



HAL
open science

CDMA à séquence directe appliqué aux systèmes de communications optiques

Mounia Lourdiane

► **To cite this version:**

Mounia Lourdiane. CDMA à séquence directe appliqué aux systèmes de communications optiques. domain_other. Télécom ParisTech, 2005. English. NNT: . pastel-00001398

HAL Id: pastel-00001398

<https://pastel.hal.science/pastel-00001398v1>

Submitted on 12 Oct 2005

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

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



Thèse

présentée pour obtenir le grade de docteur
de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications

Spécialité : **Electronique et Communications**

Mounia LOURDIANE

CDMA à séquence directe appliqué aux communications
optiques.

Soutenue le 31 janvier 2005 devant le jury composé de:

Président	Prof. Yves Moreau
Rapporteurs	Prof. Sophie LaRoche Prof. Curtis R. Menyuk
Examineurs	M. Michel Joindot Prof. Georges Alquié
Directeurs de thèses	Prof. Philippe Gallion M. Robert Vallet
Invité	Mme Catherine Lepers

Remerciements

Cette thèse est le résultat des travaux de recherche menés au sein du département Communications et Electronique. Ces travaux ont été le fruit de la collaboration établie entre les groupes communications optiques et communications numériques.

J'exprime ma reconnaissance au Professeur Yves Moreau, du CEM - Université Montpellier II, pour avoir accepté de présider le Jury de ma thèse, je le remercie aussi pour les échanges très enrichissants que nous avons eu au cours de ma thèse. Je remercie également les Professeurs Sophie LaRoche, de l'Université de Laval – Québec, et Curtis Menyuk, de l'Université du Maryland – Baltimore, pour avoir rapporté mon manuscrit de thèse et m'avoir fait part de leurs remarques et leurs corrections. Par ailleurs, je tiens à remercier le Professeur George Alquié, de l'Université Pierre et Marie Curie – Paris 6, qui fut un de mes professeurs de DEA, et Monsieur Michel Joindot, directeur de recherche au département recherche et développement de France Télécom pour avoir accepté de participer à mon Jury de thèse.

Ce travail de thèse n'aurait pas pu voir le jour sans l'encadrement de mes deux directeurs de thèse. Philippe Gallion, qui m'a donné l'opportunité de découvrir le monde de l'optoélectronique et des transmissions optiques, ses conseils, ses orientations et sa confiance dans les choix que j'ai pu faire tout au long de ma thèse m'ont permis de travailler dans d'excellentes conditions. Je n'oublie pas, à côté de ça, les discussions que nous avons pu avoir sur la chanson française et ses grands auteurs et interprètes. Robert Vallet a été mon encadrant pour la partie communications numériques et m'a permis de mieux comprendre la génération de codes et leurs caractéristiques dans le domaine des radiofréquences. Je les remercie tous deux pour leurs conseils et leur soutien.

Pour ce qui est de l'encadrement, je ne peux pas omettre de citer Catherine Lepers, du laboratoire PhLAM – Université Lille 1 et qui était en délégation CNRS à l'ENST. Elle a largement contribué à mon travail en m'aidant à élaborer les composants à réseaux de Bragg pour le codage et le décodage et en m'encadrant durant toute la phase expérimentale. J'ai pu grâce à elle mettre en pratique les différents modèles proposés et valider les résultats de simulations. Elle a aussi eu la gentillesse de relire mon manuscrit et de me faire part de ses corrections avant que je ne le soumette. Je n'oublie pas non plus son optimisme à toutes épreuves et sa bonne humeur permanente.

La venue de Catherine Lepers à l'ENST m'a aussi permis de collaborer avec le laboratoire PhLAM de l'université Lille 1 pour la réalisation des codeurs et décodeurs à réseaux de Bragg. Je remercie les Professeurs Marc Douay et Pierre Nieu pour nous avoir accueillis à

plusieurs reprises et nous avoir permis de travailler sur le banc de photo-inscription des réseaux. Merci à Vincent Beugin pour s'être occupé de la réalisation des codeurs et décodeurs qui ont servi à la réalisation expérimentale de la transmission CDMA optique.

J'exprime ma gratitude aux membres du groupe télécommunications optiques pour l'aide qu'ils ont apporté à la réalisation de ces travaux. **Merci** : à Didier Erasme pour les conseils qu'il a pu m'apporter pour monter ma manip et les corrections qu'il m'a faites lors de ma pré-soutenance ; à Yves Jaouen pour m'avoir donné l'occasion de mettre en place les travaux pratiques sur OptiSys et m'avoir ainsi permis de découvrir autre chose que le CDMA optique ; à Guy Debarge pour ses conseils précieux sur l'utilisation des MAC et de Mathematica ; à Jean-Claude Bouley pour l'intérêt porté à mon travail et pour ses conseils à la veille de ma soutenance ; à Claude Chabran pour m'avoir donné les premières indications pour la mise en place de ma manip et pour avoir répondu à mes innombrables questions concernant les premiers TP que j'ai donné ; à Renaud Gabet pour avoir réparé les soudures des codeurs et décodeurs et pour avoir monté avec Catherine et Ihsan la manip de mesure de taux d'erreur. Et enfin un grand MERCI à Cédric Ware pour avoir accepté de partager son ILM et surtout pour les très agréables moments passés à discuter d'innombrables choses toujours accompagnées d'humour.

Je n'oublie pas les permanents du groupe communications numériques : Jean-Claude Belfiore, Joseph Boutros, Jorge Rodriguez, Olivier Rioul et Philippe Ciblat, je les remercie pour leur sympathie.

Merci aussi aux personnes qui nous facilite les innombrables tâches administratives auxquelles nous sommes confrontés : Florence Besnard, Marie Baquero, Stéphane Bonenfant, Chantal Cadiat et Danielle Childtz.

L'ambiance de travail n'aurait pas été rendue aussi agréable sans les thésards et les stagiaires que j'ai rencontrés au cours de mes années passées à l'ENST. Je voudrais remercier les thésards du groupe communications optiques : Elena Olmedo Herrero et Joseph Désiré Topomondzo, que je connais depuis le DEA, les mexicains du groupe : Carlos Palavacini Cham et Gabriel Campuzano, Stefan Lauffenburger et son flegme suisse, Sebastien Agnolini, Christophe Gosset, Bruno Bristiel, Fabien Kefelian et Shifang Jiang.

Je pense au club des thésards tunisiens parmi lesquelles figurent : Bilal Manai, Walid Benzerti, les premiers que j'ai rencontrés, Souheil Bensmida, qui fut mon collègue depuis le DEA et qui a soutenu trois jour avant moi, Ghaya Rekaya, avec qui on a souvent papoté et qui fait à présent parti des permanents du groupe Com Num, Hedi Lamari et Fatma Kherrat qui gardent toujours le sourire accompagné d'un mot gentil, Ines Kamou et Khaled Grati.

Je ne peux pas oublier les compagnons de déjeuner, en plus de ceux déjà cités plus haut, les plus anciens : Mohammad Aoud, Sabine Leveiller, Mariam Kimiei-Asadi, Yolada Georgia Feideropoulou, David Champions, Hans-Martin Zimmermann, Petra Schmitt et les plus récents : Nicolas Gresset, Ghassan Kraidy, virtuose de piano Jazz et qui aime faire croire aux gens qu'il fait – 30° à Paris en hiver, Shang Yang, Amira Alloum que je connais depuis l'époque de polytech (c'est à dire un baille), Emilio Calvanese, David Camarero de la Rosa, Ioannis Krikidis et sa passion pour le téléphone et la musique (d'après Daniel), Daniel Cardoso, dingue de photo numérique, ainsi que le reste de la bande des brésiliens : Joao

Ribero Negrao, Fernando Rangel de Sousa et Marcia Costa E Silva pour leur joie de vivre et leurs sourires chaleureux.

J'en arrive à présent à ceux et celles qui ont certainement le plus partagé mon quotidien à l'ENST et qui ont toujours été là pour me conseiller, me remonter le moral et surtout me faire rire. Je pense à mes tous premiers collègues de bureau : Virginie Dallot qui le premier jour de mon arrivé à tout mis en œuvre pour me mettre à l'aise et me faciliter mon installation, mais au delà de ça, je me souviens surtout de nos longues et agréables conversations, j'ai beaucoup apprécié de partager le bureau avec elle pendant presque 3 ans ; Alireza Kazemipoor qui reste pour moi un exemple de gentillesse, de sympathie et de disponibilité, toujours le premier à vouloir rendre service et tout ça avec une bonne humeur indéfectible, en plus de tout ça, il m'a fait découvrir la culture iranienne avec ce postulat de départ "tout ce qui se trouve dans ce vaste monde est d'une manière ou d'une autre d'origine perse" ; Anne-Laure Deleuze qui est la première à nous trouver des bons plans pour tout et n'importe quoi, j'ai passé d'excellent moment avec elle à discuter de nos thèses respectives, à rire et plaisanter sur toute chose, je me délecte surtout de ces taquineries perpétuelles contre Ihsan ; Ihsan Fsaïfes, qui est le dernier arrivé dans ce bureau et qui a pris la suite de ma thèse, je tiens à lui dire merci pour l'aide apportée surtout vers la fin de ma thèse, je garde en mémoire nos innombrables débats ou, même si nous n'étions pas toujours d'accord, nous finissions toujours par en rire.

Cette partie serait incomplète sans la mention de mon plus ancien collègue de bureau, Slim Chabbouh, avec qui j'ai cohabité quatre ans. Il a supporté mes quasi-quotidiens "je suis fatiguée ; j'en ai marre ; je n'y arriverai pas ...", son sens de l'humour, sa mémoire défaillante, nos échanges de "bouhh" de "fâche" (oui ça ne fait rire que nous) et de boulettes de papier sur la tête, ont ponctué ces quatre années. Il était aussi ma cible privilégiée pour toutes les questions que j'avais à poser sur les communications numériques et je dois dire qu'il m'a toujours apporté des réponses qui ont fait avancer mon travail. Bon Slim, je ne peux pas en faire trois pages comme promis mais je n'en pense pas moins.

J'en profite aussi pour dire un grand grand merci à : Emilie Esposito – Chabbouh pour avoir été là le jour de ma soutenance et pour ces innombrables conseils et encouragements, sans compter qu'elle reste la meilleur partenaire qui soit à Pyramide. Elle et Slim m'ont aussi permis de découvrir plein de jeu de société et je tiens à les remercier pour les supères soirées passées autour de Citadelle, Wanted, Les Chevaliers de la table ronde ...etc ; à Antonio Cipriano, un quasi-collègue de bureau et le moins italien des italiens que je connaisse (il n'a pas de portable greffé à l'oreille et n'aime pas le foot), merci pour les bons moments passés et ta disponibilité pour les poses café, j'en profite aussi pour faire un petit coucou à Marine.

Je ne peux pas clore cette liste de copain et d'amis sans avoir une pensée pour mes plus anciens amis, merci à Nounou pour avoir continué à me supporter à 2000 km, j'ai toujours eu droit à ton sens de la moquerie et de la dérision qui cache une très grande gentillesse (vraiment bien cachée) ; merci à Kamel pour avoir su me remonter le moral pendant les moments de doute, et ils furent nombreux ; à Amel et Réda et Kenza (alias Kenzouche) et Mourad qui ont été les premiers amis que je retrouvais à Paris et avec qui j'ai passé, et j'espère passer encore, d'excellents moments, à Sofiane que je taquine depuis onze ans, à mes

meilleurs amies Assia, Sihem et Djoudjou sur qui je sais pouvoir compter quel que soit le lieu ou nous nous trouvons et quelles que soient les circonstances.

Il reste que je ne dois pas oublier Adel (mon stagiaire préféré) qui a le premier mis en place la manip de caractérisations des codeurs et décodeurs et qui m'a été d'une aide précieuse. Je le remercie pour ça et surtout pour son amitié indéfectible, et Ghalid qui a certainement été le plus exposé à mes angoisses de fin de thèse et qui a toujours été là pour m'encourager et m'aider à tenir bon.

A mes grands-parents, à Yéma et Vava, je tiens à exprimer ma gratitude et ma profonde affection, je sais qu'ils ont toujours été là pour moi et que j'ai toujours pu compter sur leur aide et leur amour. Merci aussi à mes oncles et tantes, mes cousins et cousines qu'ils soient à Alger ou à Paris, **merci** : à Nassima et Dahmane, qui à m'accueillaient chez eux quand je le voulais et avec qui j'ai passé de très bons moments, à Siham avec qui on a passé les soirées chez Soraya à rigoler et avec qui je n'ai jamais manqué de sujets de conversation même à 2000 km de distance, à Saïda, Mahmoud et Neila, à qui je suis très reconnaissante de m'avoir reçu chez eux pendant toute ma première année à Paris et chez qui je me sens comme chez moi, merci surtout pour votre extrême gentillesse et votre soutien indéfectible et puis surtout pour le super pot de thèse que vous m'avez offert.

Un dernier petit mot à Naciba, à ma petite sœur Amel et à mon petit frère Tarik. A ma grande sœur Soraya qui a vécu cette thèse aussi intensément que moi et qui a toujours tout fait pour que les choses soient plus simples pour moi ; je n'oublie pas Karim, et notre humour commun qui se déclenche au quart de tour, et surtout Yanis, mon tout premier adorable neveu à qui je fais de gros bisous.

A mon adorable Papa, qui a toujours tout fait pour que tout aille bien pour nous, je te remercie pour tout.

Enfin (et oui ce fut long), je dédie ce travail à mon grand frère Tarik et à Maman, j'espère que de là où vous êtes vous êtes contents.

Résumé

Depuis quelques années, le besoin de systèmes de communications plus rapides et plus sûres se fait sentir. Le partage entre utilisateurs de la très grande bande passante des fibres optiques nécessite des techniques d'accès adaptées. Afin de répondre à ces besoins, un certain nombre de techniques de multiplexage, dont le CDMA, ont été développées.

Cette technique d'accès multiple est déjà largement utilisée dans les systèmes de communications radio-mobiles, que ce soit dans les normes américaines (IS 95), japonaises ou, plus récemment, européenne (UMTS).

Ce rapport de thèse traite du DS-CDMA appliqué aux communications optiques. Le premier chapitre permet une mise en contexte et décrit le fonctionnement des techniques de multiplexage utilisées dans les systèmes radiofréquences et les systèmes de transmissions optiques.

Le second chapitre présente les différents types de code utilisés dans les systèmes CDMA. Les codes bipolaires associés aux systèmes radiofréquences sont définis et une présentation des codes optiques est effectuée. Les caractéristiques et contraintes que doivent respecter ces codes optiques, pour être utilisable dans une liaison DS-CDMA optique, sont données.

Dans le troisième chapitre, la transmission de signaux CDMA sur un canal optique, passif ou amplifié est abordée et les configurations de décodage électrique et optique, ainsi que les performances du système optique dans ces différentes configurations sont étudiées.

La dernière partie de notre étude concernera l'utilisation de codeurs / décodeurs à réseaux de Bragg dans un système CDMA optique. Des simulations et des montages expérimentaux permettront d'étudier la faisabilité d'une telle implémentation.

Abstract

For few years now, great attention is paid to multi-access techniques for the optical communications such as OCDMA (Optical Code Division Multiple Access). The need of faster and more reliable communication systems has been felt and the sharing of the huge optical bandwidth between users needs adapted access techniques. In order to meet these needs, OCDMA is an attractive solution. Code Division Multiple Access is often used in radio communication systems like IS 95 or UMTS radio mobile standards.

In the framework of this PhD research, Direct Sequence Code Division Multiple Access (DS-CDMA) applied to optical communications is investigated. After an introduction, a presentation multiplexing techniques, available in radio-frequency and optical fields, is done. In the second chapter, the code sequences used in DS-CDMA technique are investigated. This chapter introduces, first, the principles definitions of bipolar code sequences used in radio communications. After that, the definition and characteristics of optical unipolar code sequences are presented. Also in this chapter, different detection methods are investigated in an Optical CDMA system. Threshold and multi-user detections are developed in association with optical codes specially designed to be adapted to fiber optic channel.

The third chapter concerns the optical CDMA signal transmission on a passive or amplified optical channel associated to optical code sequences. Different optical and electrical decoding configurations are studied. The performances of Optical Code Division Multiple Access are evaluated in association with a realistic optical channel model.

The last part of this document treats of all-optical CDMA transmission system using sampled fiber Bragg gratings as encoders / decoders. Simulations and an experimental setup permit to validate this implementation.

Table des abréviations

TDMA	Time Division Multiple Access : Accès multiple par répartition temporelle.
FDMA	Frequency Division Multiple Access : Accès multiple par répartition de fréquences.
WDM	Wavelength Division Multiplexing : Multiplexage par longueur d'onde.
CDMA	Code Division Multiple Access : Accès multiple par répartition de codes.
OCDMA	Optical Code Division Multiple Access : Accès multiple par répartition de codes optique.
GSM	Global System for Mobile communication.
JPDC	Japanese Personal Digital Cellular.
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
DS-CDMA	Direct-Sequence CDMA : CDMA à séquence directe.
TH-CDMA	Time-Hopping CDMA : CDMA à saut de temps.
FH-CDMA	Frequency-Hopping CDMA : CDMA à saut de fréquence.
SFH-CDMA	Slow Frequency Hopping CDMA : CDMA à saut de fréquence lent.
FFH-CDMA	Fast Frequency Hopping CDMA : CDMA à saut de fréquence rapide.
IAM	Interférences d'Accès Multiple.
TEB	Taux d'Erreur Binaire.
PN	Pseudo-Noise sequences : Séquences pseudo aléatoires.
OOC	Optical Orthogonal Codes : Codes optiques orthogonaux.
PC	Prime Codes : Codes premiers.
PS	Prime Sequences : Séquences premières.

EPS	Extended Prime Sequence : Séquences premières étendues.
QC	Quadratic Congruance codes : Codes quadratiques congruents.
EQC	Extended Quadratic Congruance codes : Codes quadratiques congruents étendus.
BG	Bragg Grating : Réseau de Bragg.
S-FBG	Sampled - Fiber Bragg Grating : Réseaux de Bragg échantillonnés.
ILM	Integrated electro-absorption Modulator : Laser à modulateur à electro-absorption integer.
FWHM	Full Width at Half Maximum : Largeur à mi-hauteur

Table des matières

Introduction Générale.....	1
Chapitre I : Généralités sur les techniques de multiplexage et de détection.....	5
1. Contexte de développement.....	5
2. Définitions des principales techniques de multiplexage.....	5
2.1 Accès multiple par répartition dans le temps ou "Time Division Multiple Access (TDMA)".....	6
2.2 Accès multiple par répartition de fréquences ou "Frequency Division Multiple Access (FDMA)".....	7
2.3 Multiplexage par longueurs d'onde ou "Wavelength Division Multiplexing (WDM)".....	8
2.4 Accès multiple par répartition de codes ou "Code Division Multiple Access (CDMA)".....	9
3. Introduction aux différentes techniques CDMA et à leurs caractéristiques.....	10
3.1 Accès multiple par répartition de code à séquences directes.....	12
3.2 Accès multiple par répartition de codes à saut de fréquence.....	13
3.3 Introduction au CDMA appliqué aux communications optiques.....	14
4. Systèmes de détection.....	16
4.1 Détection à seuil.....	16
4.2 Détection multi-utilisateur.....	18
5. Conclusion.....	22
Chapitre II : Codes adaptés au CDMA optique.....	23
1. Introduction.....	23
2. Construction de codes bipolaires.....	23
2.1 Séquences de Walsh-Hadamard.....	24
2.2 Séquences Pseudo Noise (PN).....	26
2.3 Séquences de Gold.....	28
3. Construction de codes optiques.....	29
3.1 Codes optiques orthogonaux.....	30
3.2 Codes premiers.....	35
4. Analyse comparative des performances des différents codes optiques.....	39
5. Conclusion.....	44

Chapitre III : Transmission d'un signal CDMA dans un canal optique passif ou amplifié et décodage par des composants électriques ou optiques.....	47
1. Introduction.....	47
2. Transmission d'un signal CDMA dans un canal optique non bruité.....	48
3. Différents bruits dans un canal optique.....	49
3.1 Bruit quantique.....	49
3.2 Bruit de l'amplificateur.....	50
3.3 Bruit de battement dans une photodiode.....	51
3.4 Bruit intrinsèque à la photodiode.....	51
4. Signal CDMA optique codé et décodé par des composants électriques.....	52
4.1 Canal optique passif.....	53
4.2 Canal optique amplifié.....	55
5. Signal optique CDMA codé et décodé par des composants optiques.....	57
5.1 Canal optique passif.....	58
5.2 Canal optique amplifié.....	60
6. Détection multi-utilisateur d'un signal CDMA transmis dans un canal optique amplifié.....	62
7. Conclusion.....	66
 Chapitre IV : Utilisation de codeurs/ décodeurs à réseaux de Bragg pour un système OCDMA "tout-optique".....	 69
1. Introduction.....	69
2. Théorie des réseaux de Bragg.....	71
2.1 Réseaux de diffraction.....	71
2.2 Les réseaux de Bragg dans les fibres.....	73
3. Codeurs et décodeurs à réseaux de Bragg.....	78
3.1 Caractéristiques des codeurs et décodeurs à réseaux de Bragg.....	78
3.2 Réalisation des réseaux de Bragg.....	85
4. Implémentation "tout-optique" d'un système CDMA.....	89
4.1 Simulation d'un système "tout-optique" de transmission CDMA.....	89
4.2 Intégration des composants de codage et de décodage dans un système de transmission "tout-optique".....	96
5. Conclusion.....	110
 Conclusion générale.....	 113
 Bibliographie.....	 115
 Liste des publications.....	 121

Introduction Générale

La partie la plus critique d'un système de télécommunications se situe dans les derniers kilomètres à parcourir pour distribuer l'information à l'utilisateur terminal. Les futures générations des réseaux d'accès se doivent d'y apporter des solutions innovantes afin de répondre au besoin croissant d'échanges de données entre les utilisateurs. En effet, à la voix s'ajoutent aujourd'hui de nouveaux services multimédia tel que la vidéo haute définition, l'Internet haut débit ..., dont les transferts d'information doivent s'effectuer, dans la plupart des cas, de manière simultanée.

La capacité de transport de données est simultanément liée aux limites physiques des systèmes de transmission et aux techniques mises en place pour le partage des ressources entre les utilisateurs.

Pour obtenir une densification du trafic des données sur les réseaux de télécommunications, des techniques d'accès multiple, comme l'accès par répartition de temps, appelé Time Division Multiple Access (TDMA), l'accès multiple par répartition de fréquences, aussi connu sous le nom de Frequency Division Multiple Access (FDMA), et le multiplexage par longueur d'onde, ou Wavelength Division Multiplexing (WDM), ont été mises au point. Ces méthodes de multiplexage sont aussi bien employées ou envisageable dans les transmissions radiofréquences que dans les systèmes de communications optiques. A ce titre, le TDMA et le FDMA interviennent tous deux dans la norme actuelle de téléphonie mobile GSM (Global System for Mobil communications). Le WDM représente, quant à lui, une transposition du FDMA dans les réseaux optiques.

L'accès multiple par répartition de code, ou CDMA, est une technique de multiplexage définie comme étalement de spectre [1-2]. Cette dernière était initialement destinée aux applications militaires. Elle permet, par l'étalement de la puissance sur une large bande de fréquence du canal, de mieux résister aux évanouissements sélectifs en fréquences et de donner au signal à transmettre la forme d'un bruit le rendant difficilement détectable par des récepteurs auquel le message n'est pas destiné. Un autre avantage est celui de la résistance, que confère l'étalement de spectre, aux brouilleurs pouvant apparaître en cours de transmission. Pour le CDMA, l'utilisation de séquences d'étalement comme codes permettant de distinguer les différents utilisateurs donne, de plus, l'avantage d'exploiter simultanément l'ensemble de la bande de fréquence et des intervalles de temps. Il en résulte une meilleure gestion des ressources disponibles. Les conditions posées sur l'orthogonalité des séquences de code permettent de réduire les interférences entre utilisateurs.

Dans les systèmes de communications radiofréquences, le CDMA est à la base de la norme IS-95 utilisée dans les pays d'Amérique du Nord et de la norme UMTS [3] de la troisième génération de téléphonie mobile européenne aujourd'hui en cours de déploiement.

Les études liées à la transposition des techniques CDMA dans les systèmes de communications optiques datent de ces vingt dernières années. Voulant profiter de la très large bande passante disponible sur le canal optique, le CDMA optique a aussi pour ambition d'augmenter la capacité de multiplexage en augmentant le nombre d'utilisateurs au prix d'une dégradation supportable de la qualité de la liaison et ce en exploitant simultanément les intervalles de temps et la bande de fréquence.

Le CDMA offre l'avantage potentiel de réaliser des systèmes "tout-optique" par des dispositifs optiques de codage et de décodage [4-13]. Il permet aussi une transmission asynchrone des différents signaux sans recourir à des configurations et des protocoles de synchronisation [14]. Un accès rapide est, par exemple, susceptible d'être apporté par des dispositifs passifs que sont les codeurs/ décodeurs optiques évitant ainsi la bande passante réduite des conversions optique - électrique / électrique - optique.

Il est possible de distinguer en optique deux approches du CDMA optique, une première dite cohérente et une seconde appelée approche non-cohérente.

Le CDMA optique cohérent consiste à considérer simultanément l'information portée par l'amplitude du signal et par sa phase optique [15-16]. Il est a priori possible d'utiliser des codes bipolaires dans ces systèmes même si un inconvénient majeur réside dans la non conservation de la phase optique par le canal de transmission et les difficultés d'implémentation de la détection cohérente dans des systèmes bas coût.

Le CDMA optique non-cohérent ne tient compte, lors du décodage, que de la puissance du signal reçu. Il n'est donc plus possible d'employer dans ces conditions des séquences bipolaires comme mots de code. Des codes unipolaires, plus adaptés à la détection directe, ont donc été mis au point [17-40]. Malgré leur non orthogonalité, ils permettent, dans une certaine mesure, de contrôler les interférences engendrées par l'accès multiple. Ils peuvent prendre la forme de codes unidimensionnels à étalement temporel ou fréquentiel ou la forme de séquences bidimensionnelles réalisant simultanément un étalement dans les domaines temporel et fréquentiel

De nombreuses études portent sur les algorithmes de codage, sur les modèles de systèmes de transmission et de détections optiques adaptées au CDMA ou encore sur des dispositifs optiques servant à l'encodage/ décodage des données.

Salehi et al. ont été les premiers à poser le problème des codes adaptés au canal optique appelés codes optiques orthogonaux ou Optical Orthogonal Codes (OOC) [17-18]. Ils ont proposé l'utilisation de séquences unipolaires pour répondre à des conditions de corrélation particulière et ainsi réduire les Interférences d'Accès multiples (IAM). En 1999, Zhang et al [19] ont proposé une amélioration des OOC nommés OOC "strict" car leurs conditions de corrélation sont toujours respectées y compris pour des transmissions asynchrones. En parallèle, Zhang, Kwong et al [29-35] ont montré, au cours de ces dix dernières années, que les propriétés des codes premiers, définies au début des années 1970, permettent d'utiliser

ces séquences comme codes dans les applications du CDMA optique [30]. D'autres études ont été menées sur les codes utilisables dans les systèmes CDMA optiques. Ces codes sont plus adaptés aux systèmes synchrones, tel que la technique de modulation de la position des impulsions optiques, ou Optical Pulse Position Modulation (OPPM), ou au codage bidimensionnelle temps/ fréquence [30-40].

Des études ont évalué les performances des codes optiques appliqués à des réseaux optiques [41-47]. Elles n'ont toutefois pas toujours tenu compte des caractéristiques des systèmes optiques. Ormondroyd et al [45] ont présenté une première approche des bruits dans les systèmes CDMA optiques. Cette approche a considéré les bruits optiques engendrés par les différents composants d'un système optique mais sans tenir compte des interactions (battement) entre ces bruits et le signal, au niveau du photodétecteur. S. Zahedi et al ont quant à eux étudié différents types de récepteurs électriques sans toutefois mettre en évidence un décodage dans le domaine optique [46]. Wang et al ont aussi proposé une étude sur l'effet de la cohérence ou non de la source optique sur les différents types de bruit optiques [47]. D'autres part, d'autres études associant les systèmes CDMA optique à différents types de détecteur, à seuil [48 -50] ou multi-utilisateur, ont été présentées [51-58].

Les études de configuration de transmission "tout-optique" ont débouché sur des implémentations de systèmes de codage et de décodage utilisant des composants optiques [4-13] et [59] ; c'est, par exemple, la technique CDMA à saut de fréquence rapide, connue sous le nom de FFH-CDMA pour Fast Frequency Hopping CDMA. Cette technique implémente des codes bidimensionnelles temps/ fréquences par des composants à réseaux de Bragg [4-5]. D'autres structures de codage / décodage utilisant des circuits à interférences multimodales (MMI) ont aussi été développées [59].

Une première version des codeurs à réseaux de Bragg pour le CDMA optique à séquence directe, connu dans littérature anglo-saxonne sous le nom de Direct Sequence CDMA (DS-CDMA), a été présentée par Geiger et al [7].

Au cours de cette thèse, nous avons comparé les performances de différentes structures de code afin de choisir ceux qui présentent le meilleur compromis en terme de taille/ propriétés de corrélation.

Une analyse des performances de codes optiques, utilisés par différents systèmes CDMA optiques, est présentée dans ce document. L'utilisation de codeurs optiques entraîne l'apparition des Interférences d'Accès Multiple (IAM) dans le domaine optique et nous a conduit à développer une nouvelle approche du traitement de ce type d'interférences.

Une implémentation d'un système DS-CDMA optique en utilisant des réseaux de Bragg échantillonnés comme codeurs/ décodeurs, a été réalisé au cours de cette thèse. Ce travail a pour objectif d'étudier la faisabilité d'un multiplexage de signaux CDMA par un système "tout-optique" adapté à des réseaux d'accès bas coûts. Cette implémentation a nécessité la modélisation et la réalisation des dispositifs de codage/ décodage à réseaux de Bragg. Ces derniers répondent à des contraintes de puissance et à des conditions strictes sur la structure des impulsions de manière à correspondre parfaitement à des codes optiques préalablement définis.

Ce rapport est organisé en quatre chapitres. Le premier aborde les généralités sur les techniques d'accès multiple les plus utilisées dans les systèmes de communications numériques radiofréquences et dans les systèmes de communications optiques. Il met aussi en évidence les particularités des techniques d'accès multiple par répartition de code ainsi que leur transposition des systèmes radio vers les transmissions sur canal optique. L'utilisation des détections à seuil et multi-utilisateur y est finalement abordée.

Le second chapitre s'intéresse aux séquences de code utilisées en CDMA. Il définit les codes bipolaires déjà employés dans les communications radiofréquences et différentes familles de séquences unipolaires, plus adaptées aux systèmes optiques à détection non-cohérente, ces derniers devant satisfaire à des conditions de corrélation particulières. Les codes unipolaires regroupent, entre autres, la famille des codes optiques orthogonaux (OOC) et des codes premiers (Prime Codes : PC). Une description et une comparaison des performances de ces deux familles de séquence sont effectuées.

Le troisième chapitre traite du comportement des signaux générés au cours d'un codage, d'une transmission et de la réception d'un signal CDMA optique. Il met en évidence l'effet des bruits rencontrés dans différentes configurations de systèmes optiques amplifiés ou non et utilisant un encodage/ décodage par des composants optiques ou par des composants électroniques.

Dans le quatrième et dernier chapitre, quelques rappels sur la théorie des réseaux de Bragg sont tout d'abord donnés. Une description des caractéristiques des composants de codage / décodage, par des réseaux de Bragg échantillonnés, est ensuite développée. Les simulations pour la génération de codes premiers par ces dispositifs "tout-optiques" sont présentées ainsi que la description des techniques de photo-inscription utilisées pour la réalisation de ces codeurs/ décodeurs. L'intégration système de ces dispositifs à réseaux de Bragg échantillonnés est réalisée en deux phases, la première par l'utilisation d'un logiciel de simulation de systèmes optiques et la seconde par la mise en place d'une plate-forme expérimentale permettant d'étudier les différentes étapes d'un multiplexage de deux utilisateurs dans un système CDMA optique amplifié. Les résultats obtenus montrent la faisabilité et les performances de ce type d'implémentation.

Chapitre I: Généralités sur les techniques de multiplexage et de détection

1. Contexte de développement

Les réseaux optiques et radio-fréquences sont aujourd'hui appelés à vivre en symbiose. Ainsi, par exemple, le transport, la génération et le contrôle des radio-fréquences par voie optique sont de plus en plus envisagés pour relier les nombreuses stations de base des futures générations de systèmes radio-mobiles micro voire pico-cellulaires.

La technique d'accès multiple par répartition de code ou Code Division Multiple Access (CDMA) est déjà largement utilisée dans le domaine radio-fréquence où elle apporte un accès multiple et un partage des ressources à la fois flexible et reconfigurable [1-3]. L'étalement de spectre rendant la transmission moins vulnérable aux fluctuations sélectives en fréquences permet, de plus, une sécurisation de la transmission.

Certains avantages du CDMA semblent immédiatement capitalisables dans les réseaux optiques à haut débit. Nous pouvons citer le partage des ressources, la possibilité d'implémentation par des réseaux dits "tout-optiques", la non-nécessité de synchronisation entre les différents émetteurs ...etc.

Ce chapitre traite de l'ensemble des techniques d'accès multiple applicables au domaine des communications numériques sur radiofréquences. Il décrit aussi les différentes techniques CDMA, qu'elles soient "classiques" ou "hybrides", afin de mieux comprendre les enjeux et difficultés rencontrés pour la mise en place de chacune de ces méthodes d'accès. Les systèmes de détection à seuil et de détection multi-utilisateur sont définis à la fin de ce chapitre afin d'être, par la suite, intégrés dans la chaîne de transmission CDMA.

2. Définitions des principales techniques de multiplexage

Les systèmes de communications point à point étaient initialement conçus en affectant, à chaque couple émetteur/ récepteur, un canal de transmission "physique". Afin d'augmenter, en pratique, la capacité des réseaux et d'optimiser l'utilisation des ressources fréquentielles, différentes techniques d'accès multiples ont fait leur apparition. Ainsi, l'accès multiple à répartition dans le temps, l'accès multiple par répartition de fréquences et le multiplexage par longueur d'onde, sont des techniques de multiplexage déjà mises en place dans les réseaux radiofréquences ou les systèmes optiques.

2.1 Accès multiple par répartition dans le temps ou "Time Division Multiple Access (TDMA)"

Beaucoup de systèmes de communications numériques comme le "Global System for Mobiles communications" (GSM) européen, utilisent l'Accès Multiple à Répartition dans le Temps (AMRT), aussi appelé Time Division Multiple Access (TDMA). Cette technologie est aussi incluse dans le système de communication cellulaire japonais (Japanese Personal Digital Cellular : (JPDC) qui représente le second standard le plus utilisé.

Le multiplexage en temps consiste à répartir la transmission d'une porteuse sur des intervalles de temps distincts, comme l'illustre la Figure I-1. la porteuse est émise sur des intervalles de temps, appelés time slots, de durée T_s , chacune de ces durées correspondant à un temps pendant lequel un utilisateur peut transmettre ses données.

Un émetteur / récepteur, tel qu'un téléphone cellulaire, peut, par exemple, émettre et recevoir dans un intervalle de temps spécifique et rester inactif jusqu'à ce qu'il soit autorisé à intervenir de nouveau. En d'autres termes, chaque intervalle de temps accueille une partie du signal radio-fréquence associé à un utilisateur donné.

La porteuse du signal est divisée en plusieurs séquences appelées "burst", sachant qu'un burst est envoyé par intervalle de temps. Il en résulte que les données émises peuvent être transmises à la même fréquence sans entraîner d'Interférences d'Accès Multiple (IAM)

L'allocation des intervalles de temps aux différents utilisateurs se fait de manière cyclique comme le montre la Figure I-1. Il est donc possible de caractériser un système TDMA par la durée d'un intervalle de temps T_s , la durée d'un cycle (T_{TDMA}) et le numéro de l'intervalle de temps associé à chaque utilisateur (N_T).

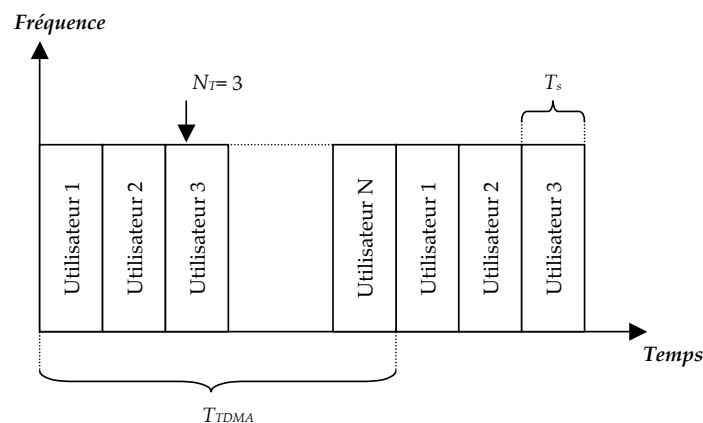


Figure I-1 : Schéma d'un multiplexage temporel (TDMA).

Le nombre d'intervalles de temps, la taille du cycle, et la largeur de bande employée dépendent de la technologie utilisée. Dans le cas de la norme GSM, par exemple, la durée élémentaire d'un intervalle de temps, sur une horloge de 13 MHz, vaut :

$$T_s = (75/130) \times 10^{-3} \text{ s} \approx 0,5769 \text{ ms} \quad (\text{I-1})$$

Sur une même porteuse, les time slots sont regroupés par paquets de 8, ce qui implique que la durée d'une trame TDMA est donnée par:

$$T_{TDMA} = 8 \times T_S = 4,6152 \text{ ms} \quad (\text{I-2})$$

A chaque usager est affecté un certain nombre d'intervalles par trame TDMA, numérotés par un indice T_N variant entre 0 et 7. Un canal physique est, par conséquent, constitué par la répétition périodique d'un intervalle dans la trame TDMA sur une fréquence donnée.

La majorité des systèmes de communications radiofréquences utilisant le TDMA sont dit synchrones, ce qui implique une gestion des périodes d'émission de chacun des utilisateurs.

Afin de ne pas engendrer d'IAM, il est impératif que chaque signal respecte strictement l'intervalle de temps qui lui est accordé pour sa transmission. Les récepteurs doivent aussi respecter les intervalles de temps qui leurs sont associés pour reconstituer correctement les séquences d'information qui leurs sont destinées. Pour ce faire, au début de chaque transmission, une séquence de synchronisation est envoyée afin que l'émetteur et le récepteur puissent identifier le numéro et la durée du time slot sur lequel ils pourront échanger leurs informations.

L'un des avantages de cette technique est de s'affranchir de la gestion des fréquences des séquences de données à transmettre.

2.2 Accès multiple par répartition de fréquences ou "Frequency Division Multiple Access (FDMA)"

L'Accès Multiple par Répartition de Fréquences (AMRF), appelé aussi Frequency Division Multiple Access (FDMA), est une technique de multiplexage largement utilisée dans les systèmes de communications radiofréquences [1]. Le FDMA consiste à transmettre les signaux provenant de N utilisateurs différents sur des bandes de fréquences distinctes. La Figure I-2 donne un exemple de la manière dont ce multiplexage peut s'effectuer.

Comme le montre la Figure I-2-a, un filtre passe bas est utilisé au niveau de l'émetteur afin de s'assurer que la bande passante du message à transmettre est limitée à une largeur définie au préalable. Chaque signal module une porteuse différente dont la fréquence est fixée par le synthétiseur. Les signaux issus des N modulateurs sont superposés et transmis par le canal.

En réception, les porteuses sont séparées par des filtres passe-bande placés en parallèle et centrés sur les fréquences porteuses des messages à détecter. La largeur de ces filtres est déterminée afin de ne pas tronquer le spectre du signal. A la sortie du filtre passe-bande, le signal est démodulé et traverse un filtre passe-bas permettant d'écarter les composantes indésirables et de récupérer le message en bande de base.

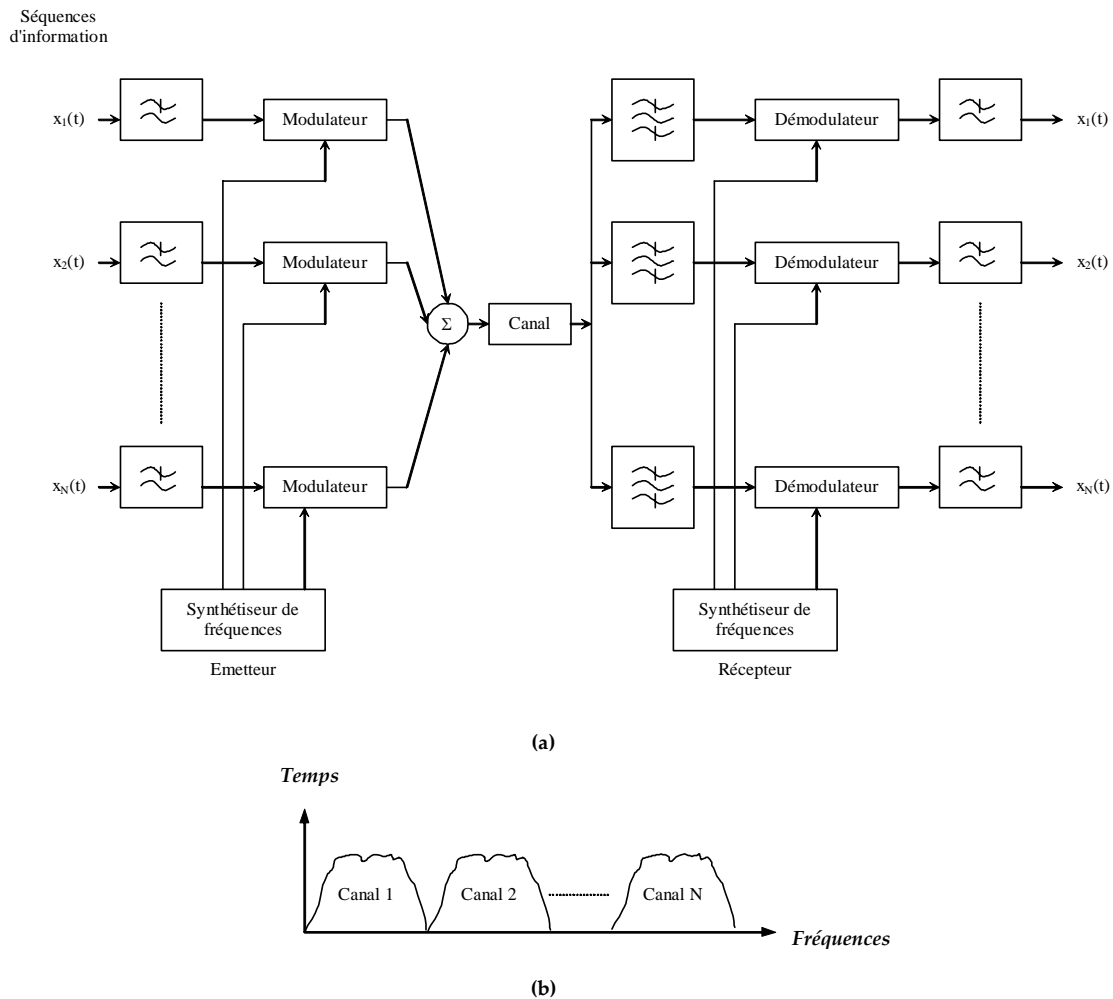


Figure I-2 : Schéma d'un multiplexage en fréquence (FDMA).

Dans ces conditions, les utilisateurs émettent leurs signaux de manière continue, chacun sur une fréquence différente. La suppression des IAM est assurée par l'utilisation de fréquences porteuses différentes et séparées par un intervalle fréquentiel prédéfini représentant la largeur du canal affecté à un utilisateur (Figure I-2-b).

2.3 Multiplexage par longueurs d'onde ou "Wavelength Division Multiplexing (WDM)"

Le multiplexage en longueur d'onde, aussi appelé Wavelength Division Multiplexing (WDM) est une transposition du multiplexage en fréquence dans les systèmes de communications optiques. De la même manière qu'en FDMA, dans un système WDM des séquences de données modulent plusieurs lasers de longueurs d'ondes différentes. Les résultats de ces modulations sont transmis sur une même fibre optique par l'intermédiaire d'un multiplexeur WDM. Pour recouvrer les données émises, un filtre optique permet, en réception, la sélection de la longueur d'onde correspondant au signal à reconstituer. La Figure I-3 illustre le fonctionnement d'un tel système.

La principale différence entre les systèmes FDMA et WDM réside dans le fait qu'en WDM les porteuses optiques sont identiques et que les longueurs d'ondes sont séparées par un filtre

optique avant détection du signal car la détection optique, incohérente, ne présente aucune sélectivité fréquentielle à la fréquence intermédiaire.

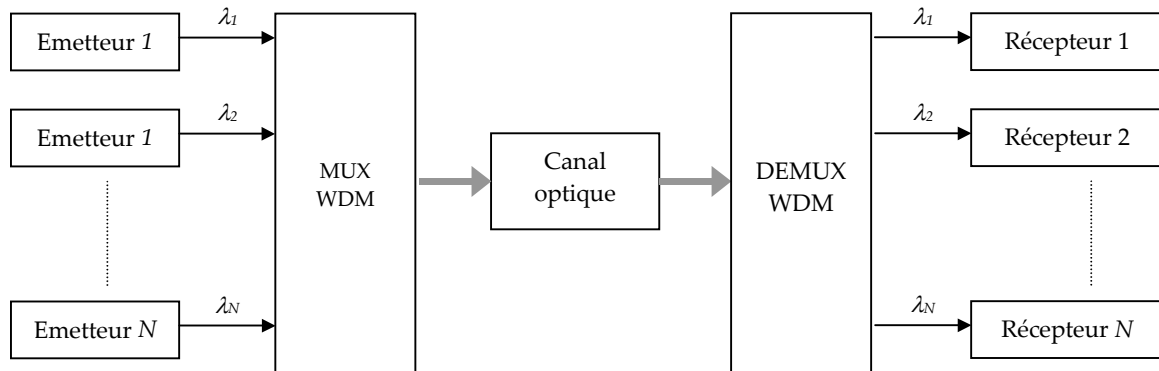


Figure I-3 : Schéma d'un multiplexage en longueur d'onde (WDM).

2.4 Accès multiple par répartition de codes ou "Code Division Multiple Access (CDMA)"

L'Accès Multiple par Répartition de Codes (AMRC), appelé aussi Code Division Multiple Access (CDMA), est une technique de multiplexage plus récente que le TDMA et le FDMA. Dans cette technique d'accès multiple, les utilisateurs partagent le même espace fréquentiel et transmettent sur les mêmes intervalles temporels.

