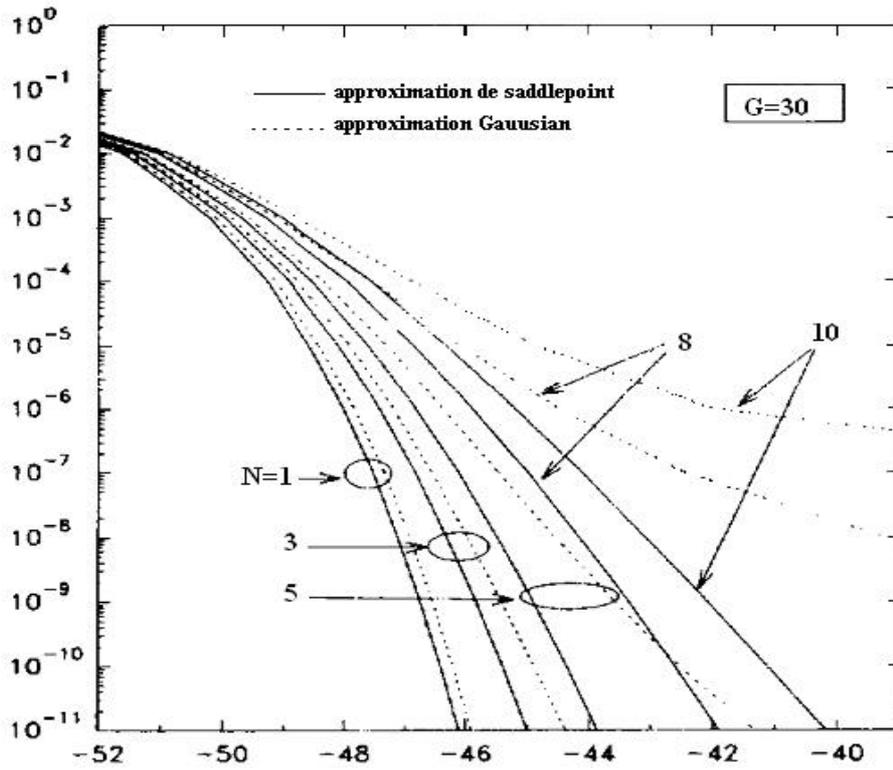


Figure II-13 : comparaison entre l'approximation Gaussienne et Saddle point

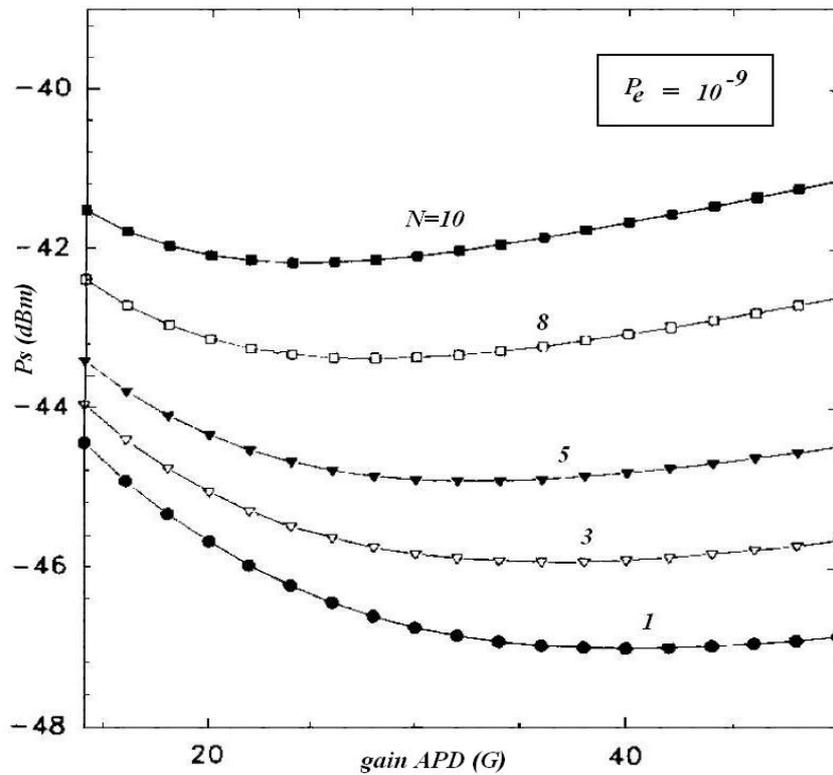


Figure II-14 : puissance d'entrée du récepteur en fonction du gain pour un TEB de 10^{-9}

III-3-B Dans le cas d'une photodiode PIN [63][64]

Supposons que sur la $K^{\text{ème}}$ marque de l'utilisateur désiré (chip « 1 » du code) il y a m_k chips des autres utilisateurs qui se superposent ($m_k \geq 0$). Le terme d'interférence total à la sortie du récepteur de l'utilisateur désiré est : $M = \sum_{k=1}^W m_k$.

Le signal intégré à la sortie de l'intégrateur peut être divisé en F (longueur du code) intégrales pour différents intervalles chips. Donc, le signal à la sortie peut être décomposé en deux termes $I = I_s + I_n$.

I_n représente le courant du bruit du récepteur, et I_s le signal utile. Ce dernier est fonction du nombre de marques et d'espace incident sur la surface de la photodiode c'est à dire de l'effet de l'IAM.

Or le signal I_s est obtenu par sommation de W marques et $(F-W)$ espaces. Durant W temps chip de l'utilisateur désiré, chaque utilisateur génère W impulsions (qui peuvent être des marques ou des espaces). Alors le nombre total des impulsions dues aux N utilisateurs pendant W intervalle chip est $W*N$. Parmi ces impulsions, il y a $W+m$ marques avec une puissance P_s si l'utilisateur désiré a envoyé une donnée « 1 ». Le reste des impulsions ($W*N - W - m$) sont des espaces avec une puissance de $\epsilon*P_s$ (ϵ est le taux d'extinction entre le niveau haut et le niveau bas).

Dans la suite on suppose que toutes les fluctuations aléatoires du récepteur suivent une statistique Gaussienne. Ces fluctuations sont définies par leurs moyennes et leurs variances.

La probabilité d'erreurs (P_e) est donnée par : $P_e = \sum_{m=0}^{N-1} P_e(m) \binom{N-1}{m} \left(\frac{W^2}{2F}\right)^m \left(1 - \frac{W^2}{2F}\right)^{N-1-m}$.

Avec $P_e(m) = \frac{1}{2} \left[\operatorname{erfc}\left(\frac{\mu_{b_1} - S}{\sigma_{b_1}}\right) + \operatorname{erfc}\left(\frac{S - \mu_{b_0}}{\sigma_{b_0}}\right) \right]$, μ_{b_i} et σ_{b_i} sont la moyenne et la variance respectivement.

Si on suppose que la fonction de densité de probabilité du seuil $P_i(S)$ est Gaussienne, alors

elle peut s'écrire sous la forme suivante : $P_i(S) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{b_i}^2}} \exp\left[-\frac{(S - \mu_{b_i})^2}{2\sigma_{b_i}^2}\right]$, $i = 0, 1$.

On peut calculer le seuil optimum à partir de l'équation suivante $P_1(S) = P_0(S)$.

Le seuil optimum est donné par :

$$S_{\text{optimum}} = \frac{S_1 + \sqrt{S_1^2 - S_2 S_3}}{S_1}$$

avec

$$S_1 = \frac{\mu_{b_0}}{\sigma_{b_0}^2} - \frac{\mu_{b_1}}{\sigma_{b_1}^2}, \quad S_2 = \frac{1}{\sigma_{b_0}^2} - \frac{1}{\sigma_{b_1}^2}, \quad S_3 = \frac{\mu_{b_0}^2}{\sigma_{b_0}^2} - \frac{\mu_{b_1}^2}{\sigma_{b_1}^2} - \ln \left(\frac{\sigma_{b_1}^2}{\sigma_{b_0}^2} \right).$$

La moyenne et la variance sont données dans le tableau suivant :

avec amplificateur optique		Sans amplificateur optique	
μ_{b_1}	S.G.Ps ₁	μ_{b_1}	S.Ps ₁
Ps ₁	(W+m)Ps+(WN-W-m) ε.Ps	Ps ₁	(W+m)Ps+(WN-W-m) ε.Ps
$\sigma_{b_1}^2$	2.e.S(Ps ₁ +S _{sp} .B _o)B _e + 4.S ² .S _{sp} .Ps ₁ .B _e + 2.S ² .S _{sp} ² . B _o .B _e + F _i $\frac{4K_B T_0}{R_{sh}}$ B _e	$\sigma_{b_1}^2$	2.e.S.Ps ₁ .B _e + F _i $\frac{4K_B T_0}{R_{sh}}$ B _e
Ps ₀	m.Ps+(WN-m) ε.Ps	Ps ₀	mPs+(WN-m) ε.Ps
$\sigma_{b_0}^2$	2.e.S(Ps ₀ +S _{sp} .B _o)B _e + 4.S ² .S _{sp} .Ps ₀ .B _e + 2.S ² .S _{sp} ² . B _o .B _e + F _i $\frac{4K_B T_0}{R_{sh}}$ B _e	$\sigma_{b_0}^2$	2.e.S.Ps ₀ .B _e + F _i $\frac{4K_B T_0}{R_{sh}}$ B _e

Avec B_e et B_o les bandes passantes électrique et optique respectivement ; R_{sh} est la résistance de shunt, T₀ est la température, S est le rendement de la photodiode, G est le gain de l'amplificateur et S_{sp} est la densité spectrale de puissance de l'émission spontanée de l'amplificateur, elle est donnée par l'équation suivante : S_{sp} = n_{sp}.(G-1)hv et n_{sp} est le paramètre de l'inversion de population.

Une analyse numérique des performances en fonction des paramètres du code OOC est présentée dans les figures suivantes (Figure II-15).

Les valeurs numériques des paramètres de la photodiode PIN et de l'amplificateur optique sont présentées dans le tableau suivant :

Longueur d'onde	1550 nm
Gain de l'amplificateur (G)	100
Paramètre de l'inversion de population (n _{sp})	1.4
Température (T ₀)	300 K
Résistance de shunt (R _{sh})	10 kΩ
Taux d'extinction (ε)	0.1
Débit (D)	155 Mbit/s

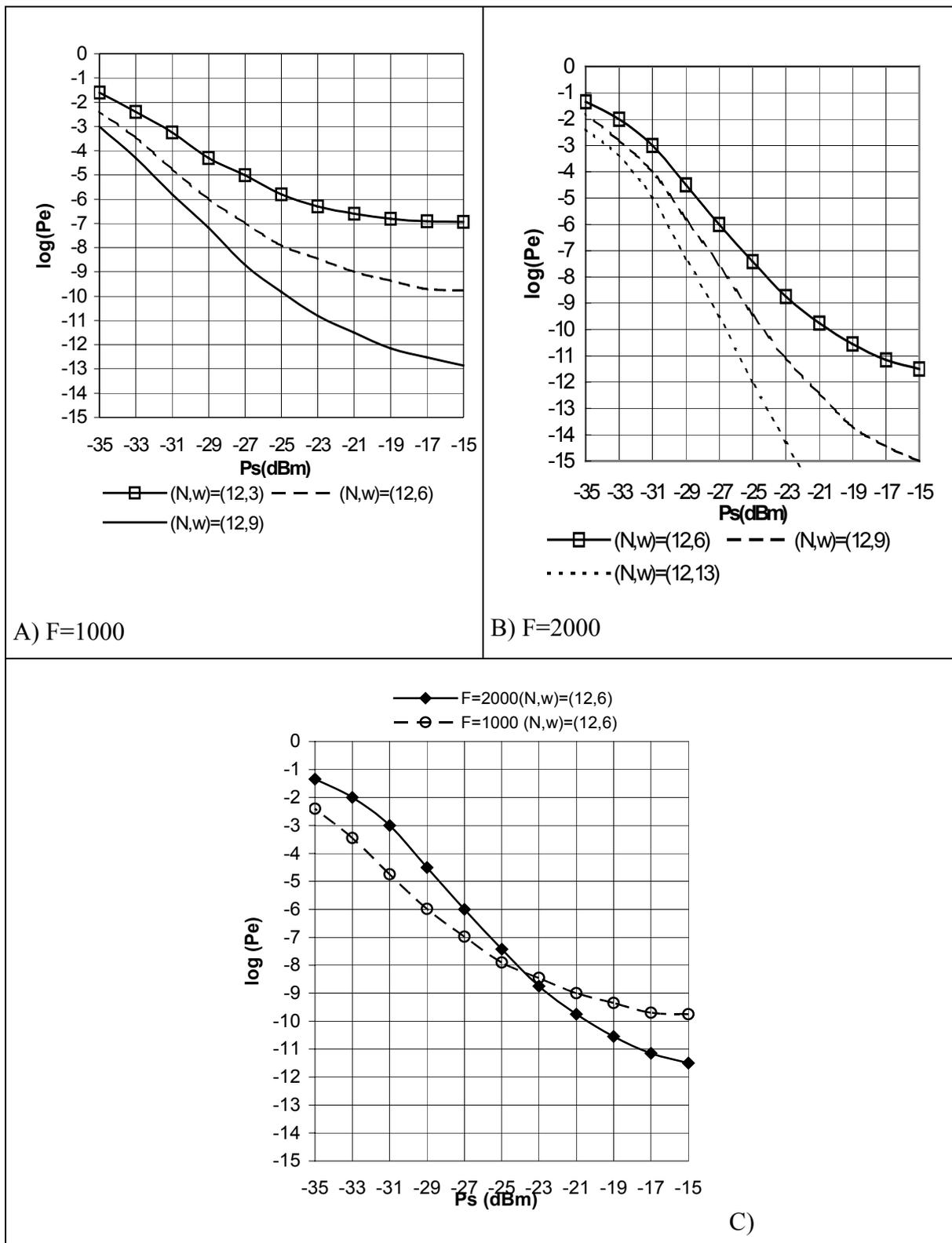


Figure II-15 : TEB en fonction de la puissance reçue pour différentes longueurs du code OOC

On constate sur la Figure II-15-(A-B), que pour un nombre d'utilisateurs fixe, une puissance reçue et une longueur du code données, plus le poids du code augmente plus les performances

s'améliorent. Par exemple quand $F=1000$, $N=12$ et pour une puissance de -23 dBm les TEB sont $1,584810^{-11}$, 10^{-8} et $6,310^{-7}$ pour $W=9,6$ et 3 respectivement. Et cela s'explique par le fait que lorsque le poids du code augmente la valeur moyenne de la puissance reçue devient importante. Ceci signifie que les meilleures performances du système peuvent être atteintes avec un poids de code maximal.

Nous pouvons remarquer aussi (Figure II-15-C) que quand la puissance reçue est faible, plus la longueur du code est faible plus les performances sont bonnes pour un poids de code donné et un nombre d'utilisateurs fixe. Par contre pour une puissance élevée les performances deviennent meilleures pour une longueur du code importante. Ce comportement peut être expliqué d'une part par le fait que quand $F=1000$, le récepteur reçoit une puissance par bit plus élevée, donc les performances devraient être meilleures. Or la dégradation des performances pour des puissances élevées est due à l'effet de saturation de l'amplificateur optique. D'autre part quand la longueur du code augmente la bande passante du signal et la largeur du bande du récepteur augmentent ($B_o=10*B_e$, $B_e= F*\text{débit}$), ainsi la puissance du bruit de récepteur augmente, en particulier le terme de bruit de battement ESA-ESA (Emission Spontané de l'Amplificateur) qui dépend de B_o et de B_e . Par conséquent la qualité de transmission se dégrade pour une longueur du code élevée.

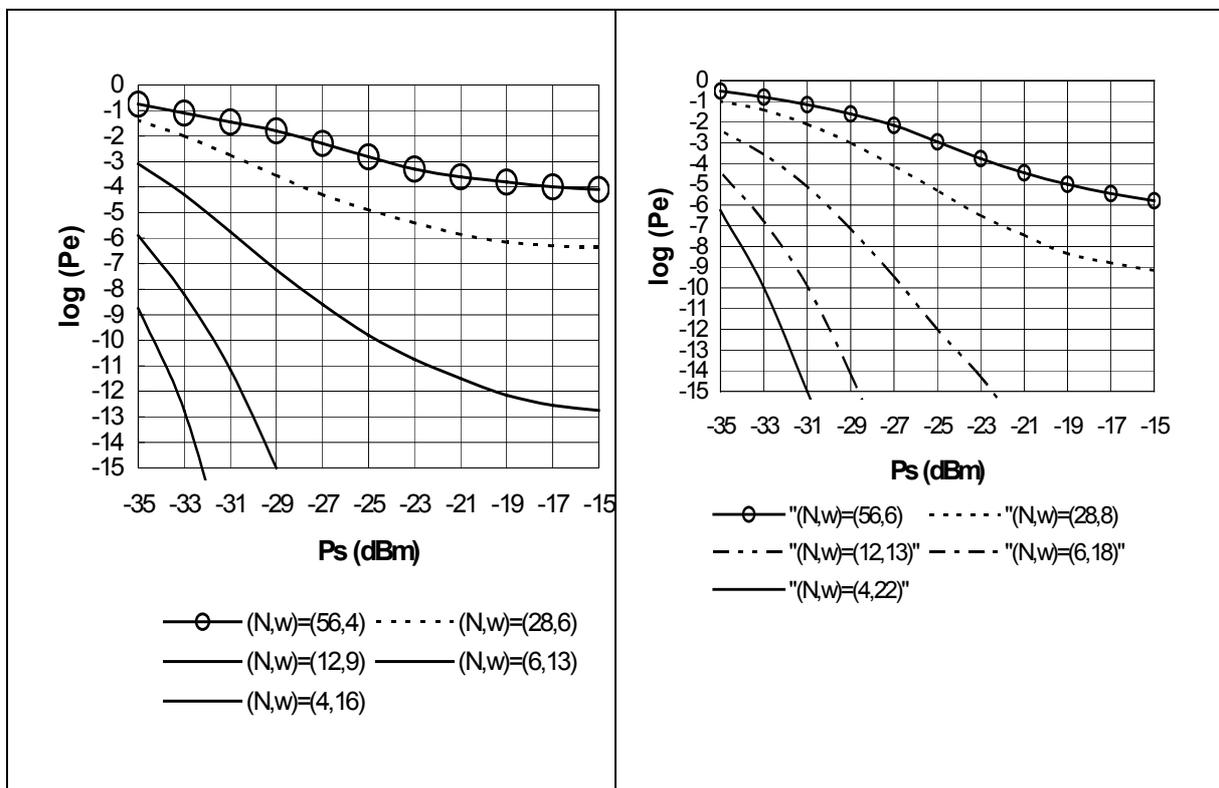


Figure II-16 : performances en fonction de la puissance reçue par chip pour différentes configurations du code OOC

III-3-C Comparaison des performance entre APD et PIN [63][64]

Une comparaison est étudiée entre les performances d'un récepteur avec APD et un récepteur avec PIN+amplificateur optique.

Les valeurs numériques des paramètres de la liaison avec photodiode avalanche sont présentées dans le tableau suivant :

Longueur d'onde	1550 nm
Gain de la photodiode (M)	100
Taux d'ionisation effectif (K_{eff})	0,02
Température (T_0)	300 K
Courant de volume (I_b)	0,1 nA
Courant de surface (I_s)	10 nA
Débit (D)	155 Mbit/s
Taux d'extinction	0,1

La moyenne et la variance sont données dans le tableau suivant :

avec amplificateur optique	
Ps_1	$\lambda_s + \lambda_b + \frac{I_b}{e}$
μ_{b_1}	$MT_c \left[(W+m)\lambda_s + (WN-W-m)\lambda_s \varepsilon + F \cdot \left(\lambda_b + \frac{I_b}{e} \right) + \frac{FT_c I_s}{e} \right]$
$\sigma_{b_1}^2$	$M^2 F_e T_c \left[(W+m)\lambda_s + (WN-W-m)\lambda_s \varepsilon + F \cdot \left(\lambda_b + \frac{I_b}{e} \right) \right] + F \cdot \left(\frac{T_c I_s}{e} + \sigma_{th}^2 \right)$
Ps_0	$\frac{\lambda_s}{\varepsilon} + \lambda_b + \frac{I_b}{e}$
$\sigma_{b_0}^2$	$M^2 F_e T_c \left[m\lambda_s + (WN-m)\lambda_s \varepsilon + F \cdot \left(\lambda_b + \frac{I_b}{e} \right) \right] + F \cdot \left(\frac{T_c I_s}{e} + \sigma_{th}^2 \right)$

Avec λ_s le courant dû à l'absorption des photons, λ_b est le taux d'absorption des photons dû au courant d'obscurité.

$$F_e(M) = M \left[1 - (1 - K_{eff}) \left(\frac{M-1}{M} \right)^2 \right] = K_{eff} \cdot M + \left(2 - \frac{1}{M} \right) (1 - K_{eff})$$

$F_e(M)$ facteur multiplicatif (facteur d'excès de bruit).

Les paramètres de la liaison avec PIN + amplificateur optique sont les mêmes que l'étude précédente. Les résultats de comparaison sont présentés dans la Figure II-17.

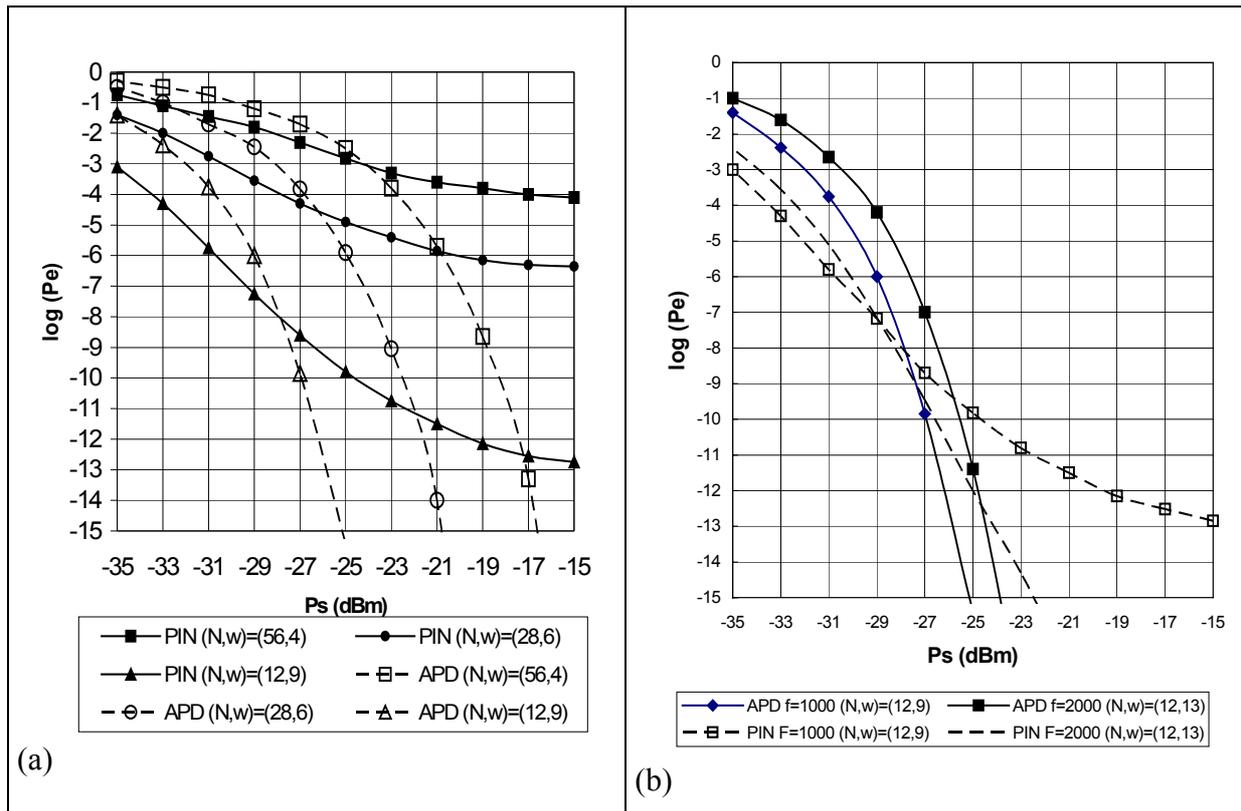


Figure II-17 : performances en fonction de la puissance reçue par chip pour différentes configurations

On peut constater sur la Figure II-17 (a), que pour une longueur du code donnée il y a un point d'intersection entre la courbe de TEB de PIN+amplificateur optique et celle de la photodiode APD. Quand la puissance reçue est inférieure à la puissance qui correspond au point d'intersection les performances avec une photodiode PIN sont meilleures. Au contraire quand la puissance est supérieure au point d'intersection les performances avec la photodiode à avalanche deviennent bonnes.

On remarque aussi que la puissance qui correspond au point d'intersection des deux courbes augmente quand le nombre d'utilisateurs augmente.

Sur la Figure II-17 (b), on observe que pour un nombre d'utilisateurs donné la puissance du point d'intersection des deux courbes augmente quand la longueur du code augmente. Cela peut s'expliquer par le fait que quand F est petit la puissance par bit à l'entrée du récepteur est grande ce qui se traduit par un effet de saturation.

Conclusion

Ce chapitre a permis de présenter les différentes méthodes d'implémentation du CDMA optique, que ce soit à étalement spectral, temporel ou hybride.

Nous avons expliqué en quoi consistent les codes OOC que nous utiliserons dans les simulations.

Une grande partie du chapitre est dédiée à l'impact de la dispersion chromatique de la fibre sur la durée chip. Les premiers résultats de simulation sur COMSIS permettent de comprendre l'étalement qui se produit sur la donnée chip et comment cet étalement sur les chips adjacents peut induire des erreurs en réception. Une étude sur Matlab® a permis de montrer qu'en fonction du nombre de chips des utilisateurs non désirés superposés, on peut dépasser le seuil de détection et faire une erreur sur un « 0 » transmis.

Enfin, nous avons tenu à retranscrire l'étude bibliographique effectuée sur les photodiodes APD et PIN qui peuvent être utilisées en réception de la liaison OCDMA. En effet, elle apporte un complément d'informations aux simulations présentées dans le chapitre 3 (résultats de simulation). Nous avons également détaillé le calcul de la probabilité d'erreur dans le cas de l'OCDMA temporel avec utilisation d'une photodiode APD. Nous avons reporté les courbes des performances en fonction de différents paramètres de code, nombre d'utilisateurs... Une comparaison entre les deux types de photodiode est donnée.

Ce chapitre est le préambule des résultats de simulation présentés dans la suite du document.

Bibliographie

- [31] Jawad.A.Salehi, «Code division multiple-access techniques in optical fiber networks - part I: Fundamental principles,» IEEE Transactions on Communications, vol. 37, pp. 824-833, Aug. 1989.
- [32] G. E. Town, K. Chan and G. Yoffe, « Design and performance of high-speed optical pulse-code generators using optical fiber Bragg gratings », IEEE J. Select. Quantum Electron. 5, pp 1325-1331, 1999
- [33] S. Kim, T. Eom, B. H. Lee and C. Park, « Optical temporal encoding/decoding of short pulses using cascaded long-period fiber gratings », Opt. Express 11, pp 3034-3040, nov. 2003,
- [34] D. Zaccarin, M. Kavehrad, « An optical CDMA system based on spectral encoding of LED », IEEE Photon.Technol. Lett. 4, 479-482, avr.1993.
- [35] G. Pille, Y. Moreau, J. Galy, « WDM PHASAR pour la génération de m-séquences dans un système OCDMA spectral », Proc. JNOG 2004, pp 176-178, Paris (France), nov. 2004.
- [36] P.A. Perrier and P.R. Prucnal, « Wavelength-division integration of services in fiber-optic networks », International J. of Analog and Digital Cabled Systems, 1, n°3, pp 149-157, jan. 1988.
- [37] G-C. Yang and W.C. Kwong, « Performance Comparison of Multiwavelength CDMA and WDMA+CDMA for Fiber-Optic Networks », IEEE Trans.on Comm., vol.45, N°11, nov. 1997.
- [38] L. R. Chen, « Flexible fiber Bragg grating encoder/decoder for hybrid wavelength-time optical CDMA », IEEE Photon. Technol. Lett. 13, pp 1233 –1235, nov. 2001.
- [39] U. N. Griner and S. Arnon, « A Novel Bipolar Wavelength-Time Coding Scheme for Optical CDMA Systems », IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 16, No. 1, pp. 332-334, jan. 2004.
- [40] E. Park, A.J. Mendez and E.M. Gasmeiere, « Temporal/spatial optical CDMA networks: Design, demonstration and comparison with temporal network », IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 4, pp. 1160–1162, oct. 1992.

