



**HAL**  
open science

# Encodage et Décodage Temporels "Tout-Optique" à Réseaux de Bragg pour l'Accès Multiple

Ihsan Fsaifes

► **To cite this version:**

Ihsan Fsaifes. Encodage et Décodage Temporels "Tout-Optique" à Réseaux de Bragg pour l'Accès Multiple. domain\_other. Télécom ParisTech, 2007. English. NNT: . pastel-00005525

**HAL Id: pastel-00005525**

**<https://pastel.hal.science/pastel-00005525>**

Submitted on 20 Nov 2009

**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.



École Doctorale  
d'Informatique,  
Télécommunications  
et Électronique de Paris

## Thèse

Présentée pour obtenir le grade de Docteur  
de l'École Nationale Supérieure des Télécommunications

Spécialité : **Électronique et Communications**

**Ihsan FSAIFES**

Encodage et Décodage Temporels "Tout-Optique"  
à Réseaux de Bragg pour l'Accès Multiple

Soutenue le 25 juin 2007 devant le jury composé de :

Jean-Michel Dumas

Rapporteurs

Leslie A. Rusch

Marc Douay

Examineurs

Dominique Chiaroni

Mourad Menif

Catherine Lepers

Directeurs de Thèse

Philippe Gallion



*For My Parents*



---

# Remerciements

Ce travail de thèse a été effectué au sein du Groupe Télécommunications Optiques du Département Communications et Electronique de l'École Nationale Supérieure des Télécommunications en étroite collaboration avec le Laboratoire de Physique des Lasers, Atomes et Molécules de l'Université Lille 1.

J'adresse tout d'abord mes remerciements au Gouvernement Français pour l'aide financière qui m'a été accordée pendant ces années de thèse. J'exprime également mes remerciements à l'Ambassade de France à Jérusalem, au CNOUS et au CROUS de Paris pour leur gestion de ma bourse.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à mes directeurs de thèse Catherine Lepers et Philippe Gallion, pour m'avoir proposé ce riche sujet et d'en avoir assuré la direction. En effet, Catherine a toujours maintenu une ambiance amicale ce qui m'a permis d'apprendre non seulement sur le plan scientifique mais aussi sur le plan socio-culturel, merci Catherine pour ton soutien permanent, pour ton enthousiasme et pour ta sympathie. Un grand merci à Philippe Gallion pour la diversité des discussions, allant des sujets techniques aux sujets d'actualités. Merci pour vos conseils et pour vos encouragements tout au long de mon séjour à l'ENST.

J'exprime ma reconnaissance au Professeur Jean-Michel Dumas de l'Université de Limoges et au Professeur Leslie A. Rusch de l'Université Laval (Québec, Canada) pour avoir accepté de rapporter et de juger mon travail, ainsi qu'au Professeur Marc Douay de l'Université de Lille 1, à Dominique Chiaroni Ingénieur de Recherche à Alcatel-Lucent (Marcoussis) et à Mourad Menif Maître de Conférences à l'École Supérieure des Télécommunications (Tunis) pour m'avoir fait l'honneur d'examiner mon travail. Je remercie encore le Professeur Jean-Michel Dumas pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider mon jury de thèse.

Ce travail a été le fruit d'une collaboration étroite avec le laboratoire PhLAM de l'Université de Lille 1. Je tiens à remercier de nouveau le Professeur Marc Douay pour m'avoir accueilli dans son laboratoire et pour la mise à disposition des plates-formes de photo-inscription des réseaux de Bragg. Je remercie également tous les membres de son équipe qui n'ont pas hésité à m'aider pendant mon séjour à l'Université de Lille 1.

Je tiens à remercier Anne-Françoise Obaton du Laboratoire National de métrologie et d'Essais pour avoir mis à ma disposition son banc expérimental de caractérisation avec réflectométrie à faible cohérence (OLCR). Je la remercie pour sa disponibilité, ses conseils et pour sa sympathie.

Une partie de cette thèse a fait l'objet d'un contrat de recherche avec France Télécom, je tiens à remercier Philippe Guignard pour les discussions fructueuses et pour sa collaboration.

Je tiens à remercier Renaud Gabet, Maître de Conférences à l'École Nationale Supérieure des Télécommunications pour son aide lors des mesures de taux d'erreur binaire, pour ses explications, sa disponibilité et son humour.

J'exprime ma gratitude aussi au membre du Groupe Télécommunications Optiques de l'ENST : Didier Erasme, Guy Debarge, Yves Jaouen, Jean-Claude Boulet, Cédric Ware et Francisco Mendieta pour les discussions fructueuses autour de mon sujet de thèse et pour leurs aides et encouragements.

Je voudrais remercier également : Fausto Gómez Agis, Philippe Hamel, Vincent Lanticq, Hassan Teimoori et Lilin Yi, doctorants du Groupe de Télécommunications Optiques qui ont mis à ma disposition le matériel nécessaire pour réaliser mes dernières expériences.

Je ne peux pas oublier de dire merci à Danielle Childz, Chantal Cadiat, Marie Baquero, Florence Besnard, Aline Briday et Stéphane Bonenfant qui m'ont facilité les tâches administratives avec un grand sourire et sympathie depuis mon arrivée à l'ENST.

J'arrive à présent à ceux et celles qui ont le plus partagé mon quotidien à l'ENST et ailleurs et qui ont toujours été à mes côtés pour m'aider et me remonter le moral : un remerciement particulier envers mes collègues de bureau, je pense d'abord à Mounia Lourdiane « Lydia », Slim Chabbouh et Anne-Laure Deleuze, avec lesquels j'ai partagé d'agréables moments, pleins d'humour et de bonne ambiance. Les nouveaux doctorants : Rym Ouertani, Juan Petit, Liu Yang et Abdellatif Salah, je tiens à les remercier pour leur gentillesse et leur sens d'humour. A Ghalid Abib, Elias Doumith et Adel Bousseksou, mes amis depuis le DEA STN, Sawsan Al Zahr, Rayan Mina, Amel Farhat, Yousra Ben Msallem, Ahmad Fadlallah, Rosy Aoun, Chiraz Karamti, Mireille Sarkiss, Sana Horrich et Moez Mathlouthi.

Je voudrais remercier aussi les doctorants que j'ai rencontrés au cours de ma thèse, certains sont déjà Docteur : Carlos Palavicini Cham, Joseph Topomondzo, Christophe Gosset, Antonio Cipriano, Fabien Kéfélian, Bruno Bristiel, Sebastien Agnolini, Ghaya Rekaya, Fatma Kharrat, Souheil Bensmida, Shi-Feng Jiang, Qing XU, Marcia Costa E Silva, Amira Alloum, David Camerero de la Rosa, Ghassan Kraidy, Sheng Yang, Mohammad Gharaei, Steevy Cordette, Manel Ben Romdhane, Lina Mroueh, Maya Badr, Sami Mekki, Junhe Zhou...

Je tiens à remercier mes chers amis : Abdellah Siam et sa femme Nora Siam pour l'aide et l'accueil qui m'a été accordé depuis mon arrivée en France, à Haytham Sawalhy et sa femme Maha Jomaa pour leur amitié et leur soutien chaleureux sans oublier l'adorable Adam qui a assisté à ma soutenance de thèse, âgé alors de neuf mois.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude et affection à mes parents, à mes sœurs Arwa et Loubna et à mon frère Ghassan. Merci pour leur amour, leurs encouragements permanents. Un grand merci à Lina Abou Dagga pour son soutien et ses encouragements tout au long de mon séjour à Paris.

Enfin, je tiens à remercier mes compatriotes Palestiniens en France, mes amis en France et ailleurs pour leurs encouragements.

Paris, le 25 juillet 2007

Ihsan Fsaifes

# Résumé

Ce travail s'inscrit dans le cadre des réseaux optiques haut débit où la bande passante de la fibre est partagée entre plusieurs utilisateurs. Ce type de réseau conduit à s'intéresser aux techniques d'accès multiple déjà bien connues en communication radiofréquences pour le partage des ressources. L'accès multiple par répartition de code est considéré aujourd'hui dans ce contexte comme une solution attractive.

Dans cette thèse, nous étudions l'encodage et le décodage temporels "tout-optique" pour l'accès multiple utilisant des réseaux de Bragg. En particulier, nous analysons en détail les performances d'un système OCDMA cohérent temporel à réseaux de Bragg superstructurés.

Nous spécifions tout d'abord, les codeurs et décodeurs à réseaux de Bragg superstructurés que nous fabriquons ensuite par les méthodes de photo-inscription à "masque de phase" et à "interféromètre de Lloyd". Les réponses des codeurs et des décodeurs sont mesurées expérimentalement, comparées aux résultats de simulations et analysées.

Nous caractérisons les réseaux de Bragg superstructurés par la méthode de réflectométrie à faible cohérence et interprétons la courbe de cinétique de croissance observée lors de leur photo-inscription. L'impact de la désadaptation entre les paramètres des codeurs et des décodeurs est évalué, montrant que les sources de bruits d'un système OCDMA ne sont pas seules en cause dans la dégradation de ses performances.

Nous étudions ensuite, l'impact du temps de cohérence du laser sur la génération des codes, sur la construction de la fonction d'autocorrélation, et par conséquent, sur les performances du système OCDMA. Nous montrons que l'implémentation de codes à structure aperiodique améliore considérablement la robustesse du système aux perturbations interférométriques et que le système se révèle également plus robuste face aux interférences entre symboles et aux bruits de battements. Nous analysons l'impact de la durée d'intégration du photo-détecteur sur les performances en taux d'erreurs binaires du système et montrons qu'il est possible de relâcher la contrainte "temps d'intégration limité au temps chip" permettant d'envisager une détection moins rapide et partant, moins onéreuse.

Enfin, nous simulons un système OCDMA mettant en œuvre des réseaux de Bragg chirpés par pas. L'insertion de sauts de phase entre les différentes composantes spectrales des réseaux chirpés permet de réaliser des codes bipolaires présentant des propriétés d'orthogonalité stricte dans une configuration synchrone. Le but de ce nouveau système OCDMA est d'augmenter la capacité de multiplexage des utilisateurs, le débit par utilisateur et l'efficacité spectrale.





# Sommaire

|   |            |
|---|------------|
| <b>Remerciements</b>  | <b>i</b>   |
| <b>Résumé</b>   | <b>iii</b> |
| <b>Sommaire</b>   | <b>v</b>   |
| <b>Liste des acronymes et abréviations</b>  | <b>ix</b>  |
| <b>Liste des figures</b>  | <b>xi</b>  |
| <b>Liste des tableaux</b>   | <b>xv</b>  |
| <b>Introduction générale</b>  | <b>1</b>   |
| <b>1 Les Systèmes Optiques à Accès Multiple par Répartition de Code : État de l'Art</b> | <b>5</b>   |
| 1.1 Introduction.....   | 5          |
| 1.2 L'accès multiple dans les systèmes de communications optiques.....                  | 6          |
| 1.3 Accès multiple par répartition de code : le CDMA.....                               | 8          |
| 1.3.1 Principe d'étalement de spectre par séquence directe.....                         | 8          |
| 1.3.2 Le CDMA : des radiofréquences à l'optique.....                                    | 10         |
| 1.4 Le CDMA optique.....  | 10         |
| 1.4.1 Pourquoi le CDMA optique.....   | 10         |
| 1.4.2 Concept.....  | 12         |
| 1.4.3 Codeurs et décodeurs optiques pour l'OCDMA.....                                   | 13         |
| 1.4.4 Sources optiques pour les systèmes OCDMA.....                                     | 14         |
| 1.4.5 Les codes optiques.....   | 16         |
| 1.5 Théorie des systèmes OCDMA.....   | 17         |
| 1.6 Classification des systèmes OCDMA.....  | 20         |
| 1.6.1 OCDMA uni-dimensionnel (1D-OCDMA).....  | 21         |
| 1.6.1.1 OCDMA temporel.....   | 21         |
| 1.6.1.2 OCDMA temporel cohérent.....  | 23         |
| 1.6.1.3 OCDMA spectral en phase en espace libre.....                                    | 23         |
| 1.6.1.4 OCDMA spectral en amplitude.....  | 24         |
| 1.6.2 OCDMA bi-dimensionnel (2D-OCDMA).....   | 27         |
| 1.6.2.1 Codage espace/temps.....  | 28         |
| 1.6.2.2 Réseau de guides d'ondes matriciel : codage temps/longueur d'onde.....          | 29         |
| 1.6.2.3 OCDMA à saut de fréquence rapide : FFH-OCDMA.....                               | 30         |
| 1.6.2.4 Systèmes hybrides WDM/OCDMA.....  | 32         |
| 1.6.3 OCDMA tri-dimensionnel (3D-OCDMA).....  | 34         |

|          |  |           |
|----------|--|-----------|
| 1.6.4    | Autres techniques OCDMA.....   | 34        |
| 1.6.4.1  | OCDMA Holographique.....   | 35        |
| 1.6.4.2  | OCDMA chaotique.....   | 35        |
| 1.7      | Conclusion.....  | 35        |
| <b>2</b> | <b>Conception et Réalisation des Codeurs et Décodeurs DS-OCDMA à Réseaux de Bragg Superstructurés</b>        | <b>37</b> |
| 2.1      | Introduction.....  | 37        |
| 2.2      | Les réseaux de Bragg.....  | 38        |
| 2.2.1    | Concept et théorie.....  | 39        |
| 2.1.2    | Les types de réseaux de Bragg.....   | 41        |
| 2.3      | Codeurs et décodeurs DS-OCDMA à réseaux de Bragg superstructurés.....  | 42        |
| 2.4      | Conception des codeurs et décodeurs à réseaux de Bragg superstructurés.....                                  | 43        |
| 2.5      | Réalisation des codeurs et décodeurs à réseaux de Bragg superstructurés.....                                 | 45        |
| 2.5.1    | Les codes périodiques.....   | 45        |
| 2.5.1.1  | Spécifications de codes à séquence premières.....  | 45        |
| 2.5.1.2  | Fabrication des codeurs et décodeurs avec la méthode du masque.....<br>de phase                              | 46        |
| 2.5.2    | Les codes aperiodiques.....  | 49        |
| 2.5.2.1  | Spécifications.....  | 49        |
| 2.5.2.2  | Fabrication des codeurs et décodeurs avec l'interféromètre de Lloyd...                                       | 50        |
| 2.6      | Réponses temporelles expérimentales des codeurs et décodeurs.....  | 54        |
| 2.6.1    | Montage de caractérisation.....  | 54        |
| 2.6.2    | Résultats expérimentaux.....   | 55        |
| 2.6.3    | Réflexions multiples dues cavités Fabry-Perot.....   | 63        |
| 2.7      | Reproductibilité des dispositifs de codage et décodage.....  | 64        |
| 2.8      | Conclusion.....  | 65        |
| <b>3</b> | <b>Caractérisation des Codeurs et Décodeurs DS-OCDMA</b>   | <b>67</b> |
| 3.1      | Introduction.....  | 67        |
| 3.2      | Caractérisation des codeurs et décodeurs par réflectométrie à faible cohérence.....                          | 68        |
| 3.2.1    | Principe de la réflectométrie à faible cohérence.....  | 68        |
| 3.2.2    | Théorie de la réflectométrie à faible cohérence.....   | 70        |
| 3.2.3    | Description du montage OLCR utilisé.....   | 72        |
| 3.2.4    | Analyse et exploitation des réflectogrammes.....   | 73        |
| 3.2.4.1  | Détermination de la bande passante d'un réseau de Bragg.....   | 75        |
| 3.2.4.2  | Détermination de la longueur physique d'un réseau de Bragg.....  | 76        |
| 3.3      | Analyse et exploitation de la cinétique de croissance.....   | 78        |
| 3.4      | Impact du décalage en longueur d'onde sur la réflectivité moyenne du.....<br>codeur et du décodeur           | 81        |
| 3.5      | Sources de décalage en longueurs d'onde dans les réseaux de Bragg.....                                       | 83        |
| 3.5.1    | Effet de la température sur le décalage en longueur d'onde de Bragg.....                                     | 83        |
| 3.5.2    | Effet de la désorption de l'hydrogène sur le décalage en longueur d'onde de.....<br>Bragg                    | 84        |
| 3.6      | Impact de dés-alignement des paramètres sur la réponse temporelle.....<br>et spectrale de codeur et décodeur | 85        |
| 3.6.1    | Détermination de la réflectivité moyenne de codeur et décodeur.....  | 85        |
| 3.6.2    | Réponse temporelle et spectrale de codeur et décodeur.....   | 86        |
| 3.7      | Conclusion.....  | 88        |

|          |  |            |
|----------|--|------------|
| <b>4</b> | <b>Système DS-OCDMA Cohérent à Réseaux de Bragg Superstructurés</b>                | <b>89</b>  |
| 4.1      | Introduction.....  | 89         |
| 4.2      | Implémentation d'un système OCDMA avec les codes PS périodiques.....               | 91         |
| 4.2.1    | Le banc expérimental.....  | 91         |
| 4.2.2    | Mesure de la fonction d'auto/intercorrélacion.....                                 | 93         |
| 4.2.3    | Mesure de Taux d'Erreur Binaire.....   | 95         |
| 4.2.4    | Influence de la cohérence optique du système OCDMA sur ses performances....        | 97         |
| 4.2.5    | Limitations du système OCDMA due aux perturbations interférométriques.....         | 104        |
| 4.3      | Implémentation d'un système OCDMA avec les codes apériodiques.....                 | 105        |
| 4.3.1    | Comparaison entre les codes PS, QC et EQC.....                                     | 105        |
| 4.3.2    | Mécanismes de génération de code et de construction de la fonction.....            | 106        |
|          | d'autocorrélacion  |            |
| 4.3.3    | Fonctions d'autocorrélacion des codes apériodiques :.....                          | 107        |
|          | simulation/expérimentale   |            |
| 4.3.4    | Performances du système en fonction des différents bruits.....                     | 110        |
| 4.4      | Limitations de système OCDMA fonction de la bande passante du photo-détecteur..... | 115        |
| 4.5      | Conclusion.....  | 118        |
| <b>5</b> | <b>Codage Spectral en Phase à Réseaux de Bragg chirpés</b>                         | <b>119</b> |
| 5.1      | Introduction.....  | 119        |
| 5.2      | Réseaux de Bragg chirpés à sauts de phase.....                                     | 120        |
| 5.3      | Propagation d'une impulsion courte dans un réseau de Bragg.....                    | 123        |
| 5.4      | OCDMA à réseaux de Bragg chirpés à sauts de phase.....                             | 124        |
| 5.4.1    | Principe de codage.....  | 124        |
| 5.4.2    | Codeur et décodeur à réseaux de Bragg chirpés à sauts de phase.....                | 125        |
| 5.4.3    | Choix de paramètres pour le codeur et le décodeur.....                             | 126        |
| 5.4.4    | Résultats de simulation.....   | 127        |
| 5.5      | Conclusion.....  | 137        |
|          | <b>Conclusion générale et perspectives</b>   | <b>139</b> |
|          | <b>Publications</b>  | <b>141</b> |
|          | <b>Annexe A</b>  | <b>143</b> |
|          | <b>Bibliographie</b>   | <b>145</b> |



## Liste des acronymes et abréviations

| Acronyme      | Signification anglaise                  | Traduction française                                       |
|---------------|---|--|
| ASE           | Amplified Spontaneous Emission          | Emission spontanée amplifiée                               |
| ADSL          | Asymmetrical Digital Subscriber Line    | Ligne d'abonné numérique à débit asymétrique               |
| B/Q-PSK       | Binary/Quaternary Phase Shift Keying    | Modulation à déplacement de phase à 2 états/4 états        |
| CW            | Continuous Wave                         | Onde continue  |
| CDMA          | Code Division Multiple Access           | Accès Multiple par Répartition de Code (AMRC)              |
| DS-SS         | Direct Sequence-Spread Spectrum         | Étalement de spectre à séquence directe                    |
| DS-OCDMA      | Direct-Sequence OCDMA                   | OCDMA à séquence directe                                   |
| DFB           | Distributed Feed Back                   | Contre-réaction distribuée                                 |
| EDFA          | Erbium Doped Fiber Amplifier            | Amplificateur à fibre dopée à l'erbium                     |
| EQC           | Extended Quadratic Congruence codes     | Codes quadratiques congruents étendus                      |
| FBG           | Fiber Bragg Grating                     | Réseau de Bragg  |
| FTTB, C, H, U | Fiber to the Building, Curb, Home, User | Fibre jusqu'à l'immeuble, le trottoir, la maison, l'abonné |
| FDMA          | Frequency Division Multiple Access      | Accès Multiple par Répartition de Fréquences (AMRF)        |
| FH-SS         | Frequency Hopping-Spread Spectrum       | Étalement de spectre à saut de fréquence                   |
| FFH-OCDMA     | Fast Frequency Hopping OCDMA            | OCDMA à saut de fréquence rapide                           |
| FE-OCDMA      | Frequency Encoding OCDMA                | OCDMA à encodage fréquentiel                               |
| GPS           | Global Positioning System               | Système de positionnement mondial                          |
| ILM           | Integrated eLectro-absorption Modulator | Modulateur intégré à électro-absorption                    |
| MMI           | Multi Mode Interference                 | Coupleurs à interférences multi-modes                      |

|                  |                                     |   |
|------------------|-------------------------------------|---|
| <b>OLT</b>       | Optical Line Terminal               | Terminaison de Ligne Optique (TLO)                  |
| <b>ONU</b>       | Optical Network Unit                | Terminaison de Réseau Optique (TRO)                 |
| <b>OLCR</b>      | Optical Low Coherence Reflectometry | Réflectométrie optique à faible cohérence           |
| <b>OOK</b>       | ON-Off Keying                       | Modulation tout ou rien                             |
| <b>PON</b>       | Passive Optical Network             | Réseau passif optique                               |
| <b>PMD</b>       | Polarisation Mode Dispersion        | Dispersion de mode de polarisation                  |
| <b>PDM</b>       | Polarization Division Multiplexing  | Multiplexage en polarisation                        |
| <b>PRBS</b>      | Pseudo Random Binary Sequence       | Séquence binaire pseudo aléatoire                   |
| <b>PS</b>        | Prime Sequence                      | Séquences premières                                 |
| <b>PC</b>        | Polarization controller             | Contrôleur de polarisation                          |
| <b>PD</b>        | Photo-detector                      | Photo-détecteur                                     |
| <b>QC</b>        | Quadratic Congruence codes          | Codes quadratiques congruents                       |
| <b>RZ</b>        | Return to Zero                      | Retour à Zéro                                       |
| <b>SMF</b>       | Single Mode Fiber                   | Fibre monomode                                      |
| <b>SAC-OCDMA</b> | Spectral Amplitude Coding OCDMA     | OCDMA spectral en amplitude                         |
| <b>SFH-OCDMA</b> | Slow Frequency Hopping OCDMA        | OCDMA à saut de fréquence lent                      |
| <b>SOA</b>       | Semiconductor Optical Amplifier     | Amplificateur optique à semi-conducteur             |
| <b>TDMA</b>      | Time Division Multiple Access       | Accès Multiple par Répartition dans le Temps (AMRT) |
| <b>TS-OCDMA</b>  | Time-Spreading OCDMA                | OCDMA à étalement temporel                          |
| <b>UMTS</b>      | Universal Mobile Telephone Service  | Système Universel de Télécommunications Mobiles     |
| <b>WDM</b>       | Wavelength Division Multiplexing    | Multiplexage en longueur d'onde                     |

## Liste des Figures

|       |  |    |
|-------|--|----|
| 1. 1  | Les trois principales techniques d'accès multiple.....                                       | 6  |
| 1. 2  | Le système WDM.....  | 7  |
| 1. 3  | Spectre des canaux multiplexés en longueur d'onde (WDM) et en polarisation (PDM).....        | 8  |
| 1. 4  | Étalement de spectre par séquence directe (DS-SS).....                                       | 9  |
| 1. 5  | Principe d'étalement de spectre : a) signal d'entrée, b) signal codé (étaillé),.....         | 10 |
|       | c) chevauchement signal/bruit durant la transmission, d) signal décodé, bruit étaillé, e)    |    |
|       | signal filtré après détection  |    |
| 1. 4  | Modélisation linéaire d'un émetteur OCDMA.....   | 12 |
| 1. 5  | Schéma synoptique d'un réseau CDMA "tout-optique".....                                       | 13 |
| 1. 6  | Système OCDMA avec les différentes sources de bruit.....                                     | 18 |
| 1. 7  | Codeur à base des lignes à retard.....   | 21 |
| 1. 8  | Codeur à base des lignes à retard en cascade (Ladder networks).....                          | 21 |
| 1. 9  | Codage temporel cohérent à base des lignes à retard en cascade.....                          | 23 |
| 1. 10 | Codage spectral en phase en espace libre.....  | 23 |
| 1. 11 | Système FE-CDMA incohérent.....  | 25 |
| 1. 12 | Codeur/décodeur à réseau de Bragg pour un code MQC ( $p = 5$ ).....                          | 26 |
| 1. 13 | Schéma de principe du codeur/décodeur CDMA spectral.....                                     | 27 |
|       | avec démultiplexeur à coupleur à interférences multimodes.                                   |    |
| 1. 14 | Structure de codeurs et décodeurs pour le CDMA Espace/Temps.....                             | 28 |
| 1. 15 | Schéma d'un AWG et son utilisation comme un routeur de longueurs d'onde.....                 | 29 |
| 1. 16 | Schéma d'un codeur AWG avec des lignes à retard.....   | 29 |
| 1. 17 | (a) Schéma d'un système FFH-OCDMA, (b) Principe de codage/décodage.....                      | 31 |
| 1. 18 | Système hybride WDM/CDMA.....  | 33 |
| 1. 19 | (a) Spectre en réflexion d'un réseau moiré, (b) temps de groupe correspondant.....           | 33 |
| 1. 20 | (a) Codage d'un utilisateur en 2D (temps, longueur d'onde), (b) Système hybride.....         | 34 |
|       | 2D-OCDMA/PDM, (c) Codage d'un utilisateur en 3D (temps, longueur d'onde,                     |    |
|       | polarisation)  |    |
| 2. 1  | Représentation schématique d'un réseau de Bragg.....   | 40 |
| 2. 2  | Schéma d'un réseau de Bragg superstructuré.....  | 44 |
| 2. 3  | Banc expérimental utilisé pour la photo-inscription des réseaux de Bragg.....                | 48 |
| 2. 4  | Photo-inscription des réseaux de Bragg par l'interféromètre à miroir de Lloyd.....           | 51 |
| 2. 5  | Courbe de cinétique de croissance utilisée pour la photo-inscription des codeurs et.....     | 52 |
|       | décodeurs avec une puissance du laser $P_{uv} = 56$ mW.                                      |    |
| 2. 6  | Spectres en transmission obtenus lors de l'inscription du codeur S-FBG-PS <sub>3</sub> ..... | 53 |
| 2. 7  | Banc expérimental pour la caractérisation des codeurs et décodeurs.....                      | 54 |
| 2. 8  | (a) : Impulsion à la sortie du modulateur optique (b) : Train d'impulsions.....              | 54 |
|       | au taux de répétition de 1/10.   |    |



|       |   |    |
|-------|---|----|
| 2. 9  | Réponses temporelles du code PS $C_1$ .....   | 55 |
| 2. 10 | Réponses temporelles du code PS $C_2$ .....   | 56 |
| 2. 11 | Réponses temporelles du code PS $C_3$ .....   | 57 |
| 2. 12 | Réponses temporelles du code EQC $C_1$ .....  | 58 |
| 2. 13 | Réponses temporelles du code EQC $C_2$ .....  | 59 |
| 2. 14 | Réponses temporelles du code QC $C_1$ (10000 01000 00010 01000 10000).....                          | 60 |
| 2. 15 | Réponses temporelles du code QC $C_2$ (10000 00100 01000 00100 10000 ).....                         | 61 |
| 2. 16 | Réponses temporelles du code QC $C_3$ (10000 00010 00001 00010 10000).....                          | 62 |
| 2. 17 | Simulation de code QC ( $p = 3$ ) : 100001100.....  | 63 |
| 2. 18 | Illustration des effets de cavité Fabry-Perot.....  | 64 |
|       |   |    |
| 3. 1  | Montage de base de l'interféromètre de Michelson.....   | 69 |
| 3. 2  | Schéma simplifier du réflectomètre optique à faible cohérence.....                                  | 69 |
| 3. 3  | Schéma du réflectomètre optique à faible cohérence sensible à la phase.....                         | 73 |
| 3. 4  | Réflectogrammes du : (a) codeur S-FBG-PS <sub>2</sub> , (b) décodeur S-FBG-PS <sub>2</sub> ,.....   | 74 |
|       | (c) codeur S-FBG-PS <sub>1</sub>  |    |
| 3. 5  | Réflexivités relatives des FBG d'un codeur/décodeur S-FBG-PS <sub>2</sub> .....                     | 75 |
| 3. 6  | Définition de la bande passante d'un réseau de Bragg.....   | 75 |
| 3. 7  | Réflectogrammes du codeur et du décodeur S-FBG-PS <sub>2</sub> .....                                | 76 |
| 3. 8  | Description de l'emplacement de la fibre par rapport au masque de phase.....                        | 78 |
| 3. 9  | Évolution de la longueur d'onde de chaque FBG en fonction de nombre d'impulsion $N_i$ ....          | 79 |
| 3. 10 | Évolution de l'indice de modulation $\Delta n$ en fonction de nombre d'impulsions $N_i$ .....       | 80 |
|       | (Courbe de cinétique de croissance)   |    |
| 3. 11 | Évolution du décalage en longueur d'onde en fonction de l'indice de modulation.....                 | 81 |
| 3.12  | Illustration du décalage en longueur d'onde et en temps chip dans un système FFH-.....              | 82 |
|       | OCDMA. (a) Situation idéale, (b) Décalage en longueur d'onde de chip ( $t_3, \lambda_3$ ), (c)      |    |
|       | Décalage en temps de chip ( $t_3, \lambda_3$ ), (d) Décalage en longueur d'onde et en temps de chip |    |
|       | ( $t_3, \lambda_3$ ).   |    |
| 3.13  | Illustration du décalage en longueur d'onde dans un système DS-OCDMA. (a) Situation...              | 82 |
|       | idéale sans décalage, (b) Décalage en longueur d'onde des chips                                     |    |
| 3.14  | Simulation de la réponse temporelle du codeur S-FBG-PS <sub>2</sub> . (a) Réponse idéale avec.....  | 83 |
|       | réflexivité moyenne envisagée de 16 % (pas de décalage en longueur d'onde entre                     |    |
|       | FBGs). (b) Réponse avec réflexivité moyenne réduite (décalage en longueur d'onde                    |    |
|       | entre FBGs).  |    |
| 3. 15 | Décalage en longueur d'onde de Bragg du à la désorption de l'hydrogène.....                         | 85 |
| 3. 16 | Pics de réflexivité pour chaque FBG en fonction de la longueur $L_{FBG}$ .....                      | 86 |
| 3. 17 | Réponse temporelle expérimentale de codeurs S-FBG-PS <sub>1</sub> et S-FBG-PS <sub>2</sub> .....    | 87 |
| 3. 18 | Réponse expérimentale du spectre du codeur et du décodeur S-FBG-PS <sub>2</sub> .....               | 87 |
|       |   |    |
| 4. 1  | Système DS-CDMA "tout-optique" à réseaux de Bragg superstructurés appliqué aux... ..                | 90 |
|       | réseaux d'accès.  |    |
| 4. 2  | Banc expérimental pour la mesure du TEB avec multiplexage de deux utilisateurs.....                 | 92 |
| 4. 3  | Génération du signal PRBS à la sortie du deuxième étage.....  | 93 |
| 4. 4  | Banc expérimental utilisé pour mesurer la fonction d'auto/intercorrélation.....                     | 93 |
| 4. 5  | Fonctions d'auto/intercorrélation dans une configuration mono-utilisateur.....                      | 94 |
| 4. 6  | Fonction d'auto/intercorrélation dans une configuration à deux utilisateurs.....                    | 94 |
| 4. 7  | Mesures du TEB (1Gb/s par utilisateur) : (a) dos-à-dos, (b) mono-utilisateur, (c) deux.....         | 95 |
|       | utilisateurs en configuration asynchrone, (d) deux utilisateurs configuration synchrone.            |    |
| 4. 8  | Diagrammes de l'œil correspondants aux mesures de TEB à 1 Gb/s :.....                               | 96 |
|       | (a) mono-utilisateur, (b) deux utilisateurs asynchrone, (c) deux utilisateurs synchrone.            |    |

|       |  |     |
|-------|--|-----|
| 4. 9  | Mesures du TEB (1.25 Gb/s par utilisateur) : (a) dos-à-dos, (b) mono-utilisateur, (c) deux...<br>utilisateurs asynchrones.   | 97  |
| 4. 10 | Fonctions d'autocorrélation expérimentale/simulée : (a) codeur S-FBG-PS <sub>1</sub> ,.....<br>(b) codeur S-FBG-PS <sub>2</sub> .  | 98  |
| 4. 11 | Mécanisme de génération de code.....   | 99  |
| 4. 12 | Mécanisme de construction de la fonction d'autocorrélation pour.....<br>le code PS C <sub>2</sub> (100010001)  | 100 |
| 4. 13 | Simulation de l'effet des perturbations interférométriques sur la génération du code.....<br>C <sub>2</sub> (100010001).   | 100 |
| 4. 14 | Effet de l'étirement pour l'adaptation de codeur et décodeur.....  | 101 |
| 4. 15 | Fonctions d'autocorrélation avec pic central constructif et l'un des lobes secondaires.....<br>détruit.  | 102 |
| 4. 16 | Fonctions d'autocorrélation avec pic central détruit et lobes secondaires d'amplitudes.....<br>différentes et détruites.   | 102 |
| 4. 17 | Fonction d'autocorrélation expérimentale lors de la mesure du TEB.....   | 103 |
| 4. 18 | Fonctions d'auto/intercorrélations pour les codes PS, QC et EQC.....   | 106 |
| 4. 19 | (a) Mécanismes de génération de code (a) et de la construction de la fonction.....<br>d'autocorrélation (b) pour un code PS aperiodique C <sub>3</sub> (100001010).  | 107 |
| 4. 20 | Fonctions d'autocorrélation pour les codes aperiodiques.....   | 108 |
| 4. 21 | Fonctions d'autocorrélation pour les codes aperiodiques QC ( $p = 5$ ).....  | 109 |
| 4. 22 | Principe du codage/décodage dans un système OCDMA cohérent en présence des.....<br>différentes sources de bruit.   | 110 |
| 4. 23 | Données décodées pour différents débits : code PS C <sub>3</sub> .....   | 112 |
| 4. 24 | Mesures du TEB pour différents débits : code PS C <sub>3</sub> .....   | 112 |
| 4. 25 | Données décodées pour différents débits : code EQC C <sub>2</sub> .....  | 113 |
| 4. 26 | Mesures du TEB pour différents débits : codes EQC.....   | 114 |
| 4. 27 | Fonction d'auto/intercorrélations dans une configuration à deux utilisateurs.....  | 115 |
| 4. 28 | Diagrammes de l'oeil pour différentes fréquences de coupure.....   | 116 |
| 4. 29 | Mesures du TEB pour différentes bandes passantes du photo-détecteur dans une.....<br>configuration mono-utilisateur.   | 117 |
| 4. 30 | Mesures du TEB pour différentes bandes passantes du photo-détecteur dans une.....<br>configuration à deux utilisateurs.  | 117 |
| 5. 1  | Réseau de Bragg chirpé par pas .....   | 121 |
| 5. 2  | Spectre en réflexion d'un réseau uniforme : sans et avec sauts de phase de $\pi$ , $\pi/2$ et $3\pi/2$ ...   | 122 |
| 5. 3  | Spectre en réflexion d'un réseau chirpé avec et sans saut de phase de $\pi$ .....  | 123 |
| 5. 4  | Impulsions réfléchies par un réseau de Bragg de longueur $L = 1$ cm :.....<br>(a) réseau faible : $\Delta n = 2.5 \cdot 10^{-5}$ , (b) réseau moyen : $\Delta n = 7 \cdot 10^{-5}$ , (c) réseau fort : $\Delta n = 5 \cdot 10^{-4}$                            | 123 |
| 5. 5  | Impulsions réfléchies par un réseau de Bragg chirpé linéaire :.....<br>(a) $\Delta n = 2.5 \cdot 10^{-5}$ , (b) $\Delta n = 5 \cdot 10^{-4}$ .   | 124 |
| 5. 6  | Schéma d'implémentation d'un code bipolaire.....   | 125 |
| 5. 7  | Codeur/décodeur "tout-optique" à réseaux de Bragg chirpé à sauts de phase.....   | 125 |
| 5. 8  | Impulsion temporelle élargie à la sortie de FBG <sub>1</sub> .....   | 128 |
| 5. 9  | (a) Temps de groupe de C-FBG <sub>1</sub> et de C-FBG <sub>2</sub> , (b) Réponse temporelle.....<br>à la sortie de C-FBG <sub>2</sub> .  | 128 |
| 5. 10 | Spectres en réflexion : C-FBG <sub>1</sub> (sans code), C-FBG <sub>2</sub> (avec le code $C_{\phi_1}$ ).....   | 129 |
| 5. 11 | Fonctions d'auto et d'intercorrélations pour différentes $\Delta\lambda$ .....   | 130 |
| 5. 12 | Fonctions d'auto et d'intercorrélations pour : (a) $\Delta n = 1.5 \cdot 10^{-4}$ ( $R = 35\%$ ),.....<br>(b) $\Delta n = 2.5 \cdot 10^{-4}$ ( $R = 66\%$ ), (c) $\Delta n = 3 \cdot 10^{-4}$ ( $R = 77\%$ ), (d) $\Delta n = 5 \cdot 10^{-4}$ ( $R = 96\%$ ). | 132 |
| 5. 13 | Fonction d'apodisation gaussienne pour différentes valeurs de G.....   | 134 |

---

|       |  |     |
|-------|--|-----|
| 5. 14 | Fonctions d'auto et d'intercorrélation utilisant une fonction d'apodisation gaussienne :.....    | 135 |
|       | (a) $G = 5$ , (b) $G = 15$ .   |     |
| 5. 15 | Fonctions d'auto et d'intercorrélation pour un code de longueur maximale.....                    | 136 |
|       | ( $\Delta n = 2.5 \cdot 10^{-4}$ , $R = 66 \%$ , $P_A = 12.7 \cdot 10^{-5} \text{ W}$ ).         |     |
| 5. 16 | Réponse temporelle à la sortie de FBG <sub>1</sub> .....   | 136 |
| 5. 17 | (a) : Réponse temporelle à la sortie de FBG <sub>1</sub> , (b) : Fonction d'autocorrélation..... | 137 |
|       | ( $P_A = 1.5 \cdot 10^{-5} \text{ W}$ ).   |     |

## Liste des tableaux

|      |  |     |
|------|--|-----|
| 1. 1 | Critères associés aux différents dispositifs optiques utilisés pour l'OCDMA.....   | 15  |
| 1. 2 | Comparaison des systèmes OCDMA.....  | 22  |
| 2. 1 | Différents types de réseaux de Bragg.....  | 41  |
| 2. 2 | Codes PS pour $p = 3$ .....  | 46  |
| 2. 3 | Spécifications pour les codes PS $C_1$ et $C_2$ .....  | 46  |
| 2. 4 | Spécifications pour le code PS $C_3$ .....   | 49  |
| 2. 5 | Codes EQC pour $p = 3$ .....   | 49  |
| 2. 6 | Spécifications pour les codes EQC $C_1$ et $C_2$ .....   | 49  |
| 2. 7 | Codes QC pour $p = 5$ .....  | 50  |
| 2. 8 | Spécifications pour les codes QC pour $p = 5$ .....  | 50  |
| 3. 1 | Mesures de différents paramètres du codeur/décodeur.....   | 77  |
| 3. 2 | Comparaison entre les mesures de longueur d'onde de Bragg obtenues.....<br>par la cinétique de croissance et l'OLCR pour le codeur S-FBG-PS <sub>2</sub> | 79  |
| 4. 1 | Bilan en puissance de la transmission en différents points de la liaison.....  | 97  |
| 4. 2 | Comparaison des propriétés des codes PS, QC et EQC.....  | 105 |
| 4. 3 | Relation entre $T_{code}$ , $T_{bit}$ et le nombre de bits qui interfèrent dans $2T_{code}$ (code PS $C_3$ ).....  | 111 |
| 4. 4 | Relation entre $T_{code}$ , $T_{bit}$ et le nombre de bits qui interfèrent dans $2T_{code}$ (code EQC $C_2$ ).....                                       | 113 |
| 5. 1 | Paramètres du codeur et du décodeur pour différentes valeurs de $\Delta\lambda$ .....  | 127 |
| 5. 2 | Performances de codeur/décodeur pour différentes valeurs de $\Delta n$ .....   | 133 |



# Introduction générale

L'histoire des communications a démarré avec le réseau téléphonique grand public offrant un service unique, la communication vocale point à point. De même, le réseau Internet est apparu avec un ensemble limité de services dont le courrier électronique et le transfert de fichiers. Les deux réseaux évoluent simultanément aujourd'hui afin d'offrir de nouveaux services. L'accessibilité rapide et permanente du grand public à des services haut débit de bonne qualité est désormais le critère incontournable des futurs systèmes de communications. Pour offrir une gamme plus large de services "triple play" (données, voix et vidéo) et répondre à la demande croissante d'accès à haut débit, les systèmes de communications évoluent rapidement. Cette évolution doit préserver les intérêts du grand public et des opérateurs. Pour les opérateurs, les systèmes ne doivent être ni complexes ni onéreux afin que le prix de ces services reste à la portée du plus grand nombre. Les opérateurs de réseaux doivent donc simultanément baisser les coûts d'exploitation des réseaux et conserver la diversité et la qualité des services offerts.

En Europe, le déploiement des techniques xDSL a marqué cette évolution. En 2000, le débit offert par les opérateurs de télécommunications ne dépassait pas 512 kb/s tandis qu'il s'élève aujourd'hui à 20 Mb/s. En 2005, l'introduction de nouveaux services (la vidéo à la demande, vidéo haute définition, le bouquet télévisuel...) requiert des débits importants. Dans ce contexte, l'introduction de la fibre optique dans les systèmes de communication a constitué une avancée majeure pour satisfaire la demande croissante en débit d'informations de la part des abonnés. Aujourd'hui, les prévisions des besoins en débit dans les réseaux d'accès envisagent un doublement tous les deux ans. L'infrastructure optique évolue rapidement, au fur et à mesure de l'arrivée des nouvelles technologies optiques et des nouveaux protocoles de transport.

Les réseaux d'accès optiques sont en plein essor au Japon et aux Etats Unis. En 2006, France Telecom a lancé un projet pilote consistant à rapprocher la fibre jusqu'à l'abonné (FTTH : Fiber To The Home). Cette technologie permet de fournir un débit de 100 Mb/s par foyer et de recevoir plusieurs services simultanément. Le concept "réseau optique partagé" permet d'affecter le coût de la fibre et des composants optiques entre les différents clients raccordés au réseau. La topologie de ce type de réseau conduit à s'intéresser aux techniques d'accès multiple bien connus comme techniques de partage de ressources entre différents utilisateurs.

Les différentes techniques d'accès multiple sont essentiellement, le TDMA (Time Division Multiple Access), le FDMA (Frequency Division Multiple Access), le WDM (Wavelength Division Multiplexing) et enfin le CDMA (Code Division Multiple Access). Le CDMA est une technique d'étalement du spectre utilisée dans un premier temps par les militaires grâce à sa résistance aux interférences et pour le niveau de sécurité qu'elle offre. Chaque utilisateur a un code d'étalement ou signature permettant d'extraire les informations qui lui sont destinées. Le nombre d'utilisateurs est lié

au nombre de séquences d'étalement d'une famille de code donnée. Le CDMA consiste à étaler le signal dans une large bande passante, jusqu'à le rendre "invisible" pour les autres utilisateurs qui partagent la même bande passante.

L'implémentation du CDMA optique est totalement différente de son implémentation dans le domaine des radiofréquences. Cette différence tient principalement à la différence entre ces deux canaux de communication. Pour appliquer les techniques CDMA aux communications optiques, certains éléments doivent être adaptés aux contraintes du canal optique. En optique, la transmission CDMA se fait de façon asynchrone ce qui permet un partage flexible entre les différents utilisateurs de réseau, sans gestion de temps ni de fréquence. Les effets qui perturbent le canal optique (dispersion chromatique et effets non-linéaires) sont différents de ceux du canal radio (atténuation et multi-trajets). Dans les systèmes CDMA optique, le photo-détecteur détecte plus facilement l'intensité que la phase et l'amplitude du champ optique.

L'intégration des composants optiques pour réaliser la fonction de codage et de décodage dans les réseaux d'accès permet à priori de réduire le coût et la complexité des systèmes de transmission, car l'utilisation de convertisseurs électrique/optique et optique/électrique à l'émission/réception n'est plus nécessaire. En fonction des spécifications des dispositifs utilisés, le codage de l'information est uni-dimensionnel, en temps ou en fréquence, bi-dimensionnel en combinant le temps et la fréquence à la fois ou même tri-dimensionnel en ajoutant la polarisation par exemple. La source optique est l'un des dispositifs clé des systèmes de transmission OCDMA car le choix de la source est directement lié à la nature du code à générer. Une attention particulière doit être apportée à la cohérence de la source optique utilisée.

Les travaux de recherche effectués dans le cadre de cette thèse portent sur l'encodage et le décodage temporels "tout-optique" à réseaux de Bragg pour l'accès multiple. Le manuscrit est structuré en cinq chapitres.

Le chapitre 1 présente un état de l'art des systèmes d'accès multiple par répartition de code "tout-optiques". Tout d'abord, les différentes techniques d'accès multiple utilisées en optique sont présentées. Le concept de l'accès multiple par répartition de code, l'intérêt de son utilisation et le passage du domaine des radiofréquences en optique sont décrits par la suite. En dernier lieu, une étude bibliographique sur les différentes techniques CDMA optique est présentée. Pour chaque technique, on décrit la source optique utilisée, le composant pour le codage/décodage ainsi que le type de détection.

Le chapitre 2 présente quelques rappels sur la théorie des réseaux de Bragg. Ensuite, les spécifications des codeurs et des décodeurs à réseaux de Bragg superstructurés utilisés sont données. Les méthodes de photo-inscription du codeur et du décodeur sont détaillées. Finalement, les réponses expérimentales des codeurs et des décodeurs sont présentées, comparées aux simulations et interprétées.

Le chapitre 3 porte sur la caractérisation des codeurs et des décodeurs. La méthode de réflectométrie à faible cohérence (OLCR) a été utilisée dans ce but. Une analyse complète et précise de la courbe de cinétique de croissance observée lors de la photo-inscription des codeurs et des décodeurs est présentée. Dans ce chapitre, nous mettons en évidence que les dégradations d'un système OCDMA ne sont pas dues aux seules interférences d'accès multiples et aux bruits de battement mais aussi aux imperfections des codeurs et des décodeurs. L'impact des choix des paramètres des codeurs/décodeurs et des contraintes technologiques imposées par les méthodes de photo-inscription sur les performances du système CDMA est détaillé.

Le chapitre 4 est structuré en deux parties. La première partie porte sur l'implémentation d'un système OCDMA à base de codeurs et de décodeurs à réseaux de Bragg superstructurés. Nous y explicitons l'impact du temps de cohérence du laser sur la génération de code, sur la construction de la fonction d'autocorrélation, et par conséquent, sur les performances du système. Dans cette partie, seuls les codes à structure périodique sont considérés. La deuxième partie est consacrée à l'implémentation d'un système OCDMA à séquence directe moins sensible aux perturbations cohérentes. Nous montrons que l'implémentation de codes à structure aperiodique améliore considérablement la robustesse du système aux perturbations interférométriques. Le système se révèle également plus résistant face aux interférences entre symboles et aux bruits de battement. Enfin, nous analysons l'effet de l'augmentation du temps d'intégration du photo-détecteur sur les performances en taux d'erreurs binaires du système et trouvons qu'il est possible de relâcher la contrainte "temps d'intégration limité au temps chip"; ceci permet d'envisager une détection moins onéreuse.

Le chapitre 5 présente les perspectives de ce travail qui portent sur l'implémentation d'un système OCDMA spectral à réseaux de Bragg chirpés à sauts de phase. Il s'agit de réaliser des codes bipolaires afin d'augmenter la capacité de multiplexage, le débit par utilisateur et l'efficacité spectrale du système OCDMA. Cette étude analyse les performances de système en terme de propriétés de corrélation et les différentes contraintes qui vont influencer le bon fonctionnement de système.

Une conclusion générale et des perspectives concluent ce manuscrit.





## Chapitre 1

# Les Systèmes Optiques à Accès Multiple par Répartition de Code : État de l'Art

### 1.1 Introduction

Avec le développement rapide des nouvelles technologies de l'information, le trafic de données transporté par les réseaux de communication est en augmentation incessante. Cela a encouragé les opérateurs de télécommunications à développer des systèmes de télécommunications à haut débit et à grande capacité de multiplexage. Actuellement, le "last mile", segment le plus critique dans un réseau d'accès, doit fournir différents services à la clientèle grand public et aux entreprises. La nouvelle génération de réseaux d'accès doit garantir la distribution de différents services, à haut débit symétrique avec une bonne qualité de service.

L'introduction de la fibre optique dans les systèmes de communication a constitué une avancée majeure pour satisfaire la demande croissante en débit d'informations de la part des abonnés. Les réseaux passifs optiques (Passive Optical Network : PON) en offrant une bande passante suffisante, répondent à un tel besoin. La topologie de ce type de réseau conduit à s'intéresser aux techniques d'accès multiple bien connues en télécommunications mobiles comme techniques de partage de ressources entre différents utilisateurs. Le partage des ressources optiques en bande passante obéit à trois schémas hérités des techniques radiofréquences dans lesquelles le partage se fait en fréquence, en temps ou par code.

Plusieurs techniques d'accès multiple ont déjà été étudiées ; citons le multiplexage temporel optique (Optical Time Division Multiplexing : OTDM), le multiplexage en longueur d'onde (Wavelength Division Multiplexing : WDM) ou bien encore des techniques hybrides. Ces diverses approches ont fait l'objet de recherches intensives et sont déjà largement utilisées dans les réseaux de communications optiques. Plus récemment, une attention toute particulière a été portée à la technique d'accès multiple par répartition de code en optique (Optical Code-Division Multiple-Access : OCDMA). Cette technique met en œuvre des codeurs/décodeurs "tout-optique" permettant de profiter au maximum de la large bande passante du canal optique en évitant les conversions optique/électrique et électrique/optique.

La technique d'accès multiple CDMA a été introduite dans les années 80 dans le cadre des futurs réseaux optiques à haut débit. Le CDMA est une technique d'étalement de spectre apparue dans les années 40 grâce à la théorie de l'information développée successivement par N. Wiener et C. E. Shannon. Les techniques d'étalement de spectre étaient tout d'abord destinées aux communications

numériques sécurisées telles que les télécommunications militaires [1-3]. Avec l'essor des systèmes de radiocommunications mobiles, et plus particulièrement des systèmes de radio-positionnement tels que le GPS et Navstar, les techniques d'étalement de spectre sont devenues d'un grand intérêt pour des applications grand public. Aujourd'hui, l'étalement de spectre est retenu dans différents standards : IS-95 (communication mobile de deuxième génération), UMTS (communication mobile de troisième génération) et IEEE 802.11.

Dans ce chapitre, nous présentons les différentes techniques d'accès multiple utilisées dans les systèmes de télécommunications optiques. Le concept de la technique, les différents composants optiques utilisés pour réaliser les codeurs/décodeurs ainsi que les sources optiques pour l'OCDMA sont présentées. La classification des systèmes OCDMA basée sur le principe de fonctionnement et sur la dimension de codage est présentée afin de déterminer leurs avantages et inconvénients.

## 1.2 L'accès multiple dans les systèmes de communications optiques

Pour une utilisation efficace des ressources disponibles, les utilisateurs des systèmes de communications sont amenés à y accéder en même temps. Ceci pose le problème d'accès multiples et consiste à examiner comment organiser l'accès d'un nombre important d'utilisateurs à une ressource commune.

Les systèmes de communication à accès multiple se décomposent en trois catégories (Fig 1.1) :

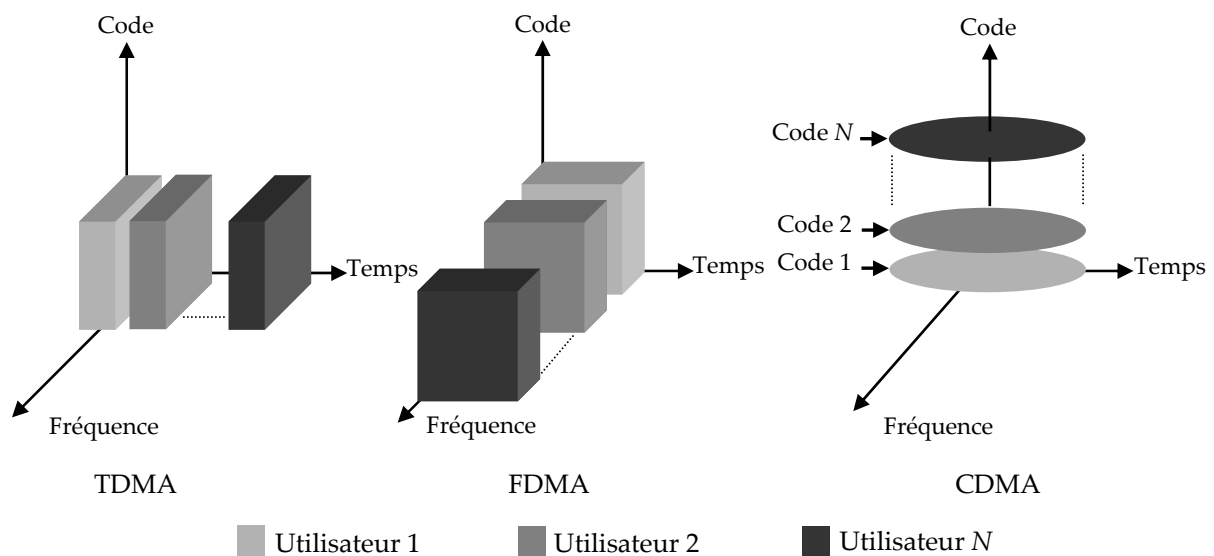


Figure 1. 1. Les trois principales techniques d'accès multiple.

- Accès multiple par répartition dans le temps (AMRT) ou TDMA pour Time Division Multiple Access;
- Accès multiple par répartition de fréquences (AMRF) ou FDMA pour Frequency Division Multiple Access;
- Accès multiple par répartition de code (AMRC) ou CDMA pour Code Division Multiple Access.

Le **TDMA** est la première technique utilisée en télécommunications optiques. Les utilisateurs partagent la même bande passante et émettent sur la même fréquence les données à transmettre dans différentes fenêtres temporelles ou "time slots" qui leur sont allouées. L'allocation des intervalles de temps aux différents utilisateurs se fait de manière cyclique, une période de temps  $T_{TDMA}$  est divisée en  $N$  intervalles de temps qui sont attribués à  $N$  utilisateurs. Chaque utilisateur transmet sa trame de données dépendamment du temps alloué par l'intervalle. Cette technique nécessite une synchronisation parfaite entre tous les émetteurs et les récepteurs. A l'émission, la source laser émet des impulsions de courte durée  $T_p$ . Les impulsions sont appliquées à l'entrée d'un modulateur optique piloté par un signal électrique de durée  $T_b$  qui représente les données à transmettre, le débit de données est  $D = 1 / T_b$ . A la sortie du modulateur, les  $N$  trains optiques sont retardés grâce à des lignes à retard et sont multiplexés en un seul signal de débit  $R = N \times D$  qui se propage via la fibre optique. A la réception, les données sont récupérées par démultiplexage temporel en utilisant un signal de synchronisation [4].

Le **FDMA** consiste à découper le spectre en  $N$  canaux de largeur suffisante et à attribuer un de ces canaux à chaque utilisateur qui désire établir une communication. Cette technique est facile à implémenter puisqu'en réception, les utilisateurs sont séparés par filtrage. En revanche, la largeur de la bande allouée à chaque utilisateur diminue en fonction de leur nombre. L'adaptation du FDMA en optique a donné naissance au multiplexage en longueur d'onde WDM (Wavelength Division Multiplexing). Cette technique est considérée comme une solution simple et économique afin d'augmenter la capacité des systèmes de communication optique en relâchant les contraintes technologiques (sources DFB, amplificateurs EDFA, ...) et physiques (dispersion chromatique, dispersion de polarisation et effets non-linéaires dans les fibres optiques, ...).

Le **WDM** (Fig 1.2) permet de multiplexer plusieurs signaux modulant des longueurs d'onde différentes dans une seule fibre optique, en les mélangeant à l'entrée par un multiplexeur (MUX) et en les séparant à la sortie au moyen d'un démultiplexeur (DEMUX). Les MUX/DEMUX sont des dispositifs passifs, ils agissent comme des filtres en sélectionnant le signal dans une bande de longueurs d'onde donnée. Lorsque moins de 8 longueurs d'ondes optiques sont utilisées, on parle de Coarse WDM (CWDM). Au delà, on parle de Dense WDM (DWDM).

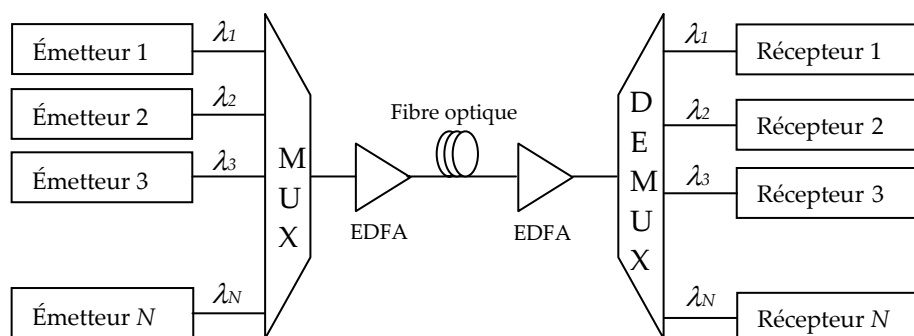


Figure 1. 2. Le système WDM.

Le multiplexage en polarisation **PDM** (Polarization Division Multiplexing) consiste à utiliser les deux états orthogonaux de la polarisation pour ajouter une autre dimension à la modulation de l'information. Cette technique est généralement utilisée en association avec une autre technique de multiplexage telle que le WDM (Fig 1.3).

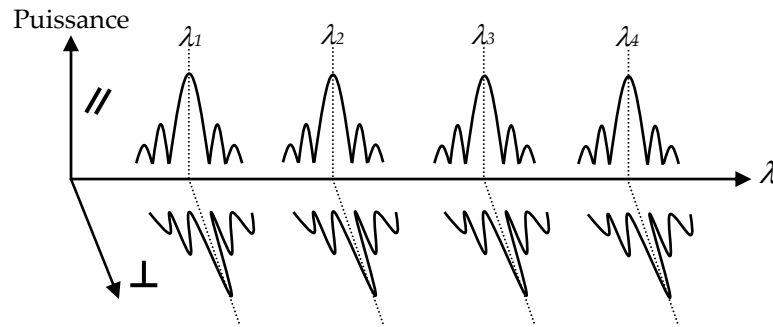


Figure 1. 3. Spectre des canaux multiplexés en longueur d'onde (WDM) et en polarisation (PDM).