Il s'agit, dans ce cas, d'affecter à chaque émetteur un code, aussi appelé signature ou encore séquence de code, qui lui permet de transmettre des informations en évitant d'interférer avec les messages provenant d'autres utilisateurs. La réduction des IAM n'est obtenue que dans le cas de l'utilisation de séquences de codes strictement orthogonaux.

La Figure I-4 schématise la répartition des utilisateurs sur la bande de fréquence et dans le temps en fonction de la distribution des séquences de codes.

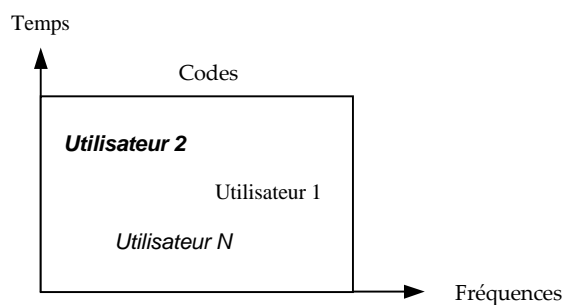


Figure I-4 : Schéma d'un multiplexage par code (CDMA).

Le CDMA permet aux différents utilisateurs de transmettre leurs données sur n'importe quelle fréquence et sans nécessiter de synchronisation entre eux. En effet, contrairement aux techniques TDMA, FDMA et WDM, la capacité de multiplexage du CDMA n'est pas limitée par des paramètres physiques (intervalles de temps disponibles, fréquences ou longueurs d'ondes utilisables ... etc.) mais par la capacité à générer un maximum de séquences de

codes, celles-ci étant choisies de manière à minimiser les Interférences d'Accès Multiple (IAM).

Les séquences de codes utilisées dans les systèmes CDMA sont composées d'une série d'impulsions nommées "chips" afin d'être distinguées des "bits" qui composent une séquence de données.

L'étalement de spectre est un des avantages mis en avant pour l'utilisation du CDMA dans le domaine des communications radiofréquences. En effet, la puissance d'un signal, après codage, est étalée sur toute la largeur de la bande de fréquence disponible. De ce fait deux caractéristiques importantes apparaissent :

- La puissance du signal étant étalée sur la bande spectrale disponible, le signal CDMA peut être confondu avec le bruit du canal et sera donc difficilement détectable par un utilisateur non concerné.
- Le signal CDMA étalé est plus résistant aux évanouissements sélectifs en fréquence.
- Le signal CDMA (après codage) est plus résistant aux brouilleurs pouvant se présenter au cours de la transmission. Lors du décodage, la puissance de ce brouilleur est étalée sur la bande spectrale disponible alors que le signal utile est reconstitué. Toutefois, si le nombre de brouilleurs est important, la puissance générée par ces derniers sera plus importante et affectera la qualité du signal utile obtenu après décodage.

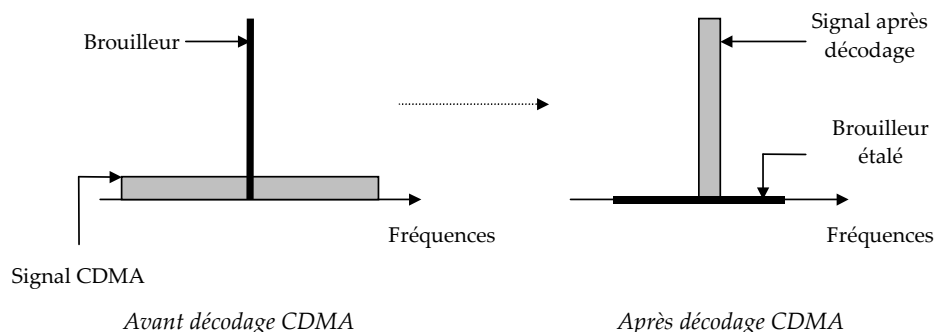


Figure I-5 : Effet de l'étalement de spectre sur la présence d'un brouilleur.

La résistance aux brouilleurs, due à l'étalement de spectre, ne représente pas un avantage particulier pour les systèmes optiques qui ne sont pas soumis à ce genre d'interférences.

3. Introduction aux différentes techniques CDMA et à leurs caractéristiques

Le CDMA était destiné, initialement, aux systèmes de communications numériques sur radio-fréquences dans le cadre d'applications militaires. Profitant ainsi d'une augmentation de la capacité de multiplexage tout en utilisant les propriétés d'étalement de spectre propre à cette technique, l'objectif était de rendre les transmissions plus robustes à l'apparition de brouilleurs et moins vulnérable aux interceptions éventuelles (Figure I-5).

Le CDMA permet de coder et de transmettre autant de signaux qu'il est possible de générer de séquences de code à la seule condition que ces séquences satisfassent à des propriétés d'auto et d'intercorrélation adaptées. Ces conditions sur les fonctions de corrélation permettent de contrôler et de minimiser les IAM responsables, en partie, de l'augmentation du Taux d'Erreurs Binaires (TEB) lors de la détection et du décodage.

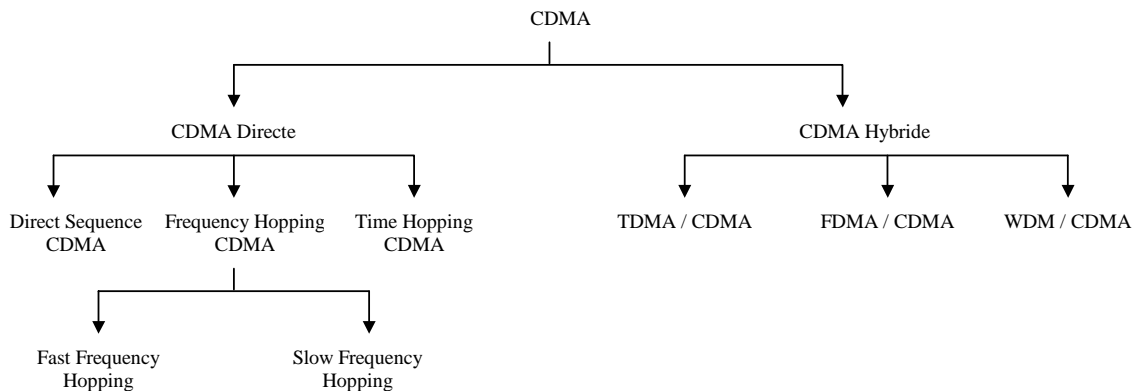


Figure I-6 : Différentes techniques CDMA.

Pour obtenir de meilleures performances, plusieurs études ont associé le CDMA aux autres techniques de multiplexage (TDMA, FDMA, WDM ...etc.). Deux grandes catégories de codage CDMA se dégagent. La première, sous le nom de CDMA directe, regroupe le CDMA à séquences directes, le CDMA à saut de fréquence (lent ou rapide) et le CDMA à saut de temps. La seconde, appelée CDMA hybride, associe le multiplexage par code aux autres techniques de multiplexage de manière plus hiérarchisée. L'arbre représenté dans la Figure I-6 regroupe l'ensemble de cette classification.

Le principe de base du CDMA est une modulation directe du message à transmettre par une séquence de code affectée à un utilisateur donné. Cette manière de faire a donné naissance à ce qui est communément appelé CDMA à étalement de spectre à Séquence Directe ou Direct-Sequence CDMA (DS-CDMA).

Des déclinaisons sont apparues, par la suite, ayant pour principal objectif l'augmentation de la capacité de multiplexage et la réduction des interférences multi-utilisateurs. De l'association du CDMA au TDMA résulte le CDMA à saut de temps ou Time-Hopping CDMA (TH-CDMA) qui consiste à transmettre les chips qui composent une séquence de code donnée sur différents time slots, la transmission de la séquence ne se faisant pas de manière continue. Le CDMA à saut de fréquence ou Frequency-Hopping CDMA (FH-CDMA), prend aussi la forme d'une association du CDMA avec le FDMA. Dans ce cas, les chips des séquences de code, sont transmis sur des fréquences différentes. Cette conception du CDMA est développée au paragraphe (3-2).

Par des techniques CDMA dites "hybrides", il s'agit d'associer à l'accès multiple par code une des méthodes de multiplexage présentées dans le paragraphe (2), en hiérarchisant le traitement du signal informatif par ces techniques d'accès multiple, comme le montre les Figure I-7-a, Figure I-7-b et Figure I-7-c.

Dans le cas du FDMA / CDMA on affecte à chaque famille de codes une fréquence porteuse grâce à laquelle les utilisateurs peuvent émettre. Cette même famille de codes peut être

réemployée sur toutes les fréquences porteuses disponibles. Par conséquent, il est possible, théoriquement, de démultiplier le nombre d'utilisateurs d'un système CDMA classique par autant de fréquences porteuses disponibles.

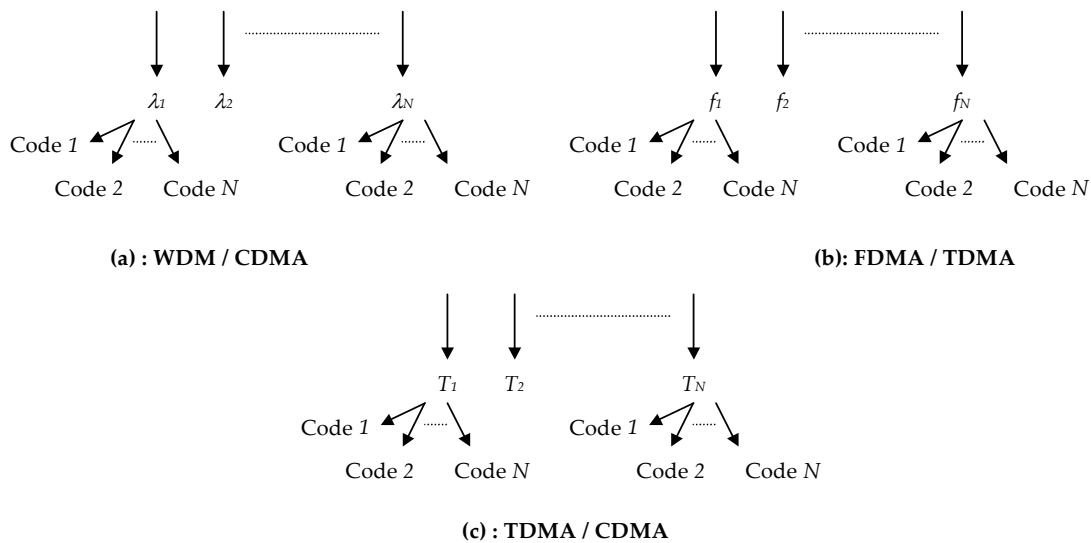


Figure I-7 : Schéma des techniques de multiplexage hybrides.

De la même manière, les systèmes WDM / CDMA et TDMA / CDMA fonctionnent sur ce principe de hiérarchisation, associant les spécificités du WDM et du TDMA au CDMA.

Il est toutefois important de noter que, même si les techniques hybrides peuvent paraître plus attractives que le CDMA classique (surtout en terme de capacité de multiplexage), ces méthodes présentent l'inconvénient d'associer les difficultés propres à chacune et d'engendrer par conséquent des systèmes plus complexes.

3.1 Accès multiple par répartition de code à séquences directes

Dans le CDMA à séquence directe (DS-SS-CDMA), les données associées à un utilisateur sont modulées en phase, en fréquence ou en amplitude. Le signal résultant est par la suite codé par une séquence de code, par exemple une séquence pseudo aléatoire, puis superposé aux autres signaux traités de la même manière.

Comme le montre la Figure I-8, un signal binaire modulé en phase BPSK (Binary Phase Shift Keying) $x(t)$ est codé par une séquence pseudo-aléatoire ou Pseudo Noise (PN) $pn(t)$. Le résultat de ce codage est représenté par le signal $g(t)$. Ce dernier est superposé aux autres signaux provenant des autres émetteurs et ayant subi un traitement similaire et est transporté par le canal de transmission.

Le codage des données s'effectue donc de manière "directe", sans faire intervenir d'autres paramètres comme la fréquence ou la longueur d'onde.

Il est, bien sûr, tout à fait possible de coder les données avant d'appliquer la modulation, d'amplitude, de phase ou de fréquence souhaitée.

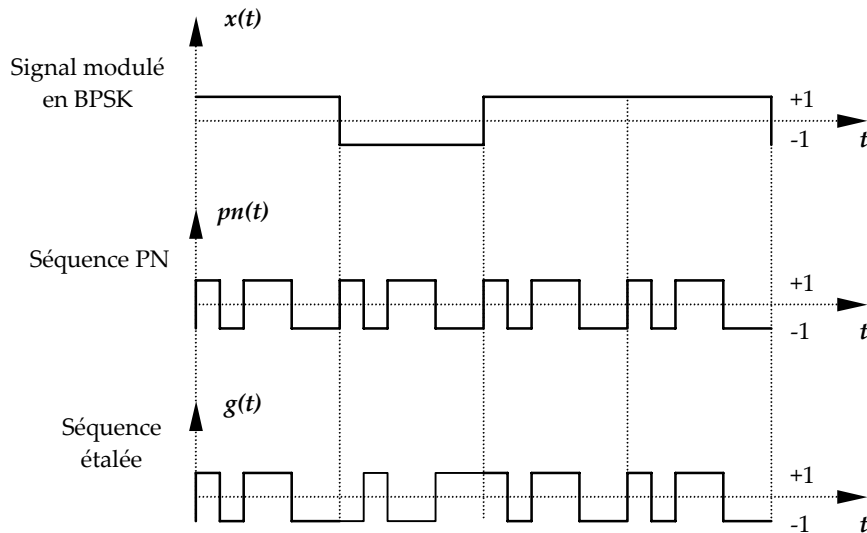


Figure I-8 : Schéma d'un codage CDMA par séquence directe (DS-CDMA).

3.2 Accès multiple par répartition de codes à saut de fréquence

Dans un système d'étalement de spectre par saut de fréquence (FH-CDMA), les "chips" qui composent la séquence de code associée à chaque utilisateur, sont émis à des fréquences différentes, le choix de ces fréquences pouvant se faire de manière aléatoire.

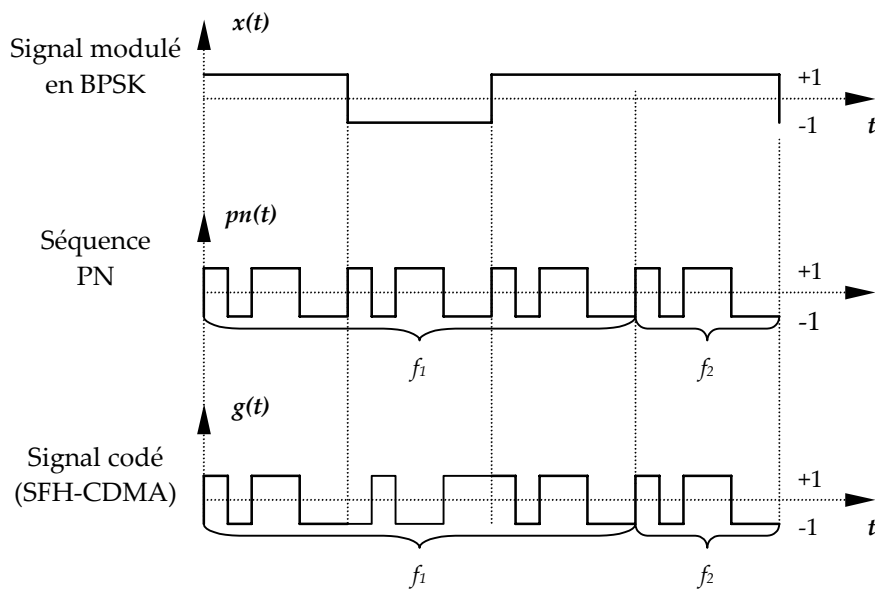


Figure I-9 : Schéma d'un codage CDMA à saut de fréquence lent (SFH-CDMA).

Comme le montre les Figure I-9 et Figure I-10, un signal $x(t)$ est toujours codé par une séquence pseudo-aléatoire $pn(t)$, mais les chips de cette séquence sont émis à des fréquences différentes (f_1, f_2, \dots, f_k). Le signal $g(t)$ qui en résulte sera, par conséquent, composé de chips se situant à des fréquences distinctes.

Le modèle de saut de fréquence est dit "lent" (SFH-CDMA: Slow Frequency Hopping-CDMA) (Figure I-9) lorsque plusieurs séquences de codes sont émises à la même fréquence, le changement de fréquence ne s'effectuant qu'après plusieurs bits de données transmis.

Le modèle de saut de fréquence est dit "rapide" (FFH-CDMA : Fast Frequency Hopping-CDMA) lorsque l'émission des chips d'un même code se fait sur plusieurs fréquences, comme le montre la Figure I-10.

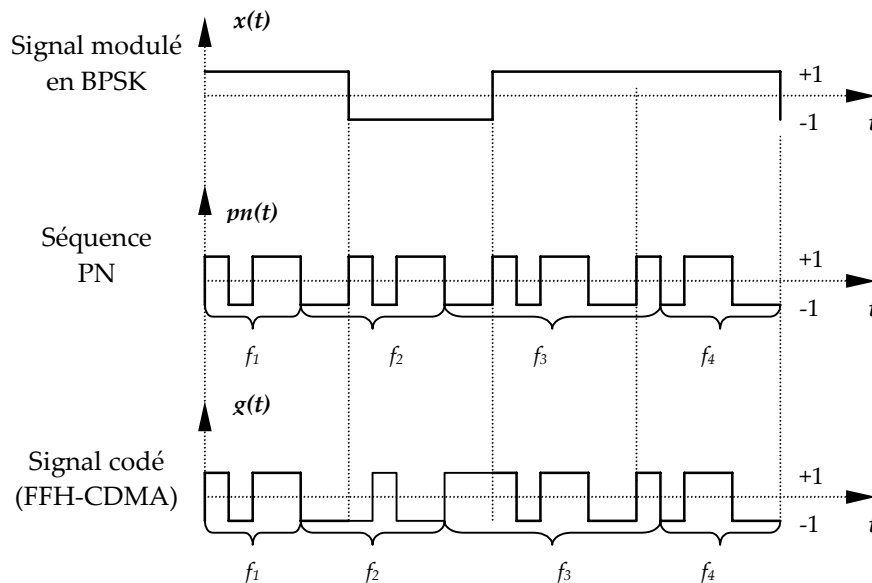


Figure I-10 : Schéma d'un codage CDMA à saut de fréquence rapide (FFH-CDMA).

La transposition de cette dernière technique, dans les systèmes de communication optique, a été démontrée [4-5].

3.3 Introduction au CDMA appliqué aux communications optiques

Le partage entre utilisateurs de la très grande bande passante des fibres optiques nécessite des techniques d'accès et de partage adaptées. Le CDMA est l'une des méthodes explorées pour atteindre cet objectif.

Dans le contexte des communications optiques, le CDMA garde le même principe de fonctionnement que dans le cas des systèmes radiofréquences. En effet, comme le montre la Figure I-11, à chaque émetteur i est associée une séquence de code (C_i), appelée aussi signature, celle-ci lui permettant de coder les données (b_i) qu'il souhaite transmettre. La séquence C_i est exprimée par l'équation (I-3) :

$$C_i(t) = \sum_{j=1}^L c_{i,j} d_j(t - jT_c) \quad (\text{I-3})$$

avec $c_{i,j} \in \{0,1\}$ pour des valeurs de j comprises entre 1 et L , et $d_j(t)$ représentant une certaine forme d'onde. Le signal codé résultant, associé au $i^{\text{ème}}$ utilisateur est exprimé par l'équation (I-4) :

$$S_i = b_i C_i(t - \tau_i) \quad (\text{I-4})$$

Les signaux ainsi codés sont superposés. Le résultat de cette superposition est exprimé par l'équation :

$$S_{CDMA}(t) = \sum_{i=1}^N b_i C_i(t - \tau_i) \quad (\text{I-5})$$

avec :

τ_i : le retard associé au $i^{\text{ème}}$ utilisateur.

N : la capacité de multiplexage (nombre d'utilisateurs suivant les contraintes de corrélation fixées préalablement).

L : la longueur de la séquence de code.

$c_{i,j}$: le $j^{\text{ème}}$ chip associé au mot de code du $i^{\text{ème}}$ utilisateur.

T_C : durée d'un chip.

Le signal S_{CDMA} issu de cette superposition est transmis par un coupleur optique ($N \times 1$), N représentant le nombre d'utilisateurs, et est transmis par sur le canal optique.

En réception, un second coupleur ($1 \times N$) est utilisé pour envoyer le signal vers chacun des systèmes de décodage et de réception. Quel que soit le système de détection utilisé, il est nécessaire, pour chacun des récepteurs, de connaître la séquence de code initialement utilisée par l'émetteur associé, afin de pouvoir reconstituer la séquence de données émise.

Conservant le même principe de fonctionnement que dans les communications radiofréquences, le CDMA appliqué aux communications optiques présente des spécificités liées au canal de transmission optique.

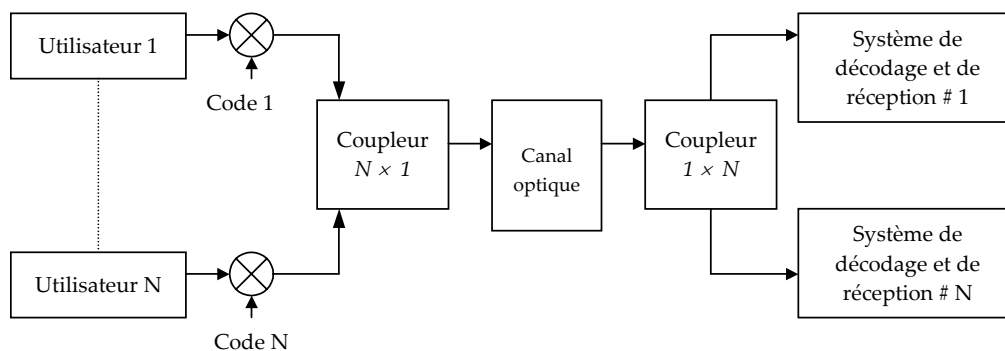


Figure I-11: Schéma synoptique d'une transmission CDMA optique.

La très large bande passante des fibres optiques permet d'envisager son exploitation pour un étalement spectral résultant du codage des séquences de données. Dans ces conditions, l'objectif est de trouver des configurations de codage applicables aux systèmes optiques et permettant une augmentation significative de la capacité de multiplexage.

Le choix d'une détection cohérente ou non est un paramètre déterminant pour la sélection des codes à implémenter. Etant données les difficultés de détection cohérente liées à la non conservation de la phase par le canal optique, la majorité des systèmes CDMA optiques utilise des séquences de code unipolaires [17-40], même si des implémentations de codes bipolaires restent une solution envisageable [15-16].

Un second aspect de cette implémentation est l'évaluation du coût qu'entraîne l'installation de réseaux d'accès utilisant le CDMA. L'étude du type de codage, de la technique de génération des codes, des composants nécessaires à leur transmission ainsi que des techniques de détection sont autant de paramètres permettant d'évaluer l'intérêt d'employer cette technique d'accès dans les communications optiques.

4. Systèmes de détection

Dans le domaine des communications radio-fréquences ou dans celui des communications optiques et au-delà du choix des codes utilisables dans les systèmes CDMA, le choix de la technique de détection est déterminant pour les performances du système.

Dans le cas de la détection de signaux CDMA, la nature des codes unipolaires les plus fréquemment employés, différents des codes antipodaux utilisés en radio-fréquence, influe sur le choix du système de détection à mettre en œuvre. Le détecteur à seuil et les détecteurs multi-utilisateurs sont les plus couramment étudiés pour les systèmes d'accès par répartition de code [48-58].

Dans les systèmes de communications optiques, la génération de séquences unipolaires et l'emploi d'une détection quadratique non-cohérente entraîne l'utilisation d'un détecteur à seuil qui ne prend en compte que la puissance appliquée à son entrée pour la prise de décision et ce sans tenir compte de l'informations apportée par la phase du signal reçu [48-51].

La détection multi-utilisateur dans le CDMA optique n'est apparue qu'au cours de ces dernières années [51-58]. L'utilisation de cette méthode reprend des critères de décision existants dans les systèmes radio-fréquences et permet d'envisager une amélioration du Taux d'Erreur Binaire (TEB).

Afin de détailler le fonctionnement de ces deux types de détecteurs, nous nous plaçons dans la configuration d'un canal de transmission à bruit additif Gaussien, sans tenir compte, pour le moment, des contraintes spécifiques au canal optique.

4.1 Détection à seuil

La Figure I-12 montre le détecteur à seuil, le plus couramment utilisé dans les systèmes optiques, associé à un système CDMA. Il s'agit, pour recouvrer la séquence de données par ce détecteur, de démoduler le signal codé et transmis en utilisant la séquence de code adaptée à l'utilisateur dont on veut reconstituer les données. Le résultat de cette démodulation est la génération d'une fonction d'autocorrélation qui, suivie d'un seuillage, permet de recouvrer la séquence d'information émise.

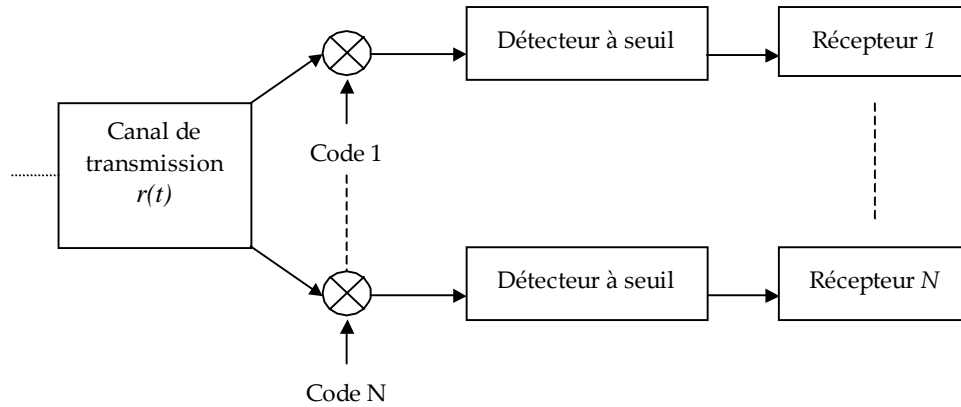


Figure I-12 : Détecteur à seuil.

Considérons le signal résultant de la superposition des signaux codés et de leur émission à travers le canal de transmission. Le résultat est exprimé par l'équation (I-6) :

$$r(t) = S_{CDMA}(t) + n(t) \quad (I-6)$$

où $n(t)$ représente un bruit additif gaussien introduit par le canal de transmission.

Afin de décoder le signal provenant du premier émetteur, il faut corrélérer le signal $r(t)$ reçu par la séquence de code associée au premier utilisateur et ce sur un intervalle de temps T_b correspondant à la durée d'un bit de la séquence de donnée. Il en résulte :

$$y_1 = \int_0^{T_b} r(t)C_1(t)dt \quad (I-7)$$

Le signal ainsi corrélé s'exprime donc par :

$$y_1 = \underbrace{\int_0^{T_b} b_1(C_1(t))^2 dt}_{\omega b_1} + \underbrace{\int_0^{T_b} (\sum_{i=2}^N b_i C_i(t) + n(t))C_1(t) dt}_{IAM+Bruit} \quad (I-8)$$

où ω représente le poids du code (nombre de chip "1" dans le code) et :

$$\int_0^{T_b} (C_1(t))^2 dt = 1 \quad (I-9)$$

La détection du bit de donnée transmis par le premier utilisateur se fait en fixant un seuil de décision suffisamment élevé, permettant ainsi de minimiser l'effet du bruit sur la qualité de la détection. Le niveau du seuil de décision doit aussi être inférieur au pic d'autocorrélation de manière à ce que ce dernier puisse être détecté.

Par conséquent, si le niveau de la puissance reçue est inférieur au seuil de décision, il sera décidé en faveur d'un bit "0". Par contre, si la puissance à l'entrée du détecteur à seuil est supérieure au seuil de décision, il sera décidé en faveur d'un bit "1".

Le seuil de décision est un paramètre fixe et correspond à la nature des séquences émises. Dans le cas de systèmes de communications radio-fréquences, les séquences utilisées sont de type bipolaire (antipodale : ± 1) permettant ainsi de placer le seuil de décision à 0. Pour les systèmes optiques utilisant des séquences unipolaires (0 ou 1), la détermination de ce seuil de décision est plus complexe, il est généralement placé à la moitié de la puissance maximale reçue.

L'inconvénient de ce système de détection est qu'il est à sortie "dure" et qu'il ne tient pas compte, dans sa prise de décision, des signaux émis par les autres utilisateurs dits "interférents".

4.2 Détection multi-utilisateur

Les IAM résultent, entre autre, des défauts d'orthogonalité des séquences de code utilisées. Que les séquences de code soient bipolaires ou unipolaires, elles génèrent, dans les deux configurations, synchrones ou asynchrones, des interférences d'accès multiples. Cette non-orthogonalité engendre un chevauchement des chips des séquences codées associées à chacun des utilisateurs susceptible, en fonction de son niveau, entraîner des erreurs de détection lors du décodage.

Le détecteur à seuil conventionnel considère uniquement le signal d'information transmis par l'utilisateur dont il désire reconstituer la séquence de donnée et considère les signaux émis par les autres utilisateurs comme étant des bruits. C'est une méthode de détection qui ne nécessite pas de connaître les signatures de code des autres utilisateurs ni d'identifier les périodes pendant lesquels ces derniers envoient leurs données. Il en résulte que, dans un système de détection à seuil, les IAM sont uniquement considérées comme un bruit dont il est possible d'atténuer l'effet sur le taux d'erreur binaire en ajustant la valeur du seuil de détection.

Les détecteurs multi-utilisateurs sont basés sur une détection "conjointe" tenant compte de l'ensemble des séquences émises par les utilisateurs. Ceci permet de ne plus considérer les signaux envoyés par les autres émetteurs uniquement comme des signaux parasites mais de détecter simultanément l'ensemble des séquences de données de manière à exploiter les éventuelles informations apportées par les interactions dues à l'émission simultanées des utilisateurs. Les IAM ne sont donc plus considérées uniquement comme des bruits mais sont exploitées de manière à améliorer le TEB en réception.

Afin de décrire le principe de détection multi-utilisateur, nous faisons le choix de présenter le système de détection multi-utilisateur à maximum de vraisemblance.

4.2.1 Cas de deux utilisateurs :

Pour étudier le fonctionnement de ce système de détection, considérons, dans un premier temps, l'émission simultanée de deux utilisateurs. Le signal codé est transmis par ces deux utilisateurs et peut s'écrire sous la forme :

$$S_{CDLM}(t) = b_1 C_1(t) + b_2 C_2(t) \quad (\text{I-10})$$

Le signal reçu est lui décrit par :

$$r(t) = b_1 C_1(t) + b_2 C_2(t) + n(t) \quad (\text{I-11})$$

Si on corrèle ce signal par les séquences $C_1(t)$ et $C_2(t)$, il en résulte :

$$y = Rb + n \quad (\text{I-12})$$

$$\text{avec : } y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix}.$$

$$R = [R_{i,j}] = \int_0^{T_b} C_i(t) C_j(t) dt \quad (\text{I-13})$$

$$\text{avec } i, j = 1 \dots N \text{ et } \int_0^{T_b} (C_1(t))^2 dt = 1$$

$$n = \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int_0^{T_b} n(t) C_1(t) dt \\ \int_0^{T_b} n(t) C_2(t) dt \end{bmatrix} \quad (\text{I-14})$$

N suit une loi Gaussienne de moyenne nulle et de variance $\sigma^2 R$ car :

$$E[n_i n_j] = E \left[\int_0^{T_b} n(t) C_i(t) dt \int_0^{T_b} n(t') C_j(t') dt' \right] \quad (\text{I-15})$$

$$E[n_i n_j] = \int_0^{T_b} C_i(t) C_j(t) dt E[n(t) n(t')] \quad (\text{I-16})$$

$$E[n_i n_j] = R_{ij} \sigma^2 \delta(t - t') \quad (\text{I-17})$$

La détection multi-utilisateur à maximum de vraisemblance sélectionne le couple (b_1, b_2) qui maximise la probabilité conjointe $P[(b_1, b_2) / y]$ ou, en supposant l'équiprobabilité des séquences émises, $P(y / (b_1, b_2))$.

L'estimation conjointe des valeurs de b_1 et b_2 , en réception, effectuée au sens des moindres carrés, est obtenue par :

$$(\hat{b}_1, \hat{b}_2) = \arg \max_{b_1, b_2} P[y / (b_1, b_2)] \quad (\text{I-18})$$

y suit une loi Gaussienne de moyenne Rb et de variance R . Ce qui permet d'exprimer :

$$P[\{y\} / (b_1, b_2)] = \alpha \exp(-(y - Rb)^T R^{-1} (y - Rb)) \quad (\text{I-19})$$

La matrice de corrélation R peut être décomposée en facteur de Cholesky L , tel que :

$$\begin{cases} R = LL^T \\ R^{-1} = L^{-T} L^{-1} \end{cases} \quad (\text{I-20})$$

où $[\]^T$ représente le transposé d'un vecteur ou d'une matrice.

On peut donc écrire :

$$P[\{y\}/(b_1, b_2)] = \alpha \exp\left(- (y - Rb)^T R^{-1} (y - Rb)\right) \quad (\text{I-21})$$

$$P[\{y\}/(b_1, b_2)] = \alpha \exp\left(- [L^{-1}(y - LL^T b)]^T [L^{-1}(y - Rb)]\right) \quad (\text{I-22})$$

$$P[\{y\}/(b_1, b_2)] = \alpha \exp\left(- (\tilde{y} - L^T b)^T (\tilde{y} - L^T b)\right) \quad (\text{I-23})$$

Il en résulte :

$$P[\{y\}/(b_1, b_2)] = \alpha \exp\left(- \|\tilde{y} - L^T b\|^2\right) \quad (\text{I-24})$$

α comme une constante et $\|A\|^2 = \sum_{i=1}^L a_i^2$, A étant un vecteur de taille L .

Le critère de décision est donné par le critère du maximum de vraisemblance :

$$(\hat{b}_1, \hat{b}_2) = \arg \min_{b_1, b_2} \|\tilde{y} - L^T b\|^2 \quad (\text{I-25})$$

4.2.2 Généralisation à N utilisateurs :

Dans les conditions d'un système synchrone à N utilisateurs, le signal transmis $S_{CDMA}(t)$ devient :

$$S_{CDMA}(t) = \sum_{i=1}^N b_i C_i(t) \quad (\text{I-26})$$

En considérant $n(t)$ comme étant le bruit du canal ajouté en cours de transmission, le signal reçu s'exprime par :

$$r(t) = \sum_{i=1}^N b_i C_i(t) + n(t) \quad (\text{I-27})$$

Posons le vecteur $b = [b_1, b_2, \dots, b_N]^T$ qui représente les bits de données émises par chacun des utilisateurs, $[\]^T$ représentant le vecteur transposé.

L'estimation conjointe des valeurs du vecteur b en réception, effectuée au sens des moindres carrés, est obtenue par:

$$\hat{b} = \arg \max_b P[y / b] \quad (\text{I-28})$$

avec :

$$y = Rb + n \quad (\text{I-29})$$

avec : $y = [y_1, \dots, y_N]^T$, $b = [b_1, \dots, b_N]^T$.

$$R = [R_{i,j}] = \int_0^{T_b} C_i(t)C_j(t)dt \quad (\text{I-30})$$

$$\text{avec } i, j = 1 \dots N \text{ et } \int_0^{T_b} (C_1(t))^2 dt = 1$$

$$n = [n_1, \dots, n_N]^T = \left[\int_0^{T_b} n(t)C_i(t)dt \right]^T \quad (\text{I-31})$$

Il en résulte comme pour le cas de deux utilisateurs que :

$$P[\{y\} / (b_1, b_2)] = \alpha \exp\left(-\|(\tilde{y} - L^T b)\|^2\right) \quad (\text{I-32})$$

Et donc :

$$(\hat{b}_1, \hat{b}_2) = \arg \min_{b_1, b_2} \|(\tilde{y} - L^T b)\|^2 \quad (\text{I-33})$$

Tenant compte de l'ensemble des informations portées par les utilisateurs émettant simultanément, la détection multi-utilisateur permet d'améliorer les performances des systèmes de transmission en présentant de meilleurs TEB en réception que le simple détecteur à seuil.

L'inconvénient majeur de cette méthode de détection est l'augmentation exponentielle de la complexité. Le critère de complexité, exprimé en termes de Temps de Décision Binaire (TDB), est défini par :

$$TDB = \frac{\text{Temps de décision}}{\text{Nombre de bit transmis}} \quad (\text{I-34})$$

L'algorithme exhaustif qui calcule la distance quadratique pour les 2^N séquences possibles où N est le nombre d'utilisateurs, a une complexité donnée par :

$$TDB = \frac{N \times 2^N}{N} = 2^N \quad (\text{I-35})$$

Toutefois, il existe des algorithmes de détection multi-utilisateur sous-optimaux avec une complexité moindre [55].

Dans les systèmes optiques, cette technique de détection ne peut être appliquée aujourd'hui que dans le cas de réalisation du codage/ décodage dans le domaine électrique.

5. Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons rappelé les différentes techniques d'accès multiple couramment employées dans le domaine des communications radio-fréquences et applicables dans celui des communications optiques. Nous avons montré qu'il existe différentes méthodes d'accès de type TDMA, FDMA et WDM. Les paramètres physiques, tels que le nombre de fréquences porteuses, de longueur d'onde ou de time slot disponibles, limitent la capacité de multiplexage et constituent le principal inconvénient de ces méthodes d'accès. Dans le cas du CDMA, le nombre d'utilisateur étant lié au nombre de codes disponibles, on peut obtenir une capacité de multiplexage plus importante en utilisant des algorithmes de génération de codes ayant de bonnes propriétés de corrélation.

Nous avons aussi montré que la méthode d'accès CDMA se décline sous différentes formes. Le CDMA "directe" regroupe le DS-SS-CDMA, le TH-SS-CDMA et le FH-SS-CDMA. Le CDMA "hybride" représente l'association hiérarchisée du CDMA avec les autres méthodes de multiplexage (TDMA, FDMA et WDM).

Le TH-SS-CDMA nécessite la mise en place d'une synchronisation entre les différents émetteurs afin qu'ils ne se chevauchent pas sur les intervalles de temps. Dans le cas du FH-SS-CDMA c'est la gestion des fréquences entre les différents utilisateurs qui est à considérer, sans compter que le FH-SS-CDMA optique fait intervenir des sources large bande relativement coûteuses. Le choix que nous avons fait de travailler à relativement court terme sur les techniques d'accès DS-SS-CDMA est dicté par leur contexte d'application sur des réseaux d'accès optiques.

Les critères de coûts étant déterminants pour les réseaux d'accès, nous avons, pour l'instant, écarté les techniques hybrides compte tenu des éléments de multiplexage aujourd'hui très coûteux que leur implémentation exige.

Les systèmes de détection utilisés dans le CDMA optique sont définis de manière à être étudiés et intégrés dans le modèle développé au chapitre III.

Chapitre II: Codes adaptés au CDMA optique

1. Introduction

L'utilisation du CDMA comme technique d'accès multiple pose simultanément la question de l'implémentation des codeurs et celle du choix des séquences de code à utiliser pour distinguer les signaux associés aux différents émetteurs.

La capacité de multiplexage, la taille des séquences de code, leur poids, la complexité des systèmes de détection associés et les performances des codes en termes de fonctions d'auto et d'intercorrélation déterminent le choix des codes appropriés à la réalisation d'un système optique d'accès multiple par code. Les interférences d'accès multiple, engendrées par les corrélations croisées intrinsèques aux séquences de codes, sont aussi un paramètre déterminant participant aux choix de la famille de code à implémenter, du type de codeurs/décodeurs et du système de détection.

Contrairement aux systèmes CDMA radiofréquence, où l'utilisation de codes bipolaires ne présente plus de difficultés majeures, l'implémentation de ces codes dans des systèmes optiques est confrontée aux problèmes liés à la non-conservation de la phase des signaux optiques et la nécessité d'utiliser une détection cohérente, se révélant aujourd'hui complexe à implémenter dans le contexte des réseaux d'accès. C'est principalement pour contourner ces difficultés que des codes optiques unipolaires, applicable aux systèmes optiques, ont été mis au point.

Afin d'éclairer le choix du type de codage à implémenter, il est important de maîtriser les différentes manières de les générer et de mettre en évidence les avantages et inconvénients de chacune d'elles dans les différents contextes d'utilisation.

2. Construction de codes bipolaires

Une séquence bipolaire (antipodale) est définie comme étant une suite d'impulsions pouvant prendre deux états distincts (+1 ou -1) par rapport à un niveau de référence transmis. L'utilisation de ces codes bipolaires dans un système CDMA, optique ou radiofréquence, est déterminée par leurs propriétés d'auto et d'intercorrélation, tant pour les systèmes synchrones que pour les systèmes asynchrones.

Les conditions posées sur les propriétés de corrélation permettent de contrôler, voir de minimiser, l'effet des interférences d'accès multiple (IAM) sur le taux d'erreurs binaires (TEB), aussi appelé Bit Error Rate (BER), à la réception.

Les séquences de type bipolaire "Walsh-Hadamard", "Pseudo Noise" (PN) ou "Gold", sont les principaux exemples qui prennent en compte, dans leur construction, tout ou partie des conditions et limites posées sur les propriétés de corrélation et qui seront discutées, à ce titre, dans ce chapitre [62-63]

2.1 Séquences de Walsh-Hadamard

Le premier critère de sélection de séquences, comme signatures pour le codage dans les systèmes CDMA, est leurs propriétés d'auto et d'intercorrélation.

Définissons, en premier lieu, les fonctions de corrélation et les critères d'orthogonalité. Soient x et y deux séquences distinctes, les fonctions d'auto et d'intercorrélation, AC_x et $CC_{x,y}$, sont, respectivement, définies par :

$$\begin{cases} AC_x(\tau) = \int_0^T x(t)x(t-\tau)dt \\ CC_{x,y}(\tau) = \int_0^T x(t)y(t-\tau)dt \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

T étant la durée d'un symbole transmis.

Afin d'obtenir une orthogonalité stricte des séquences de code bipolaires, celles-ci doivent vérifier la condition donnée par :

$$\int_0^T x(t)y(t)dt = 0 \quad (\text{II-2})$$

Les séquences de Walsh-Hadamard sont parmi les structures orthogonales les plus simples à construire. Une séquence de code est représentée par les lignes de la matrice de Hadamard.

Une fonction de Walsh d'ordre n peut être définie, récursivement, par :

$$W(n) = \begin{bmatrix} W(n/2) & W(n/2) \\ W(n/2) & W'(n/2) \end{bmatrix} \quad (\text{II-3})$$

W' représentant le complément logique de W et $W(1) = 0$ et $W(2) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$. Les codes sont donnés par les lignes de la matrice

Il résulte de cette définition par exemple que :

$$W(4) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-4})$$

La représentation bipolaire de ces séquences consiste à remplacer simplement les valeurs $[0,1]$ par les valeurs $[-1,+1]$.

On peut voir que deux rangés quelconques k et m de la matrice :

$$\begin{aligned} w_k(n) &= \{w_{k,j}(n)\}, j = 1, \dots, n \\ w_m(n) &= \{w_{m,j}(n)\} \end{aligned} \quad (\text{II-5})$$

représentent des séquences dont la version bipolaire présente des fonctions d'intercorrélation égales à 0, ce qui est le critère de définition de séquences orthogonales.

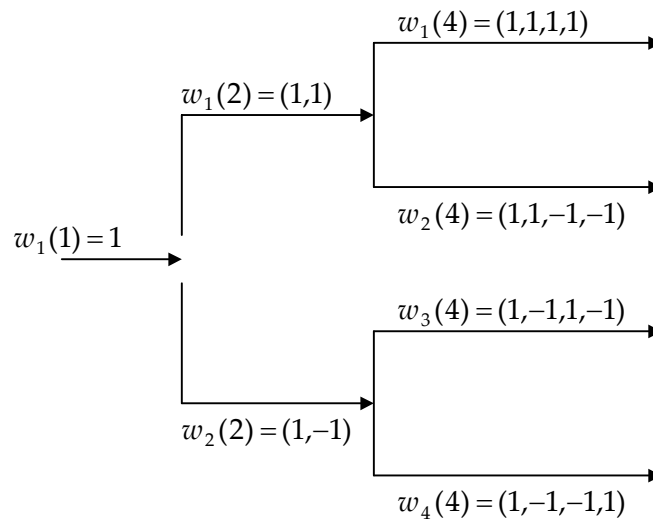


Figure II-1 : Génération d'une séquence Walsh-Hadamard.

La Figure II-1 montre une variante de la précédente construction des séquences orthogonales avec un facteur d'étalement variable. A chaque nœud du graphe, un code $w_k(n/2)$ de taille $n/2$ génère deux codes de taille n par :

$$\begin{aligned} w_k(n/2) &\rightarrow w_{2k-1}(n) = \{w_k(n/2), w_k(n/2)\} \\ &\rightarrow w_{2k}(n) = \{w_k(n/2), -w_k(n/2)\} \end{aligned} \quad (\text{II-6})$$

L'inconvénient majeur que présentent les séquences de Walsh-Hadamard est qu'elles ne possèdent plus les mêmes propriétés d'orthogonalité dans le cas d'une émission asynchrone des différents utilisateurs. De plus les propriétés d'autocorrélation des différentes séquences, pour une valeur non nulle de τ , sont, elles aussi, mauvaises comme le montre la Figure II-2.

La Figure II-2-a montre la fonction d'autocorrélation associée à la séquence $w_3(4)$. Nous constatons qu'elle présente des pics de niveau 4 pour des valeurs non nulles de τ . La Figure II-2-b montre, quant à elle, la fonction d'intercorrélation associée aux séquences $w_2(4)$ et $w_4(4)$. Cette fonction présente des valeurs non nulles pour des décalages temporels différents de 0.