- [41] K. Yu and N. Park, « Design of new family of two-dimensional wavelength-time spreading codes for optical code division multiple access networks », *Electron. Lett.*, vol. 35, pp. 830–831, 1999.
- [42] S.P. Wan and Y. Hu, « Two-dimensional optical CDMA differential system with prime/OOC codes », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 13, pp. 1373–1375, déc. 2001.
- [43] Jawad.A.Salehi and C. A. Brackett, «Code division multiple-access techniques in optical fiber networks - part II: Systems performance analysis,» *IEEE Transactions on Communications*, vol. 37, pp. 834-842, Aug. 1989.
- [44] M. Azizoglu, Jawad.A.Salehi, and Y. Li, «Optical CDMA via temporal codes,» *IEEE Transactions on Communications*, vol. 40, pp. 1162-1170, Aug. 1992.
- [45] SM Johnson « A new upper bound for error-correcting codes », *IRE Transactions on Information Theory*, vol IT-8, pp 203-207, April 1962
- [46] G.-C. Yang and T. Fuja, «Optical orthogonal code with unequal auto and crosscorrelation constraints» *IEEE Transactions on Information theory*, vol. 41, pp. 96-106, Jan 1995.
- [47] Jawad.A.Salehi, F. R. K. Chung, and V. K. Wei, «Optical orthogonal codes: Design, analysis, and applications,» *IEEE Transactions on Information theory*, vol. 35, pp. 595-605, mai 1989
- [48] N.Saad. Thèse Universitéde Limoges « Contribution à l'étude de l'application de la technique CDMA aux systèmes de transmission optique » Mai 2005
- [49] Andonovic, I.; Tancevski, L; “Incoherent optical code division multiple access systems” *IEEE 4th International Symposium on Volume 1*, 22-25 Sept. 1996 Page(s):424 – 430.
- [50] Nguyen, L.; Aazhang, B.; Young, J.F; “All-optical CDMA with bipolar codes” *Electronics Letters Volume 31*, Issue 6, 16 March 1995 Page(s):469 – 470.
- [51] Holmes, A.S.; Syms, R.R.A.;” All-optical CDMA using `quasi-prime' codes” ; *Lightwave Technology, Journal of Volume 10*, Issue 2, Feb. 1992 Page(s):279- 286
- [52] Prucnal, P.; Santoro, M.; Sehgal, S.; “Ultrafast All-Optical Synchronous Multiple Access Fiber Networks” *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on Volume 4*, Issue 9, Dec 1986 Page(s):1484 – 1493.
- [53] Varghese Baby, Bing C Wang, Lei Xu, Ivan Glesk, Paul R. Prucnal “Highly scalable serial-parallel optical delay line” *Optics communication 218* (2003) pp, 235-242.

- [54] Helstrom, C.W.; Ho, C.-L.," Analysis of avalanche diode receivers by saddlepoint integration" IEEE Transactions on Communications Volume 40, Issue 8, Aug. 1992 Page(s):1327 – 1338.
- [55] Helstrom, C.W.; " Computing the performance of optical receivers with Avalanche diode Detectors", IEEE Transactions on Communications Vol, 36, N° 8, pp:61-66, January. 1988.
- [56] Pursley, M.; Sarwate, D.; "Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple-Access Communication--Part II: Code Sequence Analysis", IEEE Transaction on Communications Volume com-25, N° 8, pp-795-803, Aug. 1977.
- [57] James B. A, "performance of OOK and lower-order PPM modulation in optical communication when using APD-based receiver", IEEE Transactions on Communications Volume com 32, N 10, Octobre 1984 Page(s): 1140-1143.
- [58] Chia-Lu Ho; Cheng-Yu Wu "Performance analysis of CDMA optical communication systems with avalanche photodiodes" Journal of Lightwave Technology Volume 12, Issue 6, June 1994 Page(s):1062 – 1072
- [59] Alex W. Lam and Awais M. Hussain" Performance analysis of Direct-detection Optical CDMA communication Systems with Avalanche photodiodes" IEEE Transactions on Communications Volume 40, N 4, April. 1992 Page(s): 810-820.
- [60] J.E. Mazo and J. Salz, "On optical data communication via direct detection of light pulses," Bell Syst. Tech. J., vol. 55, pp. 347-369, Mar. 1976.
- [61] Alex W. Lam, "Direct-detection APD-based optical CDMA using orthogonal signalings" Tenth Annual International Phoenix Conference on Computers and Communications, 27-30 March 1991 Page(s):513 – 519.
- [62] Campbell, J.C.; Demiguel, S.; Feng Ma; Beck, A.; Xiangyi Guo; Shuling Wang; Xiaoguang Zheng; Xiaowei Li; Beck, J.D.; Kinch, M.A.; Huntington, A.; Coldren, L.A.; Decobert, J.; Tschertner, N.;" Recent advances in avalanche photodiodes" IEEE Journal of ted Topics in Quantum Electronics Volume 10, Issue 4, July-Aug. 2004 Page(s):777 – 787.
- [63] A.Srivastava, Subrat KAR, V.K. Jain, "Performance evaluation PIN+OA and Avalanche Photodiode receiver in optical CDMA networks" journal of optical communication 22(2001)2, pp.67-73.

- [64] V.K.Jain. de Marchis,” Code division Multiple Access in Optical Networks”; Proc of Natl. Conf. on Communication NCC-2000, IIT, New Delhi.
- [65] Hossam M.HShalaby” Complexities, Error Probabilities, and Capacities of Optical OOK-CDMA Communication System” IEEE Transactions on Communications Volume 50, N 12, December. 2002 Page(s): 2009-2017
- [66] J.M. Holtzman “Successive Interference Cancellation for Direct Sequence Code Division Multiple Access”, Military Communications Conference, 1994. MILCOM '94. Conference Record, 1994 IEEE , 2-5 Oct. 1994 ,Page(s): 997 -1001 vol.3
- [67] S. Zahedi and J.A. Salehi, « Performance Analysis for Various Fiber-Optic CDMA Receiver Structures », Proceedings of IEEE Globecom 2000, Vol. 2, pp. 1210-1215, déc. 2000, San Francisco, CA

- **Etude par la simulation système de l'impact des performances des composants sur une liaison DS-OCDMA**

- **Nouvelles configurations de récepteurs**

CHAPITRE-III.....	100
Introduction.....	107
I. L'évaluation des performances	107
I-1. La méthode de Monte-Carlo	107
I-2. L'extrapolation de la queue de la distribution.....	108
I-3. L'estimation basée sur la théorie de la valeur extrême [72].....	108
I-4. Le facteur Q.....	109
II. Construction de la liaison de référence	115
II-1. Emetteur dans le cas de la modulation directe	115
II-2. Emetteur dans le cas de la modulation externe.....	117
II-3. La fibre optique.....	119
II-4. La photodiode.....	119
II-5. Evaluation des performances [76].....	121
II-6. Choix du modulateur [76]	122
II-7. Emetteur/ Récepteur tout optique.....	126
III. Impact de la dispersion chromatique sur la transmission [79][80].	128
III-1. Simulations avec COMSIS.....	129
III-2. Simulations sous Matlab®	133
IV. Prise en compte des paramètres réels du photorécepteur [81]	139
V. Etude de différentes configurations de récepteurs OCDMA [84].....	144
V-1. Récepteur chip level[82][83]	144
V-2. Limiteur optique pour diminuer l'impact de la dispersion chromatique.	146
V-3. Annulation Série [85].....	148
V-3-A Une seule élimination série.....	150
V-3-B deux annulations série.....	152
V-3-C k annulations série	154
Conclusion	157
Bibliographie	159

<i>Figure III-1: Représentation des distributions de bruit sur les niveaux « 0 » et « 1 » des données pour calculer le facteur Q d'une liaison optique.....</i>	<i>109</i>
<i>Figure III-2 : : Chaîne idéale sur le principe de l'OCDMA sans composants optiques.....</i>	<i>110</i>
<i>Figure III-3 : blocs de COMSIS (a) intégrateur (b) prise de décision.....</i>	<i>113</i>
<i>Figure III-4 : TEB en fonction du seuil de décision pour différentes méthodes de calcul de TEB.....</i>	<i>114</i>
<i>Figure III-5 : liaison simulée dans le cas de la modulation directe.....</i>	<i>115</i>
<i>Figure III-6: Modulation direct avec LASER-SYSTEME.....</i>	<i>116</i>
<i>Figure III-7 : liaison simulée dans le cas de la modulation externe.....</i>	<i>117</i>
<i>Figure III-8: Principe de la modulation externe.....</i>	<i>117</i>
<i>Figure III-9 : Les paramètres de la fibre G.652.....</i>	<i>119</i>
<i>Figure III-10 : facteur Q en fonction du débit.....</i>	<i>121</i>
<i>Figure III-11: Caractéristique d'absorption du modèle de MEA.....</i>	<i>123</i>
<i>Figure III-12 : Niveaux de puissance à l'entrée et à la sortie du sommateur.....</i>	<i>123</i>
<i>Figure III-13 : TEB en fonction de nombre d'utilisateurs.....</i>	<i>125</i>
<i>Figure III-14: Récepteur optique/électrique.....</i>	<i>126</i>
<i>Figure III-15 : Principe de l'émetteur tout optique (a) et récepteur tout optique (b).....</i>	<i>127</i>
<i>Figure III-16 : Résultats de simulation système.....</i>	<i>127</i>
<i>Figure III-17 : illustration de l'étalement d'un ou plusieurs « 1 » d'un temps chip sur un temps chip adjacent avec COMSIS.....</i>	<i>129</i>
<i>Figure III-18: TEB avec et sans dispersion en fonction du débit D, N=5, L=50 km.....</i>	<i>130</i>
<i>Figure III-19: TEB avec et sans dispersion en fonction du temps chip T_c N=5, L=50 km et S=2.....</i>	<i>131</i>
<i>Figure III-20 : TEB avec et sans dispersion en fonction du temps chip T_c N=5, L=50 kms et S=4.....</i>	<i>132</i>
<i>Figure III-21 : TEB avec et sans dispersion en fonction de nombre d'utilisateurs.....</i>	<i>132</i>
<i>Figure III-22 : illustration de l'étalement d'un chip.....</i>	<i>134</i>
<i>Figure III-23 : évolution de l'amplitude et de la largeur d'une impulsion à la sortie de la fibre en fonction de la largeur de l'impulsion à l'entrée.....</i>	<i>134</i>
<i>Figure III-24 : TEB en fonction du débit, simulations COMSIS et Matlab®.....</i>	<i>135</i>
<i>Figure III-25 : TEB en fonction de la longueur de la fibre F=181, D=220Mbit/s et N=5.....</i>	<i>136</i>
<i>Figure III-26 : TEB en fonction de la longueur du code.....</i>	<i>137</i>
<i>Figure III-27 : TEB en fonction de débit F=181 et N=5.....</i>	<i>138</i>
<i>Figure III-28 : TEB en fonction de N, F=181 et D=220Mbit/s.....</i>	<i>139</i>
<i>Figure III-29 : TEB en fonction du débit (N=5, L=20 km, F=277) pour les deux types de photodiodes).....</i>	<i>140</i>
<i>Figure III-30 : TEB en fonction de la puissance par chip pour des photodiodes PIN et APD réelles sans bande passante.....</i>	<i>141</i>
<i>Figure III-31 : gabarit du filtre de Bessel simulé pour modéliser la bande passante de la photodiode.....</i>	<i>142</i>
<i>Figure III-32 : TEB en fonction du débit pour un système DS/OCDMA utilisant des photodiodes PIN et APD réelles avec bande passante.....</i>	<i>143</i>

<i>Figure III-33 : TEB en fonction de la longueur du code F pour un système DS/OCDMA utilisant des photodiodes PIN et APD réelles avec bande passantes</i>	<i>143</i>
<i>Figure III-34 : gabarit d'un limiteur optique idéal.....</i>	<i>145</i>
<i>Figure III-35 : gabarit d'un limiteur optique réel</i>	<i>145</i>
<i>Figure III-36 : comparaison entre récepteur chip level et récepteur conventionnel avec LO.....</i>	<i>145</i>
<i>Figure III-37 : TEB en fonction de débit pour différentes configuration, $S=4$</i>	<i>146</i>
<i>Figure III-38 : Récepteur à Annulation en Série</i>	<i>148</i>
<i>Figure III-39 : comparaison entre le recepteur conventionnel et OPT-SIC</i>	<i>154</i>
<i>Figure III-40 : La probabilité d'erreur P_e en fonction du nombre d'utilisateurs éliminés pour OOC (361,4,1,1)</i>	<i>155</i>
<i>Figure III-41 : TEB en fonction du nombre d'éliminations pour $S=1$ et $S=2$.....</i>	<i>156</i>

Introduction

Dans ce chapitre l'ensemble du travail de simulation que j'ai effectué dans le cadre de ma thèse au GESTE est décrit, et tout particulièrement les améliorations et optimisations faites sur la liaison générique DS-OCDMA pour répondre aux besoins des équipementiers.

Dans un premier temps, une brève description des techniques d'évaluation des performances utilisées sous COMSIS est apportée.

Après avoir décrit et construit la liaison générique DS/OCDMA nous présenterons les différents résultats obtenus après analyse de l'impact des paramètres des composants sur les performances de la liaison DS/OCDMA. Une attention particulière est portée sur l'impact de la dispersion chromatique sur les performances. Puis une comparaison entre photodiode PIN et APD dans la liaison simulée sera faite. En dernière partie, plusieurs configurations de récepteurs seront implantées dans la liaison simulée, tels que l'insertion d'un limiteur optique, l'utilisation d'un récepteur « chip level », et la technique d'annulation d'interférence série.

Pour certaines études, des simulations effectuées à l'aide de Matlab[®] sont rapportées.

I L'évaluation des performances

COMSIS [68] propose plusieurs méthodes d'évaluation des performances d'une liaison de télécommunications par fibre optique. Il existe trois méthodes de calcul de taux d'erreur :

La méthode de Monte-Carlo,

L'extrapolation de la queue de distribution,

L'estimation basée sur la théorie de la valeur extrême,

Deux méthodes d'évaluation du facteur Q,

La méthode de Monte-Carlo et celle basée sur l'extrapolation de la queue de distribution estiment le taux d'erreur sur les bits (TEB) alors que la méthode basée sur la théorie de la valeur extrême estime le taux d'erreur sur les symboles (TES).

I-1 La méthode de Monte-Carlo

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

Le comptage des erreurs se fait par comparaison bit à bit du message binaire émis et du message binaire reçu. La comparaison de ces trains impose une étape préalable de détermination du retard existant entre eux. Pour déterminer ce dernier, COMSIS en calcule la fonction d'intercorrélacion sur une durée égale au nombre de bits que nous avons saisi.

I-2 L'extrapolation de la queue de la distribution

La méthode est basée sur l'hypothèse que la variable décisionnelle suit une loi de probabilité, au voisinage du seuil de décision, qui est de la forme [70] :

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

Cette classe représente une généralisation de la loi de Gauss.

Les valeurs de v , μ et σ sont différentes si l'on s'intéresse au voisinage inférieur du seuil de décision ou au voisinage supérieur du seuil de décision ($i = 0$ ou 1).

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

A priori, il suffit de deux pseudo-seuils de décision pour extrapoler le TEB. L'expérience montre qu'avec trois seuils, on obtient une estimation correcte. Il est important que les valeurs du plus petit seuil (t_1) et du plus grand (t_3) soient choisies telles que les TEB associés puissent être estimés par une méthode de comptage d'erreurs. Cette méthode procède de la même façon que la méthode de Monte-Carlo (comptage d'erreur) mais est rendue plus efficace en terme de temps de calcul, par le fait qu'elle provoque les erreurs dans le processus de décision, par décalage du seuil.

I-3 L'estimation basée sur la théorie de la valeur extrême [71]

Cette méthode s'attache à étudier la distribution des valeurs prises par la variable décisionnelle sur laquelle s'effectue la décision. Seuls les échantillons issus des queues de la distribution présentent un intérêt. A partir de l'observation de ces échantillons, la théorie de la valeur extrême permet de déterminer l'expression analytique de chacune des queues de distribution. Toutes les queues de densités de probabilité convergent vers trois formes uniques possibles. Dans les problèmes d'évaluation du taux d'erreur, on se limite aux densités dont les queues tendent vers zéro d'une manière exponentielle. Après avoir estimé les différents paramètres, on calcule la probabilité d'erreur sur la transmission des 0 (P_0) et la probabilité d'erreur sur la transmission des 1, (P_1). Si les 0 et les 1 sont équiprobables, la probabilité d'erreur globale s'écrit : $Pe = \frac{P_0 + P_1}{2}$.

Il faut rappeler que cette méthode estime la probabilité d'erreur que la variable décisionnelle franchisse le seuil de décision. Pour déterminer la probabilité d'erreur sur les bits il faudra ensuite tenir compte des codages binaires à symbole utilisés à l'émission.

Comparée à la méthode de Monte-Carlo, l'estimation du TEB par la théorie de la valeur extrême permet des économies de temps de calcul importantes.

I-4 Le facteur Q

Dans COMSIS la commande Facteur Q apparaissant dans la fenêtre "Evaluation des performances" du module d'analyse temporelle, permet de calculer le facteur Q de signaux réels. Le facteur Q est défini par la relation $Q = \frac{V_1 - V_0}{\sigma_1 + \sigma_0}$ (Figure III-1).

- μ_1 niveau moyen du signal, aux instants de décision, sur la transmission des 1,
- μ_0 niveau moyen du signal, aux instants de décision, sur la transmission des 0,
- σ_1 écart-type du bruit sur le signal, aux instants de décision, pour la transmission des 1,
- σ_0 écart-type du bruit sur le signal, aux instants de décision, pour la transmission des 0,

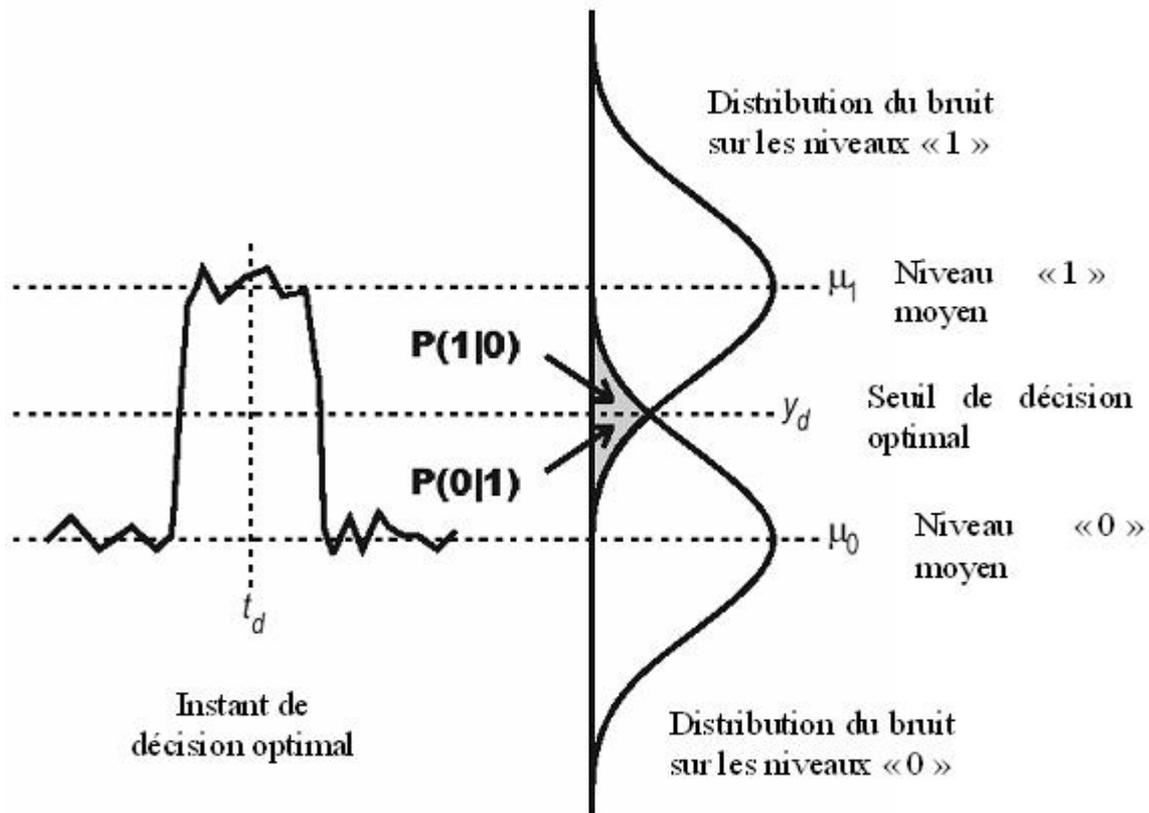


Figure III-1: Représentation des distributions de bruit sur les niveaux « 0 » et « 1 » des données pour calculer le facteur Q d'une liaison optique.

Les échantillons du signal considérés dans le calcul sont situés sur les fronts montants d'une horloge de décision. Celle-ci est synchronisée, soit sur une variable horloge simulée soit sur un signal généré en interne à partir de la connaissance du débit et du retard.

COMSIS considère que les niveaux du signal supérieurs au seuil de décision, correspondent à la transmission des « 1 ». Les niveaux inférieurs sont supposés correspondre à la transmission des « 0 ».

Afin de déterminer la méthode que nous utiliserons par la suite, nous avons simulé une chaîne idéale de transmission sur le principe de l'OCDMA, sans composant optique (Figure III-2) [72][73].

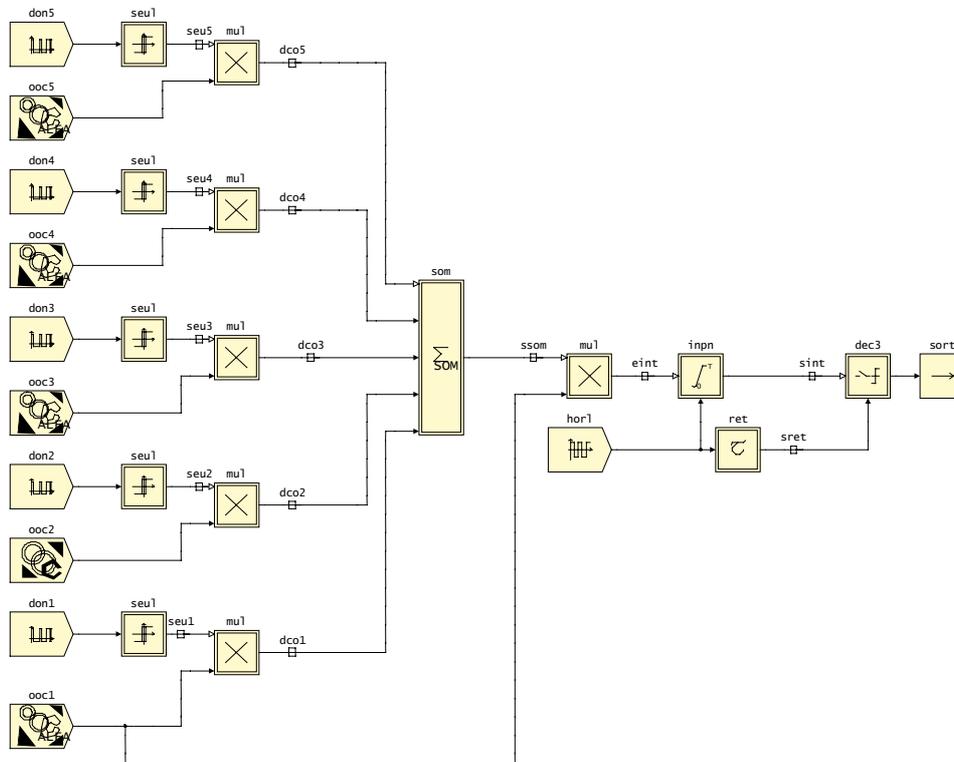


Figure III-2 : : Chaîne idéale sur le principe de l'OCDMA sans composants optiques

Nous avons dû ajuster la partie réception pour optimiser les simulations. En effet, dans un système DS-OCDMA, le signal à la sortie de l'émetteur est égal à la somme de toutes les puissances optiques des données codées des utilisateurs actifs du réseau. Le champ électrique

correspondant s'écrit $E_T = \sum_{i=1}^N E_i$ (4). Avec :

$E_i = X_{pi} + jX_{qi} = \sqrt{2PR_{copt}} \cdot \exp[j(\psi_i(t) + 2\pi f_0 t)]$ le champ électrique du signal lumineux de chaque utilisateur (i) et N le nombre d'utilisateurs actifs dans le réseau. $X_{pi} = \sqrt{2PR_{copt}} \cdot \cos(\psi_i(t))$ représente la composante en phase et $X_{qi} = \sqrt{2PR_{copt}} \cdot \sin(\psi_i(t))$ la composante en quadrature. $P = (X_{pi}^2 + X_{qi}^2)/2R_{copt}$ correspond à la puissance optique instantanée en sortie du laser et R_{copt} est l'impédance optique équivalente conventionnellement utilisée pour les conversions amplitude du champ/puissance pour les signaux optiques. Si on considère que tous les lasers sont identiques, le champ électrique total s'écrit : $E_T = N \cdot X_{pi} + jN \cdot X_{qi}$. La puissance optique instantanée

correspondante est : $P_T = N^2 \cdot (X_{pi}^2 + X_{qi}^2) / 2R_{copt}$. En sortie de la photodiode (sensibilité S), on retrouve une intensité électrique de l'ordre de $(N^2 \times S \times P)$. Selon la théorie on attend une intensité de $(N \times S \times P)$. On a donc utilisé une fonction mathématique permettant d'adapter l'intensité électrique au seuil de décision calculé en théorie.

La possibilité d'intégrer ses propres modèles est l'un des atouts de ce logiciel. Cet avantage nous a permis de réaliser les blocs spécifiques au système DS-OCDMA, entre autre les blocs de code OOC. La méthode de génération de ces codes est décrite de façon très précise dans un travail de thèse mené au sein de GESTE et rapporté dans [49].

Nous présenterons ci-après chacun des blocs utilisés dans la Figure III-2.

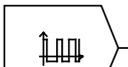
Le bloc qui permet de générer des OOC (F,W,1,1) est présenté sous la forme suivante :

	OOC(64,4,1,1)	
	débit	155 Mbit/s
	Longueur du code	64
	Poids du code	4
	<i>intercorrelation</i>	1
	Position chip (1)	1
	Position chip (1)	39
	Position chip (1)	41
	Position chip (1)	62

Tableau III-1 paramètres caractéristiques du bloc OOC

Ce bloc génère W impulsions rectangulaires unitaires de durée T_c temps chip réparties dans un intervalle $[0, T_b]$ (T_b temps bit) de manière à constituer une séquence de code satisfaisant les propriétés de corrélation des codes OOC.

L'information désignant le message à transmettre est constituée de données binaires au format NRZ. Elle est représentée, en simulation, par une SEQUENCE-BINAIRE-ALEATOIRE. Les données sont alors formées de créneaux de durée égale à l'inverse du débit $T_b = \frac{1}{D}$. Les paramètres caractéristiques des données émises sont présentés dans le Tableau III-2.