Deux ensembles de canaux WDM sont couplés dans la même fibre optique, avec la même gamme de longueurs d'onde porteuses mais sur deux états de polarisation orthogonaux. Cette technique propose une capacité deux fois plus élevée dans une même bande optique et double ainsi la densité spectrale d'informations [5].

### 1.3 Accès multiple par répartition de code : le CDMA

Le **CDMA** est une technique d'étalement de spectre utilisée dans un premier temps par les militaires grâce à sa résistance aux interférences et pour le niveau de sécurité qu'elle offre. Chaque utilisateur a un code d'étalement ou une signature qui lui est propre. Le nombre d'utilisateurs est lié au nombre de séquences d'étalement générées par une famille de code donnée. Le CDMA consiste donc à étaler ou à redistribuer le signal sur une très grande bande passante, jusqu'à le rendre "invisible" pour les autres utilisateurs qui partagent la même bande passante. A la réception, l'opération d'étalement exécutée lors de l'émission est répétée pour "désétaler" le signal en bande de base tandis que les autres signaux transmis (interférants) sont perçus par le récepteur comme étant du bruit.

Contrairement aux techniques TDMA et FDMA, dans le CDMA "*tout le monde parle en même temps et au même endroit mais chacun dans sa langue*". Elle permet à plusieurs utilisateurs d'un réseau de partager le même canal de transmission sans gestion de temps ni de fréquence. Cette technique apporte un accès multiple et un partage de ressource flexible, reconfigurable et sécurisé. Contrairement aux techniques FDMA et TDMA où la capacité en nombre d'utilisateurs est limitée respectivement par les ressources fréquentielles et temporelles, en CDMA, le nombre d'utilisateurs est déterminé par les propriétés des codes d'étalement utilisés. Le CDMA est donc une alternative aux techniques FDMA et TDMA permettant d'augmenter la capacité de multiplexage et d'améliorer la fonctionnalité des systèmes. Ces techniques peuvent être combinées entre elles pour former des techniques hybrides, améliorant la capacité de multiplexage et le débit par utilisateur.

#### 1.3.1 Principe d'étalement de spectre à séquence directe

Le principe de l'étalement de spectre est défini par la relation de C. E. Shannon qui exprime la capacité maximale  $C$  du canal perturbé par un bruit additif gaussien :

$$C = B \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (1.1)$$

où :

$C$  : la capacité maximale du canal en bit/s, représente le taux de transfert maximum pour un taux d'erreur binaire nul.

$B$  : la bande passante occupée par le signal émis.  
 $S$  : la puissance du signal émis.  
 $N$  : la puissance du bruit.

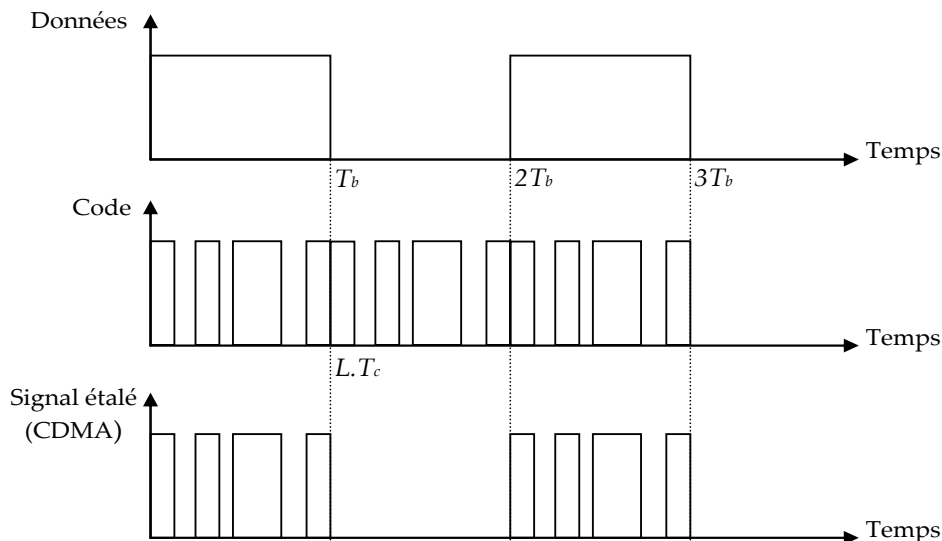
Cette relation montre que, pour transmettre sans erreur une quantité d'information  $C$ , il faut utiliser une bande  $B$  étroite et un fort rapport  $S/N$ , ou une large bande  $B$  et un faible rapport  $S/N$ . L'idée de l'étalement de spectre consiste donc à émettre un signal de bande passante largement supérieure à celle du signal utile.

Les deux principales techniques de modulation par étalement de spectre sont les techniques à séquence directe (Direct Sequence Spread Spectrum : DS-SS) et à saut de fréquence (Frequency Hopping Spread spectrum : FH-SS). Dans le cas de la technique DS-SS, l'énergie est répartie dans toute la bande de fréquences disponible, alors que dans le cas de la technique FH-SS, la bande de fréquences disponible est divisée en un certain nombre de sous-canaux.

Le CDMA à séquence directe consiste à multiplier chaque bit d'information à "1" par une séquence binaire de rythme très supérieur à celui des données à transmettre (Fig 1.4). En supposant que le rythme de la séquence d'étalement est  $L$  fois plus grand que le débit de données, il en résulte :

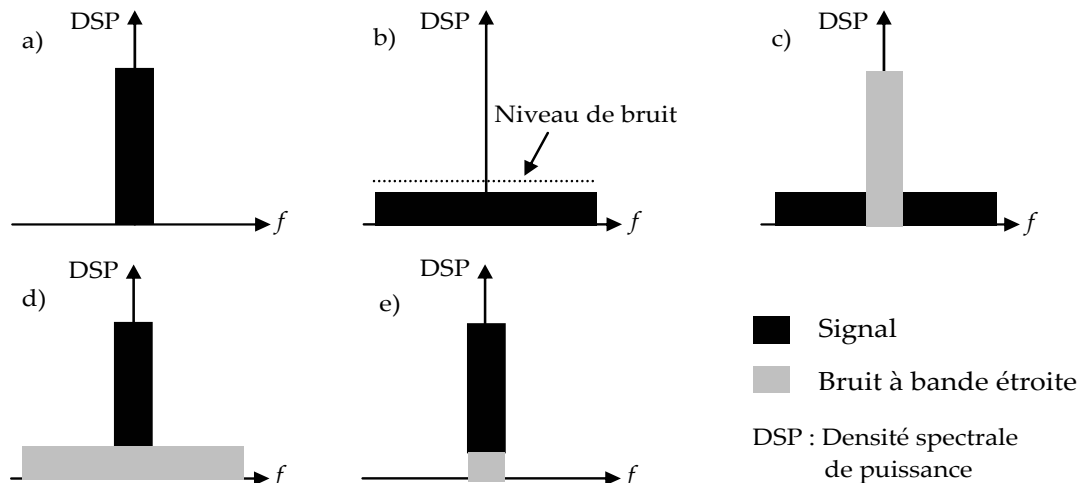
$$T_b = L.T_c \quad (1.2)$$

où  $T_b$  est la durée d'un bit d'information et  $T_c$  la durée d'un bit de la séquence d'étalement appelé chip.  $L$  est appelé le gain de traitement du système à étalement de spectre et correspond à la longueur de la séquence d'étalement.



**Figure 1. 4. Etalement de spectre par séquence directe (DS-SS).**

La figure 1.5 illustre le principe de l'étalement de spectre. Un signal de bande passante relativement étroite (a) est étalé en un signal qui s'apparente à un bruit dans une large bande passante (b). Durant la transmission, des bruits s'ajoutent au signal CDMA (c). Au niveau du décodage, le signal est reconstruit en utilisant la séquence d'étalement originelle et cette fois le bruit est étalé (d). Enfin, le signal est détecté après filtrage (e).



**Figure 1. 5. Principe d'étalement de spectre : a) signal d'entrée, b) signal codé (étalement), c) chevauchement signal/bruit durant la transmission, d) signal décodé, bruit étalé, e) signal filtré après détection.**

### 1.3.2 Le CDMA : des radiofréquences à l'optique

Le CDMA optique est basé sur les concepts de base du CDMA radiofréquence. Les différents utilisateurs partagent le même canal optique et chacun dans le réseau a sa propre séquence d'étalement. L'implémentation du CDMA optique est totalement différente du CDMA radio. Cette différence est due principalement à la différence entre les deux milieux de propagation. Pour appliquer le CDMA aux communications optiques, certains éléments doivent être adaptés aux contraintes du canal de transmission optique. Les effets qui perturbent le canal optique (dispersion chromatique et effets non-linéaires) sont différents de ceux du canal radio (atténuation et multi-trajets).

## 1.4 Le CDMA optique

### 1.4.1 Pourquoi le CDMA optique ?

L'application du CDMA aux systèmes de télécommunications optiques a pour but de surmonter les limites des systèmes d'accès TDMA et WDMA en terme de capacité de multiplexage, de débit et de flexibilité. L'utilisation des convertisseurs électrique/optique et optique/électrique est un verrou technologique à lever lors de l'utilisation de la technique CDMA électrique appliqué aux réseaux d'accès optique. Une manière de surmonter cette limitation et de minimiser le coût élevé d'implémentation consiste à réaliser le codage et le décodage dans le domaine optique en utilisant des composants optiques. Cela conduit à ce qu'on appelle : les systèmes CDMA "tout-optique". La réalisation des systèmes CDMA "tout-optique" pour les réseaux d'accès a vu le jour grâce au développement des composants optique passifs [6,7]. L'application de la technique CDMA aux réseaux d'accès optiques haut débit présente de nombreux avantages tels que :

- Usage flexible et équitable de la bande passante, des débits de transmission variable allant jusqu'aux Gb/s ;

- Traitement "tout-optique" : le codage et le décodage sont réalisés dans le domaine optique sans faire appel à des convertisseurs électrique/optique et optique/électrique grâce à des composants optiques passifs faciles à intégrer dans les réseaux PON ;
- Fonctionnement asynchrone du CDMA optique ;
- Augmentation de la capacité de multiplexage en fonction des systèmes OCDMA considérés;
- Distribution simultanée de différents services "triple play" (données, voix et vidéo) ;
- Réseau optique à coût réduit grâce à l'utilisation de composants passifs ;
- Possibilité de l'encodage de services : différents services peuvent être multiplexés sur la même fibre optique, l'utilisateur récupérera le service qu'il a choisi.

### *Sécurité et confidentialité ?*

Dans un système OCDMA, chaque utilisateur a sa propre séquence de code. Au niveau de la réception, le même code doit être utilisé afin de décoder les informations. Sans aucune information préalable sur le code utilisé, il est très difficile à un "pirate" de démoduler correctement le signal OCDMA en particulier si d'autres utilisateurs partagent le même réseau. La première mesure de sécurité et de confidentialité offerte par certains systèmes OCDMA réside dans la possibilité de générer un nombre important de séquences de codes permettant une capacité de multiplexage importante. On définit quatre techniques OCDMA :

- Direct Sequence OCDMA : le code est unipolaire. Il est uni-dimensionnel et temporel ;
- Fast Frequency Hopping OCDMA : le code est unipolaire. Il est bi-dimensionnel et à chaque chip, on associe un intervalle temporel et une longueur d'onde ;
- Frequency Encoding OCDMA : le code est unipolaire. Il est uni-dimensionnel et fréquentiel (modulation en tout ou rien du spectre des bits d'informations);
- Le CDMA spectral en phase : le code est bipolaire. Il est uni-dimensionnel et de façon très sélective, certaines composantes spectrales des bits d'information ne sont pas transmises suivant les sauts de phase du code à implémenter.

Chaque technique est différente par rapport à l'autre en terme de propriétés de corrélation de familles de codes utilisés, de capacité de multiplexage, de difficulté d'implémentation et du niveau de sécurité qu'elle offre.

Si le choix du code est basé sur la capacité à générer un nombre important de codes, il s'avère que les codes utilisés pour le FFH-OCDMA et l'encodage spectral en phase permettent un nombre plus important de séquences de codes. Cependant, un nombre important de codes n'est pas suffisant pour garantir un niveau élevé de sécurité et de confidentialité. Un codeur et un décodeur OCDMA peuvent être modélisés comme un système linéaire invariant dans le temps (LTI : Linear Time Invariant) (Fig 1.6). Lorsqu'une impulsion est injectée à l'entrée du codeur, le signal codé  $S_o(t)$  (signal OCDMA) résulte du produit de convolution entre la fonction de transfert du codeur  $h(t)$  et l'impulsion d'entrée  $S_i(t)$  [8].



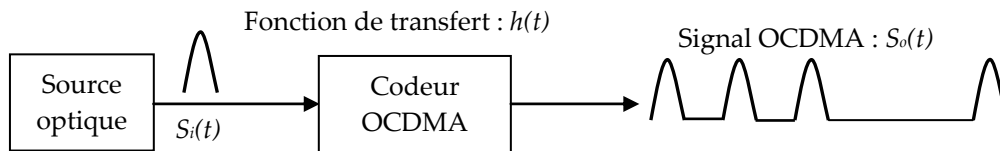


Figure 1. 6. Modélisation linéaire d'un émetteur OCDMA.

Si un "pirate" arrive à détecter les signaux  $S_o(t)$  et  $S_i(t)$ , il pourra retrouver le code utilisé par une simple analyse du système linéaire. La linéarité rend le système OCDMA fragile devant les interceptions. Pour remédier ce problème, quelques solutions peuvent être envisagées :

- Augmenter la complexité du code : les codes à deux dimensions sont plus robustes contre l'interception. L'ajout d'une troisième dimension (la polarisation par exemple) participe encore davantage à l'augmentation de la complexité des codes.
- Complexifier le système de détection : La majorité des systèmes OCDMA sont basés sur un encodage en amplitude (modulation OOK), ce qui implique une détection de puissance à la réception (détection directe). Il sera facile d'intercepter les informations par une simple détection de la puissance reçue. L'encodage de l'information en utilisant une modulation de phase numérique pourrait être une solution pratique mais cette solution requiert une détection cohérente difficile à mettre en œuvre dans les réseaux d'accès.
- Transmettre un signal d'entrée avec une puissance relativement faible afin de le confondre avec un bruit.
- Utiliser des codes reconfigurables où chaque utilisateur change régulièrement sa séquence de code.

Ces différents mécanismes pourraient être associés afin d'augmenter davantage le niveau de sécurité des systèmes OCDMA. Cependant, certains d'entre eux rendent le système OCDMA coûteux et complexe. Or l'OCDMA est une technique dédiée à l'accès multiple, qui doit offrir une implémentation simple et bas coût ; pour s'inscrire dans ce contexte, l'aspect "sécurité des systèmes OCDMA" nécessite d'approfondir les recherches en cours.

#### 1.4.2 Concept

La figure 1.7 montre le schéma synoptique d'un réseau CDMA "tout-optique". Il est constitué de  $N$  paires émetteur-récepteur. Chaque émetteur est constitué d'une source optique modulée par l'information à transmettre. L'information est ensuite codée par un codeur optique approprié [9-10]. Les différentes informations codées sont superposées en un signal CDMA qui se propage via le réseau. A la réception, le signal CDMA va être diffusé vers tous les récepteurs. Indépendamment du type de détection utilisé, chaque récepteur doit posséder la séquence de code utilisée lors du codage afin de pouvoir reconstituer l'information émise.

#### *Détection incohérente ou cohérente ?*

Dans un système CDMA optique, au-delà du choix de la source optique et de la famille de codes, le choix de la technique de détection est déterminant pour les performances du système. On définit deux systèmes de détection :

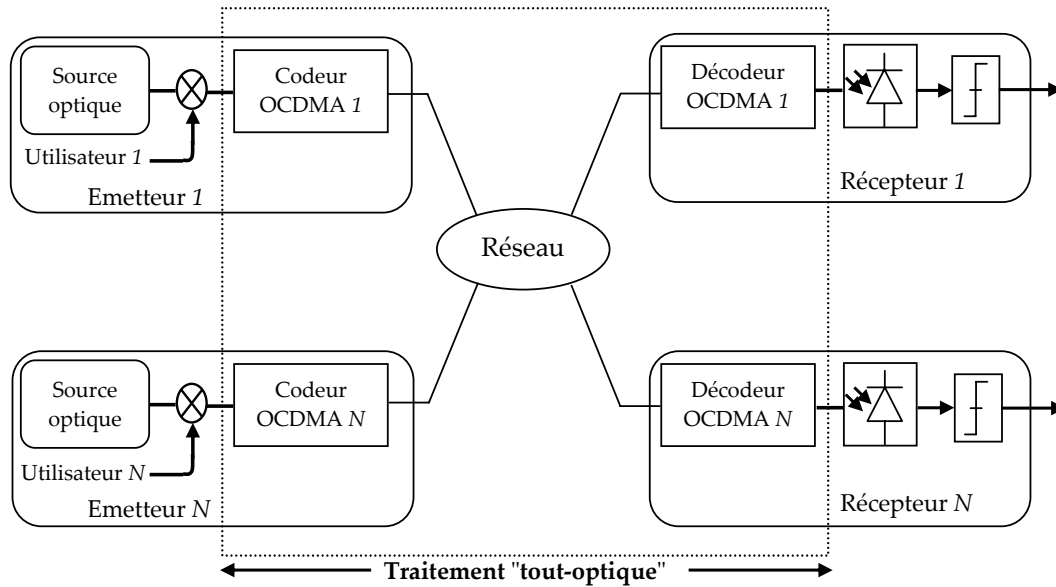


Figure 1. 7. Schéma synoptique d'un réseau CDMA "tout-optique".

**Détection incohérente** : c'est une détection simple à implémenter et peu coûteuse. Elle utilise une détection quadratique du champ (détection directe), c'est-à-dire une détection de l'intensité du champ optique. Le codage est réalisé dans le domaine temporel ou spectral en utilisant des séquences de codes unipolaires (0,1) où bipolaires (-1,+1).

**Détection cohérente** : elle permet de détecter directement une modulation de phase de façon hétérodyne ou homodyne. Lors d'une détection cohérente, la lumière peut être modulée vectoriellement par des codes bipolaires. Ces derniers sont parfaitement orthogonaux lors d'une transmission synchrone des données. L'emploi des codes bipolaires permet de multiplexer un nombre important d'utilisateurs et de minimiser les interférences d'accès multiples.

L'utilisation d'une détection cohérente rend le système OCDMA complexe, coûteux et difficile à implémenter (le besoin d'un oscillateur local synchronisé à la réception). La phase optique est difficile à contrôler et la polarisation de la lumière dans les composants optiques du système est difficilement maîtrisable.

### 1.4.3 Codeurs et décodeurs optiques pour l'OCDMA

L'intégration des composants optiques pour réaliser la fonction de codage et de décodage dans les réseaux d'accès optiques a permis de réduire le coût et la complexité des systèmes de transmission. Parmi les dispositifs les plus utilisés en OCDMA, on trouve les lignes à retard (Fiber Optical Delay Line : FODL), les réseaux de Bragg (Fiber Bragg Grating : FBG), les réseaux de guides d'ondes matriciels (Arrayed Waveguide Gratings : AWG), les circuits planaires (Planar Lightwave Circuits : PLC), les modulateurs spatiaux de lumière (Spatial Light Modulator : SLM), les coupleurs en étoile, les dispositifs holographiques, et les systèmes mécaniques micro-électroniques (Micro-Electro Mechanical Systems : MEMS). Le codage de l'information peut se faire de manière uni-dimensionnelle en temps ou en fréquence (longueur d'onde) ou de manière bi-dimensionnelle en combinant le temps et la fréquence. Le tableau 1.1 présente les critères associés aux dispositifs optiques utilisés dans différentes configurations de CDMA optique :

- Possibilité de générer des codes optiques longs et reconfigurables;
- Pertes d'insertion;
- Simplicité d'intégration dans les réseaux "tout-optique";
- Complexité et coût d'implémentation.

Suivant ces critères, les réseaux de Bragg présentent les meilleures performances. C'est pourquoi ils ont connu un regain d'intérêt pour l'implémentation des systèmes OCDMA.

#### 1.4.4 Sources optiques pour les systèmes OCDMA

La source optique est l'un des composants clés d'un système de transmission. Pour les systèmes OCDMA, le choix de la source est lié directement à la nature du code à générer. Une attention particulière doit être apportée à la bande passante offerte par la source optique ainsi qu'à ses propriétés de cohérence, la source peut être cohérente ou incohérente.

##### *Source large bande incohérente*

Grâce à sa simplicité et son bas coût, la source large bande est très utilisée dans les systèmes de télécommunications optiques. Les LED's (Light Emitting Diodes) et les sources à émissions spontanée amplifiée (à base d'amplificateur de fibre optique dopé à l'erbium EDFA ou d'amplificateur à semi-conducteur SOA) sont des sources incohérentes présentant un temps de cohérence quasiment nul. Ces sources sont largement utilisées pour réaliser un codage fréquentiel (FE-OCDMA) et un codage hybride " $\lambda$ -t" (FFH-OCDMA). Elles présentent une grande largeur spectrale fournissant ainsi toutes les fréquences nécessaires à de tels codages. La seule limite de ce type de source est son bruit d'intensité.

##### *Source laser cohérente*

Le principal avantage d'une source laser est qu'elle ne présente pas de bruit d'intensité spontanée. Une source laser cohérente peut générer des impulsions de courte durée de l'ordre de quelques picosecondes jusqu'à l'ordre du femtoseconde.

La méthode la plus simple utilisée pour obtenir un laser pulsé consiste à moduler en tout ou rien (modulation OOK) l'intensité continue d'un laser (CW laser : continuous wave laser) pendant des intervalles de temps de durée relativement courts. Les inconvénients de ce type de laser résident en deux points : pertes d'énergie lors du temps OFF de la modulation; la puissance des impulsions générées ne peut pas dépasser la puissance du laser continu. Ce type de laser pulsé ne délivre pas des impulsions de très courte durée temporelle. Ce type de laser a été initialement utilisé pour le CDMA à étalement temporel (TS-OCDMA) et pour le CDMA fréquentiel FE-CDMA [11].

Les lasers à modes bloqués (MLL : Mode Locked Laser) ont été introduits afin de surmonter ces inconvénients. Le principe de ce type de laser est basé sur un couplage en phase entre les modes de la cavité résonante du laser. La nature impulsionnelle de la lumière émise en sortie du laser résultera des interférences optiques entre ces modes.

| Codeur/décodeur                              | FODL                              | AWG                         | PLC                  | SLM                                      | x-FBG   | MEMS     |
|--|-----------------------------------|-----------------------------|----------------------|--|---|----------|
| Type de système<br>OCDMA                     | DS-OCDMA<br>(cohérent/incohérent) | 2D-OCDMA<br>Codage spectral | TS-OCDMA<br>cohérent | Codage spectral<br>(cohérent/incohérent) | DS/TS-OCDMA<br>(cohérent/incohérent)<br>FFH-OCDMA<br>codage spectral<br>(cohérent/incohérent) | 2D-OCDMA |
| Possibilité de<br>générer des codes<br>longs | Faible                            | Moyenne                     | Moyenne              | Grande                                   | Grande  | Moyenne  |
| Reconfigurabilité                            | Difficile                         | Possible                    | Simple               | Simple                                   | Possible  | Simple   |
| Pertes d'insertion                           | Moyenne                           | faible                      | Importante           | Moyenne                                  | En fonction du<br>dispositif considéré  | Moyenne  |
| Intégration                                  | Faible                            | Moyenne                     | Moyenne              | Moyenne                                  | Simple  | Moyenne  |
| Complexité                                   | Moyenne                           | Grande                      | Moyenne              | Moyenne                                  | Faible  | Grande   |
| Coût   | Faible                            | Important                   | Moyen                | Moyen                                    | Faible  | Moyen    |

|        |                                       |
|--------|---------------------------------------|
| FODL   | : Fiber Optical Delay Line            |
| AWG    | : Arrayed Waveguide Grating           |
| SLM    | : Spatial Lightwave Modulators        |
| S-FBG  | : Superstructured Fiber Bragg Grating |
| SI-FBG | : Superimposed Fiber Bragg Grating    |
| CM-FBG | : Chirped Moiré Fiber Bragg Grating   |
| C-FBG  | : Chirped Fiber Bragg Grating         |
| PLC    | : Planar Lightwave Circuits           |
| MEMS   | : Micro Electro Mechanical Systems    |

Tableau 1. 1. Critères associés aux différents dispositifs optiques utilisés pour l'OCDMA.

Dans le cas d'un laser multi-longueurs d'onde à modes bloqués (M-WMLL : Multi-Wavelength Mode Locked Laser), différentes longueurs d'onde peuvent être générées et modulées indépendamment. Ce type de laser est utilisé dans les systèmes WDM et FFH-OCDMA [12]. Dans le tableau 1.2, nous donnons les différentes sources optiques généralement utilisées en CDMA optique.

### *Source supercontinuum*

La source supercontinuum (SC) est une source d'impulsions ultracourtes à spectre extrêmement étendu (1200-2000 nm). Une des méthodes utilisées pour générer un supercontinuum consiste à injecter une impulsion laser très brève et très intense dans un milieu optique non-linéaire. Durant la propagation de l'impulsion dans la fibre, l'interaction non-linéaire avec le milieu matériel de la fibre, génère dans son spectre une série de nouvelles raies spectrales. Ce phénomène a été observé par Alfano et Shapiro en 1970 [13].

Les sources SC connaissent un fort attrait actuellement grâce à leur simplicité de mise en œuvre et à leur stabilité. En adaptant les spectres générés aux besoins (étendue spectrale, homogénéité du spectre, et luminance de sortie) et aux spécificités des diverses applications, le SC est désormais utilisé dans de nombreux domaines : métrologie et contrôle industriel, nano-optique, spectroscopie, nano-métrologie et micro-systèmes pour les sciences du vivant, test de composants optiques, les capteurs optiques...etc. Récemment, les SC commencent à être utilisés dans les télécommunications optiques.

Le supercontinuum présente des propriétés originales, en terme de luminance et de densité spectrale de puissance. Cette source a été utilisée pour réaliser un système OCDMA incohérent [14].

### **1.4.5 Les codes optiques**

Le choix de la famille de codes d'étalement est déterminant pour la réalisation d'un système OCDMA. Les codes optiques sont construits de façon à minimiser l'intercorrélacion entre les codes et de maximiser l'autocorrélacion du code avec lui-même afin d'obtenir un rapport signal/bruit important. Les interférences d'accès multiple (IAM) engendrées par l'intercorrélacion des séquences de codes ont une influence sur le choix de telle ou telle famille de codes à implémenter et du type de détection. Le choix d'une famille de codes avec de meilleures propriétés de corrélation permet de minimiser non seulement les interférences d'accès multiples (IAM), mais aussi le bruit de battement (BB) et donc d'assurer de meilleures performances aux systèmes OCDMA.

Contrairement aux systèmes CDMA radiofréquences où l'utilisation de codes bipolaires ne présente pas de difficultés majeures, l'implémentation des codes dans des systèmes optiques est confrontée au problème de la non-conservation de la phase des signaux optiques et à la nécessité d'une détection cohérente dans certains systèmes. La difficulté de conserver et de contrôler la phase de signal optique empêche l'utilisation de ce paramètre pour la transmission d'informations, et donc, empêche l'utilisation des codes strictement orthogonaux (codes bipolaires). Pour contourner les difficultés d'implémentation des codes bipolaires, des codes optiques unipolaires ont été mis au point. Ils sont implémentés au prix d'un relâchement des contraintes sur les propriétés de corrélation des séquences utilisées. Les premiers codes utilisés en CDMA optique sont les codes optiques orthogonaux [15,16].

Un code optique est défini par le triplet  $(L, \omega, N)$  où  $L$  est la longueur de code,  $\omega$  est le poids de code et  $N$  la capacité de multiplexage. Les paramètres  $\lambda_a$  et  $\lambda_c$  sont respectivement une évaluation du degré de ressemblance du code avec ses versions retardées (niveau des lobes secondaires de la fonction d'autocorrélacion) et le degré de ressemblance du code avec les autres codes issus de la même famille

(niveau de la fonction d'intercorrélation). Le code est composé d'une suite d'impulsions d'amplitude "1" et "0" permettant d'implémenter des systèmes OCDMA à détection directe ou quadratique.

Considérons deux séquences de codes de la même famille  $C_m$  et  $C_n$ , les fonctions d'auto et d'intercorrélation sont données par :

$$AC_m(s) = \sum_{i=0}^{L-1} C_m(i) C_m(i-s) \begin{cases} = \omega & \text{si } s=0 \\ \leq \lambda_a & \text{si } 1 \leq s < L-1 \end{cases} \quad (1.3)$$

$$CC_{m,n}(s) = \sum_{i=0}^{L-1} C_m(i) C_n(i-s) \leq \lambda_c \quad \text{si } 0 \leq s < L-1 \quad (1.4)$$

Dans le cas d'une orthogonalité stricte des séquences choisies, les équations (1.3) et (1.4) vérifient :

$$AC_m(s) = \sum_{i=0}^{L-1} C_m(i) C_m(i-s) \begin{cases} = \omega & \text{si } s=0 \\ 0 & \text{si } 1 \leq s < L-1 \end{cases} \quad (1.5)$$

$$CC_{m,n}(s) = \sum_{i=0}^{L-1} C_m(i) C_n(i-s) = 0 \quad \text{si } 0 \leq s < L-1 \quad (1.6)$$

Cette condition n'est vérifiée que dans le cas des codes bipolaires émis dans une configuration synchrone.

## 1.5 Théorie des systèmes OCDMA

Les systèmes OCDMA peuvent être classés suivant leur principe de fonctionnement selon qu'ils sont cohérents ou non. Le degré de cohérence de ces systèmes dépend essentiellement de l'ordre de grandeur du temps de cohérence de la source utilisée devant la durée d'intégration du détecteur comprise entre le temps chip et le temps bit.

La Figure 1.8 représente le schéma bloc d'un système OCDMA en présence de différentes sources de bruit :

- Les interférences d'accès multiples (IAM) résultent de la présence d'autres utilisateurs dans le réseau.
- Au niveau de la détection : des bruits de battement peuvent s'ajouter, ils sont causés par la détection quadratique qui génèrent des battements entre l'utilisateur et l'interférant et entre l'interférant et lui-même.
- Bruit du récepteur : bruit thermique, bruit de grenaille.

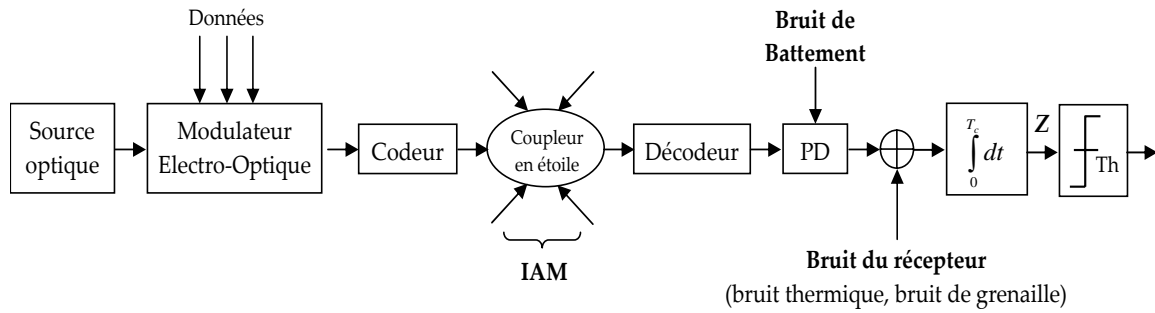


Figure 1. 8. Système OCDMA avec les différentes sources de bruit.

Si  $k$  utilisateurs sont susceptibles de partager le réseau de façon asynchrone, le nombre  $m$  d'interférants est tel que  $0 < m < k-1$ . Le champ optique représentant le signal désiré au niveau de la détection s'écrit alors :

$$E(t) = \sqrt{P_d} \exp j(\omega_d t + \phi_d(t)) + \sum_{i=1}^m \sqrt{P_i} \exp j(\omega_i(t - \tau_i) + \phi_i(t - \tau_i)) \quad (1.7)$$

$P_d$  et  $P_i$  sont respectivement les puissances optiques du signal décodé correctement (utilisateur désiré) et celle de l'utilisateur non désiré (interférant) à la détection.  $\omega_d$  et  $\omega_i$  sont les fréquences optiques,  $\phi_d$  et  $\phi_i$  sont les bruits de phase des signaux désiré et interférant.  $\tau_i$  est le retard de l'interférant par rapport à l'utilisateur désiré.

Utilisant une détection directe sur le temps chip  $T_c$ , le signal  $Z$  après intégration s'écrit :

$$\begin{aligned} Z &= \int_0^{T_c} \Re.(E.E^*) dt + \int_0^{T_c} n_0(t) dt \\ &= \underbrace{T_c \Re P_d}_{\text{Signal désiré}} + \underbrace{T_c \Re \sum_{i=1}^m P_i}_{\text{IAM}} + \underbrace{2 \Re \sum_{i=1}^m \sqrt{P_d P_i} \int_0^{T_c} \cos((\omega_i - \omega_d)t - \omega_i \tau_i + \phi_i(t - \tau_i) - \phi_d(t)) dt}_{\text{Batttement utilisateur- interférant}} \\ &\quad + \underbrace{2 \Re \sum_{j=i+1}^m \sum_{i=1}^{m-1} \sqrt{P_i P_j} \int_0^{T_c} \cos((\omega_i - \omega_j)t - \omega_i \tau_i + \omega_j \tau_j + \phi_i(t - \tau_i) - \phi_j(t - \tau_j)) dt}_{\text{Batttement interférant- interférant}} \\ &\quad + \underbrace{\int_0^{T_c} n_0(t) dt}_{\text{Bruit du récepteur}} \end{aligned} \quad (1.8)$$

Bruit du récepteur

où  $\Re$  représente la photosensibilité du photo-détecteur.

Le premier terme dans l'équation (1.8) représente le signal désiré décodé correctement. Le deuxième terme représente les interférences d'accès multiple (IAM). Le troisième et le quatrième

terme représentent respectivement les  $m$  signaux de battement entre le signal désiré et les interférants et les  $m(m-1)/2$  signaux de battement entre interférants. Le dernier terme  $n_0(t)$  représente les bruits du récepteur (bruit thermique, bruit de grenaille).

Considérons que l'utilisateur désiré et l'interférent sont émis à partir de la même source optique, dans ce cas,  $\omega_i - \omega_d = 0$ . L'équation (1.8) s'écrit alors :

$$Z = T_c \Re P_d + T_c \Re \sum_{i=1}^m P_i + 2\Re \sum_{i=1}^m \sqrt{P_d P_i} \int_0^{T_c} \cos(-\omega_i \tau_i + \phi_i(t - \tau_i) - \phi_d(t)) dt \quad (1.9)$$

$$+ 2\Re \sum_{j=i+1}^m \sum_{i=1}^{m-1} \sqrt{P_i P_j} \int_0^{T_c} \cos((- \omega_i \tau_i + \omega_j \tau_j + \phi_i(t - \tau_i) - \phi_j(t - \tau_j)) dt + \int_0^{T_c} n_0(t) dt$$

Dans le cas où le nombre d'utilisateurs partageant le réseau n'est pas très important, le bruit de battement interférant- interférant peut être négligé. Dans ce cas, l'équation (1.9) devient :

$$Z = \underbrace{T_c \Re P_d}_{\text{Signal}} + \underbrace{T_c \Re \sum_{i=1}^m P_i}_{\text{IAM}} + \underbrace{2\Re \sum_{i=1}^m \sqrt{P_d P_i} \int_0^{T_c} \cos(-\omega_i \tau_i + \phi_i(t - \tau_i) - \phi_d(t)) dt}_{\text{Battement utilisateur-interférent}} + \int_0^{T_c} n_0(t) dt \quad (1.10)$$

désiré

Dans l'équation (1.10), le terme " $\omega_i \tau_i$ " est constant pendant la durée de l'intégration du photo-détecteur. Le terme  $\delta\phi_{i,d}(t) = \phi_i(t - \tau_i) - \phi_d(t)$  dépend fortement de la cohérence de la source optique utilisée et donc du temps de cohérence  $\tau_c$ . Nous discutons ici de l'effet de ce terme dans le cas d'un système incohérent et dans le cas d'un système cohérent :

### **Systeme incohérent $\tau_c \ll T_D$**

Dans un système OCDMA incohérent, les sources large bande sont fréquemment utilisées. Le temps de cohérence de la source  $\tau_c$  est alors considéré comme très faible devant le temps de détection  $T_D$ . Dans ce cas, le terme  $\delta\phi_{i,j}(t)$  est un processus aléatoire distribué uniformément sur l'intervalle  $[-\pi, \pi]$  et le terme "battement utilisateur-interférent" s'annule. L'équation (1.10) s'écrit :

$$Z = T_c \Re P_d + T_c \Re \sum_{i=1}^m P_i + \int_0^{T_c} n_0(t) dt \quad (1.11)$$

La source de bruit dominante est le bruit d'interférences d'accès multiple (IAM). Dans ce cas, la fonction d'autocorrélation est considérée en intensité et résulte de la somme des puissances des impulsions dans les différents temps chip.



### Système cohérent $\tau_c \geq T_D$

Dans le cas d'un système OCDMA cohérent, le temps de cohérence du laser est supérieur au temps de détection  $T_D$  et au temps chip  $T_c$ . L'équation (1.10) devient :

$$Z = T_c \Re P_d + T_c \Re \sum_{i=1}^m P_i + 2 \Re \sum_{i=1}^m \sqrt{P_d P_i} \int_0^{T_c} \cos(-\omega_i \tau_i + \delta\phi_{i,d}(t)) dt + \int_0^{T_c} n_0(t) dt \quad (1.12)$$

Le terme  $\delta\phi_{i,d}(t) = \phi_i(t - \tau_i) - \phi_d(t)$ , est constant dans l'intervalle  $[-\pi, \pi]$  pendant la durée d'intégration  $T_D$  qui se traduit par un bruit de battement utilisateur-interférant cohérent ou incohérent :

- Bruit de battement incohérent si le délai  $\tau_i$  est supérieur au temps de cohérence du laser,  $\tau_i > \tau_c$ .
- Bruit de battement cohérent si le délai  $\tau_i$  est inférieur au temps de cohérence du laser,  $\tau_i < \tau_c$ .

Dans le cas d'un système OCDMA à séquence directe, le code est composé de chips temporels. Sachant que la puissance d'une impulsion chip est égale à  $P$ , l'équation (1.7) s'écrit :

$$E(t) = \sum_{n=1}^{\omega} \sqrt{P} \exp j(\omega_n t + \phi_n(t)) + \sum_{n=1}^x \sum_{i=1}^m \sqrt{P} \exp j(\omega_i(t - \tau_i) + \phi_i(t - \tau_i)) \quad (1.13)$$

où  $\omega$  représente le poids du code, c'est-à-dire le nombre de chips à "1" qui se superposent dans un temps chip afin de construire la fonction d'autocorrélation,  $x$  le nombre maximum d'impulsions qui peuvent se superposer dans un temps chip lors des interférences d'accès multiple (niveau de la fonction d'intercorrélacion :  $x \leq \omega$ ).

Si le système est incohérent, l'équation (1.8) devient :

$$Z = \underbrace{T_c \Re \omega P}_{\text{Signal désiré}} + \underbrace{T_c \Re \lambda_c m P}_{\text{IAM}} + \underbrace{\int_0^{T_c} n_0(t) dt}_{\text{bruit du récepteur}} \quad (1.14)$$

Le niveau de bruit IAM est limité par le niveau maximal de la fonction d'intercorrélacion  $\lambda_c$ . La fonction d'autocorrélacion est considérée en puissance et représente la somme des puissances des chips à "1" dans un temps chip  $T_c$ .

## 1.6 Classification des systèmes OCDMA

Le codage dans les systèmes OCDMA peut se faire suivant une des dimensions suivantes : temps, fréquence, espace, polarisation ou en combinant plusieurs dimensions. Le système OCDMA est alors :

- Uni-dimensionnel (1D-OCDMA) : temporel ou fréquentiel ;

- Bi-dimensionnel (2D-OCDMA) : temps/fréquence, temps/espace;
- Tri-dimensionnel (3D-OCDMA) : temps/fréquence/polarisation.

A noter ici, qu'il existe également des techniques OCDMA chaotique et holographique.

Le tableau 1.2 présente une comparaison entre les différents systèmes OCDMA selon le type de sources optiques utilisé, les dispositifs de codage et de décodage et les différentes sources de bruit.

### 1.6.1 OCDMA uni-dimensionnel (1D-OCDMA)

#### 1.6.1.1 OCDMA temporel

Les premiers codeurs CDMA optiques temporels ont été réalisés dans les années 70 : leur principe repose sur des sections de fibres de longueur variable ou "lignes à retard temporel". Une impulsion de courte durée est envoyée vers un coupleur  $1 \times N$  et les  $N$  impulsions en sortie du coupleur sont retardées d'une durée  $t, 2t, \dots$  puis recombinaées par un coupleur  $N \times 1$ . Le train d'impulsions représente une séquence de code binaire reconfigurable en fonction des différentes longueurs de fibre (Fig 1.9) [17].

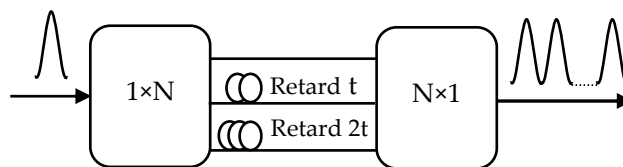


Figure 1. 9. Codeur à base des lignes à retard.

Un tel système présente des pertes introduites par les deux coupleurs. La fabrication des lignes à retard demande une grande précision afin de réaliser le code voulu. De plus, les codeurs à base de lignes à retard sont très encombrants et difficiles à intégrer dans un système de transmission optique.

La technique des "lignes en cascade" a été inventée pour pallier les pertes de puissance dues à l'utilisation de coupleurs dans le système CDMA précédent. Dans cette configuration, nous considérons un réseau à "n" étages constitué de "n+1" coupleurs connectés en cascade avec "2n" lignes à retard (Fig 1.10).

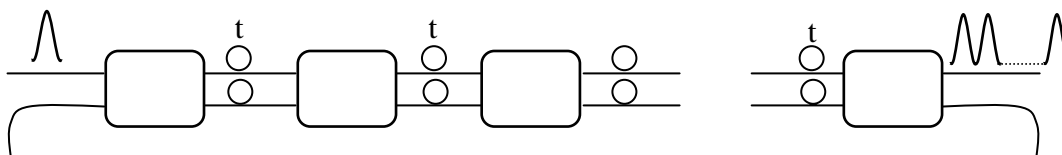


Figure 1. 10. Codeur à base des lignes à retard en cascade (Ladder networks).

Une impulsion injectée à l'entrée de ce codeur génère un code avec  $2^n$  impulsions. Le bilan en puissance de ce type de codeur est beaucoup plus important que le précédent. Les familles de codes les plus adaptées à une telle configuration sont les codes  $2^n$  et les codes premiers modifiés (Modified Prime Codes).

| Système OCDMA              |                   | Source optique                     |                           | Codeur/Décodeur           |  | Détection                                 |   |   |
|----------------------------|-------------------|------------------------------------|---------------------------|---------------------------|--|---|---|---|
| Principe de fonctionnement | Dimension de code | Type                               | Bruit associé             |                           | Type   | Temps d'intégration                       | Bruits  |   |
| Incohérent                 | 1D                | TS où DS                           | GS-DFB-LD<br>GS-FP-LD     | Bruit d'émission stimulée | Détection directe                              | $T_c$                                     | - Bruit de grenaille<br>- Bruit thermique<br>- Bruit d'intensité<br>- MAI           |   |
|                            |                   | Codage fréquentiel (FE ou SAC)     | LED, ASE, SLD             |                           |  | $T_b$                                     |   |   |
|                            | 2D                | FFH                                | LED, ASE, SLD             |                           | Bruit d'émission spontanée ou d'intensité      | Détection équilibrée                      | $T_c$   | - Bruit de battement utilisateur-interférent non cohérent |
|                            |                   | Systèmes hybrides                  | M-WMLL<br>SC<br>GS-FP-LD  |                           |  | (Fonction d'autocorrélation en puissance) |   |   |
|                            | 3D                | Espace/Temps                       | LED, ASE, SLD             |                           | FODL, AWG                                      |   | $T_b$   |   |
|                            |                   | Temps/Longueur d'onde/Polarisation | LED, ASE, SLD<br>M-WMLL   |                           |  |   |   |   |
| Cohérent                   | TS où DS          | DFB LD, MLLD (<100ps)              | Bruit d'émission stimulée | FODL, S-FBG, PLC          | Détection directe ou cohérente                 | $T_c$                                     | - Bruit de grenaille<br>- Bruit thermique<br>- MAI<br>- Bruit de battement cohérent |   |
|                            |                   | Codage spectral (Phase, amplitude) | MLLD (<1 ps)              | RIN : Négligeable         | SLM, AWG<br>C-FBG<br>(avec des sauts de phase) |   |   | (Fonction d'autocorrélation en amplitude complexe)        |

LED : Light Emitting Diode  
 SLD : Super Luminescent Diode  
 ASE : Amplified Spontaneous Emission  
 SC : SuperContinuum  
 GS-DFB-LD : Gain Switched-Distributed FeedBack-Laser Diode  
 GS-FP-LD : Gain Switched-Fabry-Perot-Laser Diode  
 MMLD : Mode Locked Laser Diode  
 M-WMLL : Multi-Wavelength Mode Locked Laser

Tableau 1. 2. Comparaison de différents systèmes OCDMA.

### 1.6.1.2 OCDMA temporel cohérent

Dans ce cas, la cohérence du système est considérée. Des lignes à retard en cascade sont employées pour générer le code et pour insérer des sauts de phase (Fig 1.11) [18,19]. A la réception, les impulsions optiques sont recombinaées d'une façon cohérente au niveau du décodeur adapté. La fonction d'autocorrélation présente une amplitude importante due aux interférences constructives entre les impulsions. Les impulsions issues des autres utilisateurs (interférants) sont recombinaées d'une façon incohérente et donne naissance à un bruit d'interférences d'accès multiple.

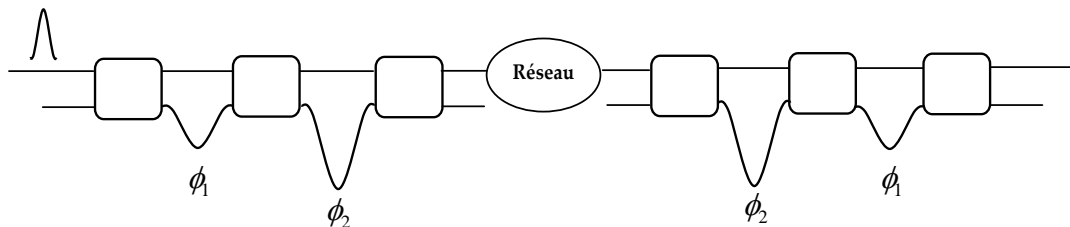


Figure 1. 11. Codage temporel cohérent à base des lignes à retard en cascade.

### 1.6.1.3 OCDMA spectral en phase en espace libre

Développée par Salehi et al. dans les années 80, cette technique est basée sur un montage 4f réalisé en espace libre [20]. Il s'agit de construire un plan de Fourier spatial dans lequel toutes les composantes spectrales d'une impulsion temporelle sont spatialement séparées et focalisées. A noter que le montage 4f est à l'origine largement utilisé pour la mise en forme d'impulsions temporelles ultracourtes [21].

La figure 1.12 montre le montage 4f qui représente le codeur. Quand une impulsion courte ( $\leq 1ps$ ) limitée par la transformée de Fourier est injectée à l'entrée d'un premier réseau de diffraction, ce dernier disperse spatialement les différentes composantes spectrales de cette impulsion.

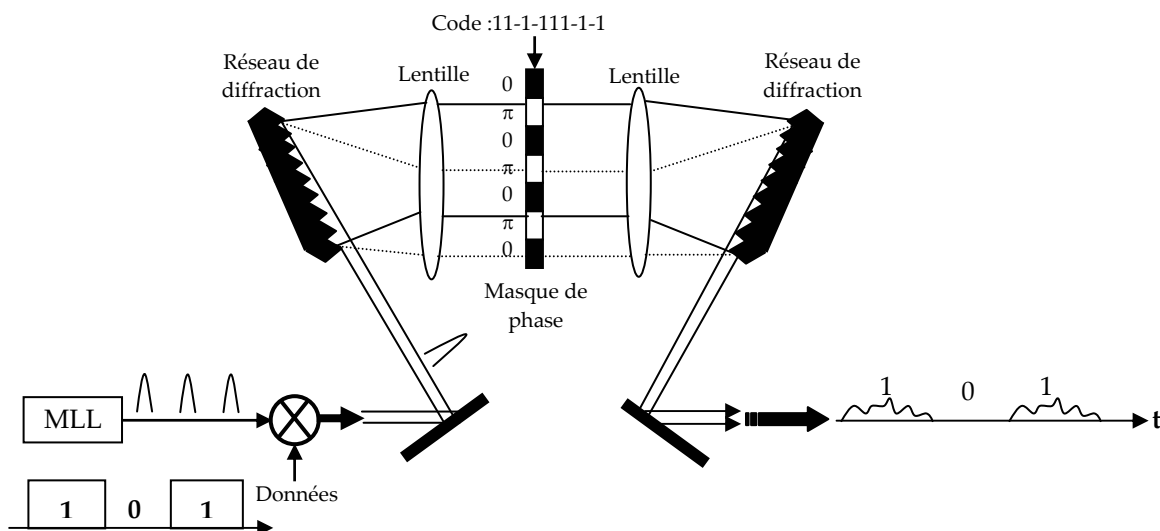


Figure 1. 12. Codage spectral en phase en espace libre.

Après passage par la première lentille, les faisceaux passent à travers un masque de phase, des sauts de phase constituant la signature d'un code bipolaire donné sont alors insérés entre les

différentes composantes spectrales. Par la suite, les différentes composantes spectrales sont ré-assemblées et recomprimées par la deuxième lentille et le deuxième réseau de diffraction en un signal unique représentant l'impulsion d'entrée codée spectralement en phase. La forme temporelle du signal codé est obtenue par un produit de convolution entre l'impulsion d'entrée et la réponse impulsionnelle du masque de phase.

Le décodeur doit être le conjugué du codeur afin de repositionner en phase les différentes composantes spectrales et de reconstituer l'impulsion d'entrée. Cette technique est connue sous le nom de CDMA à étalement temporel (Time Spreading-OCDMA).

L'utilisation de la phase comme paramètre de codage a pour but de réaliser des codes bipolaires. Ces codes présentent de meilleures propriétés de corrélation que les codes unipolaires, permettant une grande capacité de multiplexage, un grand débit par utilisateur, une meilleure efficacité spectrale ainsi qu'une meilleure sécurisation de réseau [22].

Une des techniques utilisées pour réaliser les codes bipolaires est l'encodage spectral en phase. Cette technique s'avère prometteuse pour l'OCDMA dédié aux réseaux d'accès.

Différentes configurations basées sur les réseaux de Bragg superstructurés et les réseaux de Bragg chirpés à sauts de phase ont été proposés dans ce but (*cf.* chapitre 5). D'autres configurations basées sur l'encodage spectral en phase à étalement temporel ont été proposées (SPECT : Spectral Phase Encoded Time Spreading) où le principe de codage repose sur l'utilisation d'un modulateur spatial de lumière à cristal liquide (LC-SLPM : Liquid Crystal Spatial Light Phase Modulator) [23,24].

#### 1.6.1.4 OCDMA spectral en amplitude

Cette technique de codage est largement utilisée en CDMA optique, elle est connue dans la littérature sous les acronymes : FE-CDMA (Frequency Encoding CDMA) ou SAC-CDMA (Spectral Amplitude Coding CDMA). Présentée par Zacarrin et Kavehard, il s'agit de coder le spectre de l'information et elle existe en différentes configurations [25,26].

##### *OCDMA spectral en amplitude en espace libre (Montage 4f)*

Ce montage est constitué d'une paire de réseaux de diffraction, une paire de lentilles et un masque d'amplitude. Comme le montre la figure 1.13, un signal issu d'une source large bande est transformé en une série de fréquence qui représente le code. A la réception, une détection équilibrée à deux photodiodes est utilisée. Le signal codé est divisé en deux et diffusé vers le décodeur adapté  $C(\nu)$  et vers son complément  $\overline{C}(\nu)$ . La sortie du récepteur équilibré représente la différence entre les deux courants issus des photodiodes. La détection équilibrée est utilisée afin d'éliminer les interférences d'accès multiple.

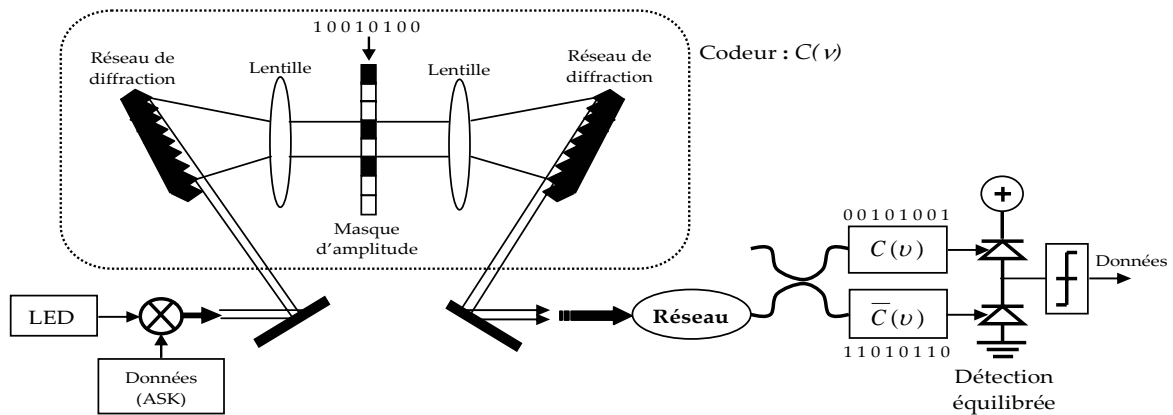


Figure 1. 13. Système FE-CDMA incohérent.

L'encodage d'informations en espace libre présente les inconvénients suivants :

- Une adaptation précise entre les réseaux de diffraction et les masques d'amplitudes (phases) est nécessaire entre le codeur et le décodeur, le moindre dés-alignement peut rendre le décodage difficile ;
- Système très encombrant et difficile à intégrer dans les systèmes "tout-optique" ;
- Pertes d'insertion importantes ;
- Faible capacité de multiplexage.

Le développement de nouveaux composants comme les réseaux de guides d'ondes matriciels (AWG) et les réseaux de Bragg (FBG) ont permis de proposer d'autres architectures pour l'encodage fréquentiel. Dans le paragraphe suivant nous présenterons l'encodage spectral en amplitude à réseaux de Bragg.

**CDMA spectral en amplitude avec les réseaux de Bragg**

Comme le montre la figure 1.14 (a), le codeur est composé de deux groupes de réseaux de Bragg, chaque groupe étant constitué d'un ensemble de sous réseaux inscrits sur différentes longueurs d'onde de Bragg [27]. Le train de données utilisateur module la lumière émise par une source large bande. Quand un bit d'information "1" est injecté à l'entrée du codeur, son spectre est codé par le premier groupe de réseaux de Bragg qui réfléchissent les composantes spectrales correspondant au code  $C_k(\nu)$ . Si le bit d'information envoyé est un "0", aucune impulsion n'est injectée à l'entrée du codeur. Au niveau du décodeur (Fig 1.14 (b)), le premier groupe de réseau est utilisé comme décodeur. Le spectre du signal décodé réfléchi par les deux groupes de FBGs et reçu par la photodiode PD<sub>1</sub> est  $R(\nu)C_k(\nu)$  où  $R(\nu)$  est le spectre du signal codé. Le spectre du signal reçu par la photodiode PD<sub>2</sub> et transmis par le premier groupe de réseaux de Bragg du décodeur est  $R(\nu)\overline{C}_k(\nu)$  où  $\overline{C}_k(\nu)$  représente le complémentaire de la séquence de code. Le second groupe de réseaux de Bragg dans le codeur et le décodeur sert à compenser le retard généré par les différentes composantes spectrales.

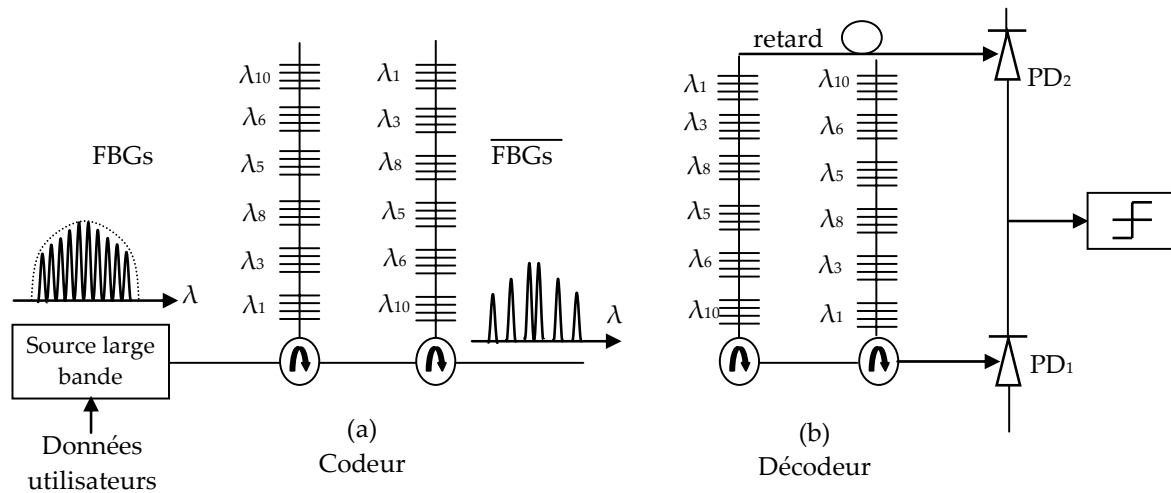


Figure 1.14. Codeur/décodeur à réseaux de Bragg pour un code MQC ( $p = 5$ ).

Le produit  $R(\nu)C_k(\nu)$  représente le spectre du signal utile à décoder et  $R(\nu)\overline{C_k}(\nu)$  le spectre des signaux interférants. La détection équilibrée effectue la différence des signaux temporels respectifs et permet ainsi d'éliminer les interférences d'accès multiples. Ceci n'est possible que lorsque le niveau d'intercorrélacion entre deux codes d'une même famille est limité à  $\lambda_c = 1$ .