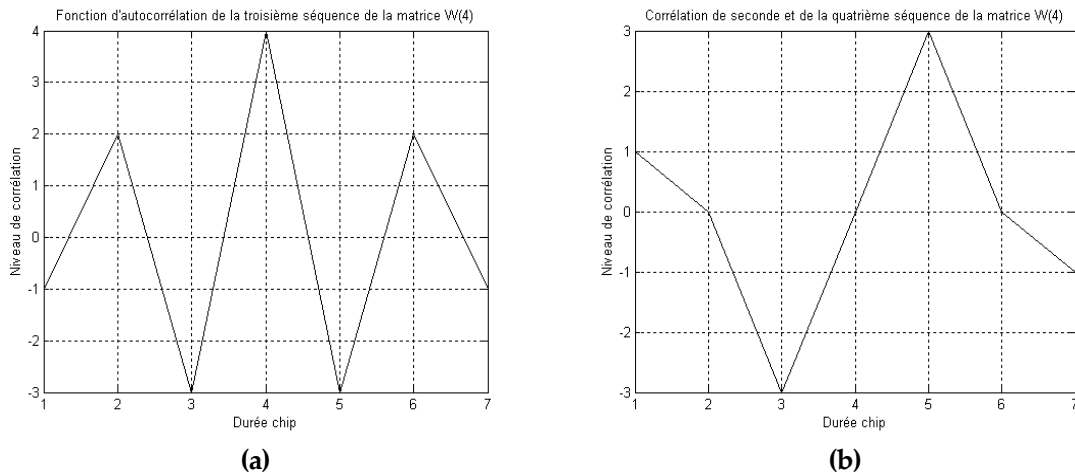


Figure II-2 : Exemple de fonctions d'auto et d'intercorrélation de séquences Walsh-Hadamard.

2.2 Séquences Pseudo aléatoire (Pseudo Noise : PN)

Les séquences d'étalement pseudo-aléatoires (pseudo-random ou pseudo-noise : PN) répondent aux propriétés de corrélation et d'orthogonalité que doivent valider les codes utilisables dans les systèmes CDMA. Parmi les séquences PN, les séquences à longueur maximale (m -séquences) satisfont au mieux à l'ensemble de ces conditions.

La génération d'une séquence PN nécessite la définition d'un polynôme générateur de degré n :

$$h(x) = h_0x^n + h_1x^{n-1} + \dots + h_{n-1}x + h_n \quad (\text{II-7})$$

avec :

$$h_i \in [0,1] \quad \text{et} \quad h_0 = h_n = 1$$

$x^5 + x^2 + 1$ est un exemple de polynôme de degré $n = 5$ défini par l'équation (II-7) et dont les coefficients h_i sont donnés par le vecteur binaire [100101].

Une séquence binaire u est générée à partir du polynôme $h(x)$, si pour toutes les entrées j , nous avons :

$$h_0u_j \oplus h_1u_{j-1} \oplus \dots \oplus h_nu_{j-n} = 0 \quad (\text{II-8})$$

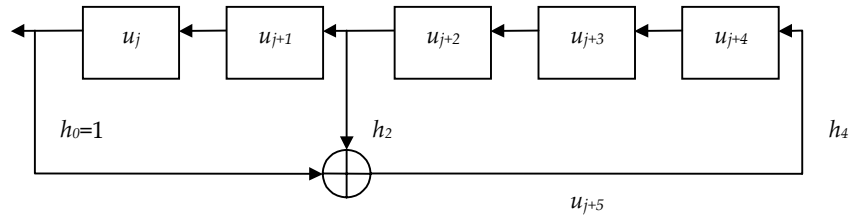
\oplus étant l'addition modulo 2.

En posant : $j \rightarrow j + n$ et $h_m = h_0 = 1$, nous trouvons :

$$u_{j+n} = h_nu_j \oplus h_{n-1}u_{j+1} \oplus \dots \oplus h_1u_{j+n-1} \quad (\text{II-9})$$

u_j étant le $j^{\text{ème}}$ chip de la séquence u .

Le schéma de la Figure II-3 montre comment la séquence u peut être simplement obtenue à partir de registres à décalage.

Figure II-3 : Exemple de génération de la séquence u .

Il est important de noter que l'état initial dans lequel tous les registres à décalage sont à 0 n'est pas alloué étant donné qu'avec cet état initial l'équation (II-9) continuera à générer des chips à "0". En conséquence, la période (ou taille) de u ne peut pas excéder 2^n-1 , où n représente le degré du polynôme générateur ainsi que le nombre de cellules dans le registre à décalage utilisé pour la génération de cette séquence. La séquence u représente un ensemble de chips composé de "0" et de "1". Afin qu'elle puisse servir de base pour le codage, on génère à partir de cette séquence une seconde signature bipolaire, $x(u)$, telle que :

$$x(u_i) = (-1)^{u_i} \quad (\text{II-10})$$

Dans ces conditions, les fonctions d'auto et d'intercorrélation des séquences PN sont décrites par les équations :

$$CC_{x(u),x(v)} = \sum_{i=1}^{N-1} x(u_i \oplus v_{i+1}) \quad (\text{II-11})$$

$$AC_{x(u)} = \sum_{i=1}^{N-1} x(u_i \oplus u_{i+1}) \quad (\text{II-12})$$

u et v étant issus du même polynôme générateur $h(x)$.

Dans le cas où la valeur de la période de u est maximale, c'est à dire égale à 2^n-1 , la séquence est dite : séquence à longueur maximale aussi appelée " m -séquence" (maximal length sequence). Pour générer ce type de séquence, $h(x)$ doit être un polynôme primitif de degré n .

2.2.1 Propriétés des m -séquences

Il résulte de leur définition que les m -séquences présentent les propriétés suivantes :

- 1- La période d'une m -séquence u est de $N = 2^n-1$.
- 2- Il existe N séquences non nulles générées par le polynôme $h(x)$, ces séquences ont N phases différentes :

$$u = (a_0, a_1, a_2, \dots, a_{N-1}), Tu = (a_1, a_2, \dots, a_{N-1}, a_0), T^2u = (a_2, \dots, a_{N-1}, a_0, a_1)$$

ou T^i représente l'opérateur de décalage correspondant au $i^{\text{ème}}$ chip.

- 3- Soient i et j deux entiers distincts tel que $0 \leq i, j \leq N-1$, il existe alors un entier unique $k \neq i, j$, avec $0 < k \leq N$, tel que $T^i \oplus T^j = T^k$. Il en résulte que l'addition de deux m -séquences est aussi une m -séquence.

- 4- Le poids représentant le nombre de "1" est pour une m -séquence unipolaire u :

$$\omega_u = \frac{1}{2}(N + 1)$$

- 5- La fonction d'autocorrélation est définie par $AC_u(l) = \begin{cases} N, & \text{pour } l \equiv 0 \pmod{N} \\ -1, & \text{pour } l \not\equiv 0 \pmod{N} \end{cases}$.

2.3 Séquences de Gold

Il est souhaitable d'obtenir un ensemble plus important de séquences, de longueur $N = 2^n - 1$, et dont les niveaux d'intercorrélations ne dépassent pas $t(n) = 1 + 2^{\lfloor (n+2)/2 \rfloor}$, où $\lfloor \alpha \rfloor$ désigne la partie entière du réel α . Les codes de Gold sont une catégorie importante de séquences générant un ensemble de codes ayant de bonnes propriétés d'intercorrélations.

Les séquences de Gold sont une famille de codes qui découlent des séquences PN. Elles sont particulièrement employées dans les structures CDMA dites "non-orthogonales" compte tenu de leurs propriétés de corrélation.

Soit $t(n) = 1 + 2^{\lfloor (n+2)/2 \rfloor}$, avec $\lfloor \alpha \rfloor$ indiquant la partie entière du réel α . Si $n \not\equiv 0 \pmod{4}$, il existe des paires de m -séquences qui ne possèdent que trois pics d'intercorrélations de valeur -1 , $-t(n)$ et $t(n)-2$ [62]. Les paires de m -séquences vérifiant ce critère sont dites "séquences préférées".

Un ensemble de séquences de Gold de période $N = 2^n - 1$ consiste en $N+2$ séquences dont les corrélations AC et CC sont égales à $t(n)$. Cet ensemble peut être construit à partir de m -séquences dites "préférées".

Soit $u = \{u_i\}$ et $v = \{v_i\}$ deux m -séquences "préférées" de longueur $N = 2^n - 1$. L'ensemble des codes de Gold issues de ces deux séquences est alors :

$$G(u, v) = (u, v, u \oplus v, u \oplus Tv, v \oplus T^2v, \dots, u \oplus \tau^{N-1}v) \quad (\text{II-13})$$

où T est un opérateur de décalage tel que : $u = (a_0, a_1, a_2, \dots, a_{N-1})$, $Tu = (a_1, a_2, \dots, a_{N-1}, a_0)$, $T^2u = (a_2, \dots, a_{N-1}, a_0, a_1)$. $G(u, v)$ contient $N+2 = 2^{n+1}$ séquences de période N .

Soit $f(x) = h(x)h'(x)$ où $h(x)$ et $h'(x)$ n'ont aucun facteur en commun et où le plus grand commun diviseur (PGCD) vaut 1. L'ensemble des séquences générées par $f(x)$ est de forme $a \oplus b$ où a est une séquence générée par $h(x)$ et b une séquence générée par $h'(x)$. Dans le cas où a et b sont des m -séquences "préférées", alors la séquence générée par $f(x)$ est une séquence de Gold satisfaisant l'équation (II-13).

Les codes de Gold $G(u, v)$ peuvent aussi être générés en additionnant modulo 2, terme à terme, les sorties des registres à décalage correspondant à $h(x)$ et $h'(x)$.

L'exemple qui suit montre comment un ensemble de séquences de Gold est généré [62] :

$$\begin{cases} h(x) = x^3 + x + 1 \\ h'(x) = x^3 + x^2 + 1 \end{cases} \quad (\text{II-14})$$

Avec des états initiaux 100 et 111, les séquences $h(x)$ et $h'(x)$ génèrent, respectivement, les m -séquences "préférées" :

$$\begin{cases} u = 0011101 \\ v = 1110010 \end{cases} \quad (\text{II-15})$$

En configurant le générateur de séquences de Gold, comme le montre la Figure II-4, il en résulte les séquences données par le Tableau II-1.

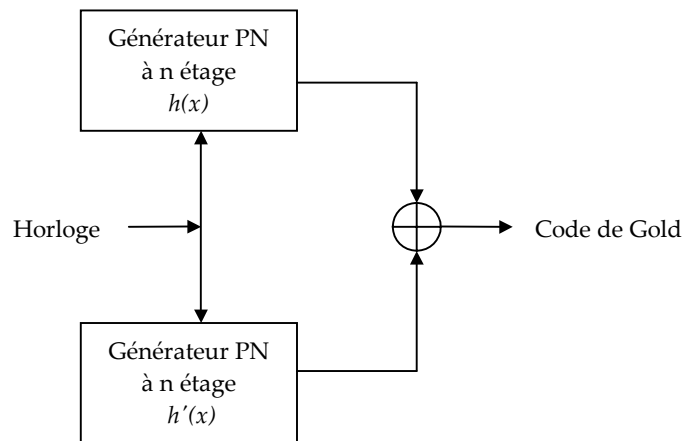


Figure II-4 : Générateur de séquences de Gold.

$G_1 = 0011101$	$G_2 = 1110010$
$G_3 = 1101111$	$G_4 = 0100100$
$G_5 = 1000001$	$G_6 = 0110011$
$G_7 = 0001011$	$G_8 = 1010110$
$G_9 = 1111000$	

Tableau II-1 : Exemple de 9 codes de Gold.

Grâce à leurs spécificités en termes de fonction de corrélation, les séquences de Gold peuvent être utilisées comme séquences de code dans les systèmes de transmission CDMA asynchrones. Le récepteur, dans ces systèmes, peut se synchroniser en utilisant les propriétés d'autocorrélation des séquences de Gold.

3. Construction de codes optiques

La construction de séquences de code dites "optiques" évite les inconvénients liés à la transmission et à la détection de codes bipolaires pour l'implémentation des techniques CDMA dans des systèmes optiques

Comme nous l'avons déjà mentionné, l'écrasement de la phase des signaux bipolaires lors de leur transmission par le canal optique à détection directe nécessite l'utilisation de détection

cohérente dont l'implémentation se révèle généralement complexe, difficilement intégrable et coûteuse. Même si les codes bipolaires présentent de bonnes propriétés de corrélation dans des configurations synchrones, le niveau de ces corrélations croisées augmente dans des configurations asynchrones.

Pour l'ensemble de ces raisons, mais au prix d'une diminution de la capacité de multiplexage, des séquences dites unipolaires ont été utilisées comme signatures, associées aux différents émetteurs. Les codes unipolaires, construits dans ce but, répondent à des critères de corrélations croisées permettant de mieux contrôler le niveau des interférences d'accès multiple. Parmi ces codes, il existe deux familles de code : les plus connues et les plus régulièrement employées sont les codes optiques orthogonaux, aussi appelés Optical Orthogonal Codes (OOC) et les codes premiers, appelé Prime Codes (PC)

3.1 Codes optiques orthogonaux

3.1.1 Codes optiques orthogonaux "classiques"

Les codes optiques orthogonaux (OOC) ont été présentés en 1989 par Salehi & al afin de résoudre les problèmes rencontrés par l'utilisation, dans le domaine optique, de séquences bipolaires et de système à détection cohérente [17-18].

Les OOC font partie de la famille des séquences dites "unipolaires", c'est à dire de signaux composés d'impulsions pouvant prendre uniquement les deux valeurs : "1" et "0". Afin de pouvoir distinguer les impulsions longues qui constituent le signal informatif et celles qui, plus courte, composent une séquence de code, les premières seront appelées "bits" d'information alors que les secondes seront nommées "chips"

Une famille de codes unipolaires est définie par la longueur de la séquence notée L représentant son nombre de chips, par le poids du code ω indiquant le nombre de chips de niveau "1" dans une séquence de code et par la capacité de multiplexage N représentant le nombre d'utilisateurs qu'il est possible de multiplexer en utilisant cette famille de séquences.

En utilisant un de ces codes comme signature, chaque récepteur est sensé reconstituer le signal d'information qui lui est destiné en présence de l'ensemble des signaux codés provenant des autres utilisateurs. Pour cette raison, les codes "optiques" utilisés doivent présenter un faible niveau d'intercorrélation tout en tenant compte des contraintes introduites par le canal optique. Le compromis trouvé afin de permet l'utilisation de séquences unipolaires, avec des limitations des corrélations croisées, satisfait aux deux conditions suivantes :

- 1- Chaque séquence de code peut être détectée en présence de versions retardées de cette même séquence.
- 2- Chaque séquence de code peut être détectée en présence de séquences de codes différentes.

Les codes OOC prennent en compte ces deux propriété lors de leur construction.

Si l'on considère deux séquences x et y représentant les mots de code utilisés par deux utilisateurs distincts, les conditions précédentes sont validées si les deux équations (II-16) et (II-17) sont satisfaites.

Pour chaque séquence $x = (x_n)$:

$$|AC_{x,x}(l)| = \left| \sum_{n=1}^L x_n x_{n+l} \right| = \begin{cases} \omega & \text{pour } l = 0 \\ \leq \lambda_a & \text{pour } 1 \leq l \leq L \end{cases} \quad (\text{II-16})$$

La valeur de n indique la position du chip du début de la séquence. Le calcul de $AC_{x,x}$ permet d'obtenir la fonction d'autocorrélation. La valeur de cette fonction doit être maximale (égale au poids du code de valeur ω) dans le cas où le décalage l est égal à 0. Pour des valeurs de l comprises entre 1 et L , la fonction d'autocorrélation doit être inférieure à λ_a qui représente un seuil fixé au préalable. Dans le cas des OOC, ce seuil est fixé à 1.

Pour chaque séquence $x = (x_n)$ et $y = (y_n)$:

$$|CC_{x,y}(l)| = \left| \sum_{n=1}^L x_n y_{n+l} \right| = \leq \lambda_c \quad \text{pour } 0 \leq l \leq L \quad (\text{II-17})$$

Dans ce cas, il s'agit de calculer la fonction d'intercorrrelation de deux séquences de code distinctes, celle-ci devant être limitée à une valeur λ_c de manière à réduire autant que possible les interférences induites par ces corrélations croisées. Dans le cas des OOC, la valeur de λ_c est, elle aussi, fixée à 1.

Le schéma de la Figure II-5 montre un exemple de deux séquences répondant aux critères des séquences quasi-orthogonales et pouvant servir de codes CDMA optique.

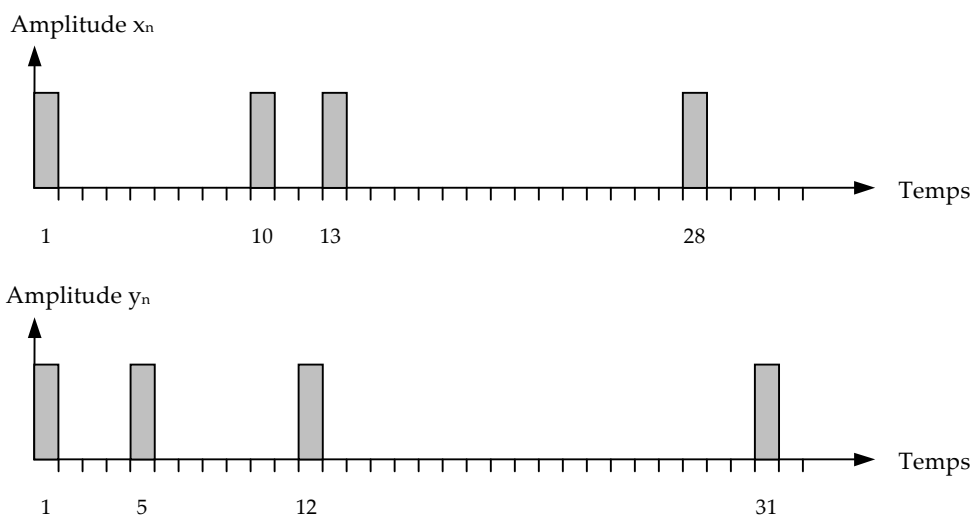


Figure II-5 : Exemple de deux séquences OOC.

Ces deux séquences font partie d'une famille de code OOC qui permet de multiplexer quatre utilisateurs ($N = 4$). Elles sont d'une longueur $L = 32$ et d'un poids $\omega = 4$. Les valeurs de λ_a et de λ_c sont dans ce cas égales à 1. Chaque séquence a une durée définie par le paramètre T_b

qui est le temps bit, ce dernier étant égal à $L \times T_c$, où T_c représente la durée d'un chip dans le mot de code.

Il est important de noter que dans le cas des OOC, la génération de mots de code pour constituer une famille de séquence applicable au CDMA optique se fait de manière exhaustive en testant, pour une longueur et un poids donné, toutes les séquences possibles et en ne gardant que celles qui vérifient les conditions décrites par les équations (II-16) et (II-17). Il n'y a donc pas aujourd'hui, pour les OOC classiques, d'algorithme de génération de séquence prédéfini. Toutefois, une technique de sélection des séquences appropriées est décrite dans [25-26].

Depuis l'introduction des OOC en 1989, plusieurs études ont porté sur ces codes [19-28]. Les codes optiques orthogonaux "stricts" (OOC "stricts") en sont un exemple. Ces codes sont dits "stricts" car ils gardent systématiquement un niveau d'autocorrélation et d'intercorrrelation inférieur ou égal à 1, y compris lors des transmissions par paquets où des délais d'attente entre 2 émissions successives peuvent intervenir.

La Figure II-6 illustre la problématique des OOC "classiques" et met en évidence le dépassement du seuil d'intercorrrelation autorisé par ces codes.

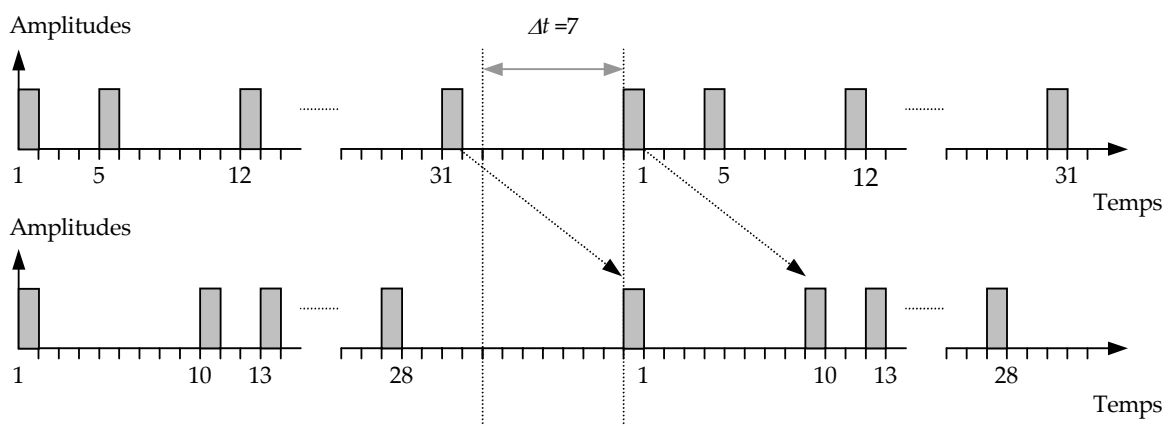


Figure II-6 : Exemple de deux séquences émises par paquet avec un décalage $\Delta t = 7$.

Nous y constatons qu'avec un décalage $\Delta t = 7$, le niveau de la fonction d'intercorrrelation est égal à 2 et ne respecte donc plus la contrainte imposée aux OOC.

Plusieurs solutions peuvent alors être envisagées afin de maintenir les pics des corrélations croisées des codes OOC à 1.

Le problème peut être résolu en plaçant un intervalle de temps normalisé $\Delta t_n > 0$ entre deux séquences successives provenant d'un même émetteur. Cependant, il faut tenir compte du fait que l'introduction de cet intervalle entraînera obligatoirement une réduction du débit pour une bande passante donnée.

Une autre solution est une conception particulière des émetteurs et des récepteurs de manière à éliminer systématiquement les intervalles de temps Δt , susceptible d'engendrer

une augmentation des interférences. Cette solution risque toutefois d'entraîner une augmentation conséquente du coût du système

Afin de maintenir le niveau de ces interférences entre mots de code à 1, d'autres séquences, appelées Codes Optiques Orthogonaux "stricts" (OOC "strict"), ont été conçues par [19]. Celles-ci permettent de tenir compte des décalages temporels pouvant apparaître entre différents émetteurs.

3.1.2 Codes optiques orthogonaux "stricts"

Comme pour les OOC classiques, les codes optiques orthogonaux "stricts" ont pour caractéristiques la longueur de la séquence de code L , le poids du code ω , la capacité de multiplexage N , le niveau de la corrélation d'une séquence de code avec cette même séquence décalée en temps λ_a et enfin λ_c représentant le niveau de corrélation de deux séquences distinctes. Les valeurs de λ_a et λ_c ne dépassent pas 1.

Par convention, nous considérerons qu'un code OOC "strict" peut s'écrire sous la forme $C_S(N, L, \omega, \lambda_a, \lambda_c)$.

La construction des codes OOC "stricts" est basée sur le contrôle précis de la position de chaque chip dans une séquence de code donnée. La position de ce chip dépend de celle des autres chips à 1 de la même séquence, ainsi que des positions des chips à 1 des séquences de code appartenant à la même famille.

La conception de ces séquences dépend des différents paramètres suivants :

- $d_{l,k}^{(i)}$ indique la distance nécessaire entre deux chips non nul d'une même séquence avec $d_{l,k}^{(i)} = b_k^{(i)} - b_l^{(i)} - 1 \geq 0$ pour $l = 1, 2, \dots, k-1$ et $k = 2, \dots, \omega$.
- $b_k^{(i)}$ indique la position du $k^{\text{ème}}$ chip non-nul de la $i^{\text{ème}}$ séquence de code.
- $b_l^{(i)}$ indique la position du $l^{\text{ème}}$ chip non nul de la $i^{\text{ème}}$ séquence de code
- $D^{(i)}$ représente la distance maximale entre le premier et le dernier chip non nul correspondant à la $i^{\text{ème}}$ séquence de code et est défini par : $D^{(i)} = b_\omega^{(i)} - 2$, avec $b_\omega^{(i)}$ représentant la position du $\omega^{\text{ème}}$ chip non-nul de la $i^{\text{ème}}$ séquence de code.
- $D = \{ \max D^{(i)} / i = 1 \dots N \}$.

Considérons à présent un ensemble de code $C_S = \{ C_j / j = 1 \dots N \}$. La séquence $C_i = \{ 1, \dots, b_m^{(i)}, \dots, b_\omega^{(i)} \}$ représente le code associé au $i^{\text{ème}}$ émetteur et où m indique la position d'un chip de valeur non-nulle. Par conséquent, un code $C_S(N, L, \omega, \lambda_a, \lambda_c)$ est dit OOC "strict" dans le cas où il répond aux critères suivants :

- 1- Toutes les distances internes entre les chips mis à "1", d'un code C_i , appartenant à C_S doivent être différentes. De ce fait : $d_{k,l}^{(i)} \neq d_{p,q}^{(i)}$.

- 2- Chaque distance entre deux chips mis à "1" dans C_i doit être différente des distances entre chips mis à "1" dans C_j , sachant que C_i et C_j appartiennent à C_S .
Par conséquent : $d_{k,l}^{(i)} \neq d_{p,q}^{(j)}$ avec : $d_{k,l}^{(i)} \in C_i$, $d_{p,q}^{(j)} \in C_j$ et $C_i \neq C_j$.
- 3- La longueur L totale d'une séquence de code OOC "strict", doit être : $L = 2D + 3$.

En fonction des ces différentes règles de construction, il est possible de définir :

- 1- La longueur de code minimale qu'il est nécessaire d'avoir et ce en fonction du poids du code et de sa capacité de multiplexage.
- 2- La capacité de multiplexage d'une famille de code OOC "strict" en connaissant le poids et la longueur des séquences de code la constituent.

Considérons L_{\min} et N_{\max} comme étant, respectivement, la longueur minimale d'une séquence de code OOC "strict" et le nombre maximal d'utilisateurs qu'il est possible de multiplexer par une même famille de code. Ces deux valeurs sont déterminées par les équations (II-18) et (II-19) :

$$L_{\min} \geq Nx \left(\frac{2\omega^2}{x+1} - 2\omega + x + 1 \right) + \frac{2\omega}{x+1} - 1 \quad \text{avec} \quad 0 < x < \omega - 1 \quad (\text{II-18})$$

$$N_{\max} \leq \left\lfloor \frac{L-1}{\omega(\omega-1)} \right\rfloor \quad (\text{II-19})$$

Les démonstrations de ces deux expressions sont détaillées dans [19].

Il est à noter que les équations (II-18) et (II-19) sont aussi valables pour les OOC "classiques" [19], à condition de prendre dans l'équation (II-18) une valeur de $x = \omega - 1$, ce qui donne :

$$L_{\min} \geq N\omega(\omega-1) + 1 \quad (\text{II-20})$$

A partir de ces différentes règles, nous pouvons présenter, dans le Tableau II-2, quelques exemples de familles de code OOC "strict".

N	L	ω	$C_i = \{b_1^{(i)}, b_2^{(i)} \dots b_\omega^{(i)}\}$ OOC "strict"
3	21	3	$C_1 = \{1,2,6\}; C_2 = \{1,3,9\}; C_3 = \{1,4,11\}$
2	29	4	$C_1 = \{1,2,8,12\}; C_2 = \{1,3,6,15\}$
4	57	4	$C_1 = \{1,2,12,25\}; C_2 = \{1,5,22,25\}; C_3 = \{1,4,20,29\}; C_4 = \{1,8,16,28\}$
4	57	4	$C_1 = \{1,2,13,28\}; C_2 = \{1,5,23,25\}; C_3 = \{1,4,20,29\}; C_4 = \{1,9,15,26\}$
4	57	4	$C_1 = \{1,2,15,25\}; C_2 = \{1,5,23,26\}; C_3 = \{1,3,20,29\}; C_4 = \{1,9,16,21\}$

Tableau II-2 : Exemples de séquences OOC "strictes".

La Figure II-7 montre les fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélations obtenues par les séquences C_2 et C_3 de la famille de séquences OOC "strictes" (3,21,3) donnée dans le Tableau II-2.

Les codes OOC, "classiques" ou "stricts", ont les premiers permis de prendre en compte des contraintes du canal optique et d'éviter les difficultés posées par l'implémentation d'une détection cohérente. Certaines améliorations, concernant leur longueur et leur capacité de multiplexage, peuvent toutefois être apportées.

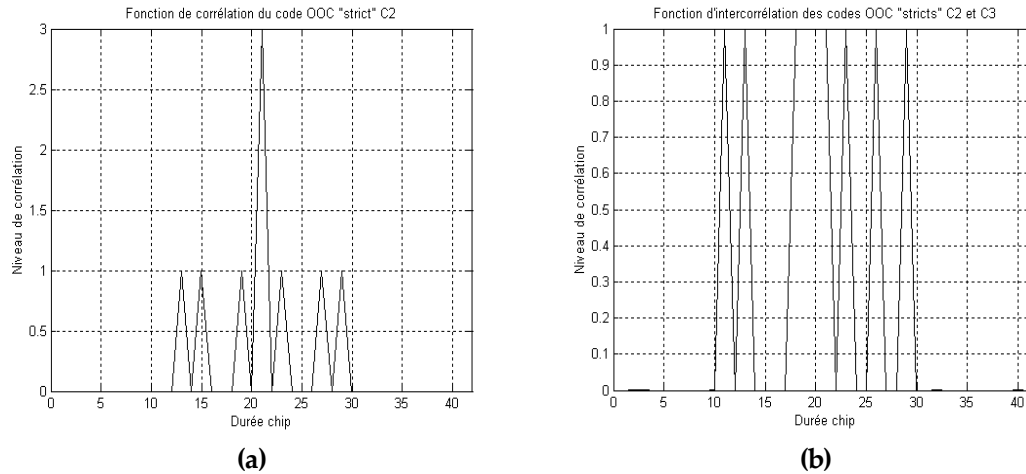


Figure II-7 : Fonction d'auto et d'intercorrélation de séquences de codes OOC "stricts".

3.2 Codes premiers

La version initiale des codes premiers (Prime Codes : PC) a été introduite par Cooper et Nettleton en 1978 pour des applications dans les communications cellulaires, utilisant les techniques d'étalement de spectre par sauts de fréquence. L'objectif de ces constructions est principalement de permettre une émission asynchrone des données en contrôlant les niveaux des corrélations croisées pouvant être générées par des codes d'un même groupe. A partir de 1983, Shaar et Davis ont pensé à intégrer ce type de codage dans des réseaux optiques utilisant le CDMA comme méthode de multiplexage [30]. Depuis cette étude, différents travaux [29-35] ont mis en perspective le développement et l'utilisation de ces codes dans diverses configurations de systèmes optiques.

Contrairement aux codes OOC, les codes premiers sont générés à partir d'algorithmes prédéfinis. Leur construction ne se fait donc pas de manière exhaustive, ce qui facilite leur génération. Ils permettent aussi d'obtenir des séquences plus courtes avec une meilleure capacité de multiplexage et ce pour des codes de taille inférieure ou identique aux OOC.

3.2.1 Séquences premières

Comme pour les codes optiques orthogonaux, les séquences premières sont des codes unipolaires permettant le multiplexage d'un certain nombre d'utilisateurs tout en observant une limitation des niveaux des interférences multi-utilisateurs résultant du ce multiplexage.

Les séquences premières unipolaires sont, comme les codes optiques orthogonaux, définies par leur taille ou longueur L , leur poids ω et leur capacité de multiplexage N . La particularité de ces séquences est que leur algorithme de construction se base sur le choix d'un nombre premier p .

Considérons i et j comme deux nombres compris entre 0 et $p-1$. Une série de séquences est calculée par l'équation (II-21) :

$$\begin{cases} S_{i,j} = \{s_{i,0}, s_{i,1}, \dots, s_{i,j}, \dots, s_{i,p-1}\} \\ s_{i,j} = i \cdot j \bmod(p) \end{cases} \quad (\text{II-21})$$

Les séquences de codes premiers $C_i = \{c_{i,0}, c_{i,1}, \dots, c_{i,k}, \dots, c_{i,L-1}\}$ qui seront utilisées pour coder et multiplexer les signaux associés aux différents utilisateurs, sont générées par:

$$c_{i,k} = \begin{cases} 1 & \text{pour } k = s_{i,j} + j \cdot p \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II-22})$$

Nous pouvons définir:

$$\begin{cases} N = p & \text{Capacité de multiplexage d'une famille de codes premiers.} \\ L = p^2 & \text{Taille ou longueur d'une séquence de code premier.} \\ w = p & \text{Poids d'une séquence de code premier.} \end{cases}$$

L'une des spécificités de cet algorithme est de permettre la génération de codes plus courts que les OOC "classiques" ou "stricts".

Le Tableau II-3 donne deux exemples de familles de séquences premières générées par l'algorithme décrit plus haut, pour des valeurs de $p = 5$ (Tableau II-3-a) et $p = 3$ (Tableau II-3-b). Ces deux familles de codes premiers (ou séquences premières) correspondent respectivement à des capacités de multiplexage $N = 5$ et $N = 3$ et à des tailles respectivement égales à $L = 25$ et $L = 9$.

i	S _i	C _i
0	00000	10000 10000 10000 10000 10000
1	01234	10000 01000 00100 00010 00001
2	02413	10000 00100 00001 01000 00010
3	03142	10000 00010 01000 00001 00100
4	04321	10000 00001 00010 00100 01000

(a)

i	S _i	C _i
0	000	100 100 100
1	012	100 010 001
2	021	100 001 010

(b)

Tableau II-3 : Exemples de Séquences Premières.

Si les codes premiers permettent une nette amélioration de la capacité de multiplexage par rapport aux codes OOC, cette amélioration n'est obtenue que par une relaxation des contraintes concernant les niveaux tolérés pour les fonctions d'auto et d'intercorrélacion.

3.2.2 Séquences premières étendues

La construction de séquences premières étendues (Extended Prime Sequences) est, elle aussi basée sur un nombre premier p .

Considérons i et j comme deux nombres compris entre 0 et $p-1$. Une série de séquences est calculée en tenant compte de :

$$\begin{cases} S_{i,j} = \{s_{i,0}, s_{i,1}, \dots, s_{i,j}, \dots, s_{i,p-1}\} \\ s_{i,j} = i \cdot j \text{ mod}(p) \end{cases} \quad (\text{II-23})$$

Les séquences de codes premiers modifiées sont conçues à partir de la règle donnée par l'équation (II-24) :

$$c_{i,k} = \begin{cases} 1 & \text{pour } k = s_{i,j} + j \cdot (2p - 1) \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II-24})$$

Il en résulte des séquences de code dont les spécificités sont :

- $\begin{cases} N = p & \text{Capacité de multiplexage d'une famille de codes étendus} \\ L = p(2p - 1) & \text{Taille ou longueur d'une séquence de code premier étendue} \\ \omega = p & \text{Poids d'une séquence de code premier étendue} \end{cases}$

Le Tableau II-4 regroupe quelques exemples de séquences premières étendues.

i	S _i	C _i
0	00000	100000000 100000000 100000000 100000000 100000000
1	01234	100000000 010000000 001000000 000100000 000010000
2	02413	100000000 001000000 000010000 010000000 000100000
3	03142	100000000 000100000 010000000 000010000 001000000
4	04321	100000000 000010000 000100000 001000000 010000000

(a)

i	S _i	C _i
0	000	10000 10000 10000
1	012	10000 01000 00100
2	021	10000 00100 01000

(b)

Tableau II-4 : Exemples de Séquences Premières Etendues

On y constate que la capacité de multiplexage n'est pas différente de celle des PS, mais que la taille des codes générés est plus importante.

3.2.3 Codes congruents quadratiques

Les codes quadratiques congruents (Quadratic Congruence codes : QC codes), permettent la réduction du niveau des pics générés par la fonction d'autocorrélation pour une valeur de τ non-nulle. Un opérateur de placement quadratique, $y_i(k)$, est défini par :

$$y_i(k) \equiv i \frac{k(k+1)}{2} \pmod{p} \quad (\text{II-25})$$

L'algorithme de génération des séquences de code $C_i(j) = \{c_i(j)\}_{j=0}^N$ en fonction de cet opérateur est donné par :

$$c_i(j) = \begin{cases} 1 & \text{si } y_i(k) + kp = i \quad i = 1, 2, \dots, p-1, \quad j = 0, 1, \dots, L \quad \text{et} \quad k = \left\lfloor \frac{j}{p} \right\rfloor \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II-26})$$

Les paramètres caractéristiques des codes sont :

$$\begin{cases} N = p - 1 & \text{Capacité de multiplexage d'une famille de codes quadratiques congruents} \\ L = p^2 & \text{Taille ou longueur d'une séquence de code quadratique congruant} \\ \omega = p & \text{Poids d'une séquence de code quadratique congruant} \end{cases}$$

Un exemple de codes QC est donné dans le Tableau II-5.

i	C _i
0	10000 01000 00010 01000 10000
1	10000 00100 01000 00100 10000
2	10000 00010 00001 00010 10000
3	10000 00001 00100 00001 10000

(a)

i	C _i
0	100 010 100
2	100 001 100

(b)

Tableau II-5 : Exemples de codes QC.

3.2.4 Codes congruents quadratiques étendus

Comme les QC, la construction des codes congruents quadratique étendus (Extended Congruence Quadratic codes : EQC codes) se base sur le calcul d'un opérateur de placement quadratique, $y_i(k)$, défini par :

$$y_i(k) \equiv i \frac{k(k+1)}{2} \pmod{p} \quad (\text{II-27})$$

L'algorithme de génération des codes EQC est donné par :

$$c_i(j) = \begin{cases} 1 & \text{si } y_i(k) + k(2p-1) = i \quad i = 1, 2, \dots, p-1, \quad j = 0, 1, \dots, L \quad \text{et} \quad k = \left\lfloor \frac{j}{2p-1} \right\rfloor \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II-28})$$

Les paramètres caractéristiques des codes sont :

$$\begin{cases} N = p-1 & \text{Capacité de multiplexage d'une famille de codes quadratiques congruents étendus} \\ L = p(2p-1) & \text{Taille ou longueur d'une séquence de code quadratique congruant étendu} \\ \omega = p & \text{Poids d'une séquence de code quadratique congruant étendu} \end{cases}$$

Deux exemples de ces familles de codes sont donnés dans le Tableau II-6 :

i	C _i
0	10000000 01000000 00010000 01000000 10000000
1	10000000 00100000 01000000 00100000 10000000
2	10000000 00010000 00001000 00010000 10000000
3	10000000 00001000 00100000 00001000 10000000

(a)

i	C _i
0	10000 01000 10000
1	10000 00100 10000

(b)

Tableau II-6 : Exemples de Codes EQC.

4. Analyse comparative des performances des différents codes optiques

Une comparaison des spécificités des différents codes optiques permet de mieux évaluer les performances des codes, en fonction du système CDMA optique à implémenter. La capacité de multiplexage (N), la longueur des séquences (L) et les propriétés d'auto et d'intercorrélations (λ_a et λ_c) sont autant de paramètres qui entrent en ligne de compte dans le choix du code à utiliser. Le Tableau II-7 reprend l'ensemble des spécificités de chacun des codes présentés précédemment.

	N	L	λ_a	λ_c
PS	p	p^2	$p-1$	2
EPS	p	$p(2p-1)$	$p-1$	1
QC	$p-1$	p^2	2	4
EQC	$p-1$	$p(2p-1)$	1	2

Tableau II-7 : Tableau récapitulatif des paramètres des codes premiers.

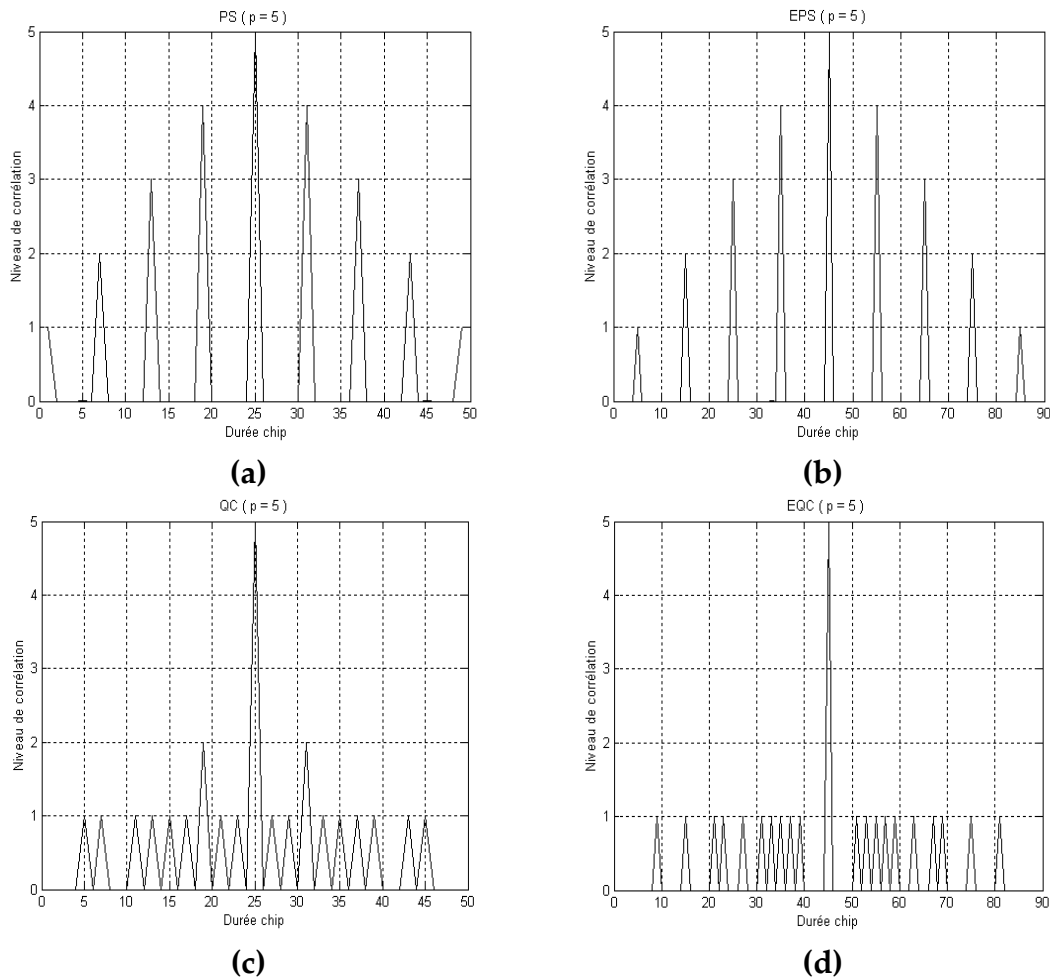


Figure II-8 : Fonctions d'autocorrélation ($p = 5$)

a : séquence PS, b : séquence EPS, c : séquence QC, d : séquence EQC

Les Figure II-8 montrent quelques exemples des différentes fonctions d'autocorrélation correspondant aux algorithmes de codage des différentes familles de codes construites à partir d'un nombre premier $p = 5$.

La Figure II-8-a montre la fonction d'autocorrélation obtenue pour une séquence PS de longueur appartenant à une famille de code permettant le multiplexage de cinq utilisateurs. Elle montre que le niveau maximal des pics d'autocorrélation, pour des valeurs non nulles de τ , correspond à $p-1 = 4$.

Pour une valeur de p identique, la Figure II-8-b montre la fonction d'autocorrélation associée à une séquence EPS issue d'une famille de code de capacité de multiplexage de cinq utilisateurs. Cette fonction a une allure identique à celle des codes PS et présente le même niveau de pic maximal pour des valeurs non-nulles de τ .

Les Figure II-8-c et Figure II-8-d donnent, respectivement, les fonctions d'autocorrélation associées aux codes QC et EQC, pour $p = 5$, issus d'une famille de code de capacité de multiplexage de quatre utilisateurs. On y observe, dans le cas des codes QC, un pic d'autocorrélation de valeur $\omega = 5$ correspondant à une valeur de $\tau = 0$. Les pics correspondant

à des valeurs non-nulles de τ , ont, quant à eux, une amplitude maximale de $\lambda_a = 2$. Pour les EQC, le pic d'autocorrélation pour $\tau = 0$ a aussi une valeur $\omega = 5$, par contre le niveau maximal des pics d'autocorrélation, pour des valeurs non-nulles de τ , ne dépasse pas $\lambda_c = 1$.

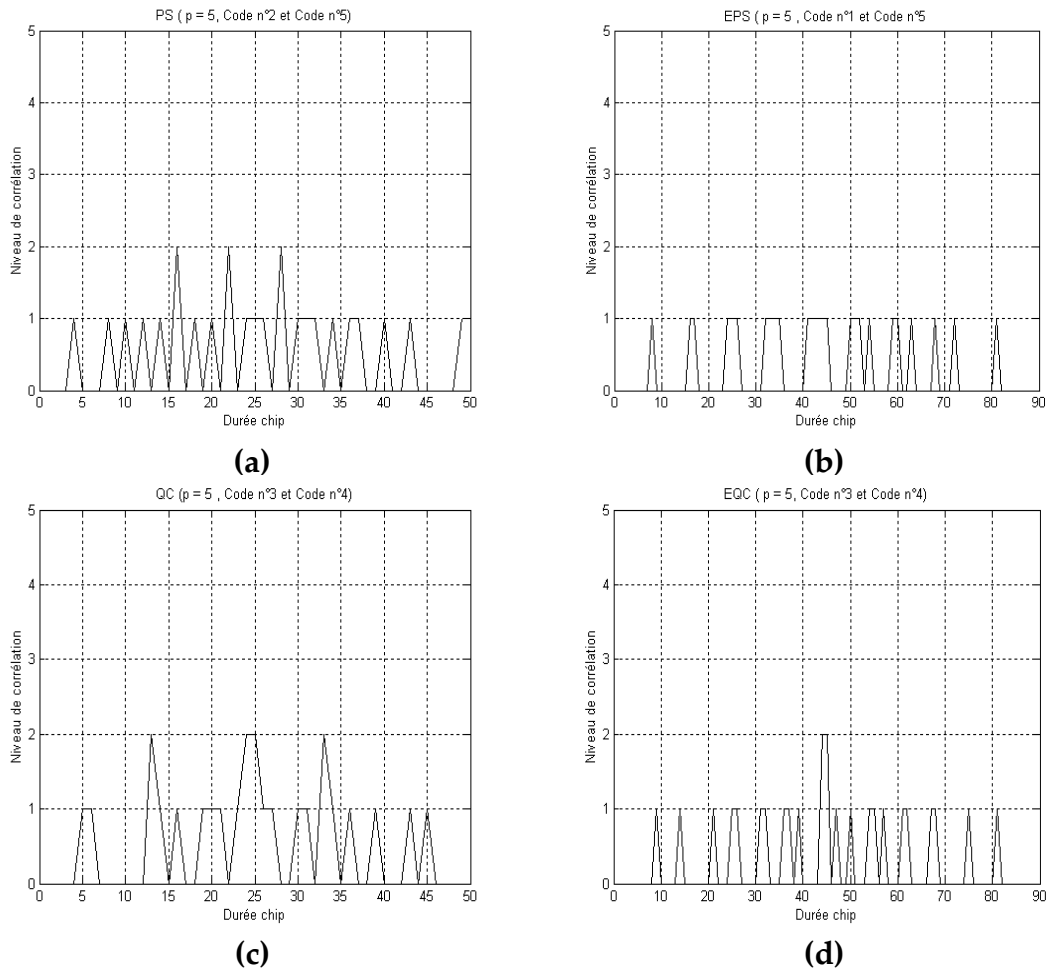


Figure II-9 : Fonction d'intercorrélation ($p = 5$).

a : séquences PS, b : séquences EPS, c : séquences QC, d : séquences EQC

Les Figure II-9 donnent des exemples de différentes fonctions d'intercorrélation correspondant aux algorithmes de codage des différentes familles de codes construites à partir du nombre premier $p = 5$.