	
	SEQUENCE-BINAIRE-ALEATOIRE

	Débit binaire (Mbit/s)	D	Pourcentage de 1 de la séquence	50
--	---------------------------	---	------------------------------------	----

Tableau III-2 : Paramètres caractéristiques des données

Le signal de l'utilisateur est multiplié par le signal issu du bloc OOC. L'ensemble des signaux codés est ensuite sommé à la sortie de la partie émission.

Dans la partie réception, le signal reçu, (i.e. la somme des signaux codés), est multiplié par le code OOC de l'utilisateur désiré. Puis remis en forme via un intégrateur. Ensuite, les données sont comparées au seuil de décision S d'un comparateur.

Le modèle d'opérateur non-linéaire proposé ici est un intégrateur avec remise à zéro. Son principe de fonctionnement est le suivant Figure III-3 (a) :

Lorsque apparaît un front montant sur l'entrée de l'horloge horl(t), la sortie du modèle est remise à zéro : $y(t_k) = 0$ si $horl(t_k) > horl(t_{k-1})$.

S'il n'apparaît pas de front montant, le signal d'entrée $x(t)$ est intégré et la sortie prend pour valeur le résultat de cette intégration : $y(t_k) = y(t_{k-1}) + x(t_k) * d_s$ si $horl(t_k) = horl(t_{k-1})$ avec d_s le pas de calcul de la simulation.

L'opérateur de décision disponible dans COMSIS appartient à la classe des systèmes de régénération. Son schéma de principe fait apparaître une sortie constituée du signal binaire régénéré, une horloge à la fréquence rythme et un signal d'entrée correspondant à la sortie du filtre de réception. Sur chaque front montant de l'horloge, le niveau du signal filtré est comparé au seuil de décision. La sortie est réinitialisée à ± 1 , suivant le résultat Figure III-3 (b).

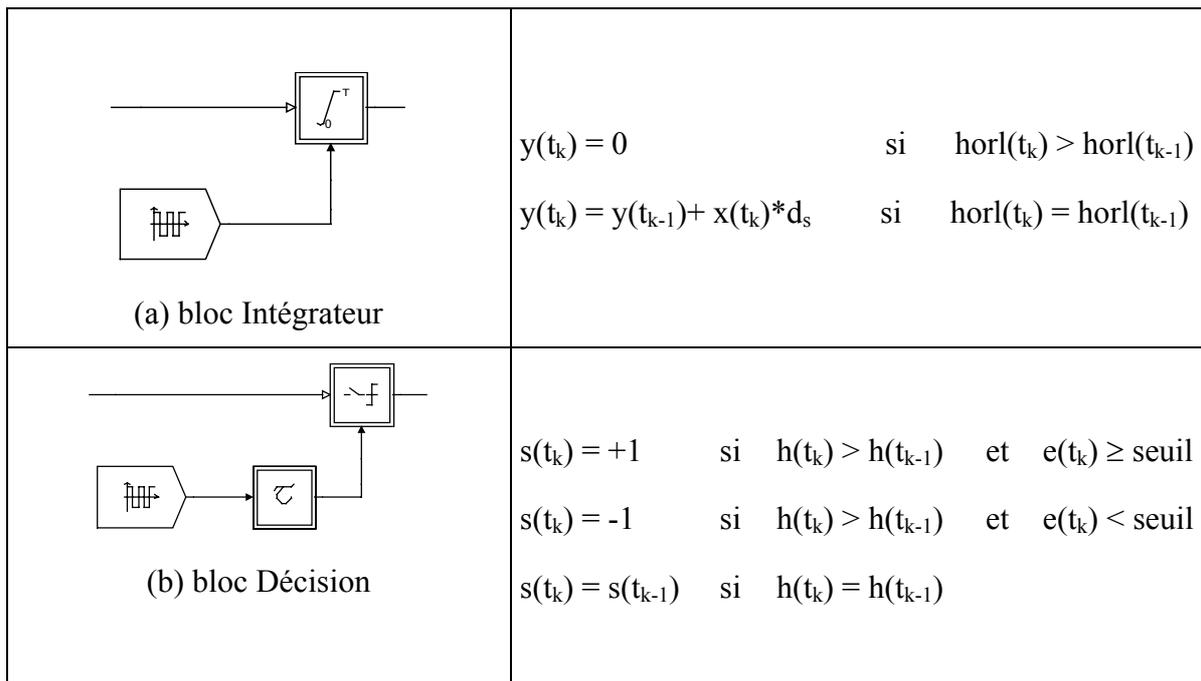


Figure III-3 : blocs de COMSIS (a) intégrateur (b) prise de décision

Le principe de base de la liaison back to back du travail effectué étant décrit, nous rapportons ici les premiers résultats obtenus.

L'ensemble des résultats est représenté sous forme de graphes dans lesquels sont rapportés les résultats de simulations et théoriques, précédemment décrit (chapitre II), à savoir que la probabilité d'erreur d'un récepteur conventionnel pour le système DS-OCDMA synchrone est donnée par :

$$Pe_{théorique} = \frac{1}{2} \sum_{i=S}^{N-1} \binom{N-1}{i} \left(\frac{w^2}{2F}\right)^i \left(1 - \frac{w^2}{2F}\right)^{N-1-i}$$

Équation

III-1

La Figure III-4 présente les résultats de simulation d'une étude comparative de différentes méthodes, menée afin de déterminer celle que nous utiliserons dans la suite.

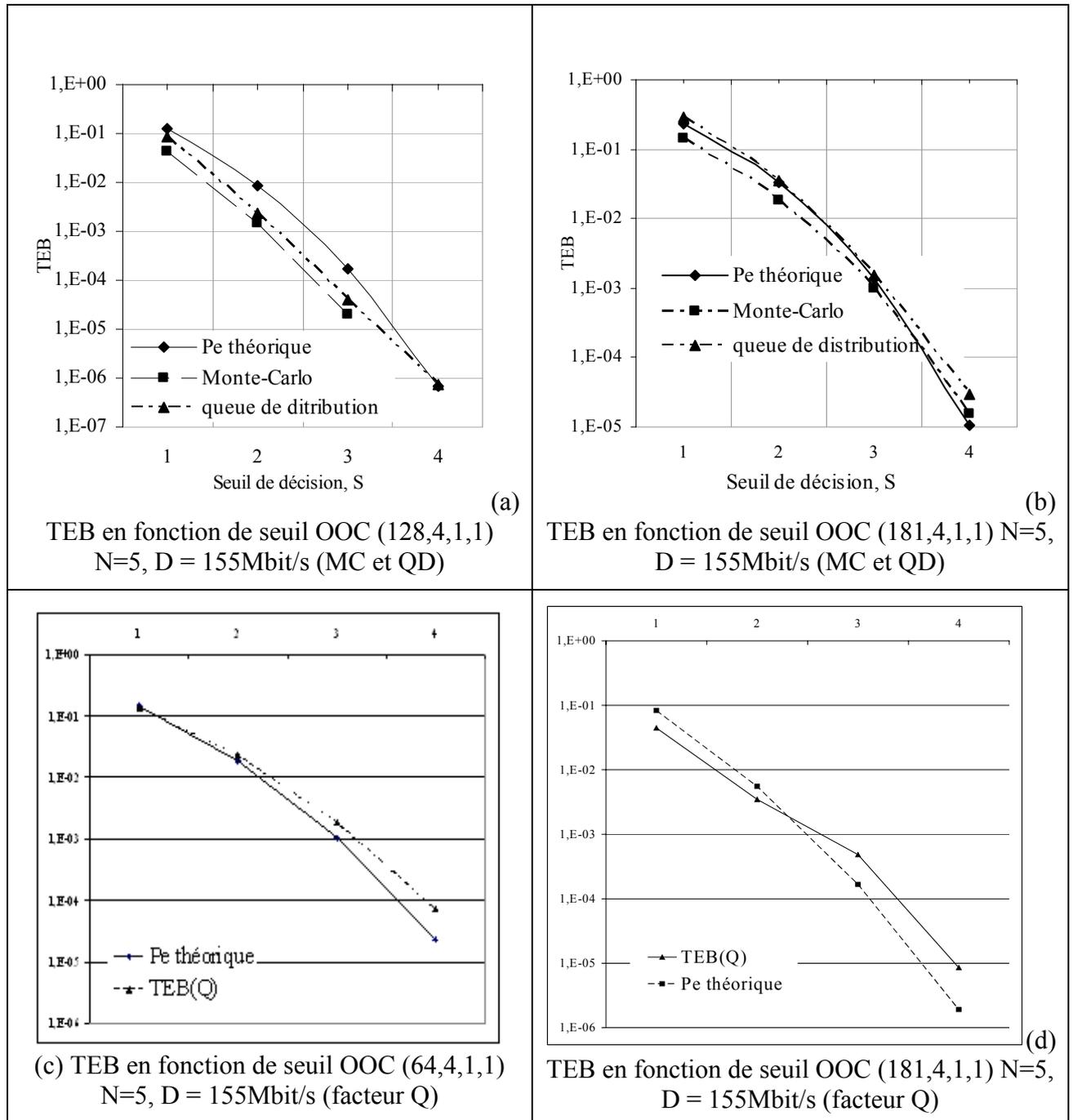


Figure III-4 : TEB en fonction du seuil de décision pour différentes méthodes de calcul de TEB

Les figures (a) et (b) reportent l'évolution de la probabilité par les méthodes de Monte-Carlo, queue de distribution et théorique, en fonction du seuil de détection choisi.

On peut voir que les courbes sont superposées, ce qui permet de valider ces méthodes avec COMSIS. Cependant, ces méthodes sont exigeantes en temps de calcul [74].

Nous avons donc effectué les mêmes simulations avec le calcul du facteur Q. L'expression du

TEB en fonction de facteur Q est :
$$\text{TEB}(Q) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right).$$

Les résultats sont reportés sur les figures III-4(c) III-4(d).

On observe que les courbes sont identiques jusqu'à un TEB de 10^{-4} mais s'éloignent pour des valeurs inférieures.

On estime donc que les résultats obtenus par cette méthode, pour de faibles TEB seront indicatifs mais inexacts. En effet lorsqu'on considère la relation entre le TEB et le facteur Q donnée ci-dessus, on met l'hypothèse que le bruit sur les « 1 » et les « 0 » est gaussien. Cependant l'IAM n'est pas un processus gaussien. Donc on suppose que pour de faibles TEB cette relation est approximative.

II Construction de la liaison de référence

Les paragraphes qui suivent ont pour objectif la réalisation, simulation et optimisation d'une liaison de référence du système DS/OCDMA .

Dans un premier temps nous allons implanter les deux méthodes de modulation des données (externe et directe) décrite dans le chapitre précédent.

Les paragraphes suivants présentent les paramètres caractéristiques des modèles utilisés pour construire les deux liaisons de références.

II-1 Emetteur dans le cas de la modulation directe

La liaison simulée est présentée sur la Figure III-5. Les paramètres caractéristiques des modèles utilisés sont rapportés ci-après.

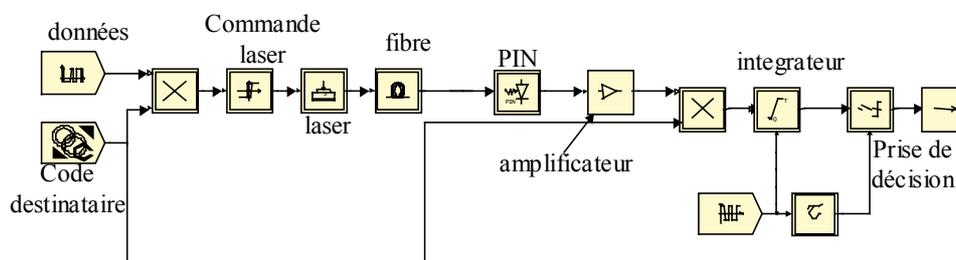


Figure III-5 : liaison simulée dans le cas de la modulation directe

Les données codées de chaque utilisateur sont modulées directement au niveau du module laser via le courant d'entrée (Figure III-6).

Nous avons utilisé, pour la simulation, un composant de la bibliothèque optique de COMSIS : LASER-SYSTEME.

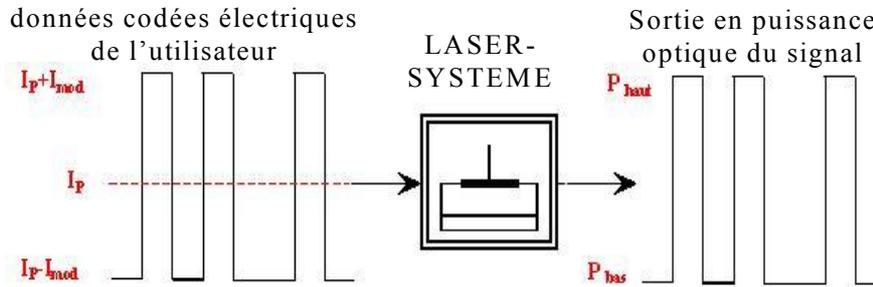


Figure III-6: Modulation direct avec LASER-SYSTEME.

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

Il est possible de décrire ce laser soit par ses paramètres physiques internes (coefficient de gain différentiel, facteur de compression de gain, durée de vie des photons ...), soit par des grandeurs "système", souvent plus accessibles, notamment par les constructeurs (courant de seuil, RIN, rendement ...). Ce sont ces dernières qui seront utilisées.

Les paramètres du laser simulé sont résumés dans le Tableau III-3.

<i>LASER-SYSTEME</i>			
Longueur d'onde	1550 nm	Taux d'amortissement	2 GHz à 100 mA
Courant de seuil	25 mA	Bande à -3 dB	10 GHz à 100 mA
Rendement	0,25 W/A	Espacement entre mode	1 nm
Largeur de raie	5 MHz à 60 mA	Bruit RIN	-145 dB/Hz à 100 mA

Tableau III-3 : paramètres caractéristiques du laser système

Les données codées sont envoyées directement sur le laser par le bloc « Séquence binaire aléatoire » précédemment décrit (cf. chapitre II).

Ce composant laser sera également utilisé dans le schéma de modulation externe.

II-2 Emetteur dans le cas de la modulation externe

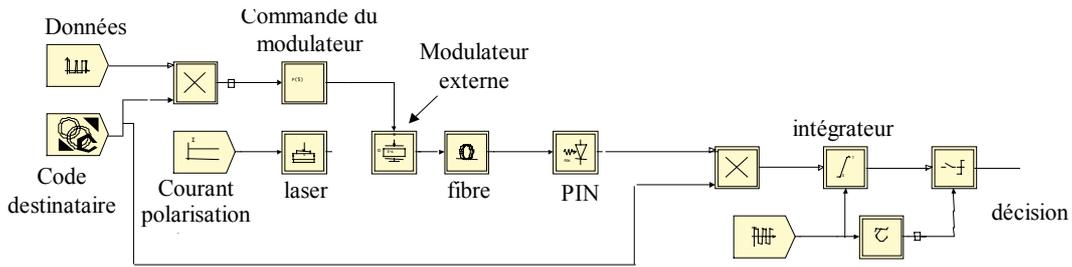


Figure III-7 : liaison simulée dans le cas de la modulation externe

L'émetteur est constitué d'une source optique émettant une onde pure suivie d'un modulateur externe, commandé par une tension externe représentative de l'information à transmettre (données codées de l'utilisateur). Le courant d'injection du laser n'est plus modulé (Figure III-8).

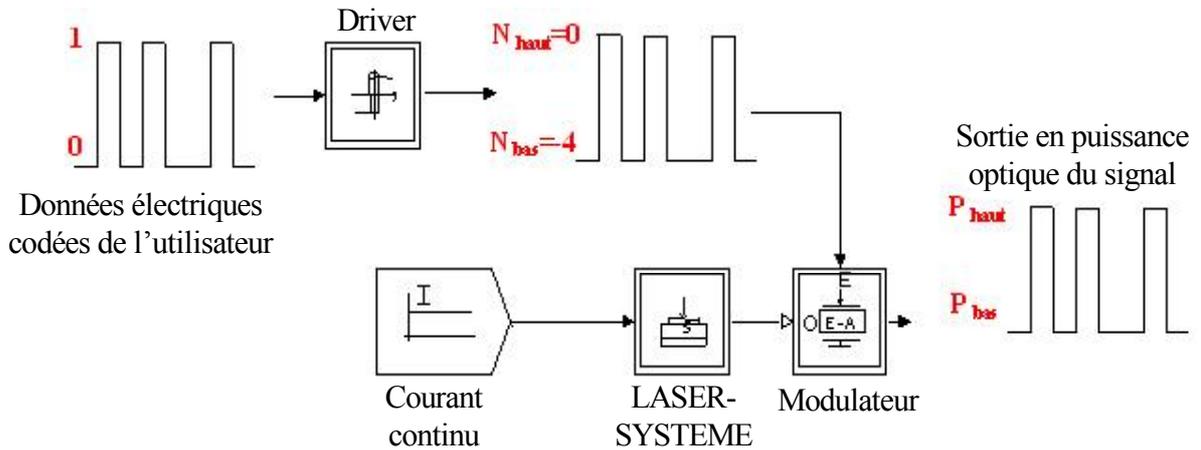
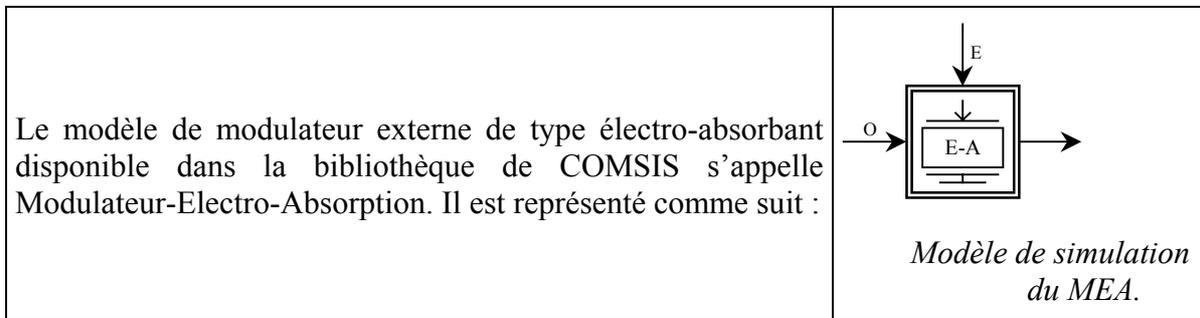


Figure III-8: Principe de la modulation externe

Dans un premier temps nous avons utilisé un modulateur électro-absorbant (MEA). Pour la simulation.



Les paramètres caractéristiques du MEA sont résumés dans le Tableau III-4 :

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

Tableau III-4 : Paramètres caractéristiques du modulateur externe électro-absorbant.

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

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

Les niveaux électriques des données codées (0 ou +1) ne conviennent pas au modulateur utilisé. En effet, la caractéristique d'absorption du modulateur montre que le MEA ne fonctionne pas pour une tension de + 1. Il convient donc de modifier les valeurs hautes et basses de la séquence des données codées. C'est le rôle du driver de modulateur.

Le modulateur électro-absorbant est tout d'abord configuré de telle sorte que la modulation d'amplitude soit maximale, afin de bien séparer les niveaux optiques pendant la transmission. Nous considérerons un driver qui fera passer le niveau bas de 0 V à - 4 V, et le niveau haut de + 1 V à 0 V, sans perturber l'allure du signal. Dans COMSIS, il existe un opérateur qui modifie les différents niveaux sans déformation du signal et qui jouera le rôle du driver. Il s'agit du détecteur à seuils (Détection-Seuil).

Les paramètres caractéristiques de cet opérateur sont présentés dans le Tableau III-5 :

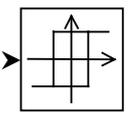
	Paramètres du détecteur à seuils			
	Niveau bas de détection	0	Niveau bas de sortie	- 4
	Niveau haut de détection	+ 1	Niveau haut de sortie	0

Tableau III-5: Paramètres caractéristiques du driver de modulateur.

II-3 La fibre optique

La fibre optique considérée dans l'étude est une fibre standard télécom (Single Mode Fiber, SMF), G.652, dont les paramètres géométriques, mécaniques et optiques sont définis par l'UIT-T (Union Internationale des Télécommunications). Le modèle disponible dans COMSIS (Fibre-optique-monomode) est un bloc représentant une fibre optique monomode.

Les paramètres du bloc utilisé pour la simulation sont les suivants :

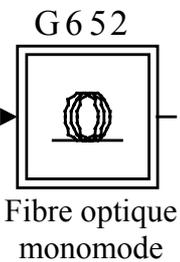
	Paramètres système de la fibre	De transmission (SMF)
	Longueur (km)	Variable km
	Atténuation (dB/km)	0,25
	Dispersion chromatique (ps/nm/km)	17
	Effet Kerr	Oui
	Effet Raman	Oui
	Coefficient de non linéarité (m ² /W)	2,7.10 ⁻²⁰
	Aire effective de la section (μm ²)	80
	Dispersion Modale de Polarisation	Non
	Retard (ns)	4

Figure III-9 : Les paramètres de la fibre G.652

II-4 La photodiode

Le modèle disponible dans COMSIS (Photodiode-Pin) est un opérateur représentant une photodiode PIN.

Les paramètres caractéristiques de la photodiode sont présentés dans le Tableau III-6

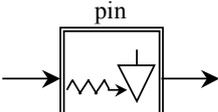
Paramètres de la photodiode			
	Sensibilité	0,9 A/W	Courant d'obscurité
			5 nA

Tableau III-6 : Paramètres caractéristiques de la photodiode PIN.

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

$$I_{ph} = S.P_{opt} + I_{obs} + I_{bruit}$$

Avec

S : Sensibilité de la photodiode

P_{opt} : Puissance optique reçue

I_{obs} : Courant d'obscurité

I_{bruit} : Courant de bruit

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

Bruit quantique :

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

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

Avec

q : charge de l'électron

S : sensibilité de la photodiode

P_{opt} : puissance optique reçue

Δf : bande passante du système de réception

Bruit d'obscurité :

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

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

Avec

q : charge de l'électron

I_{obs} : courant d'obscurité

Δf : bande passante du système de réception

Bruit total :

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

$$\langle IB^2 \rangle = \langle IQ^2 \rangle + \langle IO^2 \rangle$$

III-2

Équation

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

III-3

Équation

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

II-5 Evaluation des performances [75]

Compte tenu des faibles valeurs du taux d'erreur et des analyses présentées auparavant, nous avons calculé le facteur de qualité de la liaison. Pour des raisons de facilité de lecture nous reportons ici le facteur Q normalisé.

Après construction et description entière des deux liaisons, nous pouvons effectuer les simulations afin de comparer les deux techniques.

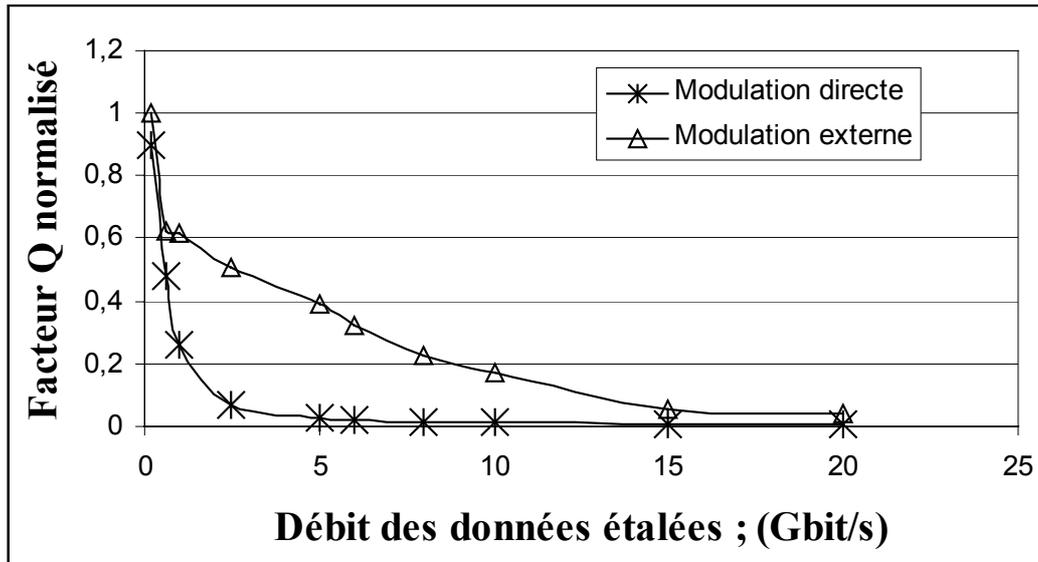


Figure III-10 : facteur Q en fonction du débit

Nous avons simulé une liaison DS-OCDMA avec un seul utilisateur émettant un débit de données $D = 1/T_b$ égal à 50 Mbit/s. Nous utilisons un code OOC (64,4,1,1). Les données de l'utilisateur sont donc étalées par ce code, ce qui implique un débit d'émission de l'ordre de 9,92 Gbit/s. La fibre optique a une longueur de 20 km et une photodiode PIN une sensibilité 0,9 A/W.

Les résultats représentent la facteur de qualité Q normalisé par rapport à la valeur à 155 Mbit/s en modulation externe (qui représente un débit de données de 2,5Mbit/s) en fonction du débit binaire d'injection dans le laser (données étalées) (Figure III-10). Il apparaît qu'en modulation directe les performances diminuent très rapidement quand le débit augmente. Au delà d'un débit de données étalées de 5 Gbit/s (ie : données à 78 Mbit/s) les performances sont en dessous du minimum requis par les télécommunications ($TEB \leq 10^{-9}$). En configuration externe, les performances sont supérieures au minimum requis.

Cela peut s'expliquer par le fait que dans le cas de la modulation directe, le courant de polarisation, doit commuter brusquement entre un niveau bas et un niveau haut, Comme il l'a été montré dans la thèse de N. Saad [49], le temps de réponse et le chirp du laser ne permettent pas d'obtenir une émission de lumière aussi rapide. En effet le milieu laser ne peut répondre instantanément à une excitation électrique car l'émission stimulée n'a pas lieu tant que la concentration de porteurs n'atteint pas sa valeur seuil.

Le temps de réponse du laser, le chirp et les fluctuations causées par les bruits d'amplitude et de fréquence dégradent et imposent une limite aux performances d'un système DS-OCDMA utilisant la modulation directe à un débit de données supérieur à 78 Mbit/s [75].

Il apparaît donc que dans le cas d'un système DS-OCDMA où le codage est réalisé dans le domaine électrique et pour des débits plus élevés, la modulation externe du laser s'impose.

II-6 Choix du modulateur [75]

Une seconde étude a porté sur les types de modulateurs externes utilisables pour la technique DS-OCDMA. Deux types de modèles ont été implantés dans la liaison, le modulateur à électro-absorption (MEA) et le modulateur Mach Zehnder.

Dans un premier temps nous avons effectué une simulation pour deux utilisateurs, auxquels on affecte un code OOC et un laser.

Les résultats obtenus avec le MEA montrent que la technique O-CDMA ne peut être envisageable. En effet, ce type de composant ne permet pas d'annuler complètement la puissance optique dans le cas d'un niveau bas (Figure III-12).

L'analyse statique du modulateur MEA (Figure III-11), montre que pour une tension nulle, (correspondante au niveau haut), le modulateur est transparent et laisse passer la lumière qu'il reçoit (P_{in}), pour une tension de $-4V$, (correspondante au niveau bas), la puissance à la sortie

du modulateur est donnée par : $\frac{P_{out}}{P_{in}} = -4.34294dB$ (63% de la puissance reçue par le MEA est absorbée (Figure III-11)), donc la puissance de niveau haut est reliée avec la puissance de niveau bas par la relation : $P_{N_{haut}} \approx 2,72 \times P_{N_{bas}}$.