Les codes quadratiques modifiés (MQC) sont les plus utilisés pour l'encodage spectral en amplitude, ils présentent un faible nombre de chips à "1" par rapport aux séquences de Hadamard. Un code MQC est défini à partir d'un nombre premier  $p$ , sa longueur est  $N = p^2 + p$ , son poids  $\omega = p$ .

Un code avec un poids faible permet de réaliser le système avec un nombre faible de réseaux de Bragg, ce qui simplifie et réduit le coût d'implémentation du code. Afin de changer les séquences de codes, les longueurs d'onde peuvent être ajustées en exerçant un étirement sur les réseaux de Bragg ou bien en jouant sur la température.

Dans ce type de systèmes OCDMA, le débit de la transmission n'est pas conditionné par la longueur de séquence de code comme dans les systèmes CDMA à séquence directe et à saut de fréquence rapide. Le débit de la liaison dépend uniquement du débit du signal modulant la source large bande et de la bande passante du photo-détecteur utilisée pour la détection équilibrée.

D'autres configurations d'encodage spectral à réseaux de Bragg ont été proposées en utilisant également une détection équilibrée. Parmi ces configurations, nous trouvons les systèmes OCDMA à réseaux de Bragg superposés. Les différents réseaux de Bragg sont photo-inscrits au même endroit dans la fibre et sont utilisés en réflexion [28,29]. Une autre avancée est réalisée pour l'encodage spectral en utilisant les réseaux de Bragg en transmission, ce qui permet bien évidemment de minimiser le coût des systèmes [30,31].

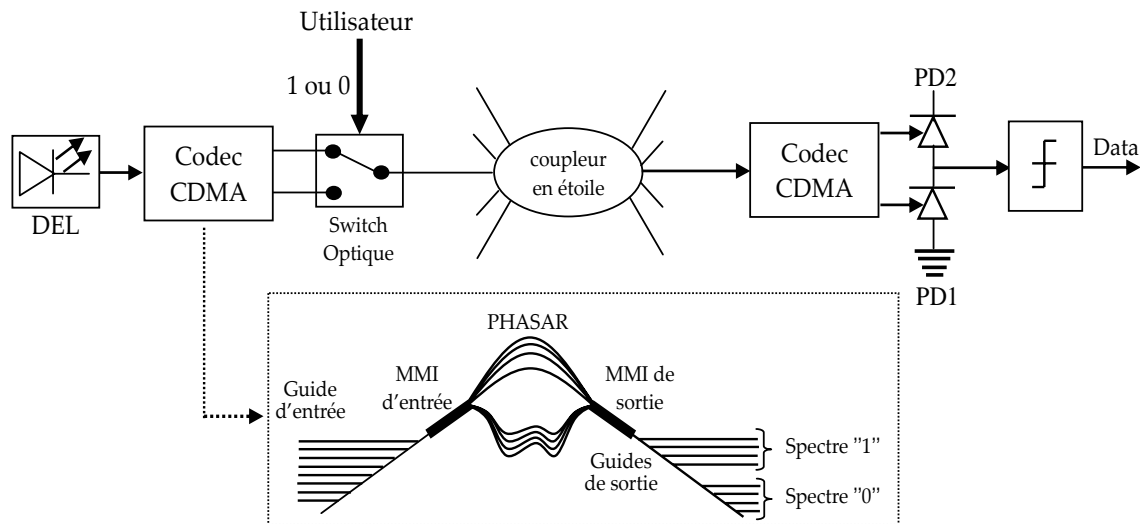
### *OCDMA spectral en amplitude en optique intégrée*

L'optique intégrée est une technique compatible avec la fibre optique. Elle permet une réduction potentielle des coûts des dispositifs par une fabrication de masse et un assemblage simplifié.

Le codage/décodage est réalisé grâce à l'utilisation d'un démultiplexeur optique à coupleurs à interférences multimodes (MMI : Multi Mode Interference) [32]. Ce démultiplexeur appartient à la

famille des démultiplexeurs à base de PHASAR (pour PHASed-A Ray) aussi appelé AWG (Arrayed Waveguide Grating) ou WGR (Waveguide Grating Router).

Comme le montre la figure 1.15, une source large bande injecte un flux lumineux continu dans un démultiplexeur en longueur d'onde. Les longueurs d'onde sont séparées en sortie pour former deux spectres complémentaires. Un des spectres est transmis en tant que bit à "1" et l'autre en tant que bit à "0" grâce à un commutateur contrôlé par les bits utilisateur.



**Figure 1. 15. Schéma de principe du codeur/décodeur CDMA spectral avec démultiplexeur à coupleur à interférences multimodes.**

Le coupleur à interférences multimodes est constitué de  $N$  entrées,  $N$  sorties reliées par un réseau de  $N$  guides. Ce composant distribue les longueurs d'ondes de manière désordonnée. Deux longueurs d'onde adjacentes seront focalisées sur deux sorties non-adjacentes. ' $N/2$ ' longueurs d'onde apparaissent sur ' $N/2$ ' sorties voisines pour constituer le "1", les autres sorties sont regroupées pour constituer le "0". Il est donc possible de générer un certain nombre de codes. Le décodeur est identique au codeur. Il reçoit sur une de ses entrées l'ensemble des signaux ( $N$  longueurs d'onde), incluant celui qui est destiné au possesseur du décodeur. Les propriétés de retour inverse de la lumière font que le signal utile se focalise soit sur le regroupement de sorties supérieures dans le cas d'un "1" reçu, soit sur le regroupement de sorties inférieures dans le cas d'un "0". Les signaux provenant des autres utilisateurs sont répartis équitablement sur les deux regroupements. Il en résulte qu'un maximum d'intensité est détecté dans le cas du message à décoder. La détection différentielle sert à éliminer les interférences d'accès multiples. Ce système ne nécessite ni synchronisation ni contrôle de polarisation.

### 1.6.2 OCDMA bi-dimensionnel (2D-OCDMA)

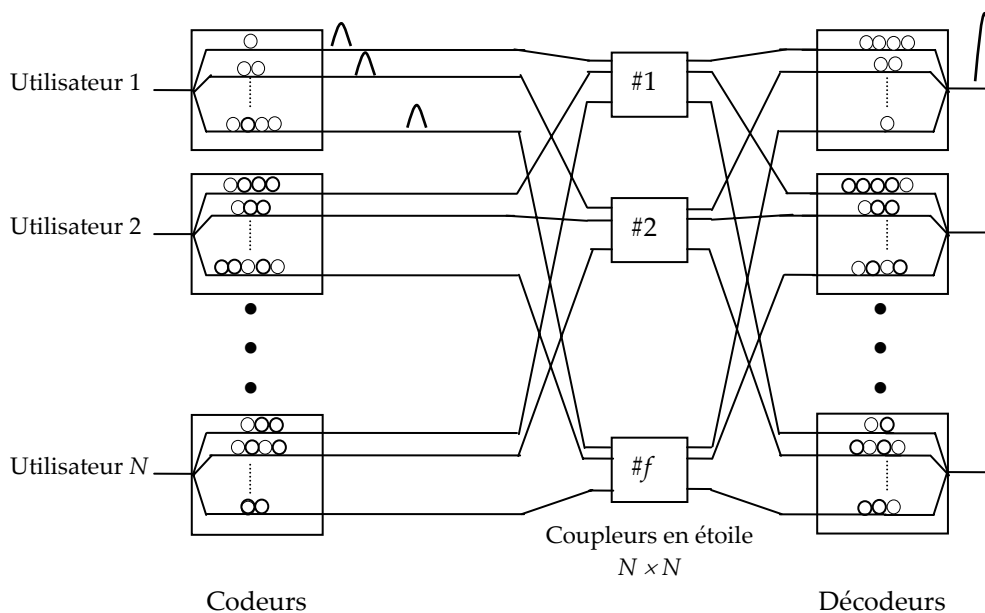
Pour augmenter le nombre d'utilisateurs des systèmes OCDMA uni-dimensionnels, des techniques OCDMA hybrides ont été proposées. Le codage hybride consiste à coder l'information en utilisant simultanément deux dimensions différentes : temps/longueur d'onde ou espace/temps ou bien deux techniques d'accès multiples simultanément. Dans ce cas, l'efficacité spectrale en bit/s/Hz qui est une fonction du nombre d'utilisateurs  $N$ , augmente. Elle caractérise la capacité à transmettre un débit maximum  $D_b$  dans une bande passante optique minimale  $B_o$  et elle s'exprime par :

$$\eta = \frac{ND_b}{B_o} \quad (1.15)$$



### 1.6.2.1 Codage espace/temps

Une des solutions proposées pour le codage CDMA temps/espace incohérent, appelé T/S SPR CDMA (pour Temporal/Spatial Single Pulse-Per-Row CDMA) proposé par E. Park et al [33-35]. Ce système a été développé afin d'améliorer le débit et l'efficacité spectrale des systèmes OCDMA temporel quand la longueur de code devient importante. La structure de ce type de CDMA est représentée figure 1.16. Le nombre d'utilisateurs  $N$  est égal au nombre de codes orthogonaux.  $\omega$  est le poids du code, il représente le nombre de lignes à retard de chaque codeur/décodeur,  $f$  est le nombre de canaux spatiaux et représente le nombre de lignes de la matrice de codes. Les codes matriciels sont de dimension  $f \times L$  où  $L$  est le nombre de colonnes et se présentent sous la forme  $M_i(N, \omega, f)$  où  $M$  est la matrice de code du codeur  $i$ . La matrice de code utilisée ne présente qu'un seul chip à "1" par ligne. Ce système permet d'améliorer le bilan de puissance grâce à l'utilisation d'un seul coupleur pour générer le code différemment au codage temporel à lignes à retard où on a besoin de deux coupleurs, ce qui introduit des pertes en puissance considérables.



**Figure 1. 16. Structure de codeurs et décodeurs pour le CDMA Espace/Temps.**

Une impulsion issue d'une source incohérente alimente  $f$  lignes à retard d'un codeur (multiplexage temporel). Chaque signal résultant est distribué sur des coupleurs en étoile (multiplexage spatial). La longueur de la séquence est diminuée d'un facteur  $f$ , ce qui augmente l'efficacité spectrale. A la sortie du décodeur adapté, la fonction d'autocorrélation est en puissance optique. Grâce au processus de corrélation espace/temps, cette fonction ne présente pas de lobes secondaires. Il faut s'assurer dans ce type de codage que le temps chip est largement supérieur au temps de cohérence de la source utilisée.

L'inconvénient de ce type de codage est la complexité du dispositif. Les longueurs des lignes à retard ainsi que les liens optiques entre le codeur et le décodeur doivent être égaux et précis. Un décalage en une longueur peut générer un décalage temporel qui peut se traduire par une détection erronée de l'information.

### 1.6.2.2 Réseau de guides d'ondes matriciel : codage temps/longueur d'onde

Le réseau de guides d'ondes matriciel (AWG) est un dispositif essentiel dans les systèmes WDM. Ce composant permet de multiplexer et de démultiplexer un grand nombre de canaux avec de faibles pertes (Fig 1.17). Il est constitué d'un coupleur d'entrée, d'une matrice de guides d'ondes déphaseurs (Phasar) et d'un coupleur de sortie symétrique au premier. Il peut être utilisé comme un multiplexeur de longueurs d'onde  $N \times 1$  qui sert à combiner les différentes entrées en une seule entrée ou inversement pour un démultiplexeur  $N \times 1$ , ou bien comme un routeur statique de longueurs d'onde.

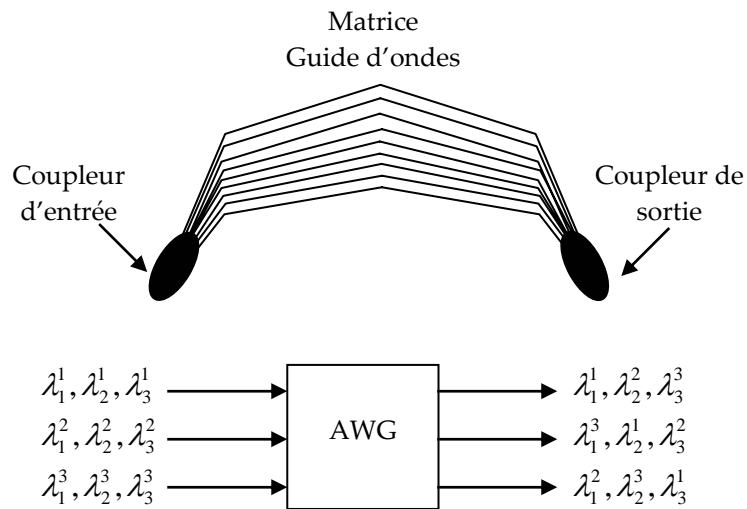


Figure 1. 17. Schéma d'un AWG et son utilisation comme un routeur de longueurs d'onde.

La figure 1.18 montre une expérience utilisant un AWG pour le codage et le décodage [36,37]. Le signal issu d'une source incohérente est modulé par l'information à transmettre, l'AWG divise ce signal en plusieurs impulsions centrées sur différentes longueurs d'onde et retardées les unes par rapport aux autres par différents délais grâce à des lignes à retard. Les différentes impulsions retardées sont ensuite recombinaées et constituent le signal codé. Le code résultant est un code bi-dimensionnel en longueur d'onde et en temps. Le décodeur est le même que le codeur sauf que les lignes à retard sont inversées.

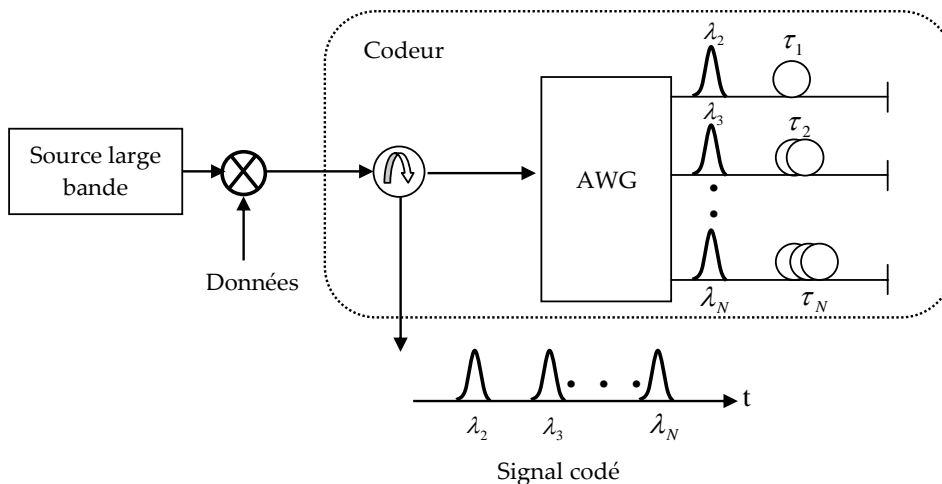


Figure 1. 18. Schéma d'un codeur AWG avec des lignes à retard.

### 1.6.2.3 OCDMA à saut de fréquence rapide : FFH-OCDMA

Le CDMA à sauts de fréquence (Frequency Hopping CDMA) est une technique largement utilisée dans les communications mobiles. Elle consiste à attribuer aux chips qui composent une séquence de code différentes fréquences. Il existe deux formes de sauts de fréquence pour l'étalement de spectre, la première est le saut de fréquences rapide qui consiste à changer la fréquence porteuse à chaque chip (Fast Frequency Hopping Spread Spectrum : FFH-SS), et la deuxième est appelée saut de fréquences lent et consiste à changer la fréquence porteuse à chaque bit d'information (Slow Frequency Hopping Spread Spectrum : SFH-SS).

#### *Principe du FFH-CDMA optique*

Le FFH-CDMA optique à réseaux de Bragg a été démontré au centre d'optique photonique et laser (COPL) de l'Université Laval. Considéré comme une technique de codage hybride où les chips d'un code sont codés sur différentes fréquences séparées temporellement. C'est un mélange entre le CDMA à séquence directe (DS-CDMA) et le CDMA fréquentiel (FE-CDMA). La bande passante est divisée en sous bandes, le signal transmis n'occupe qu'une seule de ces bandes (fréquence porteuse) pour chaque temps chip  $T_c$ . Le codage/décodage est réalisé avec une série de réseaux de Bragg photo-inscrits avec une technique basée sur l'interféromètre de Sagnac [38]. Ce type de montage offre une grande flexibilité au niveau du choix de la longueur d'onde.

Pour le FFH-OCDMA, une source large bande est utilisée afin de fournir toutes les fréquences nécessaires pour l'encodage. Ce choix réduit le coût d'implémentation du système. Il reste que le système est limité par le bruit d'intensité de la source large bande. Quand la puissance optique augmente, le rapport signal/bruit se dégrade.

Comme le montre la figure 1.19 (a), le signal issu d'une source large bande est modulé par les données "utilisateur" puis se propage à travers une série de réseaux de Bragg (codeur) qui imprime le code associé. A la réception, le signal reçu est décodé par une série de réseaux de Bragg (décodeur). Si les réseaux à la réception correspondent aux mêmes longueurs d'onde que celles de l'émetteur et que leur ordonnancement physique est exactement l'inverse de celui utilisé à l'émission, le signal est alors reconstruit. Si le codeur et le décodeur ne sont pas adaptés, le signal transmis sera perçu comme un bruit d'interférences d'accès multiple. La figure 1.19(b) représente un exemple de saut de fréquence en fonction du temps pour le codeur et le décodeur [39].

Etant donnée l'utilisation d'une source incohérente avec une modulation tout ou rien (OOK), le décodage au niveau du récepteur consiste en une sommation de puissance (détection quadratique avec décision à seuil). Le débit de transmission est lié à l'espacement  $L$  entre les débuts des réseaux et donc à la longueur du codeur :

$$D = \frac{1}{(N-1)T_c} \quad (1.16)$$

$$\text{où } T_c = \frac{2Ln_{eff}}{c} \quad (1.17)$$

où  $n_{eff}$  est l'indice effectif du mode  $LP_{01}$  se propageant dans la fibre et  $c$  la célérité de la lumière.

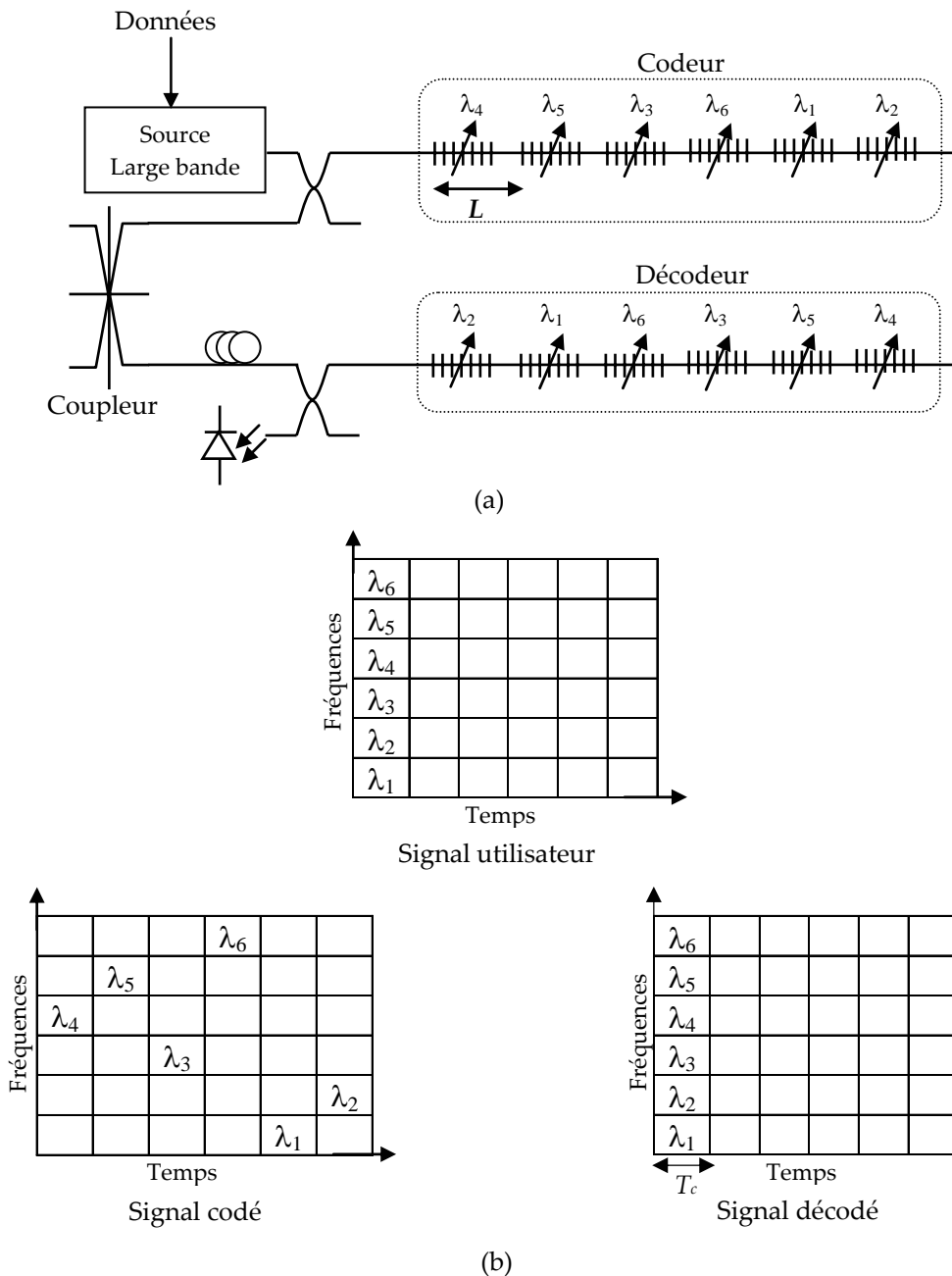


Figure 1. 19. (a) Schéma d'un système FFH-OCDMA, (b) Principe de codage/décodage.

La génération dynamique de codes nécessite que les codeurs et les décodeurs soient reconfigurables. Cela permet de générer différentes séquences de codes avec le même dispositif, améliorant ainsi la sécurisation de réseau. Dans un système FFH-OCDMA à réseaux de Bragg, les longueurs d'onde dépendent de la période de modulation de l'indice de réfraction de chaque réseau de Bragg. Une modification de la période entraîne un décalage en longueur d'onde de réseau de Bragg. Il est possible alors de générer différentes séquences de code en utilisant le même codeur. Pour ce faire, deux mécanismes sont possibles : soit par une variation de la température qui entraîne une modification de la période de l'indice de réfraction du réseau, soit par étirement du réseau. Ces deux mécanismes doivent être réalisés avec une grande précision afin que les codeurs/décodeurs soient bien appariés.

Pour le FFH-OCDMA, les codes utilisés sont les Prime Hop Sequences (PHS) et les codes à une coïncidence (One-Coincidence Sequences). Ces derniers présentent les propriétés suivantes [40,41] :

- Toutes les séquences ont la même longueur ;
- Toutes les séquences sont non-répétitives, une fréquence est utilisée au plus une fois dans la séquence;
- Le nombre maximum de coïncidences entre chaque paire de séquences de code pour tout délai temporel est 1.

### *Différence entre le FFH-OCDMA et le FE-OCDMA*

Les différences majeures entre le FE-OCDMA et le FFH-OCDMA sont :

- Pour le FE-OCDMA, la détection se réalise sur le temps bit, l'électronique à la réception est donc moins rapide et moins contraignante;
- Pour le FE-OCDMA, le code est uni-dimensionnel et constitué d'une série de fréquences. Il est donc possible de réaliser des codeurs/décodeurs à réseaux de Bragg en transmission ce qui n'est pas possible pour le FFH-OCDMA où la dimension temporelle est importante;
- Pour le FE-OCDMA, l'utilisation d'une détection équilibrée permet de minimiser les interférences d'accès multiples. Pour le FFH-OCDMA, vu la bi-dimensionnalité du code, la détection équilibrée n'est pas possible.

#### **1.6.2.4 Systèmes hybrides WDM/OCDMA**

L'OCDMA hybride consiste à associer à l'accès multiple par répartition de code une dimension supplémentaire en fréquence (FDMA), en longueur d'onde (WDM) ou en temps (TDMA). L'association de deux techniques d'accès multiples permet de réaliser un codage à deux dimensions. Le but de cette technique est d'augmenter la capacité de multiplexage et de relâcher les contraintes d'orthogonalité des codes. Le WDM/OCDMA présente les avantages suivants :

- Amélioration de la capacité de multiplexage ;
- Transmission asynchrone avec accès flexible ;
- Réseaux optiques plus sécurisés.

Un schéma illustrant l'exploitation de la bande passante dans une configuration hybride WDM/DS-CDMA est présenté sur la figure 1.20. Cette technique consiste à affecter à chaque famille de code une longueur d'onde. Si on utilise une famille de code constituée de trois codes quasi orthogonaux, avec quatre longueurs d'onde différentes, la capacité de multiplexage devient alors 12. Chaque code de la famille peut être réutilisable sur différentes longueurs d'onde. Différentes architectures ont été proposées pour réaliser ce système, notamment ceux utilisant les réseaux de Bragg [42-43]. Teh et al. proposent un système 4 WDM/4 OCDMA basé sur les réseaux de Bragg superstructurés. Quatre codes de la famille "séquences  $\mathcal{A}$ " sont inscrits sur quatre différentes longueurs permettant le multiplexage de 16 utilisateurs [44].

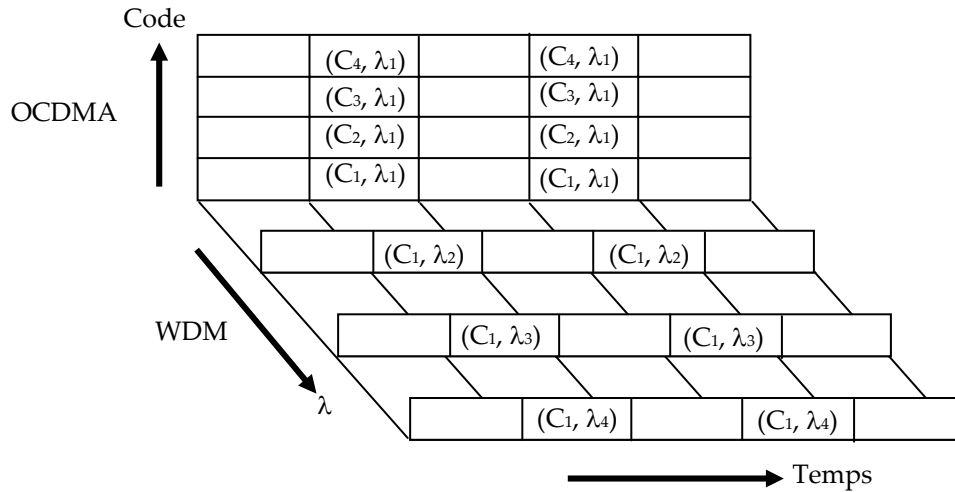


Figure 1. 20. Système hybride WDM/CDMA.

**OCDMA Hybride à réseau de Bragg moiré**

Chen et al. ont proposé un codage bi-dimensionnel réalisé avec des réseaux de Bragg moirés. Il s'agit d'utiliser la nature dispersive du réseau moiré pour implémenter un code en longueur d'onde et en temps. Une impulsion courte issue d'une source large bande peut être décomposée dans le domaine spectral et temporel à la fois [45]. La figure 1.21(a) montre le spectre en réflexion ainsi que le temps de groupe d'un réseau moiré de longueur  $L = 1.5 \text{ cm}$  avec  $\Delta n = 4 \cdot 10^{-4}$ ,  $\lambda_1 = 1550.0 \text{ nm}$  et  $\lambda_2 = 1550.2 \text{ nm}$ . Le réseau moiré résultant présente 7 bandes spectrales centrées sur 7 longueurs d'onde différentes ( $N=7$ ). Les transitions dans le temps de groupe se produisent quand la phase du coefficient de réflexion change de  $\pi$ . A chaque bande spectrale lui correspond une fenêtre temporelle de durée  $T_c = T_b/N$  où  $T_b$  est le temps d'un aller-retour via le réseau représentant le temps bit (Fig 1.21(b)). Cette structure définit un code de longueur  $N$ :  $C_j = [c_j^1, c_j^2, c_j^3, c_j^4, c_j^5, c_j^6, c_j^7]$ , où chaque chip du code a sa propre fenêtre temporelle et sa propre longueur d'onde.

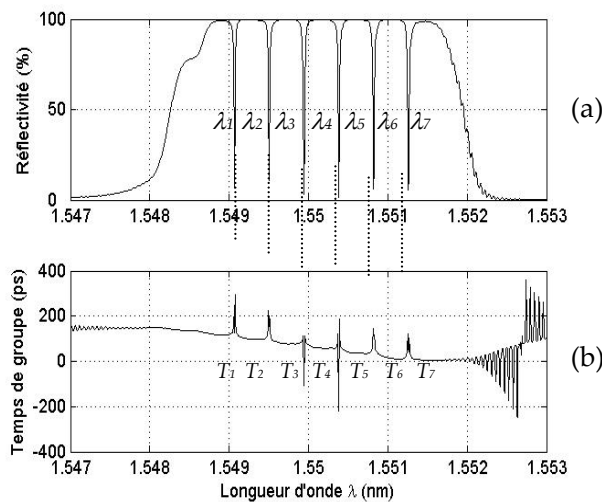


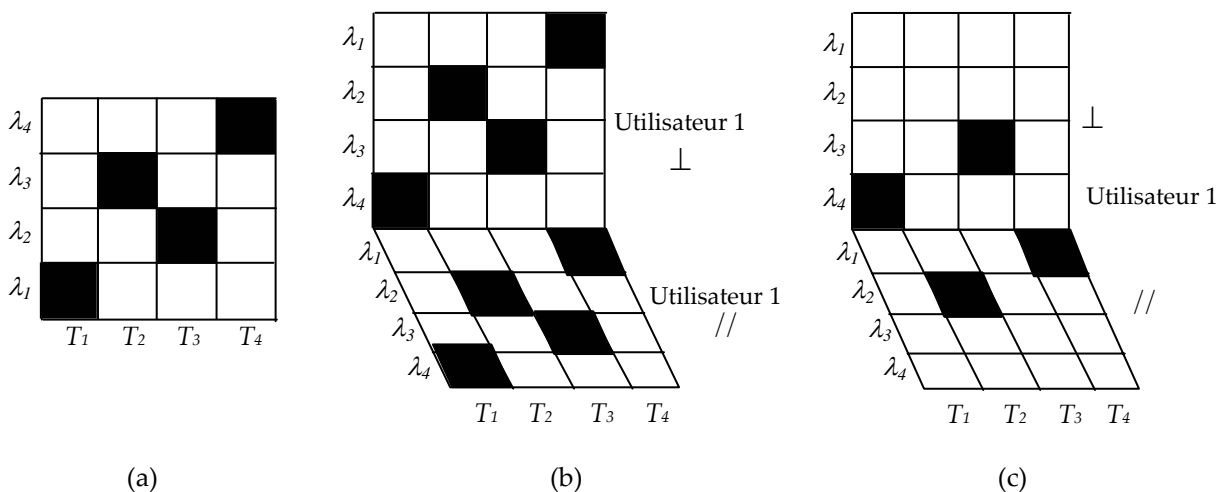
Figure 1. 21. (a) Spectre en réflexion d'un réseau moiré, (b) Temps de groupe correspondant.

Il est possible de modifier la réponse spectrale du réseau moiré pour choisir  $q$  bandes spectrales parmi les  $N$  présentes ( $q < N$ ). Cela peut être réalisé en introduisant des zones sans modulation de l'indice effectif de réfraction dans la structure du réseau moiré. Cela permet de générer le maximum de codes possibles où  $N-\omega$  représente le nombre de chip à "0" et  $\omega$  correspond aux longueurs d'onde des bandes spectrales.

### 1.6.3 OCDMA tri-dimensionnel (3D-OCDMA)

Dans le but d'améliorer la capacité de multiplexage ainsi que la sécurisation des réseaux d'accès optiques, un autre degré de liberté "la polarisation", est ajouté pour coder les données utilisateur. Un code CDMA à trois dimensions est tel qu'à chaque chip sont attribués un temps chip, une longueur d'onde et un état de polarisation [46]. L'ajout de la polarisation comme paramètre de codage permet d'augmenter la capacité de multiplexage si les deux états de polarisations sont orthogonaux. Cette condition est vérifiée dans un réseau local OCDMA en considérant des fibres et des composants spécifiques.

Le codage à trois dimensions est différent du multiplexage en polarisation (PDM) où un code à deux dimensions est multiplexé en polarisation (Fig. 1.22(b)). Chaque code est transmis suivant un état de polarisation différent. Dans ce cas, tous les chips de code ont le même état de polarisation. Cette configuration permet de doubler la capacité de multiplexage.



**Figure 1.22. (a) Codage d'un utilisateur en 2D (temps, longueur d'onde), (b) Système hybride 2D-OCDMA/PDM, (c) Codage d'un utilisateur en 3D (temps, longueur d'onde, polarisation)**

La figure 1.22(c) montre le principe du codage en 3D. Différemment au multiplexage en polarisation, chaque chip dans le code est codé sur un état de polarisation différent des autres chips du code. La capacité de multiplexage est plus importante que celle d'un système hybride 2D-OCDMA/PDM. L'inconvénient majeur de cette technique est que la distance de transmission est très limitée car l'état de polarisation n'est pas conservé dans la fibre à cause de la dispersion de modes de polarisation (PMD : polarisation mode dispersion).

### 1.6.4 Autres techniques OCDMA

Dans le but d'améliorer la sécurité des systèmes OCDMA, des techniques telles que l'OCDMA holographique et chaotique ont été proposées. Par rapport aux autres techniques OCDMA, elles présentent également une capacité de multiplexage importante et de bonnes propriétés de corrélation.

### 1.6.4.1 OCDMA Holographique

Contrairement aux techniques CDMA temporel et fréquentiel, la technique CDMA holographique est basée sur l'étalement spatial. Un traitement cohérent des signaux optiques permet d'exploiter un grand nombre de degrés de liberté de la dimension spatiale ce qui permet d'avoir un rapport signal sur bruit très important [47,48].

Dans ce cas, l'énergie du signal à transmettre est étalée spatialement. Le décodeur "désétale" le signal codé pour reconstruire le signal d'origine. Cette technique utilise des codes à deux dimensions générés aléatoirement à partir d'une séquence binaire de longueur  $N_0$ , l'autocorrélation prend deux valeurs possibles : 1 ou  $-1/N_0$ . Le code consiste en une matrice de taille  $N_0 = l \times l$  pixels, où chaque pixel correspond à un élément binaire généré aléatoirement 0 ou 1. Avec  $N_0$  pixels, on peut générer  $N_0$  vecteurs en introduisant un simple décalage. Dans ce cas, le système peut supporter  $M$  utilisateurs avec  $M \leq N_0$ , où chaque utilisateur est identifié par une rotation du vecteur  $N_0$ .

Dans le cas du CDMA à étalement spectral ou temporel, les signaux sont modulés numériquement avec le même format de modulation et les différents utilisateurs ont le même débit. Dans le cas du CDMA holographique, les utilisateurs peuvent être modulés différemment (analogique ou numérique) avec des débits différents.

### 1.6.4.2 OCDMA chaotique

L'utilisation du chaos dans les systèmes de télécommunications offre beaucoup d'avantages liés surtout à la nature déterministe des systèmes chaotiques [49]. Un système chaotique est un système dynamique non-linéaire caractérisé par une trajectoire non périodique et par sa sensibilité à ses conditions initiales. Les séquences de codes générées par les systèmes chaotiques sont des signaux à large bande non périodiques.

Les différentes familles de codes optiques utilisées pour l'étalement spectral sont conditionnées par leurs propriétés d'auto et d'intercorrélation, la longueur et la capacité de multiplexage. C'est dans ce contexte que les séquences chaotiques ont été proposées pour les systèmes CDMA, elles permettent :

- Une meilleure sécurisation des réseaux.
- La possibilité de générer facilement des séquences complètement différentes.

## 1.7 Conclusion

Ce chapitre présente un état de l'art sur les techniques d'accès multiples par répartition de code. Le principe de fonctionnement du CDMA et ses avantages par rapport aux techniques d'accès multiples classiques sont présentés.

L'application de la technique CDMA aux réseaux d'accès optiques doit respecter des contraintes liées à la nature du canal optique, des sources optiques, des codeurs et des décodeurs optiques et des familles de codes utilisés. Nous avons présenté le principe de fonctionnement des différentes techniques CDMA optiques ainsi que la dimension des codes considérée. Ensuite, nous avons exposé l'implémentation, les inconvénients et les avantages de chaque technique. Enfin, nous avons établi une comparaison tenant compte des critères liés à la capacité de générer des codes et de la complexité d'implémentation.



Dans ce qui suit, nous allons focaliser notre travail sur l'implémentation d'un système CDMA à séquence directe. Nous avons choisi d'implémenter des codeurs et des décodeurs à réseaux de Bragg superstructurés utilisant une source laser cohérente. La facilité d'intégration des réseaux de Bragg dans des réseaux "tout-optique" et leur bas coût nous a conduit à choisir ce type de dispositifs comme composants de base des codeurs et décodeurs OCDMA. Nous allons tout d'abord fabriquer les codeurs et les décodeurs puis nous allons les caractériser et étudier l'impact de ce choix technologique sur les performances du système DS-OCDMA. L'intégration des codeurs et décodeurs dans un système OCDMA cohérent mettant en oeuvre une détection quadratique, va également faire l'objet d'une étude approfondie. Enfin, nous allons proposer une solution et la valider afin d'améliorer les performances du système ; nous allons implémenter des codes optiques quadratiques congruents présentant une structure aperiodique et de meilleures propriétés de corrélation. L'utilisation de ces codes va montrer que le système présente de meilleures performances en terme de fonction d'autocorrélation et de taux d'erreurs binaires.

## Chapitre 2

# Conception et Réalisation des Codeurs et Décodeurs DS-OCDMA à Réseaux de Bragg Superstructurés

### 2.1 Introduction

L'implémentation du CDMA "tout-optique" est aujourd'hui possible grâce aux progrès réalisés dans le domaine des composants optiques destinés aux systèmes de télécommunications optiques. La réalisation des fonctions de codage et de décodage avec des composants optiques permet d'exploiter la large bande passante du canal optique, en supprimant les convertisseurs électrique/optique et optique/électrique en émission et en réception.

La technologie "optique guidée" des réseaux de Bragg et leur faible coût de fabrication permet d'envisager de les intégrer facilement dans les futurs systèmes CDMA "tout-optique". En utilisant les propriétés de réflexion et de transmission des réseaux de Bragg, il est possible de générer des mots de codes optiques unipolaires et bipolaires dans le domaine temporel, fréquentiel voire bi-dimensionnel ( $\lambda$ - $t$ ).

Dans le système DS-OCDMA considéré ici, les codeurs et les décodeurs sont réalisés avec des réseaux de Bragg superstructurés (S-FBG : Superstructured Fiber Bragg Grating) afin de générer des mots de codes optiques unipolaires dans le domaine temporel. Un S-FBG est une structure composée de réseaux de Bragg uniformes séparés par des sections de fibre optique de longueurs variables. Les codeurs et les décodeurs ont été réalisés dans le laboratoire PhLAM de l'Université de Lille 1.

Dans la suite de ce chapitre, nous rappelons les propriétés des différentes structures des réseaux de Bragg. Ensuite, nous développons une partie sur la conception, les caractéristiques des codeurs et décodeurs à réseaux de Bragg superstructurés pour différentes familles de code. Les méthodes du masque de phase et par interféromètre de Lloyd de photo-inscription des réseaux de Bragg entrant dans la composition des codeurs/décodeurs CDMA sont exposées. Les réponses temporelles expérimentales des codeurs et des décodeurs sont présentées et comparées aux réponses simulées. Enfin, les limites technologiques ainsi que les problèmes de reproductibilité sont discutées.

## 2.2 Les réseaux de Bragg

Depuis qu'ils ont été lancés sur le marché en 1995, les réseaux de Bragg à fibre optique et leur utilisation dans des produits commerciaux ont connu une croissance remarquable, en particulier dans le domaine des télécommunications et des capteurs.

Un réseau de Bragg (Fiber Bragg Grating : FBG) résulte d'une perturbation périodique (ou apériodique) de l'indice effectif de réfraction le long d'un guide d'onde, voire dans le cœur d'une fibre optique en silice, d'une fibre optique dopée avec une terre rare (Erbium, Ytterbium, ...), ou d'un semi-conducteur. Cette variation d'indice va agir sur la lumière parcourant le réseau.

Il existe deux techniques différentes pour fabriquer les réseaux de Bragg :

**La méthode interférométrique** : Le faisceau laser est séparé en deux faisceaux qui interfèrent au niveau de la fibre afin de générer une variation périodique et permanente de l'indice de réfraction. Les franges d'interférences sont très sensibles à l'alignement optique et aux vibrations. Cette méthode est extrêmement flexible pour photo-inscrire différentes structures de réseaux de Bragg.

**La méthode du masque de phase** : Le faisceau laser passe à travers un réseau de diffraction, les ondes diffractées interfèrent pour générer le profil en intensité souhaité sur la fibre. C'est une méthode stable, facile à mettre en place et largement utilisée pour la production de masse.

Les réseaux de Bragg présentent les caractéristiques suivantes :

- Compatibilité avec les fibres optiques couramment utilisées dans les réseaux de télécommunications ;
- Fabrication à faible coût de dispositifs optiques de très grande qualité sélectifs en longueurs d'onde ;
- Faible encombrement, facile à intégrer dans les systèmes de télécommunications optiques.

Les réseaux de Bragg ont démontré leur utilité dans de nombreuses applications :

**Dans le domaine des télécommunications [50-53] :**

- Filtres réglables à bande étroite et à large bande ;
- Convertisseurs de mode à fibres optiques ;
- Filtres de longueur d'onde sélectifs, multiplexeurs/démultiplexeurs (WDM) ;
- Compensateurs de la dispersion chromatique dans les réseaux de télécommunications à grande distance ;
- Analyseurs de spectre ;
- Lasers spéciaux à bande étroite ;
- Correction du gain et amélioration du rendement de la pompe pour les amplificateurs optiques à fibre dopée à l'erbium ;

- Codeurs et décodeurs OCDMA.

*Dans le domaine des capteurs optiques [54] :*

- Les capteurs optiques de contraintes : ponts, charpentes d'immeubles, ascenseurs, réacteurs, matériaux composites, mines et ouvrages intelligents...

### 2.2.1 Concept et théorie

Pour photo-inscrire un réseau de Bragg dans une fibre optique, on doit utiliser un verre photosensible. La photosensibilité est un phénomène découvert en 1978 par K. Hill, il résulte de l'exposition de la fibre optique aux rayonnements ultraviolets d'un laser, ce qui induit une modification de l'indice de réfraction au cœur de la fibre [55,56].

En 1989, G. Meltz et al. ont décrit pour la première fois une méthode de photo-inscription qui allait ouvrir la voie au développement des réseaux de Bragg pour des applications en télécommunications [57]. Cette technique consiste à appliquer un champ de franges ultraviolet transversal à l'axe de propagation de la fibre. On apporte donc, une modification permanente périodique (ou aperiodique) de l'indice de réfraction dans le cœur de la fibre. Le réglage de l'interfrange permet de fixer la période du réseau afin d'ajuster la longueur d'onde de Bragg.

Une autre avancée significative a été effectuée lorsque P. J. Lemaire et al. ont proposé de faire diffuser de l'hydrogène sous haute pression dans le cœur de la fibre [58]. Ce procédé permet d'améliorer jusqu'à deux ordres de grandeur la photosensibilité des fibres optiques de télécommunications. La photosensibilisation permet d'une part d'inscrire des réseaux de Bragg dans des fibres peu photosensibles telles que la fibre monomode standard SMF 28 de CORNING, largement employés dans les réseaux de télécommunication, et d'autre part d'accélérer la cinétique de photo-inscription afin de diminuer les temps de fabrication.

La figure 2.1 présente le schéma d'un réseau de Bragg lorsque la période et l'amplitude de la modulation de l'indice sont constantes. Le réseau est dans ce cas uniforme et représente la structure de base pour décrire les différents types de réseaux de Bragg existants. Le profil d'indice de réfraction s'exprime par :

$$n(z) = \Delta n_{moy} + \Delta n_{mod} \cos\left(\frac{2\pi}{\Lambda} z + \varphi(z)\right) \quad (2.1)$$

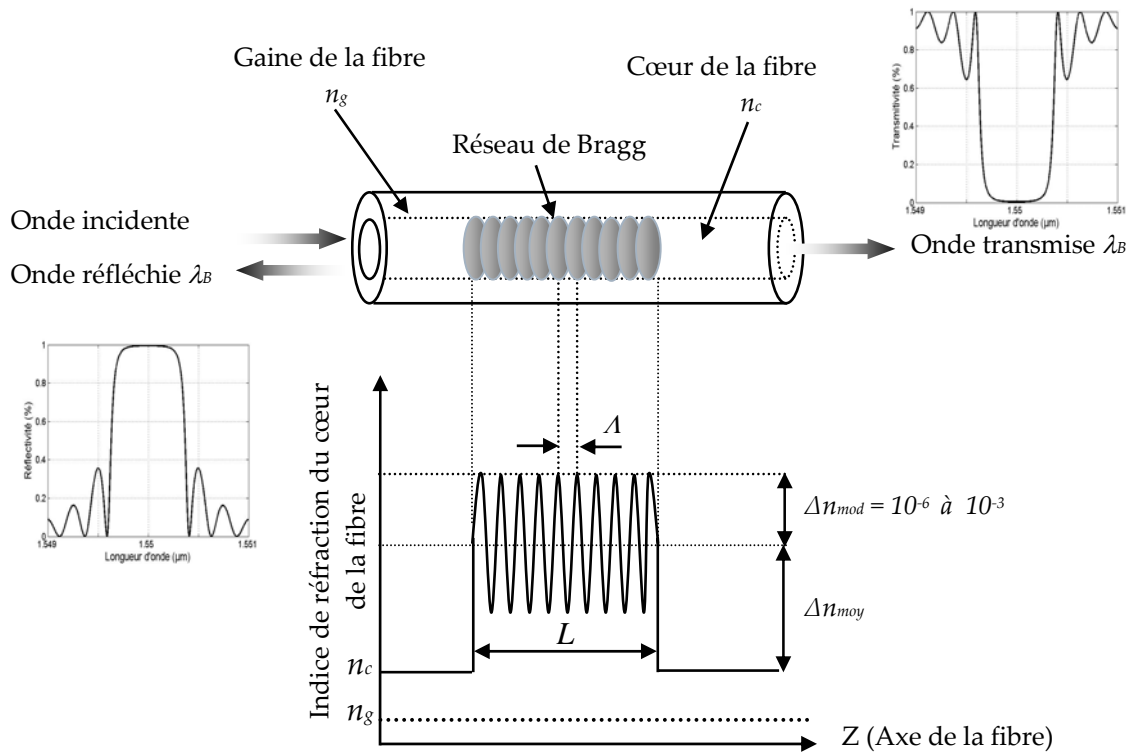
$\Delta n_{mod}$  est l'amplitude de la modulation de l'indice de réfraction (indice de modulation),  $\Delta n_{moy}$  est l'indice moyen,  $\varphi$  est la phase à l'origine du réseau,  $z$  est la distance le long de la fibre et  $\Lambda$  est le pas du réseau (ou période de l'indice de réfraction).

Le pas du réseau est fixé par les paramètres géométriques des dispositifs de photo-inscription et les variations de l'indice par l'amplitude du signal UV sur la fibre. En fonction du pas du réseau et de l'indice effectif de la fibre  $n_{eff}$ , la longueur d'onde de Bragg du réseau s'écrit :

$$\lambda_B = 2n_{eff} \Lambda \quad (2.2)$$

Seules les longueurs d'onde autour de la longueur d'onde de Bragg sont réfléchies ou transmises (Fig 2.1). Pour les autres, la structure est pratiquement transparente. Le réseau de Bragg dans la fibre

est donc un réflecteur ou un transmetteur sélectif en longueur d'onde. Toute modification du pas du réseau ou de l'indice effectif de la fibre entraîne un décalage du spectre réfléchi et transmis.



**Figure 2. 1. Représentation schématique d'un réseau de Bragg,  $\lambda_B$  : longueur d'onde de Bragg,  $L$  : longueur du réseau,  $n_c$  : indice du cœur,  $n_g$  : indice de gaine.**

Le réseau de Bragg engendre un couplage des modes se propageant dans la fibre. Dans les fibres optiques monomodes, il n'existe que le mode transversal  $LP_{01}$  et le couplage se produit entre les modes de propagation co-directif et contra-directif de ce mode. Le coefficient de couplage  $\kappa$  représente cette interaction et est donné par :

$$\kappa = \frac{\pi \Delta n_{\text{mod}}}{\lambda_B} \eta(V) \quad (2.3)$$

$\eta(V)$  en fonction de la fréquence normalisée de la fibre  $V$  représente le facteur de confinement du mode  $LP_{01}$  dans le cœur de la fibre. Pour une fibre standard de télécommunications SMF 28,  $1.5 \leq V \leq 2.4$  qui donne  $0.55 \leq \eta(V) \leq 0.82$ .

A la condition de Bragg  $\lambda_B$ , le maximum de réflectivité est donné par :

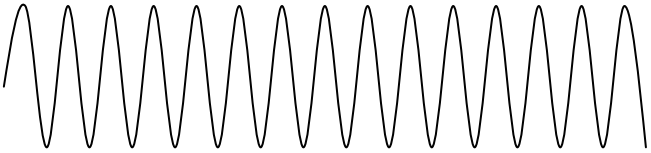
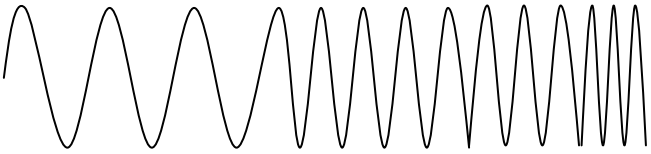

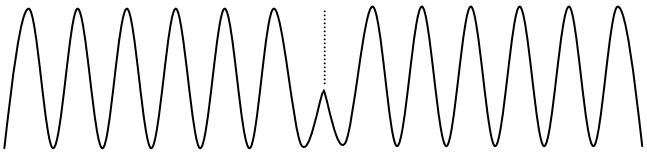
$$R_{\text{max}}(\lambda_B) = \tanh^2(\kappa L) \quad (2.4)$$

Lors de la conception de réseaux de Bragg pour réaliser des codeurs/décodeurs OCDMA, il est important de modéliser leur comportement afin d'optimiser leur analyse et de donner les meilleures spécifications. Les modèles les plus fréquemment utilisés sont basés sur l'intégration directe des

équations et sur la méthode des matrices de transfert suivant la théorie des modes couplés dans les guides d'onde [59-61] (cf. annexe A).

## 2.2.2 Les types de réseaux de Bragg

Les techniques de photo-inscription permettent de réaliser des réseaux de Bragg avec différents profils classés selon la variation spatiale de l'indice de réfraction le long de la fibre (Tableau 2.1).

| Réseaux de Bragg            | Variation de l'indice de réfraction  |
|-----------------------------|--|
| Uniforme                    |  <p><math>\Delta n_{mod}(Z) = \text{constante}, \Lambda(Z) = \text{constante}</math></p>   |
| Chirpé<br>où à pas variable |  <p><math>\Delta n_{mod}(Z) = \text{constante}, \Lambda(Z) = \text{varie linéairement}</math></p>                                  |
| Apodisé                     |  <p><math>\Delta n_{mod}(Z) = \text{gaussien}, \Delta n_{moy}(Z) \neq \text{constante}, \Lambda(Z) = \text{constante}</math></p> |
| À saut de phase             |  <p><math>\Delta n_{mod}(Z) = \text{constante}, \text{déphasage de l'onde optique de } \Delta\varphi = \pi</math></p>            |

**Tableau 2. 1. Différents types de réseaux de Bragg.**

En modifiant l'un des paramètres essentiels du réseau : la période ou l'indice de modulation, on définit :

- **Réseau de Bragg uniforme** : la période ne varie pas le long du réseau. Dans ce cas, la photo-inscription se fait avec un indice de modulation constant [62].
- **Réseau apodisé** : la période peut être constante ou variable le long du réseau, la photo-inscription se fait avec un indice de modulation variable suivant une fonction prédéfinie (gaussienne par exemple). Le but de l'apodisation est de réduire significativement les lobes secondaires du spectre de réflexion ainsi que le temps de groupe afin d'obtenir une meilleure sélectivité du composant [63].

- **Réseau chirpé** (à pas variable ou à pas continu) : la période du réseau varie suivant une fonction quelconque. Les réseaux chirpés sont largement utilisés comme compensateurs de dispersion chromatique dans les systèmes de télécommunication optique haut débit ainsi que dans les systèmes WDM [64,65].
- **Réseau de Bragg à saut de phase** : il nécessite l'utilisation d'un masque de phase spécifique, il s'agit d'insérer un saut de phase en un point donné du réseau se matérialisant par une résonance étroite à une longueur d'onde donnée [66].
- **Réseau de Bragg à traits inclinés** : Le pas du réseau de Bragg est incliné d'un angle définie par rapport à l'axe de la fibre ce qui permet un couplage de la lumière à l'intérieur et à l'extérieur du cœur [67].
- **Réseau de Bragg moiré** : le réseau de Bragg moiré est un filtre résonant passe-bande très sélectif en transmission. Il est produit par l'exposition séquentielle d'une même longueur de fibre à deux figures d'interférences avec des interfranges légèrement différents. La réponse spectrale du filtre est une succession de bandes spectrales de réflectivité maximale séparées par des bandes spectrales plus étroites de réflectivité très faible [68].

### 2.3 Codeurs et décodeurs DS-OCDMA à réseaux de Bragg superstructurés

Le dispositif clé d'un système OCDMA est le codeur/décodeur car il permet de générer un code et de construire la fonction d'autocorrélation et donc l'information utile. Dans le cadre de ce travail, notre choix s'est porté sur l'utilisation des réseaux de Bragg superstructurés pour réaliser les codeurs et décodeurs. Les réseaux de Bragg superstructurés (S-FBG) consistent en une concaténation de réseaux de Bragg uniformes, inscrits sur la même longueur de Bragg  $\lambda_B$ , séparés par des sections de fibre de longueurs variables [69-71]. Nous avons opté dans un premier temps, pour ce type de dispositifs car le concept de réseaux de Bragg superstructurés est particulièrement simple à mettre en œuvre. Il permet de générer des séquences de codes optiques satisfaisant aux critères qui les régissent.

Les dispositifs développés dans le cadre de notre travail, sont intégrés dans un système OCDMA à séquence directe c'est-à-dire que les séquences de codes sont générées dans le temps. Notre choix s'est porté sur les codes premiers dédiés à ce type de codage.

Les codes premiers sont générés à partir d'algorithmes basés sur le choix d'un nombre premier " $p$ ". Ils sont définis par le triplet  $(L, \omega, N)$  où  $L$  représente la longueur du code,  $\omega$  est le poids et représente le nombre de chips à "1" dans le code et  $N$  est la capacité de multiplexage. Nous définissons quatre familles de codes appartenant aux codes premiers [72-77] :

**Les séquences premières (PS)** : les séquences premières (Prime Sequences : PS codes) sont définies par le triplet  $(p^2, p, p)$ . Elle présentent une fonction d'autocorrélation avec des lobes secondaires importants;  $\lambda_a \leq p-1$ . Le niveau d'amplitude des lobes de la fonction d'intercorrélacion est limité à 2 quelque soit la valeur de  $p$  ( $\lambda_c = 2$ ).

L'amplitude élevée des lobes secondaires des codes PS limite leur utilisation aux systèmes OCDMA asynchrones. Leur utilisation dans une configuration synchrone nécessiterait l'utilisation d'une récupération d'horloge afin d'éviter une détection erronée.

Une autre version des séquences premières a été proposée. Il s'agit des séquences premières étendues (Extended Prime Sequence : EPS codes). Elles présentent l'avantage de limiter les lobes

secondaires de la fonction d'intercorrélation à  $\lambda_c = 1$ . Toutefois les codes EPS ont une longueur plus importante que les codes PS ( $L = p(2p-1)$ ).

**Les codes quadratiques congruents (QC) :** Les codes quadratiques congruents (Quadratic Congruence : QC codes) sont définis par le triplet  $(p^2, p, p-1)$ . Ils permettent de réduire l'amplitude des lobes secondaires de la fonction d'autocorrélation qui sera limitée à 2 ( $\lambda_a \leq 2$ ) quelque soit la valeur du nombre premier choisi. Par contre, le niveau de la fonction d'intercorrélation peut atteindre une valeur maximale de 4 ( $\lambda_c \leq 4$ ) pour un nombre premier "p" supérieur ou égal à 7.

Pour diminuer le niveau élevé de l'amplitude des pics de la fonction d'intercorrélation des codes QC, des codes quadratiques congruents étendus (Extended Quadratic Congruence : EQC codes) ont été développés. Dans ce cas, la longueur du code est plus importante ( $L = p(2p-1)$ ) mais les niveaux des fonctions d'auto/intercorrélation sont limités respectivement à 1 et à 2.

Dans le cadre de ce travail de thèse, nous avons considéré trois familles de codes : les séquences premières (PS), les codes quadratiques congruents (QC) et les codes quadratiques congruents étendus (EQC). Dans un premier temps, nous avons étudié et réalisé des codes à séquences premières en utilisant la "méthode du masque de phase". L'intégration dans le système OCDMA des codeurs et des décodeurs réalisés nous a permis d'explorer l'impact de la structure des codes et des différences entre les paramètres des codeurs et les décodeurs sur les performances du système DS-OCDMA considéré.

Nous avons ensuite choisi de développer des codeurs/décodeurs implémentant des codes quadratiques congruents afin d'améliorer les performances du système DS-OCDMA étudié. Ces codes présentent une structure aperiodique, plus étendue et ont de meilleures propriétés de corrélation contrairement aux codes PS initialement étudiés. Les codes quadratiques congruents ont été fabriqués en utilisant une méthode interférométrique différente de la "méthode du masque de phase". Ceci nous a permis de comparer les deux méthodes et notamment d'évaluer leurs performances dans la réalisation des codeurs/décodeurs. L'expérience acquise lors de la réalisation des codeurs/décodeurs avec la méthode interférométrique sera mise à profit dans un futur proche, lors de la réalisation de codeurs/décodeurs dans le domaine spectral.

## 2.4 Conception des codeurs et décodeurs à réseaux de Bragg superstructurés

Comme le montre la figure 2.2, le code est généré en utilisant la propriété de réflexion des FBG<sub>i</sub>. Les FBG<sub>i</sub> réfléchissent les impulsions lumineuses incidentes et représentent les chips à "1" du code optique. Les longueurs de fibre entre deux réseaux successifs sont proportionnelles à la durée des chips à "0" du code.