Les Figure II-9-a et Figure II-9-d montrent les fonctions d'intercorrélation associées, respectivement, à des séquences PS et EQC, pour une valeur de $p = 5$ et dont la capacité de multiplexage pour les premiers et de cinq utilisateurs et de quatre utilisateurs pour les seconds. Dans les deux cas le niveau maximal d'intercorrélation vaut $\lambda_c = 2$.

La Figure II-9-b est un exemple de la fonction d'intercorrélation pour des séquences EPS appartenant à une famille de codes générée pour une valeur de $p = 5$. Elle montre que le niveau maximal que cette fonction peut atteindre est $\lambda_c = 1$.

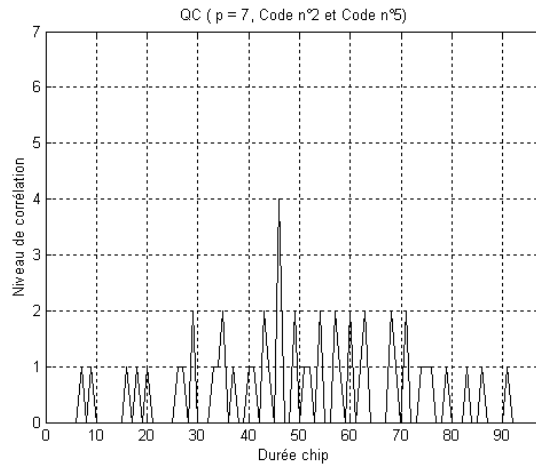


Figure II-10 : Fonction d'intercorrélation pour un code QC avec $p = 7$.

Pour les code QC, si p prend les valeurs 3 ou 5, les fonctions d'intercorrélations entre les différentes séquences des familles, donnent un niveau λ_c inférieur ou égal à 2 (Figure II-9-c). Par contre, pour des valeurs de p supérieures ou égales à 7, le niveau de cette fonction d'intercorrélacion peut atteindre dans certains cas une valeur $\lambda_c = 4$ comme le montre l'exemple donné par la Figure II-10. Les fonctions d'auto et d'intercorrélacion montrées par les Figure II-8 et Figure II-9 répondent aux spécifications décrites dans le Tableau II-7.

Si on classe les différentes familles de codes premiers en fonction de leur longueur et de leur capacité de multiplexage, les séquences PS présentent les meilleures caractéristiques. Ces deux paramètres sont les plus importants à considérer dans un système d'accès CDMA optique. La maturité de la technologie d'inscription de réseaux de Bragg dans une fibre offre une alternative crédible à l'utilisation, comme codeurs/ décodeurs optiques, de lignes à retard en parallèle.

Ces derniers peuvent, toutefois, difficilement implémenter des codes très longs étant donné que l'augmentation du nombre de chips "0" entraîne une augmentation de la longueur de la fibre entre deux réseaux. La capacité de multiplexage reste, de plus, pour les réseaux d'accès, le critère principal à considérer.

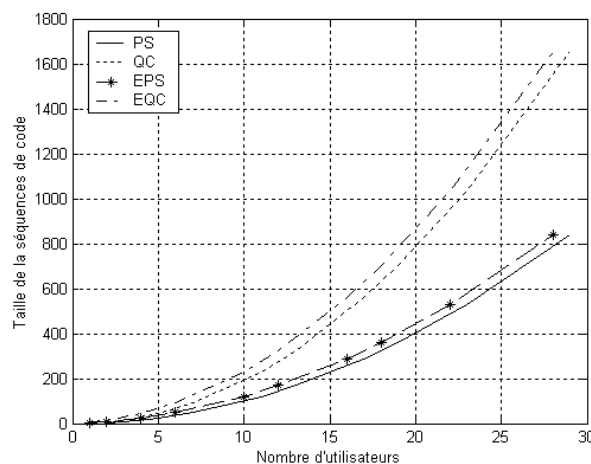


Figure II-11 : Taille des séquences de code en fonction du nombre d'utilisateurs.

Si on considère à présent les critères de corrélation, les séquences de type QC et EQC présentent les mêmes allures de fonction d'autocorrélation. Pour les codes QC, le niveau des pics d'autocorrélation, pour des valeurs de retard τ non-nul, est limité à deux. Les codes EQC, avec des longueurs de séquences plus importantes et une moins bonne capacité de multiplexage que les PS et les EPS, limitent le niveau des autocorrélations décalées en temps, à un (Figure II-8-d). L'utilisation de ces codes est plus envisageable dans un système d'accès CDMA optique utilisant un codage/ décodage dans le domaine électrique. Dans ces conditions, et contrairement au codeurs/ décodeurs optiques, une allocation dynamique des codes oblige à tenir compte du niveau des autocorrélations d'une séquence avec cette même séquence décalée en temps sachant que deux utilisateurs distincts peuvent se servir du même mot de code à un intervalle de temps $0 < \tau \leq T_b$.

Dans le cas d'une implémentation tout optique, les codeurs/ décodeurs actuels ne permettent pas de modifier la séquence de code allouée à un utilisateur donné. Une affectation dynamique des codes n'est donc pas possible. Dans ces conditions, les propriétés de la fonction d'autocorrélation ne présentent plus la même importance et les critères d'intercorrélation associés à la capacité de multiplexage et à la longueur des codes sont les plus déterminants.

Le niveau des fonctions d'intercorrélations associées aux codes, PS, QC et EQC vaut $\lambda_c = 2$ pour les deux premières familles de code et de $\lambda_c = 4$ pour la dernière. Il n'y a que dans le cas des codes EPS que celle-ci présente un niveau $\lambda_c = 1$.

Le dernier paramètre à prendre en compte concerne la distribution des "1" et des "0" dans la séquence S_{CDMA} résultant du codage et de la superposition des différentes séquences de données. Un code bien construit doit générer une séquence S_{CDMA} avec une distribution de "1" et de "0" se rapprochant de l'équiprobabilité.

Considérons L , ω , N , et D comme étant, respectivement, la longueur du code, le poids du code, la capacité de multiplexage et la densité du code tel que : $D = \frac{\omega}{L}$.

En considérant que les séquences de données sont équiprobables alors :

$$p_0^d = p_1^d = 0,5 \quad (\text{II-29})$$

La probabilité d'apparition des chips "1" et "0", dans la séquence codée, pour un utilisateur donné, est exprimée par :

$$\begin{cases} p(1) = \frac{1}{2} D = \frac{\omega}{2L} \\ p(0) = 1 - \frac{\omega}{2L} \end{cases} \quad (\text{II-30})$$

avec $p(1)$ et $p(0)$ la probabilité d'apparition, respectivement, de "1" et de "0" dans la séquence de donnée codée.

Après la superposition des N signaux codés, l'équation (II-30) devient :

$$\begin{cases} p_s(0) = \left(1 - \frac{\omega}{2L}\right)^N \\ p_s(1) = 1 - \left(1 - \frac{\omega}{2L}\right)^N \end{cases} \quad (\text{II-31})$$

Dans le cas particulier des codes PS, l'expression (II-31) se traduit par :

$$\begin{cases} p_s(0) = \left(1 - \frac{1}{2p}\right)^p \\ p_s(1) = 1 - \left(1 - \frac{1}{2p}\right)^p \end{cases} \quad (\text{II-32})$$

avec : $L = p^2$, $\omega = p$, $N = p$ et $D = \frac{1}{p}$.

Posons $n = -2p$, alors

$$p_s(0) = \left(1 + \frac{1}{n}\right)^{\left(\frac{-n}{2}\right)} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{n}\right)^n}} \quad (\text{II-33})$$

Sachant que $e = \lim_{n \rightarrow \infty} \left(1 + \frac{1}{n}\right)^n$ alors :

$$\begin{cases} p_s(0) = \frac{1}{\sqrt{e}} = 0,6065 \\ p_s(1) = 1 - p_s(0) = 0,3935 \end{cases} \quad (\text{II-34})$$

Les mêmes calculs peuvent être effectués pour l'ensemble des autres codes. Le Tableau II-8 regroupe toutes les probabilités d'apparition de "1" et de "0" dans le signal S_{CDMA} correspondant à chaque famille de code.

	PS	EPS	QC	EQC
$p_s(0)$	0,6065	0,7788	0,6065	0,7788
$p_s(1)$	0,3935	0,2212	0,3935	0,2212

Tableau II-8 : Probabilité d'apparition des chips "1" et "0" dans un signal S_{CDMA} .

Il montre que la distribution des chips "1" et "0" dans le signal S_{CDMA} est, par l'utilisation de codes PS ou QC, plus proche de l'équiprobabilité que lors de l'emploi de séquences EPS et EQC.

5. Conclusion

Au cours de ce chapitre nous avons présenté les différents codes utilisés dans les systèmes CDMA radiofréquence ou utilisable dans les systèmes optiques à détection cohérente et les codes unipolaires développés pour les systèmes de transmission CDMA optique à détection non-cohérente.

Les codes bipolaires utilisant des signaux antipodaux, regroupant les séquences de Walsh-Hadamard, les séquences PN ou les codes de Gold, ont été présentés. Les codes optiques unipolaires, regroupant les familles de codes optiques orthogonaux et les codes premiers ont également été présentés ainsi que leurs différentes déclinaisons.

Pour un système CDMA optique, le choix d'utiliser des codes bipolaires, dont les propriétés de corrélation et la capacité de multiplexage sont plus intéressantes que celles des codes unipolaires, se heurte aux difficultés liées à l'implémentation de systèmes à détection cohérente dans les réseaux optiques. Pour cette raison, le CDMA optique à séquence directe et le choix d'un codage à partir de séquences unipolaires nous semble le plus approprié et le plus crédible à court terme. Ce choix est évidemment fait au prix d'une réduction de la capacité de multiplexage par rapport à celle qui serait obtenue avec des mots de code bipolaires.

Les codes optiques orthogonaux (OOC) et les codes premiers (PC) sont les deux familles de séquences unipolaires étudiées dans ce chapitre. Les critères de taille de code, de capacité de multiplexage et de niveau de corrélation ont été définis pour l'ensemble de ces mots de code.

Les codes OOC présentant un faible rapport capacité de multiplexage/ longueur du mot de code, les PC ont été envisagés pour l'implémentation des systèmes CDMA optique, au prix, dans certains cas, d'une relaxation de la contrainte sur le niveau des corrélations.

Dans le cas d'un système CDMA optique utilisant des codeurs/ décodeurs électriques et où l'allocation des séquences de code peut se faire de manière aléatoire, les propriétés d'autocorrélation sont le paramètre principal à considérer étant donné que deux émetteurs distincts peuvent utiliser une même séquence de code à des intervalles de temps τ inférieurs à T_b . Dans ces conditions l'utilisation de séquences QC et EQC semble plus appropriée.

Par contre, pour les systèmes de transmission CDMA "tout-optiques" utilisant des codeurs/ décodeurs à réseaux de Bragg, il est aujourd'hui difficile d'envisager l'utilisation de ces composants de codage de manière reconfigurable et donc de se servir du même mot de code pour coder deux signaux distincts. Il en résulte que les propriétés liées à la fonction d'autocorrélation ne sont plus aussi critiques et que les codes PS et EPS peuvent dans ces conditions être utilisés. Compte tenu des longueurs de séquences PS et EPS, l'implémentation de séquences PS, plus courte que les EPS, est plus envisageable par des codeurs/ décodeurs à réseaux de Bragg.

Il existe bien sûr d'autres familles de codes plus adaptés aux systèmes synchrones [32-40]. Nous ne les avons pas développés dans ce chapitre, sachant que les systèmes étudiés ici ont pour objectif de capitaliser l'avantage du CDMA dans les transmissions asynchrones.

Chapitre III: Transmission d'un signal CDMA dans un canal optique passif ou amplifié et décodage par des composants électriques ou optiques

1. Introduction

Le multiplexage de type CDMA optique consiste à transmettre dans un canal optique les données codées provenant de différents utilisateurs. Le transport de ces signaux peut s'effectuer dans un canal optique passif [39-42], voir amplifié [43-45] permettant ainsi une amélioration des performances de la transmission en termes de bilan de liaison et de rapport signal sur bruit. Le codage et le décodage des données utilisateurs peuvent s'effectuer de deux manières différentes. La première consiste à utiliser des codeurs/ décodeurs électriques identiques à ceux employés dans les systèmes de communications radiofréquences. La seconde fait intervenir des dispositifs optiques qui impriment optiquement le code dans le signal de données utilisateurs. L'opération de décodage optiquement réalisée consiste à utiliser un second composant optique adapté au composant de codage afin de recouvrer les données transmises.

Au cours de ce chapitre, nous allons analyser les différentes configurations du canal optique mettant en œuvre un signal CDMA. Il résulte de l'association du canal optique amplifié ou non et du type de codage, qu'il soit optique ou électrique. Quatre configurations sont possibles.

- Signal CDMA associé à un canal optique passif utilisant un codage/ décodage électrique
- Signal CDMA associé à un canal optique amplifié utilisant un codage/ décodage électrique
- Signal CDMA associé à un canal optique passif utilisant un codage/ décodage optique
- Signal CDMA associé à un canal optique amplifié utilisant un codage/ décodage optique

Nous allons étudier, plus particulièrement, l'importance relative et la prédominance des différentes sources de bruit dans un canal optique, ainsi que les effets d'interférences d'accès multiples (IAM). Dans un premier temps, nous allons évaluer analytiquement l'impact de ces bruits sur les performances de la détection à seuil.

Finally, we will compare the performance of the transmission of CDMA signals in an amplified optical channel, in a first time, to a detection at threshold and, in a second time, to a multi-user detection.

2. Transmission d'un signal CDMA dans un canal optique non bruité

Each of the N users is assigned a code word C_i used to code the sequence of data transmitted by the i^{th} transmitter. The coded sequences are superimposed by a coupler N to 1 and transmitted by an optical fiber. They are then sent, by a coupler 1 to N , to the N decoding and reception systems.

Consider a data bit b_i , associated with the user " i ". The signal S_i resulting from the coding of this bit, by the code sequence C_i , is given by :

$$S_i(t) = b_i C_i(t - \tau_i) \quad (\text{III-1})$$

The form of the code sequence is given by equation (III-2) :

$$C_i(t) = \sum_{j=1}^L c_{i,j} d_j(t - jT_c) \quad (\text{III-2})$$

where $d_j(t - jT_c)$ is ideally a square signal. T_c corresponds to the duration of a chip and L is the length of the code sequence used. The signal $S_{\text{CDMA}}(t)$, associated with the N users, results from the superposition by a coupler N to 1 of the coded sequences $S_i(t)$. It is given by equation (III-3) :

$$S_{\text{CDMA}}(t) = \sum_{i=1}^N b_i C_i(t - \tau_i) \quad (\text{III-3})$$

Consider now an optical channel where the different optical noises are neglected. We will only take into account the attenuation of the signal power introduced by the optical fiber. The expression of the signal after transmission in the fiber is given by equation (III-4) :

$$r(t) = \alpha S_{\text{CDMA}}(t) \quad (\text{III-4})$$

By assuming the hypothesis that the signal emitted by the first user is the signal to be decoded, the recovery of the information bits transmitted by this first transmitter is obtained by integrating over the duration of a bit time (T_b) the product of $r(t)$ by the code sequence $C_1(t)$. The signal y_1 is then expressed by equation (III-5) :

$$\begin{aligned}
y_1 &= \int_0^{T_b} r(t)C_1(t)dt \\
&= \int_0^{T_b} (\alpha S_{\text{CDMA}}(t))C_1(t)dt \\
&= \int_0^{T_b} \left(\alpha \sum_{i=1}^N C_i(t) \right) C_1(t)dt
\end{aligned} \tag{III-5}$$

Il en résulte l'expression donnée par :

$$y_1 = \underbrace{\alpha (C_1(t))^2}_{\text{signal utile}} + \underbrace{\alpha \int_0^{T_b} \sum_{i=2}^N C_i(t)C_1(t)dt}_{\text{Intérférences d'Accès Multiple (IAM)}} \tag{III-6}$$

Le signal y_1 est ainsi composé de deux termes. Le premier terme résulte de la corrélation du signal codé, associé au premier utilisateur, avec la séquence de code qui lui est affectée. Le second terme exprime les intercorrélations engendrées par le produit des différents signaux codés, provenant des $N-1$ utilisateurs restant, avec la séquence de code associée au premier émetteur. Le niveau de ces intercorrélations représente l'amplitude des Interférences d'Accès Multiple (IAM). Il convient de noter que la pondération du signal utile par le facteur d'atténuation α est identique à la pondération appliquée aux IAM.

L'équation (III-6) démontre qu'en l'absence d'autres bruits, le poids des IAM est déterminant lors du décodage et va, par conséquent, directement influencer sur le Taux d'Erreur Binaire (TEB).

3. Les différents bruits intervenant dans un canal optique

La fibre est le support de transmission du canal optique. Le signal optique transmis peut être amplifié voire filtré optiquement. L'amplificateur optique est introduit dans le canal optique lorsqu'une amélioration du bilan de liaison est nécessaire. L'emploi d'un filtre optique permet de réduire le bruit introduit par le canal optique dans le cas d'un canal optique amplifié. Le signal optique est ensuite reçu par un photodétecteur qui le convertit en un signal électrique.

3.1 Bruit quantique

Un signal optique est composé d'un nombre de photons discret. Même si ce signal a une puissance constante le nombre de photons reçu dans un intervalle de temps donné varie selon une distribution de Poisson [62] :

$$\overline{\Delta n^2} = \bar{n} \tag{III-7}$$

où $\overline{\Delta n^2}$ et \bar{n} représentant, respectivement, la variance et l'espérance du nombre de photons reçus durant un intervalle de temps τ . Cette variance engendre un bruit appelé bruit quantique (ou bruit de grenaille) présent dans tout système optique.

La puissance moyenne sur le temps d'intégration du photodétecteur, $\tau = \frac{1}{2B_e}$, B_e étant la bande électrique du photodétecteur. La variance des fluctuations de puissance vaut :

$$\overline{\Delta P_{opt}^2} = \frac{h\nu}{\tau} \bar{P}_{opt} = 2h\nu \bar{P}_{opt} B_e \quad (\text{III-8})$$

Si on raisonne sur la variance du photocourant, σ_q^2 , celle-ci s'exprime par :

$$\sigma_q^2 = 2e\bar{i}B_e \quad (\text{III-9})$$

avec $\bar{i} = \frac{\eta e}{h\nu} \bar{P}_{opt} = \mathfrak{R} \bar{P}_{opt}$ représentant le photocourant généré par la photodiode.

où η , e , h , ν représentent, respectivement, l'efficacité quantique, la charge d'un électron, la constante de Planck égale à $6,63 \times 10^{-34}$ J.s et la fréquence centrale du signal optique qui est de l'ordre de 200 THz .

$\mathfrak{R} = \frac{\eta e}{h\nu}$ est la responsivité de la photodiode PIN. Elle a une valeur de l'ordre de 0,65 à 0.70 A/W.

σ_q^2 s'exprime alors par l'équation (III-10) :

$$\sigma_q^2 = 2\mathfrak{R}^2 \bar{P}_{opt} \frac{h\nu}{\eta} B_e \quad (\text{III-10})$$

3.2 Bruit de l'amplificateur

L'utilisation d'un amplificateur optique dans un canal optique ajoute un bruit supplémentaire au signal transmis [62-64].

De façon générale, la relation d'incertitude entre énergie et phase du signal impose un bruit supplémentaire de densité spectrale de puissance $K(G-1)\frac{h\nu}{2}$ où K est caractéristique de l'amplificateur ($K \geq 1$, avec égalité dans le cas d'un amplificateur idéal) et G le gain de l'amplificateur optique [64]. A cette valeur s'ajoutent les fluctuations du vide amplifiées : $G\frac{h\nu}{2}$.

Il en résulte que pour tout amplificateur optique, si le bruit à l'entrée est de l'ordre du bruit quantique associé au signal entrant, le bruit à la sortie a une densité spectrale de puissance égale à :

$$N_{ampl} = F(G-1)\frac{h\nu}{2} + \frac{h\nu}{2} \quad (\text{III-11})$$

$F = K+1$ étant le facteur de bruit associé à un amplificateur unique tel que :

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = K \frac{(G-1)}{G} + 1 = K + 1 \quad (\text{III-12})$$

SNR_{in} étant le rapport signal sur bruit à l'entrée de l'amplificateur et SNR_{out} le rapport signal sur bruit à la sortie de l'amplificateur.

3.3 Bruit de battement dans une photodiode

Considérons un signal optique de puissance \bar{P}_{opt} et un bruit additif gaussien de densité spectrale de puissance N_{opt} sur la bande optique B_o arrivant sur une photodiode. La photodiode effectue une détection quadratique moyenne des deux signaux, c'est-à-dire que la puissance optique totale est obtenue en additionnant les deux termes de puissance et en élevant l'expression au carré [62]. Il en résulte, à la sortie du détecteur, un signal ayant pour variance :

$$\sigma^2 = \underbrace{4\Re P_{opt} N_{opt} B_e}_{\sigma_{S-N}^2} + \underbrace{2m \Re^2 N_{opt}^2 \left(B_o - \frac{B_e}{2} \right)}_{\sigma_{N-N}^2} \quad (\text{III-13})$$

m étant le nombre de modes de polarisation du bruit optique (généralement égal à 2), σ_{S-N}^2 et σ_{N-N}^2 représentant, respectivement, les termes de battements signal - bruit, et bruit - bruit.

3.4 Bruit intrinsèque à la photodiode

Considérons le cas où la conversion d'un signal optique en un signal électrique, est effectuée par une photodiode PIN. Cette photodiode est éventuellement précédée par un filtre optique et souvent suivie par un préamplificateur électrique. Elle génère un photocourant moyen \bar{i} , proportionnel à la puissance optique moyenne \bar{P}_{opt} du signal appliqué à son entrée. Ce photocourant s'écrit donc :

$$\bar{i} = \frac{\eta e}{h\nu} \bar{P}_{opt} = \Re \bar{P}_{opt} \quad (\text{III-14})$$

La photodiode présente un bruit thermique pouvant être modélisé par un bruit blanc additif gaussien dont la densité spectrale de puissance vaut :

$$N_{photo\ det\ ecteur} = \frac{2k_B T}{R_l} \quad (\text{III-15})$$

k_B ($1,38 \times 10^{-23} J/K$) étant la constante de Boltzmann, $T(K)$ la température équivalente et $R_l(\Omega)$ la résistance de charge du détecteur. La variance associée, obtenue sur l'intervalle $[-B_e, B_e]$, est donnée par :

$$\sigma_{th}^2 = \frac{4k_B T}{R_l} B_e \quad (\text{III-16})$$

En conclusion de cette partie, il apparaît que la transmission d'un signal CDMA, dans un canal optique, est affectée par le bruit induit par le canal, auquel vient s'ajouter le bruit des interférences d'accès multiples (IAM).

La sensibilité du signal à ces différents bruits dépend, entre autres, de la nature des codeurs et des décodeurs employés. Or il existe deux types de systèmes CDMA optiques. Le premier

fait intervenir des composants électriques de codage et de décodage [45] alors que le second utilise des dispositifs optiques afin de réaliser les couples de codeurs/ décodeurs [7]. Dans les deux paragraphes suivants, nous allons étudier les configurations de codage/décodage électrique et optique associées respectivement à un canal optique passif et à un canal optique amplifié.

4. Signal CDMA optique codé et décodé par des composants électriques

Le signal CDMA présent en entrée du canal optique s'écrit toujours sous la forme :

$$S_{CDMA}(t) = \sum_{i=1}^N b_i C_i(t - \tau_i) \quad (\text{III-17})$$

Comme le montre la Figure III-1 le signal CDMA optique, présent à l'entrée du détecteur, est composé de chips optiques issus des différentes séquences de code superposées. Si l'on souhaite que le détecteur convertisse les chips optiques en chips électriques, il convient de fixer son temps d'intégration et qu'il soit de l'ordre du temps chip T_c .

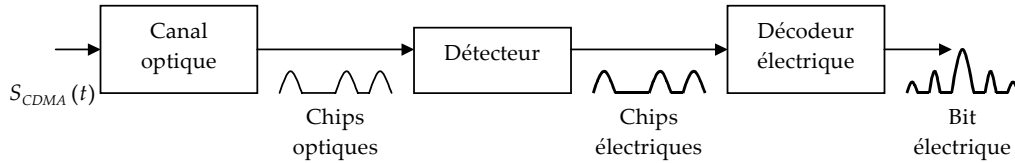


Figure III-1 : Utilisation d'un décodage électrique.

Le signal CDMA $S_{CDMA}(t)$ est constitué d'impulsions de puissance optique moyenne $\bar{P}_{opt}^{(1)}$ correspondant aux chips à "1" et $\bar{P}_{opt}^{(0)}$ correspondant aux chips à "0". Les photocourants associés à ces deux puissances optiques s'écrivent :

$$\begin{cases} \bar{i}_{c-1} = \mathfrak{R}\bar{P}_{opt}^{(1)} \\ \bar{i}_{c-0} = \mathfrak{R}\bar{P}_{opt}^{(0)} \end{cases} \quad (\text{III-18})$$

avec : $\bar{P}_{opt}^{(0)} = r \bar{P}_{opt}^{(1)}$, où $r = 0,1$ est le taux d'extinction. L'existence de cette valeur a pour conséquence d'engendrer une puissance non nulle dans les "0".

Considérons à présent $n(t)$ comme étant l'expression d'un bruit additionné au canal optique. Le photocourant généré par la photodiode est le résultat d'une détection quadratique qui consiste à additionner les deux termes (signal et bruit du canal) et à les élever au carré. En suite, s'ajoute au bruit du canal optique le bruit thermique intrinsèque à la photodiode. Il en résulte que la variance totale σ_{Bruit}^2 du bruit est donnée par l'équation (III-19) :

$$\sigma_{Bruit}^2 = \underbrace{\sigma_{S-N}^2}_{\text{Battement Signal - Bruit}} + \underbrace{\sigma_{N-N}^2}_{\text{Battement Bruit - Bruit}} + \underbrace{\sigma_{th}^2}_{\text{Bruit Photodétecteur}} + \underbrace{\sigma_q^2}_{\text{Bruit quantique}} \quad (\text{III-19})$$

avec :

$$\sigma_{S-N}^2 = 4\bar{i}N_{opt}B_e \quad (\text{III-20})$$

$$\sigma_{N-N}^2 = 2m\mathfrak{R}^2N_{opt}^2\left(B_0 - \frac{B_e}{2}\right) \quad (\text{III-21})$$

$$\sigma_{th}^2 = \frac{4k_B T}{R_l} B_e \quad (\text{III-22})$$

$$\sigma_q^2 = 2e\bar{i}B_e \quad (\text{III-23})$$

4.1 Canal optique passif

Le schéma de la Figure III-2 montre un système CDMA optique mettant en œuvre un canal optique passif (non amplifié), un codage/décodage électrique et une détection à seuil.

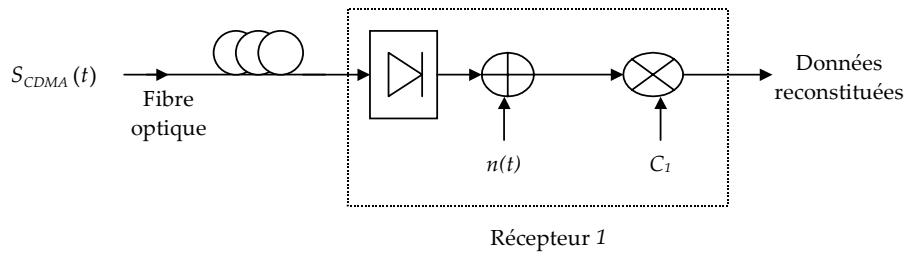


Figure III-2 : Schéma d'un canal optique passif avec décodage électrique.

Dans le cas d'une configuration sans amplificateur optique, nous pouvons poser le gain $G = 0 \text{ dB}$, ce qui, dans les équations (III-20) et (III-21), annule les termes croisés σ_{S-N}^2 et σ_{N-N}^2 ($N_{opt-ampl} = 0$).

Le rapport signal à bruit de la transmission se traduit alors par :

$$ESNR = \frac{\bar{i}_1^2}{\sigma_{Bruit-1}^2} = \frac{(\mathfrak{R}\bar{P}_{opt}^{(1)})^2}{\frac{4k_B T}{R_l} B_e + 2\mathfrak{R}^2\bar{P}_{opt}^{(1)} \frac{h\nu}{\eta} B_e} \quad (\text{III-24})$$

La probabilité d'erreur associée à ce système est donnée par :

$$P_e = p_0 P(1/0) + p_1 P(0/1) = \frac{1}{2} [P(1/0) + P(0/1)] \quad (\text{III-25})$$

p_0 et p_1 étant, respectivement, les probabilités qu'un utilisateur émette un bit "0" ou un bit "1". Généralement on considère que $p_0 = p_1 = 0.5$. $P(1/0)$ et $P(0/1)$ étant, respectivement, la probabilité de recevoir un bit "0" alors qu'un bit "1" a été émis et la probabilité de recevoir un bit "1" alors qu'un bit "0" a été émis.

Si nous considérons que l'ensemble des bruits peut être modélisé par un bruit additif Gaussien, les probabilités conditionnelles $P(0/1)$ et $P(1/0)$ sont alors données par :

$$\begin{cases} P(0/1) = \frac{1}{\sigma_1 \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^s \exp\left[-\frac{(i - \bar{i}_1)^2}{2\sigma_{\text{Bruit-1}}^2}\right] di = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\bar{i}_1 - s}{\sigma_{\text{Bruit-1}} \sqrt{2}}\right) \\ P(1/0) = \frac{1}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} \int_s^{+\infty} \exp\left[-\frac{(i - \bar{i}_0)^2}{2\sigma_{\text{Bruit-0}}^2}\right] di = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{s - \bar{i}_0}{\sigma_{\text{Bruit-0}} \sqrt{2}}\right) \end{cases} \quad (\text{III-26})$$

avec :

$$\operatorname{erfc}(x) = 1 - \operatorname{erf}(x) = 1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-u^2} du \quad (\text{III-27})$$

La probabilité d'erreur P_{e-N} , où N est la capacité de multiplexage maximale dans une famille de code, est donnée par l'équation (III-28) :

$$\begin{cases} P_{e-N} = \sum_{n=1}^{N-1} P_e \binom{N-1}{n} d^n (1-d)^{N-1-n} & \text{avec } d = \frac{\omega}{L} \\ P_e = \frac{1}{4} \left[\operatorname{erfc}\left(\frac{\bar{i}_1 - s}{\sqrt{2}\sigma_{\text{Bruit-1}}}\right) + \operatorname{erfc}\left(\frac{s - \bar{i}_0}{\sqrt{2}\sigma_{\text{Bruit-0}}}\right) \right] & \text{aves } s = \frac{\sigma_{\text{Bruit-0}} \bar{i}_1 + \sigma_{\text{Bruit-1}} \bar{i}_0}{\sigma_{\text{Bruit-1}} + \sigma_{\text{Bruit-0}}} \end{cases} \quad (\text{III-28})$$

où \bar{i}_1 et \bar{i}_0 représentent, respectivement, les photocourants moyens associés aux chips "1" et aux chips "0", $\sigma_{\text{Bruit-1}}$ et $\sigma_{\text{Bruit-0}}$ les écarts types des bruits présents dans les chips "1" et les chips "0" et s le seuil de détection. Les paramètres ω et L représentent le poids du code et N la capacité de multiplexage associée à une famille de code donnée.

Sur la Figure III-3 est représentée l'évolution de la probabilité d'erreur en fonction de la puissance optique à l'entrée de du détecteur et du rapport $\left(\frac{B_0}{B_e}\right)$. B_0 représente la bande du signal optique et B_e la bande passante électrique du photodétecteur. Nous pouvons noter que les courbes sont indépendantes du rapport $\frac{B_0}{B_e}$; ceci est dû au fait qu'en l'absence d'un amplificateur le bruit prédominant est le bruit thermique induit par le photodétecteur indépendant du rapport $\frac{B_0}{B_e}$.

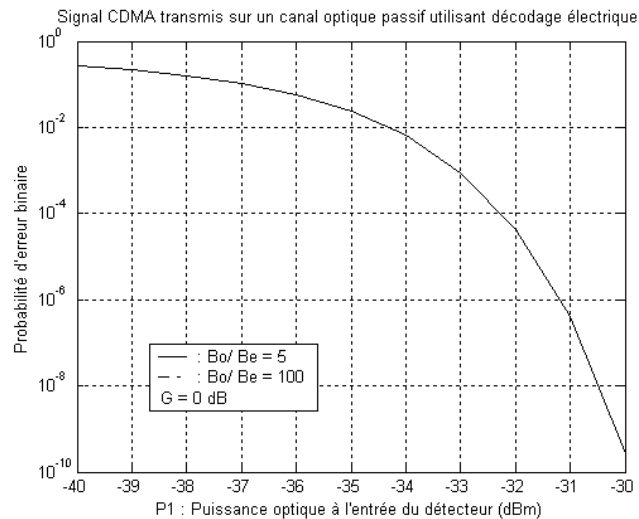


Figure III-3 : Courbe de probabilité d'erreur en fonction de la puissance : cas d'un canal optique passif utilisant un décodage électrique en présence de 5 utilisateurs.

La courbe de probabilité d'erreur montre également que pour des puissances supérieures à -32 dBm, le taux d'erreur binaire est inférieur à 10^{-4} et ne peut donc pas être amélioré par des codes correcteurs d'erreurs. Si l'on souhaite augmenter les performances de la transmission, il faut amplifier le signal transmis : cette nouvelle configuration est traitée dans le paragraphe suivant.

4.2 Canal optique amplifié

L'utilisation d'un canal optique amplifié (Figure III-4) pour le transport d'un signal CDMA optique, codé et décodé électriquement, revient à remplacer, dans les équations (III-20) et (III-21), la densité spectrale de bruit N_{opt} par l'équation (III-11)

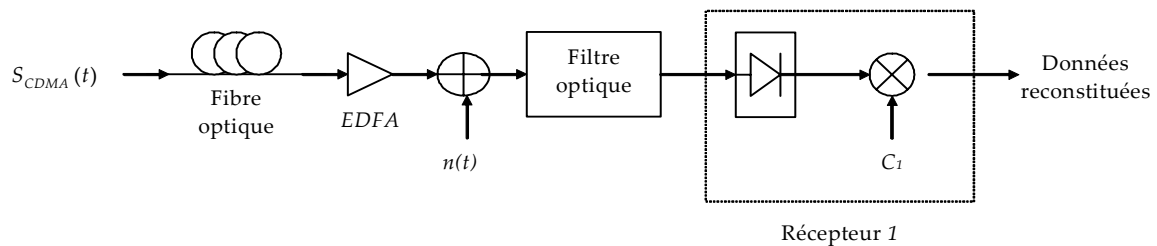


Figure III-4 : Schéma d'un canal optique amplifié avec décodeur électrique.

Le rapport signal à bruit électrique (au niveau du récepteur) $ESNR$ de la liaison est donné par :

$$ESNR = \frac{(\mathfrak{R}G\bar{P}_{opt}^{(1)})^2}{4\mathfrak{R}G\bar{P}_{opt}^{(1)}N_{opt-ampl}B_e + 2m\mathfrak{R}^2N_{opt-ampl}^2\left(B_0 - \frac{B_e}{2}\right) + \frac{4k_B T}{R_l}B_e + 2\mathfrak{R}^2G\bar{P}_{opt}^{(1)}\frac{h\nu}{\eta}B_e} \quad (III-29)$$

Les étapes de calcul de la probabilité d'erreur associée au canal optique amplifié sont alors identiques à celles d'un canal optique passif. Il en résulte :

$$\left\{ \begin{array}{l} P_e(n) = \sum_{n=1}^{N-1} P_e \binom{N-1}{n} d^n (1-d)^{N-1-n} \\ P_e = \frac{1}{4} \left[\operatorname{erfc} \left(\frac{\bar{i}_1 - s}{\sqrt{2}\sigma_{\text{Bruit-1}}} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{s - \bar{i}_0}{\sqrt{2}\sigma_{\text{Bruit-0}}} \right) \right] \end{array} \right. \quad \text{avec} \quad d = \frac{\omega}{L} \quad \text{aves} \quad s = \frac{\sigma_{\text{Bruit-0}} \bar{i}_1 + \sigma_{\text{Bruit-1}} \bar{i}_0}{\sigma_{\text{Bruit-1}} + \sigma_{\text{Bruit-0}}} \quad (\text{III-30})$$

La Figure III-5 montre les courbes de probabilité d'erreur en fonction de la puissance optique à l'entrée de l'amplificateur. Ces courbes sont tracées pour une valeur du gain $G = 30 \text{ dB}$ et pour des valeurs $\frac{B_0}{B_e}$ égales à 5 et à 100.

Nous constatons un léger écart entre les deux courbes de probabilité d'erreur, la valeur maximale étant de 2,5 dBm pour une puissance optique de -40 dBm . Celle-ci est due au fait que le bruit de l'amplificateur optique soit du même ordre de grandeur que le bruit thermique. Le bruit de l'amplificateur dépend du rapport entre la bande du signal optique et la bande électrique de la photodiode. A noter que ce rapport dépend de la largeur spectrale B_0 du filtre optique placé après l'amplificateur juste avant l'étage de détection.

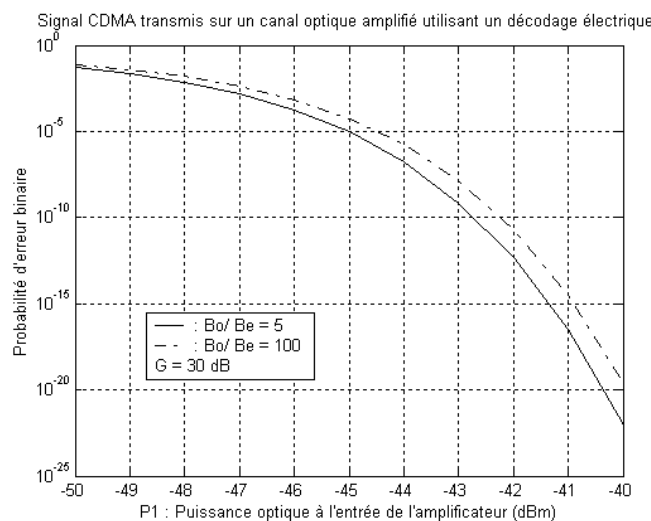


Figure III-5 : Courbes de probabilité d'erreur en fonction de la puissance optique : cas d'un canal optique amplifié utilisant un décodage dans le domaine électrique.

Il est important de remarquer que dans le cas des systèmes utilisant de codeurs/ décodeurs électriques, une contrainte incompressible se pose sur le temps d'intégration du photodétecteur, celui-ci devant impérativement être égal à la durée d'un temps chip T_c .

Si le temps d'intégration de la photodiode est supérieur à T_c , la contribution de l'énergie des chips adjacents risque d'engendrer des erreurs de détection.

Prenons comme exemple le cas des séquences premières PS (voir chapitre II) où $L = N^2$, et $f_b = \frac{1}{N^2} f_c$. La Figure III-6 montre que la largeur de la bande de fréquences du signal à détecter arrive très vite à des valeurs importantes. Pour un débit de 1 Gbits/s par utilisateur et pour une capacité de multiplexage de $N = 15$, on atteint une fréquence chip $f_c = 120 \text{ GHz}$ ($T_c \ll T_b$)

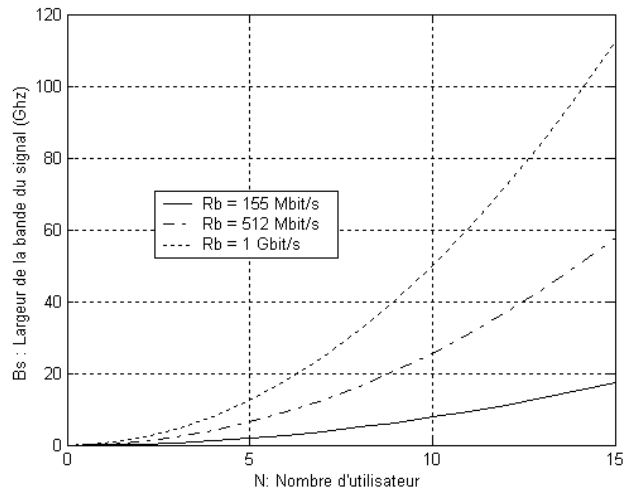


Figure III-6 : Variation de la largeur de la bande de fréquence du signal $S_{CDMA}(t)$ en fonction du nombre d'utilisateurs à multiplexer.

5. Signal optique CDMA codé et décodé par des composants optiques

Un système CDMA tout optique fait intervenir des décodeurs optiques tels que les lignes à retard ou les réseaux de Bragg. Le codage et le décodage, réalisés par ces composants, s'effectuent dans le domaine optique, avant l'étape de détection, comme le montre le schéma de la Figure III-7 .

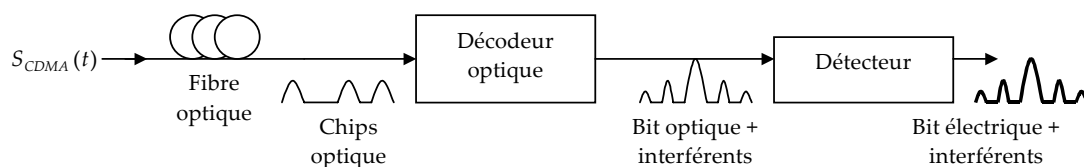


Figure III-7 : Décodage dans le domaine optique.

La réalisation du décodage dans le domaine optique entraîne l'apparition des IAM avant la détection du signal optique. Elles se matérialisent par des impulsions ayant des puissances optiques plus faibles et qui apparaissent autour de l'impulsion "signal utile". La présence des interférents nous oblige donc à considérer que la puissance présente dans les "0" n'est plus nulle. Posons $\bar{P}_{opt}^{(1)}$ comme étant la puissance des chips à "1" à l'entrée du décodeur. La puissance optique ($\bar{P}_{opt}^{(bit)}$) du bit de donnée est alors égale à :

$$\bar{P}_{opt}^{(bit)} = \beta \omega \bar{P}_{opt}^{(1)} \tag{III-31}$$

β représente un facteur d'atténuation de la puissance du signal décodé, prenant en compte les pertes des composants optiques. Si on prend l'exemple des codeurs/ décodeurs à lignes à retard, les pertes sont dues aux coupleurs utilisés pour connecter les lignes en parallèle. Dans le cas des codeurs/ décodeurs à réseaux de Bragg, β représente principalement le taux de réflexion de ces composants (voir chapitre IV).

En fonction des propriétés de corrélation des séquences de code utilisées, les signaux interférents ont une puissance optique comprise entre deux valeurs données par :

$$\frac{1}{\omega} \bar{P}_{opt}^{(bit)} \leq \bar{P}_{opt}^{(I)} \leq \frac{\omega-1}{\omega} \bar{P}_{opt}^{(bit)} \quad (\text{III-32})$$

Les deux photocourants générés lors de la détection s'écrivent alors :

$$\begin{cases} \bar{i}_{bit} = \Re \bar{P}_{opt}^{(bit)} = \Re \beta \omega \bar{P}_{opt}^{(1)} \\ \bar{i}_I = \Re \bar{P}_{opt}^{(I)} \Rightarrow \Re \frac{1}{\omega} \bar{P}_{opt}^{(bit)} \leq \bar{i}_I \leq \Re \frac{\omega-1}{\omega} \bar{P}_{opt}^{(bit)} \end{cases} \quad (\text{III-33})$$

5.1 Canal optique passif

Le schéma de la Figure III-8 montre l'utilisation d'un décodeur optique pour un système CDMA associé à un canal optique passif :

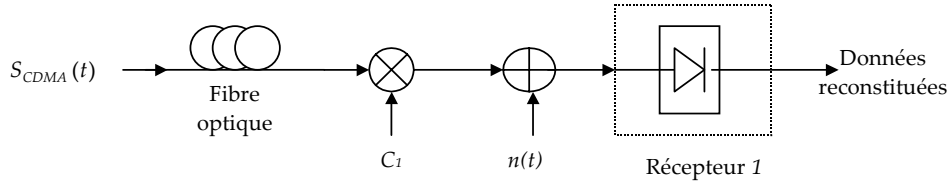


Figure III-8 : Schéma d'un canal optique passif avec décodeur optique.