Dans ce cas, la puissance totale due à la superposition de deux niveaux bas est largement supérieure à la puissance d'un niveau haut (Figure III-12). En conséquence, en réception, comme est envoyée la somme des données de tous les utilisateurs, le niveau bas des données ($\approx 2,009.10^{-12}$ A), après désétalement en entrée du bloc de décision, est supérieur au seuil fixé selon les techniques de traitement du signal appliquées au CDMA optique ($\approx 7,11.10^{-13}$ A). D'innombrables erreurs vont donc apparaître.

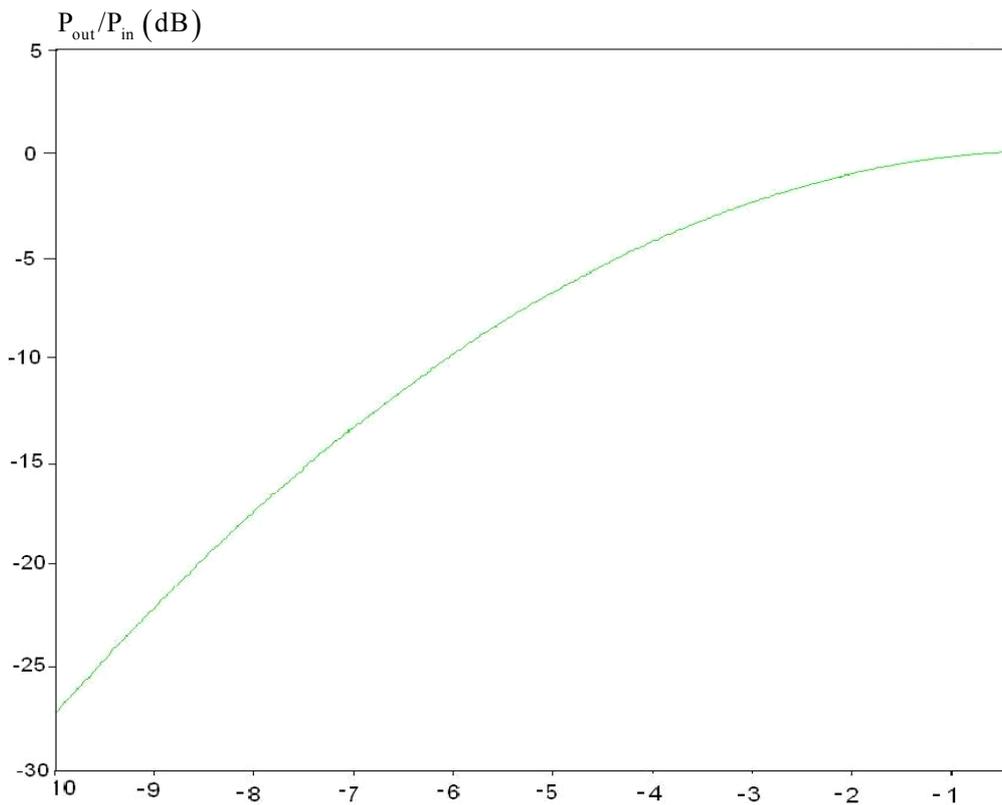


Figure III-11: Caractéristique d'absorption du modèle de MEA

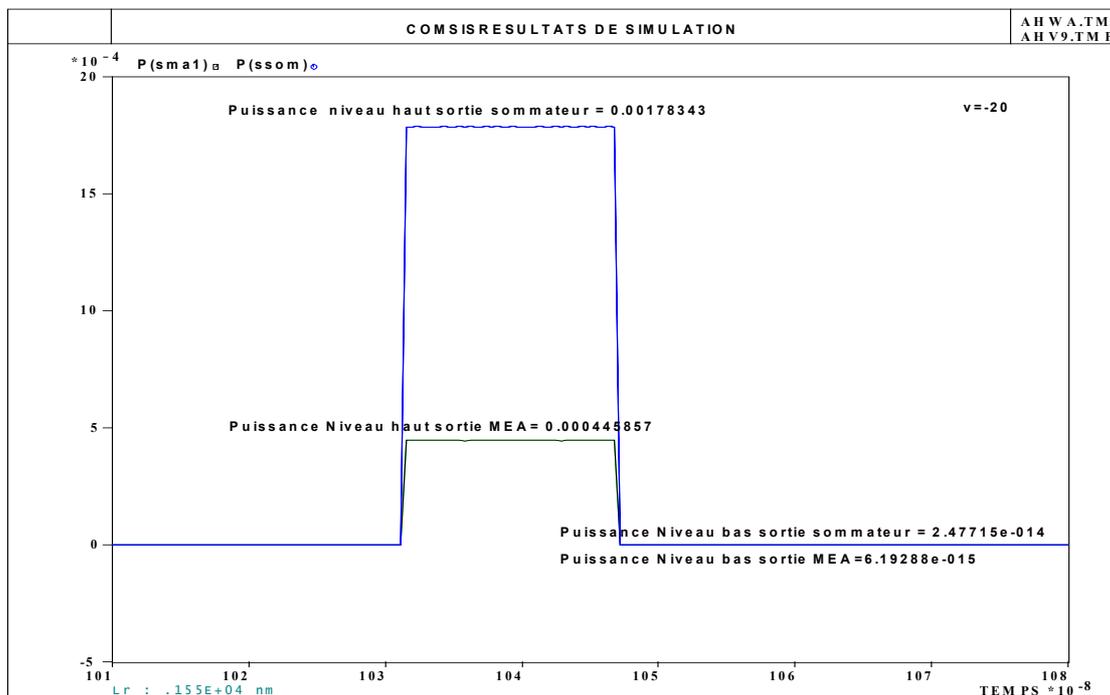


Figure III-12 : Niveaux de puissance à l'entrée et à la sortie du sommateur

Pour palier ce problème nous avons simulé la même liaison en remplaçant le modulateur MEA par un modulateur Mach Zehnder. La technologie Mach Zehnder fonctionne sur le

principe de la modulation de phase du champ en sortie due aux variations de l'indice de réfraction du guide. L'expression de l'amplitude du champ en sortie du modulateur est donnée par :

$$E = \frac{E_0}{2} \exp(-j\beta_1 L) + \frac{E_0}{2} \exp(-j\beta_2 L) = E_0 \cos(\Delta\beta L) \exp(-j\bar{\beta}L)$$

$$\text{Avec} \quad \Delta\beta = \frac{\beta_1 - \beta_2}{2} \quad \bar{\beta} = \frac{\beta_1 + \beta_2}{2}$$

Une configuration correcte et réaliste du modèle, permet d'obtenir des niveaux de puissance basse très faibles, ce qui permet de contourner le problème précédemment décrit.

Les caractéristiques du modulateur sont présentées dans le Tableau III-7 suivant :

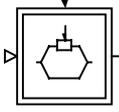
 <p>Modèle de simulation du Modulateur Mach Zehnder</p>	Paramètres du Modulateur-Externe-Amplitude	
	Gain (ou Perte) dB	5
	Tension d'offset (V)	-4,5
	Coefficient de modulation d'amplitude (rd/V)	0,3491
	Coefficient de modulation de phase (rd/V)	0,035

Tableau III-7: Paramètres du Modulateur-Externe-Amplitude

Une fois ce point résolu, une étude première a été menée avec des paramètres réalistes de composants pour une liaison à plusieurs utilisateurs. La Figure III-13 présente le TEB en fonction du nombre d'utilisateurs, sachant qu'avec la configuration de code (64,4,1,1), le maximum théorique d'utilisateurs est 5 [44].

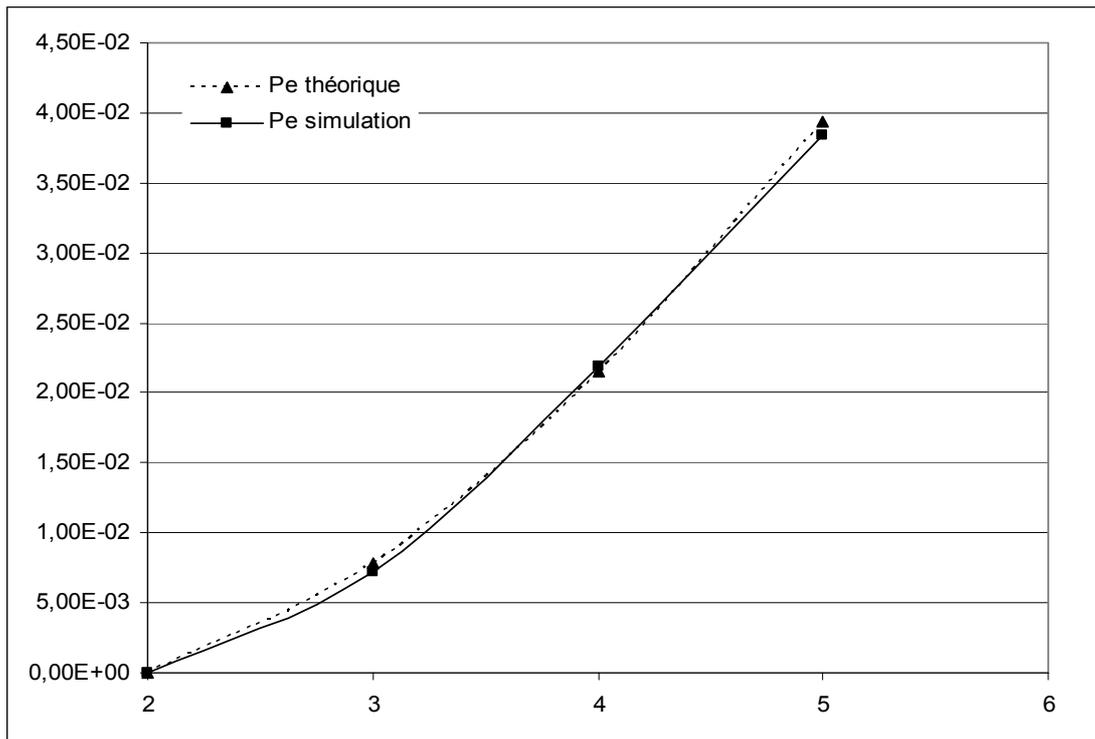


Figure III-13 : TEB en fonction de nombre d'utilisateurs

Il apparaît que le TEB croît quand le nombre d'utilisateurs augmente. Sa valeur reste supérieure à 10^{-9} , ce qui ne correspond pas au pré-requis des systèmes de télécommunication.

Ce paragraphe a présenté la liaison construite sur COMSIS et les premiers résultats obtenus sur les performances. Nous avons montré que les simulations étaient en accord avec la théorie. On considérera donc la liaison comme une référence pour la suite des études.

Les composants utilisés ont été choisis après études des résultats et comparaison avec la théorie. De plus nous nous sommes attachés à ce que les paramètres des composants insérés dans les modèles soient en complète adéquation avec ceux actuellement disponibles sur le marché.

De ce fait, plusieurs limitations apparaissent. Comme nous l'avons décrit dans les chapitres 1 et 2, les liaisons OCDMA simulées doivent répondre aux critères du réseau d'accès et aux performances requises par l'optique. Plus précisément, il faudrait une liaison comportant 32 utilisateurs avec un débit au minimum de 155 Mbit/s et un taux d'erreur binaire inférieur ou égal à 10^{-9} .

Cependant, les moyens en temps et en espace mémoires requis par COMSIS pour effectuer une simulation sont incompatibles avec de telles contraintes.

Nous avons donc effectué des choix en terme de critère :

La longueur du code des liaisons simulées ne dépasse pas 277, au delà le débit des données codées dépasse les performances des composants actuellement disponibles.

Les TEB qui seront présentés avec la méthode de Monte-Carlo seront de l'ordre de 10^{-4} , pour des TEB inférieurs les résultats auront été obtenus avec la méthode du facteur Q, incluant les imprécisions reportées au paragraphe III.1. Le nombre maximum d'utilisateurs est 5.

Compte tenu de l'ensemble de ces contraintes, nous avons effectué une étude de l'impact de la dispersion chromatique de la fibre sur les performances en englobant l'ensemble des paramètres modifiables sur un système DS/OCDMA.

II-7 Emetteur/ Récepteur tout optique

Dans le contexte des futurs réseaux d'accès de type PON, les spécifications conduisent à un débit maximal de 155 Mbit/s par usager. Il apparaît donc que pour assurer ces contraintes, en utilisant les codes OOC précédemment décrits, il sera nécessaire de pouvoir émettre et corrélérer des données codées à des débits supérieurs à 5 Gbits/s. A ce jour la bande passante de l'électronique ne permet pas d'effectuer la fonction corrélation à de tels débits. Aussi, il est apparu intéressant pour pallier ce manque de simuler un émetteur/récepteur conventionnel « tout optique », et de comparer ses performances à la théorie.

La liaison simulée est « back-to-back », regroupant 5 utilisateurs dont le débit des données est : 100Mbit/s. Un code OOC (64,4,1,1). Les caractéristiques des composants sont quasi-idéaux (pas d'ajout de bruit, bande passante infinie...).

La démarche suivie a consisté à simuler dans un premier temps le codeur et la fonction corrélation du récepteur conventionnel de manière « optique/électrique ». Le signal optique reçu est converti via une photodiode en un signal $r(t)$ électrique, puis le traitement mathématique est réalisé en utilisant les fonctions électriques disponibles sous le logiciel COMSIS Figure III-14. C'est la méthode utilisé jusque là et présentée précédemment dans la liaison back to back.

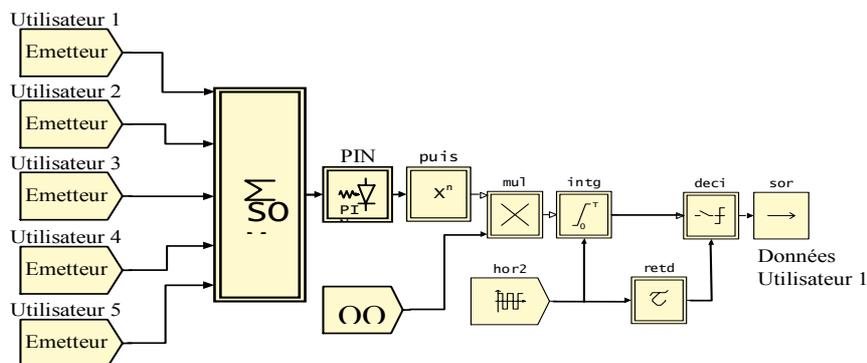


Figure III-14: Récepteur optique/électrique

Nous avons vu que les résultats obtenus (Figure III-16) sont proches de la théorie et ont permis de valider la méthode et l'utilisation de la simulation système pour ce type d'application [76].

La deuxième étape était la réalisation des fonctions de codage (Figure III-15 (a)) et de décodage (Figure III-15 (b)) en n'utilisant que des composants optiques puis en convertissant

les données optiques de l'utilisateur désiré en un signal électrique (récepteur tout optique) via la photodiode PIN (Figure III-15).

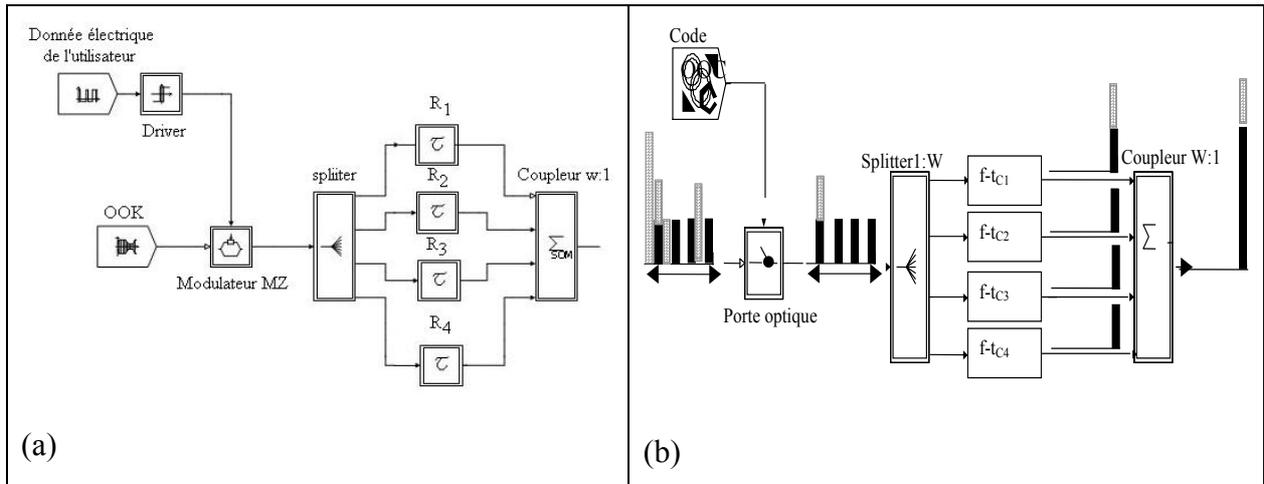


Figure III-15 : Principe de l'émetteur tout optique (a) et récepteur tout optique (b)

Le principe de l'émetteur tout optique est décrit dans le chapitre II (§ III-1-B). Le récepteur « tout optique » consiste à utiliser une porte optique pilotée par le code de l'utilisateur désiré pour ne sélectionner dans un premier temps que le message qui lui est destiné. L'IAM créée par les autres utilisateurs est toujours présente. Un « splitter » permet de diviser le signal en autant de branche que le poids du code. Un jeu de ligne à retard adapté ($f-t_{ci}$) à l'emplacement des « 1 » du code permet de les regrouper en fin du temps bit. Un coupleur W vers 1 superpose les « chips » des données codées (correspond à l'intégration)[76][77].

Les résultats obtenus sont présentés sur la Figure III-16. Nous présentons la probabilité d'erreur en fonction du seuil de décision choisi.

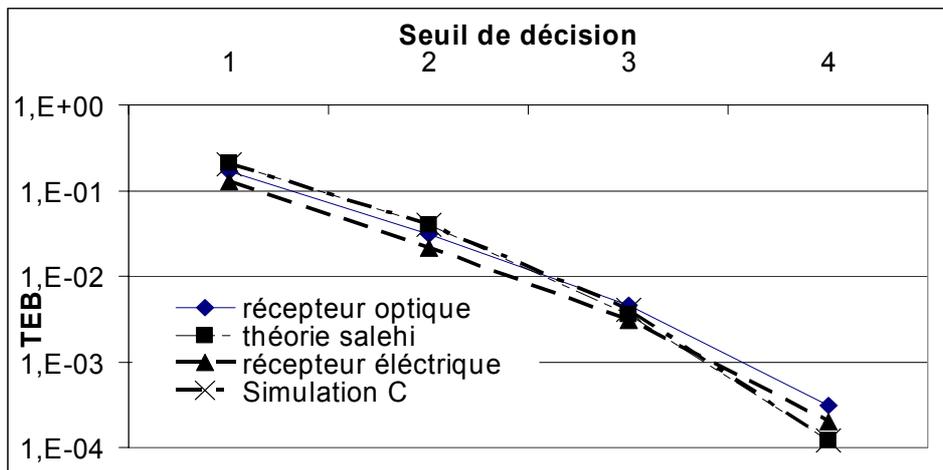


Figure III-16 : Résultats de simulation système

Les courbes sont superposées pour les deux types de récepteurs simulés et sont conformes à la théorie. Pour conforter ces résultats une simulation a été effectuée en langage C. Elle valide également les résultats.

III Impact de la dispersion chromatique sur la transmission [78][79].

Comme nous l'avons déjà reporté, dans un système multi-utilisateurs, le signal OCDMA reçu étant la superposition des signaux des différents utilisateurs actifs du réseau, il peut exister de l'interférence appelée Interférence d'Accès Multiple (IAM) [44]. L'effet de la dispersion chromatique de la fibre se superpose à l'IAM en terme de limitation des performances du réseau. En sortie de la fibre optique, on peut exprimer le champ électrique du $j^{\text{ème}}$ chip (signature) du $l^{\text{ème}}$ bit (donnée) en fonction de la partie en phase et en quadrature de la façon suivante [79]:

$$E_{l,j}^1 = (y_{p1}^{l,j} + jy_{q1}^{l,j}) + \left(\sum_{i=2}^N y_{pi}^{l,j} + j \sum_{i=2}^N y_{qi}^{l,j} \right) + \left(\sum_{h=\left[\frac{T-T_c}{2T_c}\right]}^{\left[\frac{T-T_c}{2T_c}\right]} y_{Dp_{j-h}} + j \sum_{h=\left[\frac{T-T_c}{2T_c}\right]}^{\left[\frac{T-T_c}{2T_c}\right]} y_{Dq_{j-h}} \right) \quad \begin{array}{l} \text{Équation} \\ \text{III-4} \end{array}$$

avec : (y_{pi} , y_{qi}) les parties respectivement en phase et en quadrature du champ électrique du $i^{\text{ème}}$ utilisateur et (y_{Dp} , y_{Dq}) celles dues à la dispersion chromatique. Le premier terme correspond aux données de l'utilisateur désiré, le deuxième est le terme correspondant à l'IAM et le dernier est dû à la dispersion chromatique.

Pour faciliter la lecture de cette partie nous représenterons sur l'illustration suivante (Figure III-17) chacun de ces termes à l'issue d'une simulation avec 4 utilisateurs, un code OOC(64,4,1,1) et un seuil égal à 2.

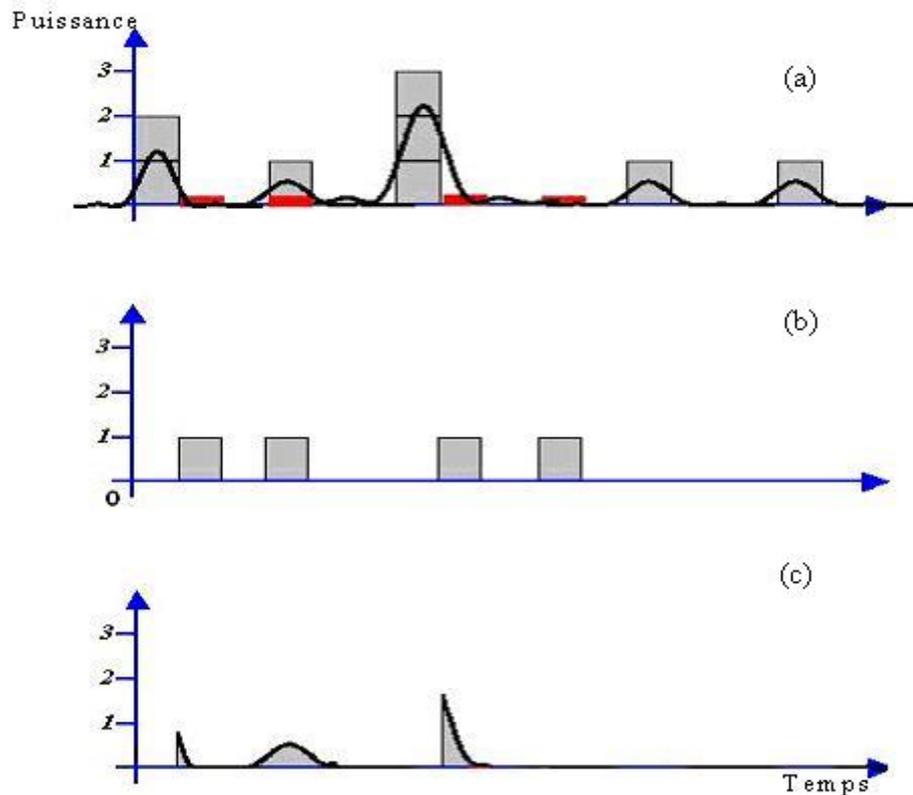


Figure III-17 : illustration de l'étalement d'un ou plusieurs « 1 » d'un temps chip sur un temps chip adjacent avec COMSIS

La Figure III-17 (a) représente les données codées de tous les utilisateurs en entrée et en sortie de la fibre optique, sachant que l'utilisateur désiré a envoyé une donnée « 0 ».

A la réception on multiplie ce signal par le code de l'utilisateur désiré (Figure III-17 (b)), le résultat de la corrélation apparaît sur la Figure III-17 (c). On observe que l'étalement des données dû à la dispersion chromatique et l'IAM apportent une puissance suffisante pour détecter un « 1 » alors qu'un « 0 » a été émis.

Pour étudier l'impact de la dispersion chromatique sur les performances du système en fonction de différents paramètres réseau et ceux du code (L : longueur de la fibre, N : nombre d'utilisateurs, F : longueur du code, S : seuil de décision), nous avons mis en œuvre un grand nombre de simulations système OCDMA.

III-1 Simulations avec COMSIS

Impact de la dispersion en fonction du débit

Dans un premier temps nous avons étudié l'impact de l'augmentation du débit des données utilisateur sur les performances de la liaison, les résultats de la Figure III-18 représentent le taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du débit binaire par utilisateur pour une fibre G652 (50kms) de dispersion 17ps/km.nm à 1550nm.

Nous avons utilisé un code OOC (181,4,1,1) et avec un nombre d'utilisateurs N égal 5. Pour simuler uniquement l'effet de la dispersion chromatique, on ne considère pas l'atténuation et on néglige les effets non linéaires.

On constate que les performances se dégradent quand le débit augmente. Au delà d'un débit de données de 70Mbit/s l'effet de la dispersion devient pénalisant.

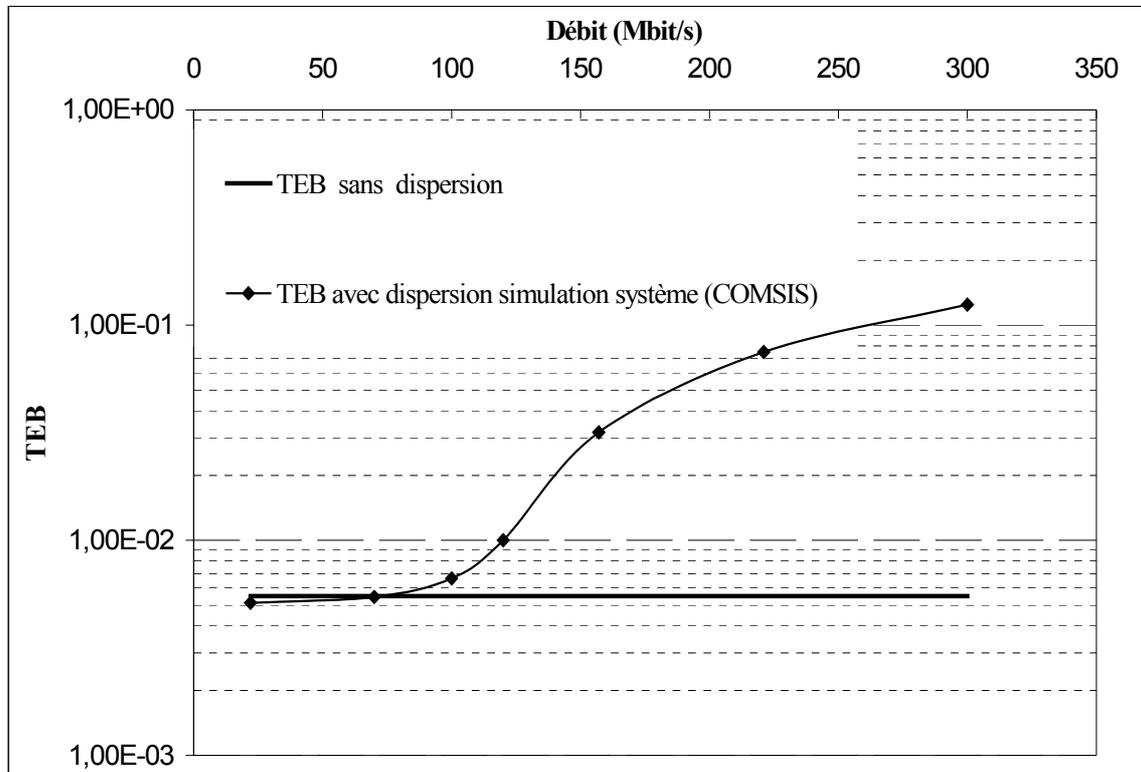


Figure III-18: TEB avec et sans dispersion en fonction du débit D , $N=5$, $L=50$ km.