La modélisation des codeurs/décodeurs à réseaux de Bragg doit tenir compte du débit auquel le système OCDMA devra fonctionner. Les longueurs des réseaux de Bragg ainsi que les distances qui les séparent, dépendent de la largeur de l'impulsion appliquée à l'entrée des dispositifs et par conséquent du débit binaire de chaque utilisateur.

Afin que les codeurs/décodeurs DS-OCDMA fonctionnent d'une façon optimale, la modélisation des S-FBG doit tenir compte de contraintes suivantes :

- Chaque S-FBG doit générer un code composé d'impulsions d'égale amplitude. Pour cela, chaque FBG doit avoir un coefficient de réflexion différent de l'autre afin de compenser la déplétion de puissance le long du S-FBG.



- Les codeurs et les décodeurs d'une même famille de code doivent réfléchir une même puissance optique moyenne.

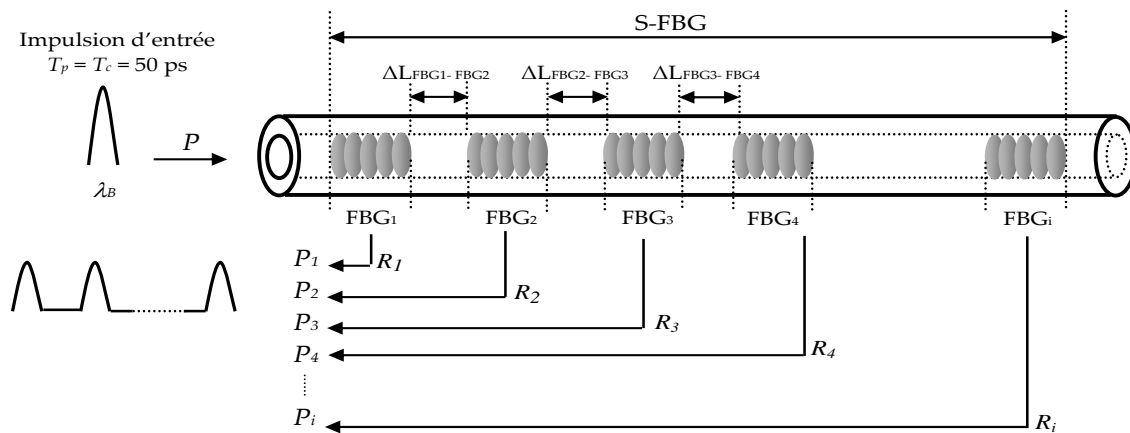


Figure 2. 2. Schéma d'un réseau de Bragg superstructuré.

Une impulsion de puissance optique moyenne  $P$  et de largeur temporelle à mi-hauteur  $T_p$  égale à la durée du temps chip  $T_c$  est injectée à l'entrée de cette structure ( $T_p = T_c = 50$  ps). Afin que la puissance  $P$  soit partiellement réfléchiée par les différents réseaux de Bragg de la structure, le premier réseau doit avoir obligatoirement une réflectivité faible. Afin de compenser la déplétion de puissance le long du S-FBG, une réflectivité  $R_1 < 20\%$  est imposée au premier réseau; ceci correspond à un indice de modulation de l'ordre de  $10^{-4}$  voire  $10^{-5}$  [78]. La valeur des réflectivités croît ensuite en fonction de la position du FBG dans le codeur ou le décodeur. Nous avons choisi une valeur relativement élevée de  $R_1$  égale à  $16\%$  afin d'optimiser le bilan en puissance de liaison du système contrairement aux travaux de Petropoulos et al. qui considèrent des réflectivités de  $1\%$  [79]. De ce fait, les impulsions résultant des réflexions multiples par les différents FBGs de la structure S-FBG ont des amplitudes non négligeables et vont faire apparaître des effets de battement que nous étudierons dans le chapitre 4.

Connaissant le coefficient de réflexion  $R_1$  du premier réseau, nous pouvons calculer les autres coefficients de réflexion ( $R_2, R_3, \dots, R_i$ ) en respectant l'égalité des différentes puissances moyennes réfléchies. Les coefficients sont tels que  $R_i > \dots > R_2 > R_1$ . Cette conception permet de générer des impulsions d'égale amplitude avec une puissance moyenne réfléchiée égale à  $R_1 P$ . Connaissant la valeur de  $R_1$ , les coefficients de réflexion  $R_2, R_3, \dots, R_i$  sont calculés par :

$$P_1 = P_2, P_2 = P_3, \dots, P_{i-1} = P_i \quad (2.5)$$

$$\sum_{i=1}^{\infty} R_i \leq 1 \quad (2.6)$$

Pour déterminer les spécifications de chaque FBG, deux cas sont possibles :

- Les FBG peuvent être inscrits avec le même indice de modulation  $\Delta n$ . La longueur de chaque FBG est alors calculée par :

$$L_i = \frac{\lambda_B}{\pi \Delta n \eta(V)} \tanh^{-1}(\sqrt{R_i}) \quad (2.7)$$

- Les FBG ont la même longueur  $L$ . L'indice de modulation de chacun est calculé par :

$$\Delta n_i = \frac{\lambda_B}{\pi L \eta(V)} \tanh^{-1}(\sqrt{R_i}) \quad (2.8)$$

Les chips à "0" qui sépare deux chips à "1" successifs dans le code, sont représentés par des longueurs de fibre. La longueur de la fibre entre deux FBG est calculée par :

$$L_{FBG_i, FBG_{i+1}} = \frac{cN_0T_c}{2n_{eff}} \quad (2.9)$$

$c$  étant la célérité de la lumière et  $N_0$  est le nombre de chips à "0" entre deux chips à "1" successifs.

Les réseaux de Bragg successifs du décodeur doivent avoir les mêmes réflectivités que ceux du codeur mais les distances entre les réseaux sont inversées afin d'avoir un décodeur parfaitement adapté au codeur. Cette configuration permet d'avoir une réponse temporelle du décodeur avec des impulsions d'égale amplitude.

Pour la fabrication des codeurs et décodeurs, nous faisons varier l'indice de modulation  $\Delta n_i$  lié à la réflectivité  $R_i$  de chaque FBG de longueur fixée. Nous choisissons une longueur des réseaux de Bragg faible ( $\sim 500 \mu\text{m}$ ) devant l'étendue spatiale de l'impulsion injectée à l'entrée des réseaux ( $\sim 10000 \mu\text{m}$ ) de telle sorte que les réseaux peuvent être considérés comme des réflecteurs partiels d'épaisseur négligeable.

## 2.5 Réalisation des codeurs et décodeurs à réseaux de Bragg superstructurés

Nous avons tout d'abord étudié et fabriqué des codeurs et décodeurs par la "méthode du masque de phase" afin d'implémenter des codes à séquences premières périodiques. L'analyse des performances lors de leur intégration système, nous a permis d'envisager l'implémentation et la fabrication d'autres codeurs.

### 2.5.1 Les codes périodiques

Un code est dit périodique quand le nombre de chips à "0" entre deux chips à "1" successifs est le même tout au long de la structure et apériodique dans le cas contraire.

#### 2.5.1.1 Spécifications de codes à séquences premières

Comme le montre le tableau 2.2, trois séquences de code sont générées pour  $p = 3$ . Les codes ont une longueur  $L = 9$  et un poids  $\omega = 3$ . Cette famille de code permet de multiplexer trois utilisateurs. Les deux codes  $C_1(100010001)$  et  $C_2(100100100)$  présentent une spécificité importante. Le nombre de chips à "0" entre deux chips à "1" consécutif est le même. Cela nous permet d'utiliser le codeur comme un décodeur et vice-versa, ce qui est différent dans le cas du code  $C_3(100001010)$  où les distances entre les chips à "1" ne sont pas les mêmes.

| Utilisateur : i | Sequence de code : C <sub>i</sub> |
|-----------------|-----------------------------------|
| i = 1           | 1 0 0 1 0 0 1 0 0                 |
| i = 2           | 1 0 0 0 1 0 0 0 1                 |
| i = 3           | 1 0 0 0 0 1 0 1 0                 |

**Tableau 2. 2. Codes PS pour  $p = 3$ .**

Le Tableau 2.3 regroupe les spécifications du codeur/décodeur S-FBG-PS<sub>1,2</sub> permettant de générer respectivement les séquences C<sub>1</sub>(100100100) et C<sub>2</sub>(100010001). Les réflectivités sont calculés pour un facteur de confinement  $\eta(V) = 0.66$ .

| S-FBG-PS <sub>1,2</sub>  | FBG <sub>1</sub>    | $\Delta L_{\text{FBG1-FBG2}}$       | FBG <sub>2</sub>  | $\Delta L_{\text{FBG2-FBG3}}$       | FBG <sub>3</sub>   |
|--------------------------|---------------------|-------------------------------------|-------------------|-------------------------------------|--------------------|
| $R_{\text{FBGi}}$        | 16 %                | C <sub>1</sub> :15500 $\mu\text{m}$ | 24 %              | C <sub>1</sub> :15500 $\mu\text{m}$ | 34 %               |
| $\Delta n_{\text{FBGi}}$ | $6.4 \cdot 10^{-4}$ | C <sub>2</sub> :21500 $\mu\text{m}$ | $8 \cdot 10^{-4}$ | C <sub>2</sub> :21500 $\mu\text{m}$ | $10 \cdot 10^{-4}$ |
| $L_{\text{FBGi}}$        | 500 $\mu\text{m}$   |                                     |                   |                                     |                    |

**Tableau 2. 3. Spécifications pour les codes PS C<sub>1</sub> et C<sub>2</sub>.**

### 2.5.1.2 Fabrication des codeurs et décodeurs avec la méthode du masque de phase

La méthode utilisée pour la photo-inscription des codeurs et des décodeurs pour les codes PS périodiques est la "méthode du masque de phase" [80-82]. Les trois réseaux sont inscrits sur la même longueur d'onde de Bragg ce qui nécessite un seul masque de phase pour la photo-inscription.

Le masque de phase est un réseau de diffraction; il est constitué d'une lame en silice à faces parallèles dans laquelle ont été gravées, par "microlithographie" électronique, d'étroites bandes rectangulaires de même profondeur "e". Le rayonnement UV traverse le masque et se trouve diffracté. Les ondes diffractées (ordres : 0,  $\pm 1$ ,  $\pm 2$ ,...) créent un champ d'interférences dont les plans d'égalité d'intensités sont perpendiculaires au plan du masque.

En principe, l'intensité de la lumière diffractée est contenue dans les différents ordres diffractés. Cependant, la profondeur "e" des ondulations du masque de phase est déterminée pour minimiser l'intensité diffractée dans l'ordre 0 (de l'ordre de 5 %). Les franges d'interférences sont créées par les ordres - 1 et + 1 qui représentent 35 % de la puissance optique incidente. Le reste de la puissance est diffracté dans les autres ordres ( $\pm 3$ ,  $\pm 5$ ,...). Les ondes diffractées dans les ordres - 1 et + 1 sont respectivement diffractées dans la direction  $\theta_1$  et  $\theta_2$  par rapport à la direction du faisceau UV incident. L'angle  $\theta_1$  est donné par la relation :

$$\sin \theta_1 = \frac{\lambda_{uv}}{2a} \quad (2.10)$$

où  $2a$  représente la période de la gravure réalisée sur le masque de phase et  $\lambda_{uv}$  est la longueur d'onde du faisceau UV. L'expression de l'interfrange et donc de la période  $\Lambda = a$  du réseau placé dans un champ d'interférences est :

$$\Lambda_{pm} = \frac{\lambda_{uv}}{\sin \theta_1} = \frac{\lambda_{uv}}{\sin \frac{\alpha}{2}} \quad (2.11)$$

où  $\alpha$  est l'angle de croisement entre les deux faisceaux. La période du réseau de Bragg est la moitié de la période du masque de phase :

$$\Lambda = \frac{\Lambda_{pm}}{2} \quad (2.12)$$

La longueur d'onde de Bragg peut donc s'écrire :

$$\lambda_B = 2n_{eff} \Lambda = n_{eff} \Lambda_{pm} \quad (2.13)$$

Le banc expérimental donné par la figure 2.3, comporte un laser KrF fonctionnant en régime pulsé à la longueur d'onde  $\lambda_{uv} = 248$  nm, à une fréquence de répétition  $f_r = 20$  Hz et de fluence  $F_p = 160$  mJ/cm<sup>2</sup>  $\pm 20$  mJ/cm<sup>2</sup>. Le 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 le faisceau suivant l'axe de propagation (Oz) de la fibre. Finalement, une lentille cylindrique focalise le faisceau sur un masque de phase de période  $\Lambda_{pm} = 1071.6$  nm permettant d'obtenir une longueur d'onde de Bragg de 1551 nm. Le masque de phase est précédé par une fente de longueur  $L_{fente} = 500$   $\mu$ m délimitant la longueur du réseau.

Les fibres optiques utilisées pour la photo-inscription sont des fibres hydrogénées sous une pression  $P_{H_2} = 140$  atm, à une température de 110°C durant trois jours, de manière à augmenter leur photosensibilité et à faciliter la photo-inscription des réseaux en réduisant leur temps de photo-inscription. La procédure de photo-inscription commence par le positionnement de la fibre sur un support permettant de la maintenir bien tendue. Le support est installé sur une règle interférométrique, contrôlée par un ordinateur, dont la précision est de l'ordre du micromètre. Cette règle sert à contrôler la distance qui sépare les réseaux dans les codeurs et décodeurs.

Un laser accordable en longueur d'onde (TUNICS) permet d'injecter un signal lumineux en entrée de la fibre. Ce signal sera récupéré après passage dans le réseau de Bragg par un détecteur optoélectronique et observé grâce à un ordinateur de contrôle. Cette opération permet d'observer 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 fonctionne en mode pulsé, un compteur relie le nombre d'impulsions  $N_i$  appliquées au taux de réflexion obtenu, ce qui donne une courbe  $R_i = f(N_i)$  qui permet de déduire, en fonction du taux de réflexion, le nombre d'impulsions nécessaire à la photo-inscription des réseaux de Bragg suivants.

Pour la conception des codeurs et décodeurs, nous avons choisi de faire varier la réflectivité  $R_i$  de chaque FBG<sub>i</sub>. Dans ce cas, les trois réseaux constituant les codeurs et les décodeurs ont la même longueur  $L_{FBG} = 500$   $\mu$ m, donnée par la largeur de la fente installée avant le masque de phase. Nous commençons par photo-inscrire le réseau le plus réflectif FBG<sub>3</sub>, de réflectivité  $R_3 = 34$  %, avec un indice de modulation  $\Delta n_3 = 10^{-3}$  et déterminons le nombre d'impulsions  $N_3$  correspondant, et sur cette base nous déduisons le nombre d'impulsions  $N_2$  et  $N_1$  pour photo-inscrire les deux autres réseaux FBG<sub>2</sub> ( $R_2 = 24$  %,  $\Delta n_2 = 8.10^{-4}$ ) et FBG<sub>1</sub> ( $R_1 = 16$  %,  $\Delta n_1 = 6.4.10^{-4}$ ). Le déplacement de la fibre se fait en utilisant la règle interférométrique afin d'introduire les distances entre les réseaux.

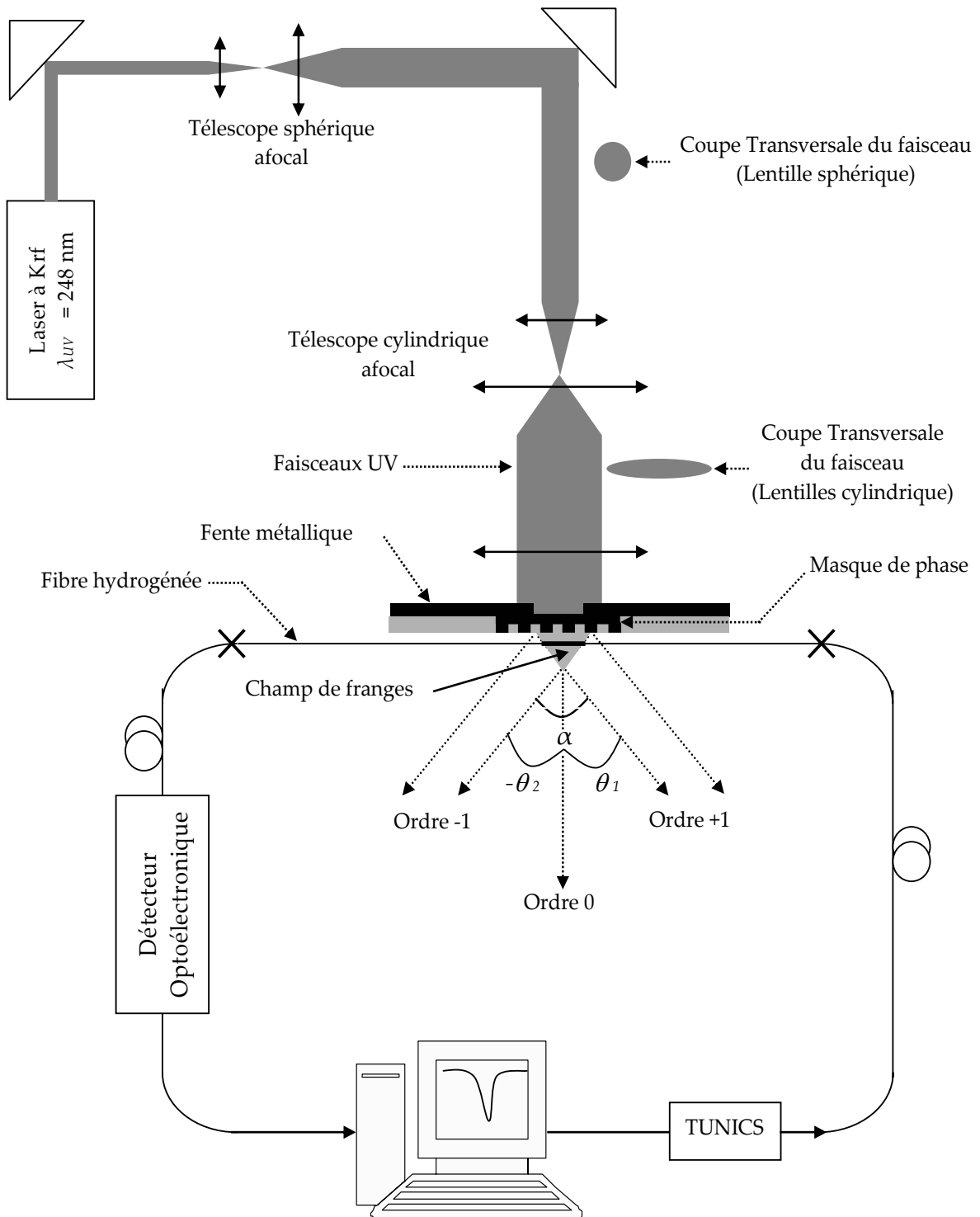


Figure 2. 3. Banc expérimental utilisé pour la photo-inscription des réseaux de Bragg.

## 2.5.2 Les codes apériodiques

### 2.5.2.1 Spécifications

#### A. Code PS apériodique

Le Tableau 2.4 regroupe les spécifications du codeur S-FBG-PS<sub>3</sub> permettant de générer la séquence C<sub>3</sub>(100001010).

| S-FBG-PS <sub>3</sub>    | FBG <sub>1</sub>    | $\Delta L_{\text{FBG1-FBG2}}$        | FBG <sub>2</sub>    | $\Delta L_{\text{FBG2-FBG3}}$       | FBG <sub>3</sub>    |
|--------------------------|---------------------|--------------------------------------|---------------------|-------------------------------------|---------------------|
| $R_{\text{FBGi}}$        | 16 %                | C <sub>3</sub> : 25096 $\mu\text{m}$ | 23 %                | C <sub>3</sub> : 9541 $\mu\text{m}$ | 38 %                |
| $\Delta n_{\text{FBGi}}$ | $3.1 \cdot 10^{-4}$ |                                      | $3.8 \cdot 10^{-4}$ |                                     | $5.3 \cdot 10^{-4}$ |
| $L_{\text{FBGi}}$        | 830 $\mu\text{m}$   |                                      |                     |                                     |                     |

Tableau 2. 4. Spécifications pour le code PS C<sub>3</sub>.

#### B. Codes quadratiques congruents étendus : EQC

Comme le montre le tableau 2.5, les séquences de code sont générées pour  $p = 3$ . Les codes ont une longueur  $L = 15$  et un poids  $\omega = 3$ . Le nombre de chips à "0" entre deux chips à "1" consécutif n'est pas le même.

| Utilisateur : i | Séquence de code : C <sub>i</sub> |
|-----------------|-----------------------------------|
| i = 1           | 100 000 100 010 000               |
| i = 2           | 100 000 010 010 000               |

Tableau 2. 5. Codes EQC pour  $p = 3$ .

Le Tableau 2.6 regroupe les spécifications des codeurs S-FBG-EQC<sub>1,2</sub> permettant de générer respectivement les séquences C<sub>1</sub> (100000100010000) et C<sub>2</sub> (10000010010000).

| S-FBG-EQC <sub>1,2</sub> | FBG <sub>1</sub>    | $\Delta L_{\text{FBG1-FBG2}}$       | FBG <sub>2</sub>    | $L_{\text{FBG2-FBG3}}$              | $\Delta \text{FBG}_3$ |
|--------------------------|---------------------|-------------------------------------|---------------------|-------------------------------------|-----------------------|
| $R_{\text{FBGi}}$        | 16 %                | C <sub>1</sub> :30282 $\mu\text{m}$ | 23 %                | C <sub>1</sub> :19911 $\mu\text{m}$ | 38 %                  |
| $\Delta n_{\text{FBGi}}$ | $3.1 \cdot 10^{-4}$ | C <sub>2</sub> :35467 $\mu\text{m}$ | $3.8 \cdot 10^{-4}$ | C <sub>2</sub> :14726 $\mu\text{m}$ | $5.3 \cdot 10^{-4}$   |
| $L_{\text{FBGi}}$        | 830 $\mu\text{m}$   |                                     |                     |                                     |                       |

Tableau 2. 6. Spécifications pour les codes EQC C<sub>1</sub> et C<sub>2</sub>.

#### C. Codes quadratiques congruents : QC

Les séquences de code sont générées pour  $p = 5$ . Les codes ont une longueur  $L = 25$  et un poids  $\omega = 5$  (Tableau 2.7).

| Utilisateur : i | Sequence de code : C <sub>i</sub> |
|-----------------|-----------------------------------|
| i = 1           | 10000 01000 00010 01000 10000     |
| i = 2           | 10000 00100 01000 00100 10000     |
| i = 3           | 10000 00010 00001 00010 10000     |
| i = 4           | 10000 00001 00100 00001 10000     |

**Tableau 2. 7. Codes QC pour  $p = 5$ .**

Le Tableau 2.8 regroupe les spécifications des codeurs/décodeurs permettant de générer respectivement les séquences de codes C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub> et C<sub>3</sub>.

| S-FBG-QC <sub>1,2,3</sub> | FBG <sub>1</sub>    | $\Delta L_{\text{FBG1-FBG2}}$                  | FBG <sub>2</sub>    | $\Delta L_{\text{FBG2-FBG3}}$                    | FBG <sub>3</sub>    | $\Delta L_{\text{FBG3-FBG4}}$                  | FBG <sub>4</sub>    | $\Delta L_{\text{FBG4-FBG5}}$                 | FBG <sub>5</sub>    |
|---------------------------|---------------------|--|---------------------|--|---------------------|--|---------------------|---|---------------------|
| $R_{\text{FBGi}}$         | 10 %                | C <sub>1</sub> :27171                          | 12 %                | C <sub>1</sub> : 31837                           | 16 %                | C <sub>1</sub> :13170                          | 23 %                | C <sub>1</sub> :17837                         | 38 %                |
| $\Delta n_{\text{FBGi}}$  | $2.4 \cdot 10^{-4}$ | C <sub>2</sub> :31837<br>C <sub>3</sub> :36504 | $2.7 \cdot 10^{-4}$ | C <sub>2</sub> : 17837<br>C <sub>3</sub> : 27171 | $3.1 \cdot 10^{-4}$ | C <sub>2</sub> :27171<br>C <sub>3</sub> :17837 | $3.8 \cdot 10^{-4}$ | C <sub>2</sub> :13170<br>C <sub>3</sub> :8503 | $5.3 \cdot 10^{-4}$ |
| $L_{\text{FBGi}}$         | 830 $\mu\text{m}$   |  |                     |  |                     |  |                     |   |                     |

**Tableau 2. 8. Spécifications pour les codes QC pour  $p = 5$ .**

### 2.5.2.2 Fabrication des codeurs et décodeurs avec l'interféromètre de Lloyd

La figure 2.4 présente le banc expérimental utilisé pour la photo-inscription et la caractérisation spectrale en transmission des réseaux de Bragg. Il s'agit d'un interféromètre à miroir de Lloyd [83]. Ce banc comporte un laser à argon ionisé connu commercialement sous la nomination FRED de la société Coherent. Ce laser est pourvu d'un dispositif de doublage de fréquence optique intra-cavité et fonctionne en régime continu. Il émet un rayonnement UV à la longueur d'onde  $\lambda_{uv} = 244 \text{ nm}$  avec une puissance maximale  $P_{uv} = 82 \text{ mW}$ . Les dimensions du faisceau UV sont ajustées au moyen d'une série de télescopes afocaux. L'axe optique du faisceau UV est incident sur l'arête verticale du miroir qui présente un coefficient de réflexion de 99.9 % à  $\lambda_{uv} = 244 \text{ nm}$ .

Le faisceau UV est focalisé sur la fibre grâce à une lentille cylindrique placée sur le trajet du faisceau avant le miroir. Les rayonnements UV doivent avoir une bonne cohérence temporelle et spatiale afin d'avoir une forte densité de puissance lors de la photo-inscription des réseaux dans le cœur de la fibre.

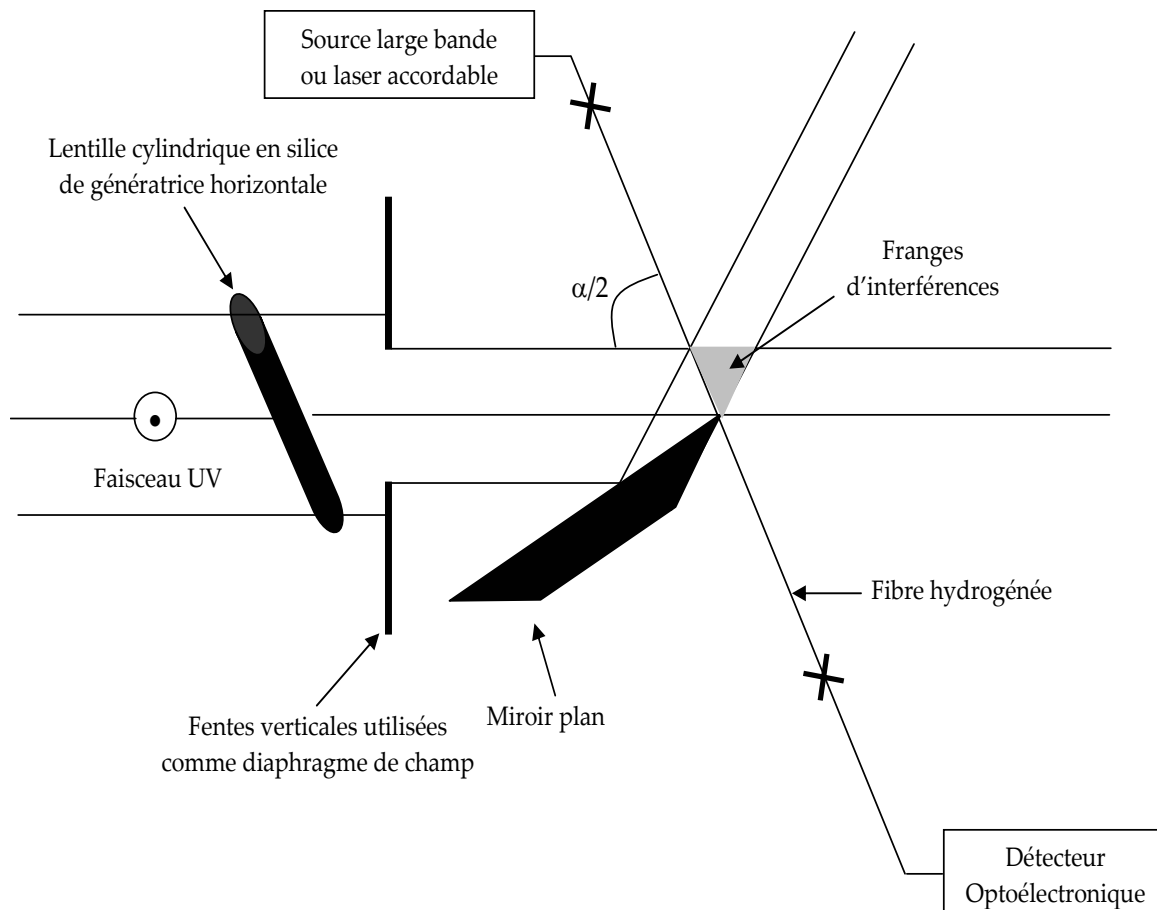
L'onde UV est divisée en deux ondes directe et réfléchi, qui interfèrent pour former des franges d'interférences parallèles au plan du miroir. Les franges d'interférences sont limitées à la zone de recouvrement entre les faisceaux direct et réfléchi d'égale intensité et sont perpendiculaires à l'axe de la fibre dénudée placée perpendiculairement au plan du miroir.

La période du réseau de Bragg photo-inscrit est identique à la période des franges d'interférences. Elle dépend de la longueur d'onde du laser  $\lambda_{uv}$  et de l'angle de croisement entre les deux faisceaux  $\frac{\alpha}{2}$  :

$$\Lambda_{pm} = \frac{\lambda_{uv}}{2 \sin \frac{\alpha}{2}} \quad (2.14)$$

La longueur d'onde de Bragg est ajustée par un réglage de l'angle entre les faisceaux direct et réfléchi. La longueur d'onde de Bragg peut donc s'écrire :

$$\lambda_B = n_{eff} \frac{\lambda_{uv}}{\sin \frac{\alpha}{2}} \quad (2.15)$$



**Figure 2. 4. Photo-inscription des réseaux de Bragg par l'interféromètre à miroir de Lloyd.**

Une source large bande permet d'injecter un signal lumineux en entrée de la fibre. Ce signal sera récupéré après passage dans le réseau de Bragg par un analyseur de spectre. Cette opération permet de contrôler la transmission et la réflexion du réseau et d'arrêter la photo-inscription au moment où le taux de réflexion souhaité est atteint.

La photo-inscription commence par le positionnement de la fibre sur un support qui permet de la maintenir bien tendue. Le support est installé sur une règle interférométrique qui sert à contrôler la distance qui sépare les réseaux dans le codeur et/ou le décodeur. Les fibres optiques utilisées pour la photo-inscription sont des fibres SMF 28 hydrogénées sous une pression  $P_{H_2} = 160 \text{ atm}$ , à température de  $95^\circ\text{C}$  durant trois jours.

Ce montage est d'un usage délicat par rapport à la méthode du masque de phase. Cependant, la photo-inscription de réseaux de Bragg avec l'interféromètre de Lloyd est plus flexible par rapport à la méthode du masque de phase. Elle permet de photo-inscrire des réseaux de Bragg à différentes



longueurs d'onde ce qui est plus difficile à réaliser avec la méthode de masque de phase où la longueur d'onde du réseau dépend du pas du masque de phase utilisé.

Les codeurs et décodeurs présentent des réflectivités relativement faibles or le montage de Lloyd utilisé au laboratoire PhLAM, permet de photo-inscrire des réseaux de Bragg de très forte réflectivité en un temps très court. Afin d'augmenter la durée de photo-inscription des réseaux à faible réflectivité des codeurs et décodeurs, nous avons défocalisé le faisceau UV sur la fibre grâce à la lentille cylindrique du montage. Dans ces conditions, nous avons observé que la courbe de cinétique de croissance est reproductible et plus stable.

La longueur du réseau est égale à la largeur du faisceau UV limitée par un diaphragme située après la lentille cylindrique. Nous considérons une largeur de faisceau correspondant à une longueur de réseau de  $830 \mu\text{m}$  ce qui correspond à une largeur spectrale de  $1 \text{ nm}$ . Cette nouvelle longueur de réseau un peu plus importante que précédemment ( $500 \mu\text{m}$ ) présente deux avantages au niveau de :

- Contraintes technologiques : les indices de modulation des réseaux de Bragg constituant les codeurs et/ou les décodeurs seront très proches, par conséquent, le décalage en longueur d'onde de Bragg des différents réseaux sera plus faible. Ce point sera repris en détail dans le chapitre 3.
- Contraintes système : les codeurs et décodeurs sont des filtres dont la largeur spectrale est ici de  $1 \text{ nm}$  ce qui permet d'avoir une bande optique plus faible  $B_o = 83 \text{ GHz}$ . Ceci va permettre de réduire encore les bruits d'émission spontanée ASE générés par les amplificateurs optiques.

Les temps nécessaires à la photo-inscription des réflectivités 10, 12, 16, 23 et 38 % ont été obtenus en utilisant la courbe de cinétique de croissance de la figure 2.5. Elle est obtenue pour une puissance du laser  $P_{uv} = 56 \text{ mW}$ . Cette courbe de cinétique de croissance est ensuite utilisée pour inscrire tous les codeurs et leurs décodeurs adaptés. Nous commençons par photo-inscrire le réseau le moins réflectif (10 %) jusqu'au réseau le plus réflectif (38 %) contrairement à la méthode du masque de phase, où nous faisons la photo-inscription du réseau le plus réflectif en premier lieu. La photo-inscription du réseau le plus faible permet ici de visualiser le spectre en transmission de ce réseau qui lorsqu'il est fait en dernier, se trouve noyé dans les spectres des réseaux précédents et ne nous permet pas de vérifier si le réseau est bien photo-inscrit ou non.

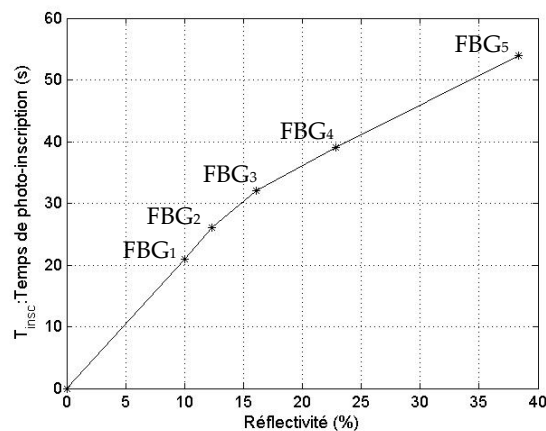
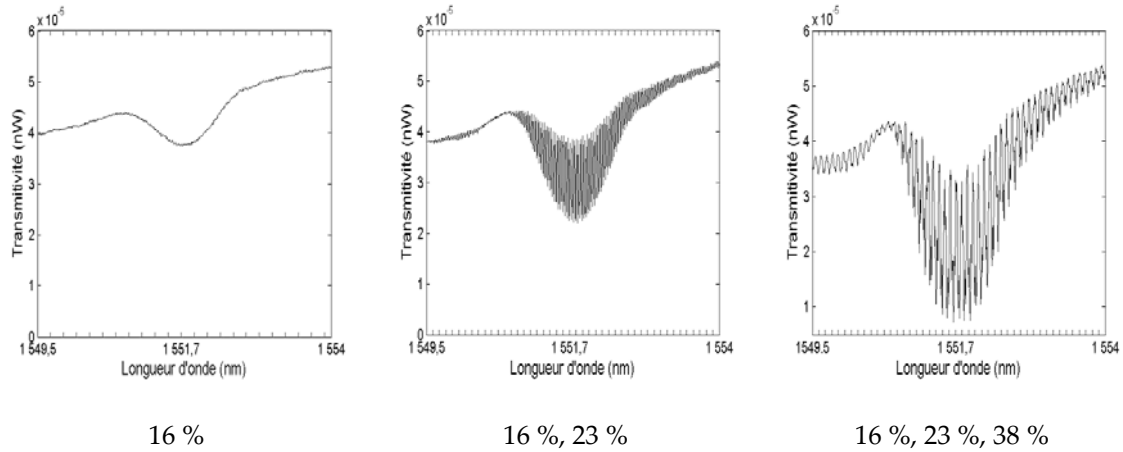


Figure 2. 5. Courbe de cinétique de croissance utilisée pour la photo-inscription des codeurs et décodeurs avec une puissance du laser  $P_{uv} = 56 \text{ mW}$ .

La figure 2.6 présente les spectres en transmission obtenus lors de l'inscription du codeur S-FBG-PS<sub>3</sub>. Dès que nous inscrivons le FBG suivant, l'effet des cavités Fabry-Perot se traduit par la présence d'oscillations dans le spectre. Une cavité Fabry-Perot est formée de deux réseaux de Bragg assimilés à des coupleurs partiels (FBGi) séparés par une cavité (section de fibre entre les FBGi) où la lumière effectue des trajets multiples.



**Figure 2. 6. Spectres en transmission obtenus lors de l'inscription du codeur S-FBG-PS<sub>3</sub>.**

Tous les codeurs et décodeurs ont été photo-inscrits sur la longueur d'onde de Bragg 1551.7 nm. Après désorption de l'hydrogène et vieillissement des codeurs et décodeurs, la longueur d'onde de Bragg finale est de l'ordre de 1550.7 nm. Dans l'industrie, après photo-inscription des codeurs et décodeurs dans une fibre hydrogénée, une étape de passivation thermique est pratiquée afin de garantir la stabilité en longueur d'onde de Bragg pendant toute la vie du composant.

## 2.6 Réponses temporelles expérimentales des codeurs et décodeurs

### 2.6.1 Montage de caractérisation

Le montage présenté par la figure 2.7, permet de caractériser les codeurs et décodeurs en étudiant leurs réponses temporelles et de les comparer à celles obtenues par simulation.

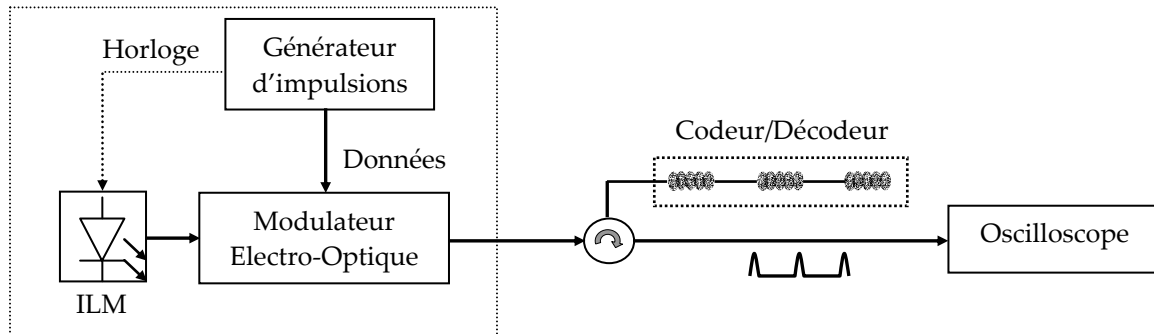


Figure 2. 7. Banc expérimental pour la caractérisation des codeurs et décodeurs.

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 40 et 55 ps (Fig 2.8).

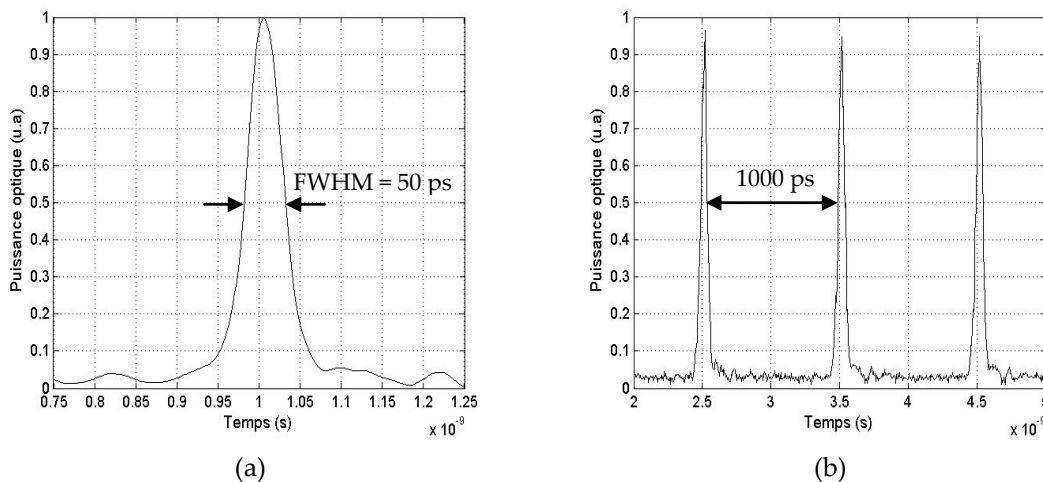


Figure 2. 8. (a) : Impulsion à la sortie du modulateur optique (b) : Train d'impulsions au taux de répétition de 1/10.

Les distances inter-réseaux sont importantes devant l'étendue spatiale de l'impulsion d'entrée ( $\sim 10000 \mu\text{m}$ ) ce qui permet d'éviter le chevauchement entre les impulsions réfléchies pour un code donné. De plus, la largeur spectrale de l'impulsion d'entrée (20 GHz) est très faible par rapport à la largeur spectrale des réseaux de Bragg de telle sorte que la dispersion de la vitesse de groupe introduite par chaque réseau de Bragg dans le codeur et décodeur est négligeable.

### 2.6.2 Résultats expérimentaux

#### A. Codes à séquences premières périodiques

Les figures 2. 9 et 2.10 montrent les réponses temporelles du codeur et de son décodeur adapté obtenues par simulation et expérimentalement pour les codes PS périodiques C<sub>1</sub> et C<sub>2</sub>. Les réponses montrent trois impulsions représentant les chips à "1" d'une largeur à mi-hauteur de 50 ps, séparés respectivement par une durée de 100 ps et de 150 ps pour les codes C<sub>1</sub> et C<sub>2</sub>.

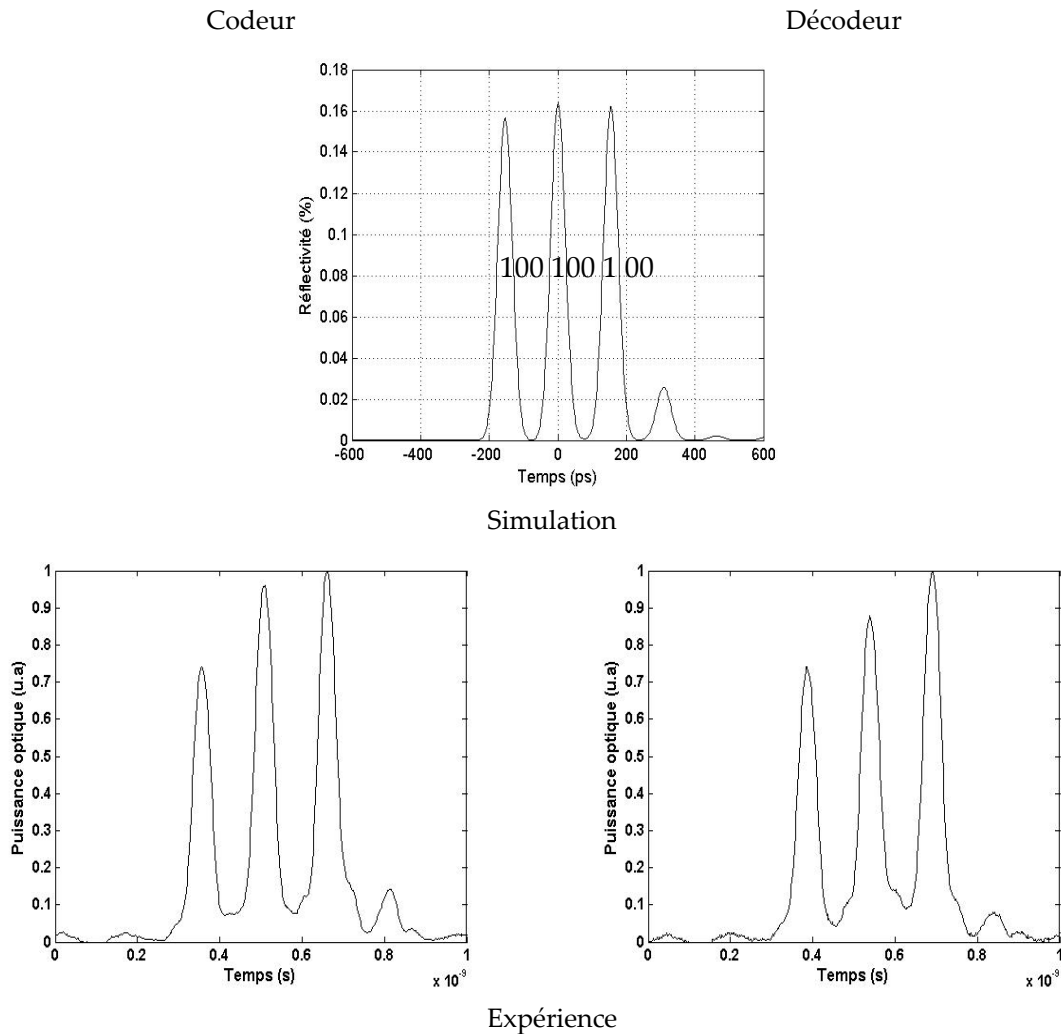


Figure 2. 9. Réponses temporelles du code PS C<sub>1</sub>.

Nous constatons l'apparition d'une quatrième impulsion d'amplitude relativement faible. Cette impulsion secondaire est générée par les cavités Fabry-Perot formées par FBG<sub>1</sub>-FBG<sub>2</sub> et FBG<sub>2</sub>-FBG<sub>3</sub>. Des impulsions d'ordre supérieur sont également générées mais sont négligées par la suite car elles présentent des puissances très faibles.

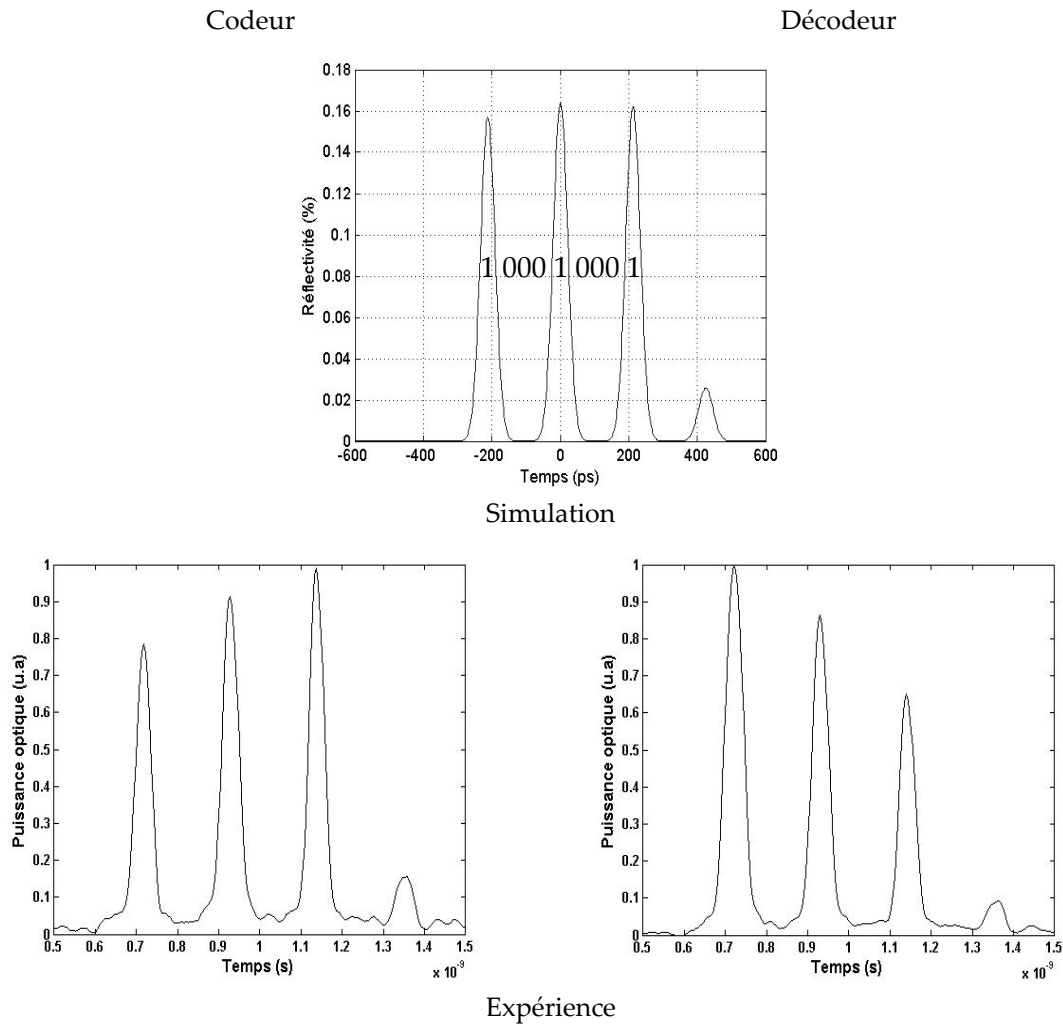


Figure 2. 10. Réponses temporelles du code PS C<sub>2</sub>.

On note ici, que les impulsions du code ne présentent pas le même niveau de puissance réfléchi. Cela peut être expliqué par :

- Bruit de battement au niveau de la troisième impulsion du code. Ce battement est dû à la superposition de la troisième impulsion primaire avec une impulsion générée par la cavité Fabry-Perot formée par FBG<sub>1</sub>- FBG<sub>2</sub>.
- Un décalage en longueur d'onde de Bragg entre les réseaux des codeurs et décodeurs.

Nous reviendrons sur ces deux points dans les chapitres 3 et 4.

### B. Code à séquences premières aperiodique

La figure 2.11 représente les réponses temporelles du codeur et de son décodeur adapté. Les chips à "1" sont séparés respectivement par la durée 200 ps et 50 ps pour le codeur (50 ps et 200 ps pour le décodeur). Les impulsions présentent le même niveau de puissance réfléchi. Les petits lobes secondaires présents à droite de la réponse temporelle du codeur et du décodeur sont dus aux cavités Fabry-Perot. Avec cette structure aperiodique, les réflexions multiples ne se superposent pas avec

l'une des impulsions primaires constituant le code. Un excellent accord est obtenu entre les réponses simulées et expérimentales.

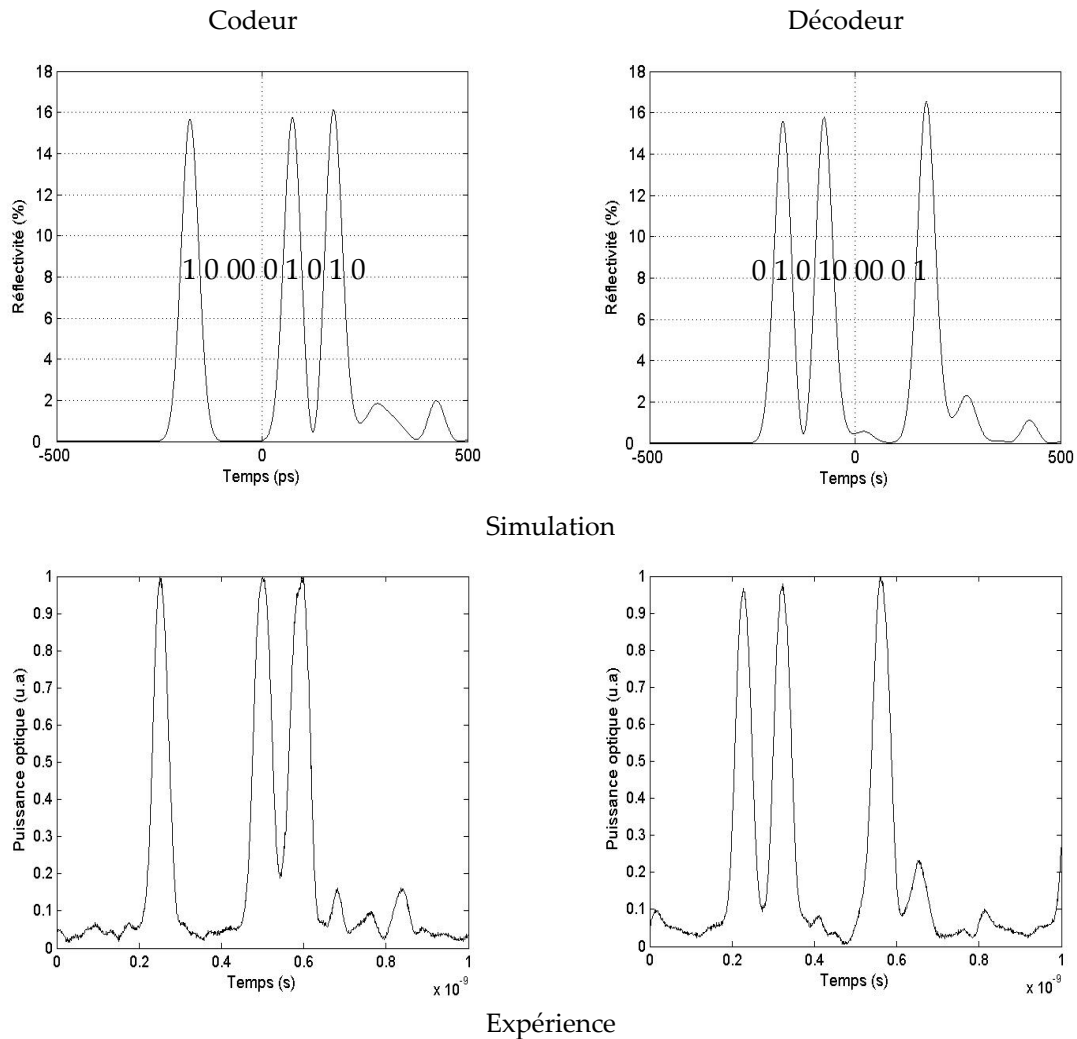


Figure 2. 11. Réponses temporelles du code PS  $C_3$ .

### C. Codes quadratiques congruents étendus pour $p = 3$

Les figures 2.12 et 2.13 présentent les réponses temporelles de codeur et de son décodeur adapté pour les codes EQC ( $p = 3$ ). Pour le codeur  $C_1$ , la première impulsion présente une puissance plus faible que les deux autres. Ceci est dû à un mauvais alignement de la fibre dans le faisceau UV lors de la photo-inscription. Cette amplitude plus faible n'empêche pas le fonctionnement du codeur. En ce qui concerne les deux dernières impulsions, nous remarquons que leur amplitude est la même, cela signifie que la fibre était alors mieux alignée dans le faisceau. Pour le décodeur, les trois impulsions ont quasiment la même amplitude. Les chips à "1" sont séparés respectivement de 250 ps et 150 ps pour le codeur (150 ps et 250 ps pour le décodeur). Les petits lobes secondaires présents à droite de la réponse temporelle de codeur/décodeur sont dus aux cavités Fabry-Perot.

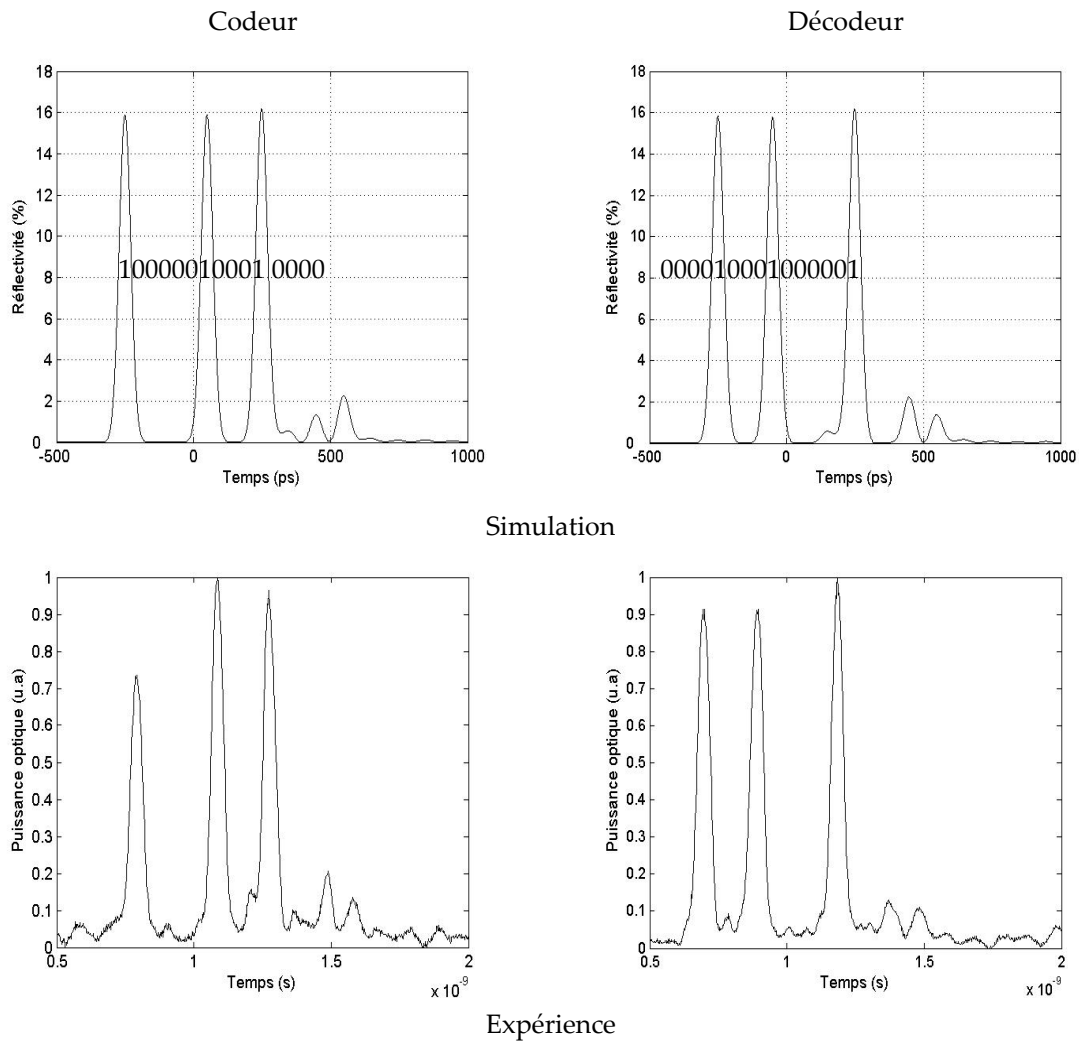


Figure 2. 12. Réponses temporelles du code EQC C<sub>1</sub>.

La figure 2.13 représente les réponses temporelles du codeur et de son décodeur adapté pour le code EQC C<sub>2</sub>. Les chip à "1" sont séparés respectivement par la durée 300 ps et 100 ps pour le codeur (100 ps et 300 ps pour le décodeur). Les impulsions présentent le même niveau de puissance réfléchi. Des petites lobes secondaires sont présente à droite de la réponse temporelle de codeur/décodeur dus aux cavités Fabry-Perot. Un excellent accord est obtenu entre les réponses simulées et expérimentales.