Les bruits optiques à prendre en compte sont identiques à ceux considérés lors de la transmission d'un signal optique CDMA dans un canal optique passif avec décodage électrique. L'expression des variances des différentes contributions du bruit est alors donnée par :

$$\begin{cases} \sigma_{bit}^2 = \frac{4k_B T}{R} B_e + 2\Re \bar{i}_{bit} \frac{h\nu}{\eta} B_e \\ \sigma_{I-\min}^2 = \frac{4k_B T}{R} B_e + 2\Re \frac{1}{\omega} \bar{i}_{bit} \frac{h\nu}{\eta} B_e \\ \sigma_{I-\max}^2 = \frac{4k_B T}{R} B_e + 2\Re \frac{\omega-1}{\omega} \bar{i}_{bit} \frac{h\nu}{\eta} B_e \end{cases} \quad (\text{III-34})$$

La valeur du rapport signal sur bruit $ESNR$ associé au décodage optique est donnée par l'équation (III-35) :

$$\begin{aligned} ESNR &= \frac{\bar{i}_{bit}^2}{\sigma_{bit}^2} = \frac{(\Re \bar{P}_{opt}^{(bit)})^2}{\frac{4k_B T}{R_l} B_e + 2\Re^2 \bar{P}_{opt}^{(bit)} \frac{h\nu}{\eta} B_e} \\ &= \frac{(\Re \beta \omega \bar{P}_{opt}^{(1)})^2}{\frac{4k_B T}{R_l} B_e + 2\Re^2 \beta \omega \bar{P}_{opt}^{(1)} \frac{h\nu}{\eta} B_e} \end{aligned} \quad (\text{III-35})$$

La probabilité d'erreur associée à ce système est donnée par :

$$P_e = p_0 P(1/0) + p_1 P(0/1) = \frac{1}{2} [P(1/0) + P(0/1)] \quad (\text{III-36})$$

Si nous considérons que l'ensemble des bruits peut être modélisé par un bruit additif Gaussien, les probabilités conditionnelles $P(0/1)$ et $P(1/0)$ sont alors données par :

$$\begin{cases} P(0/1) = \frac{1}{\sigma_{bit} \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^s \exp\left[-\frac{(i - \bar{i}_{bit})^2}{2\sigma_{bit}^2}\right] di = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\bar{i}_{bit} - s}{\sigma_{bit} \sqrt{2}}\right) \\ P(1/0) = \frac{1}{\sigma_I \sqrt{2\pi}} \int_s^{+\infty} \exp\left[-\frac{(i - \bar{i}_I)^2}{2\sigma_I^2}\right] di = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{s - \bar{i}_I}{\sigma_I \sqrt{2}}\right) \end{cases} \quad (\text{III-37})$$

Le nouveau seuil de détection s'écrit :

$$s = \frac{\sigma_I \bar{i}_{bit} + \sigma_{bit} \bar{i}_I}{\sigma_{bit} + \sigma_I} \quad (\text{III-38})$$

Il est compris entre une valeur minimale s_{\min} et une valeur maximale s_{\max} données par l'équation (III-39) :

$$\begin{cases} s_{\min} = \frac{\sigma_{I-\min} \bar{i}_{bit} + \sigma_{bit} \left(\Re \frac{1}{\omega} \bar{P}_{opt}^{(bit)}\right)}{\sigma_{bit} + \sigma_{I-\min}} \\ s_{\max} = \frac{\sigma_{I-\max} \bar{i}_{bit} + \sigma_{bit} \left(\Re \frac{\omega - 1}{\omega} \bar{P}_{opt}^{(bit)}\right)}{\sigma_{bit} + \sigma_{I-\max}} \end{cases} \quad (\text{III-39})$$

En fonction du seuil de détection nous aurons deux expressions de probabilité :

$$\begin{cases} P_e^{\max} = \frac{1}{4} \left[\operatorname{erfc}\left(\frac{\bar{i}_{bit} - s_{\min}}{\sqrt{2}\sigma_{bit}}\right) + \operatorname{erfc}\left(\frac{s_{\min} - \bar{i}_{I-\min}}{\sqrt{2}\sigma_{I-\min}}\right) \right] \\ P_e^{\min} = \frac{1}{4} \left[\operatorname{erfc}\left(\frac{\bar{i}_{bit} - s_{\max}}{\sqrt{2}\sigma_{bit}}\right) + \operatorname{erfc}\left(\frac{s_{\max} - \bar{i}_{I-\max}}{\sqrt{2}\sigma_{I-\max}}\right) \right] \end{cases} \quad (\text{III-40})$$

La Figure III-9 montre les courbes de probabilité d'erreur maximale et minimale en fonction de la puissance optique du bit de donnée, recouvré après le décodage. Ces courbes ont été tracées pour un rapport $\frac{B_0}{B_e} = 5$, le gain $G = 0$ dB dans le cas d'un canal optique passif.

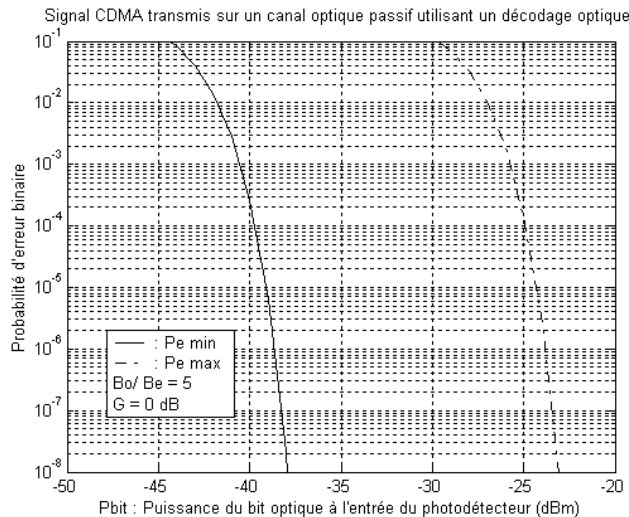


Figure III-9 : Courbes de probabilité d'erreur minimale et maximale en fonction de la puissance à l'entrée du récepteur : cas d'un canal optique passif utilisant un décodage optique.

Ces deux courbes représentent les valeurs limites que peut atteindre la probabilité d'erreur d'un signal CDMA optique transmis dans un canal optique passif. Cette probabilité sera proche de P_e^{\min} pour un niveau des interférences d'accès multiples faible ($\bar{\sigma}_I$ faible), elle sera de l'ordre de P_e^{\max} pour une capacité de multiplexage maximale ($\bar{\sigma}_I$ élevé).

5.2 Canal optique amplifié

Par rapport à la configuration canal optique amplifié avec décodage électrique, un signal CDMA décodé par des composants optiques subit l'effet du bruit introduit par l'amplificateur, en plus des autres bruits optiques.

Le schéma de la Figure III-10 montre comment s'effectue une transmission CDMA sur un canal optique amplifié en utilisant un décodage optique.

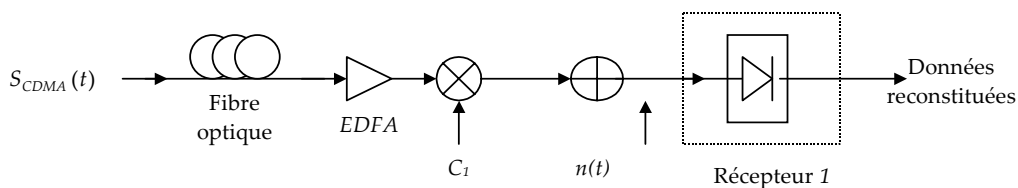


Figure III-10 : Schéma d'un canal optique amplifié avec décodeur optique.

Les photocourants qui en résultent sont donnés par l'équation (III-41) :

$$\begin{cases} \bar{i}_{bit} = \Re \bar{P}_{opt}^{(bit)} = \Re \beta \omega G \bar{P}_{opt}^{(1)} \\ \bar{i}_I = \Re \bar{P}_{opt}^{(I)} \Rightarrow \Re \frac{1}{\omega} \bar{P}_{opt}^{(bit)} \leq \bar{i}_I \leq \Re \frac{\omega - 1}{\omega} \bar{P}_{opt}^{(bit)} \end{cases} \quad (III-41)$$

L'expression des variances des différentes contributions de bruit est donnée par les équations :

$$\left\{ \begin{array}{l}
\sigma_{bit}^2 = 4\bar{i}_{bit} N_{opt-ampli} B_e + 2m\mathfrak{R}^2 N_{opt-ampli}^2 \left(B_0 - \frac{B_e}{2} \right) + \frac{4k_B T}{R_l} B_e \\
\quad + 2\mathfrak{R} \bar{i}_{bit} \frac{h\nu}{\eta} B_e \\
\sigma_{I-\min}^2 = 4\frac{1}{\omega} \bar{i}_{bit} N_{opt-ampli} B_e + 2m\mathfrak{R}^2 N_{opt-ampli}^2 \left(B_0 - \frac{B_e}{2} \right) + \frac{4k_B T}{R_l} B_e \\
\quad + 2\mathfrak{R} \frac{1}{\omega} \bar{i}_{bit} \frac{h\nu}{\eta} B_e \\
\sigma_{I-\max}^2 = 4\frac{\omega-1}{\omega} \bar{i}_{bit} N_{opt-ampli} B_e + 2m\mathfrak{R}^2 N_{opt-ampli}^2 \left(B_0 - \frac{B_e}{2} \right) + \frac{4k_B T}{R_l} B_e \\
\quad + 2\mathfrak{R} \frac{\omega-1}{\omega} \bar{i}_{bit} \frac{h\nu}{\eta} B_e
\end{array} \right. \quad (III-42)$$

Le ESNR est exprimé par :

$$ESNR = \frac{(\mathfrak{R} \bar{P}_{opt}^{(bit)})^2}{4\mathfrak{R} P_{opt}^{(bit)} N_{opt-ampli} B_e + 2m\mathfrak{R}^2 N_{opt-ampli}^2 \left(B_0 - \frac{B_e}{2} \right) + \frac{4k_B T}{R} B_e + 2\mathfrak{R}^2 \bar{P}_{opt}^{(bit)} \frac{h\nu}{\eta} B_e} \quad (III-43)$$

Les étapes de calcul de la probabilité d'erreur associées à ce système sont alors identiques à celles d'un canal optique passif utilisant des composants de décodage optiques. Il en résulte :

$$\left\{ \begin{array}{l}
P_e^{\max} = \frac{1}{4} \left[\operatorname{erfc} \left(\frac{\bar{i}_{bit} - s_{\min}}{\sqrt{2}\sigma_{bit}} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{s_{\min} - \bar{i}_{I-\min}}{\sqrt{2}\sigma_{I-\min}} \right) \right] \\
P_e^{\min} = \frac{1}{4} \left[\operatorname{erfc} \left(\frac{\bar{i}_{bit} - s_{\max}}{\sqrt{2}\sigma_{bit}} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{s_{\max} - \bar{i}_{I-\max}}{\sqrt{2}\sigma_{I-\max}} \right) \right]
\end{array} \right. \quad (III-44)$$

avec :

$$\left\{ \begin{array}{l}
s_{\min} = \frac{\sigma_{I-\min} \bar{i}_{bit} + \sigma_{bit} \left(\mathfrak{R} \frac{1}{\omega} \bar{P}_{opt}^{(bit)} \right)}{\sigma_{bit} + \sigma_{I-\min}} \\
s_{\max} = \frac{\sigma_{I-\max} \bar{i}_{bit} + \sigma_{bit} \left(\mathfrak{R} \frac{\omega-1}{\omega} \bar{P}_{opt}^{(bit)} \right)}{\sigma_{bit} + \sigma_{I-\max}}
\end{array} \right. \quad (III-45)$$

et :

$$\bar{i}_{bit} = \beta \omega G \bar{P}_{opt}^{(1)} \quad (III-46)$$

La Figure III-11 montre les courbes de probabilité d'erreur maximale et minimale en fonction de la puissance optique du bit de donné, recouvré après le décodage. Ces courbes ont été tracées pour un rapport $\frac{B_0}{B_e} = 5$, le gain étant de 30 dB.

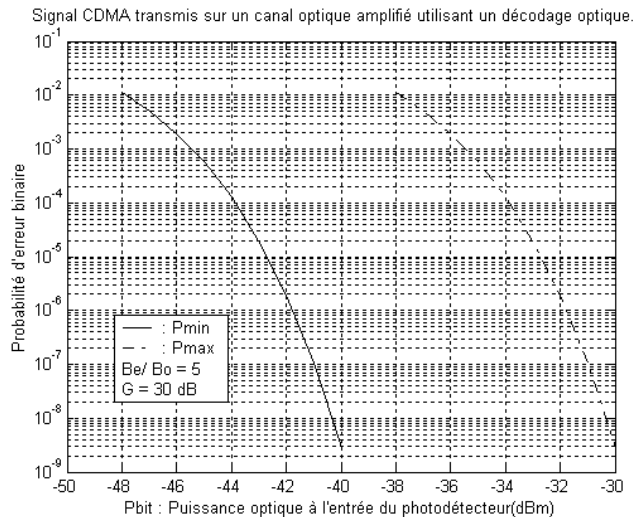


Figure III-11 : Courbes de probabilité d'erreur minimale et maximale en fonction de la puissance à l'entrée du récepteur : cas d'un canal optique amplifié utilisant un décodage optique.

L'amplificateur permet d'améliorer les performances du système en comparaison avec ce qui est obtenu avec un décodage optique associé à un canal optique passif (Figure III-9). Contrairement au système CDMA optique à décodage électrique, la contrainte sur le temps d'intégration du photodétecteur de l'ordre du temps chip T_c peut être relaxée si on envisage la mise en place d'un système permettant de réduire l'intensité des pics interférents, par des systèmes tel que les limiteurs à sortie dure, ou "hard limiter", fonctionnant comme des portes logiques pour éliminer les pics secondaires [48-49].

6. Détection multi-utilisateur d'un signal CDMA transmis dans un canal optique amplifié

Jusqu'à présent, l'ensemble des configurations que nous avons traité associe au canal optique un système de détection à seuil. Nous avons, par ailleurs, montré que le seuil de détection s dépend du type de décodage utilisé (électrique ou optique).

Dans le cas d'un décodage optique aucun autre choix n'est possible puisque le décodage se fait au niveau de chaque récepteur par des composants adaptés opérant dans le domaine optique. Ces décodeurs ne peuvent pas prendre en compte les signaux provenant des autres utilisateurs lors du décodage car ce traitement nécessite des algorithmes de calculs qui ne peuvent être mis en place que dans le domaine électrique.

Pour les systèmes à décodage électrique une implémentation de détecteurs multi-utilisateur peut être envisagée [51-58].

Comme nous l'avons mentionné dans le chapitre I, un détecteur multi-utilisateur prend en compte les informations portées par les signaux provenant des autres émetteurs.

Considérons en premier lieu le vecteur y résultant de la conversion du signal CDMA optique dans le domaine électrique. La matrice Ref est une matrice de référence obtenue par le produit des matrices C et B . Elle permet de générer l'ensemble des séquences auxquelles le vecteur y sera comparé.

La matrice C est composée de N mots de code affectés aux N utilisateurs. La matrice B représente les combinaisons des séquences de données pouvant être émises par les N utilisateurs sur un temps bit T_b .

L'exemple donné par l'équation (III-47), montre comment est construite une matrice de référence.

$$\text{Re } f = [B]^T \times [C]$$

$$\text{Re } f = \underbrace{\begin{bmatrix} 00001111 \\ 00110011 \\ 01010101 \end{bmatrix}}_{\text{Séquences de donnée}}^t \times \underbrace{\begin{bmatrix} 100100100 \\ 100010001 \\ 100001010 \end{bmatrix}}_{\text{Séquences de code}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 000000000 \\ 100001010 \\ 100010001 \\ 200011011 \\ 100100100 \\ 200101110 \\ 300111111 \end{bmatrix}}_{\text{Matrice de référence}} \quad (\text{III-47})$$

La règle de décision associée à un détecteur multi-utilisateur à maximum de vraisemblance est donnée par l'expression (III-48) :

$$P(y / ref_i) \underset{ref_j}{>} \underset{ref_j}{<} P(y / ref_j) \quad (\text{III-48})$$

ref_i et ref_j étant, respectivement, les $i^{\text{ème}}$ et $j^{\text{ème}}$ séquences de la matrice de référence, correspondant au $i^{\text{ème}}$ et $j^{\text{ème}}$ utilisateurs.

Le vecteur y ainsi que les vecteurs ref_i et ref_j sont de taille L . Ce qui permet d'écrire :

$$\prod_{l=1}^L P(y_l / ref_{i,l}) \underset{ref_j}{>} \underset{ref_j}{<} \prod_{l=1}^L P(y_l / ref_{j,l}) \quad (\text{III-49})$$

Sur L éléments composants les vecteurs ref_i et ref_j on s'intéresse aux éléments différents dans ces deux séquences. Ce qui correspond à :

$$\begin{cases} n_0(0)_{ref_i} \neq n_0(1)_{ref_j} \\ n_1(1)_{ref_i} \neq n_1(0)_{ref_j} \end{cases} \quad (\text{III-50})$$

L'équation (III-49) s'écrit donc :

$$\prod_{k=1}^{n_0} P(y_k / 0) \prod_{k'=1}^{n_1} P(y_{k'} / 1) \underset{ref_j}{>} \underset{ref_j}{<} \prod_{k=1}^{n_1} P(y_k / 0) \prod_{k'=1}^{n_0} P(y_{k'} / 1) \quad (\text{III-51})$$

Si on considère que les valeurs y_k et $y_{k'}$ suivent, respectivement, une distribution gaussienne de moyenne \bar{i}_0 et \bar{i}_1 et de variance $\sigma_{\text{Bruit-0}}^2$ et $\sigma_{\text{Bruit-1}}^2$, l'équation (III-51) s'écrit :

$$\left(\frac{1}{\sigma_{\text{Bruit-0}}}\right)^{n_0} \left(\frac{1}{\sigma_{\text{Bruit-1}}}\right)^{n_1} \exp\left[-\frac{\sum_{k=1}^{n_0} (y_k - \bar{i}_0)^2}{2\sigma_{\text{Bruit-0}}^2}\right] \exp\left[-\frac{\sum_{k'=1}^{n_1} (y_{k'} - \bar{i}_1)^2}{2\sigma_{\text{Bruit-1}}^2}\right] \begin{matrix} \text{ref}_i \\ > \\ < \\ \text{ref}_j \end{matrix} \quad (\text{III-52})$$

$$\left(\frac{1}{\sigma_{\text{Bruit-0}}}\right)^{n_1} \left(\frac{1}{\sigma_{\text{Bruit-1}}}\right)^{n_0} \exp\left[-\frac{\sum_{k=1}^{n_0} (y_k - \bar{i}_1)^2}{2\sigma_{\text{Bruit-1}}^2}\right] \exp\left[-\frac{\sum_{k'=1}^{n_1} (y_{k'} - \bar{i}_0)^2}{2\sigma_{\text{Bruit-0}}^2}\right]$$

Si on prend l'exemple des séquences premières (PS), $n_0 = n_1 = p - 1$, alors les différentes étapes de calcul nous amènent à écrire la règle de décision suivante :

$$\sum_1^{p-1} \left(y_k - \frac{\bar{i}_0 \sigma_{\text{Bruit-1}}^2 - \bar{i}_1 \sigma_{\text{Bruit-0}}^2}{\sigma_{\text{Bruit-1}}^2 - \sigma_{\text{Bruit-0}}^2} \right)^2 - \sum_1^{p-1} \left(y'_k - \frac{\bar{i}_0 \sigma_{\text{Bruit-1}}^2 - \bar{i}_1 \sigma_{\text{Bruit-0}}^2}{\sigma_{\text{Bruit-1}}^2 - \sigma_{\text{Bruit-0}}^2} \right)^2 \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} 0 \quad (\text{III-53})$$

L'équation (III-53) est composée de deux lois suivant une distribution du Khi deux décentrée généralisée [65-67] et sa fonction de probabilité associée est donnée par l'équation (III-54).

$$P = Q_1(a, b) - \exp\left[-\frac{1}{2}(a^2 + b^2)\right] I_0(ab) + \frac{I_0(ab) \exp\left[-\frac{1}{2}(a^2 + b^2)\right]}{\left[1 + \frac{v_1}{v_2}\right]^{p-2}} *$$

$$\sum_{k=0}^{\frac{p-1}{2}-2} \binom{p-2}{k} * \left(\frac{v_1}{v_2}\right)^k + \frac{\exp\left[-\frac{1}{2}(a^2 + b^2)\right]}{\left(1 + \frac{v_1}{v_2}\right)^{\frac{p-1}{2}}} * \quad (\text{III-54})$$

$$\sum_{n=1}^{\frac{p-1}{2}-1} I_n(ab) * \sum_{k=0}^{\frac{p-1}{2}-2} \binom{p-2}{k} * \left(\left(\frac{b}{a}\right)^n * \left(\frac{v_2}{v_1}\right)^k - \left(\frac{a}{b}\right) * \left(\frac{v_1}{v_2}\right)^{p-2-k}\right)$$

$I_n(ab)$ est une fonction de Bessel modifiée d'ordre n , et $Q(a, b)$ représente une Q-fonction de Marcum du premier ordre [68]. Elle est définie par :

$$Q(a, b) = \int_b^{+\infty} x \exp\left(-\frac{1}{2}(a^2 + x^2)\right) I_0(ax) \quad (\text{III-55})$$

avec :

$$\begin{cases} a = \left(\frac{2v_1^2 v_2 (\alpha_1 v_2 - \alpha_2)}{(v_1 + v_2)^2}\right)^{1/2} \\ b = \left(\frac{2v_2^2 v_1 (\alpha_1 v_2 + \alpha_2)}{(v_1 + v_2)^2}\right)^{1/2} \end{cases} \quad (\text{III-56})$$

et :

$$\begin{aligned}
v_1 &= \left(w^2 + \frac{1}{4\sigma_{\text{Bruit-1}}^2 \sigma_{\text{Bruit-0}}^2} \right)^{1/2} - w \\
v_2 &= \left(w^2 + \frac{1}{4\sigma_{\text{Bruit-1}}^2 \sigma_{\text{Bruit-0}}^2} \right)^{1/2} + w \\
w &= \frac{\sigma_{\text{Bruit-1}}^2 - \sigma_{\text{Bruit-0}}^2}{4\sigma_{\text{Bruit-1}}^2 \sigma_{\text{Bruit-0}}^2} \\
\alpha_1 &= \frac{p-1}{2} \alpha_{1,k} \\
\alpha_2 &= \frac{p-1}{2} \alpha_{2,k} \\
\alpha_{1,k} &= 2(\bar{i}_1^2 \sigma_{\text{Bruit-0}}^2 + \bar{i}_0^2 \sigma_{\text{Bruit-1}}^2) \\
\alpha_{2,k} &= \bar{i}_1^2 - \bar{i}_0^2
\end{aligned} \tag{III-57}$$

La probabilité d'erreur du détecteur multi-utilisateur est obtenue en appliquant la borne de l'union et est donnée par l'équation (III-58) :

$$P_e^{\text{Multi-Utilisateur}} = (p-1)P \tag{III-58}$$

La Figure III-12 montre une comparaison de l'utilisation d'un détecteur à seuil et d'un système de détection multi-utilisateur à maximum de vraisemblance (voir chapitre I) associé à un canal optique amplifié de gain $G = 30$ dB.

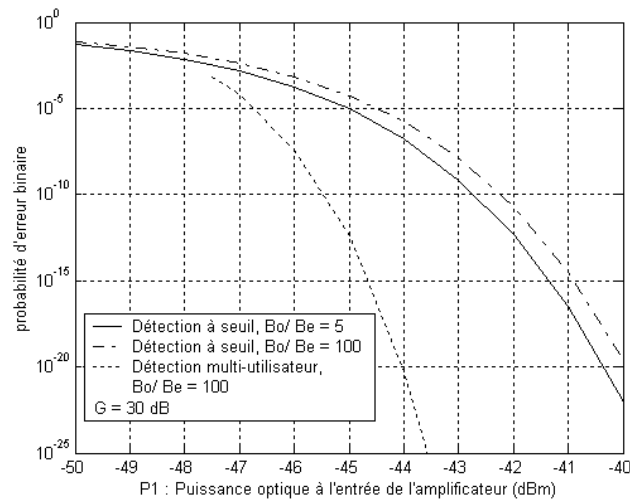


Figure III-12 : Comparaison des performances d'une détection à seuil et d'une détection multi-utilisateur pour un canal optique amplifié.

Elle montre que la prise en compte par le détecteur multi-utilisateur des informations portées par les autres émetteurs permet d'accroître les performances du système de manière significative et ce pour un rapport $\frac{B_o}{B_e} = 100$. Ceci montre l'efficacité du détecteur multi-utilisateur dans les systèmes CDMA.

Reste que ce détecteur présente une complexité importante puisqu'il lui faut traiter 2^N opérations pour recouvrer un bit de donnée, N étant le nombre maximal d'utilisateurs que le système peut multiplexer. De plus, cette technique de détection ne peut à ce jour être implémentée par des composants optiques.

7. Conclusion

Nous avons proposé, au cours de ce chapitre, des modèles permettant d'évaluer les performances de systèmes CDMA optiques utilisant des codes unipolaires. Quatre configurations ont été étudiées. Elles traitent de la transmission d'un signal DS-CDMA, dans un canal optique passif ou amplifié, utilisant un décodage électrique ou optique. Dans un canal optique passif il apparaît que le bruit thermique intrinsèque à la photodiode est prédominant et que la courbe de probabilité d'erreur ne varie pas en modifiant le rapport liant la bande de fréquence optique du signal à la bande de fréquence de la photodiode.

Dans un canal optique amplifié, le gain en puissance, apporté par l'amplificateur, permet d'améliorer considérablement les performances du système. Pour une puissance optique de -40 dBm non amplifié, la probabilité d'erreur est supérieure à 10^{-1} alors que pour une même puissance optique suivie d'un amplificateur cette valeur atteint 10^{-22} . Dans cette configuration, l'effet des bruits de battement apparaît et la qualité de la détection, est par conséquent, fonction du rapport $\frac{B_o}{B_e}$. On constate une détérioration de la probabilité d'erreur

qui passe, par exemple pour une puissance de -43 dBm, de 10^{-9} pour $\frac{B_o}{B_e} = 5$ à 10^{-7} pour

$$\frac{B_o}{B_e} = 100.$$

Les performances d'un décodage du signal CDMA optique par des composants électriques ont été présentées dans les deux configurations de canal optique (passif et amplifié). La photodiode, permettant la conversion du signal CDMA optique en signal CDMA électrique, doit impérativement fonctionner à la fréquence des impulsions chips. Cette contrainte, entraîne une augmentation de la largeur de la bande des photodiodes avec l'augmentation du nombre d'utilisateur. Le codage / décodage des signaux CDMA par des composants électriques peut toutefois s'avérer intéressant dans un canal optique non amplifié si les codeurs/ décodeurs électriques délivre des niveaux de puissances plus importants que les dispositifs optiques. Associer aux décodeurs électriques, des détections multi-utilisateurs, permet d'améliorer les performances obtenues par les détecteurs à seuil, comme nous l'avons montré dans ce chapitre. Il reste toutefois que cette technique de détection n'est toujours pas implémentable en l'état.

Les codeurs / décodeurs optiques évitent le recours aux conversions électrique / optique qui sont limitées par la bande passante des composants électriques. Les performances associées à l'emploi de dispositifs de décodage optique ont été présentées. Les configurations "tout-optiques" nous obligent à envisager la mise en place de systèmes optiques amplifiés y compris dans les réseaux d'accès. Cette nécessité d'amplification est due aux faibles puissances renvoyées par les composants de codage et de décodage optique et aux pertes de couplage, liées au nombre d'utilisateurs à multiplexer.

L'utilisation des composants optiques reste toutefois intéressante en raison des possibilités de l'emploi de photodiodes ayant des temps d'intégration plus grand, donc des bandes de fréquence plus étroites, en comparaison avec les photodiodes utilisées par les systèmes à décodage électrique.

L'apparition des IAM après décodage par des dispositifs optiques à été modélisé afin de la prendre en compte dans l'estimation de la probabilité d'erreur. Les résultats obtenus par ce modèle seront comparés à des mesures de taux d'erreur binaire et présentés dans le chapitre IV.

Chapitre IV: Utilisation de codeurs/ décodeurs à réseaux de Bragg pour un système OCDMA "tout-optique"

1. Introduction

L'implémentation d'un système CDMA "tout-optique" peut être une solution intéressante pour les réseaux d'accès bas coût. Le partage des ressources et la mise en commun des composants et dispositifs les plus coûteux présentent les principaux avantages de ce type de configuration. Il s'agit donc, par des montages appropriés, d'économiser certains composants coûteux (filtres, amplificateurs ...) qu'il ne sera plus nécessaire de démultiplier par le nombre d'utilisateurs à desservir.

La question de la génération des mots de code par des dispositifs optiques est l'un des aspects les plus importants à évaluer dans un système "tout-optique". Plusieurs études tenant compte de l'importance de cette question, ont été menées [4-13]. L'idée de réaliser ainsi le codage et le décodage par des éléments optiques peut présenter des avantages certains en terme d'exploitation de la très large bande passante que présente le canal optique, permettant aussi de faire l'économie de conversion électrique/ optique et optique/ électrique.

En fonction du type de codage que l'on désire réaliser (CDMA par séquences directes, WDM/CDMA, FFH-CDMA ...), plusieurs solutions ont été envisagées [4-5], [7-13] et [69].

Une première approche consiste à utiliser des lignes à retard comme composants de codage et de décodage. Dans ce cas, comme le montre la Figure IV-1, les codeurs sont constitués de deux coupleurs $1 \times N$, $N \times 1$ et d'un ensemble de fibres optiques de longueurs différentes.

Une impulsion appliquée à l'entrée du coupleur est envoyée vers les différentes branches que comporte ce dernier. Le choix du coupleur est, par conséquent, complètement déterminé par le nombre de chips à "1" à générer dans la séquence de code. Les fibres optiques placées sur chaque branche du coupleur fonctionnent comme des lignes à retard et leurs longueurs sont déterminées par le nombre de chips "0" séparant deux chips "1" dans un mot de code donné. Le système de décodage adapté est constitué des mêmes éléments avec des lignes à retard inversées.

Cette structure de codage/ décodage présente un certain nombre d'inconvénients dans la mesure où ce système n'est pas aujourd'hui intégrable et qu'il engendre des pertes

d'insertion relativement importantes si l'on considère l'utilisation successive de deux coupleurs.

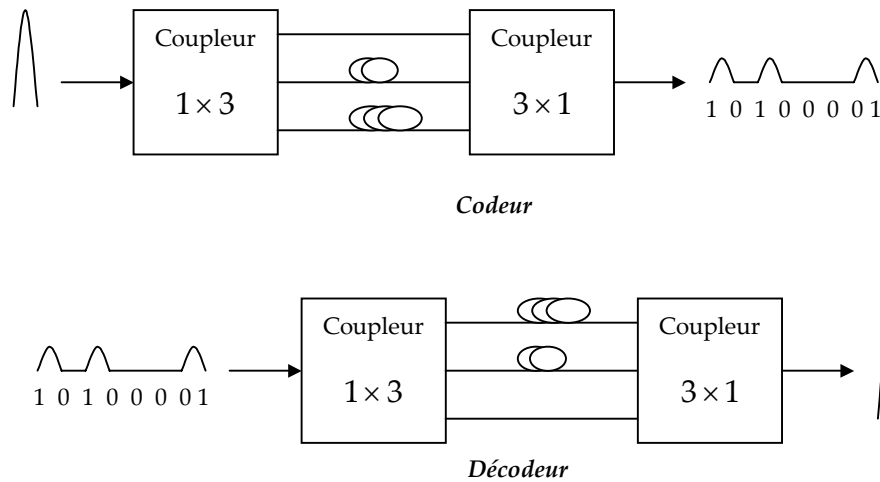


Figure IV-1 : Codeur à base de lignes à retard.

Depuis la réalisation des codeurs par des lignes à retard, l'évolution de structures de codage et de décodage optique a pris différentes formes. Les encodeurs dans le domaine spectral en sont un exemple. Qu'il s'agisse de systèmes de codage faisant intervenir des circuits à interférences multimodales (MMI) pour l'allocation de longueurs d'onde suivant un codage donné [59] ou qu'il s'agisse de réalisations de codeurs à réseaux de Bragg permettant un encodage bipolaire dans le domaine spectral [70-71], différents travaux de recherche ont été menés dans ce sens.

L'utilisation des propriétés de réflexion des réseaux de Bragg associées à leur très grande sélectivité en fréquence et donc en longueur d'onde a permis d'envisager leur emploi dans des structures de codage et de décodage "tout-optique" pour les applications d'accès multiple par code. Il a déjà été démontré, qu'il est possible de mettre au point des codeurs et des décodeurs intégrables dans des systèmes de transmission CDMA en utilisant une concaténation de réseaux de Bragg, chacun fonctionnant à des longueurs d'onde différentes (systèmes FFH-CDMA) [4-5], où des réseaux "superstructurés" permettant, grâce à un réseau de Bragg unique, de générer une gamme de longueurs d'onde (encodage spectral)[8].

Les difficultés d'implémentation de ce type de dispositifs liées à la complexité de réalisation des codeurs/ décodeurs, au filtrage complexe en réception, et à la nécessité d'utiliser des sources larges bande, nous ont orientés vers une conception plus simple en utilisant des réseaux de Bragg échantillonnés en vue de leur intégration dans un système d'accès bas coût.

La modélisation, la réalisation et l'intégration des réseaux de Bragg comme codeurs et décodeurs pour l'implémentation de séquences de codes unipolaires dans des systèmes CDMA optiques à séquences directes, sont développées dans ce chapitre.

L'objectif est de démontrer la faisabilité de ce type d'implémentation tout en mettant en avant les potentialités et les applications possibles dans des réseaux d'accès bas coût.

L'amélioration du bilan de liaison, optimisant le partage des ressources et utilisant les propriétés de filtrage des réseaux de Bragg pour réduire les bruits induits par un canal optique amplifié, fait l'objet d'une attention particulière.

2. Théorie des réseaux de Bragg

2.1 Réseaux de diffraction

Un réseau de diffraction impose à une onde optique incidente une variation périodique de son amplitude, de sa phase ou des deux simultanément. L'utilisation de ces réseaux en tant que multiplexeur ou démultiplexeur de longueurs d'onde est sans doute l'une des applications les plus répandues. Les propriétés en longueur d'onde sont fonction de la période du réseau définie par $\Lambda_B = a + b$ où a et b désignent respectivement la largeur des zones transparentes et des zones opaques dans le réseau de diffraction représenté par la Figure IV-2..

Une onde monochromatique plane d'incidence normale par rapport à la surface, sur un réseau de diffraction engendre une différence de marche de $\Lambda_B \sin \theta$ entre les ondes secondaires issues des fentes consécutives du réseau. La différence de phase correspondante est dans ce cas donnée par $\delta = k\Lambda_B \sin \theta = \frac{2\pi}{\lambda} \Lambda_B \sin \theta$ où k représente le nombre d'onde et θ l'angle de diffraction.

Dans le cas où $\delta/2 = m\pi$, nous retrouverons $\Lambda_B \sin \theta = m\lambda$, m représentant les ordres de diffraction ($0, \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots$).

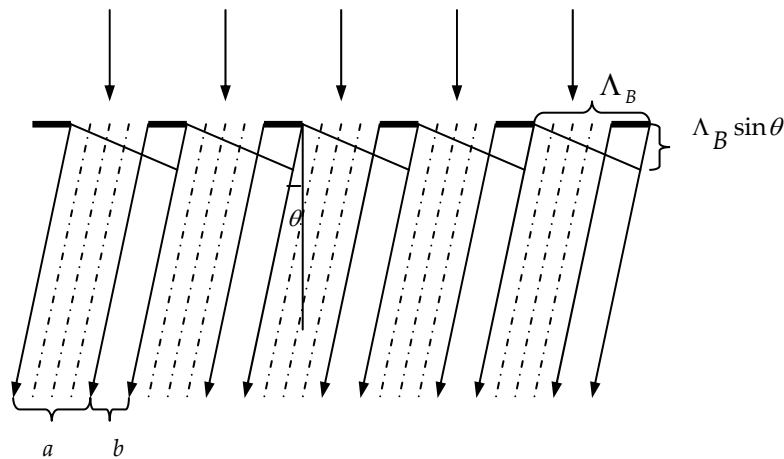


Figure IV-2 : Schéma d'un réseau de Bragg.

Ce type de structure a pu être exploité dans les fibres optiques grâce à la mise en évidence de la photosensibilité des fibres optiques par Hill et al [72]. Cette caractéristique très particulière a , en quelques années, révolutionné le domaine des télécommunications optiques.

L'expérience de Hill consiste à injecter une onde lumineuse provenant d'un laser argon ionisé de longueur d'onde $\lambda_{Ar} = 488$ nm dans une fibre monomode de type germanosilicate. Après un certain temps, une baisse de transmission du signal est observée. L'interprétation

proposée étant qu'une faible partie du signal réfléchi en bout de fibre (autour de 4%) entraîne la formation d'ondes stationnaires le long de l'axe de propagation. Ces ondes stationnaires engendrent la création d'un réseau d'indice de même période.

Le réseau d'indice ainsi obtenu réfléchit une partie du signal injecté. La longueur de résonance de ce réseau, appelée longueur d'onde de Bragg (λ_B), est, pour cette première expérience, égale à $\lambda_B = 488 \text{ nm}$, cette valeur ne correspondant malheureusement pas aux valeurs de longueurs d'onde utilisables dans les systèmes de télécommunications optiques.

En 1989, Meltz et al, ont, de leur côté, proposé une méthode de photo-inscription qui permet l'utilisation de composants à réseaux de Bragg dans les systèmes de communications optiques standards [73], en réalisant des réseaux fonctionnant à des longueurs d'onde appartenant aux fenêtres des télécommunications.

Le procédé de photo-inscription consiste à appliquer un champ de franges dans l'ultraviolet, transversalement à l'axe de propagation de la fibre. L'indice de réfraction du cœur photosensible est modifié suivant l'axe de propagation. Le réglage de l'interfrange permet de fixer la période du réseau (période de la modulation d'indice de réfraction). Il devient donc possible d'ajuster la longueur d'onde de Bragg qui est fonction du pas du réseau.

En 1993, la mise au point de fibres hydrogénées a été réalisée par Lemaire et al [74]. Ce nouvel apport technologique a permis l'augmentation de la photosensibilité du cœur de la fibre, entraînant la réduction du temps d'insolation nécessaire pour la réalisation d'un réseau de Bragg. Il en résulte qu'il est à présent possible de photo-inscrire des réseaux très réfléchissants sur des fibres de télécommunication standards (exemple des SMF 28) qui sont très peu photosensibles.

Grâce à la maîtrise des processus de photo-inscription des réseaux de Bragg, leur utilisation s'est généralisée dans différents domaines d'application que ce soit pour les capteurs optiques de contraintes (ouvrage d'art, génie civil, systèmes électromécaniques, matériaux composites, mines et ouvrages intelligents) ou dans les activités de recherche liées aux systèmes de télécommunications optiques en tant que :

- Filtres ajustables pour bandes étroites et larges bandes
- Convertisseurs de modes pour fibres optiques
- Filtres sélectifs en longueurs d'onde
- Multiplexeurs/ démultiplexeurs (WDM)
- Compensateurs de dispersion dans les systèmes de transmission longues distances
- Correction du gain et une amélioration du rendement de la pompe pour les amplificateurs optiques à fibre dopée à l'erbium
- Les lasers spéciaux à bande étroite
-

Les propriétés de réflexion et les très faibles pertes d'insertion de ce type de composant permettent d'envisager leur utilisation en tant que structure de codage et de décodage dans des systèmes d'accès OCDMA.

2.2 Les réseaux de Bragg dans les fibres

2.2.1 Modélisation

Un réseau de Bragg résulte d'une perturbation (périodique ou aperiodique) de l'indice de réfraction du guide d'onde. Dans le cas présent il s'agit d'exploiter les propriétés de photosensibilité d'une fibre optique standard (SMF28), la plus couramment utilisée dans les systèmes de télécommunications, afin de permettre la photo-impression de réseaux de Bragg (Bragg Gratings : BG) dans le cœur de la fibre.

Dans le cas d'une fibre en silice, la valeur de l'indice de réfraction est l'un des paramètres dont il faut tenir compte pour la modélisation d'un réseau de Bragg. L'évolution de cet indice en présence de défauts et d'ions terre rare pouvant augmenter le phénomène d'absorption, y compris dans la fenêtre de transmission des systèmes de télécommunication, est déterminée par l'expression de Sellmeier (IV-1) :

$$n^2(\lambda) = 1 + \sum_i \frac{A_i \lambda^2}{\lambda^2 - \lambda_i^2} \quad (IV-1)$$

A partir de cette équation, la valeur de l'indice de réfraction est déduite en prenant en compte les valeurs de A_i allant jusqu'à $i = 3$. Dans le cas de mesures de contraintes aux fréquences de résonance dans le silicium, pour i allant de 1 à 3, les valeurs de A_i correspondant à λ_i sont respectivement : 0.6961663 (0.0684043 μm), 0.4079426 (0.1162414 μm) et 0.8974794 (9.896161 μm)

Par conséquent, l'équation (IV-1) devient:

$$n^2(\lambda) = 1 + \frac{0.6961663\lambda^2}{\lambda^2 - (0.0684043)^2} + \frac{0.4079426\lambda^2}{\lambda^2 - (0.1162414)^2} + \frac{0.8974794\lambda^2}{\lambda^2 - (9.896161)^2} \quad (IV-2)$$

Cette équation donne une évolution précise de l'indice de réfraction du verre en fonction de la longueur d'onde.

Si l'on considère à présent le cas d'une fibre monomode de type SMF 28, le mode fondamental de propagation HE_{11} présente un indice effectif qui évolue en fonction de la longueur d'onde. Le cœur de la fibre étant composé de silice dopée, une différence d'indice de réfraction est engendrée entre la gaine de la fibre (n_{gaine}) et son cœur ($n_{cœur}$). La différence d'indice cœur-gaine permet de guider le mode fondamental dans la fibre. Dans ces conditions, la valeur de l'indice effectif (n_{eff}) du mode évolue entre $n_{cœur}$ et n_{gaine} . L'évolution de n_{eff} en fonction de la longueur d'onde est obtenue en résolvant les équations de Maxwell [75].

Dans le cadre de la modélisation des codeurs/ décodeurs à réseaux de Bragg, la valeur de n_{eff} correspond à une longueur d'onde $\lambda = 1550,95$ nm pour laquelle l'ensemble du système fonctionne.

Outre les indices n_{coeur} , n_{gaine} et n_{eff} , d'autres données interviennent dans la caractérisation des réseaux de Bragg. Le schéma de la Figure IV-3 fait apparaître l'indice de modulation et la période du réseau de Bragg ainsi que les ondes incidentes ($\vec{E}_{incidente}$), réfléchies ($\vec{E}_{réfléchie}$) et transmises ($\vec{E}_{transmise}$) par ce dernier.

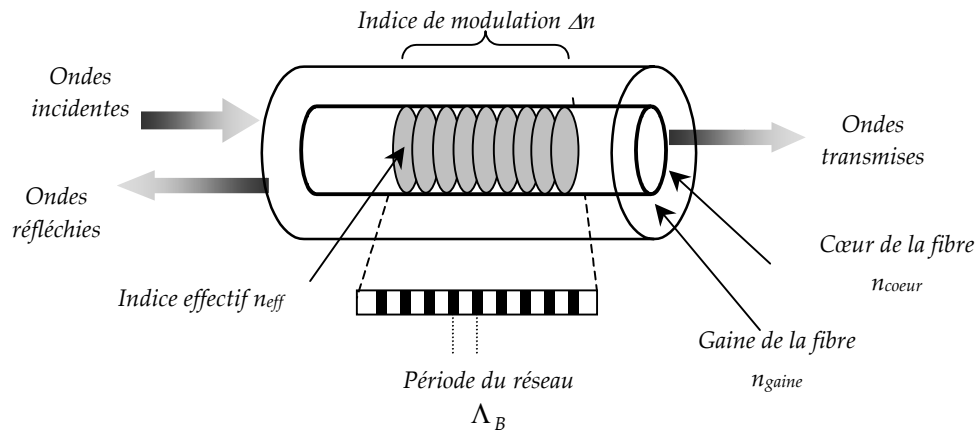


Figure IV-3 : Paramètres caractérisant un réseau de Bragg photo-inscrit.

La modulation de l'indice effectif par une valeur $\pm\Delta n$, appelé indice de modulation, est le paramètre qui permet, au cours de la photo-inscription, de contrôler le taux de réflexion. La valeur de Δn ne peut excéder 2×10^{-3} . C'est à partir de cette perturbation de l'indice n_{eff} qu'un réseau de Bragg peut être créé. Ce réseau est de période Λ_B , celle-ci étant directement liée à la longueur d'onde de Bragg par l'équation (IV-3) :

$$\Lambda_B = \frac{\lambda_B}{2n_{eff}} \quad (IV-3)$$

λ_B étant la longueur d'onde de résonance du réseau de Bragg.

La propagation des ondes lumineuses dans un réseau de Bragg est décrite et modélisée par différentes méthodes, les plus utilisées étant la théorie des modes couplés [76-77] et la théorie des matrices de transfert plus adaptée à la simulation du comportement des réseaux de Bragg [78-79]. Ces deux méthodes sont conjointement intégrées dans le logiciel de simulation IFOGratings dont nous nous sommes servis pour la conception des codeurs/ décodeurs à réseaux de Bragg.

La théorie des modes couplés permet d'obtenir des informations quantitatives sur l'efficacité de diffraction et l'efficacité spectrale d'un réseau de Bragg.

Le champ électrique du mode fondamental vérifie l'équation de propagation suivante :

$$\nabla^2 \vec{E} = \mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_{ij} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad (\text{IV-4})$$

\vec{E} étant le champ électrique, ε_0 la permittivité dans le vide diélectrique, μ_0 la perméabilité dans le vide, $\varepsilon_{ij} = 1 + \chi_{ij}^{(1)}$: permittivité du tenseur et $\chi_{ij}^{(1)}$: susceptibilité linéaire

Afin d'obtenir les équations de modes couplés, les effets de perturbation de la modulation d'onde doivent être pris en compte tout en considérant que la structure de modes du guide d'onde non perturbé reste valable.

L'équation d'onde s'écrit sous la forme :

$$\nabla^2 \vec{E} = \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} + \mu_0 \frac{\partial^2 \vec{P}}{\partial t^2} \quad (\text{IV-5})$$

\vec{P} étant la polarisation induite.

Considérant que la propagation de l'onde s'effectue dans un système perturbé avec un réseau diélectrique, la réponse totale de la polarisation du milieu diélectrique peut être séparée en un terme de polarisation non-perturbée et un terme de perturbation de la polarisation.

$$\vec{P} = \vec{P}_{\text{non-perturbé}} + \vec{P}_{\text{réseau}} \quad (\text{IV-6})$$

ou

$$\vec{P}_{\text{non-perturbé}} = \varepsilon_0 \chi^{(1)} \vec{E}_\mu \quad (\text{IV-7})$$

L'équation (IV-5) peut donc s'écrire :

$$\nabla^2 E_{\mu t} = \mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{\partial^2 E_{\mu t}}{\partial t^2} + \mu_0 \frac{\partial^2 P_{\text{réseau}, \mu}}{\partial t^2} \quad (\text{IV-8})$$

cette expression se référant au mode transverse de nombre μ .