Pour bien identifier les pénalisations apportées par la dispersion, nous avons considéré les bandes passantes des composants infinies. De ce fait, même si le débit des données étalées dépasse 60 Gbit/s, la limitation qui apparaît sur la Figure III-18 n'est due qu'à la dispersion chromatique de la fibre. On remarque que pour un débit de 155Mbit/s, référence de la future donnée par les spécialistes du domaine, on perd une décade sur le taux d'erreur binaire. L'étalement de la donnée chip (T_c) dû à la dispersion crée automatiquement plus d'interférence.

Impact de la dispersion en fonction de la longueur du code

Ensuite, dans l'objectif de trouver la longueur du code où l'effet de la dispersion peut être négligée, nous avons simulé une liaison en fixant le débit ($D=100$ Mbit/s) et nous avons fait varier la longueur du code.

Les figures III-19 et III-20 présentent les résultats de simulation pour un temps bit T_b constant égal à $T_b=10^{-8}$ s ($D\cong 100$ Mbits/s) en fonction de la largeur temporelle T_c avec $N=5$, une longueur de fibre $L=50$ kms et pour deux seuils de détection différents S_2 et S_4 .

On constate que plus la largeur T_c diminue, ce qui correspond à une augmentation de la longueur du code (i.e. une amélioration des performances), dans les conditions de simulation choisie, on notera que la dispersion n'a pas d'impact sur les performances jusqu'à des longueurs du code: $F=82$ ($T_c=1,2 \cdot 10^{-9}$ s) pour S4 et $F=181$ ($T_c=5,5 \cdot 10^{-11}$ s) pour S2

Nous avons vu en théorie (chapitre II) que plus le seuil est choisi bas lors de la détection, plus l'IAM va prendre de l'importance et pénalise les résultats. C'est en particulier vrai pour S2, aussi dans ce cas, la dispersion chromatique peut avoir un impact négligeable comparé à celui de l'IAM pour les faibles longueurs du code. L'effet de la dispersion chromatique n'apparaîtra qu'à partir d'une certaine longueur du code où elle viendra s'ajouter à l'IAM.

En revanche, dans le cas d'un seuil S4, l'IAM est déjà partiellement éliminée, et l'effet de la dispersion apparaît même pour des longueurs de code petites.

Ces résultats obtenus à 100Mbit/s pour 5 utilisateurs sont transposables à des débits et nombre d'utilisateurs plus élevés. La même observation serait faite pour des codes de types différents tels que les primes séquences.

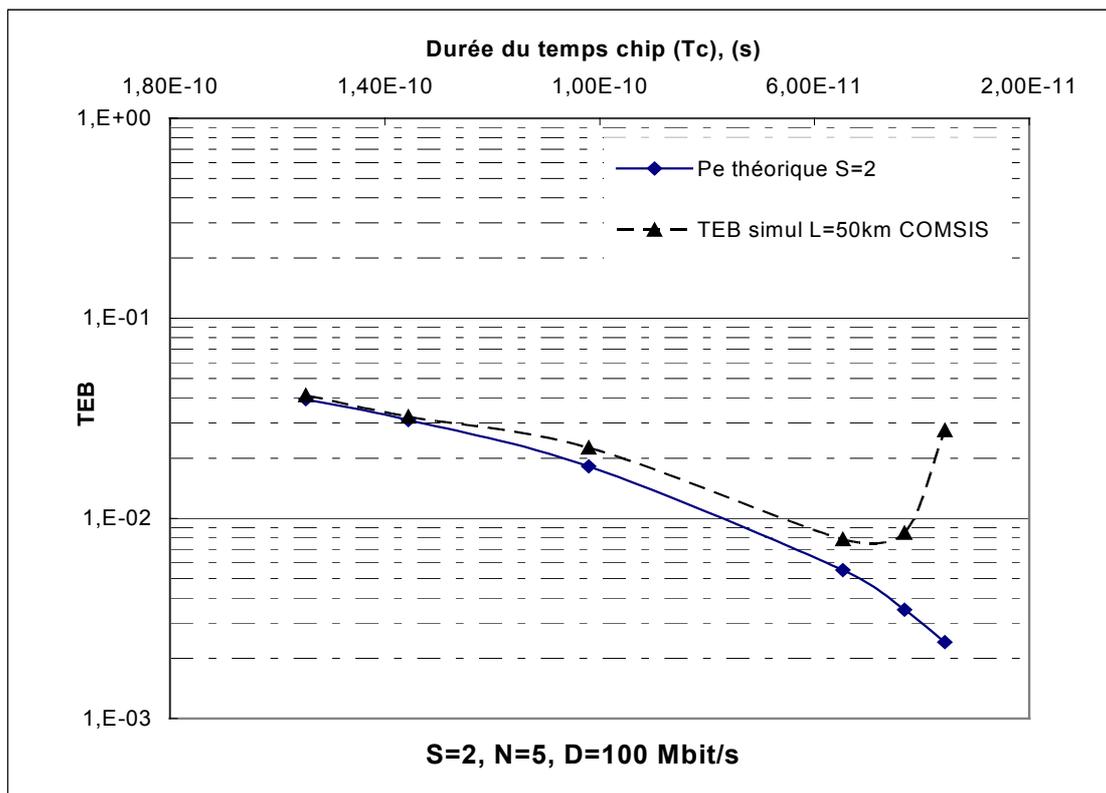


Figure III-19: TEB avec et sans dispersion en fonction du temps chip T_c $N=5$, $L=50$ km et $S=2$

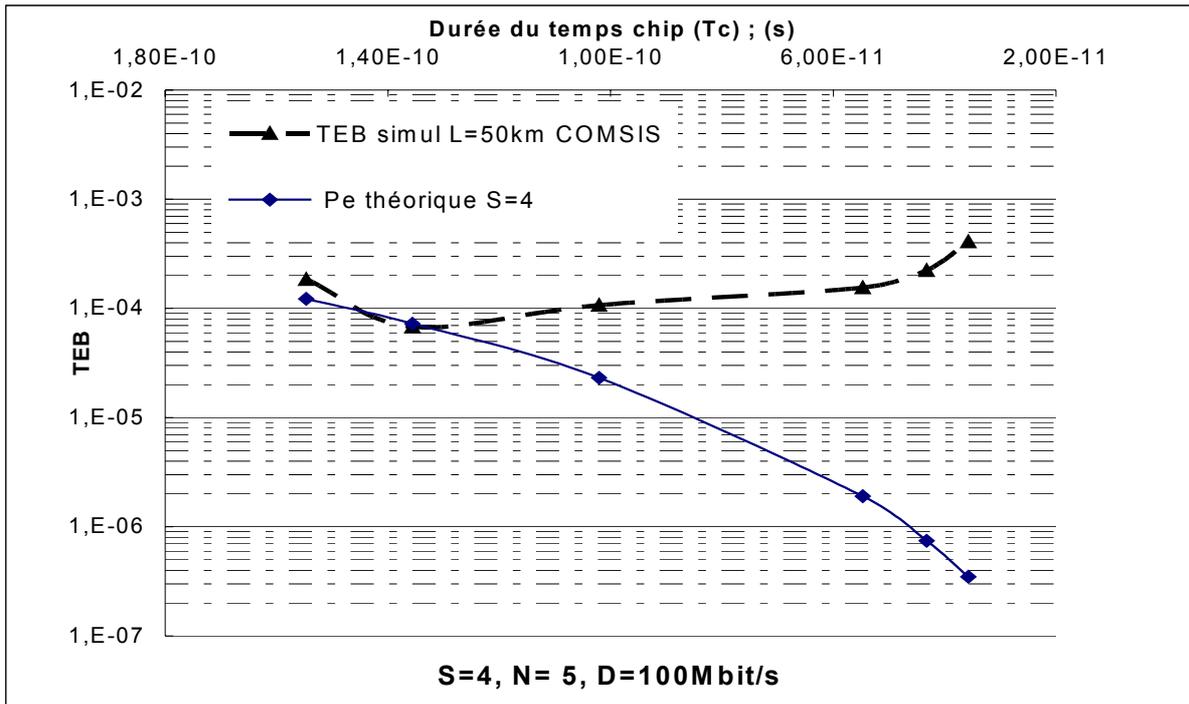


Figure III-20 : TEB avec et sans dispersion en fonction du temps chip T_c $N=5$, $L=50$ kms et $S=4$

Impact de la dispersion en fonction du nombre d'utilisateurs

Une autre étude est menée en fonction du nombre d'utilisateurs. Nous avons simulé une liaison pour N utilisateurs, un code OOC (181,4,1,1), un débit $D=100$ Mbit/s et une longueur de fibre $L=50$ km (Figure III-21).

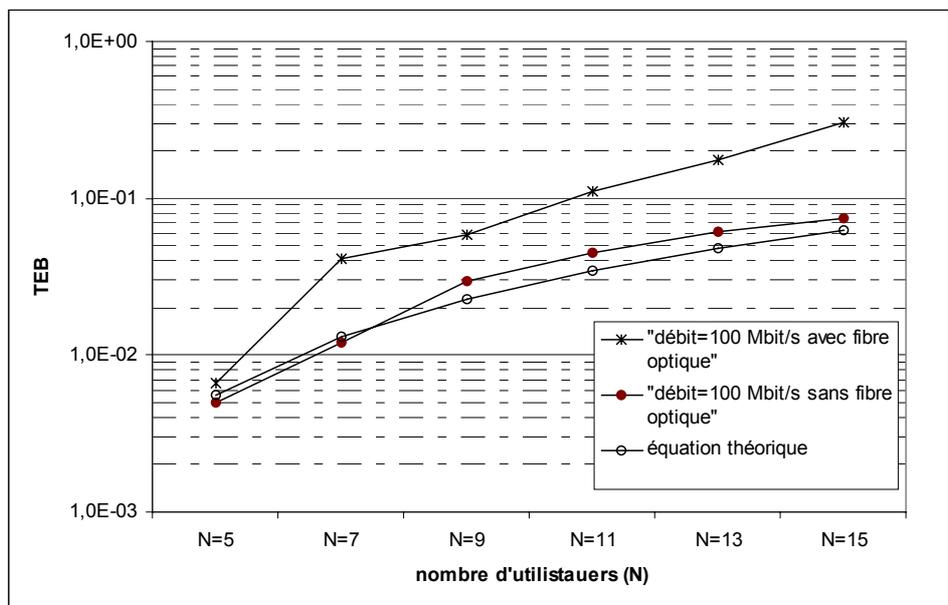


Figure III-21 : TEB avec et sans dispersion en fonction de nombre d'utilisateurs.

On constate sur la Figure III-21 que, quand le nombre d'utilisateurs augmente l'effet de la dispersion chromatique devient pénalisant. En effet lorsque le nombre d'utilisateur augmente le nombre de chips qui peuvent perturber les données codées de l'utilisateur désiré augmente (superposition des « 1 » des codes), ce qui se traduit par une diminution de la qualité de transmission. Car, comme nous l'avons montré par une simulation Matlab[®] au chapitre II (§ III-2), plus le nombre de « 1 » superposés dans un temps chip est important plus la puissance due à l'étalement de ce temps chip à cause de la dispersion chromatique est grande. Ainsi le chip adjacent le plus proche peut recevoir suffisamment de puissance pour être considéré comme un « 1 » et le nombre d'erreurs augmente.

Conclusion

Dans cette étude nous avons montré que l'impact de la dispersion chromatique sur les performances d'une liaison CDMA Optique à haut débit dépend des paramètres du réseau (longueur de la fibre L , débit des données D et nombre d'utilisateurs N) et des codes OOC (F, W, h). Il est apparu que selon le paramètre que l'on fait varier, il existe toujours une configuration pour laquelle les performances seront les meilleures [78]-[79].

Comme nous l'avons précisé auparavant, les simulations avec COMSIS ne permettent pas d'approcher des taux d'erreurs inférieurs à 10^{-5} . En effet, pour que la méthode de Monte-Carlo s'applique correctement, il faut envoyer suffisamment de bits. Par exemple il faut au moins 10^{10} bits pour prétendre mesurer un TEB de 10^{-9} . La simulation nécessite un temps de calcul trop important et le logiciel devient instable.

Pour palier ce problème et réaliser d'autres études paramétriques, nous avons modélisé l'effet de la dispersion chromatique en utilisant le logiciel Matlab[®].

III-2 Simulations sous Matlab[®]

Afin d'estimer l'impact de la dispersion chromatique sur les performances du système avec des temps de simulation court, nous avons développé un modèle simple.

Principe de la modélisation

Sachant que la dispersion chromatique induit un élargissement de l'impulsion dans le domaine temporel, et comme il n'y a pas de pertes dues à ce phénomène, les paramètres les plus significatifs que nous avons évalués pour la modélisation sont la largeur T et l'amplitude H du lobe centrale de l'impulsion étalée au niveau de la sortie de fibre dans laquelle la plus grande partie de la puissance optique est contenue (Figure III-22).

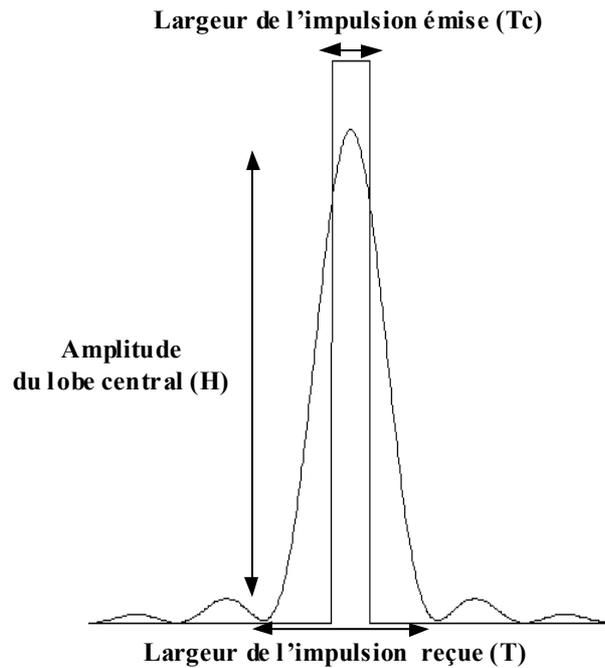


Figure III-22 : illustration de l'étalement d'un chip

La largeur T, donne une indication sur le nombre de chip adjacents, dans la séquence CDMA, perturbés par l'effet de la dispersion chromatique. L'amplitude H, décrit le niveau de la puissance optique du lobe. L'évolution de la largeur T et de l'amplitude H du lobe central ont été tracées en fonction de la largeur de l'impulsion à l'entrée de la fibre T_c Figure III-23, pour une longueur $L=50\text{km}$ de fibre optique G652.

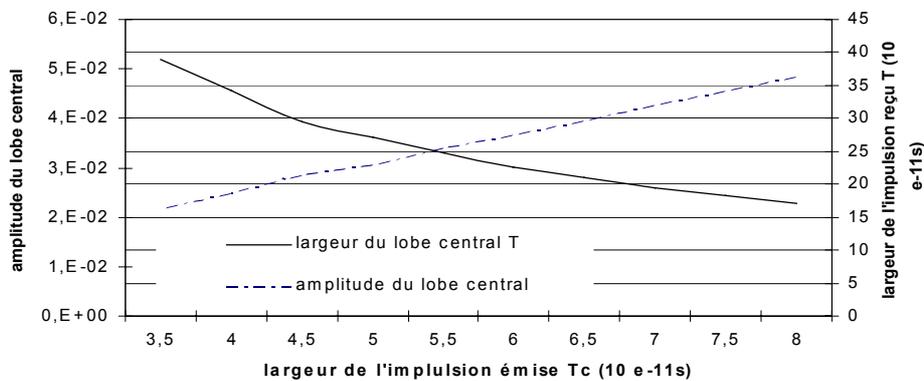


Figure III-23 : évolution de l'amplitude et de la largeur d'une impulsion à la sortie de la fibre en fonction de la largeur de l'impulsion à l'entrée

Cette courbe permet d'évaluer l'étalement de la donnée émise après 50 km de transmission. Comme on l'attendait, plus le temps chip émis est court, plus l'étalement est important sur les T_c adjacents. De plus, plus le temps chip est long et plus l'amplitude du lobe reçu est importante.

Validation du modèle

Pour valider cette modélisation une comparaison entre les résultats de simulation Matlab® et ceux de COMSIS a été effectuée (Figure III-24). Nous constatons que la courbe du TEB obtenue d'après le modèle développé évolue de la même façon que celle de COMSIS. On peut considérer les résultats issus de la modélisation comme une borne supérieure pour l'étude de l'effet de la dispersion chromatique. Nous poursuivons donc avec des études paramétriques.

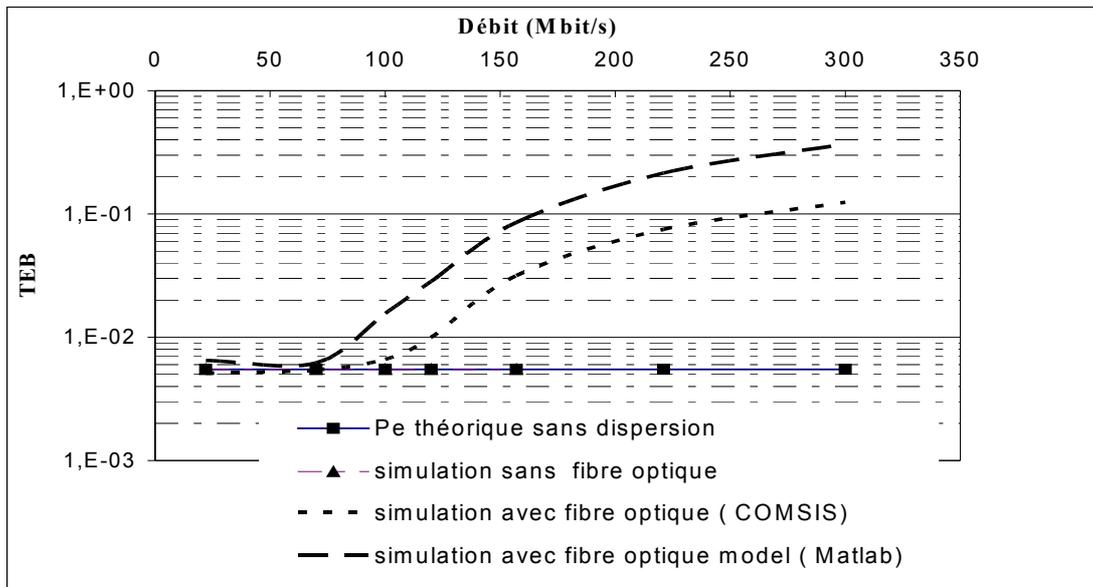


Figure III-24 : TEB en fonction du débit, simulations COMSIS et Matlab®.

Etudes paramétriques

Les paramètres de ces études sont : la longueur de la fibre L, la longueur du code F, le débit D et le nombre d'utilisateurs actifs du réseau N.

Impact de la dispersion en fonction de la longueur de fibre

L'ensemble des paramètres que nous avons simulé sont présentés dans le tableau suivant :

Famille des codes OOC(F,W,h _a ,h _c)	(181,4,1,1)
Débit (D)	220 Mbit/s
Dispersion chromatique	17 ps/nm.km
Nombre d'utilisateurs (N)	5

Tableau III-8 : paramètres de simulation

Dans un premier temps nous avons simulé une liaison DS-OCDMA pour différentes longueurs de fibre optique (G652).

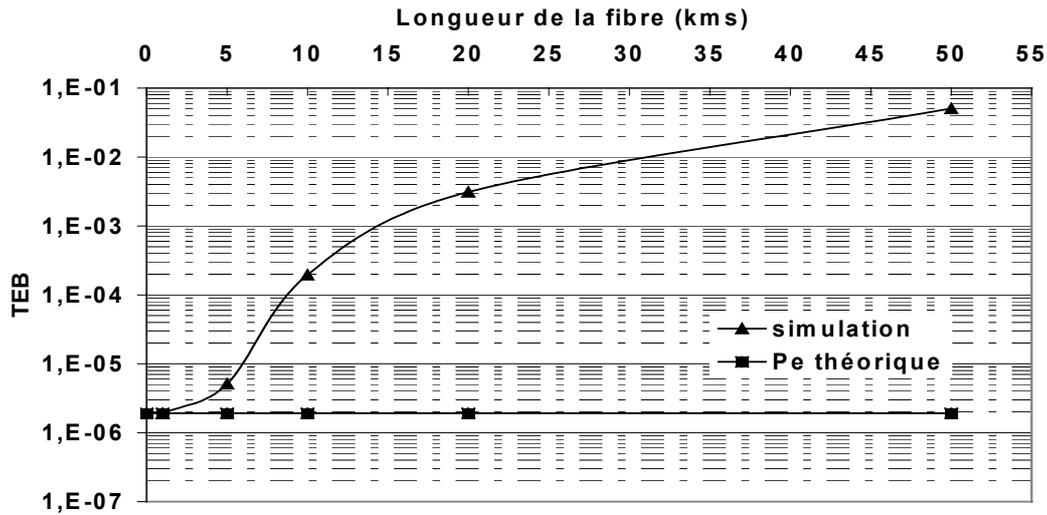


Figure III-25 : TEB en fonction de la longueur de la fibre $F=181$, $D=220\text{Mbit/s}$ et $N=5$

La comparaison entre les résultats dans le cas où la dispersion est prise en compte et celles due seulement à l'IAM (Figure III-25), prouve que l'impact de la dispersion chromatique n'est pas négligeable. On constate que les performances diminuent très rapidement quand la longueur de fibre augmente. Au delà d'une longueur de fibre de 5 km les performances commencent à se dégrader.

Impact de la dispersion en fonction de la longueur du code

Pour compléter les résultats présentés sur les figure III-18 et III.19 présentant le TEB en fonction du temps chip, une autre étude est effectuée en fonction de la longueur du code (F) pour différentes longueurs de fibre (Figure III-26).

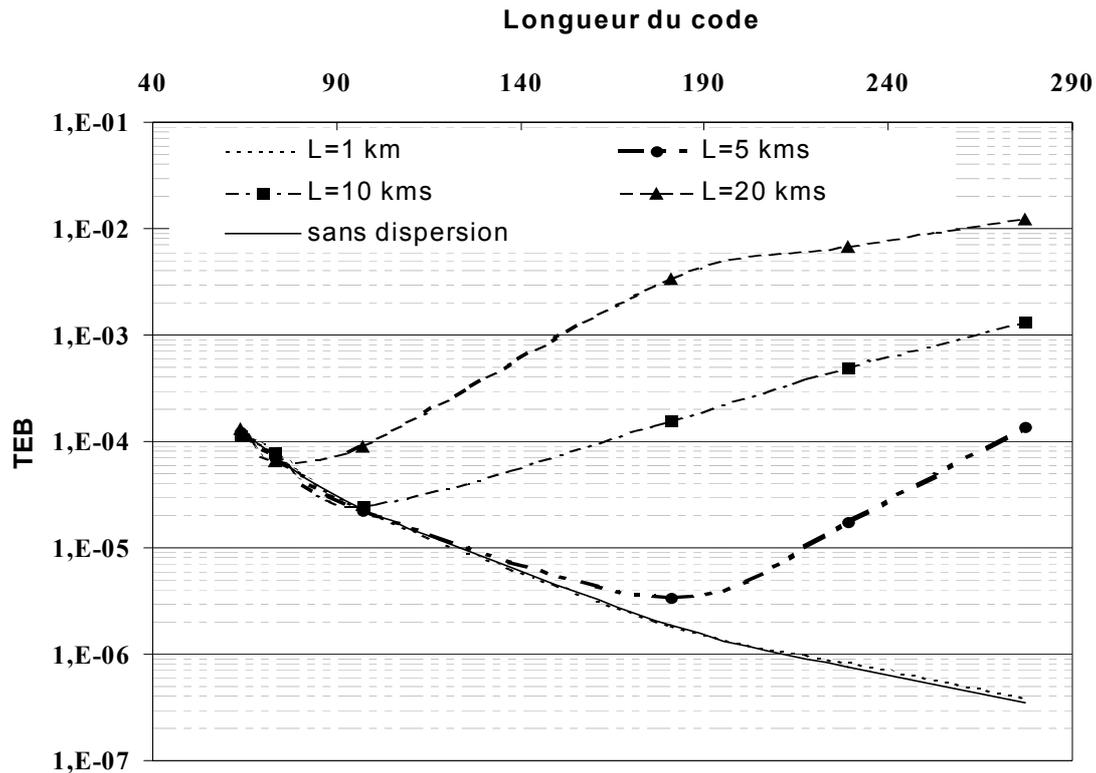


Figure III-26 : TEB en fonction de la longueur du code

De même que pour l'étude faite avec COMSIS, on remarque que lorsque la longueur du code augmente le TEB dans un premier temps diminue, puis augmente. Il est à noter que pour une longueur de 1 km la dispersion n'a aucun impact, la courbe est superposée à celle sans dispersion.

Pour des distances supérieures à 5 km, pour de faibles longueurs du codes il n'y a pas d'impact de la dispersion. Les TEB obtenu ne dépend que de l'IAM. Il apparaît, pour chaque longueur de fibre un point critique à partir duquel la dispersion devient prépondérante. Ce point est trouvé pour des longueurs de codes d'autant plus petites que la fibre est longue. En effet, lorsque le débit des données codées dépasse ce point spécifique, le signal (T_c) s'étale et les performances sont dégradées. Il existe donc une zone dans laquelle l'IAM domine et une autre dans laquelle la dispersion chromatique qui s'ajoute à l'IAM devient plus importante et pénalisante.

On remarque que plus la longueur du code augmente plus le point où la dispersion chromatique devient un facteur limitatif se déplace vers les courtes longueurs de fibre et vis versa.

Les résultats obtenus montrent qu'un choix optimal des caractéristiques du code OOC, par exemple la longueur du code, peut éviter l'utilisation d'un composant de compensation de la dispersion chromatique. Dans notre cas ($D=220\text{Mbit/s}$) pour une longueur de fibre de 20km, cette longueur est de $F=73$ avec un $\text{TEB}=6.6 \cdot 10^{-5}$, et pour $L=5 \text{ km}$ cette longueur est $F=181$ avec un $\text{TEB} = 3.4 \cdot 10^{-6}$.

Impact de la dispersion en fonction de débit

Pour compléter cette étude, la variation des performances en fonction de débit sont reportées dans la Figure III-27 pour une longueur du code $F=181$. Nous pouvons remarquer que pour une longueur de fibre de 1km les performances commencent à se dégrader à partir d'un débit de 600 Mbit/s. En revanche pour une longueur de 20km la qualité de transmission est pénalisée à partir d'un débit de 100 Mbit/s. Nous pouvons conclure que pour éviter l'utilisation d'un composant de compensation de dispersion pour une longueur de fibre donnée il faut faire un compromis entre la longueur du code F et le débit des données D .