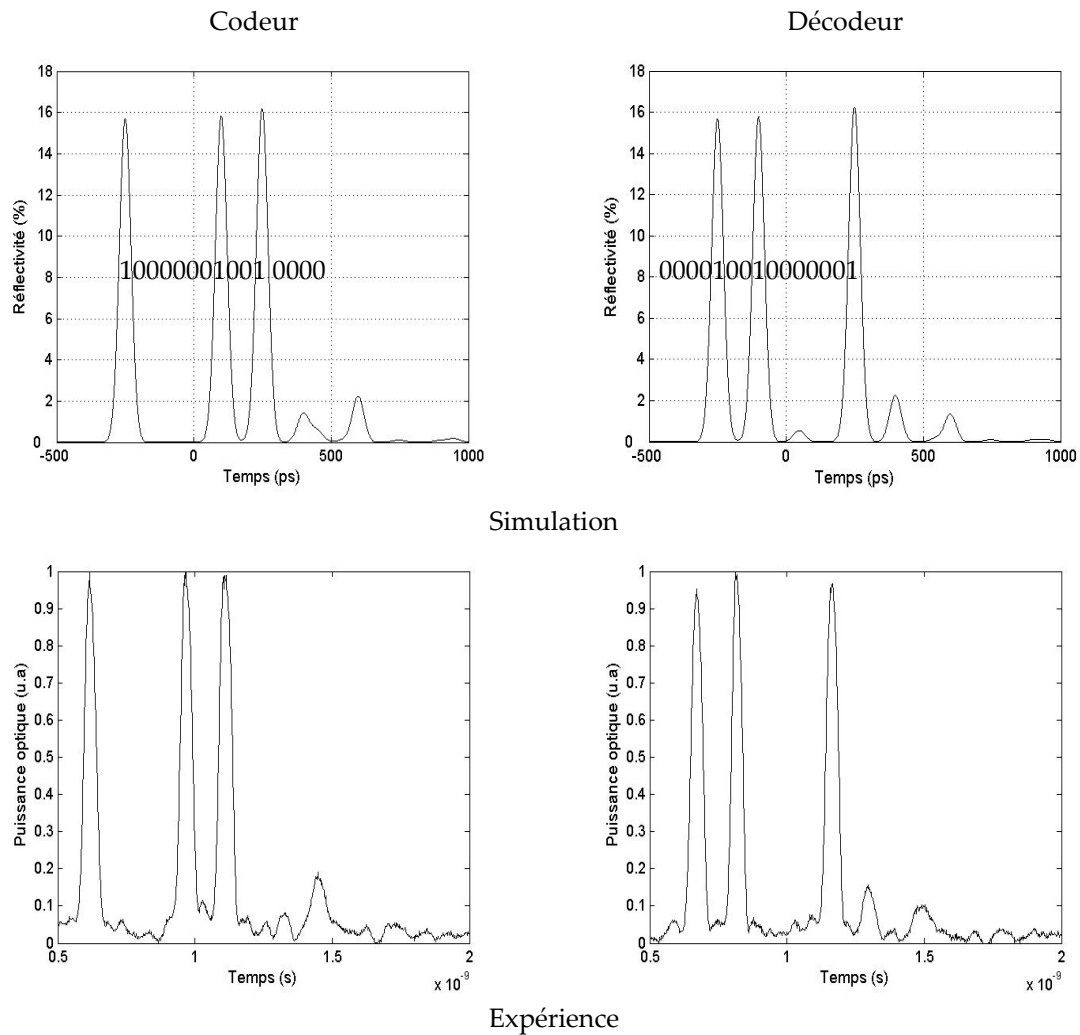


Figure 2.13. Réponses temporelles du code EQC  $C_2$ .

#### D. Codes quadratiques congruents pour $p = 5$

Pour des codes quadratiques congruents avec  $p = 5$ , la longueur du code est  $L = 25$ . Cinq réseaux de Bragg sont inscrits afin de générer la séquence de code voulue. Le premier réseau de Bragg doit avoir une réflectivité plus faible que dans le cas où  $p = 3$ , afin de permettre à la lumière de se propager jusqu'au bout de la structure des codeur et décodeur. Le premier réseau présente une réflectivité de 10 % ce qui permet d'avoir une puissance moyenne réfléchiée par les codeur et décodeur de 10 %. L'augmentation du nombre de réseaux de Bragg, implique l'augmentation du nombre de cavités Fabry-Perot.

Afin de minimiser les réflexions multiples et leurs amplitudes, un moyen consiste à réduire la réflectivité de chaque réseau. La réflectivité moyenne réfléchiée dans ce cas devient plus faible que 10 %, ce qui rend l'utilisation des amplificateurs optiques indispensable afin d'augmenter le bilan de liaison.

Les figures 2.14, 2.15, 2.16 présentent les réponses temporelles des codeurs et décodeurs obtenues par simulation et expérimentalement. L'inscription des codeurs et décodeurs avec  $p = 5$  est plus difficile par rapport au cas où  $p = 3$ . Cependant, les séquences de codes présentent des impulsions quasiment d'égale amplitude. Le fait de ne pas avoir des impulsions d'égale amplitude est dû à la non



linéarité de la courbe de cinétique de croissance utilisée pour déterminer les durées de photo-inscription pour atteindre les réflectivités souhaitées.

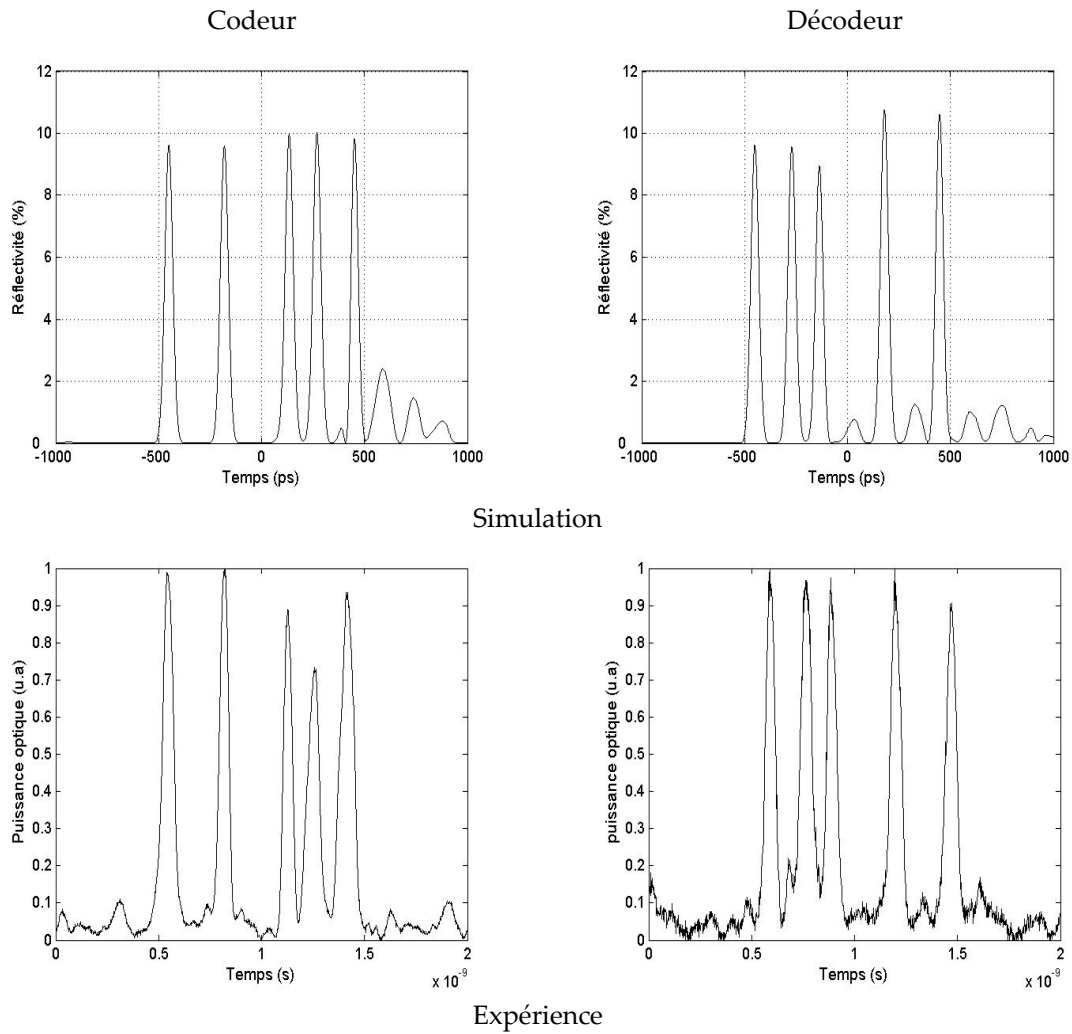


Figure 2. 14. Réponses temporelles du code QC C<sub>1</sub> (10000 01000 00010 01000 10000).

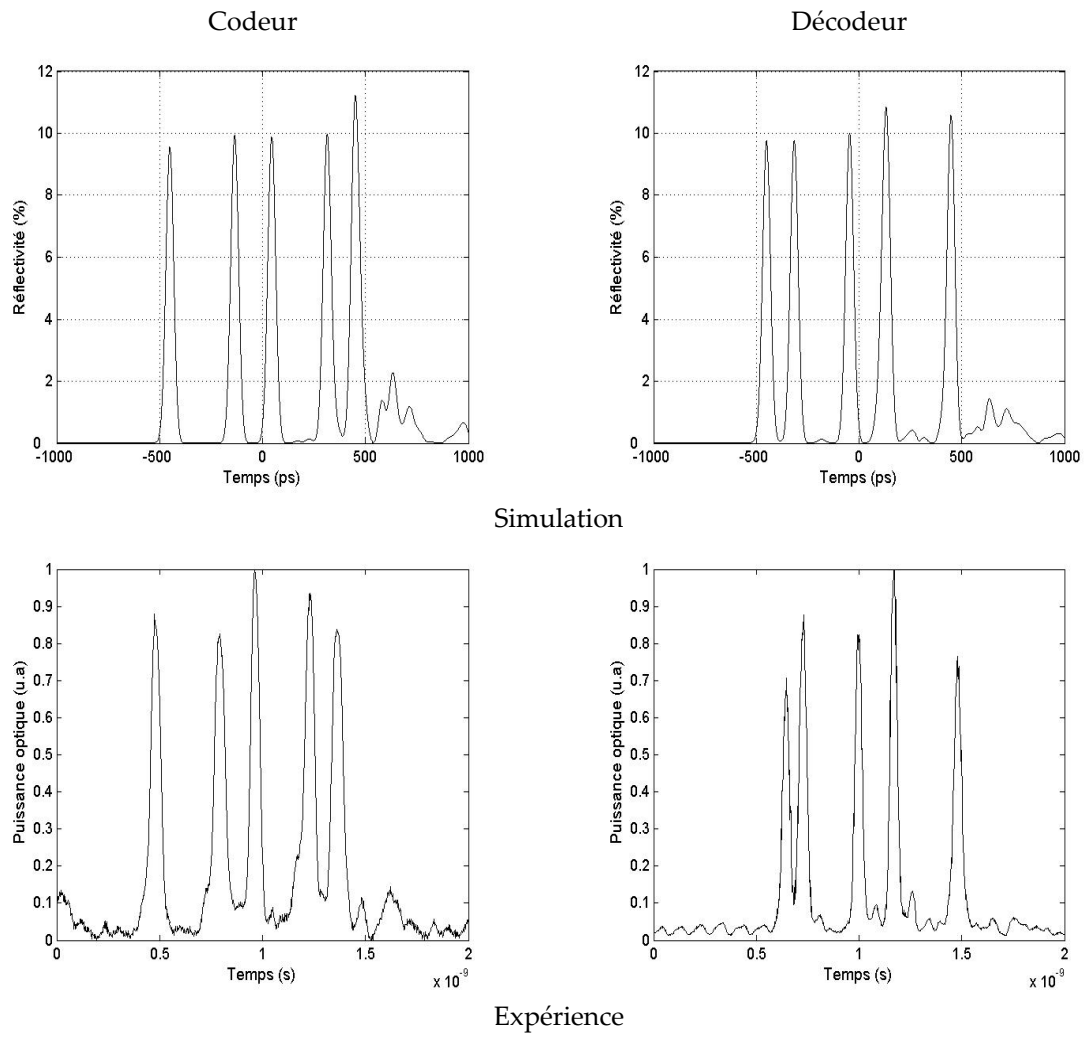


Figure 2. 15. Réponses temporelles du code QC C<sub>2</sub> (10000 00100 01000 00100 10000).

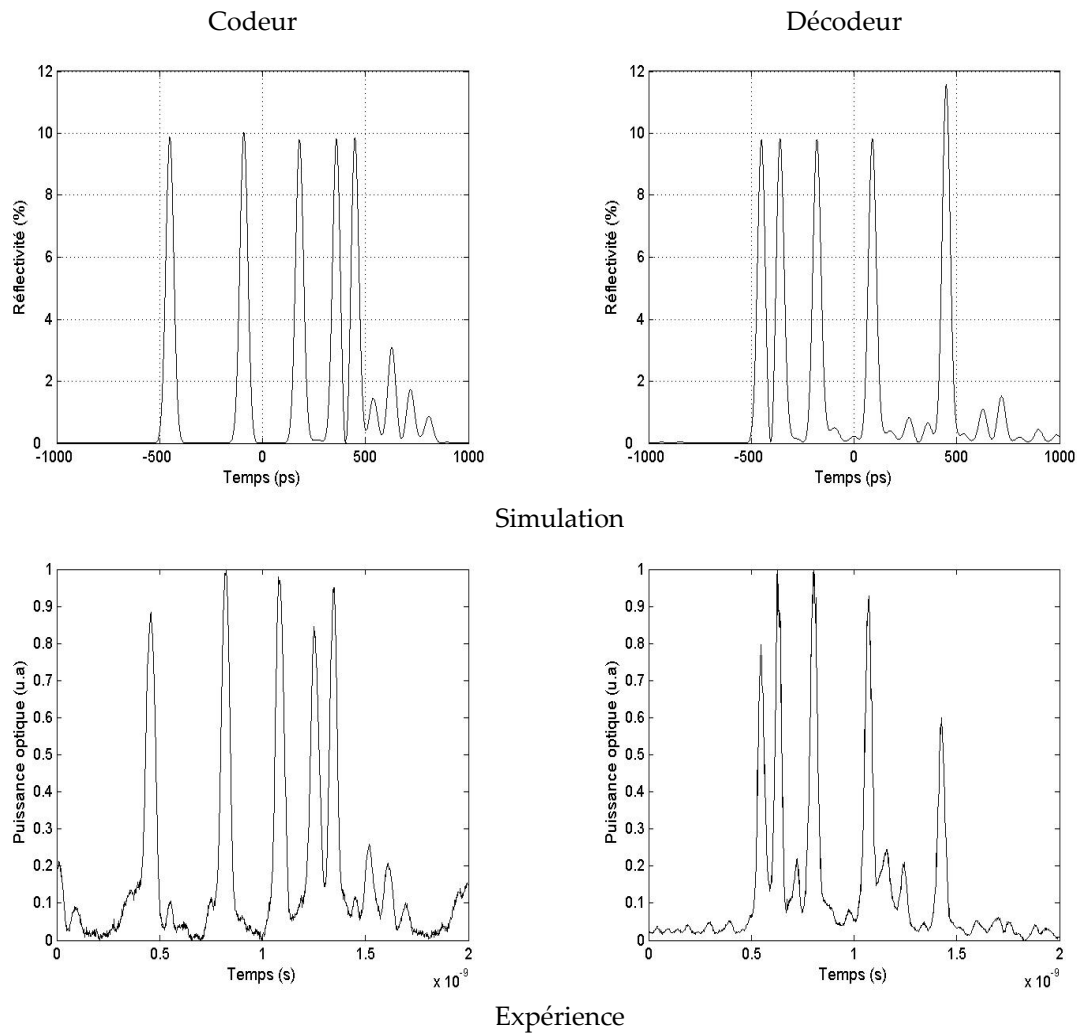


Figure 2. 16. Réponses temporelles du code QC  $C_3$  (10000 00010 00001 00010 10000).

### Cas particulier

Dans le cas des codes quadratiques congruents, certains codes présentent deux chips à "1" successifs. Dans ce cas, la génération du code utilisant les mêmes spécifications présentées précédemment n'est pas possible. Pour pouvoir réaliser ces codes, les réseaux de Bragg doivent avoir une réflectivité très faible de l'ordre de 1 %. Des réseaux de Bragg très longs sont utilisés afin de générer des impulsions étendues représentant la durée de deux chips à "1" successifs ( $L_{FBG} \approx 26000 \mu\text{m}$ ). L'indice de modulation utilisé est de l'ordre de  $10^{-6}$ .

La figure 2.17 montre le résultat de simulation des codeur et décodeur pour le code (100001100) issu de la famille QC avec  $p = 3$ . Les trois réseaux de Bragg présentent une réflectivité inférieure à 1 %. Dans ce cas, si l'impulsion injectée à l'entrée de codeur est de largeur  $T_p = 50 \text{ ps}$ , les impulsions réfléchies par les réseaux de Bragg présentent un temps chip supérieur au temps de l'impulsion d'entrée. Les réseaux de Bragg dans ce cas ne sont pas considérés comme des réflecteurs partiels. La largeur spectrale de l'impulsion d'entrée (20 GHz) est plus importante que la bande spectrale du réseau de Bragg ( $\sim 2.8 \text{ GHz}$ ). Dans ce cas, la dispersion chromatique introduite par chaque réseau de Bragg dans le codeur et le décodeur n'est plus négligeable. La durée du chip est  $T_c = 250 \text{ ps}$ , correspond au temps d'un aller-retour dans le réseau de Bragg.

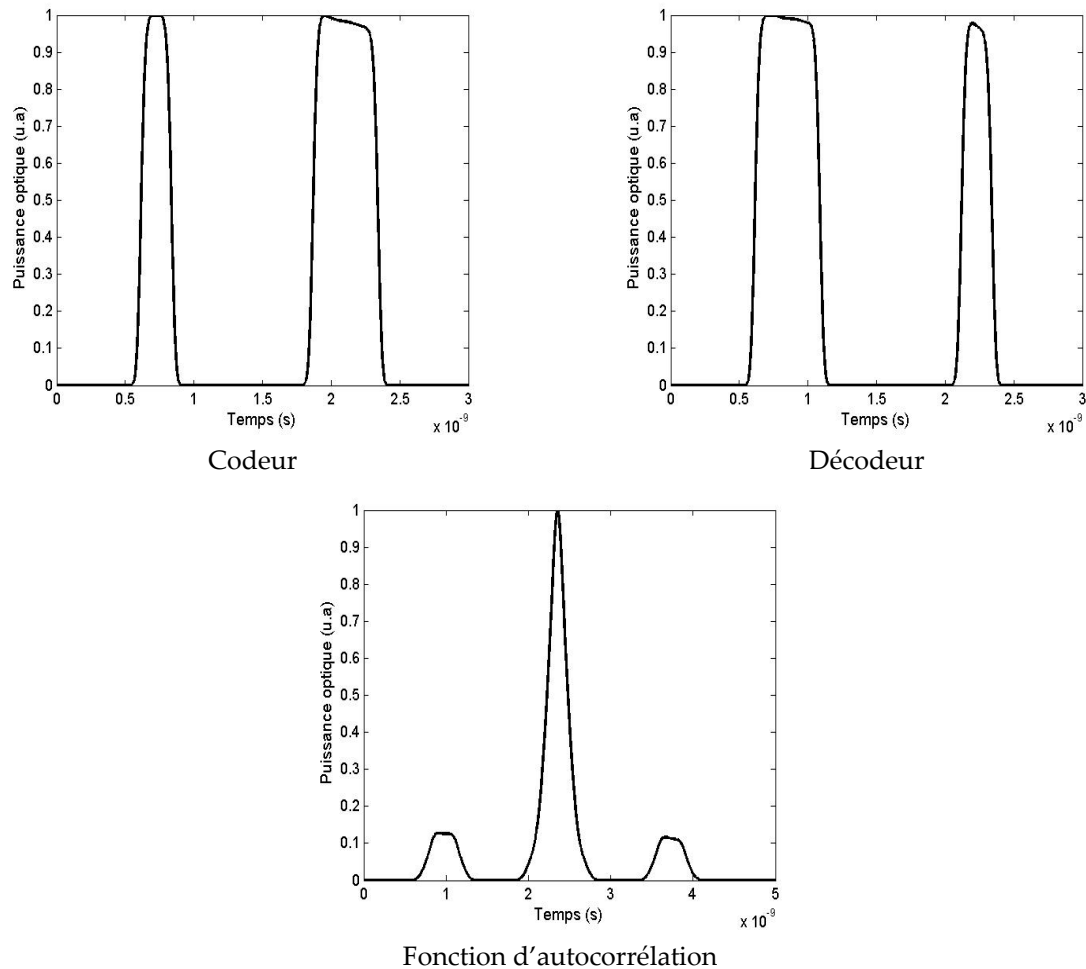


Figure 2. 17. Simulation de code QC ( $p = 3$ ) : 100001100.

Des séquences de codes avec une réflectivité moyenne très faible de l'ordre de 1 % aura un impact négatif sur le bilan de puissance de la liaison. Après décodage, la fonction d'autocorrélation obtenue présentera une puissance très faible ( $\ll 1$  % de la puissance d'entrée). Au niveau de la détection, il sera très difficile de distinguer l'information utile (fonction d'autocorrélation) du bruit d'interférences d'accès multiples (niveau des fonctions d'intercorrélations) dans le cas d'un système multi-utilisateurs. L'utilisation d'un amplificateur optique est indispensable dans ce cas.

### 2.6.3 Réflexions multiples dues aux cavités Fabry-Perot

Le schéma présenté par la figure 2.18, montre le mécanisme de génération des impulsions dues aux trajets multiples entre les différents réseaux de Bragg des codeurs et décodeurs dans le cas d'un code périodique [84].

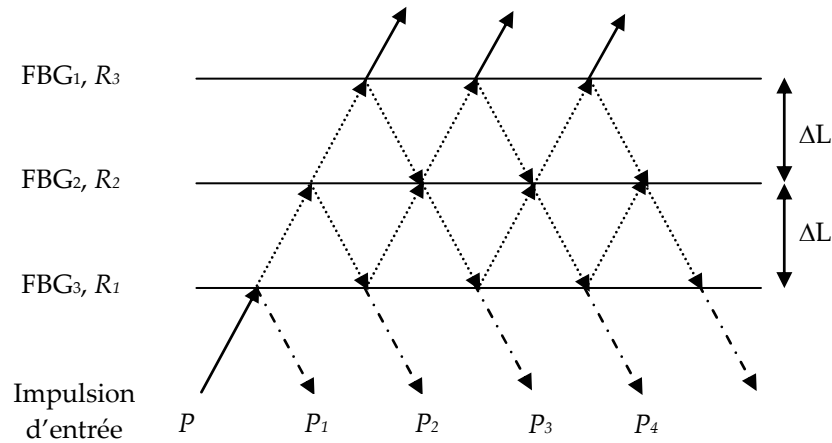


Figure 2. 18. Illustration des effets de cavité Fabry-Perot.

Les signaux réfléchis par les trois réseaux de Bragg peuvent être décomposés en deux catégories : les réflexions primaires constituant les impulsions de code et les réflexions secondaires de puissance plus faible. Les impulsions réfléchies par FBG<sub>1</sub>, FBG<sub>2</sub> et FBG<sub>3</sub> ont les puissances optiques suivantes :

$$\begin{aligned}
 P_1 &= R_1 P \\
 P_2 &= T_1^2 R_2 P \\
 P_3 &= (T_1^2 T_2^2 R_3 + T_1^2 R_1 R_2^2) P \\
 P_4 &= (T_1^2 T_2^2 R_2 R_3^2 + T_1^2 R_1 R_2^3 + T_1^2 T_2^2 R_1 R_2 R_3) P \\
 &\vdots \\
 P_i &= \dots
 \end{aligned} \tag{2.16}$$

Les valeurs  $R_i$  et  $T_i$  représentent les taux de réflexion et de transmission associés aux différents FBG<sub>i</sub>. Le premier terme de chaque équation représente la puissance des impulsions résultant des réflexions primaires, et les autres termes, représentent la puissance des impulsions résultant des réflexions secondaires.

## 2.7 Reproductibilité des dispositifs de codage et décodage

Les codeurs et décodeurs sont les dispositifs clé d'un système OCDMA. Le fonctionnement du système OCDMA est donc lié au respect des spécifications par les dispositifs réalisés. Ceci concerne tous les systèmes OCDMA. A noter ici que, suivant la dimension du codage et les composants utilisés dans la conception des codeurs et décodeurs, l'impact sur le fonctionnement du système OCDMA sera différent.

Nous avons remarqué que les impulsions des réponses temporelles des codeurs et des décodeurs ont des niveaux de puissance optique instantanée différents. La conception des codeurs et des décodeurs avec des réflectivités différentes a pour but d'obtenir des codeurs et des décodeurs de réflectivité moyenne  $R_i P$ . Le fait d'avoir des impulsions de puissance instantanée différente peut être expliqué par :

- Le décalage en longueur d'onde de Bragg entre les réseaux de Bragg d'un codeur et d'un décodeur que l'on souhaite appairé ; ceci induit un décalage entre la longueur d'onde de Bragg moyenne du codeur et du décodeur.
- La longueur des réseaux de Bragg différente de celle spécifiée.
- La différence de longueurs de fibre inter-réseaux par rapport aux longueurs spécifiées dans les codeur et décodeur.

Ceci a pour conséquence :

- De minimiser, dans certaines situations, le rapport entre la puissance du pic d'autocorrélation et le niveau de puissance maximum des lobes secondaires. Le rapport signal sur bruit est alors plus faible.
- De déformer ou/et d'élargir les impulsions de la fonction d'autocorrélation reconstruite et de minimiser leur puissance optique ; ceci se produit lorsqu'il existe un décalage entre les longueurs inter-réseaux des codeur et décodeur car dans ce cas, les impulsions se recombinaient dans un temps supérieur au temps chip.

Lorsque l'indice de modulation des réseaux de Bragg est différent de l'indice spécifié, les réseaux ne présentent pas les réflectivités spécifiées et la puissance moyenne de la fonction d'autocorrélation peut diminuer par rapport à la puissance attendue.

## 2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques rappels sur la théorie des réseaux de Bragg. Ensuite, nous avons donné les spécifications des codeurs et décodeurs à réseaux de Bragg superstructurés pour différentes familles de codes. Nous avons détaillé les méthodes de fabrication par masque de phase et par interféromètre de Lloyd mises en œuvre pour réaliser les codeurs et les décodeurs. Nous avons enfin analysé les réponses temporelles des dispositifs réalisés.

Dans les spécifications, nous tenons compte du fait que le temps bit est égal à la longueur de la séquence de code multipliée par le temps chip. Dans le cas du système DS-OCDMA considéré ici, le temps chip est égal à la durée de l'impulsion appliquée à l'entrée des dispositifs. Nous avons choisi une longueur des réseaux de Bragg faible ( $\sim 500 \mu\text{m}$  et  $800 \mu\text{m}$ ) devant l'étendue spatiale de l'impulsion injectée à l'entrée des réseaux ( $\sim 10000 \mu\text{m}$ ) de telle sorte que les réseaux peuvent être considérés comme des réflecteurs partiels d'épaisseur négligeable. Dans ce cas, les longueurs de fibre inter-réseaux sont proportionnelles à la durée des temps chips à "0" des séquences de code implémentées.

D'autre part, nous avons effectué des simulations dans le cas idéal où les S-FBG doivent générer un code composé d'impulsions d'égale puissance. Dans ce cas, chaque FBG est choisi avec un coefficient de réflexion différent de l'autre afin de compenser la déplétion de puissance le long du S-FBG. Pour ce faire, nous avons choisi de jouer sur l'indice de modulation de chaque FBG au lieu de la longueur physique afin d'atteindre les réflectivités souhaitées. A noter ici que, les codeurs et les décodeurs d'une même famille de code doivent impérativement réfléchir la même puissance optique moyenne.

Nous avons ensuite fabriqué et analysé les réponses temporelles des codeurs et des décodeurs à séquences temporelles. Nous avons comparé ces réponses aux simulations et avons observé des impulsions de puissance optique différente pour les différents codes générés PS, QC et EQC.

Afin d'expliquer les différences observées, nous mettons en oeuvre la méthode de réflectométrie à faible cohérence sensible à la phase associée à l'analyse de la courbe de cinétique de croissance des réseaux de Bragg. Ceci est l'objet du chapitre suivant.

## Chapitre 3

# Caractérisation des Codeurs et Décodeurs DS-OCDMA

### 3.1 Introduction

Les systèmes de transmission optiques sont de plus en plus complexes car ils mettent en œuvre des dispositifs optiques de plus en plus performants. Pour évaluer les performances d'un système OCDMA, le taux d'erreur binaire (TEB) est habituellement la mesure la plus utilisée. Les paramètres physiques tels que, la dispersion chromatique, le bruit du canal optique, le bruit de battement et les interférences d'accès multiples impactent fortement la qualité de transmission [85,87].

Jusqu'à nos jours, peu d'études ont porté sur l'impact des contraintes technologiques liées à la fabrication de codeurs/décodeurs sur les performances des systèmes OCDMA. Cependant, les codeurs et les décodeurs sont les dispositifs clés des systèmes OCDMA car ils permettent d'implémenter les codes et de reconnaître les données utilisateur. Le bon fonctionnement d'un système OCDMA est lié au bon fonctionnement des codeurs et décodeurs et par conséquent à la qualité du code généré. En particulier, l'adaptation entre le codeur et le décodeur doit être quasiment parfaite afin de restituer l'information codée. Dans ce contexte, il nous est apparu important d'analyser les caractéristiques et les performances de ces dispositifs et d'évaluer l'impact des différences technologiques observées entre les codeurs et décodeurs sur les performances d'un système OCDMA.

Dans le cas des codeurs et décodeurs à réseaux de Bragg, l'indice de modulation, la longueur d'onde de Bragg, la longueur des réseaux ainsi que la longueur inter-réseaux sont les paramètres technologiques essentiels à considérer lors de la conception des dispositifs. Les simulations des réponses temporelles et spectrales des codeurs et décodeurs nous permettent de donner les spécifications de ces paramètres. Lors de l'étape de fabrication, les valeurs de ces paramètres peuvent dévier par rapport aux valeurs simulées à cause des difficultés liées à la méthode de photo-inscription des réseaux, aux effets environnementaux et à l'instabilité de la plateforme de photo-inscription. Un décalage de l'un de ces paramètres peut introduire des anomalies au niveau des réponses temporelles et spectrales des codeurs et décodeurs et conduire à une désadaptation entre les codeurs et les décodeurs. La fonction d'autocorrélation s'en trouve alors avec une puissance réduite et les performances du système en terme de taux d'erreurs binaires se dégradent.

Dans ce chapitre, nous donnons les résultats de mesures obtenus lors de la caractérisation des codeurs et décodeurs avec un réflectomètre à faible cohérence (OLCR : Optical Low Coherence Reflectometry). La technique OLCR nous permet de déterminer les paramètres des réseaux de Bragg constituant les codeurs et les décodeurs. La caractérisation des dispositifs de codage et de décodage



associée à une analyse précise de la cinétique de croissance obtenue lors de la photo-inscription des codeurs et décodeurs nous permet d'expliquer le décalage entre les valeurs mesurées et les valeurs spécifiées. Ensuite, nous présentons l'analyse de l'influence des paramètres différents des codeurs et décodeurs sur le fonctionnement du système OCDMA considéré et tirons quelques conclusions pour améliorer la conception et la fabrication des futurs composants.

### 3.2 Caractérisation des codeurs et décodeurs par réflectométrie à faible cohérence

Après les étapes de spécification et de fabrication des codeurs et décodeurs, nous avons observé que leurs réponses temporelles présentaient des impulsions de niveau de puissance optique différent. Par conséquent, la puissance optique moyenne réfléchie par le codeur est différente de celle du décodeur. De plus, les différentes impulsions constituant la fonction d'autocorrélation peuvent avoir des puissances optiques instantanées différentes ce qui a un impact direct sur les performances du système :

- Mauvaise détection de l'information utile dans le cas où les lobes secondaires de la fonction d'autocorrélation présentent des pics de puissances trop importants.
- Bilan de puissance très faible du système OCDMA.

Une technique de caractérisation des codeurs et décodeurs est nécessaire afin de déterminer les différents paramètres entrant dans leur conception et leur fabrication. La réflectométrie optique à faible cohérence est un outil d'analyse quantitative et qualitative des composants optiques. L'OLCR permet de détecter, localiser les discontinuités et les défauts de fabrication des composants optiques et de déterminer quelques paramètres des réseaux de Bragg tels que la longueur du composant, son indice de modulation, sa longueur d'onde de Bragg et son coefficient de réflectivité complexe.

#### 3.2.1 Principe de la réflectométrie à faible cohérence

Le principe de base de la réflectométrie optique à faible cohérence est celui de l'interféromètre développé par A. Michelson en 1887 [88]. Le montage le plus simple de l'interféromètre est donné par la figure 3.1. Un faisceau provenant d'une source optique (S) est divisé en deux parties par une lame séparatrice (BS). Les deux faisceaux résultants sont dirigés vers les miroirs  $M_1$  et  $M_2$ . Les faisceaux réfléchis produisent des interférences sur le plan d'observation (B) si leur différence de marche optique est inférieure à la longueur de cohérence de la source.

La réflectométrie optique à faible cohérence est une technique de mesure non destructive qui permet d'étudier les différentes propriétés des dispositifs optiques avec une très bonne résolution et une grande sensibilité. Elle a été proposée à la fin des années 80 par Takada et al [89-91].

Dans un réflectomètre optique à faible cohérence, l'interféromètre de Michelson est illuminé par une source blanche (BBS : BroadBand Source) avec un miroir mobile dans l'un des bras et le composant sous test (DUT : Device Under Test) dans l'autre (Fig.3.2).

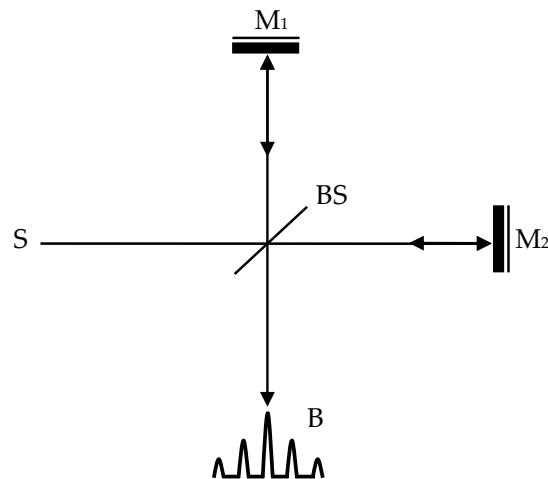


Figure 3. 1. Montage de base de l'interféromètre de Michelson.

Les bras du réflectomètre sont appelés respectivement, de référence et de mesure. Le réflectogramme est obtenu en faisant varier la différence de marche optique, à vitesse constante. Ainsi, quand le délai imposé au bras de référence correspond à celui d'une réflexion quelconque dans le composant sous test, un signal d'interférence est produit. La distribution de ces interférences en fonction de la position du miroir mobile (la différence de marche optique) constitue le réflectogramme. Les franges d'interférences correspondant à une position localisée dans le dispositif sous test sont détectées tant que la différence de marche optique reste en deçà de la résolution spatiale du montage.

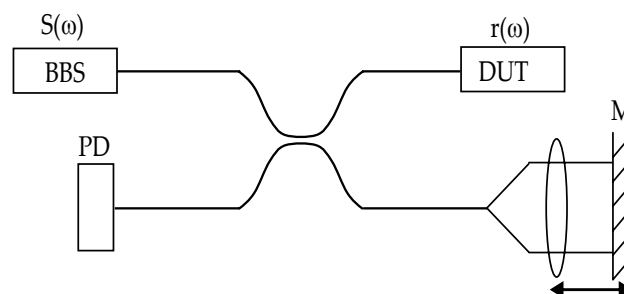


Figure 3. 2. Schéma simplifié du réflectomètre optique à faible cohérence.

Deux types de réflectomètres optiques à faible cohérence sont identifiés, le réflectomètre conventionnel où seule l'enveloppe du réflectogramme est détectée, et le réflectomètre complexe sensible à la phase. Le premier est un cas particulier du dernier. Le réflectomètre permet de mesurer [92-98] :

- Les pertes d'insertion dans des composants utilisés dans les systèmes WDM ;
- Le courant de fuite d'un composant actif ;
- L'amplitude de l'indice de modulation d'un réseau de Bragg ;
- La réflectivité des facettes et des pertes d'un guide d'onde ;
- Les fibres micro structurées et les fibres à cristaux photoniques.

### 3.2.2 Théorie de la réflectométrie à faible cohérence

Il s'agit de mettre en évidence la relation entre le réflectogramme mesuré et la réflectivité complexe du composant en utilisant la transformée de Fourier. Dans un OLCR, le champ optique émis par la source peut être écrit de façon générale sous la forme suivante :

$$E(t) \propto \int_{-\infty}^{+\infty} \sqrt{S(\omega)} e^{j(\omega t + \varphi(\omega))} d\omega \quad (3.1)$$

où  $S(\omega)$  est la densité de puissance de la source et  $\varphi(\omega)$  est la phase. Le champ optique est réparti équitablement dans les deux bras de l'interféromètre. En absence d'effets dispersifs et après avoir parcouru le bras de référence, un retard  $t_1$  s'ajoute au champ  $E_1(t)$ , qui s'écrit alors :

$$E_1(t) \propto \int_{-\infty}^{+\infty} \sqrt{S(\omega)} e^{j(\omega(t-t_1) + \varphi(\omega))} d\omega \quad (3.2)$$

La réflectivité dans le bras de référence, c'est-à-dire, la réflectivité du miroir, est indépendante de la longueur d'onde. Par conséquent, toutes les longueurs d'onde du spectre de la source sont réfléchies. En revanche, dans le bras de mesure, le champ optique  $E_2(t)$  est soumis à la réflectivité du composant sous test  $\tilde{r}(\omega)$ , dépendante de la longueur d'onde et au délai  $t_2$  égal au temps d'un aller-retour de la lumière à la position du composant sous test pour laquelle  $\tilde{r}(\omega)$  a été localisée :

$$E_2(t) \propto \int_{-\infty}^{+\infty} \sqrt{S(\omega')} \tilde{r}(\omega') e^{j(\omega'(t-t_2) + \varphi(\omega'))} d\omega' \quad (3.3)$$

L'intensité  $I(\tau)$  détectée par la photodiode est proportionnelle à la somme au carré des deux champs optiques réfléchis par l'OLCR :

$$\begin{aligned} I(\tau) &\propto \left\langle |E_1(t) + E_2(t)|^2 \right\rangle \\ &\propto \left\langle |E_1(t)|^2 \right\rangle + \left\langle |E_2(t)|^2 \right\rangle + 2\Re \left\langle E_1(t)^* E_2(t) \right\rangle \end{aligned} \quad (3.4)$$

Les deux premiers termes  $|E_1(t)|^2$  et  $|E_2(t)|^2$ , ne contribuent qu'à la composante continue de l'intensité détectée et ne dépendent pas de la différence temporelle  $\tau = t_2 - t_1$  entre les deux bras. N'étant pas une fonction de  $\tau$ , ils ne seront pas pris en considération par la suite. L'équation (3.4) devient alors :

$$\begin{aligned} I(\tau) &\propto 2\Re \left\langle E_1(t)^* E_2(t) \right\rangle \\ &\propto 2\Re \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \sqrt{S(\omega)} \sqrt{S(\omega')} \tilde{r}(\omega') e^{j\omega\tau} d\omega d\omega' \end{aligned} \quad (3.5)$$

L'intensité détectée est la corrélation croisée  $\Gamma(\tau)$  des champs optiques des bras de l'interféromètre en fonction de la différence temporelle  $\tau = t_2 - t_1$ . La recombinaison des deux champs produit des

interférences uniquement si la différence de marche  $x = c\tau$  de l'interféromètre est inférieure à la longueur de cohérence  $L_c$  de la source utilisée.

Dans un dispositif ayant un indice de groupe  $n_g$ , la différence de marche est  $x = c\tau/n_g$ . Si l'interféromètre est non équilibré, c'est-à-dire, si  $x > L_c$ , les phases des champs ne sont pas corrélées et le terme de corrélation croisé du signal reçu est nul. Cependant, si  $x \leq L_c$ , le terme de corrélation croisé devient une fonction oscillatoire lorsque la différence de marche est variée, et des franges d'interférence sont produites. La distribution de ces interférences en fonction de la différence de marche constituant le réflectogramme. Le réflectogramme mesuré  $r_{mes}(t)$  est équivalent à l'intensité  $I(\tau)$  détectée, de sorte que :

$$r_{mes}(\tau) = \Re \left[ \int_{-\infty}^{+\infty} S(\omega) \tilde{r}(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega \right] \quad \forall \omega > 0 \quad (3.6)$$

La double intégrale a été réduite à une seule intégration compte tenu de la corrélation de phase dans le domaine spectral.

$S(\omega)$  et  $\tilde{r}(\omega)$  sont égales à zéro pour  $\omega < 0$ . Les réflectomètres disponibles commercialement ne permettent pas une détection du signal en amplitude et en phase, et uniquement l'enveloppe du réflectogramme est mesurée :

$$r_{mes, amp}(\tau) = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} S(\omega) \tilde{r}(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega \right| \quad \forall \omega > 0 \quad (3.7)$$

Pour un montage OLCR sensible à la phase, le réflectogramme mesuré  $r_{mes}(\tau)$  est donc la partie réelle de la transformée de Fourier du signal analytique  $S(\omega) \tilde{r}(\omega)$ , de sorte que :

$$r_{mes}(\tau) = \Re \left\{ TF[S(\omega) \tilde{r}(\omega)] \right\} \quad (3.8)$$

La partie réelle du signal détecté comprend des informations sur le module et sur la phase. La détection du signal réflectométrique en amplitude et en phase est alors envisageable.

### ***Réflectométrie à faible cohérence sensible à la phase***

Deux conditions sont nécessaires pour qu'un réflectomètre à faible cohérence ait accès à la phase de la réflectivité d'un dispositif : la détection des franges d'interférence et la mesure précise de la position du miroir de référence. L'information sur l'enveloppe et la phase est contenue dans la partie réelle du signal détecté par l'OLCR. Toutefois, puisque l'extraction de la phase de la réflectivité nécessite une connaissance précise de la position des franges d'interférence, l'ajout d'un interféromètre cohérent permettant de suivre l'évolution de la différence des chemins optiques entre les deux bras de l'interféromètre, s'avère nécessaire.

L'accès à la phase du réflectogramme étend le nombre des paramètres mesurables d'un dispositif et valide l'importance de l'OLCR sensible à la phase comme un outil de recherche très performant et puissant lors de l'analyse des composants optiques innovants. Cela permet de mesurer [99-102] :

- Le coefficient de couplage complexe des réseaux de Bragg à fibre ;
- La valeur des sauts de phase dans des réseaux de Bragg à fibre ;
- Les erreurs de phase et d'amplitude dans des guides d'ondes ;
- La dispersion chromatique des fibres optiques spéciales et des réseaux de Bragg à pas variable.

### 3.2.3 Description du montage OLCR utilisé

La figure 3.3 présente le réflectomètre optique à faible cohérence développé au Laboratoire National de métrologie et d'Essais (LNE). Le montage est composé de deux interféromètres de Michelson, l'un en lumière incohérente, l'autre en lumière cohérente, connectés par des réflecteurs de type "coin cube" mis dos-à-dos et disposés sur un même chariot se déplaçant sur coussin d'air [103].

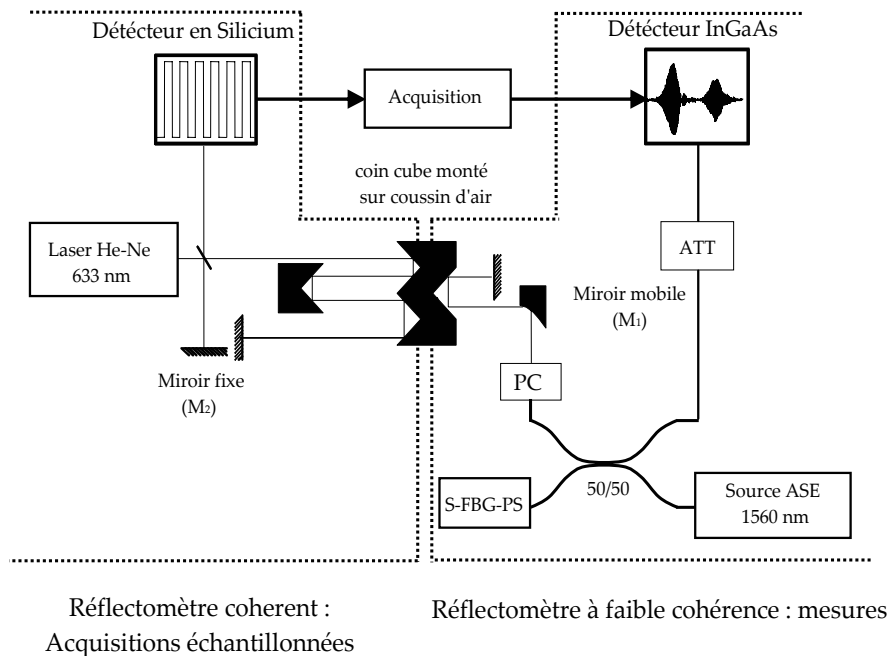
#### *Interféromètre en lumière incohérente :*

Cet interféromètre permet la détection de la position des dioptries au sein des dispositifs testés. La source large bande utilisée est une source ASE basée sur un amplificateur à fibre dopée  $\text{Er}^{3+}$  avec un spectre plat ce qui permet la caractérisation du S-FBG-PS dans la bande C+L (1525-1605 nm). La lumière blanche issue de la source ASE est divisée en deux par un coupleur 50/50 et envoyée vers le miroir mobile ( $M_1$ ) et le S-FBG-PS. Le S-FBG-PS est constitué de trois FBG séparés par la même distance de fibre représentant un code PS de structure périodique. Les différents points réflecteurs dans le S-FBG-PS renvoient de la lumière vers un coupleur 50/50. Il en est de même pour le miroir mobile.

Le réflectogramme est obtenu en faisant varier la différence de marche optique à vitesse constante entre les deux bras. Les franges d'interférences correspondantes à une position localisée dans le codeur ou le décodeur sont détectées avec un détecteur InGaAs à faible bruit tant que la différence de marche optique reste inférieure à la longueur de cohérence de la source. Cette longueur est inversement proportionnelle à la largeur spectrale du rayonnement émis par la source. Comme nous utilisons une source à spectre large caractérisée par une faible longueur de cohérence, la technique interférométrique permet alors d'obtenir une grande résolution spatiale (interférogrammes très localisés); avec une source monochromatique caractérisée par une grande longueur de cohérence, l'interférogramme consisterait en une succession quasi-infinie de franges d'interférences.

#### *Interféromètre en lumière cohérente :*

Cet interféromètre, en espace libre, comprend un laser He-Ne stabilisé en fréquence, une lame séparatrice, un miroir fixe ( $M_2$ ), le miroir coin cube monté sur coussin d'air et un détecteur au silicium. Le signal sinusoïdal généré par la source monochromatique est remis en forme, et une acquisition est alors réalisée sur chaque front montant du signal créneau. Ceci permet de réaliser un échantillonnage spatial régulier tous les 80 nm. Ainsi le repérage de la position du chariot sur coussin d'air est rendu possible. Ce dispositif constitue l'horloge de notre dispositif interférométrique pour le système d'acquisition.



**Figure 3. 3. Schéma du réflectomètre optique à faible cohérence sensible à la phase.**  
(PC : contrôleur de polarisation, ATT : atténuateur)

### 3.2.4 Analyse et exploitation des réflectogrammes

Lors de la caractérisation des codeurs et décodeurs, nous avons fait dix séries de mesures afin d'estimer l'écart type entre les différentes mesures. La figure 3.4 montre quatre réflectogrammes obtenus pour le codeur S-FBG-PS<sub>2</sub> et son décodeur adapté S-FBG-PS<sub>2</sub> et le codeur S-FBG-PS<sub>1</sub> utilisé comme interférant dans la partie "intégration système" (cf. chapitre 4). Les trois premiers réflectogrammes correspondent aux réseaux de Bragg des codeurs et décodeurs. Les trois réflectogrammes sont séparés par une distance qui représente les trois chips à "0". Le quatrième réflectogramme présente l'effet des réflexions multiples (réflexions secondaires) dues aux trois cavités Fabry-Perot de la structure S-FBG.

Dans la figure 3.4, on remarque que les trois réflectogrammes présentent des puissances relatives différentes. Les spécifications données au codeur/décodeur doivent garantir l'obtention d'une réponse temporelle avec des amplitudes à égale amplitude.

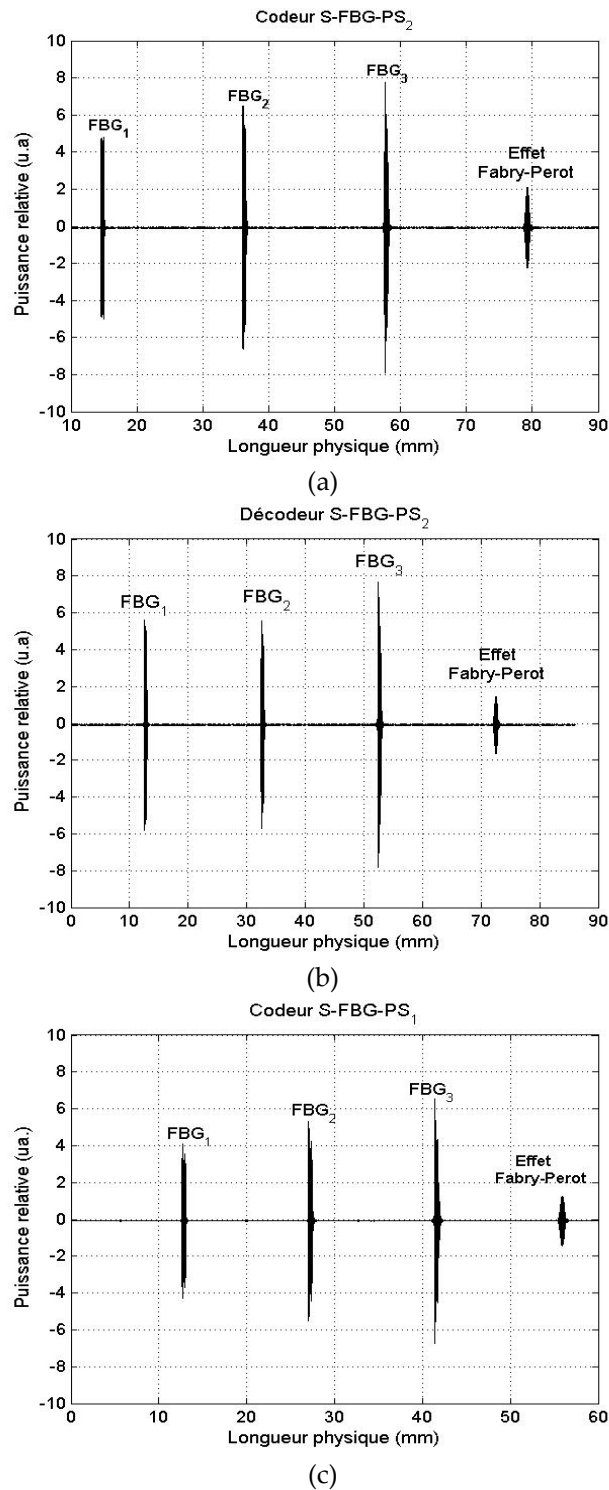


Figure 3. 4. Réflectogrammes du : (a) codeur S-FBG-PS<sub>2</sub>, (b) décodeur S-FBG-PS<sub>2</sub>, (c) codeur S-FBG-PS<sub>1</sub>.

Dans le cas idéal, les interférogrammes doivent avoir la même puissance réfléchie. Les interférogrammes obtenus par l'OLCR montrent que les puissances relatives réfléchies ont des amplitudes différentes.

La figure 3.5 montre les spectres de chaque réseau de Bragg du codeur S-FBG-PS<sub>2</sub> et de son décodeur adapté. Les spectres sont calculés à partir des données extraites des interférogrammes en

utilisant la Transformée de Fourier Rapide (FFT). Les spectres des trois réseaux constituant un codeur et un décodeur sont décalés en longueur d'onde de Bragg. A partir de ces spectres, il est possible de calculer les différentes longueurs d'onde de Bragg de chaque FBG d'un codeur et décodeur.

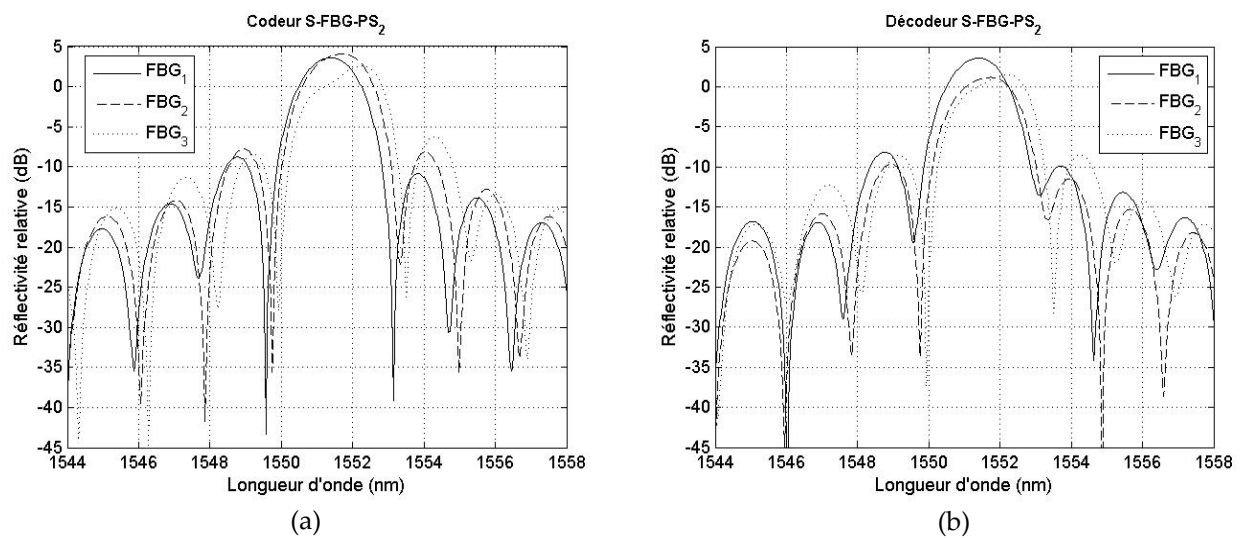


Figure 3. 5. Réflectivités relatives des FBG d'un codeur et décodeur S-FBG-PS<sub>2</sub>.

### 3.2.4.1 Détermination de la bande passante d'un réseau de Bragg

La bande passante  $\Delta\lambda_{FBG}$  d'un réseau de Bragg peut être déterminée à partir de la mesure de la largeur spectrale du réseau de Bragg centrée à la longueur d'onde de Bragg  $\lambda_B$  [104]. Comme le montre la figure 3.6, cette bande passante est définie par les deux premiers zéros à gauche et à droite du lobe central.

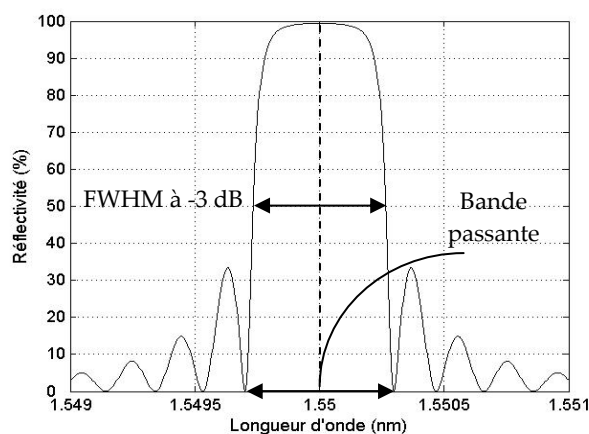


Figure 3. 6. Définition de la bande passante d'un réseau de Bragg.

La bande passante s'écrit :

$$\Delta\lambda_{FBG} = \frac{\lambda_B^2}{\pi n_{eff} L_{FBG}} [(\kappa L_{FBG})^2 + \pi^2]^{1/2} \quad (3.9)$$



### 3.2.4.2 Détermination de la longueur physique d'un réseau de Bragg

Généralement, on localise les réflexions sur les faces avant et arrière du réseau, et ensuite à partir de leurs séparations corrigées par l'indice de groupe du composant, on exprime la longueur physique du réseau de Bragg [105,106].

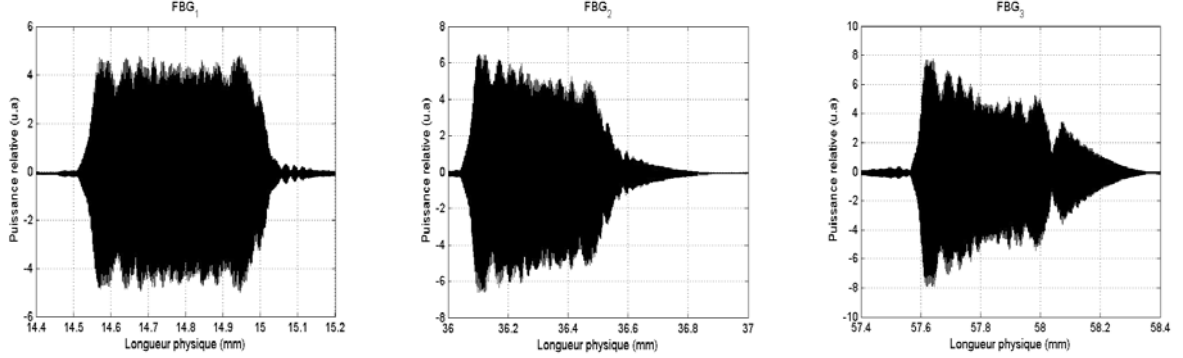


Figure 3. 7. Réflectogrammes du codeur S-FBG-PS<sub>2</sub>.