Après développement [76-77], le champ transverse total s'exprime en fonction des champs électriques et magnétiques. Les équations de modes couplés qui en résultent sont données par :

$$\begin{aligned} E_t &= \frac{1}{2} [A_\nu \xi_{\nu t} e^{i(\omega t - \beta_\nu z)} + cc + B_\mu \xi_{\mu t} e^{i(\omega t + \beta_\mu z)} + cc] \\ H_t &= \frac{1}{2} [A_\nu H_{\nu t} e^{i(\omega t - \beta_\nu z)} + cc - B_\mu H_{\mu t} e^{i(\omega t + \beta_\mu z)} - cc] \end{aligned} \quad (\text{IV-9})$$

En utilisant ces deux expressions il est possible de caractériser le comportement d'un réseau de Bragg en fonction du mode qui se propage dans le composant.

La théorie des modes couplés ne présente de solutions analytiques que dans le cas d'un réseau uniforme. Néanmoins, il existe d'autres méthodes de calcul numérique, telle que la méthode des matrices de transfert, plus adaptées aux différents types de réseaux de Bragg,

laquelle méthode, alliant rapidité et précision, considère qu'un réseau de Bragg, de longueur L , peut être subdivisé en "tranches" de longueur δl , chacune de ces tranches étant caractérisée par une matrice de transfert qui exprime les relations entre les champs incidents, les champs réfléchis et les champs transmis. Il est à noter que le champ transmis par une couche i du réseau représente le champ incident à l'entrée de la couche $i+1$, tel que le montre le schéma de la Figure IV-4

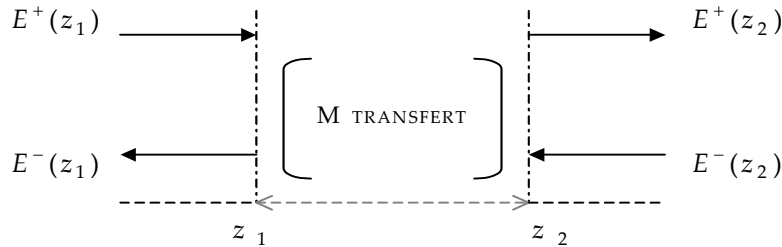


Figure IV-4 : Représentation d'une couche d'un réseau de Bragg.

L'expression générale reliant des champs incidents et réfléchis est fonction de la matrice de transfert donnée par l'équation (IV-10) :

$$\begin{pmatrix} E^+(z_1) \\ E^-(z_1) \end{pmatrix} = M_{\text{Transfert}} \begin{pmatrix} E^+(z_2) \\ E^-(z_2) \end{pmatrix} \quad (\text{IV-10})$$

Dans le cas d'un réseau uniforme, la matrice de transfert utilisée est composée du produit de deux matrices définies selon deux configurations : la première, caractérisant une couche où l'indice de réfraction est considéré comme constant (M_{Couches}), la seconde étant une matrice représentant le changement d'indice de réfraction lors du passage de la couche i vers la couche $i+1$ ($M_{\text{Interface}}$). Ces deux matrices sont exprimées par les équations (IV-11) et (IV-12) :

$$M_{\text{Couche}} = \begin{bmatrix} \exp(jk_0 n_i d_i) & 0 \\ 0 & \exp(-jk_0 n_i d_i) \end{bmatrix} \quad (\text{IV-11})$$

$$M_{\text{Interface}} = \frac{1}{2n_i} \begin{bmatrix} n_i + n_{i+1} & n_i - n_{i+1} \\ n_i - n_{i+1} & n_i + n_{i+1} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-12})$$

avec $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$

Il en résulte que l'équation (IV-10) s'exprime par :

$$\begin{pmatrix} E^+(z_1) \\ E^-(z_1) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} E^+(z_2) \\ E^-(z_2) \end{pmatrix} \quad (\text{IV-13})$$

avec $M_{\text{Transmission}} = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} = \prod_{i=1}^{C_r} M_{\text{Interface}}^i M_{\text{Ccouche}}^i$, C_r étant le nombre de couche par lequel un réseau de Bragg a été subdivisé.

Dans ces conditions, les taux de réflexion et de transmission sont définis par :

$$\begin{cases} R = r^2 = \left(\frac{M_{21}}{M_{11}} \right)^2 \\ T = t^2 = \left(\frac{1}{M_{11}} \right)^2 \end{cases} \quad (\text{IV-14})$$

2.2.2 Différents types de réseaux de Bragg

Il est possible, avec la maîtrise actuelle des techniques de photo-inscription, de réaliser des réseaux de Bragg ayant des comportements et des profils très divers [80].

L'association de masques de phase spécifiques : masques à pas uniforme, masques "chirpés", masques à sauts de phase etc ... et d'une modulation de la puissance du faisceau laser utilisé pour la photo-inscription, offre la possibilité de réaliser des réseaux avec des profils d'indice divers. La Figure IV-5 donne quelques exemples de réseaux de Bragg qu'il est possible de photo-inscrire.

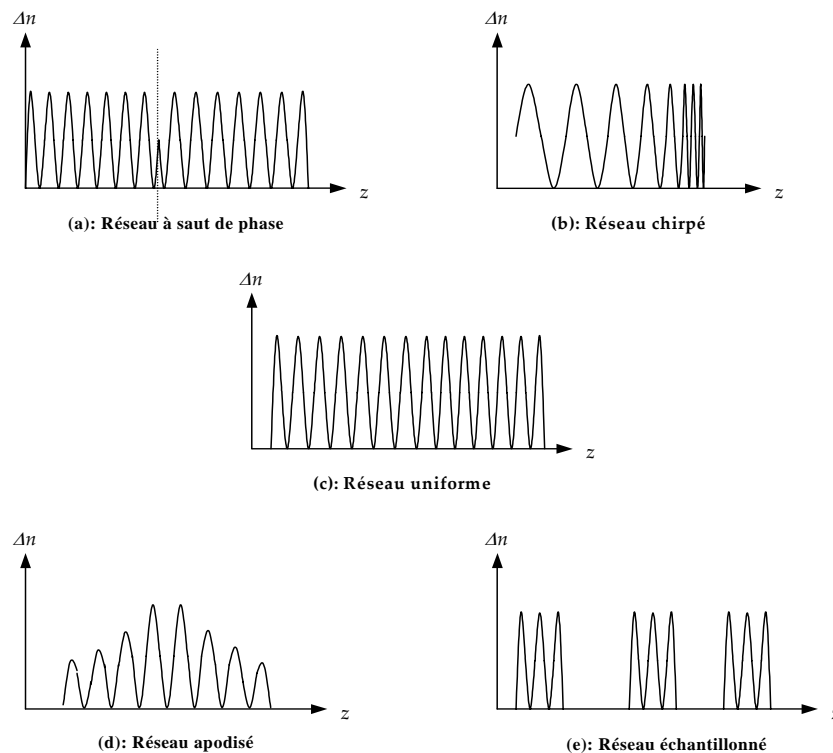


Figure IV-5 : Schéma de différents types de réseaux de Bragg.

Les réseaux à sauts de phase ou chirpés (Figure IV-5-a et Figure IV-5-b) nécessitent l'utilisation de masques de phase spécifiques. Un réseau à saut de phase est obtenu en modifiant la phase du profil d'indice à un point donné du réseau. L'exemple donné sur la Figure IV-5-a montre un saut de phase de π situant au milieu du réseau de Bragg. Dans le cas

d'un réseau chirpé, le masque de phase utilisé est à pas variable suivant une fonction prédéfinie.

La Figure IV-5-b donne un exemple de réseau chirpé avec une augmentation monotone du pas du réseau.

Dans le cas de réseaux uniformes, une insolation du masque de phase, constante ou variable (suivant une fonction prédéfinie), génère, dans le premier cas, un réseau uniforme avec un indice de modulation constant (Figure IV-5-c) et dans le second cas un réseau, dit apodisé, ayant un pas uniforme mais un indice de modulation variable suivant une fonction prédéfinie (Figure IV-5-d).

Dans tous les cas, il est bien entendu tout à fait possible, d'associer à des réseaux chirpés ou à sauts de phase des profils d'indice apodisés, il suffit, lors de la photo-inscription, de faire varier la puissance du laser suivant la fonction régissant l'allure du profile d'indice.

La Figure IV-5-e, présente un réseau échantillonné obtenu en photo-inscrivant plusieurs réseaux uniformes (pas constant, profil d'indice constant) séparés les uns des autres par une longueur de fibre. Pour la réalisation des composants de codage et de décodage, nous avons fait le choix de ces décodeurs qui présentent l'avantage d'une réalisation peu complexe et la possibilité, grâce à une bonne modélisation, de générer une structure de code préalablement définie.

3. Codeurs et décodeurs à réseaux de Bragg

Toute étude théorique ou expérimentale d'un système CDMA "tout-optique" intégrant des composants de codage et de décodage à réseaux de Bragg nécessite, au préalable, une étape de modélisation qui tienne compte du cahier des charges préalablement fixé : taille et poids du code à générer, puissance moyenne à réfléchir ... avant de passer à la phase de réalisation de ces composants.

La modélisation des codeurs/ décodeurs doit, en outre, tenir compte du débit auquel le système de transmission CDMA devra fonctionner. Cette information est indispensable pour définir la taille des réseaux de Bragg ainsi que les distances les séparant, ces deux paramètres dépendant de la largeur de l'impulsion appliquée à l'entrée des composants et, par conséquent, du débit binaire de chaque utilisateur.

3.1 Caractéristiques des codeurs et décodeurs à réseaux de Bragg

Pour un système d'accès bas coût, notre choix s'est porté sur l'utilisation de réseaux de Bragg échantillonnés pour la réalisation des codeurs/ décodeurs optiques. Ce choix est lié à la simplicité de réalisation de ce type de composants et à la possibilité d'obtenir des structures de code satisfaisant aux critères qui régissent les codes optiques. Les séquences de code retenues sont de type séquences premières (Prime Séquences : PS) dont l'algorithme de génération se base sur la sélection d'un nombre premier (Voir Chapitre II).

Dans le cadre de notre étude de faisabilité, une famille de code de trois utilisateurs est suffisante. Les codes auront donc une taille $L = p^2 = 9$ et un poids $\omega = p = 3$, p étant un

nombre premier. Les séquences de codes, issues de cette famille, sont données par le Tableau IV-1.

i	C_i
1	100010001
2	100100100
3	100000101

Tableau IV-1 : Exemple de codes PS correspondant à 3 utilisateurs.

Les séquences $C_1(100010001)$ et $C_2(100100100)$ sont choisies pour être implémentées. Chacun de ces codes est généré par un composant spécifique (codeur) et un second composant permet le décodage des signaux codés (décodeur adapté). La Figure IV-6 montre un schéma de la structure des réseaux de Bragg à implémenter dans ces conditions.

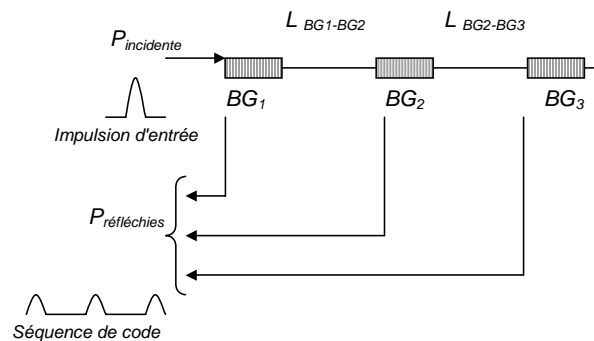


Figure IV-6 : Schéma d'un réseau de Bragg échantillonné.

Les réseaux de Bragg échantillonnés (Sampled Fiber Bragg Gratings : *S-FBG*) consistent en une concaténation de réseaux de Bragg (Bragg Gratings : *BG*) uniformes séparés par des longueurs de fibre. Les *BG* constituant un codeur réfléchissent les ondes lumineuses incidentes générant ainsi les impulsions (chips à "1") du code optique associé à ce composant. Les longueurs de fibre entre deux réseaux successifs ($L_{BG_i;BG_{i+1}}$) représentent les chips à "0" du mot de code. Ces distances sont définies par le nombre de "0" qu'il est nécessaire de générer pour un mot de code donné.

Afin que les codeurs/ décodeurs optiques fonctionnent de manière optimale dans un système de transmission CDMA, la modélisation des *S-FBG* doit tenir compte des quatre conditions suivantes :

- 1- Chacun des composants doit générer des codes avec des impulsions d'amplitude identique. Cette condition évite qu'une partie du code de moindre amplitude soit plus vulnérable aux effets d'accès multiples que d'autres parties où l'amplitude des impulsions est plus importante.
- 2- L'ensemble des composants de codage et de décodage doit présenter une puissance moyenne réfléchi suffisamment importante pour éviter l'utilisation de pré-amplificateurs additionnels au niveau de chacun des utilisateurs après décodage des

séquences de données. Un système d'accès bas coût sera obtenu si l'on peut supprimer les amplificateurs et filtres associés à chaque utilisateur.

- 3- Les différents composants doivent fournir une puissance moyenne réfléchie identique. Si les puissances des sources de données sont identiques et si les composants ne réfléchissent pas la même puissance, l'équivalent optique d'un "near-far effect" risque d'apparaître. Dans les systèmes radiofréquence, cet effet résulte des différentes distances existant entre les divers utilisateurs et leur station de base. Dans le cas où deux émetteurs transmettent avec une puissance identique et que le premier est plus proche de la station de réception que le second, la puissance du signal venant de l'utilisateur n°1 sera plus importante que celle venant de l'utilisateur n°2. Cet effet a pour conséquence la prédominance d'un signal sur l'autre et entraînera plus d'erreur dans le décodage des données émises par le second utilisateur. Dans les systèmes CDMA optiques, un effet similaire risque d'apparaître si les différents codeurs ne réfléchissent pas une puissance moyenne identique.
- 4- Chacun des composants doit répondre aux critères de la séquence de code à implémenter en tenant compte, de manière précise, des distances qui sépare deux impulsions (chips) à "1" successives.

La modélisation des codeurs/décodeurs à réseaux de Bragg est obtenue par l'utilisation d'un logiciel (IFO_Gratings) d'aide à la conception de ce type de composants.

La première étape de cette modélisation consiste à définir les paramètres caractérisant le guide d'onde utilisé pour la photo-inscription des réseaux de Bragg. Dans notre cas, l'opération consiste à définir les caractéristiques d'une fibre optique standard du type SMF28.

Les premières spécifications sont le diamètre du cœur ($8,30 \mu\text{m}$), le diamètre de la gaine ($62,5 \mu\text{m}$) et les valeurs des indices cœur et gaine ($n_{\text{cœur}} = 1,45002$ et $n_{\text{gaine}} = 1,44642$) à la longueur d'onde à laquelle le système CDMA fonctionne et, par conséquent, à laquelle les codeurs/ décodeurs doivent répondre de manière optimale ($\lambda = \lambda_B = 1,55095 \mu\text{m}$).

Les paramètres de la fibre optique étant définis, la seconde étape consiste à s'assurer que le guide d'onde, ainsi modélisé, permet la propagation du seul mode HE_{11} . La valeur de l'indice effectif, dans ce cas, est comprise entre $n_{\text{cœur}}$ et n_{gaine} ($n_{\text{gaine}} = 1,4475597$).

Avant de débiter les simulations, les paramètres de l'impulsion (forme de l'impulsion, largeur à mi-hauteur), appliquée à l'entrée des codeurs, doivent être définis de manière à adapter la taille des réseaux de Bragg au débit des utilisateurs multiplexés. Dans le cas du système CDMA optique à implémenter, l'impulsion à l'entrée de chacun des codeurs est de forme Gaussienne et d'une largeur à mi-hauteur (Full Width at Half Maximum : FWHM) de 50 ps. La Figure IV-7 montre la forme de cette impulsion.

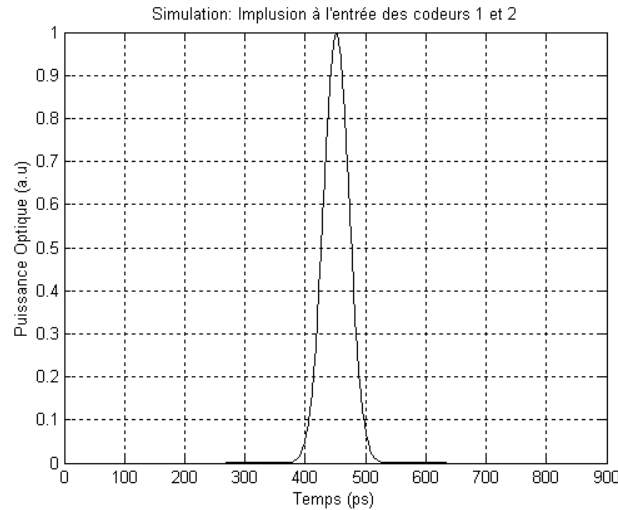


Figure IV-7 : Impulsion appliquée à l'entrée du codeur.

Après avoir posé l'ensemble des paramètres définissant le support sur lequel les réseaux de Bragg seront photo-inscrits ainsi que les conditions sur les impulsions qui seront appliquées à l'entrée des codeurs, il reste à définir les caractéristiques des BG et à déterminer les longueurs de fibre séparant deux BG consécutifs de manière à obtenir les séquences C_1 et C_2 . Chacun des $S-FBG$: $S-FBG_1(BG_1^1, L_{BG_1-BG_2}^1, BG_2^1, L_{BG_2-BG_3}^1, BG_3^1)$ et $S-FBG_2(BG_1^2, L_{BG_1-BG_2}^2, BG_2^2, L_{BG_2-BG_3}^2, BG_3^2)$ est respectivement associé aux séquences C_1 et C_2 et BG_j^i représente le $j^{ème}$ BG du codeur ou décodeur à associé au $i^{ème}$ utilisateur.

La première contrainte concerne la puissance moyenne réfléchi par les codeurs et les décodeurs. Cette condition évite, lors de l'intégration des codeurs/ décodeurs dans un système de transmission CDMA optique, d'utiliser au niveau des récepteurs, de préamplificateurs optiques qui seront démultiplier par le nombre d'utilisateurs à multiplexer. Se dispenser d'une pré-amplification après le décodage des séquences de données permet, de plus, d'exploiter les propriétés de filtrage des réseaux de Bragg et d'éliminer le bruit induit par le canal optique amplifié. Il ne sera donc pas nécessaire d'utiliser des filtres supplémentaires au niveau de chaque récepteur. Pour satisfaire à cette condition, deux solutions peuvent être envisagées : jouer sur la taille de chaque BG ou augmenter la valeur de l'indice de modulation appliqué à chacun des BG .

Dans le cas de la réalisation de nos codeurs/ décodeurs, la taille du masque de phase utilisé reste fixe ($500 \mu m$) et nous n'intervenons que sur l'indice de modulation qui déterminera le taux de réflexion de chacun des réseaux.

Concernant les impulsions (chips) à "1" de la séquence de code, une seconde contrainte concerne le niveau de puissance des impulsions réfléchies par les codeurs et les décodeurs. Afin d'éviter l'obtention d'impulsions de puissances différentes qui entraînerait une répartition inégale des interférences d'accès multiple (IAM) entre les utilisateurs, il faut tenir compte de l'atténuation subit par l'onde transmise lors de sa propagation dans le codeur.

L'onde incidente traverse un premier réseau de Bragg qui en réfléchit une partie et transmet le reste au réseau suivant. Si l'on se place dans la configuration où tous les BG qui constituent

le composant de codage ont des taux de réflexion identiques, l'onde transmise vers le second BG est de plus faible puissance que l'onde initialement incidente et la seconde réflexion, générée par le second BG, est aussi, de plus faible puissance. Cette configuration entraînera donc obligatoirement une série d'impulsion de plus en plus faible.

Pour remédier à ce problème, nous avons fait le choix d'appliquer à chacun des BG qui composent un codeur donné, des taux de réflexion différents. La valeur de ces taux croit en fonction de la position du BG dans le codeur. Plus le BG est éloigné de l'entrée du composant plus le taux de réflexion est important.

Les chips "0" que comportent les séquences de code sont, quant à eux, représentés par des longueurs de fibre. Ces longueurs doivent impérativement correspondre au nombre de "0" qui sépare deux impulsions "1" successives. Afin d'éviter tout recouvrement entre deux impulsions "1", l'équation (IV-15) permet de calculer la longueur de fibre minimale à laisser entre deux BG :

$$L_{BG_i, BG_{i+1}}^{\min} = \frac{c \times T_r}{n_{eff}} \tag{IV-15}$$

c étant la célérité de la lumière dans le vide, T_r la largeur temporelle de l'impulsion appliquée à l'entrée du codeur et $L_{BG_i - BG_{i+1}}^{\min}$ la distance minimale entre deux réseaux de Bragg successifs.

Dans les conditions que nous avons définies pour les codeurs/ décodeurs, avec $T_r = 50$ ps et $n_{eff} = 1,4475597$, la valeur minimale de la distance entre deux réseaux de Bragg consécutifs est $L_{BG_i - BG_{i+1}}^{\min} = 10,3$ mm .

Les simulations successives sur IFO_Gratings ont permis de définir les paramètres des différents S-FBG qui serviront de codeurs/ décodeurs de manière à générer les mots de code C_1 et C_2 .

Le Tableau IV-2 regroupe les spécifications du Codeur 1 permettant de générer la séquence $C_1(100010001)$.

	BG_1^2	$L_{BG_1 - BG_2}^2$	BG_2^2	$L_{BG_2 - BG_3}^2$	BG_3^2
Taux de réflexion	13 %	21 mm	23 %	21 mm	33 %
Taille du réseau	0.5 mm		0.5 mm		0.5 mm

Tableau IV-2 : Paramètres du codeur 1.

La Figure IV-8 montre le signal réfléchi par ce premier codeur Le résultat correspond parfaitement à la séquence de code C_1 . Il apparaît clairement, sur cette figure, que les impulsions ont bien une largeur à mi-hauteur de 50 ps et que chaque impulsion est séparée de la suivante par 150 ps, ce qui correspond à l'espace nécessaire à trois "0" successifs.

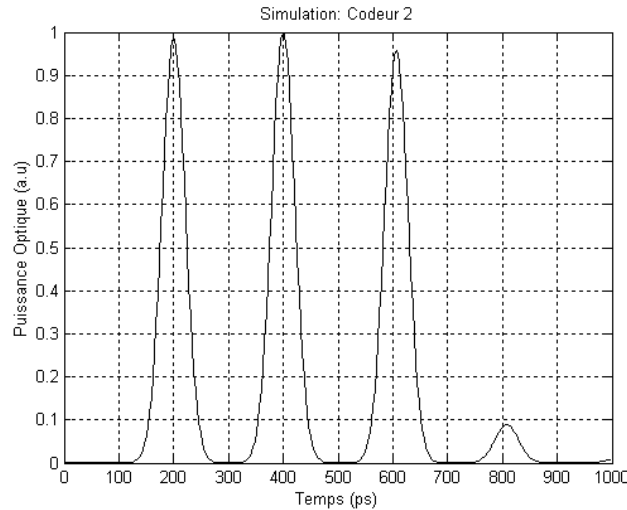


Figure IV-8 : Impulsions réfléchies par le codeur 1 : $C_1(100010001)$.

Le Tableau IV-3 donne les paramètres associés à la modélisation du codeur 2. Cette modélisation ne diffère pas beaucoup de la première si ce n'est la distance laissée entre deux réseaux successifs Pour la séquence C_2 , elle correspondant aux deux "0" consécutifs se situant entre deux chips "1".

	BG_1^1	$L_{BG_1-BG_2}^1$	BG_2^1	$L_{BG_2-BG_3}^1$	BG_3^1
Taux de réflexion	13 %	15 mm	23 %	15 mm	33 %
Taille du réseau	0.5 mm		0.5 mm		0.5 mm

Tableau IV-3 : Paramètres du codeur 2.

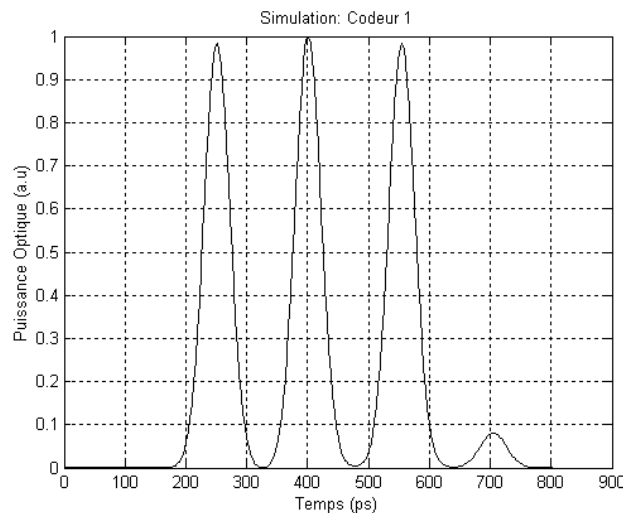


Figure IV-9 : Impulsions réfléchies par le codeur 2 : $C_2(100100100)$.

La Figure IV-9 illustre le signal réfléchi par le second codeur. Comme pour le premier codeur, la séquence générée correspond au mot de code C_2 : les impulsions à "1" ont bien une largeur à mi-hauteur de 50 ps et sont séparées par une valeur de 100 ps ce qui correspond à la durée de deux chips à "0".

Sur les deux figures précédentes, nous constatons l'apparition d'une quatrième impulsion d'amplitude relativement faible. Le schéma présenté par la Figure IV-10 montre le mécanisme de génération de cette impulsion. Elle résulte de réflexions multiples qui apparaissent entre les différents réseaux de Bragg par un "effet de cavité".

Comme le montre la Figure IV-10, les signaux réfléchis pas les trois réseaux de Bragg peuvent être décomposés en deux catégories : les réflexions principales dont sont issues les deux séquences de code et les réflexions secondaires de puissances plus faibles qui vont contribuer à la construction de la quatrième impulsion observée sur les Figure IV-8 et Figure IV-9.

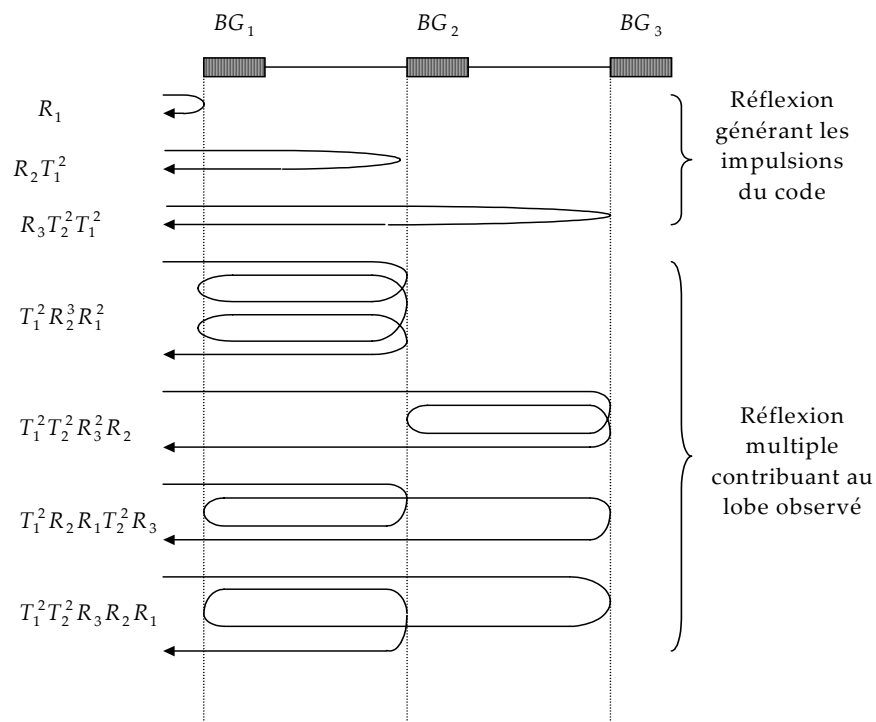


Figure IV-10 : Illustration des effets de cavité.

Les valeurs R_i et T_i représentent, respectivement, les taux de réflexion et de transmission associés à BG_i . Avec $R_1 = 13\%$ ($T_1 = 87\%$), $R_2 = 23\%$ ($T_2 = 77\%$) et $R_3 = 33\%$ ($T_3 = 67\%$). Si l'on réalise le calcul permettant de donner la valeur exacte de la contribution de ces réflexions multiples (équation (IV-16)), celles-ci représentent 2,1 % de la puissance totale du signal d'entrée.

$$\begin{cases} T_1^2 T_2^2 R_1 R_2 R_3 = 5 \times 10^{-3} \\ T_1^2 T_2^2 R_2 R_3^2 = 0.0105 \\ T_1^2 T_2^2 R_1 R_2 R_3 = 5 \times 10^{-3} \\ T_1^2 R_1^2 R_2^3 = 2.2 \times 10^{-4} \end{cases} \quad (IV-16)$$

La valeur de cette quatrième impulsion observée sur les figures obtenues par le logiciel de simulation n'atteint qu'une valeur de 1 % de la puissance d'entrée. Cette différence entre la valeur observée et la valeur calculée résulte du fait que le simulateur ne prend en compte uniquement que les deux contributions secondaires les plus élevées.

Il est à noter que la faible amplitude de ce quatrième lobe permet de négliger son effet sur le mot de code généré ainsi que sur les séquences de code obtenues par d'autres codeurs.

3.2 Réalisation des réseaux de Bragg

L'étape de modélisation, comme le montre les différentes simulations, permet, non seulement, de s'assurer que les composants de codage et de décodage répondent aux spécifications des codes optiques C_1 et C_2 , mais aussi de fixer les paramètres qui interviennent dans la phase de réalisation des *S-FBG*.

La définition de la taille des réseaux, de leur taux de réflexion respectif ainsi que des distances séparant deux réseaux de Bragg consécutifs sont autant de données nécessaires pour le réglage du banc expérimental utilisé pour la photo-inscription.

Dans le cas des *S-FBG*, le procédé de photo-inscription des composants de codage et de décodage consiste en l'utilisation de la méthode de masque de phase illustrée par la Figure IV-11.

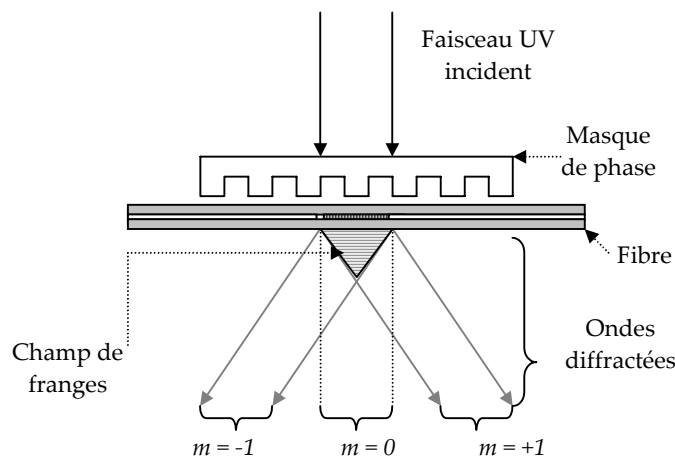


Figure IV-11 : Principe de photo-inscription par la méthode du masque de phase.

L'utilisation du masque de phase comme composant interférométrique a considérablement facilité le procédé d'inscription des *BG* dans les fibres. Ce masque gravé dans la silice est utilisé en transmission. Le principe de l'opération est basé sur la diffraction d'une onde ultraviolette (UV) en faisceaux de différents ordres ($m = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$). Ainsi les ondes incidentes et diffractées satisfont à l'équation générale de diffraction donnée par:

$$\Lambda_{pm} = \frac{m\lambda_{uv}}{\left(\sin \frac{\theta_m}{2} - \sin \theta_i\right)} \quad (\text{IV-17})$$

$\theta_m / 2$ représente l'angle des faisceaux diffractés, λ_{uv} la longueur d'onde du faisceau UV et θ_i l'angle incident du faisceau UV [77].

En appliquant une onde UV en incidence normale ($\theta_i = 0$) sur le masque de phase, les ondes diffractées sont celles d'ordre $m = 0$ et $m = \pm 1$, comme le montre la Figure IV-11. Dans ces conditions, la période du masque de phase est déterminée par la longueur d'onde de Bragg (λ_B) associée aux réseaux de Bragg à photo-inscrire. Par conséquent, le pas d'un réseau ainsi réalisé est exprimé par l'équation (IV-18) :

$$\Lambda_g = \frac{N\lambda_B}{2n_{eff}} = \frac{\Lambda_{pm}}{2} \quad (\text{IV-18})$$

où $N \geq 1$ est un entier indiquant l'ordre de la période du réseau.

Il est plus simple et moins coûteux d'appliquer les rayons UV en incidence normale sur le masque de phase. Si nécessaire, un enduit anti-rélecteur peut être appliqué sur la face arrière du masque de phase afin de réduire les réflexions qui peuvent dégrader la qualité du champ de franges dans lequel devra être placée la fibre à photo-inscrire.

Dans cette configuration il sera indispensable de s'assurer, avant toute inscription de BG, que l'intensité du faisceau diffracté d'ordre 0 est la plus faible possible, de manière à distribuer toute la puissance sur les faisceaux d'ordre $m = \pm 1$ en créant ainsi un champ de frange le plus intense possible.

Afin d'approcher ce résultat, la profondeur des rainures du masque de phase doit répondre à l'équation (IV-19) :

$$d_{pm}(n_{uv} - 1) = \frac{\lambda_{uv}}{2} \quad (\text{IV-19})$$

n_{uv} étant l'indice de réfraction de la silice dans l'UV.

Dans cette équation, le faisceau UV est supposé monochromatique. En pratique, la source UV ne l'est pas rigoureusement, il est, par conséquent, impossible d'annuler complètement cette composante.

Prenons l'exemple de $\lambda_{uv} = 244 \text{ nm}$ ($d_{pm} \approx 262 \text{ nm}$), l'onde diffractée d'ordre 0 ne peut être annulée qu'à une seule longueur d'onde. Il en résulte que la modification de la longueur d'onde de la source laser entraînera obligatoirement le changement du masque de phase utilisé.

L'emploi de la technique de photo-inscription par masque de phase nécessite son intégration dans un dispositif plus complexe dont le schéma est présenté par la Figure IV-12 [80]. Le banc expérimental comporte un laser à excimère KrF pulsé fonctionnant à une longueur

d'onde $\lambda_{uv} = 248 \text{ nm}$, à une fréquence $f_r = 20 \text{ Hz}$ et de fluence $F_p = 220 \text{ mJ} / \text{cm}^2 \pm 20 \text{ mJ} / \text{cm}^2$.

Ce faisceau est traité spatialement par deux télescopes. Le premier télescope sphérique afocal étend le faisceau transversalement à sa direction de propagation, le second télescope cylindrique afocal étend, cette fois, le faisceau transversalement suivant l'axe de propagation (Oz) de la fibre. Finalement, une lentille cylindrique focalise le faisceau sur un masque de phase ($\Lambda_{pm} = 1071.6 \text{ nm}$), ce dernier étant précédé par une fente délimitant la longueur du réseau.

Les fibres optiques, utilisées pour la photo-inscription, sont des fibres hydrogénées, conservées à basse température, de manière à faciliter l'inscription des réseaux en réduisant leur temps d'exposition.

La procédure d'inscription commence par le positionnement de la fibre sur un support qui permet de la maintenir bien tendue, ce support étant monté sur une règle interférométrique dont la précision est de l'ordre du nanomètre. On procède ainsi à l'alignement tout en la rapprochant autant que possible du masque de phase afin d'optimiser l'inscription des réseaux.

Avant toute photo-inscription il est indispensable de s'assurer que les modes diffractés d'ordre +1 et -1 sont mis en évidence et que le mode diffracté d'ordre 0 est le plus faible possible. Il est d'ailleurs prudent d'utiliser une fibre "test" pour réaliser les premiers réglages.

Après avoir correctement ajusté la position de la fibre optique, l'inscription d'un premier réseau peut commencer. Le contrôle du processus, en temps réel, se fait en observant l'évolution du taux de réflexion en cours d'inscription.

Dans le cas présent, un laser accordable en longueur d'onde (TUNICS), permet d'injecter un signal lumineux en entrée de la fibre, ce signal sera récupéré, après son passage par le réseau de Bragg, par un détecteur optoélectronique et observé grâce à un ordinateur de contrôle, ceci permettant d'obtenir la cinétique de croissance du réseau et d'arrêter la photo-inscription au moment où le taux de réflexion souhaité est atteint.

Le laser UV utilisé étant un laser fonctionnant en mode pulsé, un compteur relie le nombre d'impulsions appliquées au taux de réflexion obtenu. Il résultera de la relation entre ces deux paramètres une courbe de calibration de type $R = f(N_i)$ qui permettra de déduire, en fonction du taux de réflexion, le nombre d'impulsions nécessaires à l'inscription des réseaux suivants.

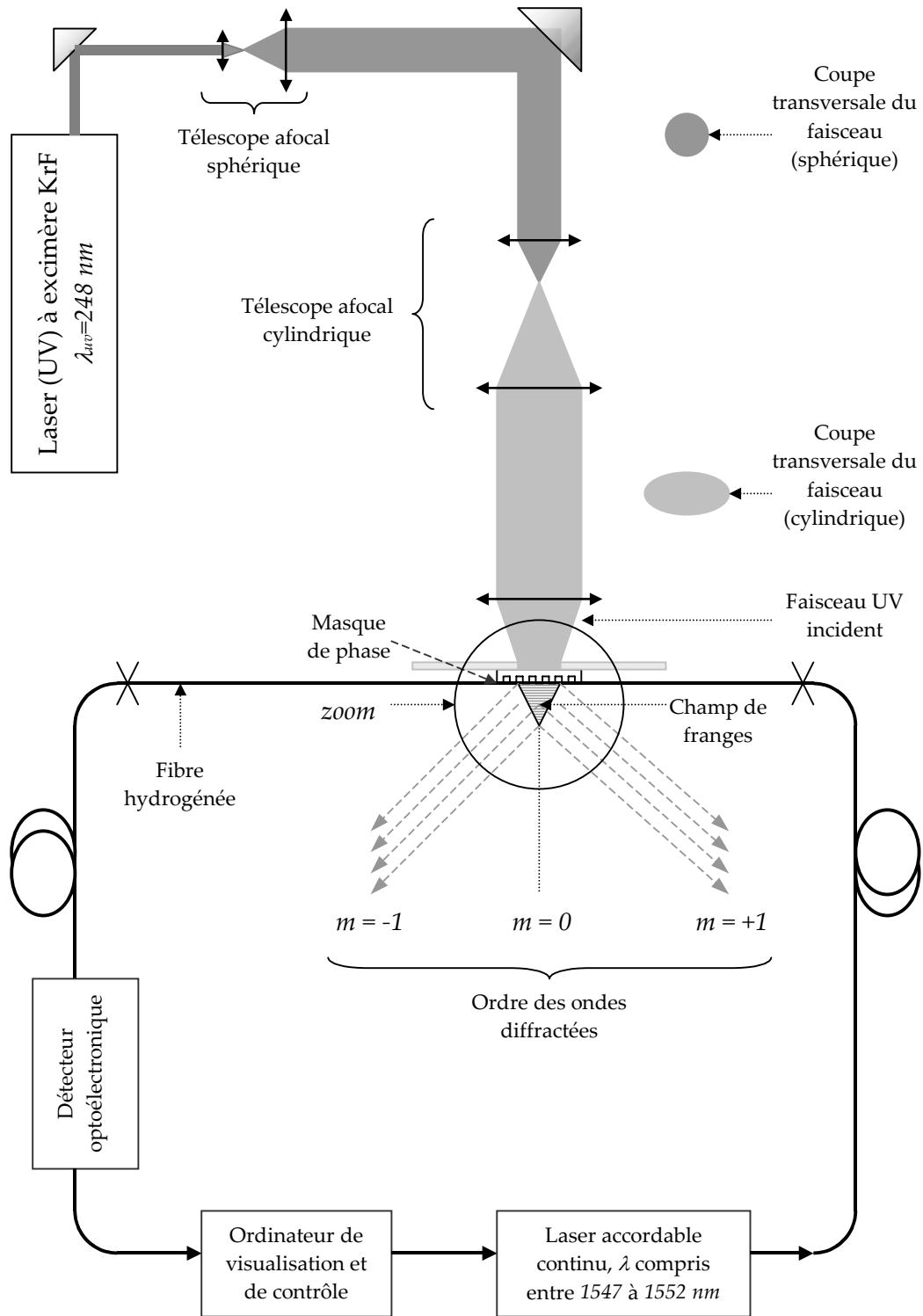


Figure IV-12 : Montage expérimental pour la photo-inscription des réseaux de Bragg.

Dans le cas de la réalisation de nos codeurs et décodeurs, nous avons inscrit trois réseaux de Bragg uniformes de $500 \mu m$ chacun, ayant pour taux de réflexion, dans un ordre décroissant, $R_3 = 33\%(BG_3^i)$, $R_2 = 23\%(BG_2^i)$ et $R_1 = 23\%(BG_1^i)$, i étant associé au code à implémenter. Nous nous sommes proposés de réaliser, en premier, le réseau le plus réfléchif afin de calibrer le nombre de pulses nécessaires pour l'inscription des deux réseaux suivants.

Le déplacement de la fibre se fait en utilisant la règle interférométrique d'une très grande précision (de l'ordre du nanomètre) ce qui permet de bien tenir compte des distances nécessaires entre les réseaux pour chacun des codeurs et décodeurs (voir Tableau IV-2 et Tableau IV-3).

Les composants de codage et de décodage réalisés seront intégrés dans une plate-forme de transmission CDMA "tout-optique". Nous pourrions ainsi vérifier la compatibilité de leur comportement avec les différents résultats de simulations obtenus.

4. Implémentation "tout-optique" d'un système CDMA

La mise au point d'une plate-forme expérimentale pour l'intégration de composants à réseaux de Bragg comme codeurs/ décodeurs, dans un système de transmission "tout-optique", nécessite une phase préalable de simulation du système de transmission optique afin de mieux appréhender les éventuelles difficultés.

4.1 Simulation d'un système "tout-optique" de transmission CDMA

L'étape de modélisation de ces composants par le logiciel de simulation IFO_Gratings permet non seulement d'obtenir les paramètres des codeurs/ décodeurs à réseaux de Bragg nécessaire à leur réalisation mais aussi de les intégrer dans un simulateur de système de transmission optique (OptiSys) afin d'étudier différentes configurations de transmission de signaux OCDMA, que ce soient des systèmes mono-utilisateur afin de démontrer le codage et le décodage des séquences ou des configurations multi-utilisateurs afin de mieux appréhender l'effet des IAM.

4.1.1 Configuration Mono-Utilisateur:

Cette première phase consiste à appliquer, à l'entrée des codeurs S-FBG modélisés, un train de données et à observer les réponses. La Figure IV-13 présente le premier montage testé.

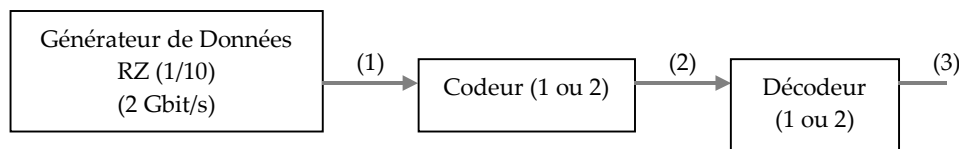


Figure IV-13 : Caractérisation de codeurs.

Un générateur de séquence RZ, de rapport cyclique 0,1, délivre un train de données à un débit $D_b = 2 \text{ Gbit/s}$ ($T_b = 500 \text{ ps}$). Le débit chips D_c est, dans ces conditions, égal à 20 Gbit/s ($T_c = 50 \text{ ps}$). La fraction temps bit restante ($0,9 T_b$) sert au développement du code généré ultérieurement. Cet intervalle de garde est nécessaire pour éviter le chevauchement entre les impulsions représentant la séquence de données initiale et les impulsions chips qui constituent le mot de code.

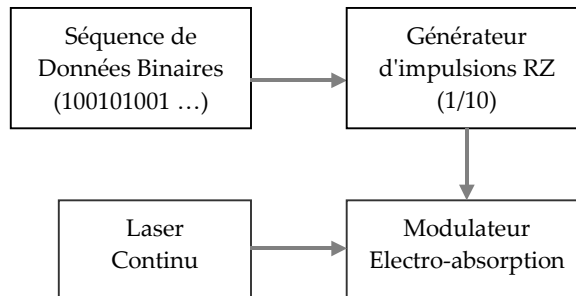


Figure IV-14 : Générateur de séquences de données.

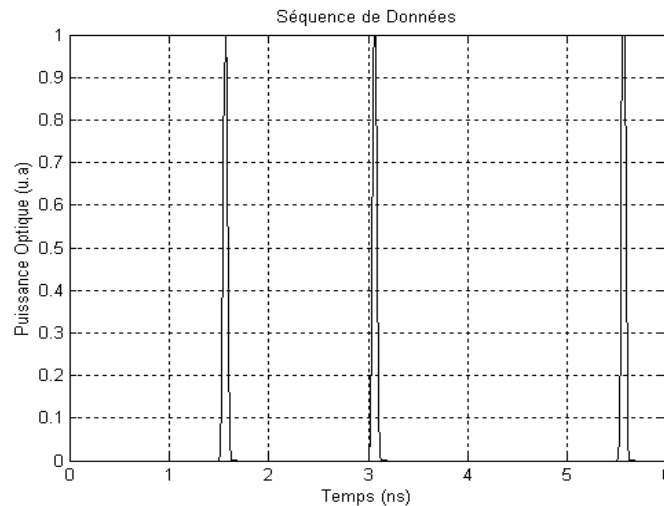


Figure IV-15 : Train de données appliqué à l'entrée des codeurs.

Le générateur de données est composé, comme le montre la Figure IV-14, d'un générateur de séquences binaires qui permet de fixer le train de données et d'un générateur d'impulsions qui donne la forme Gaussienne aux impulsions et qui fixe le rapport cyclique. Ce générateur d'impulsions vient moduler un laser continu à travers un modulateur à électro-absorption afin d'obtenir les impulsions dans le domaine optique. Ce sont ces impulsions qui arrivent à l'entrée des codeurs. La séquence, présentée par la Figure IV-15 en est un exemple.