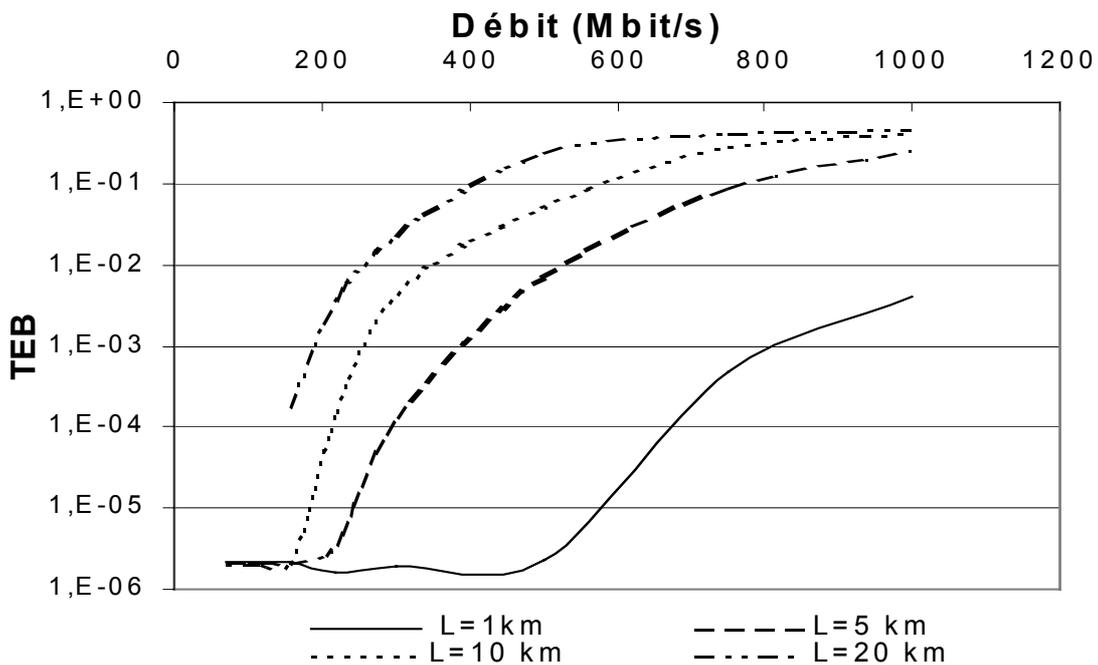


Figure III-27 : TEB en fonction de débit $F=181$ et $N=5$

Impact de la dispersion en fonction du nombre d'utilisateurs

Considérons maintenant les paramètres initiaux ($F=181$, $W=4$, $D=220$ Mbit/s), afin d'estimer l'importance de l'effet de la dispersion chromatique (en comparaison à l'Interférence Accès Multiple) quand le nombre d'utilisateurs N augmente. Nous avons simulé une liaison DS-OCDMA en faisant varier le nombre d'utilisateurs N . L'évaluation des performances du système avec et sans fibre optique pour deux longueurs de fibre $L=5$ km et $L=10$ km est présentée dans la Figure III-28.

En accord avec les résultats précédents, pour une longueur de 5km et un nombre d'utilisateurs de 5, l'effet de la dispersion chromatique est négligeable. On peut remarquer aussi que quand N augmente les performances restent les mêmes que dans le cas sans dispersion.

Pour une longueur de 10 km, la dispersion chromatique est limitative. En effet la dégradation de TEB est de l'ordre de deux décades pour $N=5$, or elle est réduite à une décade pour $N=15$.

Cela est dû au fait que pour $N=15$ l'IAM est dominant par rapport à la dispersion chromatique, par contre dans le cas où $N=5$ c'est la dispersion qui prédomine.

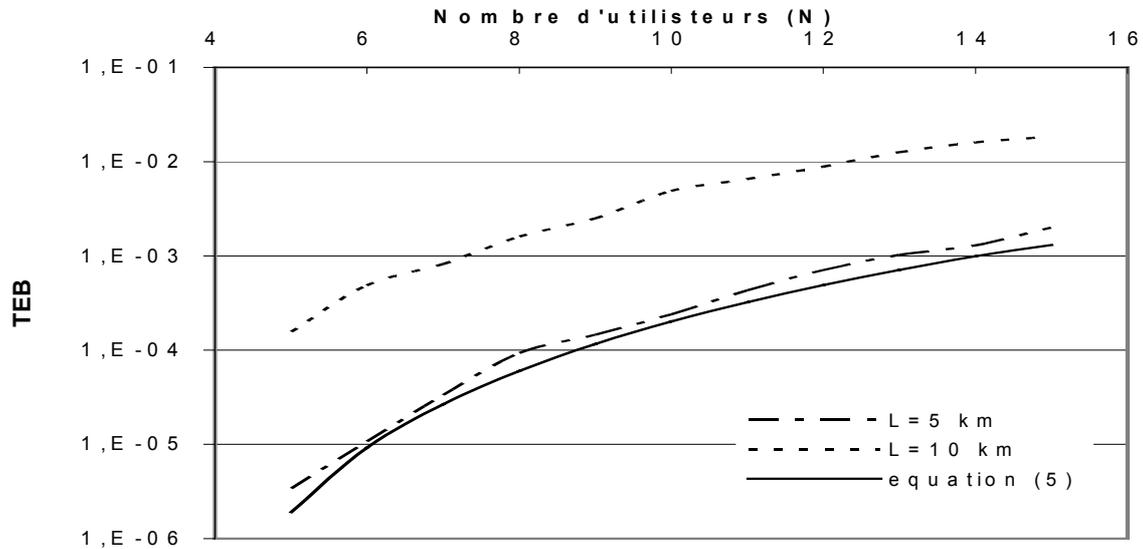


Figure III-28 : TEB en fonction de N, $F=181$ et $D=220\text{Mbit/s}$

IV Prise en compte des paramètres réels du photorécepteur [80]

Dans les simulations effectuées jusque là, la bande passante des photodiodes étaient considérées infinies. Nous allons maintenant optimiser les composants pour intégrer cette notion, en particulier au niveau du récepteur.

Le dernier paragraphe du chapitre précédent (cf. chapitre II) décrit une étude des performances d'une liaison CDMA optique utilisant les deux types de photodiode PIN et APD. Cette étude est menée en se servant du calcul numérique de la probabilité d'erreur. Les paramètres principaux pris en considération dans le système sont l'Interférence d'Accès Multiple (IAM), le bruit de grenaille, le bruit thermique, le courant d'obscurité (courants de surface et de volume pour une APD) et le bruit de l'émission spontanée de l'amplificateur (ASE) dans le cas d'un canal optique amplifié.

Dans cette partie, nous évaluons les performances de la liaison utilisant la simulation système qui permet d'intégrer les paramètres réels des composants présentés dans le chapitre précédent. Ce qui signifie que pour la simulation, en plus des paramètres décrits ci-dessus nous avons pris en compte la bande passante de la photodiode et la dispersion chromatique.

Dans l'objectif de diminuer le coût de la liaison et répondre aux critères du réseau d'accès nous avons simulé un canal optique passif sans amplificateur optique. Dans un premier temps nous avons simulé une liaison de référence avec 20 km de fibre optique G652 et une photodiode idéale. On remarque sur la Figure III-29 que seul l'effet de la dispersion

chromatique pénalise la qualité de transmission. Il y a pas de différence entre un récepteur avec photodiode PIN et récepteur avec APD

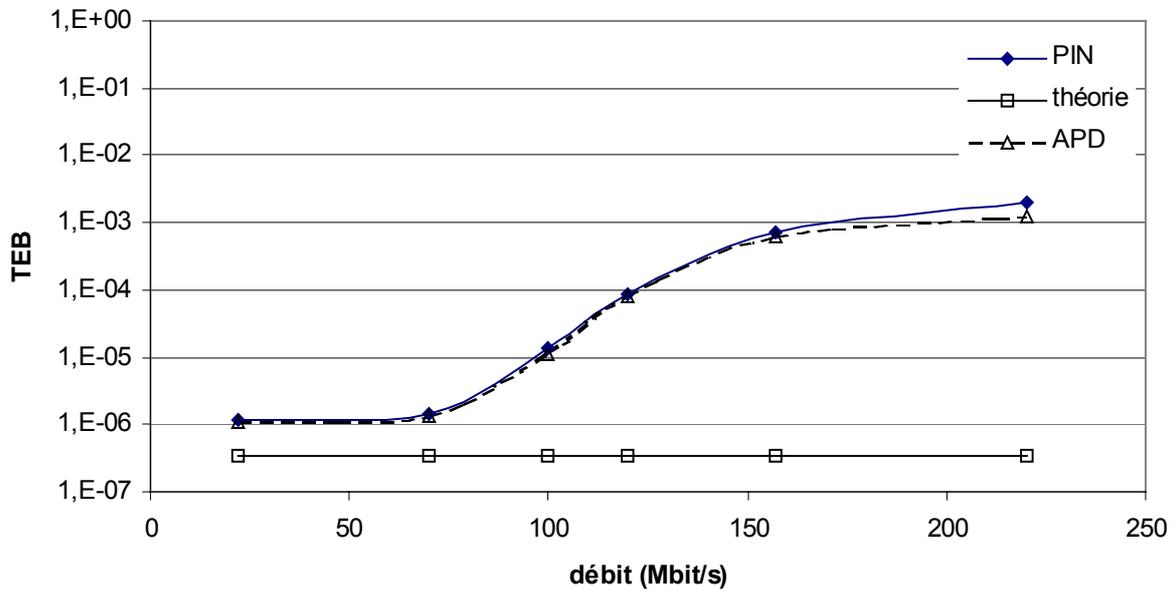


Figure III-29 :TEB en fonction du débit ($N=5$, $L=20$ km, $F=277$) pour les deux types de photodiodes)

Ensuite une étude comparative est faite en utilisant les paramètres réels des photodiodes, les différents bruits sont pris en compte, mais sans prendre en considération la bande passante. Les simulations sont réalisées pour un débit de 100Mbit/s, une longueur de fibre de 20 km, un code OOC (277,4,1,1) et pour $N=5$ utilisateurs. Les résultats des simulations sont présentés sur la figure-14.

Les paramètres des deux photodiodes sont présentés dans le tableau suivant :

PIN	
Délectivité	0.9 A/W
Courant d'obscurité	5 nA
Résistance de shunt	50 Ω pour des données codées=40Gbit/s
Température d'utilisation	300 K
APD	
Délectivité	0.6 A/W
Courant de surface	10 nA
Courant de volume	0.1 nA

Tableau III-9 :paramètres caractéristiques des photodiodes

Nous constatons que plus la puissance à l'entrée du récepteur est faible, plus les performances se dégradent. Il est important de remarquer que dans le cas d'un récepteur avec une photodiode APD les performances sont meilleures que pour un récepteur avec PIN. Cela peut s'expliquer par le fait que le gain de la photodiode APD permet d'obtenir un rapport signal à bruit (SNR) meilleur que celui d'une photodiode PIN.

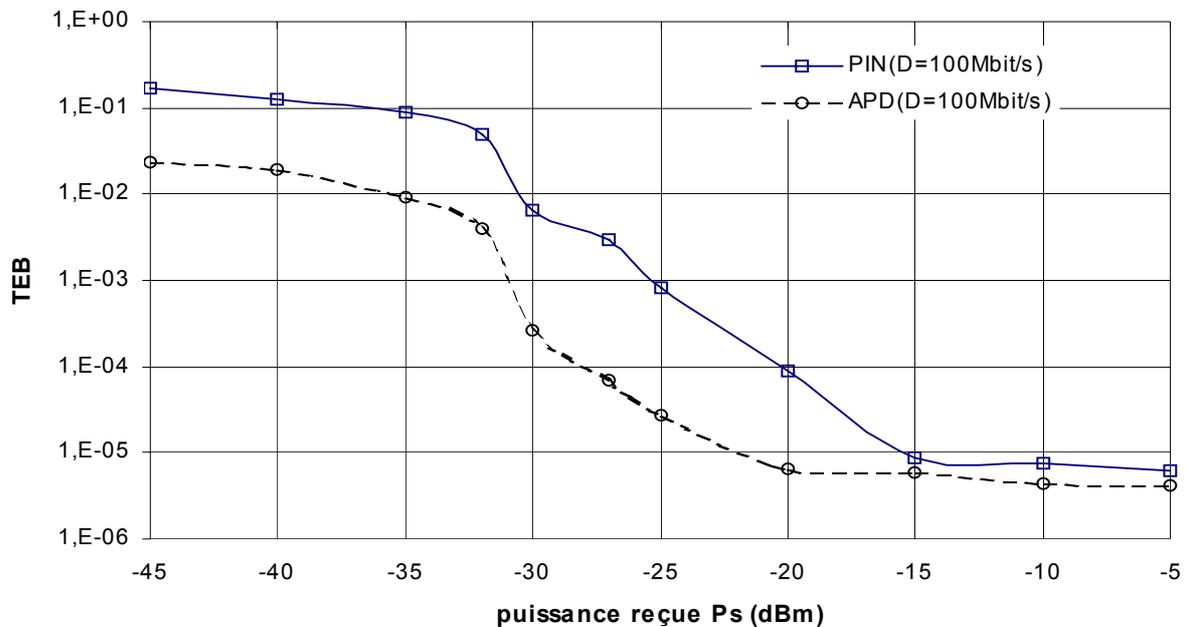


Figure III-30 : TEB en fonction de la puissance par chip pour des photodiodes PIN et APD réelles sans bande passante.

Enfin, nous avons simulé la liaison précédente mais en considérant la bande passante des deux photodiodes. La plupart des modèles disponibles dans COMSIS ont des bandes passantes infinies. Or, ce n'est pas le cas des composants réels. Ainsi, un filtre passe-bas de Bessel dont le gabarit est représenté sur la Figure III-31, est inséré derrière la photodiode pour simuler sa bande passante.

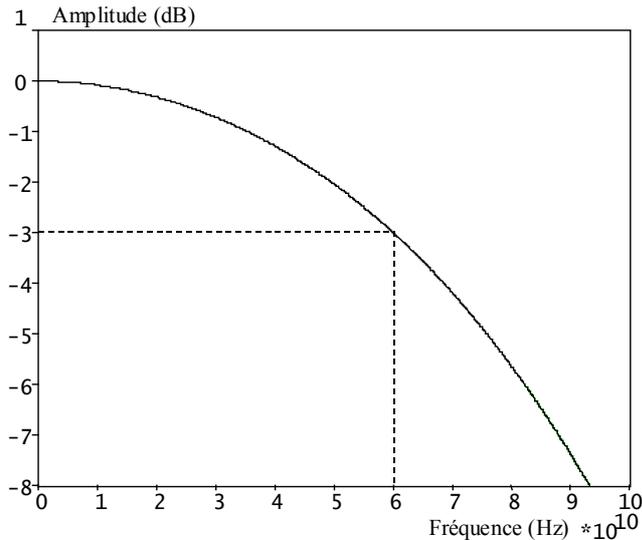


Figure III-31 : gabarit du filtre de Bessel simulé pour modéliser la bande passante de la photodiode

La photodiode à avalanche est définie par un facteur gain-bande passante $G_B = G \cdot B$ avec G et B respectivement le gain et la bande passante de la photodiode [2].

Nous avons simulé une bande passante de 60GHz pour la photodiode PIN, et pour la photodiode APD nous avons simulé différents couples (G,B) pour un facteur gain-bande passante de $G_B = 180$ GHz [63]. Les résultats de simulation sont présentés sur les figures III-32 et III-33.

On remarque sur la Figure III-32 que les performances d'un récepteur avec photodiode PIN sont les mêmes que dans le cas d'une photodiode idéale, ceci est dû au fait que pour une puissance reçue de -5dBm l'impact de bruit est négligeable et la bande passante de 60 GHz n'est pas un facteur limitatif puisque le débit des données codées ($D_c = D \cdot F$) ne dépasse pas cette bande, par exemple pour un débit de 155Mbits et pour un code OOC (277,4,1,1) le débit des données codées est de 43Gbit/s, ainsi la bande passante des photodiode PIN réelles n'est pas un paramètre restrictif.

Cependant, pour une photodiode APD, les performances sont dégradées. Par exemple pour le couple (10,18) et pour un débit égal à 220 Mbit/s le TEB est augmenté de deux décades. Nous pouvons voir que le couple (G,B) a un impact sur les performances du système. Cela peut s'expliquer par le fait que la bande passante de la photodiode est petite par rapport au débit des données à l'entrée du récepteur, autrement dit le temps de réponse de la photodiode est supérieur au temps chip. Par conséquent, de meilleurs résultats seront obtenus pour une bande passante maximale, en revanche le gain sera minimal.

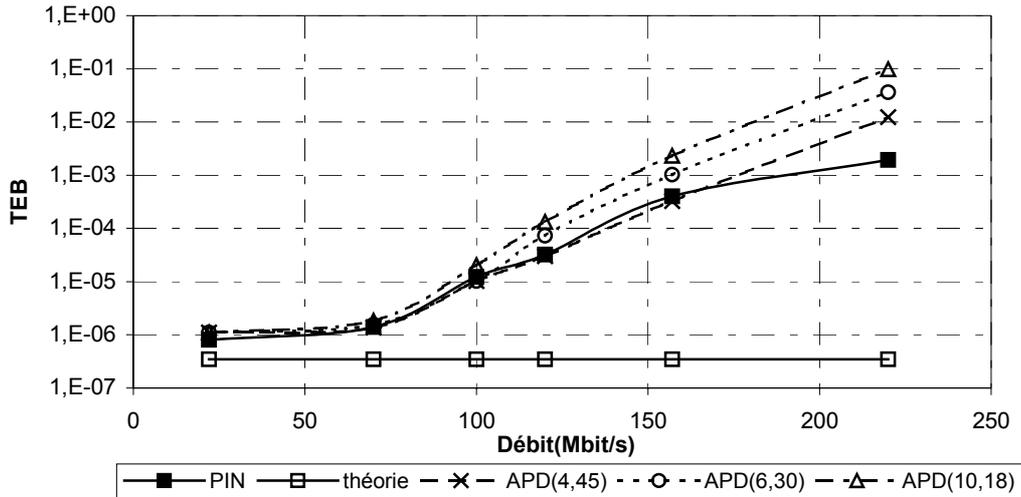


Figure III-32 : TEB en fonction du débit pour un système DS/OCDMA utilisant des photodiodes PIN et APD réelles avec bande passante

Pour compléter cette étude nous avons repris le scénario précédent. Nous avons simulé le TEB en fonction de la longueur du code pour un débit de 220Mbit/s et un nombre d'utilisateurs égal 5.

Les résultats de simulations sont présentés dans la Figure III-33 pour les deux types de photodiodes PIN et APD.

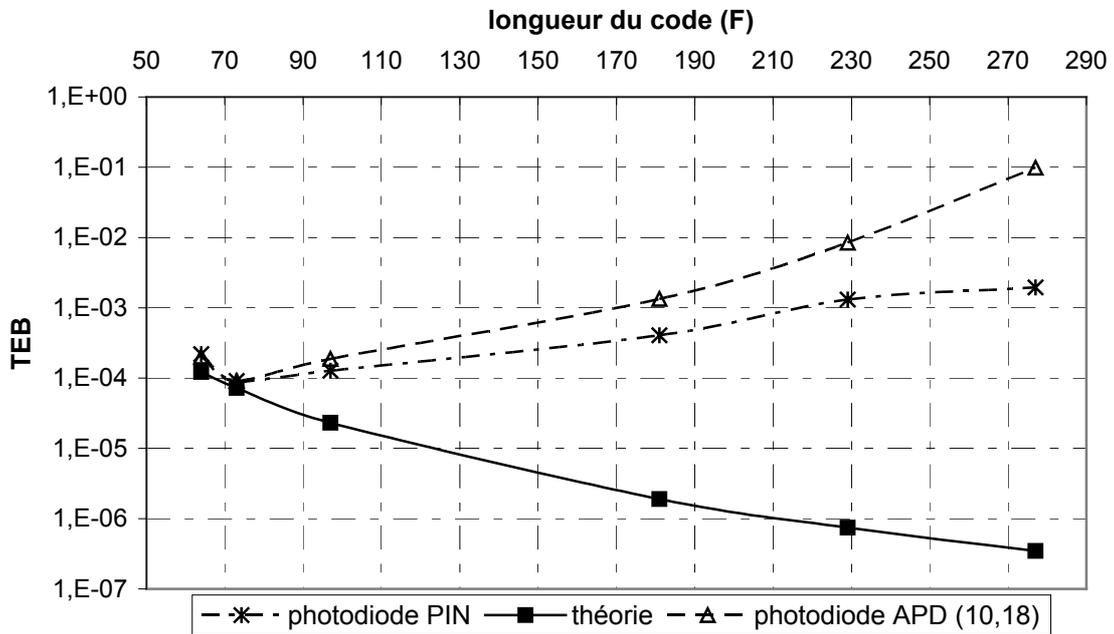


Figure III-33 : TEB en fonction de la longueur du code F pour un système DS/OCDMA utilisant des photodiodes PIN et APD réelles avec bandes passantes

Sur la Figure III-33 on sait que, quand la longueur du code augmente, théoriquement, le TEB doit diminuer. En revanche on constate dans un premier temps le TEB diminue, puis il augmente. Cette variation est due au phénomène de la dispersion chromatique. En plus on remarque que les performances avec une photodiode PIN sont meilleures que celles avec photodiode APD, ceci toujours à cause de sa bande passante étroite.

En conclusion, dans le cas de faible puissance, les photodiodes PIN ont une bande passante assez large mais le bruit du récepteur peut être un facteur limitatif, par contre les photodiodes APD ont des performances meilleures mais souffrent d'un manque de bande passante.

Dans un système DS-OCDMA la bande passante est un facteur important. Puisque le signal à l'entrée du récepteur est la somme des données codées, alors le temps de réponse de la photodiode doit être suffisamment petit pour suivre la commutation brusque entre niveau bas et niveau haut de signal d'entrée. Aussi la bande passante impose une limite ultime aux performances d'un tel système.

V Etude de différentes configurations de récepteurs OCDMA [83]

Après avoir étudié l'impact des caractéristiques physiques des composants et les paramètres du code sur les performances de la liaison, nous avons étudié et simulé d'autres types de récepteur, dans l'objectif d'améliorer la qualité de transmission.

Les paragraphes qui suivent ont pour objectif la réalisation et la simulation de trois type de récepteurs : un récepteur conventionnel avec limiteur optique, un récepteur « chip level » et finalement un récepteur à annulation série d'interférences.

V-1 Récepteur chip level[81][82].

Comme nous l'avons présenté au chapitre II (§ III.4.B), en théorie, le récepteur avec limiteur optique (LO) améliore les performances par rapport au récepteur conventionnel, quelque soit la longueur du code.

Un limiteur optique ou « hard-limiter » est un composant qui écrête la puissance optique dont la fonction idéale est définie par :

$$g(x) = \begin{cases} S & \text{si } x \geq v \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{III-5} \quad \text{Équation}$$

Avec x est la puissance optique à l'entrée du limiteur optique, V dénote le niveau de puissance du seuil du limiteur optique et S est une constante. Ainsi, le limiteur optique coupe la puissance optique reçue à chaque fois qu'il excède le niveau du seuil. Dans la détection optique du CDMA, S est habituellement choisie égale à V .

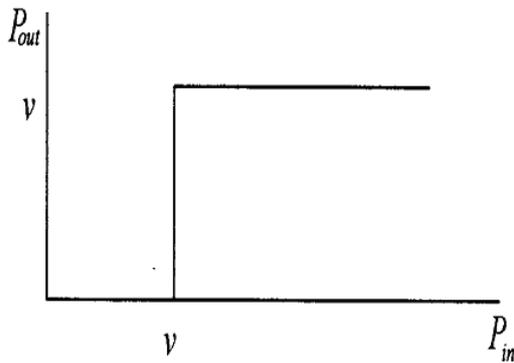


Figure III-34 : gabarit d'un limiteur optique idéal

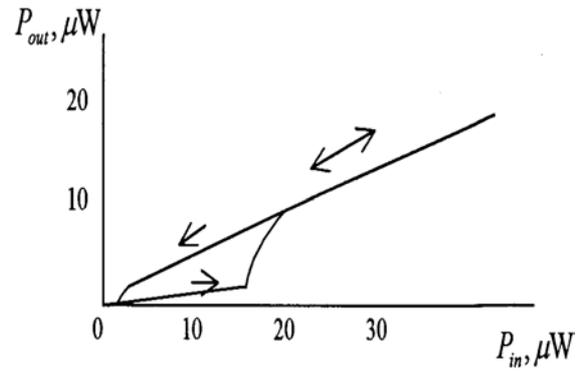


Figure III-35 : gabarit d'un limiteur optique réel

Les Figure III-34 et Figure III-35 représentent les gabarits d'un limiteur optique idéal et réel respectivement.

A partir de ces figures, on remarque que l'implantation d'un limiteur optique réel dans un système DS/OCDMA peut générer des erreurs supplémentaires par rapport à une liaison avec limiteur optique idéal [82].

Pour remédier à ce problème, l'utilisation d'un récepteur « chip level » peut être une solution.

Dans un premier temps nous avons simulé une liaison back-to-back avec le récepteur «chip level ». Nous avons utilisé un code OOC (64,4,1,1) et un nombre d'utilisateurs N égal à 5. Le taux d'erreurs binaire en fonction du seuil de décision est présenté dans Figure III-36.

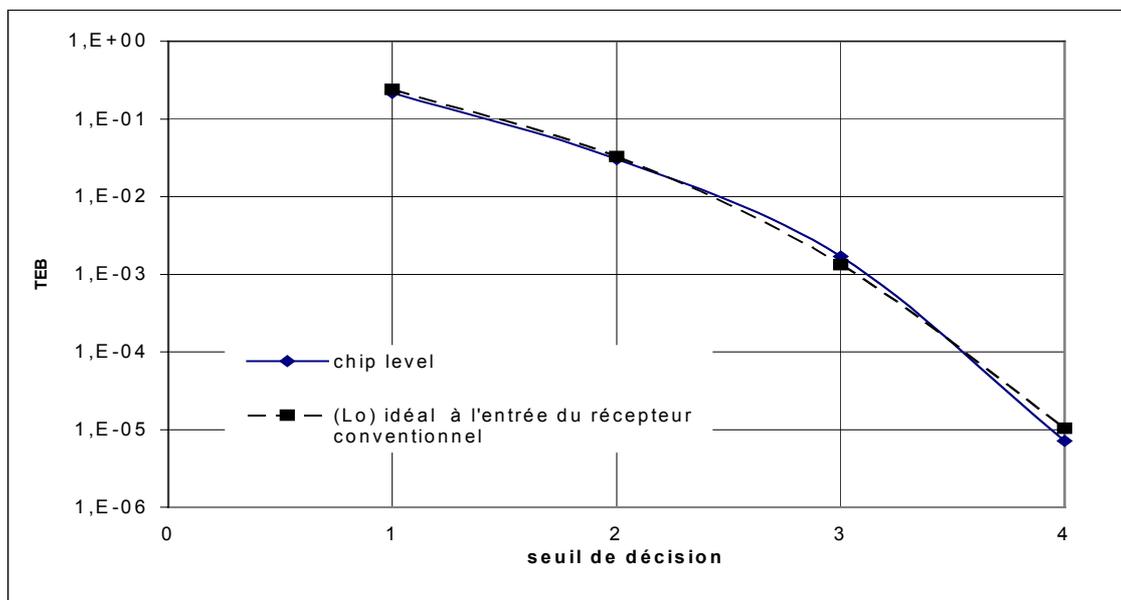


Figure III-36 : comparaison entre récepteur chip level et récepteur conventionnel avec LO

La courbe de la probabilité d'erreur montre que les performances sont les mêmes qu'avec un limiteur optique idéal, donc améliorée par rapport à un récepteur conventionnel. On peut conclure que l'utilisation d'un récepteur « chip level » peut être efficace si on souhaite améliorer les performances. Il est important de remarquer que dans le cas de système utilisant un récepteur « chip level », le temps d'intégration après la photodiode est égal à la durée d'un temps chip (T_c). Ceci constitue une limitation de ce type de récepteur dans le cas d'un débit chip élevé.

V-2 Limiteur optique pour diminuer l'impact de la dispersion chromatique.

Comme nous l'avons montré au chapitre précédent (Impact de la dispersion en fonction du nombre d'utilisateurs) plus le nombre de « 1 » superposés dans un temps chip est important plus la puissance due à l'étalement de ce temps chip à cause de la dispersion chromatique est grande. Nous avons simulé deux liaisons avec limiteur optique. Une dans laquelle le limiteur optique est placé avant la PIN, l'autre dans laquelle le limiteur optique positionné en entrée de la fibre optique. En effet, on suppose que le limiteur optique écrêtera les données codées superposées en entrée de la fibre et l'étalement dû à la dispersion sera moindre.