Dans notre cas, les réflectivités des réseaux de Bragg utilisés pour réaliser le codeur et le décodeur sont relativement faibles (16, 24 et 34 %). La localisation de la face avant et arrière n'est pas facile et les longueurs mesurées avec cette méthode ne sont pas précises (Fig 3.7). Nous avons alors opté pour une autre méthode et avons choisi d'utiliser l'analyse spectrale. Nous avons vérifié que  $(\kappa L_{FBG})^2 \ll \pi^2$ ,  $((\kappa L_{FBG})^2$  est égale à 0.18, 0.28 et 0.45 pour FBG<sub>1</sub>, FBG<sub>2</sub> et FBG<sub>3</sub> respectivement). Dans ce cas, l'équation (3.9) qui donne la bande passante spectrale du réseau de Bragg peut être simplifiée et exprimée comme l'inverse de la longueur  $L_{FBG}$  :

$$\Delta\lambda_{FBG} = \frac{\lambda_B^2}{n_{eff} L_{FBG}} \quad (3.10)$$

A partir de cette mesure, il est possible de déterminer la longueur de réseau par :

$$L_{FBG} = \frac{\lambda_B^2}{n_{eff} \Delta\lambda_{FBG}} \quad (3.11)$$

où  $n_{eff} = 1.447$  est l'indice effectif de propagation du mode guidé  $LP_{01}$  dans le cœur. On note ici que pour calculer avec précision les longueurs des réseaux, la dispersion du matériau et du guide d'onde doit être prise en compte. Dans ce cas, les longueurs  $L_{FBG}$  sont calculées en utilisant l'indice de groupe  $n_g = 1.468$  au lieu de l'indice effectif  $n_{eff} = 1.447$ .

Dans le tableau 3.1, nous résumons les différents paramètres des FBG<sub>i</sub> constituant le codeur et le décodeur. Les mesures des longueurs d'onde et des longueurs du réseau sont données avec un écart type obtenu avec dix mesures successives.

Les longueurs d'ondes de Bragg mesurées des différents réseaux du codeur sont respectivement : 1551.38, 1551.53, et 1551.69 nm. Pour le décodeur adapté à ce codeur ; les longueurs d'onde de Bragg mesurées sont respectivement : 1551.34, 1551.54, et 1551.71 nm. Par conséquent, le codeur et le

décodeur ne sont pas bien adaptés en longueur d'onde. Chaque codeur et décodeur présente une longueur d'onde de Bragg moyenne différente. L'origine de ce décalage en longueurs d'onde de Bragg sera traitée dans la suite de ce chapitre.

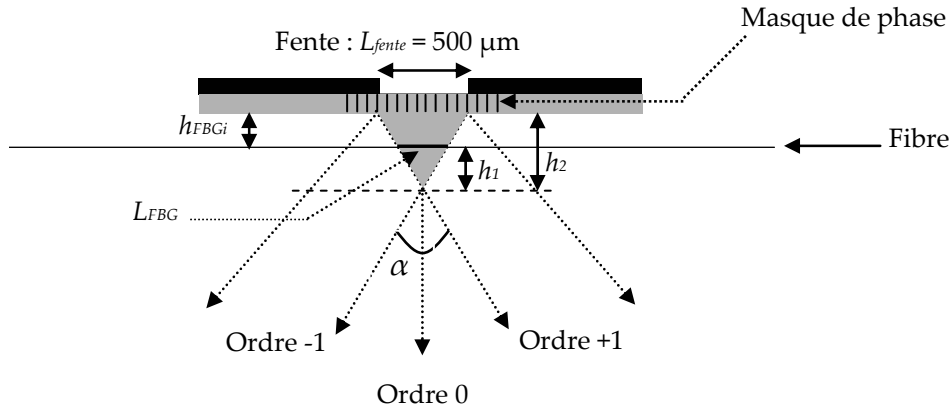
|                        | Codeur S-FBG-PS <sub>2</sub>  | Décodeur S-FBG-PS <sub>2</sub>   |
|------------------------|---|--|
| <b>FBG<sub>1</sub></b> | $L_{FBG1} = 458.80 \pm 2.24 \mu\text{m}$<br>$\lambda_{B1} = 1551.38 \pm 0.13 \text{ nm}$  | $L_{FBG1} = 457.70 \pm 3.83 \mu\text{m}$<br>$\lambda_{B1} = 1551.34 \pm 0.27 \text{ nm}$ |
| <b>FBG<sub>2</sub></b> | $L_{FBG2} = 456.20 \pm 1.98 \mu\text{m}$<br>$\lambda_{B2} = 1551.53 \pm 0.13 \text{ nm}$  | $L_{FBG2} = 453.65 \pm 3.33 \mu\text{m}$<br>$\lambda_{B2} = 1551.54 \pm 0.17 \text{ nm}$ |
| <b>FBG<sub>3</sub></b> | $L_{FBG3} = 459.17 \pm 2.00 \mu\text{m}$<br>$\lambda_{B3} = 1551.693 \pm 0.07 \text{ nm}$ | $L_{FBG3} = 464 \pm 3.12 \mu\text{m}$<br>$\lambda_{B3} = 1551.709 \pm 0.000 \text{ nm}$  |

**Tableau 3. 1. Mesures de différents paramètres du codeur/décodeur.**

La longueur de chaque réseau diffère de celle considérée pour la simulation et la fabrication (500  $\mu\text{m}$ ). Cette différence est due principalement à la technique de photo-inscription et au banc expérimental. La technique utilisée pour l'inscription des codeurs et des décodeurs est la méthode du masque de phase. Le masque est un élément optique diffractif qui sert à moduler spatialement les rayonnements UV. Le rayonnement UV traverse le masque et se trouve diffracté par le réseau. Les ondes diffractées d'ordres 0,  $\pm 1$ ,  $\pm 2$ ... créent un champ d'interférences. En principe, toute la lumière diffractée est contenue dans les ordres diffractés -1, 0, +1. Dans ce cas, l'ordre 0 contient moins de 5 % de la puissance optique incidente et les franges d'interférences sont créées donc par les ordres -1 et +1 qui représentent 35 % de la puissance optique incidente. Le réseau de Bragg est obtenu alors par la photo-inscription d'une modulation périodique de l'indice dans le cœur d'une fibre placée en proximité de masque de phase (la fibre doit être placée précisément derrière le masque de phase). L'expression de la période de masque  $\Lambda$  du réseau placée dans un champ d'interférences est :

$$\Lambda_{pm} = \frac{\lambda_{uv}}{\sin \frac{\alpha}{2}} \quad (3.12)$$

où  $\alpha$  est l'angle de croisement entre les deux faisceaux. Si la fibre était placée immédiatement derrière le masque de phase, la longueur physique de chaque réseau de Bragg serait égale exactement à 500  $\mu\text{m}$ . Or comme le montre la figure 3.8, le champ d'interférences est représenté par un triangle dont la base est limitée par une fente métallique de longueur  $L_{fente} = 500 \mu\text{m}$ . Lorsque que l'on s'éloigne de la fente, cette longueur diminue. Les mesures effectuées à l'OLCR confirment que la longueur des réseaux est inférieure à 500  $\mu\text{m}$ .



**Figure 3. 8. Description de l'emplacement de la fibre par rapport au masque de phase.**

Prenant comme exemple le codeur S-FBG-PS<sub>2</sub>, les longueurs de chaque réseau sont respectivement 458.80, 456.20 et 459.17 µm. Pour expliquer cela, un simple calcul permet d'évaluer la hauteur entre le masque de phase et la fibre installée :

$$h_1 = \frac{L_{FBG_i}}{2 \tan \frac{\alpha}{2}} \quad (3.13)$$

$$h_2 = \frac{L_{fente}}{2 \tan \frac{\alpha}{2}} \quad (3.14)$$

La hauteur de chaque réseau par rapport au masque de phase est donc :

$$h_{FBG_i} = h_2 - h_1 \quad (3.15)$$

Nous avons calculé que pour le codeur S-FBG-PS<sub>2</sub>, la hauteur entre les réseaux FBG<sub>1</sub> et FBG<sub>3</sub> et le masque de phase est  $h_{FBG_{1,3}} = 175.9 \mu\text{m}$  et pour le réseau FBG<sub>2</sub> la hauteur est  $h_{FBG_2} = 188.8 \mu\text{m}$ .

On remarque également que la longueur de réseau FBG<sub>2</sub> ( $L_{FBG_2} = 456.2 \mu\text{m}$ ) est inférieure à celle de FBG<sub>1</sub> et FBG<sub>3</sub> ( $L_{FBG_1} = 458.8 \mu\text{m}$  et  $L_{FBG_3} = 459.17 \mu\text{m}$ ), cela peut être expliqué comme suit : comme la fibre a été maintenue entre deux points sur une règle interférométrique qui sera déplacée pour photoinscrire le réseau suivant, une légère courbure au milieu de la fibre peut éloigner encore plus FBG<sub>2</sub> du plan du masque de phase.

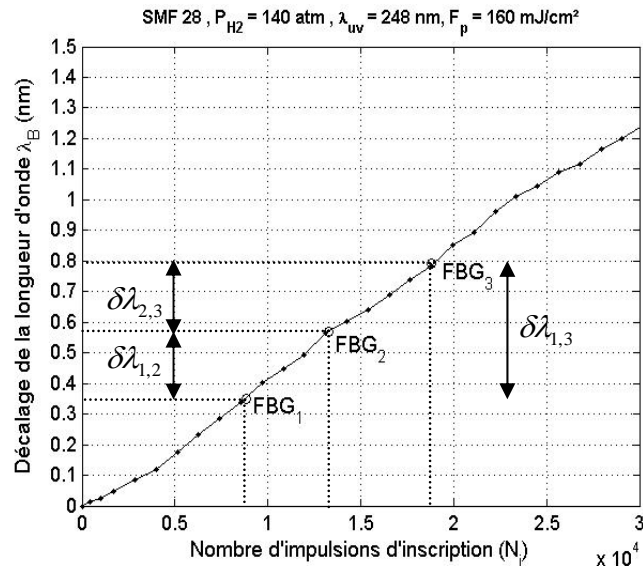
La longueur des réseaux est inférieure à 500 µm et par conséquent, les longueurs inter-réseaux sont plus longues que les longueurs simulées : 21500 µm et 15500 µm.

### 3.3 Analyse et exploitation de la cinétique de croissance

Dans ce paragraphe, nous analysons la courbe de cinétique de croissance obtenue lors de la photoinscription de codeurs et décodeurs. Cette analyse nous permet d'une part de retrouver les valeurs des indices de modulation réellement utilisées lors de l'inscription de chaque réseau de Bragg et d'autre part, d'expliquer le décalage observé en longueur d'onde de Bragg entre les réseaux d'un même

codeur et décodeur. En exploitant les mesures obtenues par l'OLCR, il est possible de calculer la réflectivité de chaque réseau de Bragg et par conséquent, de trouver la réflectivité moyenne de chaque codeur et décodeur.

La figure 3.9, représente l'évolution de la longueur d'onde de Bragg  $\lambda_B$  de chaque FBG en fonction du nombre d'impulsions d'inscription  $N_i$ .



**Figure 3. 9. Évolution de la longueur d'onde de chaque FBG en fonction du nombre d'impulsion  $N_i$ .**

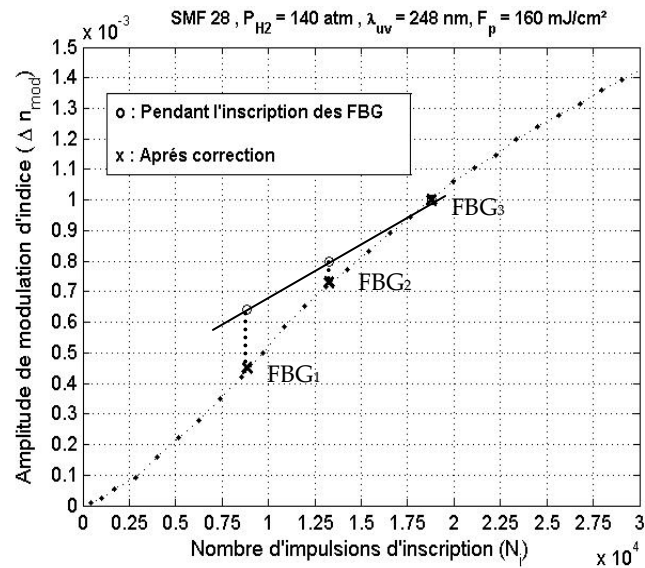
Nous remarquons un décalage en longueur d'onde de Bragg entre les réseaux FBG<sub>1</sub>, FBG<sub>2</sub> et FBG<sub>3</sub>:  $\delta\lambda_{1,2} = 0.22$  nm,  $\delta\lambda_{2,3} = 0.21$  nm et  $\delta\lambda_{1,3} = 0.43$  nm.

A partir de la figure 3.9, nous pouvons déduire que la longueur d'onde de Bragg de chaque FBG doit être respectivement : 1551.35 nm, 1551.57 nm et 1551.79 nm. Ces longueurs d'onde sont différentes des longueurs d'onde spécifiées principalement à cause de la courbe de cinétique de croissance comme vu précédemment. Dans le tableau 3.2, nous observons un bon accord entre les mesures de la longueur d'onde de Bragg obtenues à partir de la courbe de cinétique de croissance et celles mesurées avec l'OLCR.

| $\lambda_B$ (nm)        |                                | FBG <sub>1</sub> | FBG <sub>2</sub> | FBG <sub>3</sub> |
|-------------------------|--------------------------------|------------------|------------------|------------------|
| Cinétique de croissance |                                | 1551.35          | 1551.57          | 1551.79          |
| OLCR                    | Codeur S-FBG-PS <sub>2</sub>   | 1551.38          | 1551.53          | 1551.693         |
|                         | Décodeur S-FBG-PS <sub>2</sub> | 1551.34          | 1551.54          | 1551.709         |

**Tableau 3. 2. Comparaison entre les mesures de longueur d'onde de Bragg obtenues par la cinétique de croissance et l'OLCR pour le codeur S-FBG-PS<sub>2</sub>.**

La figure 3.10 représente l'évolution de l'indice de modulation  $\Delta n_{mod}$  en fonction de nombre d'impulsion  $N_i$ . Nous avons choisi de faire varier l'indice de modulation pour atteindre les différentes réflectivités (16 %, 24 % et 34 %).



**Figure 3. 10. Évolution de l'indice de modulation  $\Delta n_{mod}$  en fonction de nombre d'impulsions  $N_i$ . (Courbe de cinétique de croissance)**

Dans un premier temps, nous avons commencé à photo-inscrire le réseau le plus réfléchif FBG<sub>3</sub> avec un indice de modulation  $\Delta n_3 = 10^{-3}$  pour atteindre la réflectivité  $R_3 = 34\%$ . Le nombre d'impulsions nécessaire est  $N_3 = 18800$  impulsions. Le nombre d'impulsions nécessaire pour photo-inscrire les réseaux FBG<sub>2</sub> et FBG<sub>1</sub> a été déduit par une simple interpolation linéaire ce qui donne  $N_2 = 13271$  impulsions pour photo-inscrire le réseau FBG<sub>2</sub> et  $N_1 = 8847$  impulsions pour photo-inscrire le réseau FBG<sub>1</sub>. Les points correspondants à ce calcul sont présentés par des cercles (°) sur la figure 3.10. Si nous faisons la projection de ces nombres d'impulsion sur la courbe de l'évolution, nous trouvons des indices de modulation différents de ceux cités dans le tableau 2.3 (cf. chapitre 2).

Seul le réseau le plus réfléchif à été inscrit avec son indice de modulation  $\Delta n_3 = 10^{-3}$ . Les réseaux FBG<sub>2</sub> et FBG<sub>1</sub> ont été photo-inscrits respectivement avec  $\Delta n_2 = 7.3 \cdot 10^{-4}$  et  $\Delta n_1 = 4.6 \cdot 10^{-4}$ . Dans ce cas, les réflectivités atteintes expérimentalement pour FBG<sub>2</sub> et FBG<sub>1</sub> sont respectivement autour de 17 % et 8 % contrairement aux réflectivités simulées 24 % et 16 %.

En réalité, la cinétique de croissance n'est pas linéaire, elle est en forme de 'S'. L'utilisation d'une interpolation linéaire afin de trouver le nombre d'impulsions nécessaire pour photo-inscrire les réseaux FBG<sub>2,1</sub> n'est pas précise et un décalage des indices de modulation se produit. Par conséquent, le décalage en longueur d'onde de Bragg entre les réseaux FBGs devient plus important.

Les indices de modulation observés sont différents des indices spécifiés à cause de la non linéarité de la courbe de cinétique de croissance. Ceci va induire une réduction de la puissance moyenne réfléchiée par les codeur et décodeur.

A partir de la figure 3.10, nous déduisons que le nombre d'impulsions nécessaires pour atteindre les indices de modulations simulés  $6.4 \cdot 10^{-4}$  et  $8 \cdot 10^{-4}$  est respectivement 11900 et 14900 impulsions. A partir de la courbe d'évolution de la longueur d'onde de chaque FBG en fonction du nombre d'impulsion  $N_i$ , nous pouvons constater que, si les réseaux de Bragg avaient été inscrits avec les indices de modulations simulés, le décalage en longueur d'onde entre eux aurait été plus faible (Fig. 3. 11).

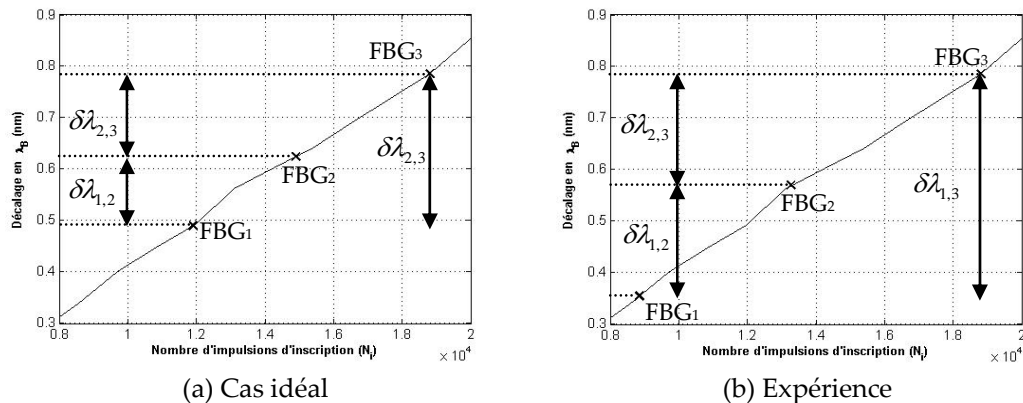


Figure 3. 11. Évolution du décalage en longueur d'onde en fonction de l'indice de modulation.

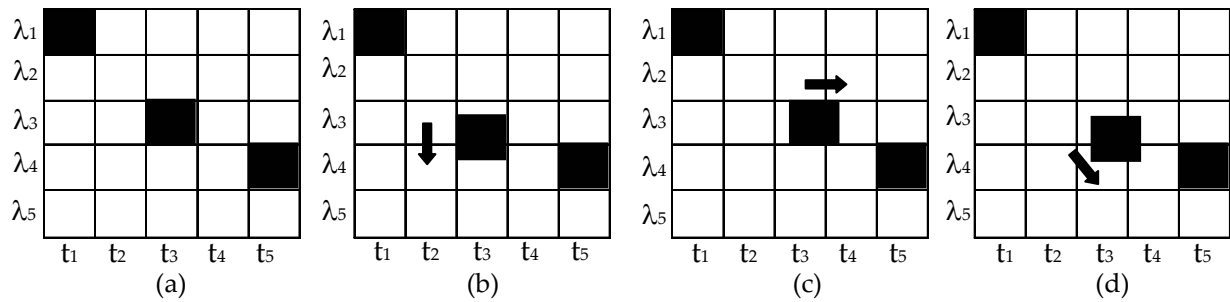
Pour assurer un faible décalage en longueur d'onde entre les réseaux constituant un codeur et un décodeur, les indices de modulation doivent être très proches les uns les autres. Pour ce faire, nous pouvons augmenter la longueur physique de chaque FBG.

Pour que les codeurs et les décodeurs aient exactement la même longueur d'onde, il suffit de photo-inscrire les réseaux de Bragg avec le même indice de modulation. Dans ce cas, tous les réseaux sont photo-inscrits avec le même nombre d'impulsions. Pour atteindre les réflectivités souhaitées, il suffit de donner à chaque réseau une longueur physique différente de l'autre. Les longueurs de réseaux seront dans ce cas plus longs ( $> 500 \mu\text{m}$  et  $830 \mu\text{m}$ ).

### 3.4 Impact du décalage en longueur d'onde sur la réflectivité moyenne du codeur et du décodeur

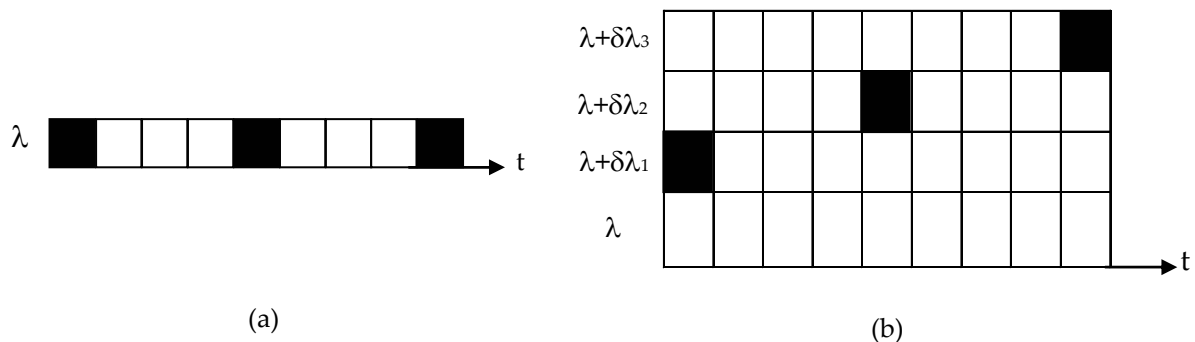
Récemment, Adams et al. [107] ont analysé numériquement l'impact du décalage en longueurs d'onde entre codeur et décodeur ainsi que le dés-alignement entre les temps chip sur les performances d'un système OCDMA à saut de fréquence rapide (FFH-OCDMA). Comme le montre la figure 3.12, le décalage peut se produire au niveau de la position temporelle du chip, au niveau de la longueur d'onde ou bien au niveau des deux. Ce décalage peut affecter tous les chips au niveau du codeur et/ou du décodeur. Un décodeur idéal doit être parfaitement adapté au codeur, le codeur et le décodeur doivent être impérativement centrés sur les mêmes longueurs d'onde. Les temps chip ou les retards temporels complémentaires représentés par des sections de fibre de longueurs bien définies doivent être exactement de même longueur afin de pouvoir réarranger les longueurs d'onde correctement. Cela permet de détecter toutes les puissances optiques sur le même temps chip au niveau du récepteur.

Le décalage en longueur d'onde entre le codeur et le décodeur ainsi que le dés-alignement des temps chip causent une réduction de la puissance optique reçue, affectant le rapport signal à bruit (SNR). La fonction d'autocorrélation obtenue dans ce cas, présente un pic central de puissance réduite et élargie temporellement. Par conséquent, les performances du système FFH-OCDMA considéré en terme de taux d'erreur binaire sont dégradées.



**Figure 3. 12. Illustration du décalage en longueur d'onde et en temps chip dans un système FFH-OCDMA : (a) Situation idéale, (b) Décalage en longueur d'onde de chip ( $t_3, \lambda_3$ ), (c) Décalage en temps de chip ( $t_3, \lambda_3$ ), (d) Décalage en longueur d'onde et en temps de chip ( $t_3, \lambda_3$ ).**

Dans le cas d'un système OCDMA à séquence directe, le codage et le décodage se font temporellement (Fig 3.13). Les différents réseaux constituant un codeur et/ou un décodeur sont photo-inscrits sur la même longueur d'onde de Bragg. Par rapport au système FFH-OCDMA où une source large bande est utilisée, dans le cas du DS-OCDMA, la source optique utilisée est une source laser pulsée de longueur d'onde  $\lambda_{Laser}$ . Les réseaux de Bragg constituant chaque codeur et décodeur doivent donc être inscrits impérativement sur cette longueur d'onde.



**Figure 3. 13. Illustration du décalage en longueur d'onde dans un système DS-OCDMA : (a) Situation idéale sans décalage, (b) Décalage en longueur d'onde des chips.**

Nous avons constaté que le décalage en longueur d'onde se produit :

- À l'intérieur de chaque codeur et décodeur entre les différents réseaux de Bragg constituant chacun d'eux.
- Entre codeur et décodeur.

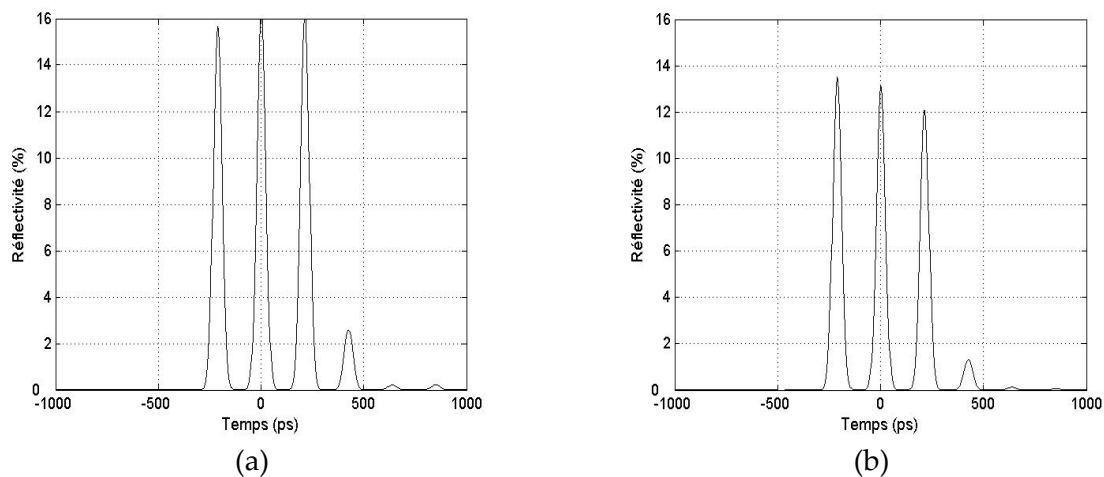
Le décalage en longueur d'onde entre codeur et décodeur est essentiellement dû :

- A la technique d'inscription des réseaux de Bragg utilisée.
- Aux effets environnementaux notamment à l'effet de la température.
- A la déshydrogénation et au vieillissement des composants.

Le dés-alignement entre les temps chips est lié directement aux longueurs de fibre entre les chips dans le codeur qui ne sont pas parfaitement adaptées à celles du décodeur.

Le décalage en longueur d'onde est impliqué dans la diminution de la puissance moyenne réfléchiée par chaque codeur et décodeur. D'autres paramètres tels que l'indice de modulation, la longueur physique des réseaux peuvent être également différents des valeurs spécifiées lors de la conception du codeur et du décodeur ce qui se matérialisera par une diminution de la puissance moyenne réfléchiée par chaque codeur et décodeur.

La figure 3.14 montre l'impact du décalage en longueur d'onde entre les réseaux de Bragg à l'intérieur du codeur sur la réponse temporelle. Le laser fonctionne à  $\lambda_{Laser} = 1551$  nm.



**Figure 3. 14. Simulation de la réponse temporelle du codeur S-FBG-PS<sub>2</sub> : (a) Réponse idéale avec réflectivité moyenne envisagée de 16 % (pas de décalage en longueur d'onde entre FBGs), (b) Réponse avec réflectivité moyenne réduite (décalage en longueur d'onde entre FBGs).**

Si les réseaux de Bragg sont inscrits sur la même longueur d'onde que celle du laser, la réflectivité moyenne est autour de 16 % (Fig. 3.14 (a)). La figure 3.14 (b) montre le résultat de simulation du codeur quand les longueurs d'onde des FBGs sont respectivement : 1551.38 nm, 1551.53 nm et 1551.69 nm. Ces longueurs correspondent aux mesures obtenues par l'OLCR (cf. section 3.2.4). Nous remarquons que la réflectivité moyenne du codeur est maintenant inférieure à 14 % et que les trois impulsions ne présentent pas la même amplitude.

### 3.5 Sources de décalage en longueurs d'onde dans les réseaux de Bragg

#### 3.5.1 Effet de la température sur le décalage en longueur d'onde de Bragg

Le réseau de Bragg est un dispositif sensible à la variation de la température, ce qui entraîne une variation de la longueur d'onde de Bragg et par conséquent, un dysfonctionnement du dispositif optique [108].

Le réseau de Bragg dans la fibre se comporte comme un réflecteur spatial très sélectif centré sur la longueur d'onde de Bragg. Toute modification de la période spatiale ou de l'indice de réfraction du réseau entraîne un décalage du spectre réfléchi et transmis. Le réseau de Bragg est sensible aux contraintes (compression, étirement, torsion) et en particulier à la température. Le décalage en longueur d'onde due aux contraintes et à la température peut s'exprimer par l'équation :



$$\Delta\lambda_B = \Delta\lambda_B^S + \Delta\lambda_B^T \quad (3.16)$$

Le premier terme  $\Delta\lambda_B^S$  de l'équation (3.16) représente l'effet de l'étirement sur la fibre correspondant à une variation du pas du réseau et à une variation induite de l'indice de réfraction. Le deuxième terme,  $\Delta\lambda_B^T$  de l'équation (3.16) représente la sensibilité à la température et s'écrit :

$$\Delta\lambda_B^T = \lambda(\alpha + \zeta)\Delta T \quad (3.17)$$

$$\text{avec } \alpha = \frac{1}{\Lambda} \cdot \frac{\partial \Lambda}{\partial T} \text{ et } \zeta = \frac{1}{n_{eff}} \cdot \frac{\partial n_{eff}}{\partial T}$$

$\alpha$  est le coefficient de dilatation thermique du matériau de la fibre de l'ordre de  $5.2 \cdot 10^{-7}$  pour la silice,  $\zeta$  est le coefficient "thermo-optique". La contribution du coefficient de dilatation thermique au décalage de la longueur d'onde de Bragg est de 10 % approximativement, et donc, la sensibilité à la température est dominée par le coefficient  $\partial n_{eff}/\partial T$  qui représente environ 90 % du décalage. La sensibilité à la température sous des contraintes constantes est égale à [109] :

$$\frac{1}{\lambda_B} \frac{\Delta\lambda_B^T}{\Delta T} = \frac{1}{n_{eff}} \cdot \frac{\partial n_{eff}}{\partial T} = 6.67 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1} \quad (3.18)$$

Pour une longueur d'onde  $\lambda_B = 1550$  nm, le décalage en longueur d'onde de Bragg est de 0.01 nm pour un changement de température de 1°C. Ce décalage ne peut pas avoir un effet important sur le fonctionnement des codeurs et décodeurs. Cependant, afin de protéger les codeurs et décodeurs des effets environnementaux, nous les avons déposés dans des boîtes hermétiques.

### 3.5.2 Effet de la désorption de l'hydrogène sur le décalage en longueur d'onde de Bragg

Avant de commencer l'inscription des réseaux de Bragg, la fibre Corning SMF 28 a subi un traitement sous hydrogène moléculaire à haute pression afin d'augmenter la photosensibilité et de faciliter l'inscription des réseaux de Bragg. L'interaction de l'hydrogène moléculaire avec le germanium produit une insuffisance en oxygène des molécules de germanium quand elles sont exposées aux rayonnements UV [110]. La diffusion et l'interaction de l'hydrogène avec les défauts du verre induit un décalage de la longueur d'onde de Bragg du réseau. Il est donc nécessaire de prendre en compte l'influence de la désorption de l'hydrogène sur la longueur d'onde de Bragg, ce décalage est estimé entre 0.8 à 1.3 nm.

Lors de la fabrication des codeurs et décodeurs, une quantité d'hydrogène est consommée mais il en reste néanmoins une certaine quantité dans la fibre. Cette quantité d'hydrogène résiduel va se diffuser hors de la fibre à une vitesse qui dépend de la température ambiante. Après chaque inscription d'un codeur et/ou décodeur dans la fibre hydrogénée, nous avons observé sur le spectre un décalage de la longueur d'onde vers les basses longueurs d'onde. La valeur de ce décalage dépend de la quantité d'hydrogène présente dans la fibre après l'inscription de codeurs et décodeurs. La valeur de ce décalage est fonction de la température ambiante à laquelle est soumis le codeur et décodeur.

Nous avons vérifié qu'après déshydrogénation, la longueur d'onde de Bragg diminue. Pour estimer la valeur de ce décalage, nous avons inscrit un codeur à la longueur d'onde Bragg

$\lambda_{Bi} = 1552.5\text{nm}$ . Le codeur a été placé par la suite dans un four à une température de  $95^\circ$  pendant trois jours afin d'accélérer la désorption de l'hydrogène résiduel (déshydrogéner) et de remesurer la longueur d'onde de Bragg finale. Comme le montre la figure 3.15, la longueur d'onde de Bragg moyenne a diminué de 1 nm environ. La longueur d'onde de Bragg finale est donc  $\lambda_{Bf} = 1551.5\text{ nm}$ . Cette diminution peut atteindre 1.3 nm après une désorption totale de l'hydrogène dans la fibre.

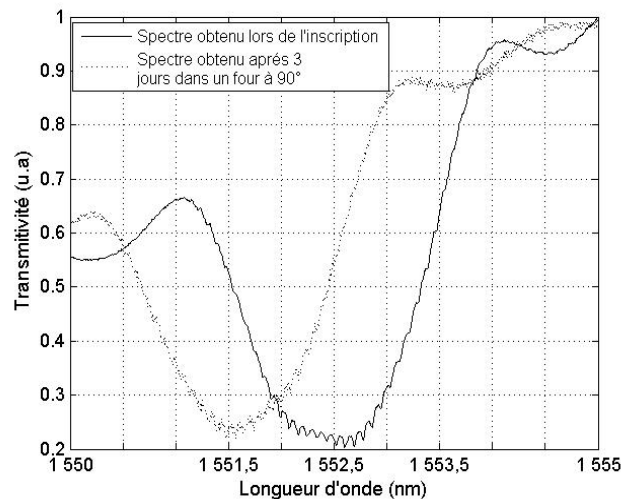


Figure 3. 15. Décalage en longueur d'onde de Bragg dû à la désorption de l'hydrogène.

### 3.6 Impact du dés-alignement des paramètres sur la réponse temporelle et spectrale de codeur et décodeur

#### 3.6.1 Détermination de la réflectivité moyenne des codeur et décodeur

Pour calculer les réflectivités de  $\text{FBG}_1$  et  $\text{FBG}_2$  atteintes expérimentalement, une correction sur les indices de modulation est nécessaire. Les indices de modulation utilisés expérimentalement peuvent être déduits à partir de la figure 3.10 en projetant les valeurs trouvées par interpolation linéaire sur la courbe en 'S' de la cinétique de croissance et nous trouvons :  $\Delta n_3 = 10^{-3}$ ,  $\Delta n_2 = 7.3 \cdot 10^{-4}$  et  $\Delta n_1 = 4.6 \cdot 10^{-4}$ .

Pendant la fabrication du codeur et du décodeur, nous avons remarqué que, pour photo-inscrire un réseau de Bragg avec une réflectivité donnée en deux temps différents  $t_1$  et  $t_2$ , le nombre d'impulsions nécessaire à la photo-inscription n'est pas le même.

En réalité, la courbe de cinétique de croissance varie pendant la photo-inscription des réseaux de Bragg en fonction du taux d'hydrogène présent dans la fibre. Au début du processus de photo-inscription, lorsque la fibre est fortement chargée en hydrogène, elle est plus photosensible et le nombre d'impulsions nécessaire pour atteindre une réflectivité donnée est faible; la photo-inscription d'un réseau de réflectivité donnée se fait rapidement. Lorsque l'hydrogène diffuse dans l'air (désorption de l'hydrogène), la photosensibilité diminue et le nombre d'impulsions nécessaire pour la photo-inscription d'un réseau de même réflectivité devient plus important.

Enfin, le laser à excimère utilisé pour l'inscription émet un rayonnement de longueur d'onde 248 nm dont le milieu gazeux amplificateur est constitué par un mélange KrF. Dans certaines conditions, le profil transverse du faisceau laser peut devenir multimode. Dans ce cas, la répartition transversale de l'énergie du faisceau lumineux n'est plus homogène et la densité de puissance optique du laser

varie. Ceci permet d'expliquer en partie que le nombre d'impulsions nécessaire pour photo-inscrire un réseau de Bragg d'une réflectivité donnée peut varier dans le temps.

Utilisant les mesures obtenues par l'OLCR et les indices de modulation expérimentales, nous pouvons déduire la réflectivité moyenne réfléchi par un codeur et/ou décodeur. Le pic de réflexion est donné par :

$$R_{\max}(\lambda_B) = \tanh^2(\kappa d) \quad (3.19)$$

La figure 3.16 montre les pics de réflectivité des FBG<sub>i</sub> en fonction de la longueur  $L_{FBG}$ . Les points en cercle «°» représentent les réflectivités des FBGs avec les paramètres spécifiés par les simulations (cf. chapitre 2, tableau 2.3). Les points en «x», représentent les pics de réflectivités réelles obtenus en considérant les paramètres mesurés par l'OLCR et les indices de modulation corrigés à partir de la courbe de cinétique de croissance. La réflectivité moyenne des impulsions d'un code est autour de 8 % au lieu de 16 %.

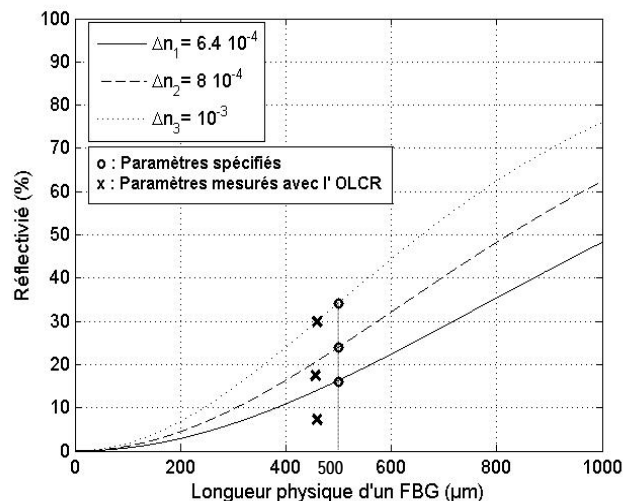


Figure 3. 16. Pics de réflectivité pour chaque FBG en fonction de la longueur  $L_{FBG}$ .

La réflectivité moyenne réfléchi par un codeur (décodeur) a chuté de 50 % par rapport à la valeur estimée par simulation (16 %). La génération du code reste possible mais la puissance moyenne réfléchi est très faible ce qui va diminuer le bilan de puissance de la liaison.

Dans un contexte PON, le bilan de puissance d'une liaison de transmission est un paramètre important. Dans ce cas, l'utilisation d'amplificateur optique est à envisager afin de pouvoir transmettre les informations codées. Cela aura un impact sur le coût du système OCDMA considéré.

### 3.6.2 Réponse temporelle et spectrale de codeur et décodeur

La figure 3.17 représente les réponses temporelles des codeurs S-FBG-PS<sub>1</sub> et S-FBG-PS<sub>2</sub> quand le laser DFB utilisé émet à la longueur d'onde  $\lambda_{Laser} \approx 1551$  nm. Les trois impulsions constituant le code présentent des niveaux de puissances différents.

On note ici que, la puissance de la troisième impulsion du code est liée aussi aux effets interférométriques dues à la structure périodique de code et à l'utilisation d'une source cohérente. Le

comportement du codeur/décodeur sous la présence des effets interférométriques et leur impact sur les performances du système, sera traité dans le chapitre 4.

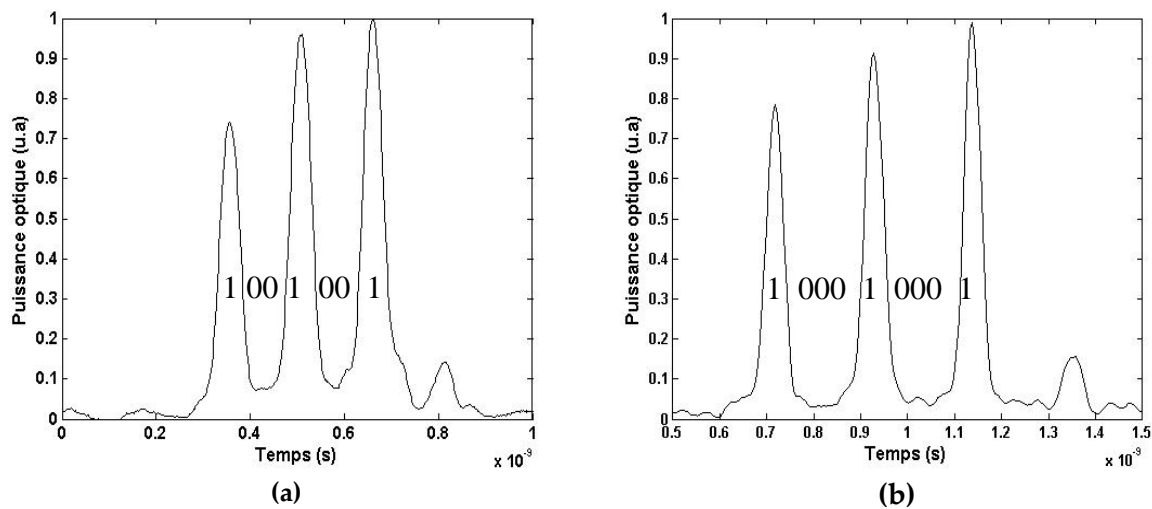


Figure 3. 17. Réponse temporelle expérimentale de codeurs S-FBG-PS<sub>1</sub> et S-FBG-PS<sub>2</sub>.

Le décalage en longueur d'onde entre les FBG<sub>i</sub> à l'intérieur d'un codeur/décodeur introduit un décalage en longueur d'onde de Bragg moyenne entre le codeur et le décodeur. Les spectres en réflexion du codeur/décodeur ont été mesurés à l'aide d'une source large bande (ASE). Comme le montre la figure 3.18, les spectres du codeur et du décodeur présentent une longueur d'onde moyenne différente (1551.33 nm et 1551.55 nm respectivement).

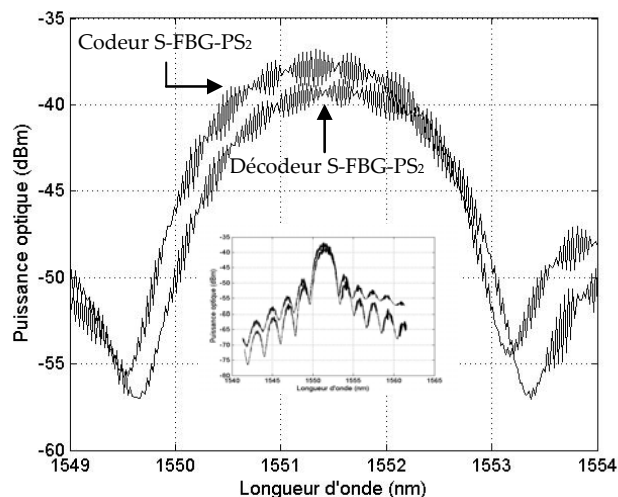


Figure 3. 18. Réponse expérimentale du spectre du codeur et du décodeur S-FBG-PS<sub>2</sub>.

Les réponses spectrales des codeur et décodeur présentent une variation rapide de l'enveloppe. Cette modulation sinusoïdale rapide de la longueur d'onde est liée à la longueur de la cavité Fabry-Perot limitée par FBG<sub>1</sub>-FBG<sub>2</sub> et FBG<sub>2</sub>-FBG<sub>3</sub>. La longueur d'onde de la sinusoïde est de :

$$\Delta\sigma = \frac{\lambda_B^2}{c} \Delta f = \frac{\lambda_B^2}{2n_g \Delta L} = 0.04 \text{ nm} \quad (3.20)$$

$\Delta L$  est la longueur de la cavité Fabry-Perot (distance entre deux FBG successifs). Si la distance  $\Delta L$  augmente,  $\Delta\sigma$  diminue et la modulation de la réflectivité devient plus importante. Une forte sensibilité du codeur et du décodeur est observée quand la longueur d'onde du laser fluctue.

Il est important de noter que le décalage en longueur d'onde moyenne entre le codeur et le décodeur doit être inférieure à 0.8 nm ce qui présente la moitié de la largeur spectrale du réseau de Bragg (1.6 nm) afin de pouvoir reconstruire l'information après décodage.

### 3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la caractérisation des codeurs et décodeurs à réseaux de Bragg superstructurés. Elle nous a permis de mettre en évidence des différences entre les paramètres mesurés et spécifiés des réseaux de Bragg constituant les codeurs et les décodeurs et d'évaluer l'influence de ces différences sur les performances du système OCDMA.

L'utilisation de la méthode de réflectométrie à faible cohérence nous a permis de mesurer les différents paramètres des réseaux de Bragg superstructurés. En analysant les interférogrammes, nous avons pu mesurer avec précision la longueur physique et la longueur d'onde de Bragg des réseaux ainsi que les distances inter-réseaux. Une analyse de la courbe de cinétique de croissance obtenue lors de l'inscription des réseaux nous a permis de retrouver les indices de modulations réellement obtenus lors de l'inscription des réseaux de Bragg. Un bon accord a été trouvé entre les résultats obtenus avec l'OLCR et les résultats de l'analyse de la courbe de cinétique de croissance en ce qui concerne le décalage en longueur d'onde de Bragg des réseaux.

Les paramètres mesurés nous ont permis de calculer la réflectivité moyenne réfléchie par les codeur et décodeur. Les différences entre les paramètres spécifiés et mesurés nous ont permis d'expliquer la diminution de la puissance optique moyenne réfléchie par les impulsions des codeurs et des décodeurs. L'analyse spectrale des codeurs et des décodeurs a mis en évidence une modulation sinusoïdale de la réflectivité. Ceci explique pourquoi les réponses temporelles des codeurs et décodeurs sont sensibles aux variations en longueur d'onde du laser.

Pour prévenir le décalage en longueurs d'onde observé lors de la photo-inscription des différents réseaux des codeurs et des décodeurs, nous préconisons de photo-inscrire les réseaux de Bragg avec le même indice de modulation en changeant la longueur de chaque réseau pour faire varier les réflectivités. Ceci se fera à condition de maîtriser la photo-inscription de réseaux plus longs.

Dans le chapitre suivant, nous présentons l'implémentation d'un système OCDMA à séquences directes utilisant des codeurs et des décodeurs à réseaux de Bragg superstructurés.

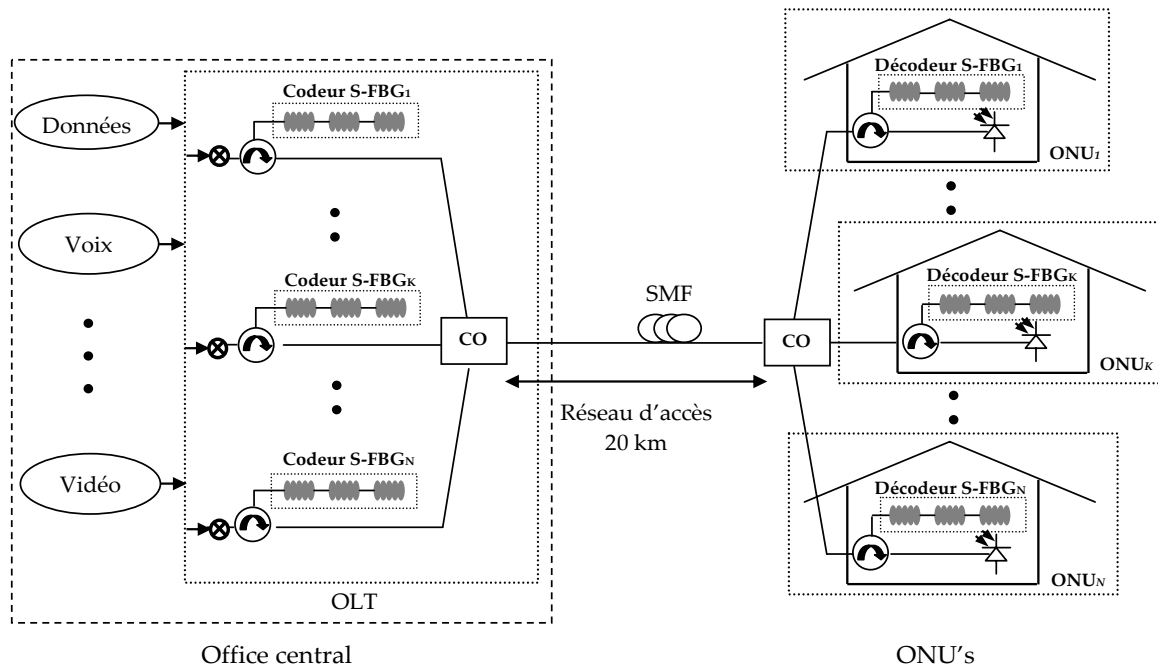
## Chapitre 4

# Systeme DS-OCDMA Cohérent à Réseaux de Bragg Superstructurés

### 4.1 Introduction

Le but des systèmes OCDMA est de réaliser des "réseaux optiques partagés" où la bande passante de la fibre est allouée à plusieurs usagers : ce concept permet de partager le coût de la fibre et des composants optiques entre les différents clients raccordés au réseau. Le réseau optique partagé est constitué d'une partie fibre optique entre le nœud d'accès de distribution optique (NADO ou OLT : Optical Line Terminal) et la terminaison de réseau optique (TRO ou ONU, Optical Network Unit). Entre le NADO et le TRO, peuvent prendre place les divers composants optiques passifs ou actifs de partage (sous-répartiteur, coupleur optique, amplificateurs) [111]. La figure 4.1 montre une des applications possibles d'un système DS-OCDMA à réseaux de Bragg dans un contexte réseau d'accès "tout-optique".  $N$  utilisateurs sont connectés à un coupleur optique, chacun d'eux ayant une séquence de code qui lui est propre. Le signal codé en provenance de l'émetteur est diffusé à tous les abonnés du réseau. A la réception, chaque abonné reçoit la somme de tous les signaux diffusés (signal DS-OCDMA) et extrait le service qui lui est destiné s'il connaît la séquence du code utilisée par l'émetteur.

Suivant le type de source ou émetteur optique utilisé (source large bande de type ASE dite incohérente ou source laser dite cohérente), un système OCDMA peut être cohérent ou incohérent. Le degré de cohérence d'un système OCDMA résulte cependant en toute rigueur, de la comparaison entre le temps de cohérence de la source optique et le temps d'intégration du photo-détecteur utilisé à la réception. De nombreux travaux de recherche ont été menés afin de comparer les performances des systèmes cohérent et incohérent [87]. Ainsi, Ayotte et al ont présenté une étude des performances d'un système  $\lambda$ -t OCDMA à 4 utilisateurs utilisant une source incohérente (source large bande) et une source cohérente (source multi-laser) [112,113]. Les auteurs ont montré que dans le cas d'une source large bande, les performances du système se dégradent dramatiquement quand le nombre d'utilisateurs augmente. Dans le cas de deux utilisateurs, l'interférent se superpose avec le signal désiré dans la même fenêtre de détection et le taux d'erreur binaire mesuré est de  $3 \cdot 10^{-4}$ . Cette dégradation par rapport au cas mono-utilisateur (TEB  $\sim 10^{-9}$ ) est due principalement au bruit d'intensité de la source large bande utilisée. Un bruit s'ajoute au niveau de "0" ce qui force le seuil de détection à se déplacer vers le niveau du "1" pour la prise de décision. Par conséquent, le rapport signal à bruit se dégrade et le TEB également. Dans le cas où une source multi-laser est utilisée, ils ont obtenu un TEB  $< 10^{-10}$  pour un système à 3 utilisateurs. A partir de 4 utilisateurs, le TEB commence à se dégrader à cause du bruit de battements particulièrement important dans les systèmes cohérents. Le système cohérent présente donc de meilleures performances que le système incohérent.



**Figure 4. 1. Système DS-CDMA "tout-optique" à réseaux de Bragg superstructurés appliqué aux réseaux d'accès.**

Dans les travaux cités ci-dessus, les auteurs analysent l'impact du bruit d'intensité de la source incohérente sur les performances du système. Dans le système DS-OCDMA que nous considérons, la source que nous utilisons est une source laser cohérente et il nous a paru intéressant d'étudier l'influence de la cohérence sur le comportement du système.

Dans le chapitre précédent, nous avons montré que les contraintes technologiques rencontrées lors de la fabrication des codeurs/décodeurs ont une influence certaine sur les performances de notre système DS-OCDMA. Dans ce chapitre, nous analysons les performances de notre système en terme de taux d'erreur binaire face aux différentes sources de bruits présentes et en fonction du type de code utilisé. Les principales sources de bruit sont les interférences d'accès multiples et le bruit de battements. La présence de différents utilisateurs dans les systèmes OCDMA introduit un bruit d'interférences d'accès multiples (IAM). Ce niveau d'interférences est conditionné par les propriétés de corrélation de la famille de code utilisée. De plus, dans la majorité des systèmes OCDMA, une détection quadratique est utilisée. Un bruit de battements aura alors lieu entre le signal utilisateur et les signaux interférants, entre les signaux interférants; ce bruit sera particulièrement important dans le cas des systèmes cohérents [114,115].

La première section du chapitre est consacrée à l'implémentation d'un système OCDMA à réseaux de Bragg superstructurés en utilisant des codes à séquences premières avec structure périodique. Nous montrons l'impact du temps de cohérence du laser sur la génération du code et sur la construction de la fonction d'autocorrélation. Les performances du système sont également présentées. La deuxième section est consacrée à l'étude des performances du système en utilisant des codes quadratiques aperiodiques comme solution face aux effets de cohérence dus au laser. Nous étudions la robustesse de ces codes face au bruit de battements multi-trajet (BBM), aux interférences entre symboles (IES), et aux interférences d'accès multiple (IAM). Dans la dernière section, nous mesurons le taux d'erreur binaire engendré dans le système en fonction de la bande passante du photo-détecteur.

## 4.2 Implémentation d'un système OCDMA avec les codes PS périodiques

Les séquences choisies pour l'implémentation du système OCDMA sont  $C_1(100010001)$  et  $C_2(100100100)$ . Ces deux séquences présentent une structure périodique c'est-à-dire que le nombre de chips à "0" entre deux chips à "1" successif est le même. Nous allons voir dans ce qui suit, que cette caractéristique aura un impact sur les performances du système.

### 4.2.1 Le banc expérimental

La figure 4.2 présente le banc expérimental mis en place pour la mesure du taux d'erreur binaire (TEB). Il s'agit d'un système CDMA "tout-optique" à deux étages. Le premier étage est constitué d'un laser DFB d'une largeur de raie de 1 MHz (temps de cohérence de l'ordre  $\tau_c = 10^{-6}$  s) fonctionnant dans la gamme de longueurs d'onde 1550-1552 nm. Ce laser possède un modulateur intégré à électro-absorption (ILM : Integrated Electro-absorption Modulator) permettant au laser de fonctionner en régime pulsé. Le train d'impulsions obtenu a une périodicité de 100 ps et les impulsions une largeur à mi-hauteur de 50 ps égale à la durée d'un chip ( $T_p = T_c$ ).

Afin de générer un train d'impulsions représentant les données à coder, nous associons à l'ILM un générateur d'impulsions (GI<sub>1</sub>) contrôlant un modulateur électro-optique (MEO<sub>1</sub>) externe. Ce modulateur permet de moduler le train d'impulsions issu de l'ILM par un signal de format RZ de rapport cyclique 1 : N où N = 4, 8, 10, 16.

Le signal RZ issu de MEO<sub>1</sub> passe ensuite par un deuxième modulateur optique (MEO<sub>2</sub>) afin de générer un signal PRBS qui représente les bits d'informations (Fig 4.3). La séquence PRBS issue du second modulateur est ensuite amplifiée par un EDFA et transmise aux différents codeurs S-FBG-PS<sub>1</sub> et S-FBG-PS<sub>2</sub>. Le signal des chips à "0" est bruité à cause du battement ASE-ASE dans l'amplificateur. Notons que l'utilisation de réseaux de Bragg pour le codage et le décodage permet de bénéficier de leurs propriétés de filtrage. La bande optique du signal correspond à celle des codeur et décodeur soit  $B_o = 133$  GHz (largeur spectrale des réseaux de Bragg  $\sim 1.6$  nm). Les codeurs et décodeurs se comportent donc comme des filtres, ce qui permet de réduire le bruit ASE-ASE.

Afin de décorréler les séquences PRBS à l'entrée de chaque codeur, nous avons ajouté 1 km de fibre avant le premier codeur. Cette section de fibre doit générer un retard temporel supérieur au temps de cohérence du laser ILM utilisé qui est de  $\tau_c = 10^{-6}$  ps et qui correspond à une longueur de cohérence  $L_c = 200$  m. Avec cette configuration, les deux utilisateurs peuvent être considérés comme émis par deux lasers différents ce qui est le cas dans un réseau d'accès optique.

Les deux signaux codés sont par la suite superposés avec un coupleur optique. Le signal DS-CDMA résultant est ensuite transmis vers le décodeur S-FBG-PS<sub>2</sub> adapté au codeur S-FBG-PS<sub>1</sub>. Un atténuateur, au niveau du récepteur, est utilisé afin d'ajuster la puissance du signal reçu durant la mesure du TEB. Une pré-amplification (10 dBm) est utilisée avant la photo-détection afin d'augmenter le niveau de puissance du signal à détecter. Un filtre passe bande permet de réduire le bruit d'émission spontanée amplifié de l'amplificateur. Le signal est ensuite détecté en utilisant un photo-détecteur quadratique.