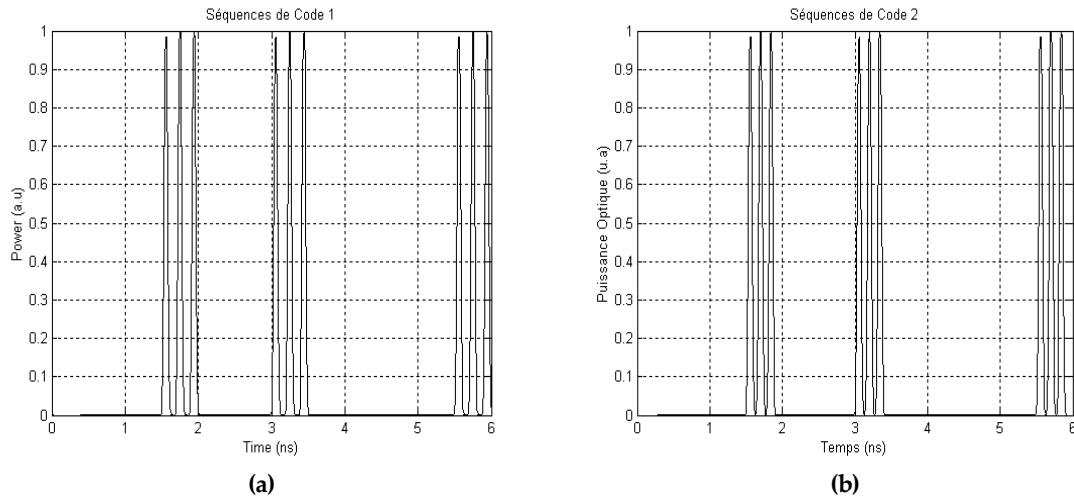


Figure IV-16 : Réponses du : a- Codeur 1, b- Codeur 2 au train de données appliqué.

Les réponses des codeurs $S-FBG_1$ et $S-FBG_2$ au train d'impulsions, appliqué à leurs entrées respectives, sont données par les Figure IV-16-a et Figure IV-16-b. Nous pouvons observer que dans le cas des deux codeurs, chacune des impulsions appliquée à leur entrée est renvoyée sous forme de séquence de code, respectivement, $C_1(100010001)$ et $C_2(100100100)$, celles-ci d'une durée de 450 ps (9×50 ps). Ces réponses temporelles des codeurs sont en très bonne adéquation avec les premières simulations effectuées sous IFO_Gratings (Figure IV-8 et Figure IV-9).

La vérification du comportement des composants de codage, soumis à une séquence de données, ne saurait être complète sans une évaluation des propriétés d'auto et d'intercorrélations obtenues, respectivement, par des décodages adaptés et non adaptés.

La Figure IV-17 donne ces deux fonctions générées dans des conditions de décodage adapté ou non. Il est aisé de constater dans les deux cas (Codeur 1 et Codeur 2), que les fonctions d'autocorrélation constituées par un décodage adapté présente un pic prédominant qui permettra la reconstitution de la séquence de données.

Les lobes secondaires présentent, quant à eux, un niveau relativement élevé ($\lambda_a = 2$), qui est en adéquation avec les propriétés des séquences de codes PS. Les fonctions d'intercorrélations, présentent un niveau $\lambda_c \leq 1$, ce qui correspond parfaitement aux valeurs d'intercorrélations générées habituellement par les codes PS.

En complément des propriétés de corrélations, les valeurs des puissances moyennes sont étudiées de manière à s'assurer que les composants modélisés répondent bien aux spécifications énoncées au paragraphe (3-1) impliquant une réponse temporelle de puissance moyenne équivalente de l'ensemble des codeurs.

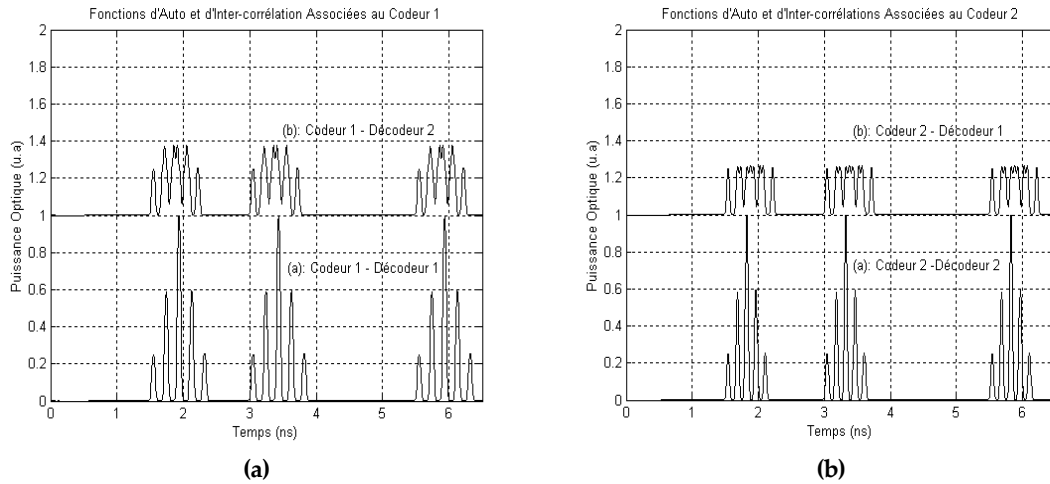


Figure IV-17 : Fonctions d'auto et d'inter-corrélation simulées : a- Codeur 1, b- Codeur 2.

Le Tableau IV-4 donne les valeurs des puissances en différents points du montage simulé (Figure IV-13).

	Puissance (dBm)	Puissance (W)
Source ⁽¹⁾	-3,45	4,514.10 ⁻⁴
Codeur 1 ⁽²⁾	-10,04	9,896.10 ⁻⁵
Décodeur 1 ⁽³⁾	-16,132	2,437.10 ⁻⁵
Décodeur 2 (non adapté) ⁽³⁾	-16,225	2,385.10 ⁻⁵

(a)

	Puissance (dBm)	Puissance (W)
Source ⁽¹⁾	-3,45	4,514.10 ⁻⁴
Codeur 2 ⁽²⁾	-10,04	9,896.10 ⁻⁵
Décodeur 2 ⁽³⁾	-16,132	2,437.10 ⁻⁵
Décodeur 1 (non adapté) ⁽³⁾	-16,225	2,385.10 ⁻⁵

(b)

Tableau IV-4 : Bilan de puissance du : a- Codeur 1, b- Codeur 2.

Dans une première configuration mono-utilisateur, sans la présence d'émetteurs interférents, les puissances moyennes données par le Tableau IV-4 sont suffisamment élevées pour ne pas avoir recours à une amplification en ligne.

Il faut toutefois noter qu'un système multi-utilisateurs nécessite une amplification en raison des pertes de puissances entraînées par la configuration de multiplexage/ démultiplexage. Ces pertes proviennent du partage de la puissance de la source entre les différents émetteurs, et de l'emploi de circulateurs et de coupleurs pour récupérer les signaux réfléchis par les codeurs/ décodeurs *S-FBG* et permettre la superposition et le découplage des signaux multiplexés.

4.1.2 Configuration Multi-Utilisateurs

Au-delà de l'aspect codage, transmission et décodage par un système tout-optique, cette étude du multiplexage permet d'évaluer les interférences d'accès multiple engendrées par la présence d'un utilisateur "interférent".

Nous avons fait le choix de prendre un même générateur de séquence pour les deux émetteurs et de transmettre les données codées en synchrone. Ceci nous place dans la pire configuration où nous observons les valeurs maximales que peuvent atteindre les Interférences d'Accès Multiple (IAM). Dans ces conditions, la fonction d'autocorrélation, constitué lors du décodage, sera affectée par la présence de ce second utilisateur.

La Figure IV-18 montre le schéma du système de transmission CDMA optique simulé.

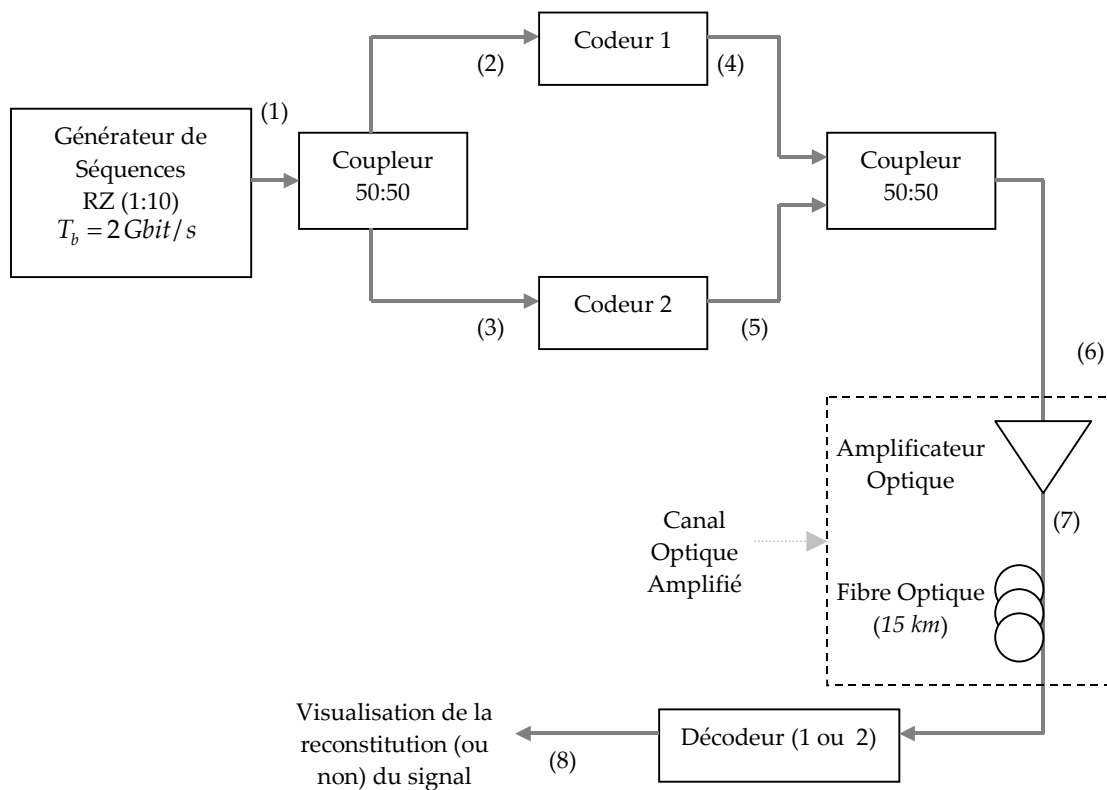


Figure IV-18 : Schéma synoptique du système de transmission CDMA simulé.

La simulation consiste donc, à coder les données de chaque utilisateur par des composants $S-FBG_1$ et $S-FBG_2$ (Codeur 1 et Codeur 2), à superposer ces signaux codés par un coupleur de 3 dB de pertes, à les transmettre sur le canal optique amplifié, puis à placer un décodeur adapté à l'utilisateur dont on souhaite reconstruire la séquence d'information.

La valeur de la puissance à l'entrée de chacun des codeurs est différente de celle utilisé dans la configuration mono-utilisateur, ceci étant dû à la présence du coupleur 50 : 50 qui partage la puissance initiale de $-3,45$ dBm entre les deux codeurs. Il en résulte une perte de 3 dB à

l'entrée de chacun des codeurs et, par conséquent, une chute de 3 dB de la puissance moyenne réfléchiée par ces composants.

Les réponses temporelles de ces derniers sont similaires à celles présentées dans la configuration mono-utilisateur (Figure IV-16).

Les signaux codés et superposés sont illustrés par la Figure IV-19. Nous constatons l'apparition d'un pic prépondérant résultant de l'addition du premier chip à "1" des deux séquences de code $C_1(100010001)$ et $C_2(100100100)$.

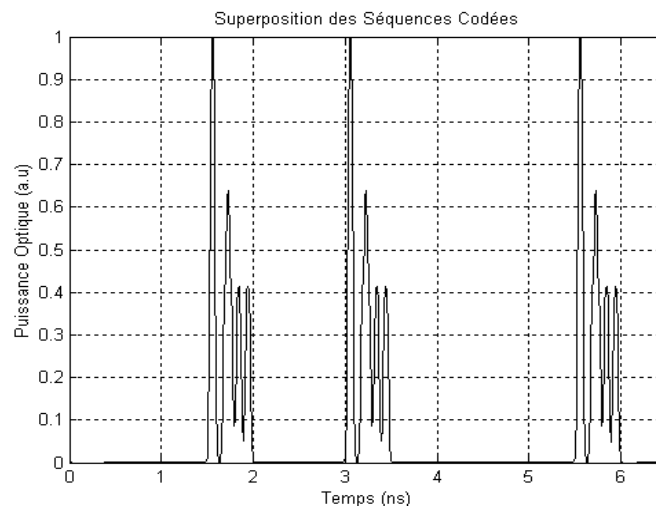


Figure IV-19 : Superposition des séquences codées par C_1 et C_2 .

Ce signal est transmis par le canal optique amplifié composé d'un amplificateur optique (amplificateur à fibre dopée à l'erbium : Erbium Doped Fiber Amplifier EDFA) de 15 dBm de puissance et d'une fibre optique standard (Single Mode Fiber : SMF 28) de 15 km présentant une atténuation de 0,2 dB/ km et une dispersion chromatique de 17 ps/ nm/ km .

Le signal amplifié est, finalement, dirigé vers un codeur adapté afin de recouvrer les données transmises. La Figure IV-20 montre la fonction d'autocorrélation générée dans deux configurations différentes : une première fonction est obtenue en considérant uniquement un système amplifié (15 dBm) sans tenir compte de la transmission sur fibre optique ; la seconde fonction est générée par un système de transmission comprenant un amplificateur et une fibre optique de 15 km , cette distance correspondant à l'ordre de grandeur des distances à considérer dans les systèmes d'accès.

Le choix de mesurer ces deux fonctions dans ces différentes conditions est motivé par la mise en évidence de l'effet d'atténuation et de dispersion de la fibre optique sur la reconstitution du signal informatif.

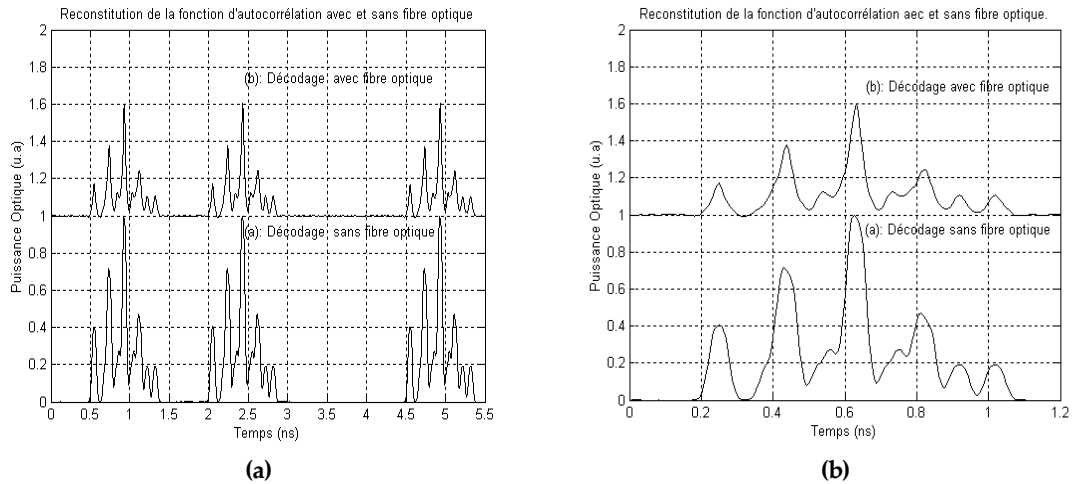


Figure IV-20 : Reconstitution de la séquence de données pour le second utilisateur.

La Figure IV-20 montre le résultat de ces mesures. Nous avons procédé au décodage du premier utilisateur en présence d'un utilisateur "interférant" (second utilisateur). La fonction d'autocorrélation mesurée, en sortie du canal optique amplifié (comprenant un amplificateur et une fibre optique), montre une atténuation de la puissance de l'ordre de 20%. Celle-ci correspond aux 3 dB d'atténuation causée par les 15 km de fibre optique. En effectuant une dilatation d'abscisse sur ces deux fonctions (Figure IV-20-b), on observe un léger élargissement du pic d'autocorrélation produit par la dispersion chromatique de la fibre optique. Cet élargissement est de l'ordre de 2 ps .

Dans les conditions d'un multiplexage de deux utilisateurs, nous avons observé l'évolution des puissances moyennes en différents points du système de transmission. Les résultats sont donnés par le Tableau IV-5.

	Puissance (dBm)	Puissance (W)
Source ⁽¹⁾	-3,45	4,52.10 ⁻⁴
Entrée - Codeur 1 ⁽²⁾	-6,46	2,26.10 ⁻⁵
Entrée - Codeur 2 ⁽³⁾	-6,46	2,26.10 ⁻⁵
Sortie - Codeur 1 ⁽⁴⁾	-13,03	4,97.10 ⁻⁵
Sortie - Codeur 2 ⁽⁵⁾	-13,03	4,97.10 ⁻⁵
Sortie - Codeur 1 + Codeur 2 ⁽⁶⁾	-10,12	9,73.10 ⁻⁵
Décodeur 2 : Sans amplificateur - Sans fibre optique ⁽⁶⁾	-16,20	2,40.10 ⁻⁵
Décodeur 2 : Avec amplificateur - Sans fibre optique ⁽⁷⁾	8,82	7,79.10 ⁻³
Décodeur 2 : Avec amplificateur - Avec fibre optique ⁽⁸⁾	5,71	3,73.10 ⁻³

Tableau IV-5 : Bilan de liaison du système de multiplexage CDMA.

Ce bilan de liaison est le résultat du simple multiplexage de deux utilisateurs. Il ne prend pas en compte les pertes éventuelles résultant de l'augmentation de la capacité de multiplexage.

4.2 Intégration des composants de codage et de décodage dans un système de transmission "tout-optique"

Pour démontrer la faisabilité d'une implémentation des codeurs/ décodeurs à réseaux de Bragg dans un système optique d'accès multiple par code, une intégration dans différentes configurations systèmes, des composants de codage/ décodage réalisés, est effectuée (Voir paragraphe IV-3-2).

4.2.1 Caractérisation des codeurs/ décodeurs

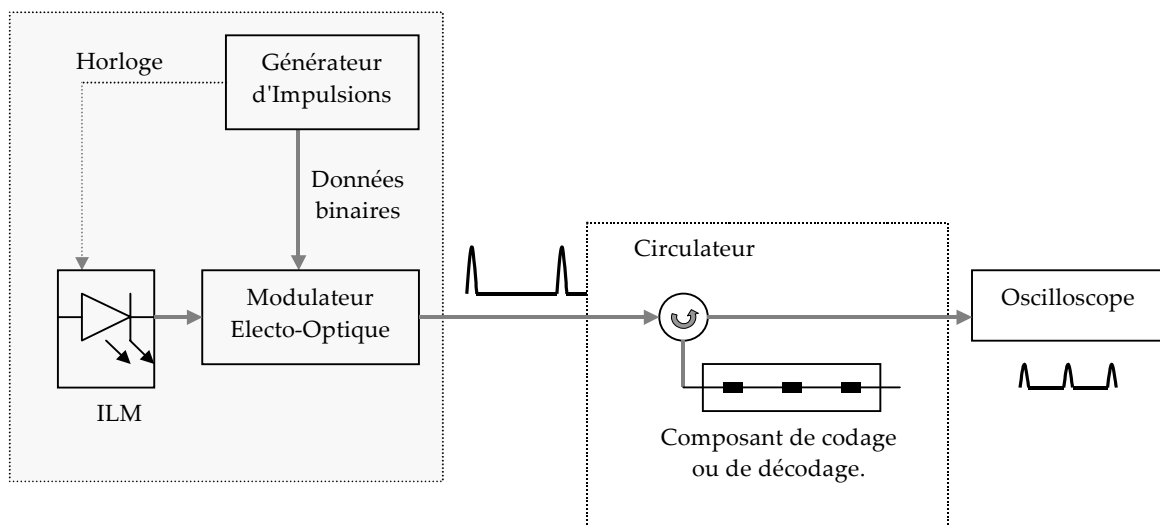


Figure IV-21 : Banc expérimental pour la caractérisation des codeurs et des décodeurs.

Un premier montage permet de caractériser les codeurs/ décodeurs en étudiant leur réponse temporelle et en comparant les résultats obtenus à ceux des simulations présentées au paragraphes (IV-3-1) et (IV-4-1). La Figure IV-21 montre le schéma du banc expérimental utilisé pour procéder à cette caractérisation. L'émetteur est constitué d'un laser DFB fonctionnant dans la gamme de longueur d'onde 1550 – 1552 nm. Ce laser possède un modulateur intégré (Integrated eLectro-absorption Modulator : ILM) permettant d'obtenir un train d'impulsions dont la largeur peut être ajustée entre 35 et 55 ps. Les contraintes liées à la conception des codeurs/ décodeurs *S-FBG* nous obligent à travailler avec des impulsions d'une largeur à mi-hauteur (Full Width at Half Maximum : FWHM) de 50 ps.

En tenant compte de cette condition, la Figure IV-22 montre le train d'impulsion obtenu en sortie de l'ILM et qui sera utilisé pour générer les séquences de données à coder par la suite. Nous pouvons effectivement observer sur cette figure que les impulsions générées ont bien une FWHM de 50 ps.

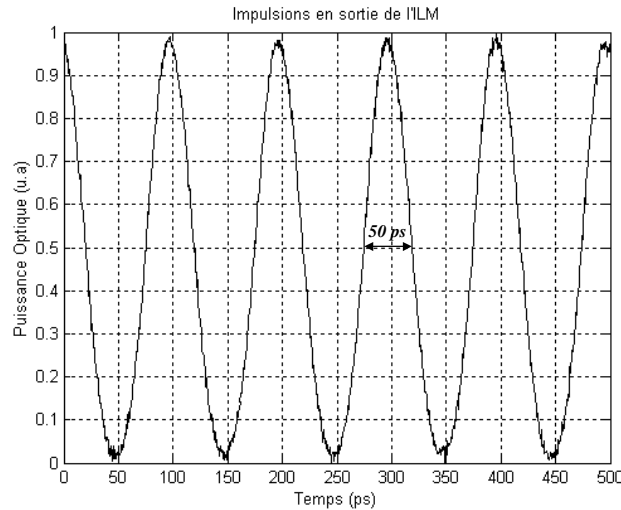


Figure IV-22 : Train d'impulsions en sortie de l'ILM.

Pour générer un train d'impulsions représentant les données à coder, nous associons à l'ILM un générateur d'impulsions (GI) contrôlant un modulateur électro-optique (MEO) externe. Ce second modulateur permet de moduler le train d'impulsions issu de l'ILM par une séquence d'information binaire. Il en résulte un train d'impulsion représentant la séquence de données qui est appliqué à l'entrée des différents codeurs.

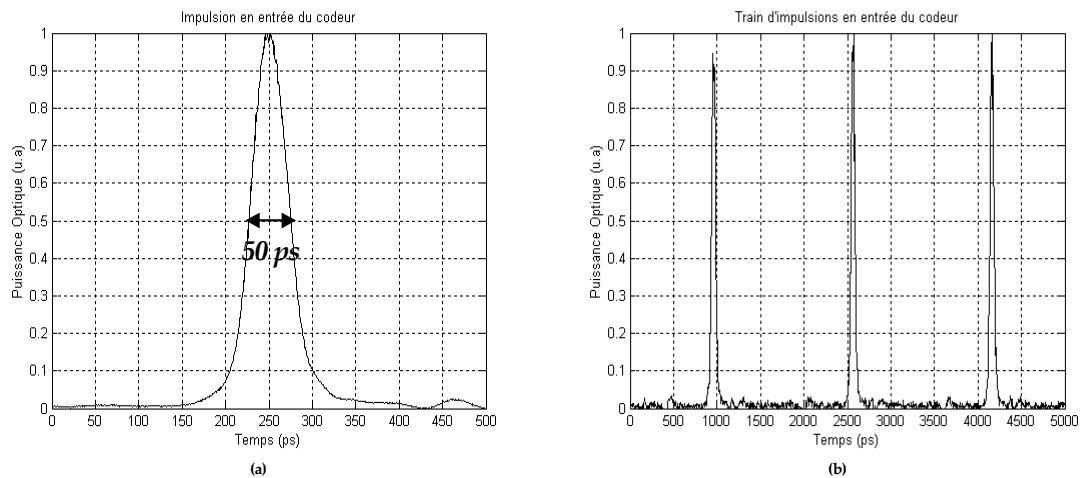


Figure IV-23 : a- Impulsion et b- Train d'impulsions en sortie du modulateur électro-optique.

La Figure IV-23 montre le train d'impulsions résultant de la modulation du laser ILM par le générateur d'impulsion GI. La Figure IV-23-a permet de vérifier que la condition sur la FWHM des impulsions à appliquée à l'entrée du codeur est bien vérifiée. La forme de cette impulsion correspond parfaitement à celle utilisée lors des simulations effectuées sur IFO_Gratings (Figure IV-7, Paragraphe IV-3-1).

Sur la Figure IV-23-b nous observons le train d'impulsion appliqué à l'entrée des composants à caractériser.

Il est important de se remémorer que la longueur des séquences de codes utilisées ($C_1(100010001)$ et $C_2(100100100)$) est de neuf chips. Chacun des chips est d'une durée de 50 ps , ce qui donne des séquences de 450 ps chacune. Si nous ajoutons à cette durée la largeur de l'impulsion d'entrée, la durée totale de chaque bit d'information (T_b) est de 500 ps . Le débit d'information de chaque émetteur est, par conséquent, de 2 Gbit/s alors que le débit chip est lui de 20 Gbit/s . La Figure IV-24 illustre comment l'encodage s'effectue à partir d'une impulsion d'entrée de 50 ps et comment le calcul de la durée bit résultant est effectué.

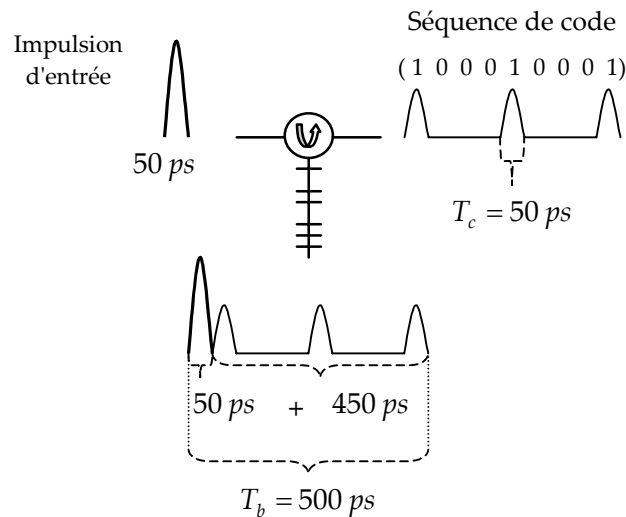


Figure IV-24 : Schéma illustrant la génération d'un mot de code.

Sachant à présent que la durée de la séquence codée est de 500 ps et qu'il est impératif d'éviter tout chevauchement entre la séquence de code réfléchiée *S-FBG* et le train de données entrant dans le composant de codage, le taux de répétition de l'impulsion appliqué en entrée du codeur doit être au plus de $1/10$ afin d'éviter que les impulsions réfléchies n'interfèrent avec celles émises par le générateur, ce qui représente une impulsion de 50 ps sur une durée bit (T_b) de 500 ps .

Le générateur de données binaire, utilisé lors de cette phase expérimentale, nous permet de générer un bit à "1" sur seize, ce qui explique, dans la Figure IV-23-b, la distance séparant deux impulsions successives.

Pour obtenir les caractéristiques temporelles des codeurs et décodeurs *S-FBG*, le train d'impulsion donné par la Figure IV-23-b est appliqué à l'entrée de chacun des composants par l'intermédiaire d'un circulateur. Ce dernier est utilisé pour pouvoir simultanément transmettre les données au *S-FBG* et récupérer les impulsions, représentant la séquence de code, réfléchies par ce même composant.

Dans le cas de notre montage expérimental, nous disposant de deux paires de codeurs/décodeurs. La première permettant de générer puis de décoder la séquence $C_1(100010001)$ associée à un premier émetteur, la seconde étant affectée à un second utilisateur dont le mot de code est $C_2(100100100)$.

L'objectif étant de générer des séquences de codes en utilisant les propriétés en réflexion des réseaux de Bragg, chacun des quatre composants dont nous disposons (Codeur1, Décodeur 1, Codeur 2 et Décodeur 2) doit être caractérisé en utilisant le banc expérimental présenté par la Figure IV-21.

La Figure IV-25-a présente le signal réfléchi par le Codeur 1 associé à la séquence de code $C_1(100010001)$. Le résultat obtenu montre trois impulsions principales d'une largeur à mi-hauteur de 50 ps et séparées par 150 ps, cette durée correspondant à trois chips à "0". Nous observons aussi, comme lors de la simulation, l'apparition d'une quatrième impulsion de plus faible intensité (cinq fois plus petit que les impulsions du code) due aux effets de cavité Fabry-Perot (Voir Paragraphe IV-3-1). Il reste que le faible niveau de l'impulsion supplémentaire n'est pas susceptible d'interférer dans le décodage du signal codé et, par conséquent, dans le recouvrement du signal d'origine.

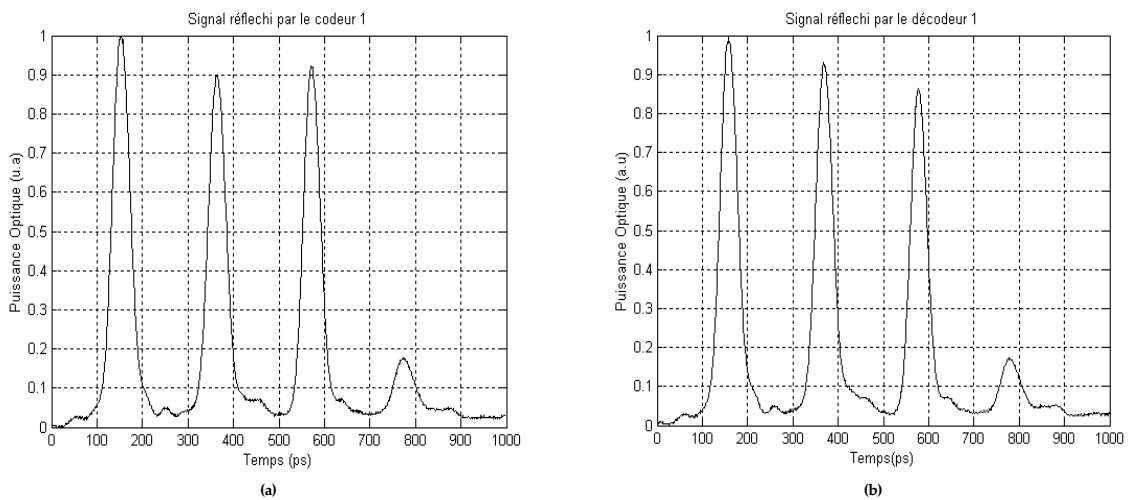


Figure IV-25 : Caractéristiques a- du Codeur 1 b- du Décodeur 1.

Les Figure IV-25-a et Figure IV-25-b montrent le comportement du décodeur adapté (Décodeur 1) lorsque nous appliquons à son entrée une impulsion de 50 ps. Nous observons, à quelques petites variations près, des amplitudes des impulsions, le même comportement que pour le Codeur 1, tout particulièrement en terme de distance entre les impulsions.

Dans de précédents montages utilisés pour la génération et le décodage de séquences unipolaire [7], le décodeur est représenté par un composant identique au codeur mais monté en inverse, ce qui inverse automatiquement l'ordre des BG par rapport à l'entrée du composant ainsi que l'ordre des distances qui séparent deux BG successifs. Cette configuration de décodage n'est possible que lorsque l'ensemble des réseaux de Bragg qui constituent le codeur réfléchissent un niveau de puissance identique.

Dans le cas de notre implémentation, il n'est pas possible de procéder cette manière. Etant donné que l'un de nos objectifs est de générer des impulsions d'égale puissance dans un même mot de code, les BG qui composent les S-FBG ont des taux de réflexion différents. De ce fait, il n'est pas possible, comme dans de précédent montage, de considérer que le décodeur adapté est obtenu par le simple montage inversé du codeur.

Comme le montre la Figure IV-26, si nous utilisons un décodeur, miroir du codeur, dans notre implémentation, la fonction d'autocorrélation comportera des lobes latéraux asymétriques et certains seront du même ordre que le pic principal d'autocorrélation qui représente le signal décodé. Une implémentation du système de décodage, suivant ce modèle, serait donc inefficace.

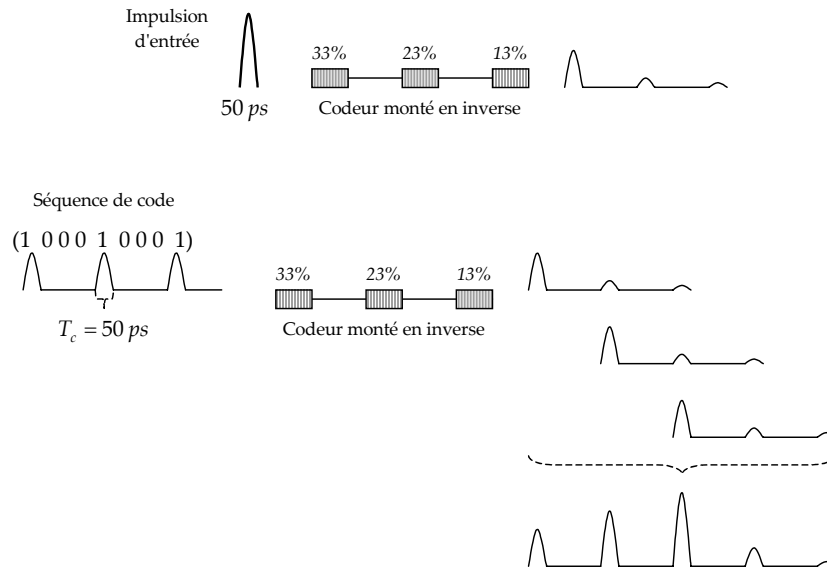


Figure IV-26 : Exemple d'utilisation du codeur en montage inversé.

La solution proposée consiste donc à modéliser et réaliser des décodeurs spécifiques qui vérifient les deux critères suivant:

- L'ordre d'apparition des réseaux de Bragg uniformes, que contient le codeur, doit rester identique dans la conception du décodeur, de manière à ce, qu'en moyenne, les impulsions réfléchies soient de même amplitude.
- L'ordre d'apparition des distances qui séparent deux réseaux de Bragg successifs dans le codeur, doit être inversé dans la conception du décodeur afin de reconstituer correctement la fonction d'autocorrélation.

Afin d'illustrer notre propos, le choix d'un code asymétrique (distances différentes entre les chips "1") est plus à même de servir d'exemple car l'effet d'inversion des distances entre deux chips "1" successifs est plus facilement mis en évidence dans ce type de code.

Considérons le mot de code $C_3(10001010)$, cette séquence, la troisième de la famille PS(3,9,3), est asymétrique. Pour l'implémenter, la longueur de fibre représentant les quatre premiers "0" compris entre les deux premiers chips "1", est représenté par L_1^3 , le zéro compris entre les deux derniers chips "1" est quant à lui représenté par L_2^3 . La Figure IV-27 illustre la structure de codage et de décodage correspondant à la séquence C_3 . En tenant compte des deux conditions citées plus haut nous constatons cette fois que le pic d'autocorrélation est

centré et à une amplitude plus importante en comparaison avec les lobes latéraux résultants des corrélations décalées en temps.

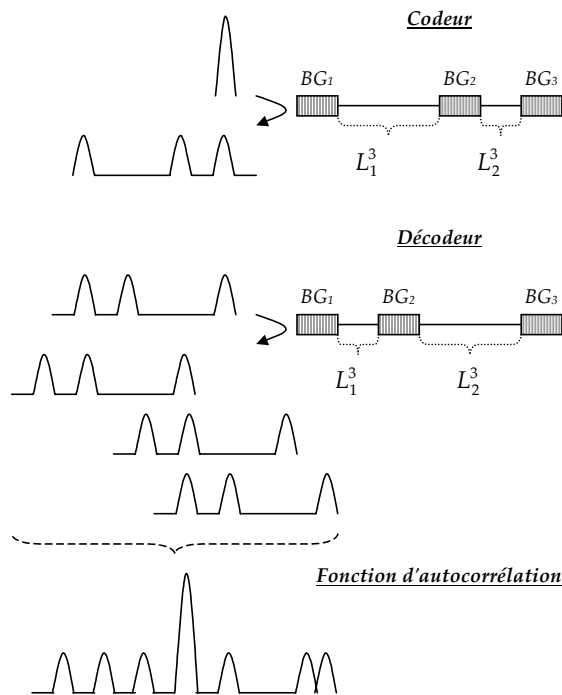


Figure IV-27 : Conception d'un décodeur adapté.

Sur le plan expérimental, pour générer une fonction d'autocorrélation correspondant à celle obtenue en théorie, il est indispensable que les *S-FBG* (codeur/ décodeur) soient parfaitement appariés, particulièrement en ce qui concerne leur longueur d'onde de Bragg (λ_B).

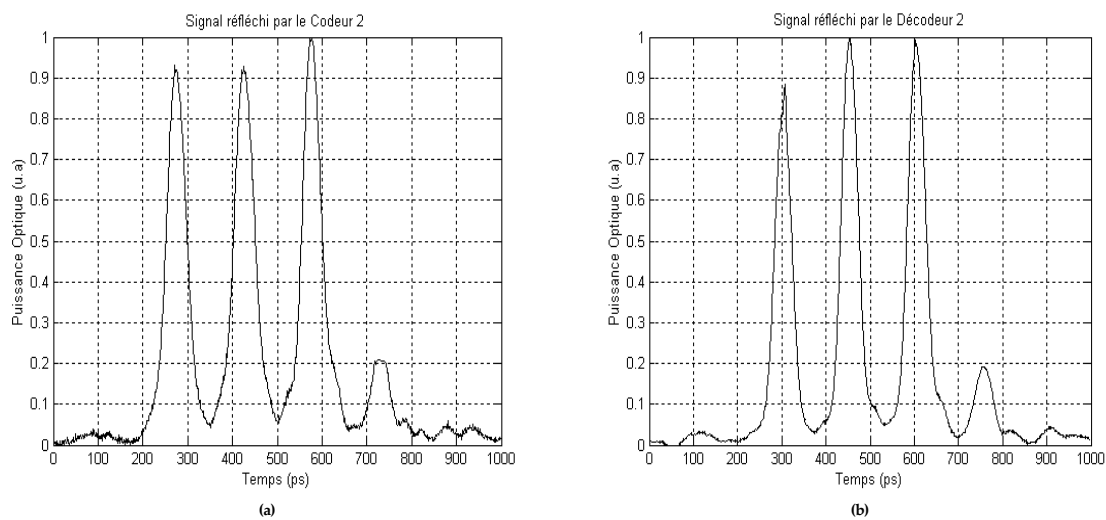


Figure IV-28: Caractéristiques du Codeur 2.

Le même procédé de mesures est utilisé pour le Codeur 2 et Décodeur 2 au moyen du même banc expérimental. La Figure IV-28-a montre le signal réfléchi par le Codeur 2. Nous constatons immédiatement que l'écart entre les impulsions, de 50 ps de largeur, est moins

important que pour le Codeur 1 et qu'il représente bien les 100 ps correspondant à la durée nécessaire pour deux chips "0". Un effet de cavité est aussi observé sur ce composant. La Figure IV-28-b montre, de la même manière, que la réponse temporelle du Décodeur 2 soumis à son entrée à une impulsion de 50 ps de largeur à mi-hauteur.

Non seulement les codeurs/ décodeurs doivent répondre à des spécifications en terme d'amplitudes égales des impulsions dans un même mot de code, de respect des distances entre deux chips "1" successifs traduisant ainsi le nombre de chip "0" nécessaires mais en plus ils doivent réfléchir une puissance moyenne identique, de manière à ne pas générer un effet de prédominance d'un signal codé par rapport à un autre. Pour cette raison, une mesure des puissances à l'entrée de chacun des composants ainsi que la puissance réfléchie correspondant complète la caractérisation de codeurs/ décodeurs.

Le Tableau IV-6 récapitule l'ensemble des mesures effectuées sur les quatre composants. Il met en évidence le fait que les puissances réfléchies par les codeurs et décodeurs sont du même ordre de grandeur et ne risquent pas d'entraîner des phénomènes de domination de la puissance d'un signal codé sur un signal provenant d'un second utilisateur.

	Codeur 1	Décodeur 1	Codeur 2	Décodeur 2
Puissance d'entrée (dBm)	-3,45	-3,45	-3,32	-3,57
Puissance réfléchie (avec pertes du circulateur) (dBm)	-11,61	-11,66	-11,18	-10,56
Puissance réfléchie (sans pertes du circulateur) (dBm)	-10,41	-10,46	-9,98	-9,36

Tableau IV-6 : Puissances réfléchies par les différents codeurs et décodeurs.

Il est important de constater, que sur l'ensemble de ces résultats, il y a une grande adéquation entre ces derniers et les résultats de simulations obtenus sous OptiSys. Ceci est dû, en grande partie, à la qualité de la réalisation permettant la mise en œuvre des spécifications données, ainsi qu'à la précision des mesures effectuées.

4.2.2 Etude de la configuration codeur / décodeur adapté

Après l'étape de caractérisation, une première intégration des codeurs/ décodeurs dans un système optique "point à point" servira à étudier l'efficacité du décodage par un décodeur adapté et à vérifier qu'il n'est réellement pas possible de recouvrer la séquence de données dans le cas où le décodeur est non adapté.

Le schéma de la Figure IV-29 montre le montage le codage/ décodage d'une séquence d'information émise par le premier utilisateur et reçue par un décodeur adapté (Décodeur 1).

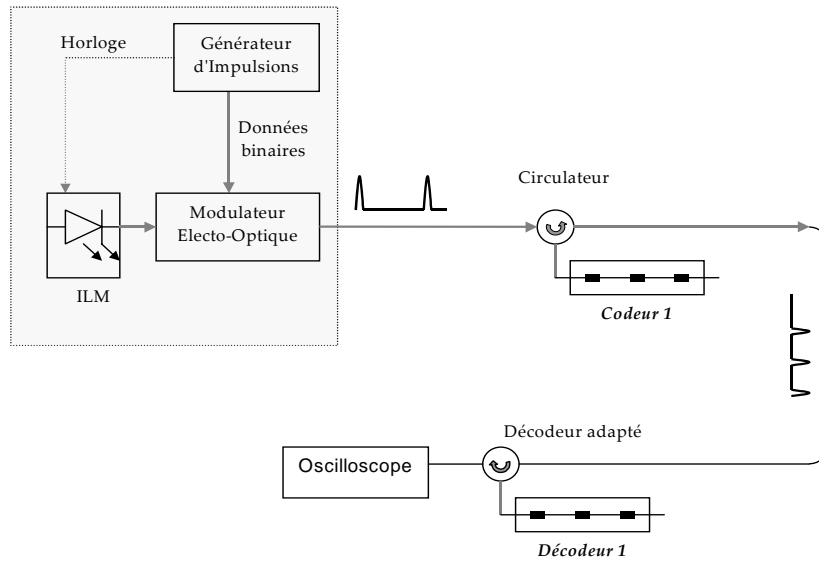


Figure IV-29 : Banc expérimental utilisé pour le décodage.

Comme pour la caractérisation des composants de codage et de décodage, le même générateur de séquence d'information, composé d'un ILM, d'un Générateur d'impulsion et d'un MEO, est utilisé. Le signal d'information est envoyé au Codeur 1 par un circulateur, celui-ci permettant de transmettre le signal au composant *S-FBG* et de recouvrer les impulsions codées. Le Codeur 1, affecté au premier, utilisateur génère ainsi la séquence *C* (100010001) Le signal codé est alors transmis au Décodeur 1.

La Figure IV-30 montre la recombinaison des pics de corrélation ainsi que les niveaux des pics interférents

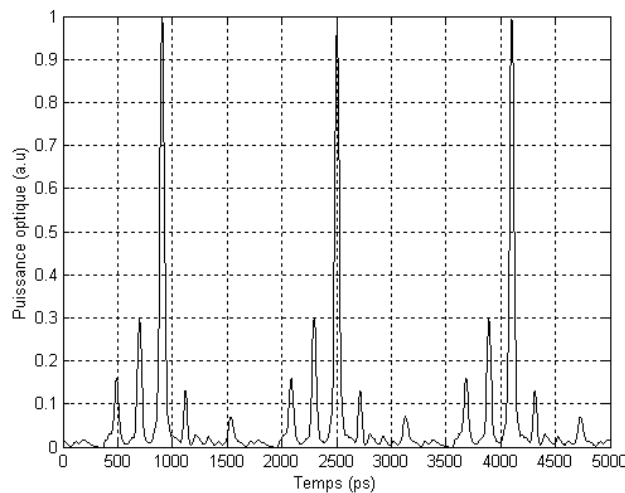


Figure IV-30 : Pics de corrélation mesurés.

Ce résultat confirme que dans notre système CDMA optique il est parfaitement possible de reconstituer une séquence de données à partir d'un signal codé en utilisant un décodeur parfaitement adapté au composant de codage initial.

Il est à noter que la fonction d'autocorrélation obtenue lors de la simulation du système de codage/ décodage en configuration idéale (voir paragraphe 4-1, Figure IV-17) montre des lobes secondaires se situant aux 2/3 du lobe principal. Nous observons sur la Figure IV-30 que le niveau de ces lobes n'atteint pas cette valeur.

Ce résultat peut, d'une part, s'expliquer par le fait qu'en pratique les longueurs d'ondes de chacun des BG ne sont pas strictement identiques. Supposer que les longueurs d'onde des différents BG soient légèrement décalées résulte du fait que celles ci varient avec le taux de réflexion des réseaux de Bragg photo-inscrits et dans notre cas, ces taux de réflexion ne sont pas identiques. La Figure IV-31 donne un exemple des pics de corrélations obtenues en prenant des longueurs de Bragg légèrement décalée pour les différents BG.

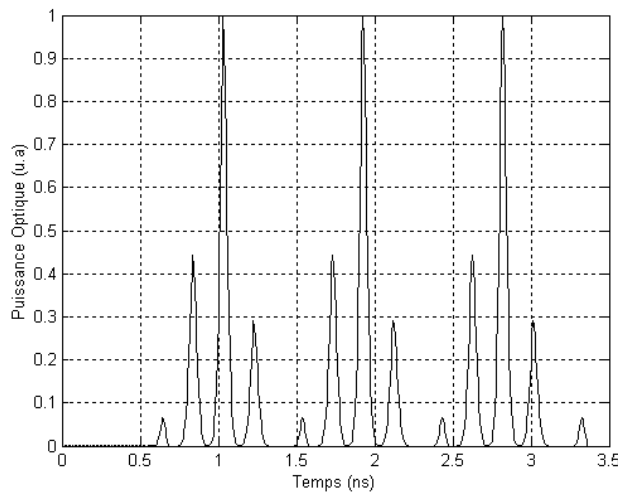


Figure IV-31 : Pics de corrélation simulés pour des longueurs d'onde de Bragg des BG décalées.