La Figure III-37 montre les courbes de taux d'erreur binaire en fonction du débit (D) pour différentes configurations. Nous avons utilisé un code OOC (277,4,1,1), une fibre de 20 km avec un nombre d'utilisateurs N égal à 5.

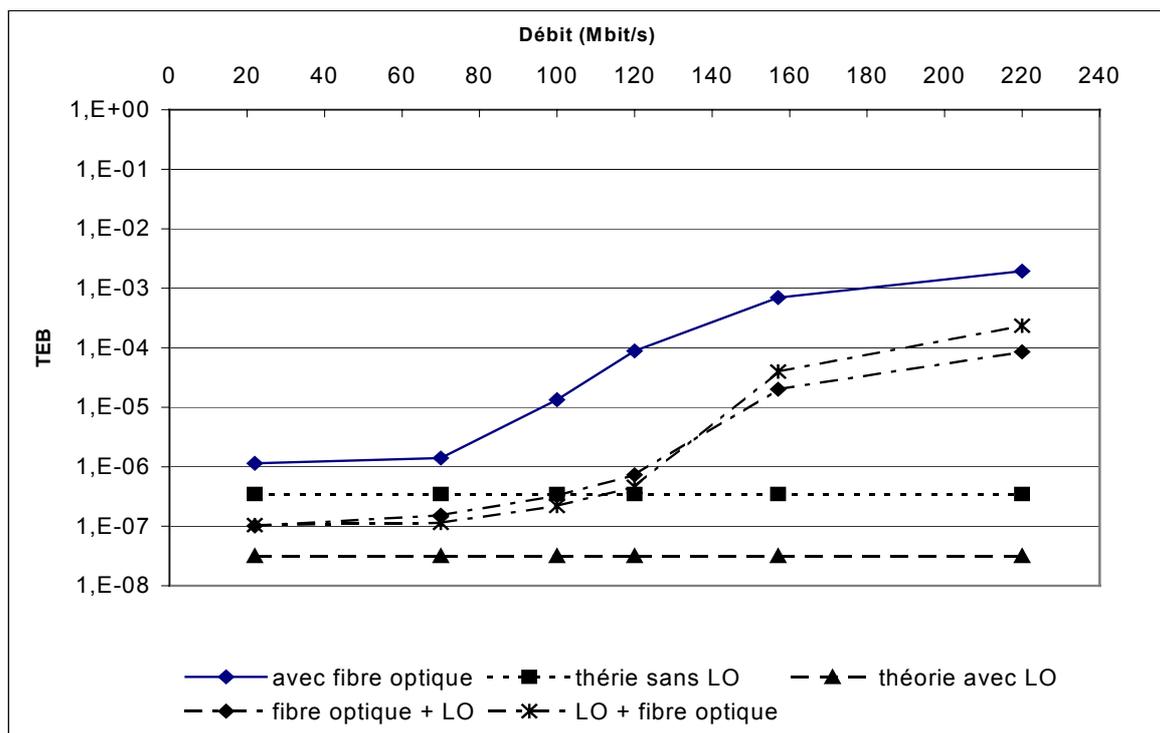


Figure III-37 : TEB en fonction de débit pour différentes configuration, $S=4$

On remarque que l'utilisation d'un limiteur optique (LO) à l'entrée ou à la sortie de la fibre a amélioré les performances, comme nous l'avons expliqué précédemment.

Cependant, on n'observe pas de réelle différence de résultats en fonction de l'emplacement du limiteur optique. Or on avait montré précédemment que pour un débit de 220Mbit/s, une longueur de fibre de 20 km et une longueur du code de 277, la dispersion chromatique était prépondérante sur l'IAM. On s'attendait donc à une amélioration des performances avec le limiteur optique placé en entrée de la fibre optique. En effet, le fait d'écarter les données en entrée ne suffit pas à éliminer les erreurs.

On rappelle que le lien des chip à « 1 » du code de l'utilisateur désiré est appelé « marque ».

Le fait d'écarter les données en entrée de la fibre ne suffit pas à éliminer les erreurs dues à la dispersion chromatique. A titre d'explication, On va considérer que la data de l'utilisateur désirée est «0 » et que deux chips à « 1 », (représentant les interférents) entoure une marque de l'utilisateur désiré (qui est à « 0 »). Dans cette configuration, les étalements dus à ces deux chips, se recouvrent sur la marque et entraîne une puissance supérieure au niveau du seuil, d'où une erreur en détection.

Pour confirmer cette hypothèse, nous avons simulé une liaison avec limiteur optique en entrée de la fibre et un récepteur « chip level » qui donne les mêmes résultats que le récepteur conventionnel précédé d'un limiteur optique. Nous avons utilisé un code OOC (277,4,1,1), une fibre de 20 km et un nombre d'utilisateurs N égal 5.

les résultats de simulation sont présenté dans le Tableau III-10 suivant :

configuration	avec fibre	LO+ fibre	Fibre +chip level	LO+ fibre +chip level
TEB	$1,9510^{-3}$	$2,3510^{-4}$	$8,5010^{-5}$	$4,53 10^{-5}$

Tableau III-10 : comparaison des performances de différentes configurations de récepteur

Les résultats montrent que la combinaison d'un limiteur optique associé au récepteur « chip level » permet d'améliorer les performances de deux décades par rapport au récepteur conventionnel.

V-3 Annulation Série [84]

Le principe repose sur l'estimation de l'interférence due aux utilisateurs non désirés. Une fois que l'IAM est déterminée, elle est retranchée du signal reçu avant détection de l'utilisateur désiré.

La structure à annulation série est présentée sur la Figure III-38. On rappelle que le signal reçu à l'entrée du récepteur est $r(t)$.

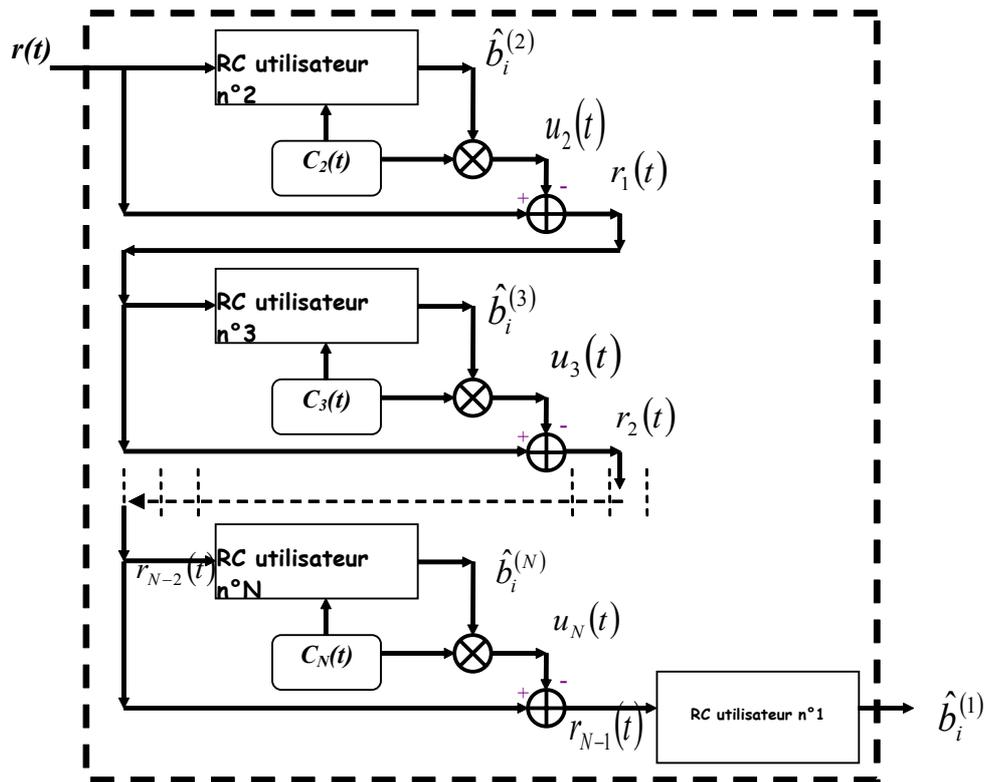


Figure III-38 : Récepteur à Annulation en Série

On suppose que l'utilisateur désiré est le $n^{\circ}1$.

Le principe consiste à

- ♣ classer les utilisateurs selon les puissances décroissantes :
- ♣ détecter l'utilisateur non désiré de plus forte puissance par une détection conventionnelle (par exemple le $n^{\circ} N$).
- ♣ puis, la contribution de cet utilisateur est retranchée du signal reçu $r(t)$ à l'entrée du récepteur. On obtient ainsi un nouveau signal $r_1(t)$ "nettoyé" d'une partie de l'IAM :

$$r_1(t) = r(t) - \hat{b}_i^{(N)} c_N(t)$$

Équation

III-6

Ce signal $r_1(t)$ est ensuite appliqué à l'entrée d'un détecteur conventionnel pour obtenir les estimations des données d'un autre utilisateur non désiré (par exemple $n^\circ(N-1)$). Dans ce cas, on reconstruit l'interférence et on la retranche du signal $r_1(t)$, pour obtenir un nouveau signal

$$r_2(t) : r_2(t) = r_1(t) - \hat{b}_i^{(N-1)} c_{N-1}(t) \quad \text{III-7} \quad \text{Équation}$$

Et ainsi de suite...

Ces détections successives peuvent s'effectuer sur l'ensemble des utilisateurs non désirés (de 2 à N). A la fin de la procédure on a un signal $r_{N-1}(t)$ qui est appliqué à l'entrée du récepteur conventionnel de l'utilisateur désiré $n^\circ 1$:

$$\begin{aligned} r_{N-1}(t) &= r_{N-2}(t) - \hat{b}_i^{(N)} c_N(t) \\ &= r_{N-3}(t) - \hat{b}_i^{(N)} c_N(t) - \hat{b}_i^{(N-1)} c_{N-1}(t) \\ &\dots \\ &= r(t) - \sum_{j=2}^N \hat{b}_i^{(j)} c_j(t) \\ &= \sum_{j=1}^N b_i^{(j)} c_j(t) - \sum_{j=2}^N \hat{b}_i^{(j)} c_j(t) \\ &= b_i^{(1)} c_1(t) + \sum_{j=2}^N (b_i^{(j)} - \hat{b}_i^{(j)}) \cdot c_j(t) \end{aligned} \quad \text{Équation III-8}$$

Cependant, comme pour les systèmes hertziens (effet « près-loin »), la structure à annulation série peut améliorer les performances en éliminant successivement les utilisateurs interférents dont la contribution est la plus significative dans le terme d'IAM. Il n'est donc pas obligatoire pour atteindre un niveau donné de performance, d'annuler tous les utilisateurs.

Nous avons simulé ce type de détecteur avec COMSIS pour comparer les résultats à ceux présentés dans [49][85][86].

La simulation à été réalisée pour un débit de 1Mbit/s, 5 utilisateurs, un code OOC(64,4,1,1) pour deux seuils : S1 et S2.

Plusieurs simulations ont été effectuées en fonction du nombre d'éliminations effectuées (de 1 à 4) et les résultats ont été comparés à la théorie [49][85] (Figure III-41). Plus précisément aux expressions suivantes :

$$r(t) = \sum_{k=1}^N b_i^{(k)} c_k(t)$$

V-3-A Une seule élimination série

$$r_1(t) = r(t) - \hat{b}_i^{(N)} c_N(t) = b_i^{(1)} c_1(t) + \sum_{k=3}^N b_i^{(k)} c_k(t) + (b_i^{(N)} - \hat{b}_i^{(N)}) c_N(t)$$

La variable de décision de l'utilisateur désiré s'écrit :

$$Z_i^{(1)} = W b_i^{(1)} + I_1 + A_1$$

avec

$$I_1 = \sum_{k=3}^N \int_0^{T_b} b_i^{(k)} c_k(t) c_1(t) dt \quad \text{le terme d'interférence,}$$

$$A_1 = (b_i^{(N)} - \hat{b}_i^{(N)}) \int_0^{T_b} c_N(t) c_1(t) dt \quad \text{le terme d'annulation du premier étage}$$

Le terme d'annulation A_1 ne peut prendre que 2 valeurs 0 et -1 , car le récepteur conventionnel de l'utilisateur détecté ne fait une erreur que lorsque $b_i^{(N)} = 0$ alors :

$$A_1 = \begin{cases} 0 & \text{si } (b_i^{(N)} = \hat{b}_i^{(N)}) \text{ pas d'erreur à la détection} \\ -1 & \text{dans le cas contraire} \end{cases}$$

la probabilité d'erreur de l'utilisateur n°1 est :

$$P_{e_1} = \frac{1}{2} P_{e_{10}} + \frac{1}{2} P_{e_{11}} \quad \text{avec } P_{e_{10}} = \text{prob}(\hat{b}_i^{(1)} = 1 / b_i^{(1)} = 0) \text{ et } P_{e_{11}} = \text{prob}(\hat{b}_i^{(1)} = 0 / b_i^{(1)} = 1)$$

$P_{e_{11}}$ la probabilité d'erreur si l'utilisateur désiré a envoyé une donnée « 1 » et $P_{e_{10}}$ si il a envoyé une donnée « 0 ».

$$\begin{aligned} P_{e_{11}} &= \text{prob}(Z_i^{(1)} < S_1 / b_i^{(1)} = 1) \\ &= \text{prob}(W + I_1 + A_1 < S_1 / b_i^{(1)} = 1) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_{e_{11}} &= \text{prob}(A_1 = -1 / b_i^{(1)} = 1) \cdot \text{prob}(I_1 < S_1 - W + 1 / b_i^{(1)} = 1) \\ &+ \text{prob}(A_1 = 0 / b_i^{(1)} = 1) \cdot \text{prob}(I_1 < S_1 - W / b_i^{(1)} = 1) \end{aligned}$$

$$\text{prob}(I_1 < S_1 - W + 1 / b_i^{(1)} = 1) = \sum_{i=0}^{S_1 - W} C_{N-2}^i \left(\frac{W^2}{2L} \right)^i \left(1 - \frac{W^2}{2L} \right)^{N-2-i}$$

$$\text{On définit la fonction } f(a, b, k) = \sum_{i=a}^b C_k^i \left(\frac{W^2}{2L} \right)^i \left(1 - \frac{W^2}{2L} \right)^{k-i}$$

$$f(a, b, k) = 0 \quad \text{si } a > b$$

Alors $prob(I_1 < S_1 - W + 1/b_i^{(1)} = 1) = f(0, S_1 - W, N - 2)$

De même, on obtient :

$$prob(I_1 < S_1 - W/b_i^{(1)} = 1) = f(0, S_1 - W - 1, N - 2)$$

D'autre part :

$$\begin{aligned} prob(A_1 = -1/b_i^{(1)} = 1) &= prob(b_i^{(N)} - \hat{b}_i^{(N)} = -1/b_i^{(1)} = 1) \cdot prob\left(\int_0^{T_b} c_N(t) c_1(t) dt = 1\right) \\ &= \frac{W^2}{L} \cdot \frac{1}{2} prob(\hat{b}_i^{(N)} = 1/b_i^{(N)} = 0/b_i^{(1)} = 1) \\ &= \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} prob(Z_i^{(N)} \geq S_N/b_i^{(1)} = 1 \text{ et } b_i^{(N)} = 0) \\ &= \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(S_N - 1, N - 2, N - 2) \\ prob(A_1 = 0/b_i^{(1)} = 1) &= 1 - prob(A_1 = -1/b_i^{(1)} = 1) \\ &= 1 - \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(S_N - 1, N - 2, N - 2) \end{aligned}$$

D'où

$$\begin{aligned} P_{e_{11}} &= \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(S_N - 1, N - 2, N - 2) \cdot f(0, S_1 - W, N - 2) \\ &+ \left(1 - \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(S_N - 1, N - 2, N - 2)\right) \cdot f(0, S_1 - W - 1, N - 2) \\ &= \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(S_N - 1, N - 2, N - 2) \cdot f(0, S_1 - W, N - 2) \end{aligned}$$

De la même façon on calcule la probabilité d'erreur dans le cas où l'utilisateur désiré (n°1) a envoyé une donnée « 0 »

$$\begin{aligned} P_{e_{10}} &= prob(Z_i^{(1)} \geq S_1/b_i^{(1)} = 0) \\ &= prob(I_1 + A_1 \geq S_1/b_i^{(1)} = 0) \\ &= prob(A_1 = -1/b_i^{(1)} = 0) \cdot prob(I_1 \geq S_1 + 1/b_i^{(1)} = 0) \\ &+ prob(A_1 = 0/b_i^{(1)} = 0) \cdot prob(I_1 \geq S_1/b_i^{(1)} = 0) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} prob(I_1 \geq S_1 + 1/b_i^{(1)} = 0) &= f(S_1 + 1, N - 2, N - 2) \\ prob(I_1 \geq S_1/b_i^{(1)} = 0) &= f(S_1, N - 2, N - 2) \\ prob(A_1 = -1/b_i^{(1)} = 0) &= \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(S_N, N - 2, N - 2) \\ prob(A_1 = 0/b_i^{(1)} = 0) &= 1 - \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(S_N, N - 2, N - 2) \end{aligned}$$

d'où

$$P_{e_{10}} = \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(S_N, N-2, N-2) \cdot f(S_1+1, N-2, N-2) + \left(1 - \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(S_N, N-2, N-2) \right) \cdot f(S_1, N-2, N-2)$$

V-3-B deux annulations série

$$r_2(t) = b_i^{(1)} c_1(t) + \sum_{k=2}^{N-2} b_i^{(k)} c_k(t) + (b_i^{(N)} - \hat{b}_i^{(N)}) c_N(t) + (b_i^{(N-1)} - \hat{b}_i^{(N-1)}) c_{N-1}(t)$$

La variable de décision de l'utilisateur désiré s'écrit :

$$Z_i^{(1)} = W b_i^{(1)} + I_2 + A_1 + A_2$$

avec

$$I_2 = \sum_{k=2}^{N-2} \int_0^{T_b} b_i^{(k)} c_k(t) c_1(t) dt \quad \text{le terme d'interférence}$$

$A_1 = (b_i^{(N)} - \hat{b}_i^{(N)}) \int_0^{T_b} c_N(t) c_1(t) dt$: le terme d'annulation du premier étage (élimination de l'utilisateur n° N).

$A_2 = (b_i^{(N-1)} - \hat{b}_i^{(N-1)}) \int_0^{T_b} c_{N-1}(t) c_1(t) dt$: le terme d'annulation du deuxième étage (élimination de l'utilisateur n° (N-1)).

Dans ce cas le terme A_2 peut prendre trois valeurs (-1, 0 et +1) :

$$A_1 = \begin{cases} -1 & \text{si une erreur est comise sur la donnée } b_i^{(N-1)}=0 \text{ (}\hat{b}_i^{(N-1)}=1\text{)} \\ 0 & \text{si } (b_i^{(N-1)}=\hat{b}_i^{(N-1)}) \text{ pas d'erreur à la détection } \\ +1 & \text{si une erreur est comise sur la donnée } b_i^{(N-1)}=1 \text{ (}\hat{b}_i^{(N-1)}=0\text{)} \end{cases}$$

On cherche la probabilité P_{e_2} telle que :

$$P_{e_2} = \frac{1}{2} P_{e_{21}} + \frac{1}{2} P_{e_{20}}$$

avec $P_{e_{21}} = \text{prob}(\hat{b}_i^{(1)} = 0 / b_i^{(1)} = 1)$ et $P_{e_{20}} = \text{prob}(\hat{b}_i^{(1)} = 1 / b_i^{(1)} = 0)$

$$\begin{aligned} P_{e_{21}} &= \text{prob}(Z_i^{(1)} < S_1 / b_i^{(1)} = 1) \\ &= \text{prob}(W + I_2 + A_1 + A_2 < S_1 / b_i^{(1)} = 1) \\ &= \text{prob}(A_1 = 0 / b_i^{(1)} = 1) \cdot \text{prob}(W + I_2 + A_2 < S_1 / b_i^{(1)} = 1) \\ &+ \text{prob}(A_1 = -1 / b_i^{(1)} = 1) \cdot \text{prob}(W + I_2 + A_2 < S_1 + 1 / b_i^{(1)} = 1) \end{aligned}$$

Avec :

$$\begin{aligned} \text{prob}(A_1 = -1/b_i^{(1)} = 1) &= \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(S_N - 1, N - 2, N - 2) \\ &= \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(W - 1, N - 2, N - 2) \quad \text{et} \\ \text{prob}(A_1 = 0/b_i^{(1)} = 1) &= 1 - \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(W - 1, N - 2, N - 2) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{prob}(W + I_2 + A_2 < S_1/b_i^{(1)} = 1) &= \text{prob}(A_2 = 0) \times f(0, S_1 - W - 1, N - 3) \\ &\quad + \text{prob}(A_2 = 1) \times f(0, S_1 - W - 2, N - 3) \\ &\quad + \text{prob}(A_2 = -1) \times f(0, S_1 - W, N - 3) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{prob}(A_2 = -1/b_i^{(1)} = 1) &= \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(S_{N-1} - 1, N - 3, N - 3) \\ \text{prob}(A_2 = 1/b_i^{(1)} = 1) &= \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} \text{prob}(Z_i^{(N-1)} < S_{N-1}/b_i^{(1)} = 1 \text{ et } b_i^{(N-1)} = 1) \\ &= \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(0, S_{N-1} - W - 2, N - 3) \\ \text{prob}(A_2 = 0/b_i^{(1)} = 1) &= 1 - \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} (f(S_{N-1} - 1, N - 3, N - 3) + f(0, S_{N-1} - W - 2, N - 3)) \end{aligned}$$

de la même manière :

$$\begin{aligned} \text{prob}(W + I_2 + A_2 < S_1 + 1/b_i^{(1)} = 1) &= \text{prob}(A_2 = 0) \cdot f(0, S_N - W, N - 3) \\ &\quad + \text{prob}(A_2 = 1) \cdot f(0, S_N - W - 1, N - 3) \\ &\quad + \text{prob}(A_2 = -1) \cdot f(0, S_N - W + 1, N - 3) \end{aligned}$$

Dans le cas où l'utilisateur désiré à envoyé une donnée « 0 » :

$$\begin{aligned} P_{e_{20}} &= \text{prob}(Z_i^{(1)} \geq S_1/b_i^{(1)} = 0) \\ &= \text{prob}(I_2 + A_1 + A_2 \geq S_1/b_i^{(1)} = 0) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{prob}(A_1 = -1/b_i^{(1)} = 0) &= \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(S_N, N - 2, N - 2) \\ \text{prob}(A_1 = 0/b_i^{(1)} = 0) &= 1 - \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(S_N, N - 2, N - 2) \\ \text{prob}(A_2 = -1/b_i^{(1)} = 0) &= \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(S_{N-1}, N - 3, N - 3) \\ \text{prob}(A_2 = 1/b_i^{(1)} = 0) &= \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(0, S_{N-1} - W - 1, N - 3) \\ \text{prob}(A_2 = 0/b_i^{(1)} = 0) &= 1 - \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} (f(S_{N-1} - 1, N - 3, N - 3) + f(0, S_{N-1} - W - 1, N - 3)) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\text{prob}(I_2 \geq S_1 + 2/b_i^{(1)} = 0) &= f(S_1 + 2, N - 3, N - 3) \\
\text{prob}(I_2 \geq S_1/b_i^{(1)} = 0) &= f(S_1, N - 3, N - 3) \\
\text{prob}(I_2 \geq S_1 + 1/b_i^{(1)} = 0) &= f(S_1 + 1, N - 3, N - 3) \\
\text{prob}(I_2 \geq S_1 - 1/b_i^{(1)} = 0) &= f(S_1 - 1, N - 3, N - 3)
\end{aligned}$$

V-3-C k annulations série

Le calcul de la probabilité d'erreur nécessite la détermination de plus en plus de termes.

A la deuxième annulation, on a déjà 2x3 possibilités de combinaisons pour les termes d'annulation A1 et A2.

A la troisième annulation, on en aura 2x3x3 et ainsi de suite. A la k^{ème} annulation, il faudra déterminer 2x3x k-1 cas.

Ainsi, une méthode de programmation itérative du calcul des probabilités de chaque étage, a été développée. Toutes ces équations sont détaillées dans [85].

Une comparaison théorique entre les deux types de récepteur conventionnel et OPT-SIC a été faite en fonction du seuil de décision Figure III-39. On remarque que les performances sont améliorées.

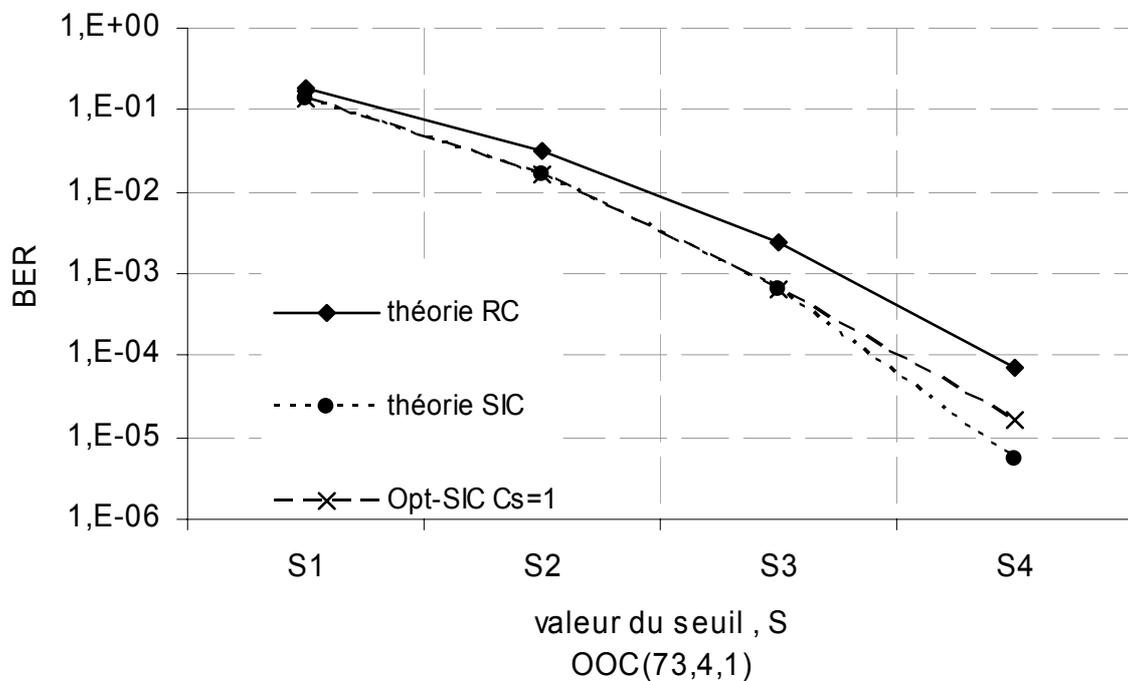


Figure III-39 : comparaison entre le récepteur conventionnel et OPT-SIC

La Figure III-40 représente l'évolution de la probabilité d'erreur du récepteur OPT-SIC en fonction du nombre d'utilisateurs éliminés pour différentes longueurs du code OOC et pour un seuil S égal à deux ($S=2$).

Les performances du récepteur conventionnel RC (nombre d'élimination égal à zéro) pour $S=2$ ont également été reportées. On constate bien la supériorité du récepteur à annulation.

Si on recherche la meilleure performance, on peut se placer dans le cas où 3 utilisateurs sont éliminés avec le seuil du récepteur conventionnel RC de l'utilisateur désiré $S = 2$.

Cependant, pour une longueur du code supérieure à 73 et un seuil $S = 2$, on constate une importante amélioration des performances ($P_e \leq 10^{-9}$) pour seulement 3 utilisateurs interférents éliminés.