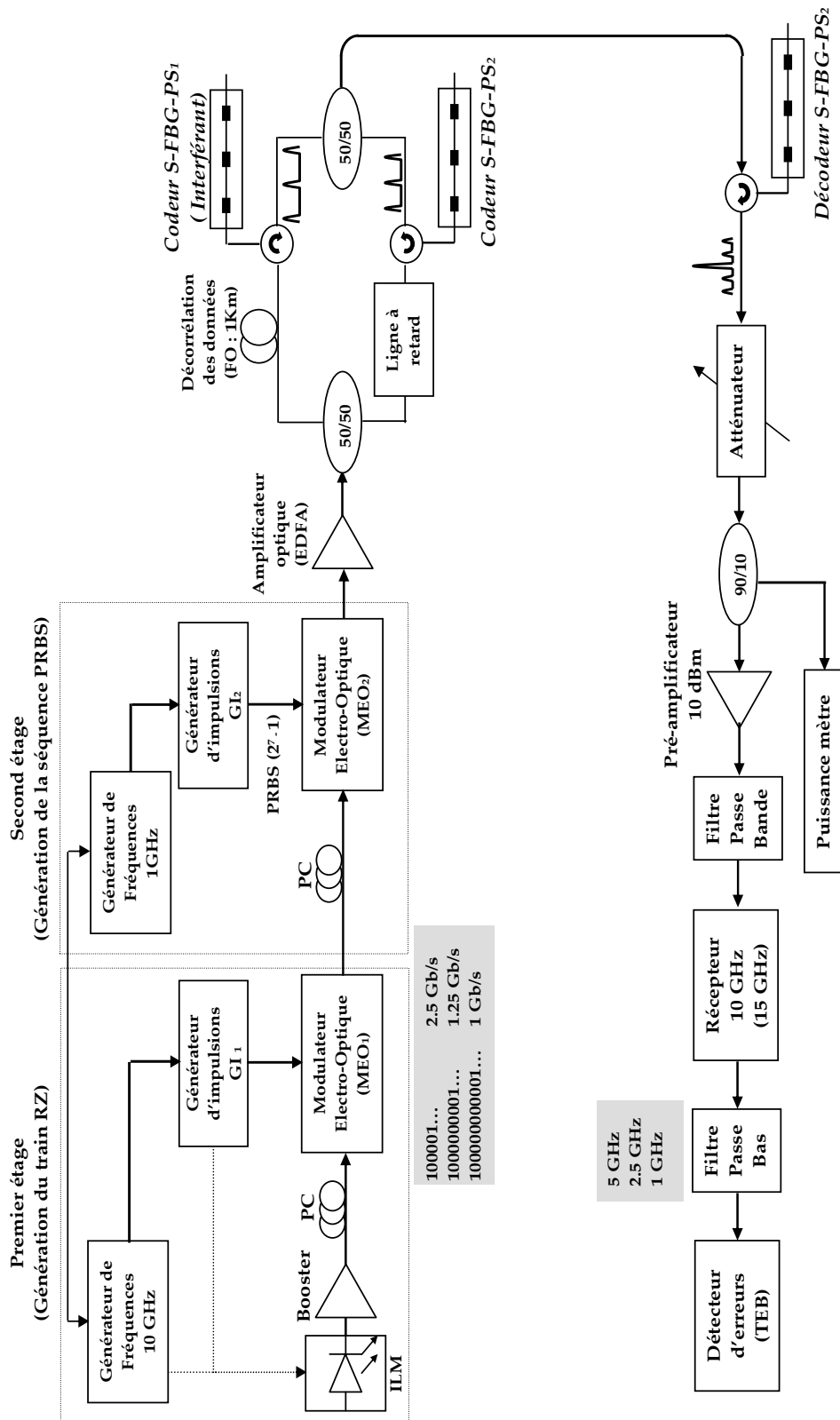


Figure 4. 2. Banc expérimental pour la mesure du TEB avec multiplexage de deux utilisateurs.

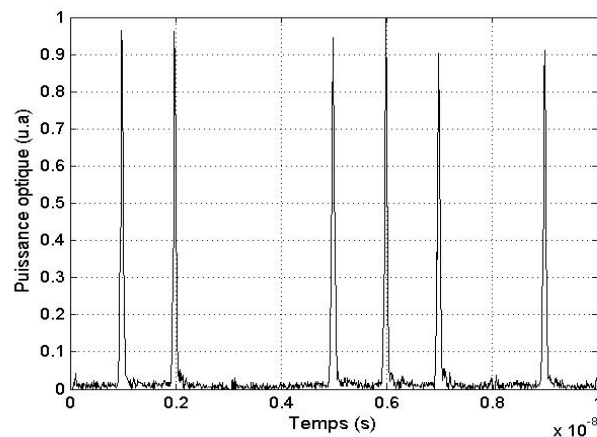


Figure 4. 3. Génération du signal PRBS à la sortie du deuxième étage.

Nous vérifions que le signal à la sortie du décodeur a un niveau de puissance supérieur au bruit thermique de la photodiode PIN utilisée. A noter ici que le temps d'intégration du photo-détecteur utilisé est limité à  $2T_c$  ( $B_e = 10$  GHz). Dans ces conditions, le système DS-OCDMA est un **système cohérent à détection quadratique**.

#### 4.2.2 Mesure de la fonction d'auto/intercorrélation

La figure 4.4 présente le banc expérimental utilisé pour la mesure de la fonction d'auto/intercorrélation.

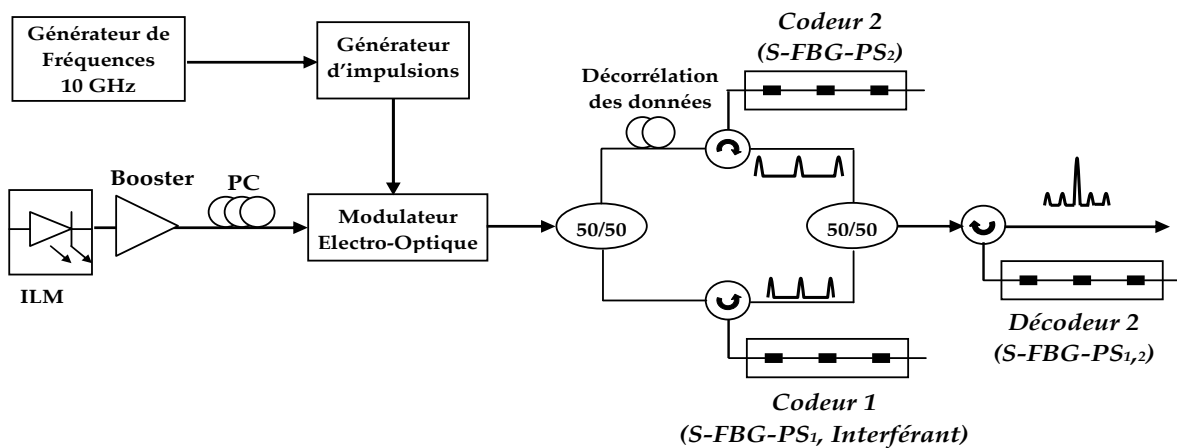


Figure 4. 4. Banc expérimental utilisé pour mesurer la fonction d'auto/intercorrélation.

#### Configuration Mono-utilisateur

Il s'agit de réaliser une liaison OCDMA en présence d'un seul utilisateur dans le réseau. Le premier cas consiste à décoder le signal avec un décodeur adapté : codeur S-FBG-PS<sub>2</sub>/décodeur S-FBG-PS<sub>2</sub>. Le deuxième cas consiste à décoder l'information avec un décodeur non adapté : codeur S-FBG-PS<sub>1</sub>/décodeur S-FBG-PS<sub>2</sub>, ce qui permet de mesurer le niveau d'intercorrélation. La figure 4.5, montre les fonctions d'auto et d'intercorrélation obtenues expérimentalement.

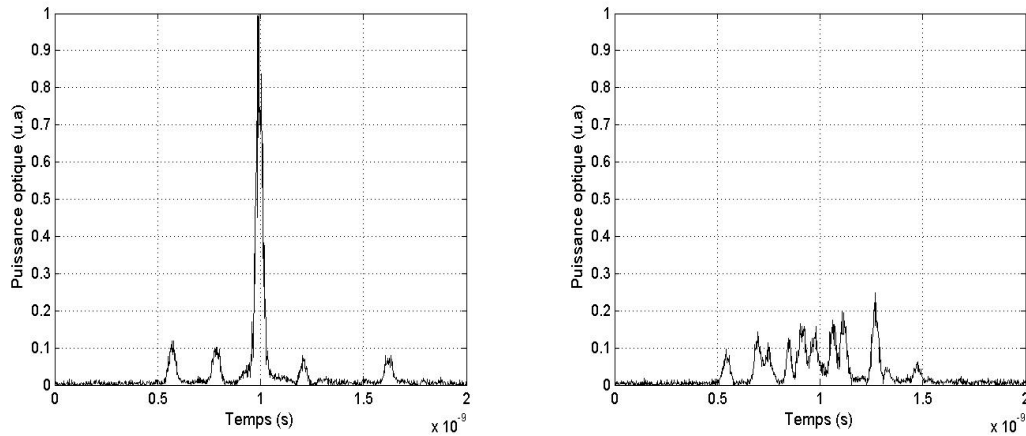


Figure 4. 5. Fonctions d'auto/intercorrélations dans une configuration mono-utilisateur.

La fonction d'autocorrélation présente un pic central prédominant avec des lobes secondaires d'amplitudes faibles. La fonction d'intercorrélations est considérée comme un niveau d'interférence d'accès multiple. Les impulsions de la fonction d'intercorrélations ne présentent pas le même niveau de puissance à cause des paramètres différents des codeurs et décodeurs (*cf.* chapitre 3).

#### Configuration à deux utilisateurs

Il s'agit de mesurer la fonction d'autocorrélation en présence d'un interférent (codeur S-FBG-PS<sub>1</sub>) dans une configuration asynchrone. Dans ce cas, l'interférent est retardé par rapport au signal désiré, codé par le codeur S-FBG-PS<sub>2</sub>. Comme le montre la figure 4.6, le signal désiré a été décodé correctement, la fonction d'autocorrélation présente un pic central prédominant avec des lobes secondaires d'amplitudes faibles. Le décodage désadapté avec l'interférent résulte en un niveau d'intercorrélations considéré comme des interférences d'accès multiple.

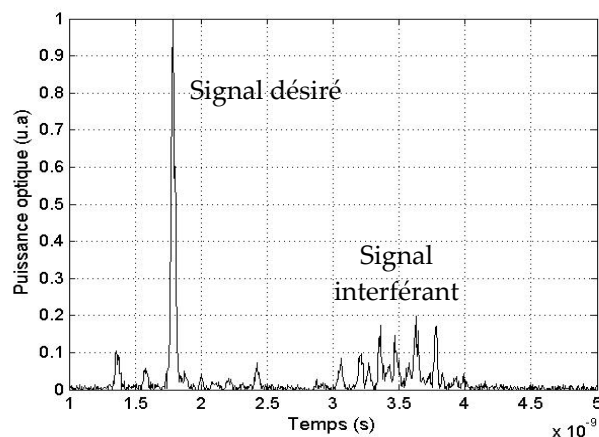


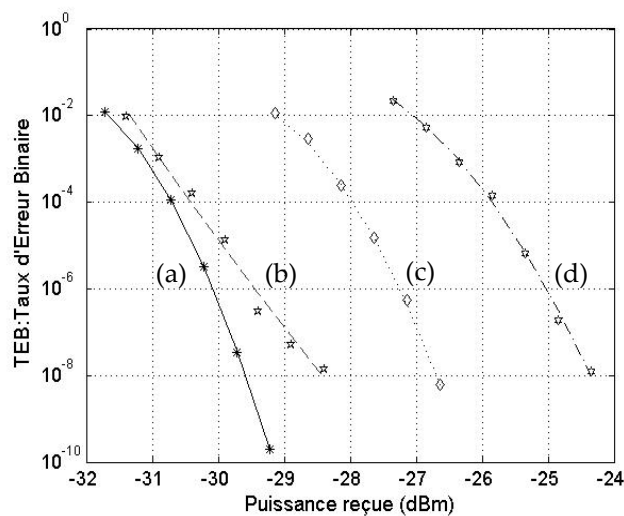
Figure 4. 6. Fonction d'auto/intercorrélations dans une configuration à deux utilisateurs.

### 4.2.3 Mesure du Taux d'Erreur Binaire

La Figure 4.7 montre l'évolution du taux d'erreur binaire (TEB) en fonction de la puissance optique reçue pour différentes configurations en utilisant une séquence PRBS de longueur  $2^7-1$ . Le temps bit est  $T_b = 1000$  ps correspond un débit binaire par utilisateur de 1 Gb/s.

La première configuration dos-à-dos est représentée par la figure 4.7 (a). Dans ce cas, la liaison est sans codeur et décodeur dans le réseau. La Figure 4.7 (b) représente la configuration mono-utilisateur où un seul utilisateur est présent dans le réseau. Dans le cas d'une configuration asynchrone avec deux utilisateurs, le TEB est présenté par la Figure 4.7 (c). La dégradation du TEB par rapport à la configuration mono-utilisateur est due à la présence de l'interférent (IAM). La pénalité est inférieure à 2 dB entre les deux cas, un TEB de  $\sim 10^{-9}$  est mesuré pour une puissance optique reçue de -26 dBm.

Une ligne à retard a été utilisée afin de pouvoir réaliser la mesure de TEB en configuration synchrone. Comme le montre la figure 4.7 (d), la pénalité par rapport au cas asynchrone est approximativement de 2 dB pour un TEB  $\sim 10^{-9}$ . Dans ce cas, l'interférent est superposé avec l'utilisateur désiré. Les performances du système sont peu dégradées ce qui laisse penser que les IAM restent faibles devant le pic d'autocorrélation et ce qui permet une détection à seuil avec prise de décision efficace (Fig 4.6). La faible pénalité observée provient du fait que la fonction d'autocorrélation présente des lobes secondaires de faible amplitude qui ne dépassent pas 10 % de la puissance maximale du pic central. Le cas synchrone est considéré comme le pire cas dans les systèmes OCDMA car dans cette configuration, le bruit de battements augmente lors du recouvrement des impulsions utilisateur et interférent. Par conséquent, les pénalités deviennent plus importantes et les performances du système se dégradent sérieusement.



**Figure 4. 7. Mesures du TEB (1 Gb/s par utilisateur) : (a) dos-à-dos, (b) mono-utilisateur, (c) deux utilisateurs en configuration asynchrone, (d) deux utilisateurs en configuration synchrone.**

La Figure 4.8 présente les diagrammes de l'œil obtenus lors de la mesure du taux d'erreur binaire pour les trois configurations considérées. Dans les trois configurations, on trouve le bruit sur les chips à "0" dû au bruit ASE-ASE, le bruit sur les chips à "1" dû au bruits du laser et du pré-amplificateur (booster) utilisé avant le premier modulateur électro-optique (MEO<sub>1</sub>) que ce soit sur les signaux désirés ou interférants. Dans le cas multi-utilisateur, il faut tenir compte également des bruits IAM et de battements.

Dans le cas mono-utilisateur, l'œil est bien ouvert en l'absence de bruits dus à l'interférent. En présence d'un deuxième utilisateur (Fig 4.8 (b) et (c)), un bruit de battements se produit quand une impulsion due à l'interférent se superpose dans le même temps chip que le pic central de la fonction d'autocorrélation du signal désiré. Le battement dans ce cas est incohérent car nous "décorrélons" les deux utilisateurs afin qu'ils puissent être considérés comme émis par deux lasers différents. Le niveau de bruit sur un chip à "0" du signal désiré augmente également à cause des interférences d'accès multiples produites par l'interférent (chip à "1" de l'interférent).

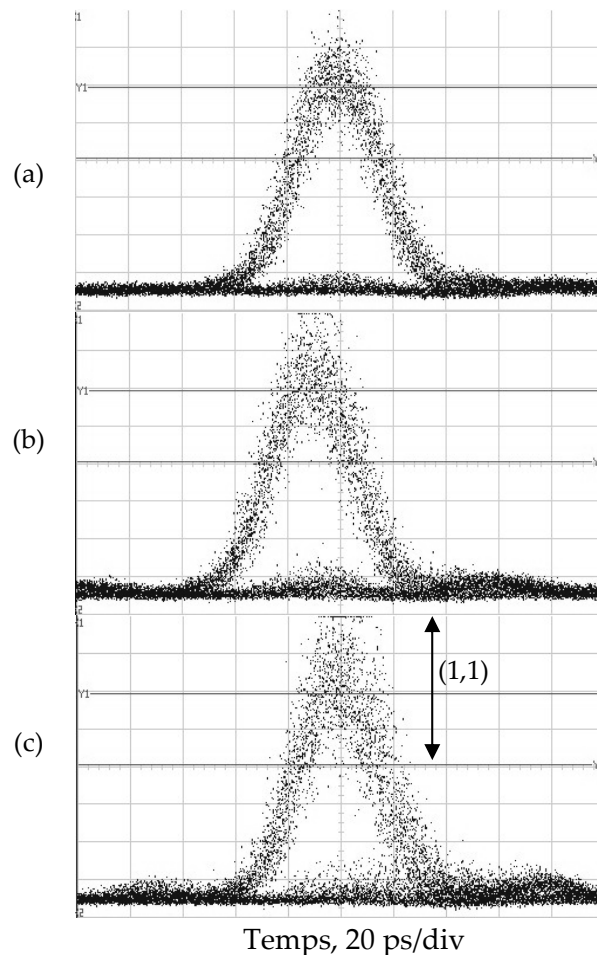


Figure 4. 8. Diagrammes de l'oeil correspondants aux mesures de TEB à 1 Gb/s : (a) mono-utilisateur, (b) deux utilisateurs asynchrones, (c) deux utilisateurs synchrones.

#### Mesure de TEB à 1.25 Gb/s

La présence de lobes secondaires de faible amplitude dans la fonction d'autocorrélation nous permet de mesurer un TEB avec un débit par utilisateur de 1.25 Gb/s. Dans ce cas, la distance minimale entre deux bits d'information est de 800 ps et le chevauchement entre les lobes secondaires de deux fonctions d'autocorrélation successives n'est pas pénalisant.

Comme le montre la figure 4.9, un taux d'erreur binaire de  $10^{-8}$  est mesuré dans les trois configurations : dos-à-dos, mono-utilisateur et multiplexage asynchrone de deux utilisateurs. La pénalité entre les configurations dos-à-dos et mono-utilisateur est de 3 dB. Une pénalité de moins de 2 dB est obtenue entre les configurations mono-utilisateur et deux utilisateurs.

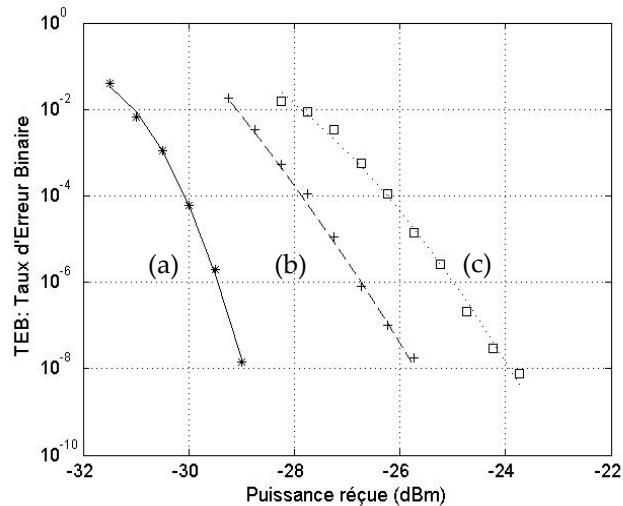


Figure 4. 9. Mesures du TEB (1.25 Gb/s par utilisateur) : (a) dos-à-dos, (b) mono-utilisateur, (c) deux utilisateurs asynchrones.

### Bilan en puissance de la transmission

Le tableau 4.1 montre les valeurs des puissances optiques mesurées en différents points du banc expérimental dans le cas d'une configuration à deux utilisateurs. Les codeurs et décodeurs présentent une réflectivité moyenne de l'ordre de 8 % (cf. chapitre 3). Les pertes d'insertion par codeur et décodeur sont  $L_{in} = -10\text{Log}(R) \approx 11$  dB. Le système présente une perte totale de  $L_{tot} = 10.13 - (-11.16) = 21.29$  dB, due principalement aux pertes d'insertion du codeur et du décodeur et à l'utilisation des circulateurs et des coupleurs.

|   | Puissance (dBm) |
|---|-----------------|
| Avant MEO <sub>1</sub>                              | - 4.8           |
| Après l'amplification (EDFA)                        | 10.13           |
| Après le codeur S-FBG-PS <sub>2</sub>               | - 3.29          |
| Après le codeur S-FBG-PS <sub>1</sub> (Interférant) | - 3             |
| Avant le décodeur (S-FBG-PS <sub>2</sub> )          | - 5.16          |
| Après le décodeur (S-FBG-PS <sub>2</sub> )          | - 11.16         |

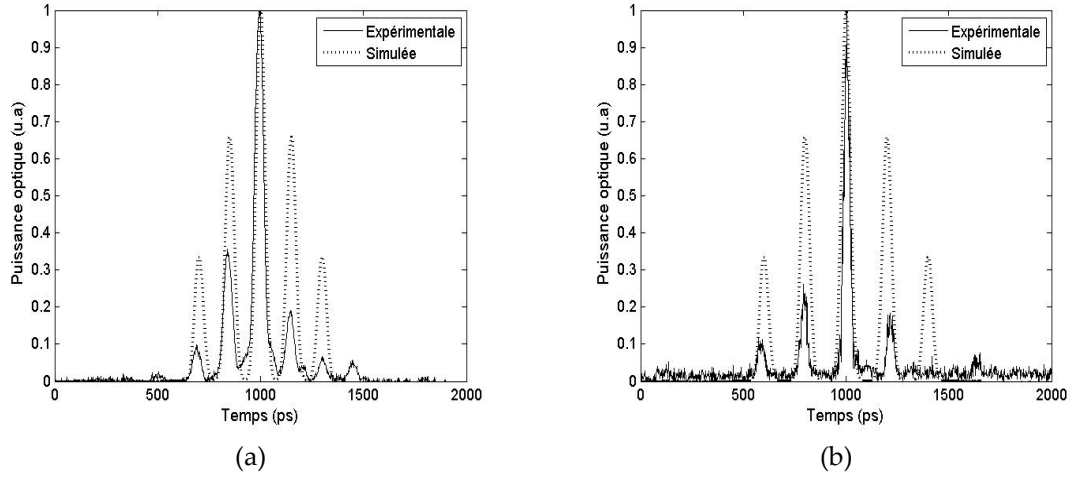
Tableau 4. 1. Bilan en puissance de la transmission en différents points de la liaison.

### 4.2.4 Influence de la cohérence optique du système OCDMA sur ses performances

L'impact de la cohérence sur les performances de système est observé sur la fonction d'autocorrélation obtenue expérimentalement qui ne correspond pas à la fonction d'autocorrélation en intensité. Si nous raisonnons en terme de puissance optique, la fonction d'autocorrélation des codes C<sub>1</sub> (100100100) et C<sub>2</sub> (100010001) doit présenter des lobes secondaires de puissances égales à 2/3 et 1/3 respectivement de la puissance du pic central. Les lobes secondaires sont disposés symétriquement par rapport au pic central de la fonction d'autocorrélation

La figure 4.10, montre la superposition de la fonction d'autocorrélation obtenue expérimentalement et celle en puissance obtenue par simulation. La fonction d'autocorrélation

expérimentale présente des lobes secondaires de plus faible puissance que ceux obtenus par simulation. Cela peut être expliqué par la présence d'effets destructifs au niveau des lobes secondaires.



**Figure 4. 10. Fonctions d'autocorrélation expérimentale/simulée :**  
(a) codeur S-FBG-PS<sub>1</sub>, (b) codeur S-FBG-PS<sub>2</sub>.

Dans le chapitre 3, nous avons montré que le décalage en longueur d'onde de Bragg moyenne entre le codeur et le décodeur participe à la chute en puissance du pic central et des lobes secondaires de la fonction d'autocorrélation. La faible puissance des lobes secondaires ne peut pas être causés uniquement par le décalage en longueur d'onde.

Le laser DFB utilisé est une source cohérente avec un temps de cohérence de  $\tau_c = 10^{-6}$  s plus important que le temps d'intégration du photo-détecteur ( $T_D = 2T_c = 100$  ps). Cela rend le système OCDMA cohérent et particulièrement sensible aux perturbations interférométriques.

#### A. Mécanismes de génération de code et de la construction de la fonction d'autocorrélation

Les codes choisis pour l'implémentation sont des codes "périodiques" en ce sens que la distance entre les chips à "1" est la même  $\Delta L_{\text{FBG1-FBG2}} = \Delta L_{\text{FBG2-FBG3}} = \Delta L$ .

Quand une puissance optique  $P$  est injectée à l'entrée du codeur, les puissances réfléchies par les réseaux de Bragg FBG<sub>1,2,3</sub> sont :

$$\begin{aligned} P_1 &= R_1 P \\ P_2 &= (1 - R_1)^2 R_2 P \\ P_3 &= (1 - R_1)^2 (1 - R_2)^2 R_3 P \end{aligned} \quad (4.1)$$

Comme le montre la figure 4.11, la structure du codeur présente trois cavités Fabry-Perot, FBG<sub>1</sub>-FBG<sub>2</sub>, FBG<sub>2</sub>-FBG<sub>3</sub> et FBG<sub>1</sub>-FBG<sub>3</sub>. Par conséquent, des impulsions secondaires de puissance optique relativement faible seront réfléchies.

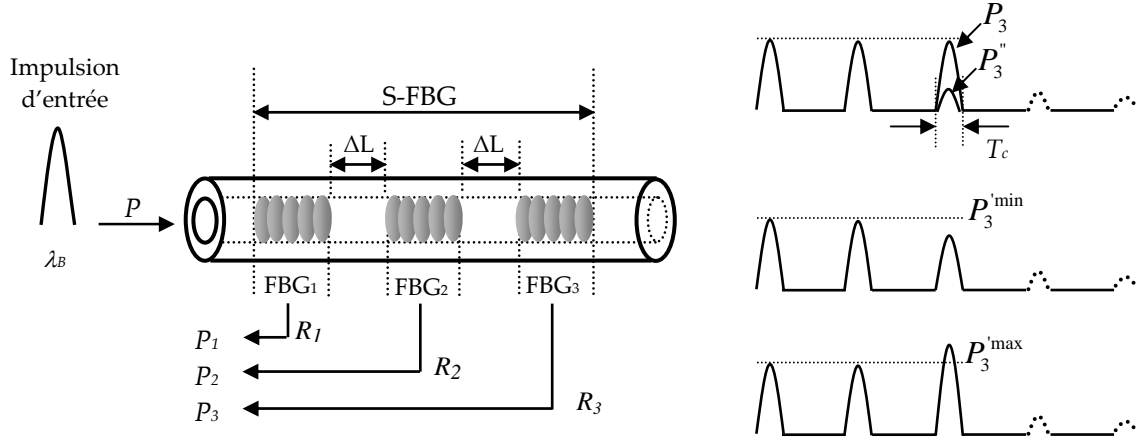


Figure 4. 11. Mécanisme de génération de code.

Etant donnée la structure périodique du code, une impulsion secondaire réfléchiée due à la cavité Fabry-Perot formée par les réseaux  $FBG_1$  et  $FBG_2$  arrive en même temps avec l'impulsion primaire réfléchiée par le réseau  $FBG_3$ . Cette impulsion a pour puissance :

$$P_3'' = (1 - R_1)^2 R_1 R_2^2 P \quad (4.2)$$

Le battement entre les champs électriques associés aux puissances optiques réfléchies  $P_3$  et  $P_3''$  dans un temps chip donne naissance à une troisième impulsion de puissance  $P_3'$  :

$$P_3' = P_3 + P_3'' + 2\sqrt{P_3 P_3''} \cos(\Delta\Phi) \quad (4.3)$$

En fonction de la valeur de  $\Delta\Phi$  et de l'état de polarisation de la lumière, la troisième impulsion du code peut prendre différentes puissances optiques oscillant entre deux valeurs extrêmes. La première est une puissance constructive  $P_3^{\max}$  et la seconde est une puissance destructive  $P_3^{\min}$  :

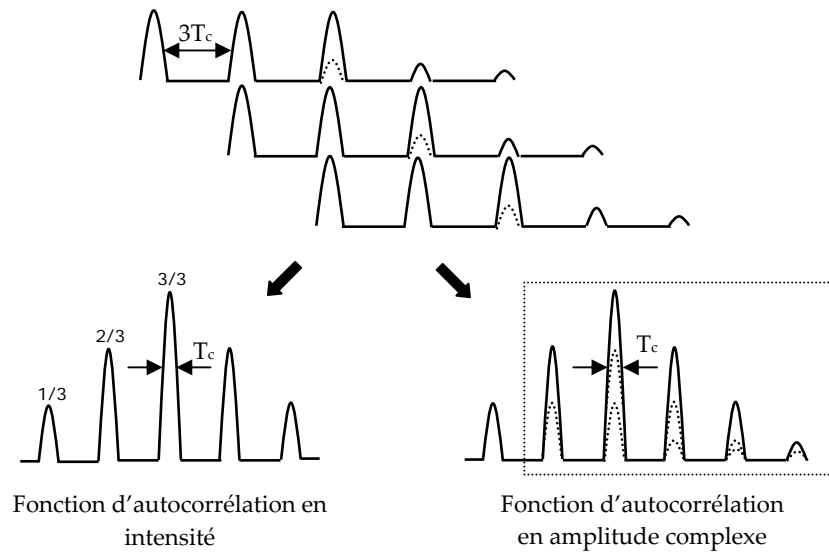
$$\begin{cases} P_3^{\max} = P_3 + P_3'' + 2\sqrt{P_3 P_3''} \\ P_3^{\min} = P_3 + P_3'' - 2\sqrt{P_3 P_3''} \end{cases} \quad (4.4)$$

Par conséquent, diverses configurations sont possibles au niveau du code entre deux configurations extrêmes où on obtient pour l'une d'entr'elles deux premières impulsions d'égale amplitude et une troisième avec une amplitude plus importante et pour l'autre, deux premières impulsions d'égale amplitude et une troisième avec une amplitude atténuée. En fait, les première et deuxième impulsion du code ne sont pas affectées par les impulsions dues aux réflexions multiples et leurs puissances optiques restent constantes tant que la longueur d'onde du laser DFB reste fixée sur la longueur d'onde de Bragg moyenne du codeur.

Pendant le décodage, les trois impulsions principales du code passent par le décodeur adapté. Trois nouvelles séquences sont générées. Chaque séquence est retardée par rapport à l'autre d'une durée de  $3T_c$  qui représente la durée de trois chips à "0". Comme le présente la figure 4.12, les impulsions se superposent dans le même intervalle chip  $T_c$ . Des interférences ont lieu et donnent différentes formes de la fonction d'autocorrélation en fonction de l'état de polarisation de la lumière.



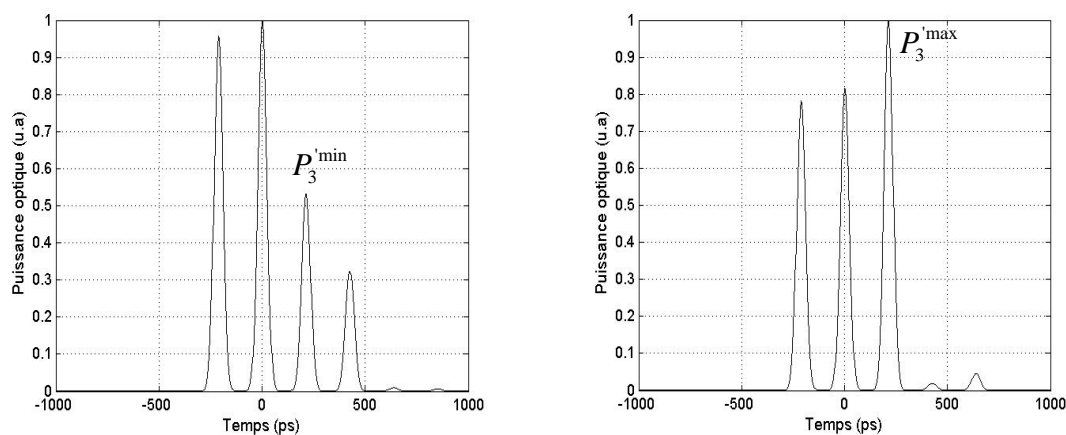
A noter ici que seule la première impulsion à gauche n'est pas affectée par des perturbations interférométriques.



**Figure 4. 12. Mécanisme de construction de la fonction d'autocorrélation pour le code PS C<sub>2</sub>(100010001).**

Nous avons vérifié par simulation l'effet de la perturbation sur la troisième impulsion du code. En changeant légèrement la distance entre les réseaux, ce qui correspond à un changement de la phase du signal réfléchi ( $\phi = \beta \cdot \delta L$ ), nous trouvons que les deux premières impulsions restent stables quant à la troisième impulsion, son amplitude varie entre deux valeurs extrêmes.

Dans le résultat de la simulation présentée figure 4.13, le décalage en longueur d'onde entre les différents réseaux de Bragg n'est pas considéré. Dans le cas où celui-ci est pris en compte, il pourrait générer un décalage en puissance supplémentaire entre les différentes impulsions. Nous remarquons que l'amplitude de la quatrième impulsion est sensible aussi aux effets interférométriques car cette impulsion est constituée de différentes impulsions issues des réflexions multiples engendrées par les trois cavités Fabry-Perot dans le codeur/décodeur.



**Figure 4. 13. Simulation de l'effet des perturbations interférométriques sur la génération du code C<sub>2</sub>(100010001).**

En résumé, les codeurs et décodeurs à réseaux de Bragg superstructurés se comportent comme des *interféromètres à trajets-multiples*. Dans notre cas, les trois réseaux de Bragg sont considérés comme des coupleurs partiels des trois cavités Fabry-Perot. Des interférences constructives et/ou destructives peuvent se produire dans le système OCDMA quand les impulsions issues des différents trajets se superposent dans le même temps chip. Il s'agit ici en quelque sorte d'un bruit de **battements utilisateur-utilisateur**.

## B. Fonction d'autocorrélation en amplitude complexe

Lors des expériences de mesure du TEB, pour ajuster les codeurs et décodeurs sur la longueur d'onde du laser, nous avons utilisé un système d'étirement qui sert à ajuster la longueur d'onde de Bragg moyenne des codeurs et décodeurs. Afin de montrer l'effet des perturbations interférométriques expérimentalement, nous avons réalisé l'expérience suivante : comme le montre la Figure 4.14, le codeur est installé sur un dispositif d'étirement. Le dispositif consiste à positionner le codeur entre deux bras afin d'exercer une tension (10 à 20 g correspond à un étirement de 0.15 à 0.20 nm) et/ou une rotation de la polarisation du signal optique à l'entrée du codeur.

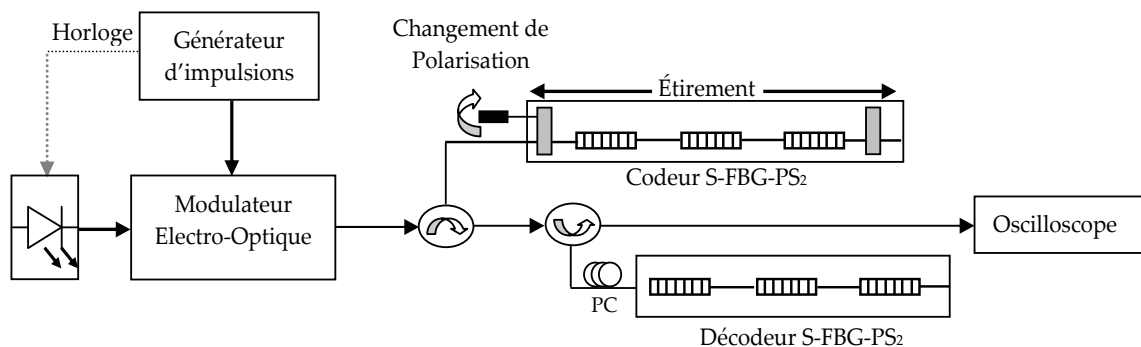
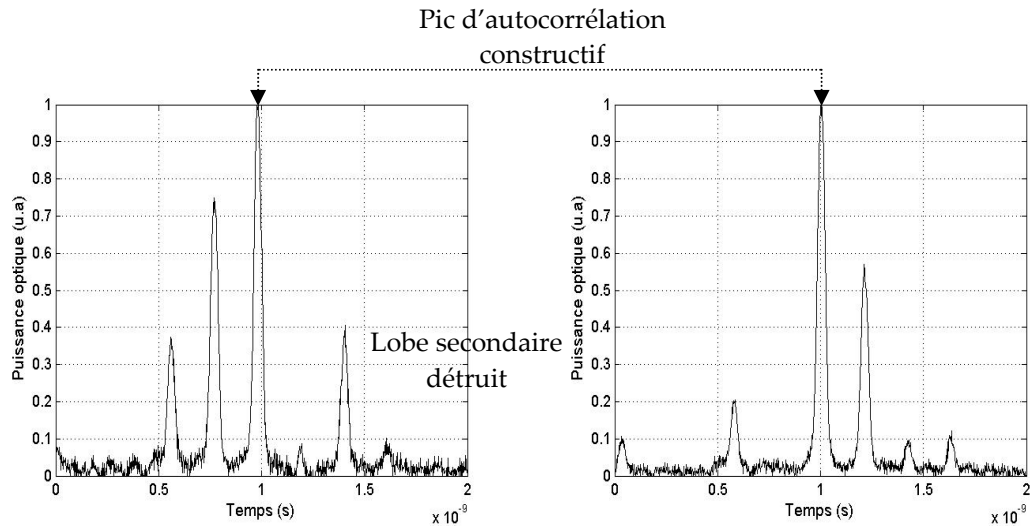


Figure 4. 14. Effet de l'étirement pour l'adaptation de codeur et décodeur.

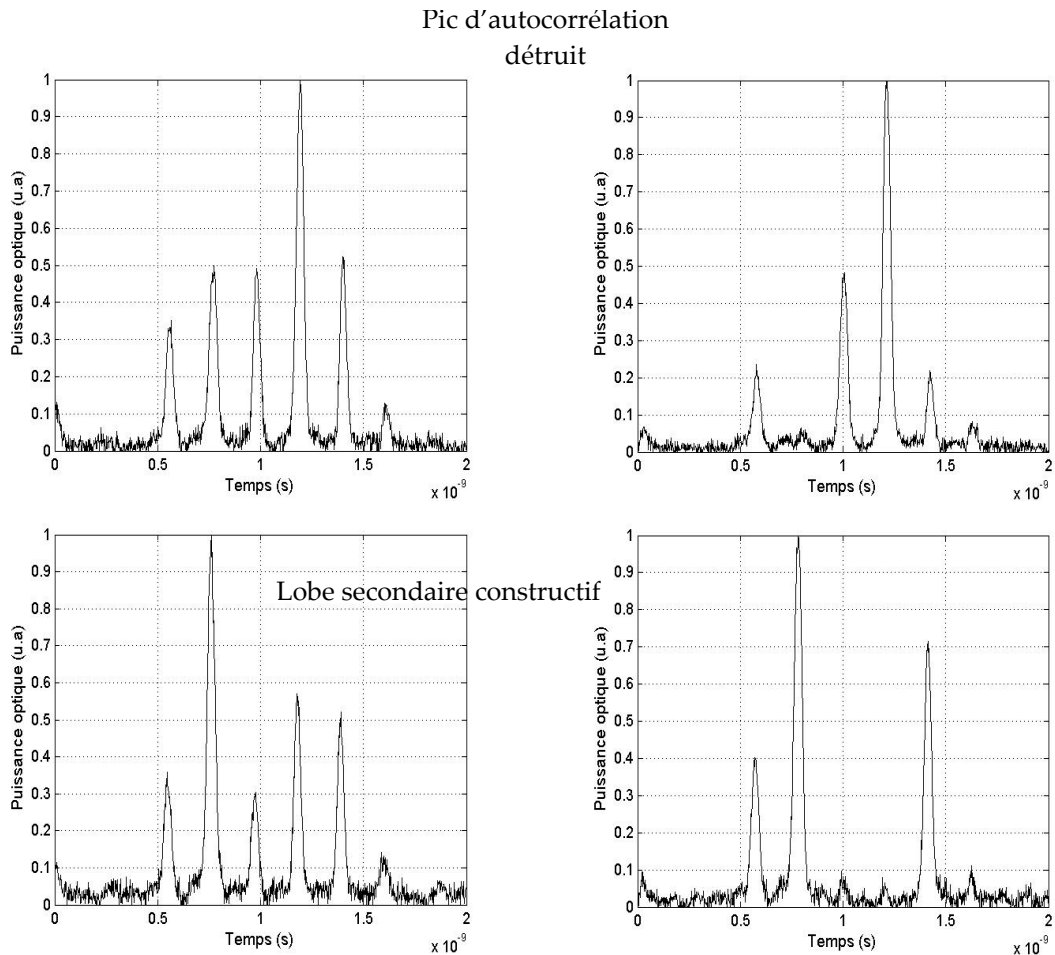
La tension permet d'exercer une traction sur le codeur ce qui engendre une modification de la période spatiale et de l'indice de réfraction du réseau. La traction engendre donc une variation de l'espacement (la période) entre les réseaux qui résulte en un décalage de la longueur d'onde de Bragg moyenne du codeur. L'étirement permet donc d'adapter le codeur au décodeur de manière à surmonter les difficultés liées au décalage en longueur d'onde existant entre le codeur et le décodeur.

Pour différents états de polarisation de la lumière à l'entrée du codeur, différentes formes de la fonction d'autocorrélation sont obtenues. Les figures 4.15 et 4.16 montrent les différentes fonctions d'autocorrélation obtenues expérimentalement après avoir exercé un étirement et un changement de polarisation de la lumière à l'entrée du codeur. Des interférences optiques constructives et/ou destructives se produisent dans la même fonction d'autocorrélation. Le pic central de la fonction d'autocorrélation ainsi que les lobes secondaires peuvent être détruits. Les lobes secondaires peuvent avoir également des amplitudes plus importantes que l'amplitude du pic central. La fonction d'autocorrélation du système DS-OCDMA considérée est une fonction en **amplitude complexe**.

Dans le cas des codes à séquences premières utilisés, les lobes secondaires ont une intensité qui peut atteindre le niveau " $p-1$ ". En revanche, le pic central de la fonction d'autocorrélation est construit par la superposition de " $p$ " impulsions dans le même intervalle chip. Ceci contribue encore à exacerber les effets de cohérence. Un effet destructif au niveau du pic central, rend la fonction d'autocorrélation



**Figure 4. 15. Fonctions d'autocorrélation avec pic central constructif et l'un des lobes secondaires détruit.**



**Figure 4. 16. Fonctions d'autocorrélation avec pic central détruit et lobes secondaires d'amplitudes différentes et détruites.**

très différente de la fonction d'autocorrélation en intensité. Un des lobes secondaires peut en outre avoir une amplitude supérieure à celle du pic central. Dans cette configuration particulière, si l'émetteur et le récepteur ne sont pas synchronisés, une détection erratique de l'information se produit.

En réalité, compte tenu du bruit de battements utilisateur-utilisateur au niveau de la fonction d'autocorrélation, l'équation (1.12) s'écrit sous la forme :

$$Z = T_c \mathfrak{R}P \left| \sum_{n=1}^{\omega} e^{j\phi_n} \right|^2 + T_c \mathfrak{R}m\lambda_c P + 2\mathfrak{R} \sum_{i=1}^m \sqrt{P_d P_i} \int_0^{T_c} \cos(-\omega_i \tau_i + \delta\phi_{i,d}(t)) dt \quad (4.5)$$

Battement multi-trajets
IAM
Battement utilisateur-interférant

Le bruit du photo-détecteur est négligé.

Le terme de phase  $\phi_i$  est constant dans l'intervalle  $[-\pi, \pi]$  pendant la durée d'intégration  $T_D$  ce qui donne naissance à un bruit de battements utilisateur-utilisateur ou bruit de **battements multi-trajets**.

### C. Impact sur la mesure du TEB

A la réception, une détection quadratique de la puissance optique est utilisée. Le temps d'intégration du photo-détecteur est limité au temps chip. Comme nous l'avons montré précédemment, la cohérence du laser rend le système sensible à la phase. Les impulsions sont corrélées et donnent une fonction d'autocorrélation avec des amplitudes différentes selon l'état de polarisation de la lumière. Les performances du système en terme de TEB dans cette configuration sont dégradées.

Sans contrôle de l'état de polarisation, la mesure de TEB est difficile. Le battement multi-trajets rend l'allure de la fonction d'autocorrélation dépendante de l'état de polarisation de la lumière. En réalité, les mesures de TEB présentées pour 1 et 1.25 Gb/s sont obtenues en contrôlant l'état de polarisation de la lumière afin de trouver une fonction d'autocorrélation stable. Les mesures de TEB ont été réalisées pour la fonction d'autocorrélation présentée par la figure 4.17.

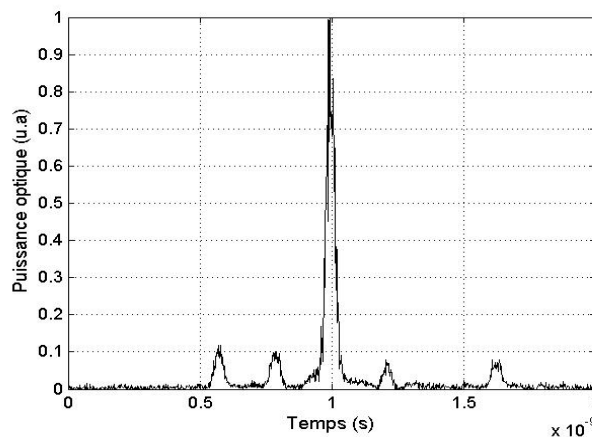


Figure 4. 17. Fonction d'autocorrélation expérimentale lors de la mesure du TEB.

Cette fonction présente un pic central de puissance importante avec des lobes secondaires de très faible puissance :

$$\frac{P_{Lobes\ secondaires}}{P_{Autocorrélation}} = \frac{1}{10} \approx \frac{1}{p^2} \quad (4.6)$$

$p^2$  représente la longueur de la séquence de code.

Dans notre système, la dégradation de TEB n'est pas causée uniquement par les interférences d'accès multiples IAM. Le bruit de battements multi-trajets est plus important que les IAM et que le bruit battements utilisateur-interférant.

#### 4.2.5 Limitations du système OCDMA due aux perturbations interférométriques

Nous avons montré que la cohérence de laser ainsi que la structure périodique des codes utilisés rend la génération du code ainsi que la construction de la fonction d'autocorrélation très sensible aux perturbations interférométriques. Le bruit de battements multi-trajets limite les performances du système OCDMA notamment dans un contexte PON.

Des mécanismes pour éviter l'impact de bruit de battements sont indispensables afin d'améliorer les performances des systèmes CDMA optique. Nous résumons ci-dessous les différents mécanismes possibles afin de surmonter ce problème de bruit de battements multi-trajets:

##### *a. Réduire le temps de cohérence $\tau_c$*

Afin de réduire le battement multi-trajets, une solution possible consiste à réduire le temps de cohérence de la source pour qu'il soit de l'ordre du temps d'impulsion  $\tau_c \approx T_p$ . Pour ce faire, une solution consiste à moduler la phase du signal optique issu du laser.

##### *b. Utilisation de sources optiques avec temps de cohérence faible*

Cette solution consiste à utiliser des sources incohérentes ou large bande telles que les LED, ASE. Cependant, ces sources ne sont pas convenables pour réaliser un encodage temporel vu le besoin en impulsions de courte durée. L'utilisation d'une source supercontinuum (SC) peut être une solution potentielle. Une source SC est une source d'impulsions ultracourtes à spectre extrêmement étendu. L'utilisation de SC pour le DS-OCDMA est en cours d'investigation.

##### *c. Utilisation de codes a périodiques longs*

Cette solution met en oeuvre des codes a périodiques et longs avec des propriétés de corrélation plus performantes que les séquences premières.

Nous proposons l'utilisation des codes quadratiques congruents. Ces derniers sont des codes premiers avec une structure a périodiques, leur utilisation pour réaliser des codeurs/décodeurs a pour avantage :

- D'éviter de combiner les impulsions réfléchies par les réseaux de Bragg avec les réflexions multiples causées par les différentes cavités Fabry-Perot.

- De réduire le nombre d'impulsions à combiner dans un temps chip au niveau des lobes secondaires.

Avec pour conséquences :

- Une fonction d'autocorrélation moins sensible aux perturbations interférométriques et par conséquent, une réduction du bruit de battements multi-trajets
- Une minimisation des interférences entre symboles
- Une amélioration des performances du TEB.

Dans ce qui suit, nous présentons les résultats obtenus avec la réalisation des codeurs/décodeurs à réseaux de Bragg superstructurés en utilisant les codes quadratiques congruents.

### 4.3 Implémentation d'un système OCDMA avec les codes apériodiques

Nous avons réalisé des codeurs/décodeurs basés sur des codes apériodiques afin d'améliorer les performances du système DS-OCDMA. Ensuite, nous avons étudié les performances de ces codes dans la présence des bruits de battements multi-trajets (BBM), d'interférences entre symboles (IES), bruit de battements (BB) et de l'interférence d'accès multiples (IAM).

#### 4.3.1 Comparaison entre les codes PS, QC et EQC

Les codes quadratiques congruents présentent de meilleures propriétés de corrélation que les séquences premières. Comme le montre la figure 4.18, contrairement aux codes à séquences premières, les lobes secondaires de la fonction d'autocorrélation des codes quadratiques congruents (QC) sont limités à 2 ( $\lambda_a \leq 2$ ). Pour les codes quadratiques congruents étendus (EQC), cette valeur est limitée à 1 ( $\lambda_a \leq 1$ ). La structure apériodique des codes quadratiques est telle que le nombre d'impulsions se superposant au niveau des lobes secondaires de la fonction d'autocorrélation est réduit par rapport aux codes à séquences premières ou cette superposition peut générer des lobes secondaires avec des amplitude jusqu'à  $\lambda_a \leq p-1$ .

Les différentes propriétés de chaque famille de code sont présentées dans le tableau 4.2.

| Famille de code | $L$       | $\omega$ | $N$   | $\lambda_a$ | $\lambda_c$ | Type de système CDMA |
|-----------------|-----------|----------|-------|-------------|-------------|----------------------|
| PS              | $p^2$     | $p$      | $p$   | $p-1$       | 2           | Asynchrone           |
| QC              | $p^2$     | $p$      | $p-1$ | 2           | 4           | Synchrone/Asynchrone |
| EQC             | $p(2p-1)$ | $p$      | $p-1$ | 1           | 2           | Synchrone/Asynchrone |

Tableau 4. 2. Comparaison des propriétés des codes PS, QC et EQC.

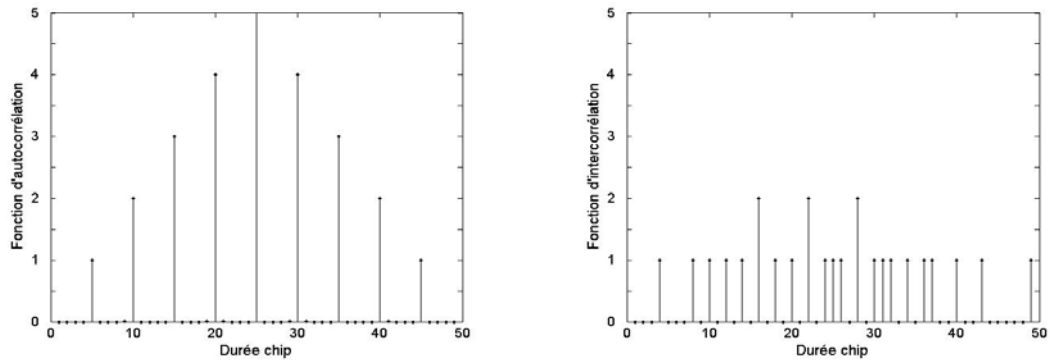
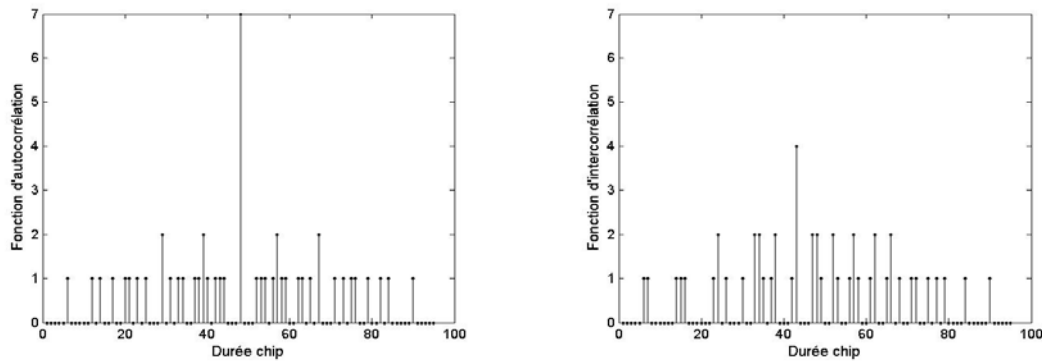
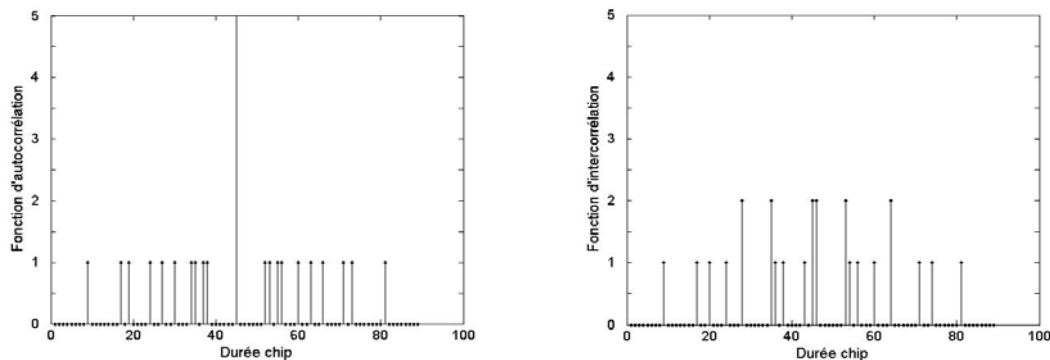
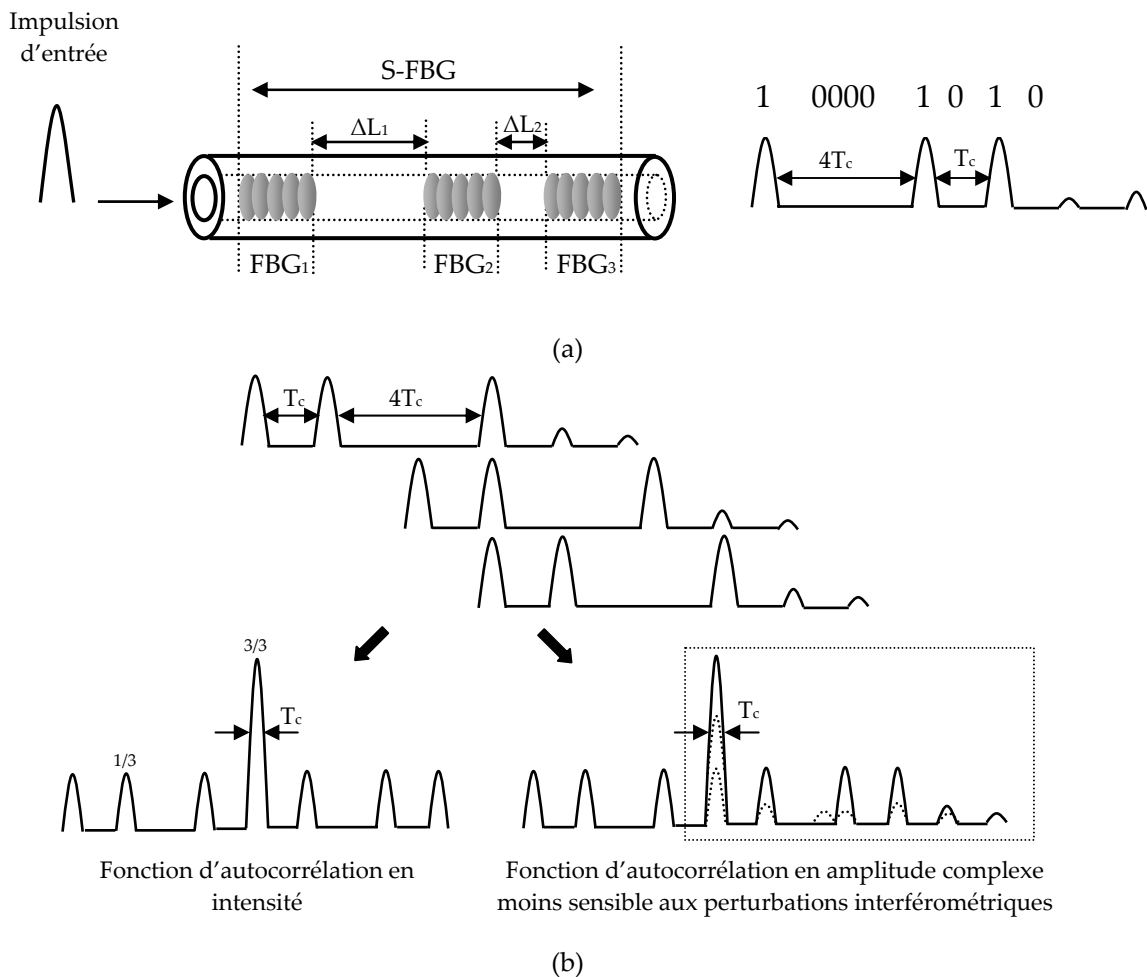
Code PS avec  $p = 5$ .Code QC avec  $p = 7$ .Code EQC avec  $p = 5$ .

Figure 4. 18. Fonctions d'auto/intercorrélation pour les codes PS, QC et EQC.

### 4.3.2 Mécanismes de génération de code et de construction de la fonction d'autocorrélation

Les codes QC et EQC présentent l'avantage d'être des codes étendus et aperiodiques, le nombre de chips à "0" entre deux chips à "1" n'est pas le même. Ceci permet d'avoir des fonctions d'autocorrélation avec des lobes secondaires plus faibles par rapport à ceux des codes PS. Dans ce cas, et en prenant en considération la cohérence du système, les lobes secondaires ne peuvent pas avoir des amplitudes plus importants que celle du pic central de la fonction d'autocorrélation. En réduisant la superposition des impulsions dans un temps chip au niveau des lobes secondaires, le battement entre les impulsions devient moins important. Comme le montre la figure 4.19(a), les réflexions multiples générées par les cavités Fabry-Perot ne se superposent plus avec les impulsions primaires.

Le code dans ce cas est stable et les impulsions sont d'égale amplitude. Par conséquent, au niveau du décodage, la fonction d'autocorrélation est beaucoup moins sensible aux perturbations interférométriques (Fig. 4.19 (b)).



**Figure 4. 19. Mécanismes de génération de code (a) et de construction de la fonction d'autocorrélation (b) pour un code PS aperiodique C<sub>3</sub>(10001010).**

Nous verrons par simulation et expérimentalement que, les lobes secondaires à gauche du pic central de la fonction d'autocorrélation ne sont pas affectés car il n'y a pas de superposition d'impulsions. A droite du pic central, des effets destructifs et/ou constructifs peuvent avoir lieu à cause de la superposition des impulsions résultant des réflexions primaires et secondaires.

### 4.3.3 Fonctions d'autocorrélation des codes aperiodiques : simulation/expérience

La figure 4.20 présente les fonctions d'autocorrélation des codes aperiodiques obtenues par simulation et expérimentalement. Nous observons que les lobes secondaires à gauche du pic de la fonction d'autocorrélation ne subissent pas les effets de cohérence. Par contre, à droite du pic principal de la fonction, les lobes secondaires ont une puissance quasi-nulle à cause du bruit dû aux battements multi-trajets. La figure 4.21, présente les fonctions d'autocorrélation obtenues pour les codes quadratiques congruents avec  $p = 5$ . Chacune des fonctions d'autocorrélation présente un pic central prédominant avec des lobes secondaires de faible amplitude. Un très bon accord est obtenu entre les résultats de simulation et les résultats expérimentaux.