	Puissance (dBm)
Source	-3,45
Sortie Codeur 1 (avec les pertes du circulateur)	-11,61
Sortie Décodeur 1 (avec les pertes du circulateur)	-19,9

Tableau IV-7 : Bilan de liaison pour une configuration codage/ décodage mono-utilisateur

Le Tableau IV-7, montre le bilan de liaison obtenu lors du codage et décodage du signal associé dans une configuration de transmission mono-utilisateur. Les valeurs des puissances données dans ce tableau comprennent les pertes induites par les circulateurs et qui représentent 1,2 dB.

4.2.3 Multiplexage, transmission et décodage de deux signaux codés :

Après avoir vérifié les caractéristiques des codeurs/ décodeurs à réseaux de Bragg et s'être assuré, par la seconde expérience, des conditions nécessaires pour un décodage efficace, un

troisième montage expérimental est réalisé afin d'étudier les effets des distorsions qu'induit le canal optique sur les performances liées aux décodages des signaux transmis. Cette expérience permet aussi de réaliser le multiplexage de deux utilisateurs et de vérifier s'il est possible de reconstituer une séquence émise par l'un des d'eux en présence d'un interférent.

Dans cette expérience, dont le schéma de montage est donné par la Figure IV-32, nous mettons en place, au niveau de l'émission, un système de multiplexage de deux utilisateurs, avec un débit binaire de 2 Gbit/s chacun. Les deux signaux codés sont additionnés par un coupleur 50:50, transmis via une fibre optique de 15 km de type SMF28, amplifiés puis décodés par un décodeur adapté associé à un des deux émetteurs.

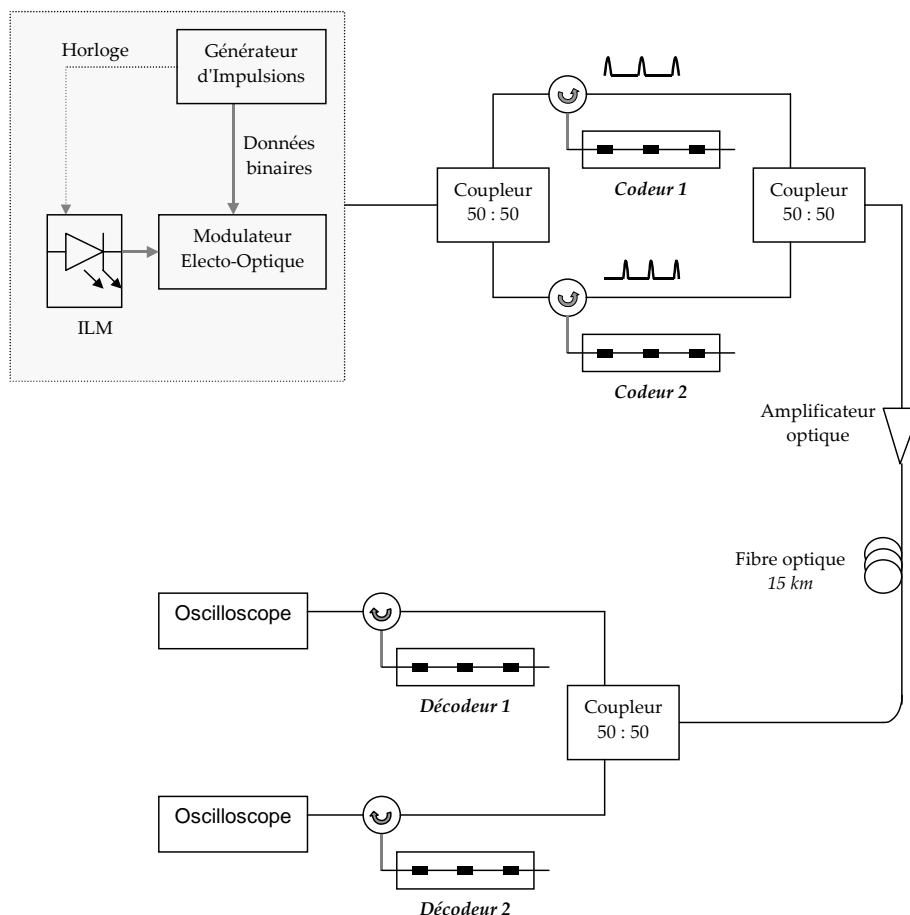


Figure IV-32 : Schéma de codage, transmission et décodage de signaux CDMA.

Le multiplexage des deux signaux codés, provenant des deux utilisateurs entraîne l'introduction d'IAM qui rendent plus complexe le recouvrement des différents signaux émis. De plus, la transmission par une distance de 15 km de fibre engendre une atténuation du signal et de la dispersion chromatique dont il serait intéressant d'observer les effets sur la reconstitution du pic de corrélation lors du processus de décodage.

Une première phase consiste à réaliser une liaison codeurs/ décodeurs "point à point" et à observer le signal codé, par exemple par le Codeur 1, et détecter une première fois par le

Décodeur 1 adapté et une seconde fois par le Décodeur 2 non adapté. L'association d'une paire Codeur 1/ Décodeur 2 permet une mesure du niveau des IAM.

La Figure IV-33 présente les fonctions d'autocorrélation (Figure IV-33-a) et d'intercorrélation (Figure IV-33-b), visualisées sur l'oscilloscope. Ces fonctions sont obtenues dans les conditions d'utilisation d'un décodeur adapté (Décodeur 1) et d'un décodeur non adapté (Décodeur 2)

La courbe (a) montre un pic d'autocorrélation prédominant, avec un rapport de 0.75 entre ce pic et les lobes latéraux. Nous pouvons considérer que le recouvrement du signal, émis initialement par le premier utilisateur est possible à partir de cette fonction car le niveau des lobes latéraux n'est pas suffisamment important pour gêner la détection.

La courbe (b) montre, quant à elle, une fonction d'intercorrélation d'amplitude plus faible et ne présentent pas de pic prédominant. Ce résultat confirme que l'utilisation d'un décodeur non adapté au mot de code utilisé, ne permet pas la reconstitution du signal émis. Nous constatons aussi un étalement empêchant toute reconstitution des données.

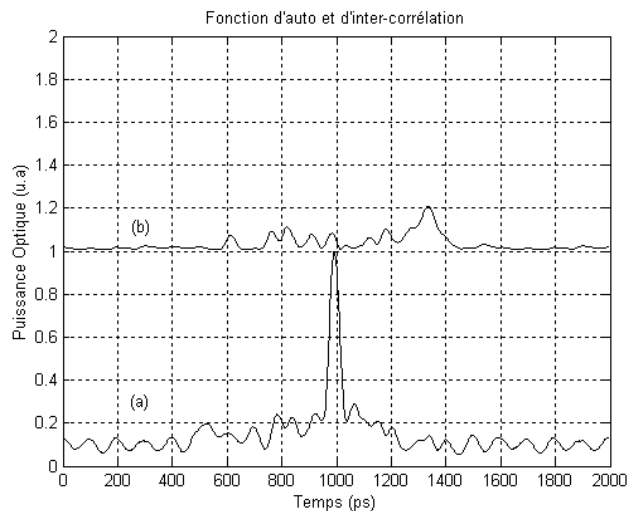


Figure IV-33 : a - Pic de corrélation, b- niveau des IAM

Ces deux résultats confirment que dans notre système CDMA optique il est parfaitement possible de reconstituer une séquence de données à partir d'un signal codé en utilisant un décodeur adapté au composant de codage initial. De la même manière, il n'est pas possible d'envisager une reconstruction des signaux codés transmis sans utiliser un décodeur conçu en fonction du mot de code utilisé pour encoder ces signaux. Dans le cas de l'utilisation d'un décodeur non adapté, les mesures que nous avons effectuées démontrent l'impossibilité de la reconstitution de la séquence de données.

La seconde phase de ce montage consiste à effectuer des mesures de la fonction du pic de corrélation d'un des deux signaux codés (exemple Codeur 1) en présence de l'autre signal généré par le second codeur

Les mesures effectuées sur la fonction d'autocorrélation, ont été réalisées avant et après la transmission par les 15 km de fibre optique. La Figure IV-34 montre le résultat du décodage du signal provenant du premier utilisateur dans ces deux configurations de transmission.

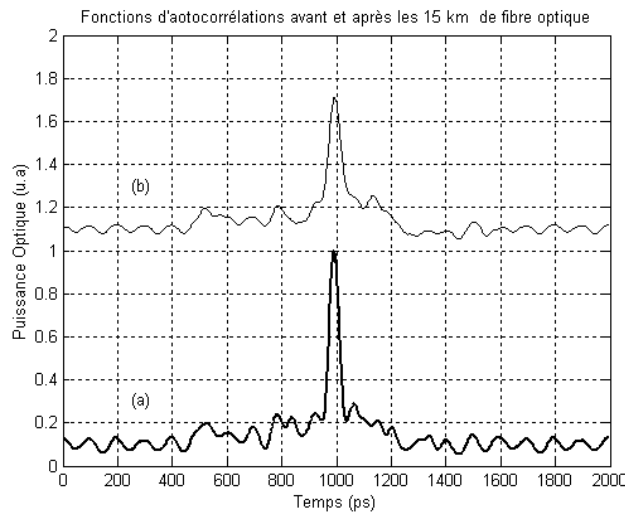


Figure IV-34 : Fonction d'autocorrélation (a) avant et (b) après transmission par les 15 km de fibre optique.

La première observation concerne l'effet de la dispersion représentée par un léger élargissement (autour de 2 ps) du pic de corrélation reconstitué après transmission sur la fibre. Nous observons aussi un élargissement du pied de ce pic.

Cet élargissement étant très faible, il n'empêche pas la reconstruction de la séquence de donnée émise. Ce qui nous permet de conclure que sur des distances d'accès et avec des débits chips de l'ordre de 20 Gbit/s, l'effet de la dispersion reste négligeable et qu'il n'est donc pas nécessaire dans ces conditions d'introduire des éléments de compensation de dispersion tel que de la fibre à dispersion compensatoire (Dispersion Compensating Fiber: DCF), ou des réseaux de Bragg de compensation.

La transmission sur la fibre optique introduit aussi un effet d'atténuation du signal (0,2 dB/ km), cette atténuation apparaît clairement sur les mesures effectuées, elle représente une baisse de l'ordre de 22% de la puissance initiale du pic de correction. Sur la valeur moyenne de la puissance du signal décodé, cette atténuation représente une perte de l'ordre de 3 dB.

4.2.4 Mesure du taux d'erreur binaire

La Figure IV-35 montre un schéma du banc expérimental mis en place pour effectuer une première mesure du taux d'erreur binaire.

Le premier étage du montage permet, comme pour les bancs expérimentaux précédents, de générer des impulsions de largeur à mi-hauteur de 50 ps (voir la Figure IV-23). Le second étage, composé d'un générateur de séquences binaires pseudo-aléatoires PRBS (Pseudo-Random Binary Sequence) et d'un second modulateur électro-optique, permet d'émettre un train « pseudo-aléatoire » d'impulsions "1" et "0" qui représentent nos bits de données, comme le montre le schéma de la Figure IV-35.

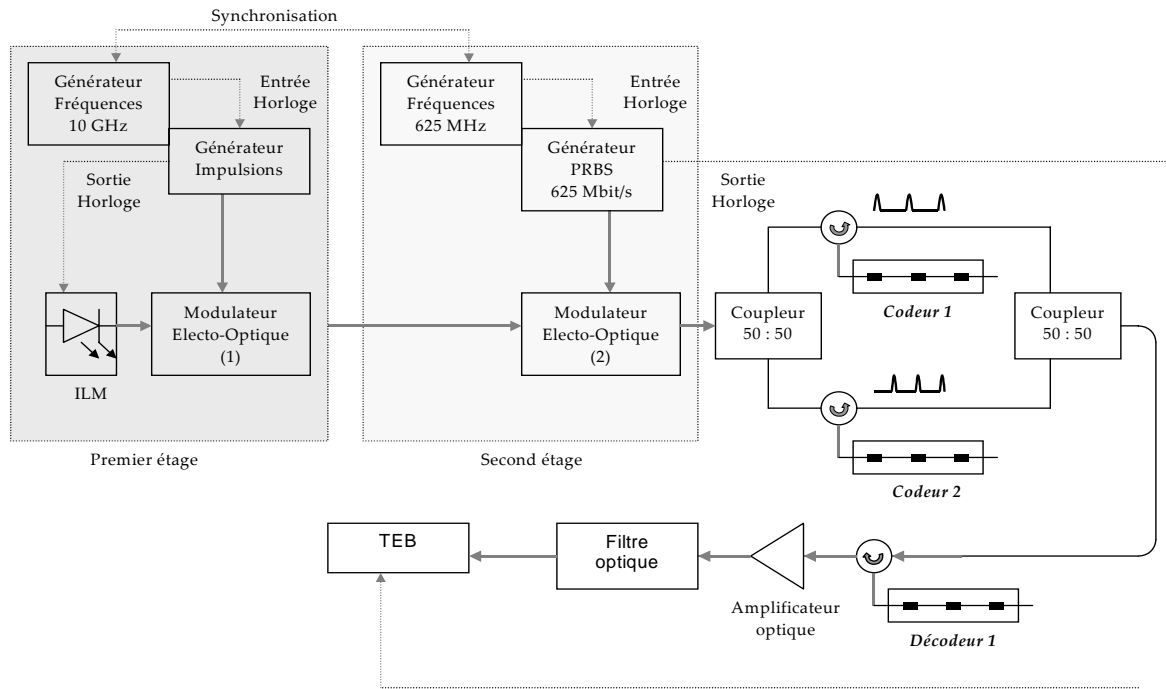


Figure IV-35 : Schéma expérimental mis en place pour la mesure du TEB.

La séquence issue du second modulateur est alors transmise aux différents codeurs. Les signaux codés et superposés par le coupleur optique sont ensuite envoyés vers le Décodeur 1, ce qui nous permet de recouvrer les bits de donnée émis par le premier utilisateur en présence du second.

N'ayant pas utilisé d'amplificateur entre les étages de codage et de décodage, le signal issu du codeur à une puissance moyenne faible. Le signal doit donc être amplifié en réception ($G = 30$ dB) afin d'éviter que sa puissance soit au niveau du bruit thermique de la photodiode PIN utilisée. Après l'amplificateur est placé un filtre optique afin de réduire les bruits introduits par le signal optique amplifié. Le signal issu du décodeur, amplifié et filtré est alors détecté par une photodiode PIN.

Les conditions expérimentales au cours de cette mesure, nous donnent un rapport de la bande optique B_o (bande du signal optique filtré) sur la bande électrique B_e : $\frac{B_o}{B_e} = 13$.

En reprenant les conditions expérimentales avec lesquelles les mesures de taux d'erreur binaire ont été effectuées et en remplaçant ces valeurs dans le modèle présenté dans le chapitre III (voir les équations (III-41) à (III-46)), tel que :

$$\begin{cases} P_e^{\max} = \frac{1}{4} \left[\operatorname{erfc} \left(\frac{\bar{i}_{bit} - s_{\min}}{\sqrt{2}\sigma_{bit}} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{s_{\min} - \bar{i}_{I-\min}}{\sqrt{2}\sigma_{I-\min}} \right) \right] \\ P_e^{\min} = \frac{1}{4} \left[\operatorname{erfc} \left(\frac{\bar{i}_{bit} - s_{\max}}{\sqrt{2}\sigma_{bit}} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{s_{\max} - \bar{i}_{I-\max}}{\sqrt{2}\sigma_{I-\max}} \right) \right] \end{cases} \quad (\text{IV-20})$$

avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} s_{\min} = \frac{\sigma_{I-\min} \bar{i}_{bit} + \sigma_{bit} \left(\Re \frac{1}{\omega} \bar{P}_{opt}^{(bit)} \right)}{\sigma_{bit} + \sigma_{I-\min}} \\ s_{\max} = \frac{\sigma_{I-\max} \bar{i}_{bit} + \sigma_{bit} \left(\Re \frac{\omega - 1}{\omega} \bar{P}_{opt}^{(bit)} \right)}{\sigma_{bit} + \sigma_{I-\max}} \end{array} \right. \quad (IV-21)$$

\bar{i}_{bit} et σ_{bit} étant, respectivement, la photocourant moyen et l'écart type du bruit dans les bits détectés. $\bar{i}_{I-\min}$, $\bar{i}_{I-\max}$, $\sigma_{I-\min}$ et $\sigma_{I-\max}$ représente, respectivement, les photocourants maximal et minimal moyen des impulsions interférentes et les écarts type des bruit présents dans ces impulsions.

Nous avons tracé les courbes correspondant à ces probabilités d'erreur minimale et maximale et nous les avons comparées aux courbes de TEB mesurées expérimentalement.

La Figure IV-36 montre que les courbes de TEB mesurées se situe entre les courbes de la $P_e^{(\min)}$ et $P_e^{(\max)}$, ce qui indique que le modèle proposé définit correctement les caractéristiques du signal obtenu après le décodage optique. L'effet des interférences d'accès multiple est pris en compte par ce modèle. Le fait que la courbe de TEB, mesurée en configuration multi-utilisateurs, soit plus proche de $P_e^{(\max)}$ que de $P_e^{(\min)}$ est prévisible puisque la présence d'un émetteur interférent entraînera une augmentation des IAM et donc de \bar{i}_I

La seconde courbe présentée dans la Figure IV-36 résulte des mesures de TEB effectuées en configuration mono utilisateur où il n'y a qu'un seul signal codé, transmis et décodé. Cette courbe montre de meilleures performances, quasiment identique à celle de $P_e^{(\min)}$. Ce résultat est prévisible puisqu'en l'absence de l'utilisateur interférent, \bar{i}_I peut être de l'ordre de $\Re \frac{1}{\omega} \bar{P}_{opt}^{(bit)}$.

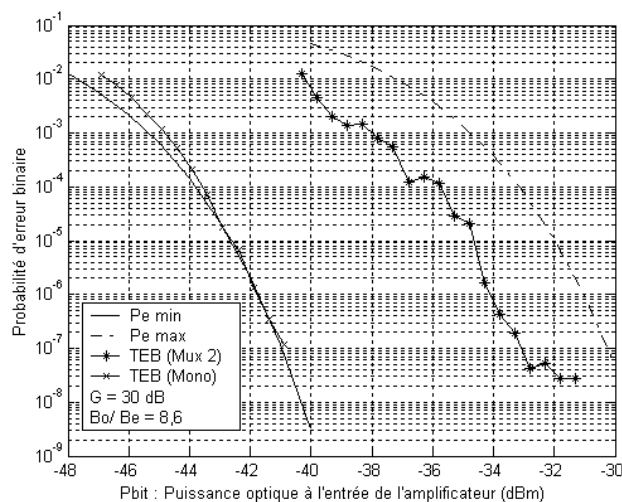


Figure IV-36 : Comparaison du TEB mesuré aux probabilités d'erreur minimale et maximale résultant de la modélisation d'un signal CDMA décodé optiquement : configuration mono utilisateur et multiplexage de deux utilisateurs

5. Conclusion

Au cours de ce chapitre nous avons traité de l'utilisation de codeurs/ décodeurs à réseaux de Bragg pour l'implémentation d'un système de transmission DS-CDMA "tout-optique".

Dans une brève introduction à la théorie des réseaux de Bragg nous avons exposé différentes méthodes permettant de modéliser les réseaux de Bragg dans les fibres et intervenant dans le logiciel de simulation IFO_Grating. Par ce logiciel, nous avons déterminé les caractéristiques des réseaux de Bragg échantillonnés (*S-FBG*) afin que ces composants puissent générer des séquences premières appartenant à la famille de code $PS(\omega = 3, L = 9, N = 3)$.

Les séquences de codes générées doivent aussi répondre à des contraintes de puissance moyenne réfléchie devant être identique pour tous les codeurs/ décodeurs. Les niveaux de puissance des chips dans une même séquence doivent aussi être égaux. Pour cette raison, nous avons fait le choix d'affecter des taux de réflexion différents aux réseaux de Bragg (*BG*) constituant les *S-FBG* de manière à compenser la perte de puissance qui se produit au cours de la propagation dans la fibre de l'onde incidente. Plus le *BG* est éloigné de l'entrée du codeur ou du décodeur plus son taux de réflexion est important.

La réalisation des *S-FBG* a été effectuée en utilisant la méthode du masque de phase pour la photo-inscription des réseaux de Bragg. Pour chacun des codeurs/ décodeurs, nous avons procédé à la photo-inscription du réseau le plus réfléchif. Le laser utilisé fonctionne en mode pulsé et il existe une relation directe entre le nombre d'impulsions appliquées pour la photo-inscription et le taux de réflexion. Par conséquent, la photo-inscription du *BG* le plus réfléchif permet de calibrer le nombre d'impulsion nécessaire à la photo-inscription des *BG* suivants.

Avant d'implémenter des codeurs/ décodeurs *S-FBG* dans une plate-forme de transmission, nous avons voulu intégrer les caractéristiques des composants, telles qu'elles ont été définies sous IFO_Grating, dans un logiciel de simulation de systèmes de communications optiques OptiSys. Cette étape nous permet de vérifier le comportement des codeurs/ décodeurs. Les différentes corrélations résultant de l'association de codeur/ décodeur adapté et de codeur/ décodeur non-adapté sont aussi étudiées. Les résultats obtenus nous ont encouragé à intégrer les *S-FBG* dans une plate-forme de transmission optique.

Pour la phase expérimentale, nous avons caractérisé les codeurs/ décodeurs *S-FBG* afin de s'assurer qu'ils répondent correctement aux spécifications des séquences premières à implémenter. Puis, nous avons testé une première configuration de transmission mono-utilisateur, où une séquence de données provenant d'un unique émetteur est codée par un premier *S-FBG* et décodée par un *S-FBG* adapté. Cette expérience montre la reconstitution d'un pic de corrélation qui est d'un niveau suffisant pour permettre un recouvrement des bits de données émis. Il reste toutefois que les lobes latéraux de cette fonction sont plus faibles que ceux observés en simulation. Cette différence peut probablement s'expliquer par un léger décalage entre les longueurs d'onde de Bragg des *BG* composant les codeurs et les décodeurs.

Une seconde expérience nous a permis de mettre en place un multiplexage de deux utilisateurs. Une première fonction de corrélation obtenue en utilisant un décodeur adapté au premier utilisateur montre la reconstitution d'un pic de corrélation et ce en présence d'un

signal interférent. Pour la mesure de la fonction obtenue par un décodage non adapté, nous avons atténué le signal provenant du second codeur et utilisé son décodeur pour recevoir le signal provenant uniquement du premier émetteur. Cette mesure nous a permis de mettre en évidence les niveaux des IAM.

Une autre phase a consisté à placer un touret de fibre optique de 15 km, cette distance étant de l'ordre des distances dans les réseaux d'accès. Nous avons mesuré la dispersion qu'engendre la fibre sur les impulsions. Pour une impulsion de 50 ps, nous avons constaté une dispersion de l'ordre de 2 ps, ce qui représente une valeur faible et non pénalisante.

A chaque phase expérimentale, un bilan de liaison a été effectué. Nous avons constaté qu'ils correspondent à ceux obtenus dans les systèmes CDMA optique simulés. Ces résultats nous permettaient d'éviter une amplification et un filtrage additionnelle au niveau de chaque utilisateur.

Dans la dernière phase expérimentale, nous avons mis au point un banc permettant de mesurer le taux d'erreur binaire. Les résultats obtenus ont été comparés au modèle adapté à un décodage optique proposé dans le chapitre III. En tenant compte des conditions expérimentales, les courbes obtenues par ce modèle montrent une bonne adéquation avec les mesures de TEB.

L'ensemble des résultats que nous avons obtenu nous poussent à approfondir un certain nombre de questions. L'une d'elle se rapporte aux raisons pour lesquelles la reconstitution des pics de corrélation n'engendre pas un niveau de lobes latéraux équivalent à celui observé dans les simulations

Une seconde interrogation concerne les limites des implémentations du DS-CDMA par des réseaux de Bragg. L'utilisation éventuelle de codeurs/ décodeurs optiques pour l'implémentation de codes bipolaires est envisagée à moyen terme. L'association des techniques DS-CDMA et des systèmes WDM peut aussi présenter une solution intéressante puisqu'elle permet d'exploiter une seconde dimension, avec l'ambition de retrouver des capacités de multiplexage identiques à celles des systèmes radio-mobile.

Conclusion générale

L'objectif de ce mémoire était l'étude du CDMA à Séquence dans les systèmes de communications optiques et de ses possibilités d'implémentation en utilisant des dispositifs de codage/ décodage à réseaux de Bragg fibrés.

Après un bref rappel général des techniques de multiplexage, nous avons présenté une introduction du CDMA dans les systèmes optiques et les différentes déclinaisons de cette technique dans le contexte des systèmes optiques. Les critères de coût étant déterminants pour les réseaux d'accès, nous avons privilégié les techniques CDMA à séquence directe (DS-CDMA) pour des applications à court terme.

Le choix des séquences de code est une étape incontournable pour la mise en place d'un système CDMA. Différentes familles de codes, susceptibles d'être employés dans le DS-CDMA ont été présentées à ce titre. Nous avons exposé les raisons qui nous ont amené à privilégier des séquences unipolaires, par rapport aux codes bipolaires.

Les principales familles de code unipolaires utilisables pour des systèmes DS-CDMA ont été envisagées. Les paramètres tel que la taille, la capacité de multiplexage et les critères de corrélation des codes optiques orthogonaux (OOC) est des codes premiers (PC) ont été étudiés. Les séquences premières (PS) ont été retenues pour le bon compromis qu'elles présentent en terme de taille, de capacité de multiplexage et de critères de corrélation.

La phase de modélisation de la transmission d'un signal CDMA sur un canal optique nous a permis d'évaluer les performances d'un système CDMA optique en prenant en compte différentes configurations du canal optique, amplifié ou non, et de composants de décodage (optique ou électrique). Les performances des systèmes optiques, utilisant un décodage électrique des signaux CDMA, ont été décrites et évaluées en fonction du rapport de la bande optique du signal à détecter et de la bande électrique de la photodiode utilisée. Les avantages et inconvénients liées au décodage électrique ont été mis en évidence.

Le second modèle présenté concerne des systèmes CDMA utilisant des dispositifs de codage/ décodage dans le domaine optique, associés ou non à un canal amplifié. Un modèle original permettant l'estimation des interférences d'accès multiple (IAM), engendrées dans le domaine optique, a été proposé. Ce modèle a permis d'évaluer les performances d'un système CDMA "tout-optique".

La modélisation et la réalisation des dispositifs de codage à réseaux de Bragg nous ont permis leur intégration dans une plate-forme de validation système. La modélisation a été effectuée en tenant compte d'une famille de séquences premières (PS) ayant une capacité de

multiplexage maximal de trois utilisateurs. Pour notre étude de faisabilité, et notamment la mise en évidence des IAM, nous avons réalisé deux paires de codeurs/ décodeurs.

Les caractéristiques des dispositifs de codage/ décodage que nous avons définies ont été intégrées, dans un simulateur de système de communications optiques, afin de vérifier la faisabilité d'un système CDMA. Les résultats obtenus nous ont encouragé à passer à une phase d'implémentation expérimentale des ces dispositifs de codage/ décodage.

La caractérisation expérimentale des codeurs/ décodeurs à réseaux de Bragg montre une réponse de ces dispositifs en parfaite adéquation avec les simulations effectuées sous le logiciel de simulation de réseaux de Bragg et répondent donc aux spécifications données pour la génération des codes.

L'association d'un codeur à un décodeur adapté a montré la reconstitution d'un pic de corrélation représentant la reconstitution du bit initial de donnée et démontre que le décodage de la séquence est correctement réalisé. En présence d'un second utilisateur, nous avons étudié la recombinaison du bit de donnée et estimé le niveau des IAM qui résulte de la présence de cet interférent. Les puissances moyennes mesurées en différents points du système donnent un bilan de liaison satisfaisant. L'aspect de la dispersion sur une liaison courte typique des réseaux métropolitains montre que sont impacte sur la qualité de la transmission et de la détection reste dans des limites raisonnables nonobstant le "débit chip" très élevé de ce type de système.

Cette phase expérimentale a été complétée par des mesures du taux d'erreur binaire (TEB), dans des configurations mono-utilisateur, sans interférent, et multiplexage, en présence d'interférent. Ces mesures expérimentales ont été comparées aux courbes de probabilité d'erreur obtenue par le modèle que nous avons développé. Cette comparaison montre que le modèle que nous avons proposé rend très bien compte des valeurs mesurées. Il permet donc d'estimer correctement la probabilité d'erreur.

L'étude du CDMA appliqué aux systèmes optiques reste un thème de recherche d'actualité. La question de la capacité de multiplexage est un paramètre critique pour les dispositifs de codage/ décodage optique en raison de la nature des codes optiques qui ne présentent pas toujours de bonnes propriétés de corrélations et des limites liées à la réalisation technologique des composants optiques. Ce dernier point est sans doute le plus critique puisque, pour que le système CDMA optique fonctionne de manière optimale, il faut que les dispositifs de codage et de décodage soient parfaitement appairés.

L'implémentation de codes bipolaire par des composants à réseaux de Bragg représente un axe de recherche intéressant, puisque ce type de système permettrait d'arriver à une capacité de multiplexage équivalente à celle des systèmes de communications radio-fréquences.

A plus long terme, l'utilisation de la dimension fréquentielle (ou de la longueur d'onde) pourrait être prise en compte afin de relaxer les contraintes d'orthogonalité et d'organiser une allocation dynamique des séquences.

Bibliographie

- [1] A.J.Viterbi, "CDMA, Principles of spread spectrum communication", Addison Wesley Longman Inc, Massachusetts, 1997.
- [2] V.Vanghi et al, "The CDMA 2000 system for mobile communication", communications engineering and emerging technologies series, Prentice Hall, 2004.
- [3] J.Sanchez et al, "UMTS", réseaux et télécommunications, Hermès Science, Paris, 2004.
- [4] H.Fathallah et al, 'Passive Optical Fast frequency-Hop CDMA communication system", IEEE, Journ. of Ligth. Tech., vol 17, pp 397-405, mars, 1999.
- [5] H.Fathallah et al, 'Robust OFFH-CDMA communication : coding in place of frequency and temperature control", IEEE, Journ. of Ligth. Tech., vol 17, pp 1284-1293, aout, 1999.
- [6] M.E.Marhic et al, "Coherent optical CDMA with inverse decoding in ladder networks", Optical multi-access networks integrated optronics, smart pixel, LEOS, 29 juil – 12 aout 1992.
- [7] H.Geiger et al, "Demonstration of sampled CDMA transmitter and receiver using sampled fiber gratings", ECOC'98, pp 337-338, 20-24 sept, Madrid, Espagne, 1998.
- [8] P.Petropulos et al, "Demonstration of a 64-Chip OCDMA system using superstructured fiber grating and time grating detection", IEEE Photon. Tech. Lett. vol 13, n° 11, pp 1239-1241, nov 2001.
- [9] L.Lin et al, "Sampled FBG Based optical interleaver", CLEO Pacific Rim, The 4 the pacific rim conf. On, pp I.404 –I.405, 2001.
- [10] L.R.Chen et al, "Flexible fiber Bragg grating encoder/ decoder for hybrid wavelength-time optical CDMA", IEEE Photon, Tech, Lett, vol n° , pp juil 2001.
- [11] X.Fung et al, "Fiber Bragg grating for spectral phase OCDMA encoding and decoding", Journ. Opti. Soc., am, B/ vol 20, n° 8, aout 2003.
- [12] P.C.The, "Demonstration of a four channel WDM/ OCDMA system using 255-chip 320 Gchip/s quaternary phase coding gratings", IEEE Photon. Tech. Lett., vol 14 n° 2, pp 227-229, fev 2002.

- [13] J.F.Huang, "Reductions of multiple access interferences in fiber grating based optical CDMA network", *IEEE Trans. on Com.*, vol 50, n° 10, pp 1680-1687, oct 2002.
- [14] C.Kwong, "Performance comparison of asynchronous and synchronous of code division multiple access techniques for fiber-optic local area networks", *IEEE Trans. on Com.*, vol 39 n° 11, pp 1625-1637, nov 1991.
- [15] F.Ayadi et al, "Coherent optical CDMA with limited phase excursion" *IEEE Com. Lett.*, vol 1, pp 28-30, jan 1997.
- [16] M.E.Merhic, "Coherent optical CDMA network", *Journ. of Light. Tech.*, vol 11, n°56, pp 854-864, 1993.
- [17] J.A. Salehi, "Code division multiple access: Technique in optical fiber network – Part I: Fundamental principles", *IEEE Trans. on Com.*, vol. 37, n°8, pp 824-833, aout 1989.
- [18] J.A. Salehi et al, "Code division multiple access: Technique in optical fiber network – Part II: Performance analyses", *IEEE Trans. on Com.*, vol. 37, n°8, pp 834-842, 1989.
- [19] J.C.Zhang, "Flexible optical fiber CDMA network using strict OCC codes for multimedia broadcasting and distribution applications", *IEEE, Journ. on Trans. Broad.*, vol 45, n° 1, pp106-115, mars 1999.
- [20] W.Chu et al, "A note on the equivalence between strict OOC and difference triangle sets", *IEEE, Trans on Inform. Theo.*, vol 49, n°3, pp 759-761, mars 2003.
- [21] A.Keshavarzian et al, "OOC acquisition in fiber-optic CDMA system via the simple serial search method", *IEEE Trans. on Com.*, vol. 50, n°3 , pp 773-783, 2002.
- [22] R.Fuji-Hara et al, "OOC : their bounds and new optimal constructions", *IEEE, Trans on Inform. Theo.*, vol 46, n°7, pp 759-761, nov 2000.
- [23] C.Weng et al, " OOC with nonideal cross correlation", *Journ. of Light. Tech.*, vol 19, n°12, pp 1856-1863, dec 2001.
- [24] C.Weng et al, "OOC with large crosscorrelation and their performance bound for asynchronous optical CDMA systems", *Journ. of Light. Tech.*, vol 21, n°3, pp 735-742, 2003.
- [25] Y.Chang et al, "Combinatorial construction of optimal OOC with weight 4", *IEEE, Trans on Inform. Theo.*, vol 49, n°5, pp 1283-1292, mai 2003.
- [26] V.Svetislav et al, "Construction and performance analysis of a new family of OOC for CDMA fiber-optic networks", *IEEE Trans. on Com.*, vol. 43, n°2/3/4 , pp 485-489, fev/mars/avril 2002.
- [27] P.Azmi et al, "Low rate super orthogonal channel coding for fiber-optic CDMA communication systems", *Journ. of Light. Tech.*, vol 19, n°6, pp 847-855, juin 2001.

- [28] C.Argon, "Optical CDMA via shortened OOC based in extended sets", *optic. Comm.*, mai 1995.
- [29] J.G.Zhang et al "Tunable Prime-code Encoder/Decoder for All-optical CDMA Applications", *Elect. Lett.*, vol 29 ; n°13, pp 1211-1212 ; June 1993.
- [30] C.Kwong et al, "Prime codes with applications to CDMA optical and wireless networks ", *mobile communications series*, Artech House, Boston, 2002.
- [31] M. Srinivasan, "Comparision of prime codes, extended prime codes and quadratic congruence code using normalized throughput metric", *Transparent Optical Networks*, 2004. Proceedings of 2004 6th International Conference on, vol 2, pp 168-171, 4-8 juil 2004.
- [32] J.G. Zhang, "Effective design of optical code division multiple access network by using the modified prime code", *Elect. Lett.*, vol 33, n°3, 229-230, janv 1997.
- [33] J.H. Wen, "Modified prime-hop codes for optical CDMA systems", *IEE Proc. Comm.*, vol 150, n° 5, pp 404-408, oct 2003.
- [34] J.G. Zhang, " $2n$ modified prime codes for use in fiber optic CDMA networks", *Elect. Lett.*, vol 33, n°22, 1840-1841, oct 1997.
- [35] A.S. Holmes, "All-optical CDMA using quasi-prime codes", *Journ. of Light. Tech.*, vol 10, n°2, pp 279-286, fev 1992.
- [36] K.Kiasaleh, "Turbo coded optical PPM communication system", *Journ. of Light. Tech.*, vol 16, n°1, pp 18-26, janv 1998.
- [37] H.M.H Shalaby, "Direct detection optical overlapping PPM-CDMA communication systems with double optical hard-limiters", *Journ. of Light. Tech.*, vol 17, n°7, pp 11158-11165, juil 1999.
- [38] H.M.H Shalaby, "Performance analysis of optical overlapping PPM-CDMA communication systems", *Journ. of Light. Tech.*, vol 17, n°3, pp 426-433, mars 1999.
- [39] H.M.H Shalaby, "Effect of thermal noise and APD noise on the performance of OPPM-CDMA receivers" *Journ. of Light. Tech.*, vol 18, n°7, pp 905-914, juil 2000.
- [40] H.M.H Shalaby, "Optical PPM-CDMA receivers with chip level detectors" *IEE Proc. Comm.*, vol 148, n°1, pp 31-37, fev 2001.
- [41] T.K.Tang et al, "Bit error rate computation of optical CDMA communication systems by large deviations théory", *IEEE Trans. on Com.*, vol. 46, n°11 , pp 1422-1428, nov 1998.
- [42] S.Shen et al, "Bit error rate performance of ultrashort-pulse optical CDMA detection under multi-access interferences", *Elect. Lett.*, vol 36, n°21, pp 1795-1796, oct 2002.

- [43] P.A. Humblet et al, "On the bit error rate of lightwave systems with optical amplifiers", Journ. of Light. Tech., vol 9, n°11, pp 1576-1582, nov 1991.
- [44] T.Li, "Bit error rate for lightwave communication system incorporating an erbium-doped fiber amplifier", Elect. Lett., vol 27, n°7, pp 598-600, mars 1991.
- [45] R.F. Ormondroyd et al, "Optically orthogonal CDMA system performance with optical amplifier and photodetector noise", IEEE Phot. Tech. Lett, vol 11, n°5, pp 617-619, mai 1999.
- [46] S. Zahedi et al, "Analytical comparison of various fiber-optic CDMA receiver structures", Journ. of Light. Tech., vol 18, n°12, pp 1718-1728, dec 2000.
- [47] X. Wang et al, "Analysis of beat noise in coherent and incoherent time-spreading OCDMA", Journ, of light techn, vol 22, n°10, pp 2226-2235, oct 2004.
- [48] J-J. Chen et al, "CDMA fiber optic systems with optical hard limiter", Journ, of light techn, vol 19, n°7, pp 950-958, juil 2001.
- [49] W. Ma et al, " Asynchronous optical CDMA system with double hard limiters using frequency time spreading modified prime code", SPIE proceedings, vol 4583, benjin 2001.
- [50] L. Ou et al, " A novel decoder for optical synchronous CDMA", Fifth Asia-Pacific Conference on Communications, 1999. APCC/OECC '99 and Fourth Optoelectronics and Communications Conference , vol 1, pp 367-370, 18-22 oct 1999.
- [51] L. B. Nelson et al, "Performance of multi-user detection for optical CDMA – Part I : Error probabilities", IEEE Trans. On Comm., vol 43, n° 11, pp 2803-2811, nov 1995.
- [52] L. B. Nelson et al, "Performance of multi-user detection for optical CDMA – Part II : Asymptotic analysis", IEEE Trans. On Comm., vol 43, n° 12, pp 3015-3024, dec 1995.
- [53] J.T.K. Tang et al, "OCDMA communication systems with multiuser and blind detection", IEEE Trans. on Comm., vol 47, n° 8, pp 1211-1217, aout 1999.
- [54] A.S. Motahary et al, "EM based multiuser detections for optical CDMA networks", IEEE 7 th Int. Symp. on Spread spectrum tech. and appl., pp 731-735 Prague, sept 2002.
- [55] S. Verdù, "Multiuser detection", Cambridge University Press, 1998.
- [56] M. Brendt-Pearce et al, "Performance analysis of single user and multiuser detectors for OCDMA communication systems", IEEE Trans. on Comm., vol 43, n° 2/3/4, pp 435-444, fev/ mars/ avril 1995.
- [57] M. Brendt-Pearce et al, " multiuser detection for OCDMA systems", IEEE Trans. on Comm., vol 42, n° 2/3/4, pp 1801-1810, fev/ mars/ avril 1994.
- [58] G.C. Orsak, "Efficient importance sampling techniques for simulation of multiuser

- communication systems", IEEE Trans. on Comm., vol 40, n° 6, pp 1111-1118, juin 1992.
- [59] Moreau et al, "L'accès multiple dans les communications optiques : du WDM au CDMA", Journée Nationale d'Optique Guidée, pp 255-257, 12-14 nov 2003.
- [60] M. Darnell et al, "Sequence design for communications applications", Research studies press LTD, Somerset, 1996.
- [61] S.G Glisic, "Adaptative WCDMA : Theory and practice", British library Cataloging in publication data, 2003.
- [62] P. Gallion, "Basics of Digital Optical Communication", Undersea Fiber Systems, Edited by J. Chesnoy, pp. 51-93, Academic Press, NewYork, 2002.
- [63] I.Joindo et M.Joindo, "Les télécommunications par fibres optiques", Dunod, 1996.
- [64] C. Ware, "Récupération d'horloge par boucle à verrouillage de phase utilisant le mélange à quatre ondes dans un amplificateur optique à semi-conducteur", Thèse de doctorat en Electronique et Communications, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, déc 2003.
- [65] M.K. Simon, "On the difference of two chi-square variates with application of outage probability computation", IEEE Trans. on Comm., vol 49, n° 11, pp 1946-1954, nov 2001
- [66] J.G Proakis, "On the probability of error for multichannel reception of binary signals", IEEE Trans. on Comm., vol com 16, pp 68-71, fev 1966.
- [67] J.G Proakis, "Digital communications", 3 ème edition, MacGraw-Hill, New York, 1995.
- [68] J.J. Marcum, "Table of Q-functions, Rand corporation, Santa Monica, CA tech. rep. U.S. Air Force Project RAND Research Memorandum, M-339, ASTDA Document AD 1165451, jan 1950.
- [69] H. Ben Jaafar et al, "1,25 Gbit/s transmission of optical FFH-OCDMA signals over 80km with 16 users", Optical Fiber Communication conference (OFC), vol 2, pp TUV.3.1-TUV.3.3, 2001.
- [70] L. Nguyen et al, "All optical CDMA with bipolar codes", Elect. Lett, vol 31, n°36, pp 469-470, mars 1995.
- [71] N. Karafolas et al, "Optical CDMA system using bipolar codes and based on narrow passband optical filtering and direct detection", IEEE Photo. Tech. Lett, vol 7, n°9, pp 1072-1075, sep 1998.
- [72] K.O. Hill et al, "Photosensitivity in optical fiber waveguides : Application to reflection filter fabrication", Appl. Phys. Lett., vol 32, pp 647-649, 1978.
- [73] G.Meltz et al, "Formation of Bragg gratings in optical fibers by a transverse holographic method", Optic. Lett, vol 14, n° 15, pp 823-825, 1989.

- [74] P.J. Lemaire et al, "High pressure H₂ loading as a technique for achieving ultra high UV photosensitivity and thermal sensitivity in GeO₂ doped optical fibers", *Elect. Lett.*, vol 23, n°13, pp 1191-1193, 1993.
- [75] D. Ramecourt, "Etude de la photosensibilité et de la stabilité des réseaux d'indice inscrits avec dans des fibres optiques germano silicates hydrogénées", thèse de doctorat, Laboratoire de Physique des Lasers Atomes et Molécules, Université des sciences et technologie de Lille, sept 2003.
- [76] A. Othonos et K. Kalli, "Fiber Bragg gratings : Fundamentals and applications in telecommunications and sensing", Artech House, Boston, 1999
- [77] R. Kashyap, "Fiber Bragg Gratings" Optics and Photonics, Academic Press, San Diego, 1999.
- [78] M.A. Muriel et al, "Field distributions inside fiber gratings", *IEEE Jour. Quantum. Elect.*, vol 35, n°4, pp 548-558, avril 1999.
- [79] M.A. Muriel et al, "Internal field distributions in fiber Bragg gratings", *IEEE Photo. Tech. Lett.* vol 9, n°7, pp 955-957, juil 1997.
- [80] T. Erdogan, "Fiber grating spectra", *Journ. of Light. Techn.*, vol 15, n°8, pp 1277-1294, aout 1997.

Liste des publications

M.Lourdiane, C.Lepers, P.Gallion et V. Beugin, " OCDMA low cost access network by using Bragg grating encoders/ decoders", Conference IEEE ICIT '2004, 8-10 dec 2004, Tunisie.

I.Fsaifes, M.Lourdiane, C.Lepers, et P.Gallion , "CDMA optique temporel à séquences directes: Du choix du code à l'implémentation par des réseaux de Bragg", Colloque de l'action spécifique 36, Communications Numériques / Optiques et Systèmes "Tout-Optiques", 30 oct 2004, Paris.

M.Lourdiane, P.Gallion et R.Vallet, "*Time-Domain OCDMA Performances Evaluation Using Gaussian Model for Optical Amplified Channel*", Microwave Optical Technology Letters, vol 41, n°6, 20 juin 2004.

M.Lourdiane, C.Lepers, P.Gallion et R.Vallet, "CDMA optique temporel à séquences directes: Du choix du code à l'implémentation par des réseaux de Bragg", Colloque de l'action spécifique 36, Communications Numériques / Optiques et Systèmes "Tout-Optiques", 5 dec 2003, Paris.

M. Lourdiane, P. Gallion et R.Vallet, "Direct-Sequence Code Division Multiple Access: From radio communications to optical networks", Annales des Télécommunications, Vol. 58 n° 11-12 , nov-dec 2003.

M. Lourdiane, P. Gallion et R.Vallet, "Relaxation of filter constraints by using optical code division multiple access", CLEO Europe, 22-27 juin 2003, Munich.

M. Lourdiane, P. Gallion et R.Vallet, "Performances of Optical Code Division Multiple Access system associated to optical amplified channel", PhotonicsNorth, 25-29 Mai 2003, Montréal.

M. Lourdiane, P. Gallion et R.Vallet," Evaluation des performances d'un système OCDMA utilisant un modèle Gaussien du canal optique" Conférence Journées Nationales d'Optique Guidée, 23-25 sept-2002, Dijon.

M. Lourdiane, P. Gallion, R.Vallet et E.Bridoux " Perspectives of Optical CDMA", Europnet, 27-29 janv 2002, Paris.