On peut donc améliorer la détection de l'utilisateur désiré sans reconstruire tous les signaux des autres utilisateurs.

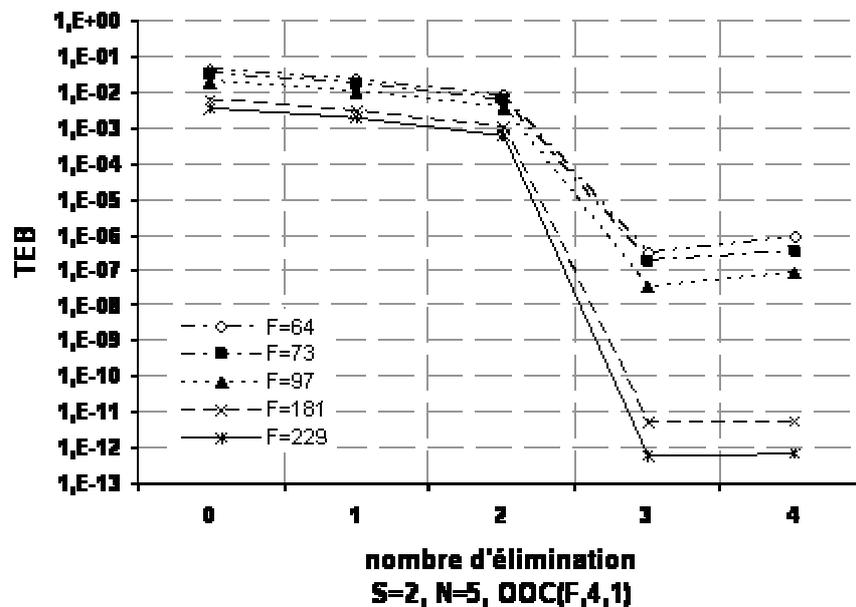


Figure III-40 : La probabilité d'erreur P_e en fonction du nombre d'utilisateurs éliminés pour OOC (361,4,1,1)

Et dans le but de savoir la résistivité et le comportement de ce genre de récepteur par rapport aux phénomènes physique de la liaison DS-OCDMA.

Nous avons simulé un récepteur OPT-SIC sous COMSIS.

Les résultats présentés sur la Figure III-41 montrent que les performances obtenues avec COMSIS sont très proches de la théorie. On observe même que pour un seuil S_4 , les performances obtenues en simulation ont une décade en dessous de la théorie. Cela s'explique par le faite que ces deux point sont calculés à partir du facteur Q .

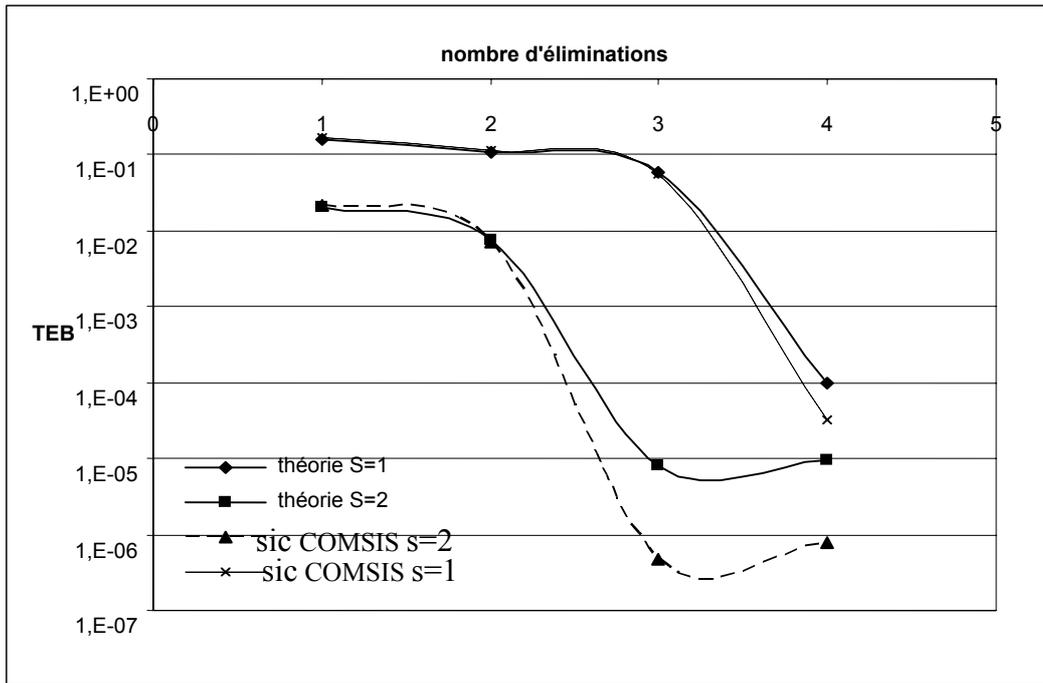


Figure III-41 : TEB en fonction du nombre d'éliminations pour $S=1$ et $S=2$

Dans l'objectif de diminuer l'effet de la seule limitation d'un système DS-OCDMA idéal (sans prendre en considération l'impact des composants optoélectroniques) qui est l'Interférence d'Accès Multiple (IAM), nous avons étudié les performances d'un récepteur à annulation d'interférence série optique (OPT-SIC).

Cette étude est basée sur le calcul de la probabilité d'erreur théorique et de la simulation système, une comparaison par rapport au récepteur conventionnel à été faite dans chaque cas.

Les résultats trouvés prouvent que le récepteur à annulation d'interférence a les meilleures performances, en plus ils montrent qu'on peut améliorer la qualité de transmission et répondre aux critères du réseau d'accès et aux performances requises par l'optique ($TEB \leq 10^{-9}$) sans éliminer tous les utilisateurs actifs du réseau.

Conclusion

Ce chapitre a présenté l'ensemble des principaux résultats de simulation système obtenus dans ce travail de thèse. Une comparaison avec la théorie a été effectuée chaque fois que cela était possible.

La première partie a consisté en une comparaison des différentes techniques d'évaluation des performances d'une liaison DS-OCDMA « back to back », disponibles dans COMSIS. Nous avons montré que chacune d'elle était compatible avec la théorie pour évaluer des TEB jusqu'à 10^{-4} . Au-delà, deux d'entre elles, dont la méthode de Monte Carlo, sont très fiables, mais très coûteuses en temps de simulation et en espace mémoire dès que l'on souhaite augmenter les débits ou les longueurs de code. On aura donc recours à l'utilisation du facteur Q, même si on peut considérer que pour des TEB inférieurs à 10^{-4} cette méthode ne donne qu'une approximation de la probabilité d'erreur.

Nous avons ensuite construit la liaison de référence OCDMA complète et nous avons modifié les paramètres essentiels de chaque composant, pour analyser leur impact sur les performances. Une liaison optimisée a donc été obtenue. Nous avons montré que compte tenu des débits atteints par les données codées, une modulation externe à modulateur Mach-Zehnder a été retenue. Une fibre G652 de 20 à 50 kilomètres, qui correspond à des longueurs typiques de fibre dans le réseau d'accès, a été utilisée. Plus particulièrement, une étude approfondie sur la dispersion induite par la fibre et ses conséquences sur les performances a été menée. Nous avons montré que dans certaines conditions (débit, longueur de code, seuil...) le paramètre pénalisant est la MAI, et dans d'autres, la dispersion fait diminuer les performances de manière significative. Un modèle de l'étalement du temps chip T_c a été développé sous MATLAB pour pouvoir pousser plus loin les résultats et obtenir des TEB plus rapidement qu'avec la simulation système. Ces résultats sont approximatifs mais donnent une bonne information sur l'évolution du TEB en fonction des différents paramètres tels que la durée du temps chip, la longueur du code, le débit des données...

Enfin une étude plus approfondie du récepteur a été menée. Nous avons comparé les performances d'une PIN et d'une photodiode à avalanche. Il est apparu que le facteur le plus limitatif est la bande passante de l'APD.

En dernier lieu, nous avons proposé des simulations avec différentes configurations de réception. Nous avons montré que l'utilisation d'un limiteur optique et d'un récepteur de type « chip level » ont permis d'augmenter les performances de deux décades par rapport au récepteur conventionnel. Nous avons étudié et implémenté un nouveau récepteur, le récepteur à annulation série d'interférence OPT-SIC dont les résultats sont présentés théoriquement et comparés ensuite à la simulation. Elles montrent que ce type de récepteur améliore les performances en fonction de nombre d'utilisateurs éliminés.

Bibliographie

- [68] C. Le Brun, « COMSIS : Modeling of Component and Application to the Simulation of Optical Communication Systems », *Applied Optics*, Vol 37, n°26, pp 5059-6065.
- [69] M.C. Jeruchim, P. Balaban et K.S. Shanmugan, « Simulation of Communication Systems , Modeling Methodology and Techniques » ed. KLUWER Academic, 1992.
- [70] S.B. WEINSTEIN, “Estimation of small probabilities by linearization of the tail of the probability function”, *IEEE Transactions and Communications Technologies*, Vol. COM-19, pp. 1149 – 1155, December 1971.
- [71] S.B. WEINSTEIN, “Theory and application of some classical and generalized asymptotic distributions of extreme values”, *IEEE Transmission Information Theory*, Vol. IT-19, March 1973
- [72] N. Saad, A. J.Vergonjanne, Y. Zouine, C. Aupetit-Berthelemot, J.P. Cances, and J.M. Dumas, « System Simulation of Optical Code Division MultipleAccess (O-CDMA) Links », *IASTED International Conference on Circuits, Signals, & Systems CSS 2003*, pp. 213-219, 19-21 mai 2003, Cancun, Mexico..
- [73] A. J.Vergonjanne, C. Aupetit-Berthelemot, Y. Zouine, N. Saad, J.P. Cances et J.M. Dumas, « Simulation de réseaux d'accès optiques utilisant la technique CDMA : Ingénierie signal et composant », *Journée d'Etudes COSTO'04, Communications Optiques et Systèmes « Tout Optique » and Workshop of the IEEE Lasers and Electro-Optics Society French Chapter, ENSIL, GESTE, CNRS UMR6615 – Colloque de l'Action Spécifique 36*, 28 oct 2004, Paris, France
- [74] N.M. Saad, Y. Zouine, A. Julien-Vergonjanne, C. Aupetit-Berthelemot, J.P. Cances, and J.M. Dumas, « Méthodes d'analyse des performances des systèmes CDMA optiques », *JNOG*, 12-14 nov 2003, Valence, France
- [75] Y. Zouine, N.M. Saad, C. Aupetit-Berthelemot, A. Julien-Vergonjanne, J.P. Cances, and J.M. Dumas, « Analyse des performances de plusieurs structures d'émetteur pour un système CDMA optique à l'aide d'un simulateur système », *JNOG*, 12-14 nov 2003, Valence, France
- [76] C. Goursaud et Y. Zouine, N.M. Saad, C. Aupetit-Berthelemot, A. Julien-Vergonjanne, J.P. Cances, and J.M. Dumas, « Applicaton du CDMA Optique temporel aux réseaux d'accès haut débits », *JNOG*, 24-26 oct 2004, Paris, France.

- [77] Y. Zouine, C. A Berthelemot C. Goursaud, A. J.Vergonjanne, , J.P. Cances and J.M. Dumas,” Analysis of realistic DS-OCDMA all-optical receiver modules for future access networks using COMSIS software” international conference Simulation Tools for Research and Education in Optical Networks, streon 2005, 26-27 October, Brest
- [78] C. Goursaud, Y. Zouine, A. J.Vergonjanne, C. A Berthelemot, J.P. Cances and J.M. Dumas, , «Effects of the fiber chromatic dispersion on the performances of an O-CDMA scheme for high-speed access networks», IEEE wirlss and optical communication (wocn), Dubai, 6-8 Mar. 2005.
- [79] Y. Zouine, C. A Berthelemot C. Goursaud, A. J.Vergonjanne, , J.P. Cances and J.M. Dumas, , «Prise en compte de la dispersion chromatique pour la simulation d’une Liaison CDMA Optique à haut débit», IEEE French section JFMT’05 Mar. 2005 PP,539-542
- [80] Y. Zouine, C. A Berthelemot, C. Goursaud, A. J.Vergonjanne, J.P. Cances and J.M. Dumas, , «Use of a system simulator to analyze the impact of PIN and APD photodiode on the performances of realistic DS-OCDMA systems for future access networks», IEEE conference ICTON July 2005 Mar. 2005 PP,539-542.
- [81] Shalaby, H.M.H, “Chip-level detection in optical code division multiple access” Journal of Lightwave Technology; Vol 16, N° 6, pp:1077 – 1087; June 1998
- [82] Shalaby, H.M.H” Complexities, Error Probabilities, and Capacities of Optical OOK-CDMA Communication System” IEEE Transactions on Communications Vol 50, N 12, pp,: 2009-2017 December. 2002.
- [83] S. Zahedi and J.A. Salehi, « Performance Analysis for Various Fiber-Optic CDMA Receiver Structures », Proceedings of IEEE Globecom 2000, Vol. 2, pp. 1210-1215, déc. 2000, San Francisco, CA.
- [84] J.M. Holtzman “Successive Interference Cancellation for Direct Sequence Code Division Multiple Access”, Military Communications Conference, 1994. MILCOM '94. Conference Record, 1994 IEEE , 2-5 Oct. 1994 ,Page(s): 997 -1001 vol.3
- [85] Y Zouine, N M Saad, C Goursaud, A Vergonjanne, C Aupetit-Berthelemot, J P Cances and J M Dumas, « The influence of the optical successive interference cancellation in the optical CDMA network », IEE conference, International Symposium on Services and Local Access (ISSLS2004), 21- 24 mar 2004, Edinburgh, UK
- [86] C. GOURSAUD, A. J.VERGONJANNE, Y. ZOUINE, C. AUPETIT-BERTHELEMOT, J.P. CANCES and J.M. DUMAS, , «Serial Interference Cancellation

receiver for Optical CDMA systems Statistical Signal Processing, ITST,Brest, 27-29
juin. 2005

CONCLUSION

L'augmentation des besoins de transmission des données fait qu'aujourd'hui beaucoup s'interrogent sur l'intérêt d'introduire les techniques d'étalement de spectre telles que le CDMA optique dans les réseaux d'accès optique.

De nombreuses études sont actuellement en cours pour évaluer l'avantage qu'apporterait une telle technique par rapport à celles déjà implantées telles que le multiplexage temporel ou en longueur d'onde. La question récurrente que se posent les opérateurs concerne la rentabilité de ce traitement de données en terme d'efficacité spectrale et de coût.

Ce travail de thèse a participé à apporter des réponses car il a porté sur la simulation de systèmes optiques CDMA. Plus particulièrement, l'étude était axée sur un système OCDMA à étalement temporel, synchrone, utilisant des codes OOC et essayant de répondre aux critères imposés par les réseaux de type PON.

Il nous est apparu intéressant de consacrer le premier chapitre de ce mémoire à la description des réseaux et des briques de base d'une liaison optique. L'approche théorique de l'impact des composants sur les performances de la liaison a été abordée chaque fois qu'elle était nécessaire à la compréhension des résultats.

Nous n'avons pas décliné toutes les techniques OCDMA implémentables dans le contexte des systèmes optiques, mais nous nous sommes attachés à détailler la liaison OCDMA temporel la plus réaliste possible et simulable avec le logiciel COMSIS. Nous avons expliqué plusieurs techniques de décodage utilisables en réception en vue de tester leur efficacité sur l'amélioration des performances au regard de la dispersion chromatique de la fibre. C'est l'objet du second chapitre.

La troisième phase de ce travail a consisté en un nombre conséquent de simulations système, en vue d'optimiser la liaison de référence tout en gardant un aspect réaliste, puis pour effectuer des études de performances. Nous avons en particulier montré les limitations d'un modulateur à électroabsorption pour une telle application, dues principalement à un écart trop faible entre les niveaux haut et bas de sortie. Nous avons donc privilégié le modulateur d'amplitude de type Mach Zehnder. La simulation a très vite permis de montrer que la modulation directe était limitative compte tenu des débits de données étalées à considérer.

Une forte partie du travail a consisté à appréhender les conséquences de la dispersion chromatique sur la liaison. Nous avons abordé son impact à tous les niveaux, à savoir, en fonction du nombre d'utilisateurs, du débit, de la longueur du code, etc...

Nous avons montré qu'en fonction des contraintes imposées par le système (débit, étalement, nombre d'utilisateur, etc...) il existe deux phénomènes intervenant dans la pénalisation des transmissions : l'Interférence d'Accès Multiple et la dispersion chromatique qui vient s'y ajouter. Nous avons observé, qu'en fonction du débit des données étalées et du nombre d'utilisateurs, l'une était prépondérante sur l'autre. Un graphe a été rapporté permettant de cibler rapidement le point significatif de basculement de l'importance de l'une par rapport à l'autre pour chaque configuration du système.

En vue d'améliorer les performances de la liaison, Nous avons étudié et implémenté un nouveau type de récepteur pour la liaison optique DS-OCDMA, le récepteur à annulation série (Opt-SIC). Nous avons calculé la probabilité d'erreur théorique et une comparaison avec la simulation a été faite. Les simulations ont montré l'efficacité de ce type de récepteur

Plusieurs techniques de réception OCDMA (récepteur conventionnel avec ou sans limiteur optique, détection à seuil, insertion d'un limiteur optique avant et après la fibre...) ont été simulées pour améliorer les performances. Nous avons montré que l'insertion d'un limiteur optique avant la fibre associé à l'utilisation d'une réception de type « chip level » a permis d'améliorer d'une décade les performances du système, en comparaison au récepteur conventionnel.

Nous avons également implanté un récepteur et émetteur tout optique pour pallier la limitation en terme de bande passante introduite par l'électronique nécessaire à la corrélation et l'intégration au niveau de la réception. Le modèle simulé à été validé par la théorie et comparé à un récepteur électrique.

Enfin, à titre de remarque, nous tenons à souligner que la simulation d'un système OCDMA synchrone à séquence directe reste complexe et qu'elle nécessite un temps de calcul et un espace mémoire importants, avec COMSIS, si on veut maintenir les critères des réseau d'accès de type PON.

En continuité de ce travail de thèse, nous envisageons de transférer ces études sur le logiciel VPItransmissionMaker™/pour améliorer les temps de calcul et pousser les simulations plus loin en terme de contrainte.

ANNEXES

***PUBLICATIONS ET
COMMUNICATIONS DE L'AUTEUR
DANS LE CADRE DE CETTE THESE***

Publications dans des revues internationales à comite de lecture (RI)

- RI-1** C. Goursaud, S. Naufal, **Y. Zouine**, A.J.Vergonjanne, C. Aupetit-Berthelemot, J.P. Cances And J.M. Dumas, «Parallel Multiple Access Interference Cancellation In Optical Ds-Cdma Systems», *Annals Of Telecommunications*, 59, N° 9-10, 2004, Pp.1212 - 1227.

Communications dans des congres internationaux avec actes et comites de lecture (CI)

- CI-1** S.Naufal, A.J. Vergonjanne, **Y. Zouine**, C.Aupetit-Berthelemot, Cances J.P. And Dumas J.M. « System simulation of Optical Code Division Multiple Access (O-CDMA) links », *International Conference on Circuits, Signals, and Systems (CSS 2003)*, International Association of Science and Technology for Development (IASTED), May 19-21, 2003, Cancun Mexico, ISBN # 0-88986-351-2. pp. 209-213
- CI-2** **Y. Zouine**, N. Saad, C. Goursaud, A. Julien-Vergonjanne, C. Aupetit-Berthelemot, J.P. Cances And J.M. Dumas, , «The influence of the optical successive interference cancellation in the optical CDMA network», *XV IEE Int. Symp. on Service and Local Access 2004 (ISSLS 2004)*, Edinburgh, UK, 21-24 March 2004
- CI-3** C. Goursaud, S. Naufal, **Y. Zouine**., Vergonjanne A.,Aupetit-Berthelemot C., Cances J.P .And Dumas J.M., «Performances of parallel cancellation (PIC) receivers in high-speed access optical-networks», *Wireless and Optical Communications 2004 (WOC 2004)*, Banff, Canada, July 8-10, 2004, pp. 738-743.
- CI-4** **Y. Zouine**, C. Goursaud, A. J.Vergonjanne, C. Aupetit-Berthelemot, J.P. Cances And J.M. Dumas, «Effects of the fiber chromatic dispersion on the performances of an O-CDMA scheme for high-speed access networks», *IEEE and IFIP Int. Conf. On Wireless and Optical Communications Networks 2005 (WOCN 2005)*, 5 - 8 march 2005, Dubai, UAE.
- CI-5** C. Goursaud, A J.Vergonjanne., **Zouine Y.**, Aupetit-Berthelemot C, Cances J.P. And Dumas J.M., « Parrallel interference cancellation technique applied to DS-OCDMA

systems», *IEEE workshop on Statistical Signal Processing, SSP 2005, 17-20 July 2005, Bordeaux,*

- CI-6** C. Goursaud, A.J.Vergonjanne, **Y. Zouine**, Apetit-Berthelemot C, Cances J.P. And Dumas J.M., « Serial interference cancellation receiver for optical CDMA systems», *ITST 2005, 27-29 June 2005, Brest,*
- CI-7** **Y. Zouine**, C. Apetit-Berthelemot, C. Goursaud, A. J.Vergonjanne, J.P. Cances And J.M. Dumas, «Use of a system simulator to analyze the impact of PIN and APD photodiode on the performances of realistic DS-OCDMA systems for future access networks», *IEEE conference, ICTON 2005, 3-7 July, Barcelona (Spain),*
- CI-8** **Y. Zouine**, C. Apetit-Berthelemot, C. Goursaud, A.J.Vergonjanne, J.P. Cances And J.M. Dumas, «Analysis of realistic DS-OCDMA all-optical receiver modules for future access networks using COMSIS software», *STREON 2005, 26-27 October, 2005 Brest.*
- CI-9** **Y. Zouine**, C. Goursaud, C. Apetit-Berthelemot, A. J. Vergonjanne, J.P. Cances Et J.M. Dumas, «Prise en compte de la dispersion chromatique pour la simulation d'une liaison CDMA optique à haut débit», *IEEE French section JFMT'05 5ème Colloque International Télécom 2005 & 4èmes Journées Franco-Marocaines des Microondes et leurs Applications, Rabat, Maroc, 23 – 25 mars 2005, pp. 539 – 542.*
- CI-10** C. Goursaud, A.J.Vergonjanne, **Y. Zouine**, C, Apetit-Berthelemot, J.P. Cances And Dumas J.M., « Improvement of parallel interference cancellation technique with hard limiter for DS-OCDMA systems», *IEEE conference, GLOBECOM 2005, 28 November – 2 December 2005, ST Louis MO,*

Communications dans des congrès nationaux

(CN)

- CN-1** C. Goursaud, A.J. Vergonjanne, **Y. Zouine**, C. Apetit-Berthelemot J.P. Cances Et J.M. Dumas, «Prise en compte du bruit thermique pour le dimensionnement d'un système DS-OCDMA », *24èmes Journées Nationales d'Optique Guidée (JNOG 2005), Chambéry (France), 8-10 Novembre 2005.*
- CN-2** N.Boudrioua, A.Dandache*, **Y. Zouine**, C. Apetit-Berthelemot « Effets de la dispersion chromatique et la dispersion de mode de polarisation dans les liaisons numériques optiques a haut debit » *24èmes Journées Nationales d'Optique Guidée (JNOG 2005), Chambéry (France), 8-10 Novembre 2005*
- CN-3** **Y. Zouine**, N. M. Saad, C. Apetit-Berthelemot, A. Julien-Vergonjanne, J.-P. Cances Et J. M. Dumas « Analyse des performances de plusieurs structures d'émetteur pour

un système CDMA Optique à l'aide d'un simulateur système. », 22èmes Journées Nationales d'Optique Guidée (JNOG), Valence, 12-14 Novembre 2003, pp.383-385.

CN-4 *N. M. Saad, Y. Zouine, A. J.Vergonjanne, C. Aupetit-Berthelemot, J.-P. Cances Et J. M. Dumas ,« Méthodes d'analyse des performances des systèmes CDMA optiques. », 22èmes Journées Nationales d'Optique Guidée (JNOG), Valence, 12-14 Novembre 2003, pp.391-393.*

CN-5 *C. Goursaud &Y. Zouine, A.J. Vergonjanne, C. Aupetit-Berthelemot, J. Zaninetti, J.P. Cances Et J.M. Dumas, «Application du CDMA optique temporel aux réseaux d'accès hauts débits », 23èmes Journées Nationales d'Optique Guidée (JNOG 2004), Paris, 25-27 octobre 2004.*

Workshops (W)

W-1 *A. J.Vergonjanne, C. Aupetit-Berthelemot, Y. Zouine, N. M. Saad, J.P. Cances Et J.M. Dumas, « Simulation de réseaux d'accès optiques utilisant la technique CDMA : Ingénierie signal et composant. », Workshop of the IEEE Lasers and Electro-Optics Society (LEOS), Colloque de l'action spécifique 36 COSTO, ENST Paris, 5 décembre 2003.*

W-2 *Y. Zouine, C. Goursaud, , C. Aupetit-Berthelemot, A. Vergonjanne, J.P. Cances Et J.M. Dumas, «Liaison CDMA optique à haut débit : Influence de la dispersion chromatique», Workshop of IEEE Lasers and Electro-Optics Society (LEOS), French Chapter, ENST, 28 octobre 2004.*

RESUME

La technique CDMA (Code Division Multiple Access ou Accès Multiple par Répartition de Codes) est largement utilisée dans le domaine radiofréquence (3G) et suscite un intérêt croissant pour tirer parti de la largeur de bande offerte par la fibre optique.

Associée au DWDM (Dense Wavelength Digital Multiplexing), cette technique permettrait en effet un accroissement important du nombre d'utilisateurs au niveau local sans accroître les besoins en nombre de fibres du réseau de transport. Elle s'accompagnerait donc d'une diminution évidente du coût du bit/km.

Ce type d'étude est gouverné par des contraintes liées au traitement du signal et aux performances des composants.

Les recherches rapportées dans ce mémoire consistent en une étude exploratoire par la simulation système des contraintes imposées par les composants et fonctions optoélectroniques qui pourraient répondre aux besoins d'architectures de réseaux locaux optiques basés sur l'application du CDMA.

Les limitations dues aux composants des fonctions émission et réception ont été particulièrement étudiées (laser + modulateur, photodiodes, électronique large bande associée,...). De plus, les propriétés de la fibre optique (dispersion, atténuation,...) sont prises en compte dans le cas spécifique des réseaux locaux.

Différentes configurations de récepteurs ont été étudiées dans l'objectif d'améliorer les performances :

- Récepteur à annulation série OPT-SIC,
- Récepteur chip level ,

MOTS CLES

OCDMA
Communications optiques
Simulation système

Interférence d'Accès Multiple
Optoélectronique
Récepteur à annulation série

SUMMARY

The CDMA technique (Code Division Multiple Access) is widely used in the radio cellular networks (3G). In the recent years, there has been a tendency towards the use of this technique in fibre-optic multiple access networks. This is mainly because of the large available bandwidth of the optical fibre.

Associated with DWDM, this technique would indeed allow a significant increase in the number of users in the local area network without increasing in the number of fibres in the core network. It would be accompanied by a drastic cost decrease of the bit/km.

This type of study is governed by the constraints bound to signal processing and the component performances.

The research reported in this thesis, consists in an investigation through system simulations including the imposed constraints of the components and optoelectronic functions in response of the needs in local optical network architectures using CDMA applications.

The limitations due to emission and reception blocks have been specially studied (laser + modulator, photodiodes, associated high speed electronics,...). In addition, the specific properties of optical fibre (dispersion, attenuation) has been considered in the particular case of optical access local network.

KEYWORDS

OCDMA
Optical communication
System simulation

Multiple Access Interference
Optoelectronic
Serial Interference Cancellation