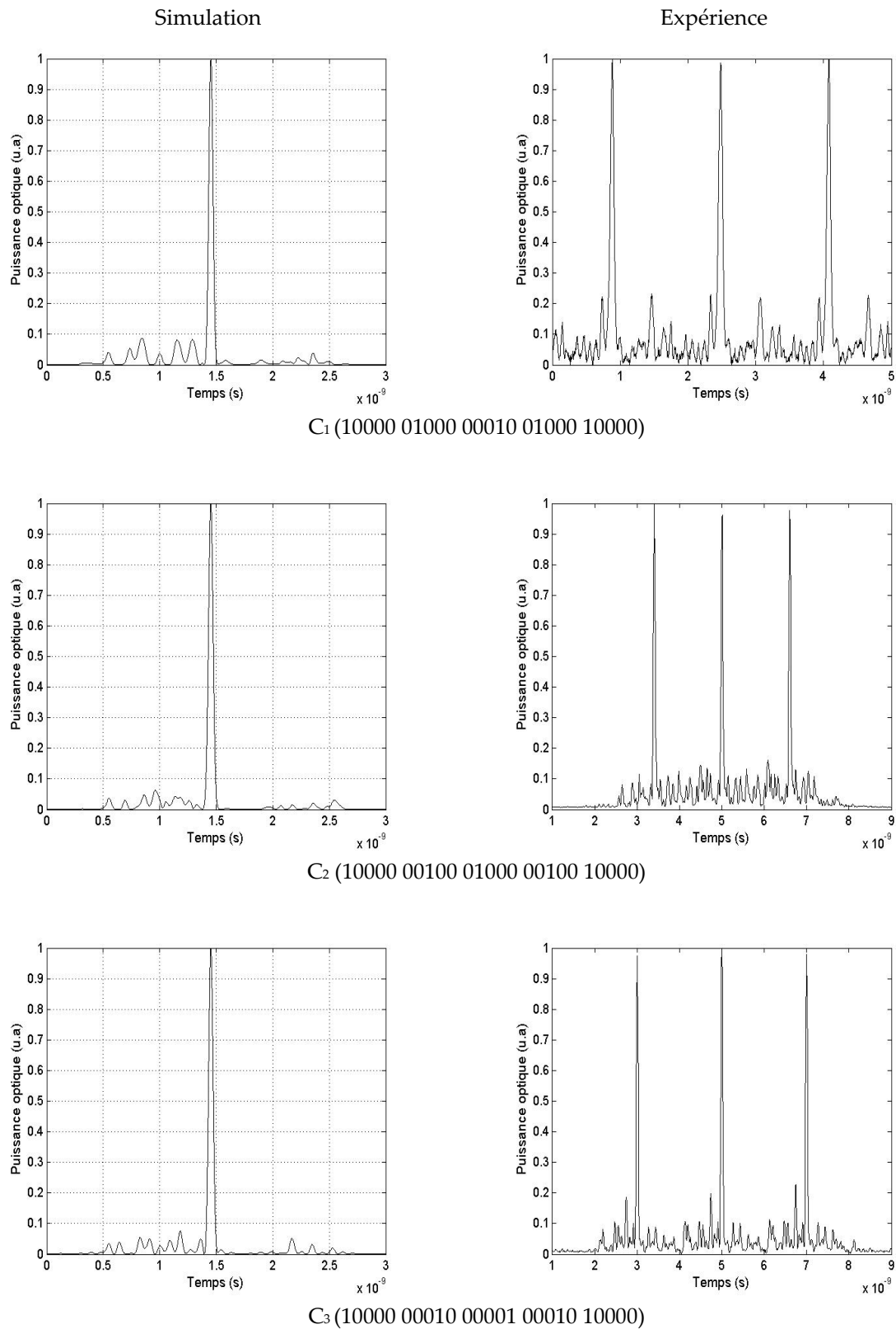


Figure 4. 21. Fonctions d'autocorrélation pour les codes a périodiques QC ( $p = 5$ ).

#### 4.3.4 Performances du système en fonction des différents bruits

Comme le montre la figure 4.22, la durée d'une impulsion codée est  $T_{code} = LT_c$ . La durée de l'impulsion issue d'un décodage adapté et non adapté résultant respectivement des fonctions d'auto et d'intercorrélations est  $2T_{code}$ .

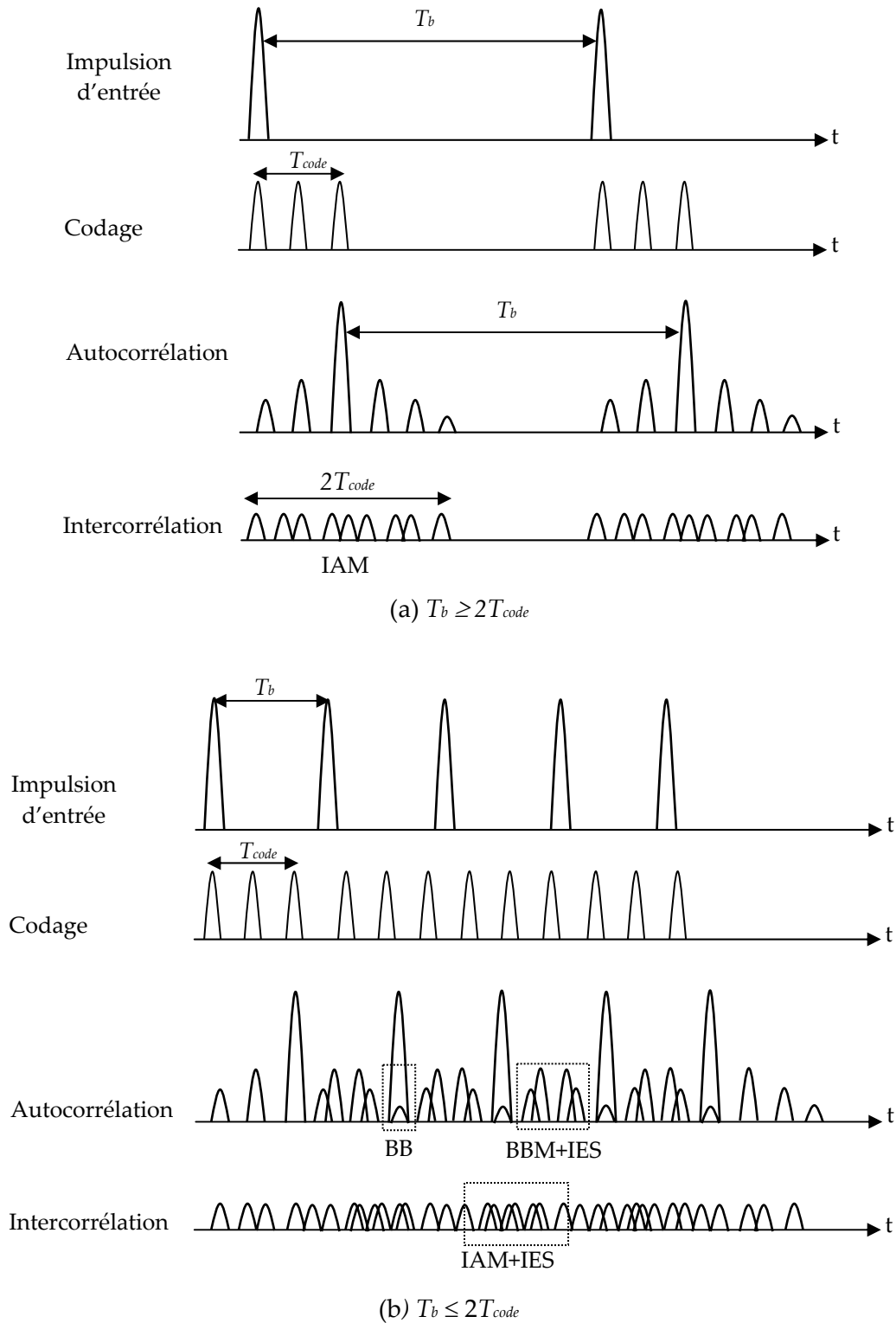


Figure 4. 22. Principe du codage et du décodage dans un système OCDMA cohérent en présence des différentes sources de bruit.

Afin d'éviter les interférences entre symbole (IES), la durée d'un bit  $T_b$  doit être supérieure à  $2T_{code}$ . Dans ce cas, il n'y a pas de chevauchement entre les lobes secondaires des fonctions d'autocorrélation construites, le bruit d'interférences entre symbole est négligé.

Quand  $T_b \leq 2T_{code}$ , le débit par utilisateur est amélioré au prix d'une dégradation du TEB. Un chevauchement entre les lobes secondaires des fonctions d'autocorrélation se produit et des interférences entre symboles (IES) apparaissent. Les IES deviennent plus pénalisantes dans le cas où plusieurs utilisateurs partagent le réseau. Les performances du système se dégradent suite à l'accumulation des IAM, des IES et du bruit de battements entre les impulsions qui peuvent se superposer dans le même intervalle chip lors d'une configuration mono-utilisateur.

### Mesures du TEB

Pour étudier les performances du système face au bruit de battements multi-trajets (BBM) et aux interférences entre symboles (IES), nous faisons varier le débit par utilisateur entre 1 et 2.5 Gb/s.

Le tableau 4.3, présente la relation entre le temps code, le temps bit et le nombre de bits qui peuvent interférer dans un intervalle  $2T_{code}$ . Nous utilisons le code PS aperiodique de longueur  $L = 9$ . Prenant en considération que le dernier chip dans le code est "0", la durée de l'impulsion codée est alors  $T_{code} = (9-1)*50 = 400$  ps.

| Débit                           | 1 Gb/s          | 1.25 Gb/s     | 2.5 Gb/s     |
|---------------------------------|-----------------|---------------|--------------|
| $T_{bit}$                       | 1000 ps         | 800 ps        | 400 ps       |
|                                 | $= 2.5T_{code}$ | $= 2T_{code}$ | $= T_{code}$ |
| Nombres de bits qui interfèrent | 1               | 1             | 3            |

**Tableau 4. 3. Relation entre  $T_{code}$ ,  $T_{bit}$  et le nombre de bits qui interfèrent dans  $2T_{code}$  (code PS C<sub>3</sub>).**

La figure 4.23 présente la forme du signal décodé pour différents débits dans le cas du code PS aperiodique C<sub>3</sub>. Le bruit de battements multi-trajets (BBM) est observé quand les impulsions primaires et celles issues des trajets multiples se superposent dans un temps chip. Pour un débit de 1 Gb/s, les signaux décodés sont largement séparés ( $T_b = 1000$  ps) et les interférences entre symboles n'affecte pas le système. Quand on augmente le débit ( $D_b = 1.25$  Gb/s et 2.5 Gb/s), les données sont séparées respectivement par  $T_b = 800$  ps et  $T_b = 400$  ps. Les IES deviennent plus importants et un bruit de battements apparaît.

Le bruit de battements (BB) se produit entre les différentes impulsions qui se superposent dans un temps chip. La superposition a lieu entre deux impulsions de deux fonctions d'autocorrélation adjacentes ou bien entre une impulsion de la fonction d'autocorrélation avec une ou plusieurs impulsions issues de trajets multiples.

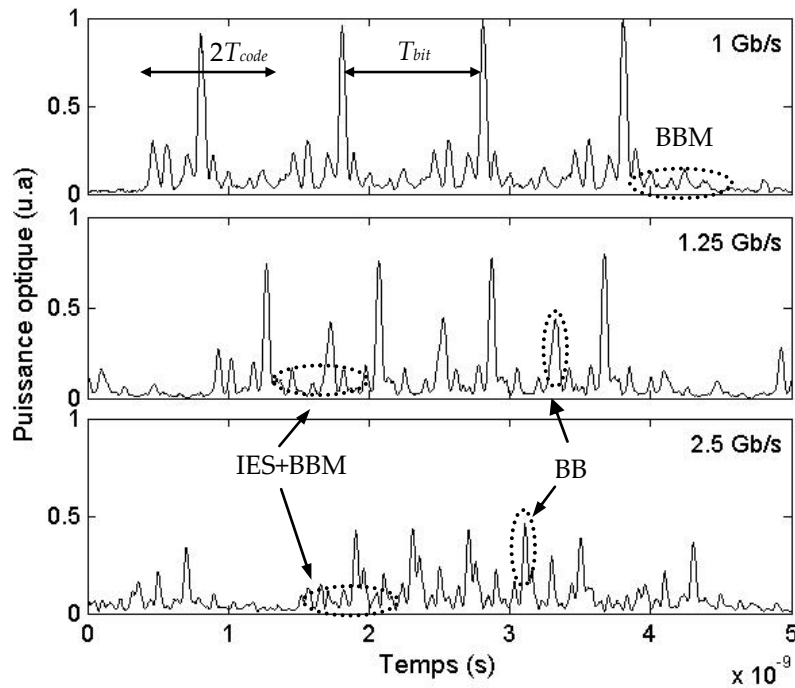


Figure 4. 23. Données décodées pour différents débits : code PS C<sub>3</sub>.

La figure 4.24 présente les mesures du TEB obtenues pour différents débits utilisant le code PS apériodique. Un  $TEB \approx 10^{-9}$  est mesuré pour un débit  $D_b = 1 \text{ Gb/s}$  et  $D_b = 1.25 \text{ Gb/s}$  dans une configuration mono-utilisateur avec une pénalité de 3 dB. Cette pénalité est due principalement à l'accumulation des bruits BBM, IES et BB.

Pour un débit  $D_b = 2.5 \text{ Gb/s}$ , un  $TEB = 10^{-8}$  est obtenu avec une pénalité de 8 dB par rapport au cas avec  $D_b = 1.25 \text{ Gb/s}$  dans une configuration mono-utilisateur. Cette pénalité en puissance est très importante car le bruit de battements multi-trajets et les interférences entre symboles deviennent plus importants en comparaison avec les cas où les débits étaient 1 Gb/s et 1.25 Gb/s.

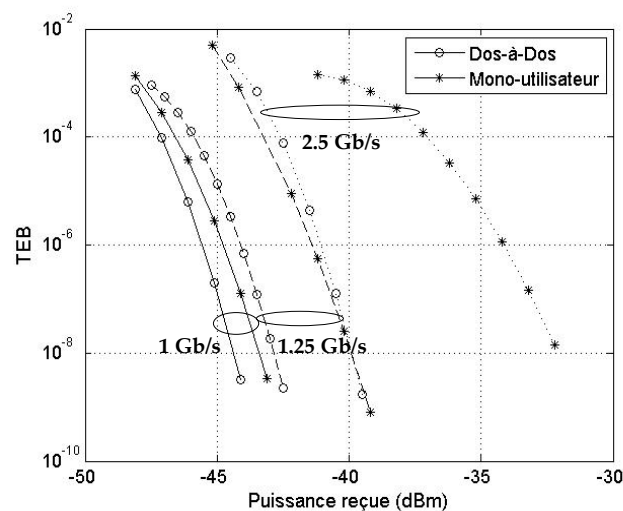


Figure 4. 24. Mesures du TEB pour différents débits : code PS C<sub>3</sub>.

Le bruit de battements multi-trajets ainsi que les interférences entre symboles peuvent être réduits par un choix approprié des codes. Nous utilisons maintenant un code EQC  $C_2$  de longueur  $L = 15$ . La durée d'une impulsion codée est  $T_{code} = (15-4)*50 = 550$  ps. Le tableau 4.4, présente la relation entre le temps code, le temps bit et le nombre de bits qui peuvent interférer dans un intervalle  $2T_{code}$ . La figure 4.25 présente la forme du signal décodé pour différents débits.

| Débit                           | 1 Gb/s        | 1.25 Gb/s     | 2.5 Gb/s        |
|---------------------------------|---------------|---------------|-----------------|
| $T_{bit}$                       | 1000 ps       | 800 ps        | 400 ps          |
|                                 | $< 2T_{code}$ | $< 2T_{code}$ | $\ll 2T_{code}$ |
| Nombres de bits qui interfèrent | 1             | 1             | 3               |

Tableau 4. 4. Relation entre  $T_{code}$ ,  $T_{bit}$  et le nombre de bits qui interfèrent dans  $2T_{code}$  (code EQC  $C_2$ ).

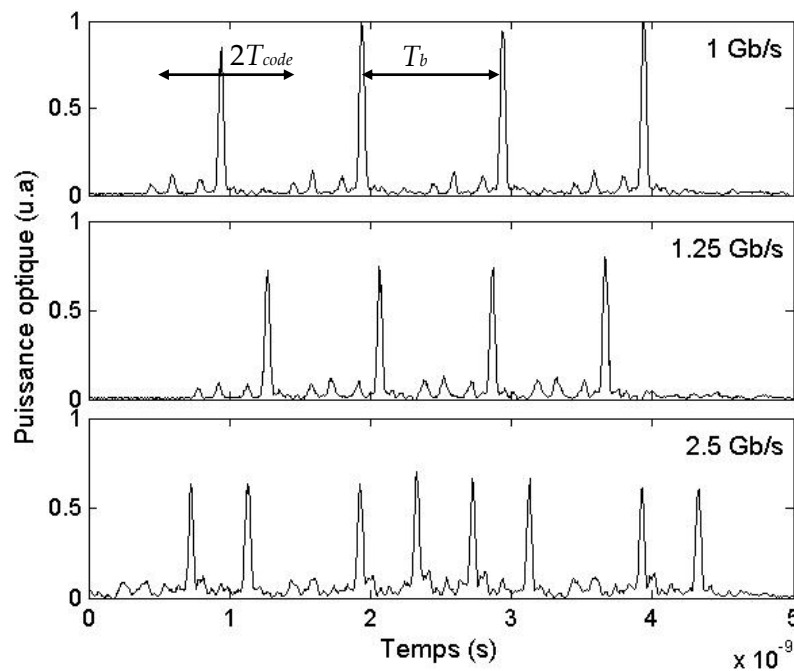


Figure 4. 25. Données décodées pour différents débits : code EQC  $C_2$ .

Les niveaux de bruits BBM et IES sont moins importants que ceux observés lorsque nous utilisons un code PS de longueur  $L = 9$ . Ceci est dû au fait que les codes EQC sont plus longs ( $L = 15$ ), présentent de meilleures propriétés de corrélation et sont par conséquent moins sensibles aux effets de cohérence. Dans le cas où le débit par utilisateur est important, l'étendue des codes permet d'éviter un maximum de superposition entre chips dans un temps chip et donc moins de bruit de battements multi-trajets. La figure 4.26 présente les mesures du TEB dans les configurations : dos-à-dos, mono-utilisateur et deux utilisateurs avec les codes EQC  $C_1$  et  $C_2$ .

Dans le cas des débits  $D_b = 1$  Gb/s et  $D_b = 1.25$  Gb/s, les signaux décodés sont largement séparés par  $T_b = 1000$  ps et  $T_b = 800$  ps respectivement. Le TEB obtenu est de  $10^{-9}$  dans les trois configurations. Nous remarquons que la pénalité en puissance entre la configuration dos-à-dos et la configuration mono-utilisateur est inférieure à 1 dB pour un TEB  $\sim 10^{-9}$ . Cette faible pénalité est due au fait que la fonction d'autocorrélation présente un pic central prédominant avec des lobes secondaires de faible amplitude. Par conséquent, le rapport signal à bruit est très important. Quand un deuxième utilisateur (interférant : code EQC  $C_1$ ) partage le réseau (Fig 4.27), la pénalité par rapport à la configuration

mono-utilisateur augmente. Pour un TEB de  $10^{-9}$ , nous mesurons une pénalité de 2 dB et 6 dB respectivement pour  $D_b = 1$  Gb/s et  $D_b = 1.25$  Gb/s. Cette pénalité est due aux accumulations des bruits BBM, IES et IAM.

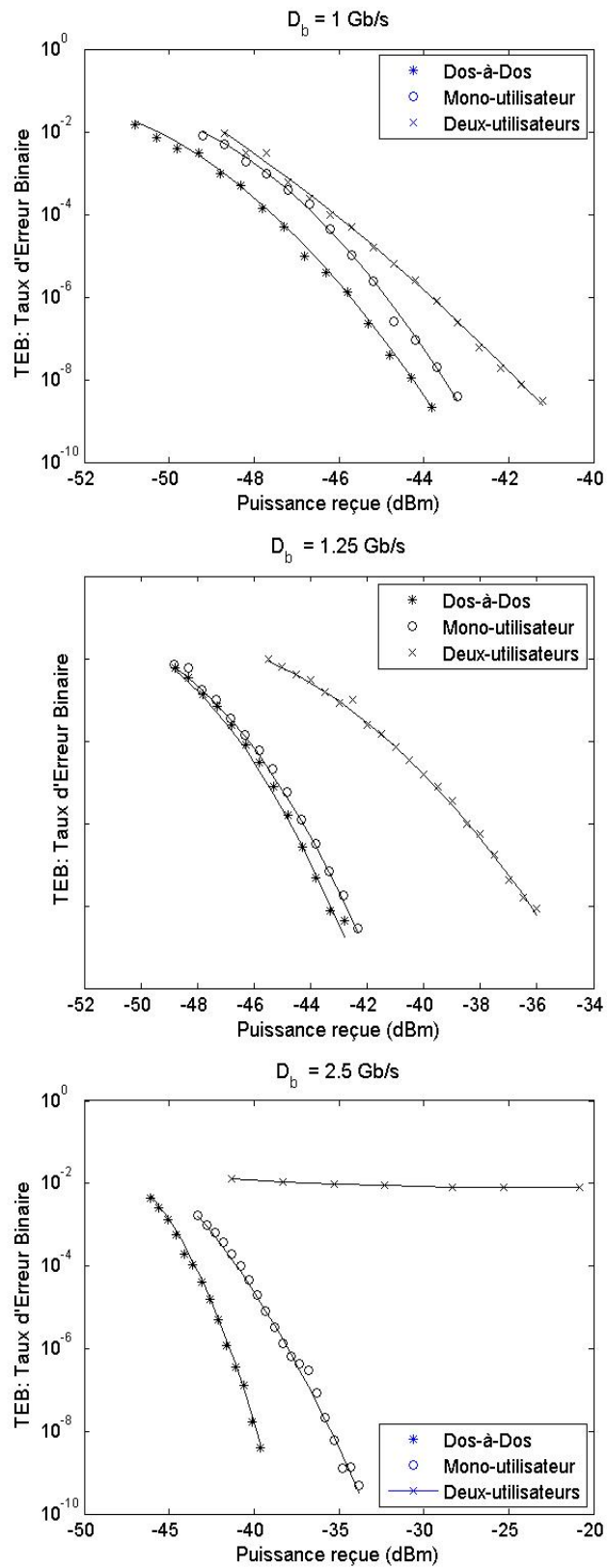


Figure 4. 26. Mesures du TEB pour différents débits : codes EQC.

Pour un débit  $D_b = 2.5 \text{ Gb/s}$ , les signaux décodés sont séparés par  $T_b = 400 \text{ ps}$ . Le TEB obtenu est de  $10^{-9}$  dans les configurations dos-à-dos et mono-utilisateur. Une pénalité de 5 dB est mesurée entre les deux cas ; elle est causée par le bruit de battements multi-trajets et les interférences entre symboles.

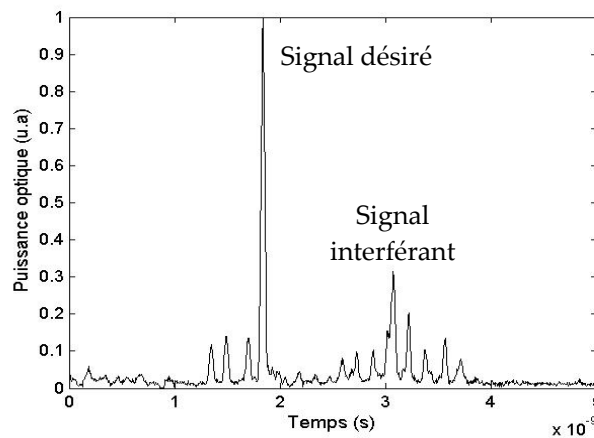


Figure 4. 27. Fonction d'auto/intercorrélation dans une configuration à deux utilisateurs.

Dans le cas d'une configuration à deux utilisateurs, un plancher est observé à cause de l'accumulation des IAM, BBM et IES. Dans un contexte multi-utilisateurs, les performances peuvent être améliorées en utilisant un seuillage optique avant la détection ce qui permet de réduire considérablement les interférences d'accès multiples.

#### 4.4 Limitations de système OCDMA en fonction de la bande passante du photo-détecteur

Dans un contexte "réseau optique partagé" bas coût, il est préférable que la photo-détection se réalise sur le temps bit au lieu du temps chip. Afin d'évaluer les performances du système OCDMA en fonction de la bande passante du photo-détecteur, nous avons utilisé des filtres passe bas électriques après la photo-détection. Trois filtres de fréquences de coupure 5, 2.5 et 1.05 GHz ont été utilisés ; les résultats obtenus sont comparés par rapport au cas où le temps d'intégration du photo-détecteur est limité approximativement au temps chip ( $B_e = 15 \text{ GHz}$ ,  $T_D = 67 \text{ ps}$ ). Les codes EQC sont utilisés avec un débit par utilisateur de  $D_b = 1 \text{ Gb/s}$ .

##### *Diagrammes de l'oeil*

Les diagrammes de l'œil obtenus dans les configurations mono-utilisateur et à deux utilisateurs sont présentés dans la figure 4.28. Quand la fréquence de coupure tend vers le débit bit, la largeur temporelle des impulsions détectées augmente. L'élargissement temporel de l'impulsion cause une diminution de la puissance et l'œil se ferme. L'élargissement temporel engendre un chevauchement entre les impulsions voisines. Par conséquent, des interférences entre symboles apparaissent. Le pire cas est obtenu pour une fréquence  $f_c = 1.05 \text{ GHz}$  ce qui correspond au temps d'intégration  $T_D = T_b = 1000 \text{ ps}$ . Lors de la présence d'un deuxième utilisateur dans le réseau, le niveau de bruit sur les "0" augmente suite à la présence du bruit d'interférences d'accès multiples. Dans ce cas, le diagramme de l'œil se ferme et la détection de l'information devient difficile. Le seuil de détection doit se déplacer vers le niveau des "1" pour pouvoir détecter sans erreurs. Les diagrammes de l'œil se dégradent au fur et à mesure que le temps d'intégration de photo-détecteur tend vers le temps bit.



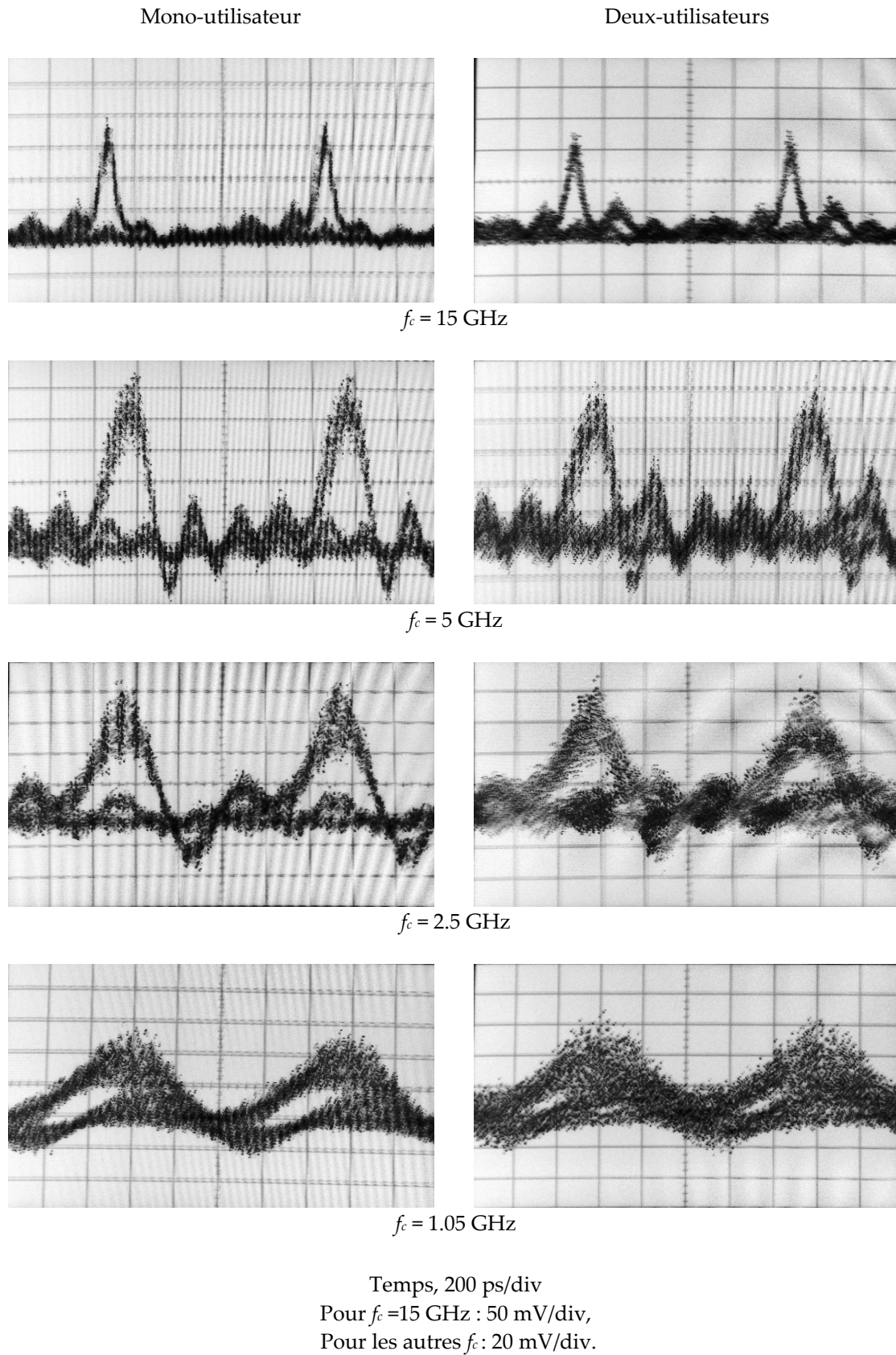


Figure 4. 28. Diagrammes de l'oeil pour différentes fréquences de coupure.

### Mesures de TEB

La figure 4.29 présente les différentes mesures de taux d'erreurs binaire pour différentes bandes passantes de photo-détecteur. Nous avons réussi à mesurer un TEB de  $10^{-9}$  pour les trois fréquences utilisés : 5, 2.5 et 1.05 GHz. Des pénalités en puissance sont observées quand la fréquence de coupure tend vers le temps bit. Nous mesurons une pénalité de moins de 2 dB entre les mesures de TEB pour 15, 5 et 2.5 GHz. Quand le temps d'intégration du photo-détecteur tend vers le temps bit :  $T_b = 1000$  ps ce qui correspond à  $B_c = 1$  GHz, la pénalité par rapport au cas où la détection est réalisée approximativement sur le temps chip ( $T_D = 67$  ps,  $B_c = 15$  GHz) est 7 dB. Cette pénalité est due principalement à l'augmentation du bruit d'interférences entre symboles comme le montre le diagramme de l'œil.

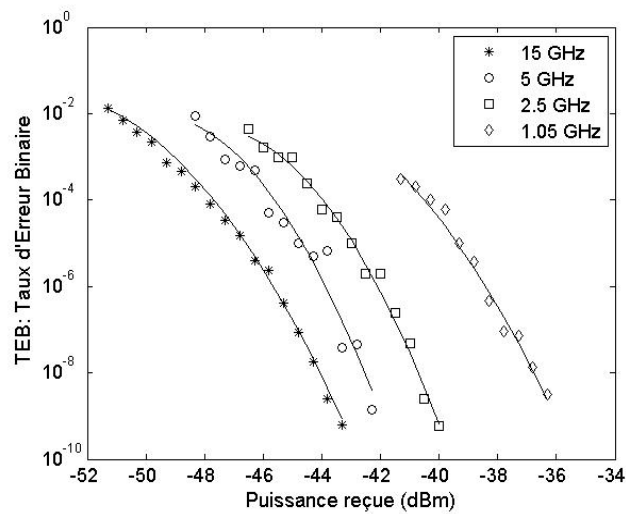


Figure 4. 29. Mesures du TEB pour différentes bandes passantes du photo-détecteur dans une configuration mono-utilisateur.

La figure 4.30 montre les mesures de TEB dans une configuration à deux utilisateurs. On mesure un TEB de  $10^{-9}$  quand  $f_c = 5$  GHz pour un niveau de puissance reçue de -40 dBm.

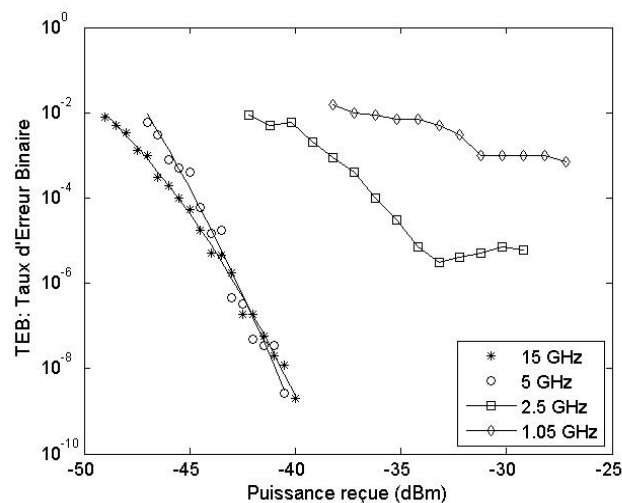


Figure 4. 30. Mesures du TEB pour différentes bandes passantes du photo-détecteur dans une configuration à deux utilisateurs.

Pour  $f_c = 2.5$  GHz et  $f_c = 1.05$  GHz, un plancher est observé. Cette dégradation est due à l'accumulation des interférences entre symboles et les interférences d'accès multiples. Les performances du système en présence d'autres utilisateurs dans le réseau peuvent être améliorées en utilisant le seuillage optique avant la détection afin de minimiser les lobes secondaires autour de l'impulsion correctement décodée [116].

## 4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'impact de la cohérence du système OCDMA sur ses performances. Nous avons analysé l'impact du temps de cohérence de la source sur la fonction d'autocorrélation du système. Nous avons remarqué que l'effet de la cohérence est critique lors de l'utilisation de codes à structure périodique qui favorise la superposition des impulsions primaires et secondaires réfléchies par le codeur et décodeur dans un temps chip. La conception de codeurs et de décodeurs à réseaux de Bragg superstructurés implique que les codeurs et les décodeurs se comportent comme des interféromètres à trajets-multiples. Nous avons montré que, dans ces conditions, la fonction d'autocorrélation est très sensible aux effets interférométriques. Par conséquent, la fonction d'autocorrélation est une fonction en amplitude complexe et non plus en intensité.

Nous avons montré que dans une telle configuration, les interférences d'accès multiples (IAM) ne sont pas le seul bruit présent dans le système. Le battement entre les impulsions primaires et secondaires dans un temps chip constitue un bruit de battements que nous avons appelé bruit de battements multi-trajets. Ce bruit a un impact important sur les performances du système notamment sur le taux d'erreur binaire.

Des codes quadratiques congruents a périodiques et possédant de meilleures propriétés de corrélation que les codes à séquences premières ont ensuite été considérés. Nous avons montré que le choix des codes quadratiques congruents permet d'améliorer les performances du système face aux interférences entre symboles et aux bruits de battements multi-trajets. Les interférences entre symboles sont réduites grâce à l'étendue de ces codes et le bruit de battements multi-trajets est moins important grâce à leur structure a périodique.

Les performances du système en fonction de la bande passante du photo-détecteur ont ensuite été présentées. Nous avons étudié l'effet de l'augmentation du temps d'intégration du photo-détecteur sur le taux d'erreurs binaires du système et avons montré qu'il est possible de relâcher la contrainte "temps d'intégration limité au temps chip" au prix de pénalités en puissance ce qui nous permettra d'envisager une détection moins onéreuse. Nous avons montré qu'une détection sur le temps bit engendre des pénalités en puissance additionnelles dues aux interférences entre symboles. Dans une configuration multi-utilisateur, la dégradation des performances du système est due aux interférences entre symboles et à l'apparition des interférences d'accès multiples. Les performances du système peuvent toutefois être améliorées en utilisant un seuillage optique avant la photo-détection.

## Chapitre 5

# Codage Spectral en Phase à Réseaux de Bragg Chirpés

### 5.1 Introduction

De nombreux travaux de recherches sont actuellement menés sur le codage des informations afin de développer et d'améliorer la fonctionnalité des techniques d'accès. Parmi celles-ci, le codage spectral en phase est une technique particulièrement intéressante car elle permet de générer des codes bipolaires qui, contrairement aux codes unipolaires, présentent des propriétés d'orthogonalité stricte dans une configuration synchrone, permettant une augmentation de la capacité de multiplexage, une minimisation des interférences d'accès multiples (IAM), une augmentation du débit par utilisateur et par conséquent une meilleure efficacité spectrale. C'est ce type de codage que nous avons choisi d'étudier ici.

Nous utilisons des réseaux de Bragg chirpés pour réaliser des codes bipolaires dans le domaine spectral. Nous imprimons la signature du code en insérant des sauts de phase dans le spectre de réseaux de Bragg chirpés. Wang et al. ont proposé un système OCDMA cohérent basé sur l'élargissement temporel d'une impulsion courte. Le codeur et le décodeur sont constitués de différents réseaux de Bragg uniformes. Les codes bipolaires sont réalisés en insérant des sauts de phase entre les réseaux concaténés [117].

Dans notre travail, les codeurs et les décodeurs sont simulés avec des réseaux de Bragg chirpés par pas. L'insertion de sauts de phase ( $0$  ou  $\pi$ ) entre les différentes composantes spectrales des réseaux chirpés permet d'effectuer les transitions d'état de  $1$  à  $-1$  du code bipolaire. La mise en œuvre de cette implémentation avec des réseaux de Bragg chirpés à sauts de phase sera complexe mais nous tirerons profit de l'expérience acquise lors de l'implémentation de codes unipolaires temporel. Le codage spectral en phase nous permettra de mettre en œuvre de façon "tout-optique", des codes bipolaires comme les codes de Walsh-Hadamard, les  $m$ -séquences et les codes de Gold [118-121]. La source optique utilisée est une source laser cohérente qui génère des impulsions ultracourtes de l'ordre de  $1$  ps. Le système OCDMA considéré est cohérent, cependant la détection d'informations après décodage peut se réaliser en utilisant une simple détection quadratique. Il n'est pas nécessaire d'utiliser une détection cohérente pour récupérer la phase de signal optique car les sauts de phase seront supprimés au cours du décodage.

Au chapitre 3, nous avons démontré que les performances d'un système OCDMA ne dépendent pas seulement des propriétés de la famille de code choisie, et des différentes sources de bruit du système. Nous étudions dans ce chapitre, les performances de système OCDMA spectral à sauts de

phase en terme de propriétés de corrélation en fonction des paramètres physiques des codeurs et des décodeurs. Nous analysons en particulier l'impact des différents paramètres des réseaux de Bragg sur les performances des codeurs et des décodeurs et nous démontrons qu'un choix optimal doit être établi entre ces différents paramètres afin d'obtenir les meilleures fonctions d'auto et d'intercorrélation et par conséquent, le meilleur rapport signal à bruit.

## 5.2 Réseaux de Bragg chirpés à sauts de phase

Dans un réseau chirpé, la période varie le long de réseau suivant une fonction prédéfinie. La longueur d'onde de Bragg varie spatialement, chaque longueur d'onde sera réfléchié par le réseau à une position différente.

Un réseau chirpé par pas est assimilable a un ensemble de sous-réseaux concaténés (Fig 5.1 (a)) où chacun a sa propre période qui augmente suivant une fonction linéaire définie par :

$$\Lambda(z) = \Lambda_{init} + \Delta\Lambda \frac{z}{L} \quad (5.1)$$

où  $\Lambda_{init}$  est la période initiale ( $\Lambda_{courtes} \leq \Lambda_{init} < \Lambda_{longues}$ ) et  $\Delta\Lambda$  est le changement de période linéaire (la pente),  $L$  est la longueur totale du réseau. On définit la longueur de Bragg centrale par :

$$\lambda_0 = 2n_{eff}\Lambda_0 = 2n_{eff} \left( \frac{\Lambda_{courtes} + \Lambda_{longues}}{2} \right) \quad (5.2)$$

Le chirp d'un réseau chirpé est la différence entre deux longueurs d'onde successives :

$$\delta\lambda_{chirp} = 2n_{eff} (\Lambda_n - \Lambda_{n-1}) = 2n_{eff} \delta\Lambda_{chirp} \quad (5.3)$$

Les sous-réseaux ont la même longueur et la même réflectivité (Fig 5.1 (b)). Chacun est modélisé par une matrice  $T_N$  propre (cf. Annexe A).  $A^+$  et  $A^-$  représentent respectivement les amplitudes des ondes incidente (co-propagative) et réfléchié (contra-propagative). La propagation dans le réseau chirpé est exprimée par la matrice totale  $T$  produit de toutes les matrices représentant les sous-réseaux. La matrice totale s'écrit alors :

$$\begin{pmatrix} A^+(L) \\ A^-(L) \end{pmatrix} = T_1 T_2 \dots T_k \dots T_{N-1} T_N \begin{pmatrix} A^+(0) \\ A^-(0) \end{pmatrix} \quad (5.4)$$

Le choix du nombre de sous-réseaux  $N$  doit satisfaire la condition suivante pour  $\delta \gg \lambda$ , donc :

$$\frac{L}{N} \gg \frac{\lambda_B}{2n_{eff}} \quad \text{d'où} \quad N \ll \frac{2n_{eff}L}{\lambda_B} \quad (5.5)$$

Le coefficient de réflexion est donné par :

$$r = j \tanh(\kappa L) \quad (5.6)$$

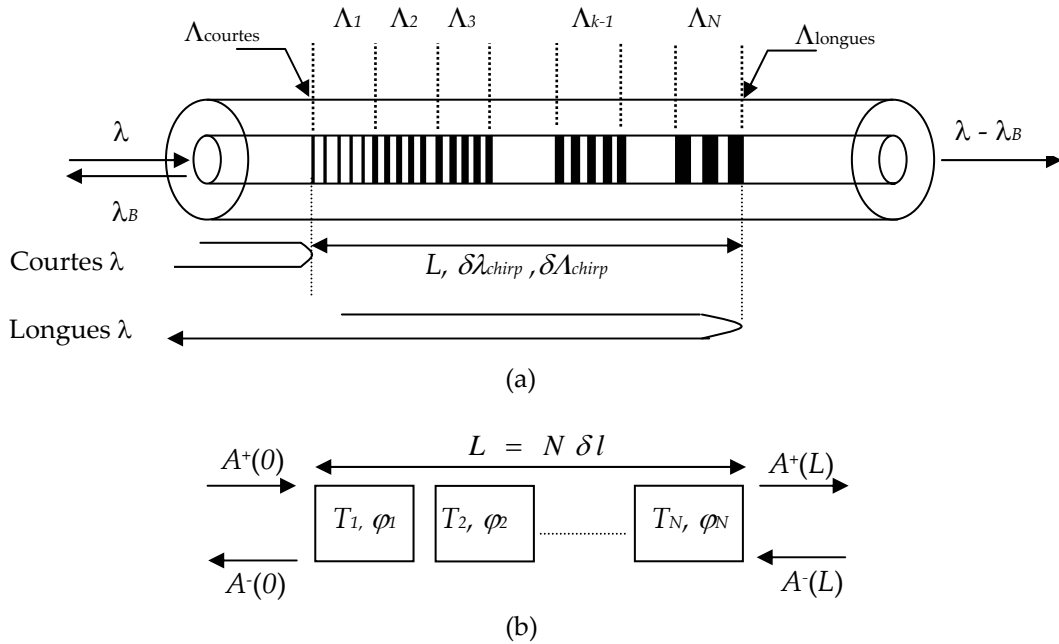


Figure 5. 1. Réseau de Bragg chirpé par pas.

Le temps de groupe et la dispersion chromatique d'un réseau chirpé sont déterminés à partir de la phase du coefficient de réflexion  $\theta_r$ , dans l'équation (5.6). Le temps de groupe est défini par :

$$t_r = \frac{d\theta_r}{d\omega} = \frac{-\lambda^2}{2\pi c} \frac{d\theta_r}{d\lambda} \quad (5.7)$$

La dispersion en (ps/nm) est donnée par :

$$d_r = \frac{dt_r}{d\lambda} = \frac{-2t_r}{\lambda} - \frac{\lambda^2}{2\pi c} \frac{d^2\theta_r}{d\lambda^2} \quad (5.8)$$

Lors de l'insertion d'un saut de phase entre les différents réseaux, une matrice  $P$  modélisant le saut de phase est insérée entre les matrices  $T_{k-1}$  et  $T_k$ . Pour  $N$  sous-réseaux,  $N-1$  sauts de phase sont insérés. La matrice de phase est définie par :

$$P = \begin{pmatrix} \exp(-j\frac{\varphi_k}{2}) & 0 \\ 0 & \exp(j\frac{\varphi_k}{2}) \end{pmatrix} \quad (5.9)$$

L'équation (5.4) s'écrit alors :

$$\begin{pmatrix} A^+(L) \\ A^-(L) \end{pmatrix} = T_1 P_1 T_2 P_2 \dots T_k \dots T_{N-1} P_{N-1} T_N \begin{pmatrix} A^+(0) \\ A^-(0) \end{pmatrix} \quad (5.10)$$

Le figure 5.2 représente les spectres en réflexion de deux réseaux uniformes concaténés de longueur  $\delta l = 2000 \mu\text{m}$  chacun. En l'absence de saut de phase, aucun trou spectral ne se produit sur le spectre.

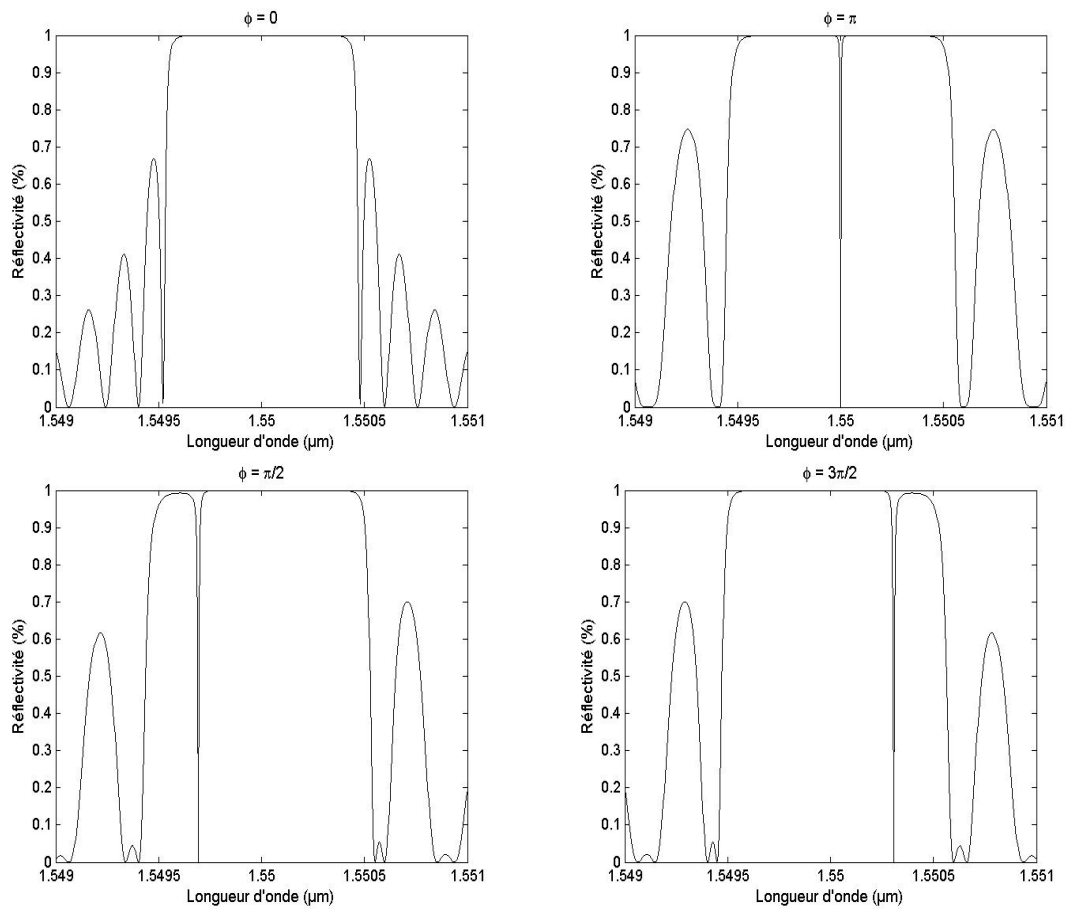


Figure 5. 2. Spectre en réflexion d'un réseau uniforme : sans et avec sauts de phase de  $\pi$ ,  $\pi/2$  et  $3\pi/2$ .

Quand des sauts de phase de  $\pi$ ,  $\pi/2$  et  $3\pi/2$  sont insérés, des trous spectraux apparaissent. Pour un saut de phase  $\pi$ , le trou spectral se produit à la longueur d'onde de Bragg  $\lambda_B = 1550 \text{ nm}$  (au centre de la bande spectrale) et donc un pic de transmission très sélectif à  $\lambda_B$ . Quand les sauts de phase sont respectivement  $\pi/2$  et  $3\pi/2$ , les trous spectraux se produisent à droite et à gauche du centre de la bande spectrale. L'insertion de multiples sauts de phase permet d'adapter le spectre de transmission et de réflexion d'un réseau de Bragg afin de viser des applications en télécommunications [122].

La figure 5.3 illustre le spectre de réflexion d'un réseau chirpé constitué de deux réseaux concaténés de longueurs d'ondes de Bragg différentes  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$  ( $\lambda_1 = 1550 \text{ nm}$  pour  $L_1 = 535.8131 \text{ nm}$  et  $\lambda_2 = 1550.3 \text{ nm}$  pour  $L_2 = 535.9168 \text{ nm}$ ). Avec un saut de phase de  $\pi$ , un trou spectral se produit à la longueur d'onde  $\lambda_{\text{trou}} = n_{\text{eff}}(L_1 + L_2) = 1550.2 \text{ nm}$ .

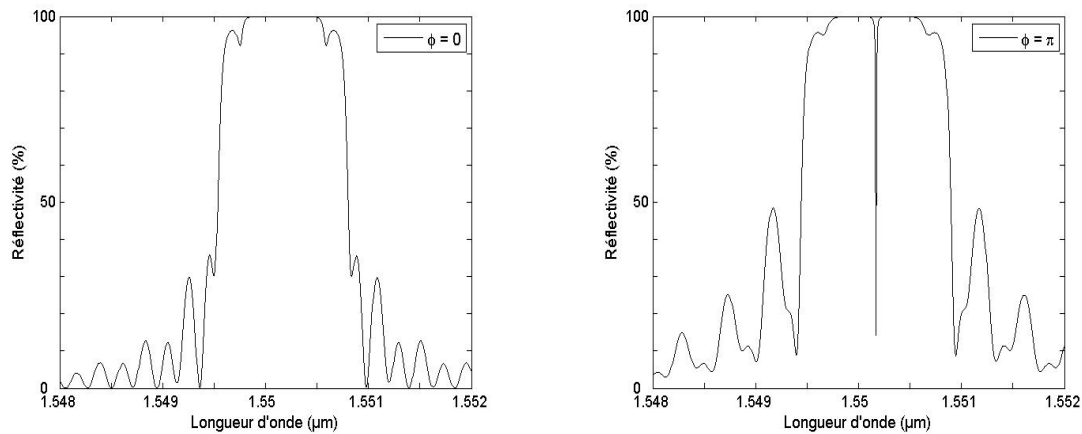


Figure 5. 3. Spectre en réflexion d'un réseau chirpé avec et sans saut de phase de  $\pi$ .

### 5.3 Propagation d'une impulsion courte dans un réseau de Bragg

La largeur spectrale de l'impulsion est largement supérieure à la bande passante du réseau de Bragg. La figure 5.4 représente les réponses temporelles d'un réseau de Bragg uniforme à une impulsion de 1 ps. L'impulsion réfléchi prend différentes formes suivant la valeur de l'indice de modulation, et donc suivant la réflectivités des réseaux. Lorsque le réseau est faible en réflectivité ( $R \leq 20\%$ ), l'impulsion réfléchi a une forme rectangulaire avec une puissance optique décroissante due aux pertes durant la propagation (Fig 5.4 (a)). La largeur temporelle de cette impulsion élargie est celui d'un aller-retour dans le réseau.

Lorsque le réseau est plus réflectif, l'impulsion réfléchi est constitué de deux composantes : une impulsion principale réfléchi à l'entrée de réseau et des impulsions secondaires réfléchi à l'extrémité de réseau (Fig 5.4 (b) et (c)). La durée de séparation entre l'impulsion principale et les impulsions secondaires correspond à la durée d'un aller-retour via le réseau. Avec un fort indice de modulation, les fréquences de la bande passante du réseau de Bragg sont réfléchi à l'entrée du réseau et on observe une impulsion principale réfléchi de courte durée. Les fréquences associées aux lobes secondaires du réseau de Bragg se propagent jusqu'à la fin de réseau et on observe des impulsions transitoires de faible amplitude. La nature oscillatoire des impulsions transitoires est due au battement entre les fréquences des lobes secondaires situées de part et d'autre de la fréquence de Bragg.

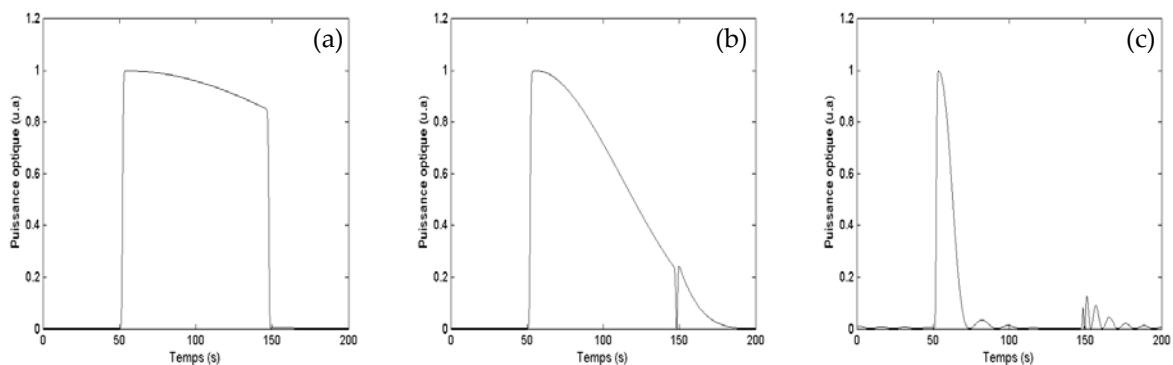


Figure 5. 4. Impulsions réfléchies par un réseau de Bragg de longueur  $L = 1$  cm : (a) réseau faible :  $\Delta n = 2.5 \cdot 10^{-5}$ , (b) réseau moyen :  $\Delta n = 7 \cdot 10^{-5}$ , (c) réseau fort :  $\Delta n = 5 \cdot 10^{-4}$ .



La figure 5.5 présente les réponses temporelles d'un réseau de Bragg chirpé à une impulsion de 1 ps. Le réseau présente une longueur  $L = 1$  cm avec un chirp linéaire de 0.1 nm/cm. Pour un faible indice de modulation (Fig 5.5 (a)), l'impulsion réfléchie présente une forme rectangulaire. Dès que l'indice de modulation devient plus important, les impulsions secondaires apparaissent (Fig 5.5 (b)). L'interaction de l'impulsion d'entrée avec le réseau chirpé est la même qu'avec un réseau uniforme, la seule différence réside dans l'augmentation linéaire des longueurs d'onde. Chaque segment dans le réseau chirpé réagit différemment avec l'impulsion d'entrée. Les impulsions réfléchies subissent une diminution en intensité.

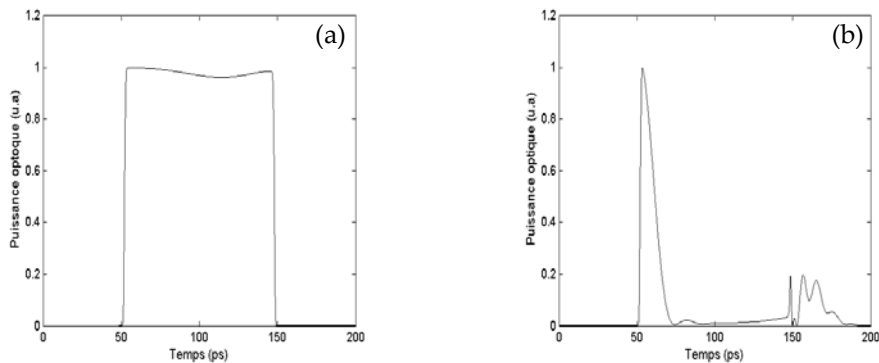


Figure 5. 5. Impulsions réfléchies par un réseau de Bragg chirpé linéaire :  
(a)  $\Delta n = 2.5 \cdot 10^{-5}$ , (b)  $\Delta n = 5 \cdot 10^{-4}$ .

Lors de l'encodage spectral en phase, le choix des paramètres du réseau est de grande importance. L'impulsion d'entrée doit avoir une largeur spectrale plus importante que le réseau de Bragg afin d'être dispersée temporellement et spectralement. La décomposition spectrale de cette impulsion va nous permettre par la suite d'imprimer les sauts de phase correspondant à un code bipolaire donné.

## 5.4 OCDMA à réseaux de Bragg chirpés à sauts de phase

L'utilisation des réseaux de Bragg chirpés permet de donner à chaque chip dans le code, sa propre longueur d'onde. L'insertion de sauts de phase va introduire des trous dans le spectre du codeur et du décodeur. Ainsi, la signature de code est imprimée dans le spectre du réseau.

### 5.4.1 Principe de codage

La figure 5.6 représente le schéma d'implémentation d'un code bipolaire  $C_n = (1 -1 -1 1 1 1 -1)$  de longueur  $N = 7$  appartenant à la famille de codes "m-sequence". Pour générer le code, 7 sous-réseaux concaténés sont utilisés pour représenter les "1" et/ou les "-1", chacun est caractérisé par sa propre longueur d'onde de Bragg. Un changement d'état de 1 à -1 ou de -1 à 1 est réalisé par l'insertion d'un saut de phase  $\pi$ . En absence de changement d'état, aucun saut de phase n'est inscrit. Pour le code BPSK  $C_n = (1 -1 -1 1 1 1 -1)$ , trois sauts de phase  $\pi$  sont insérés entre les sous-réseaux  $C\varphi_n = (\pi, 0, \pi, 0, 0, \pi)$ .

La phase est le paramètre essentiel pour réaliser un code bipolaire. Pour un utilisateur  $k$ , le code est représenté par :

$$C_n^k = (C_1^k, C_2^k, \dots, C_N^k) = \exp(j\varphi_n^k) \quad (5.11)$$

$$\varphi_n^k \in \{0, \pi\} \Rightarrow C_n^k \in \{1, -1\}$$

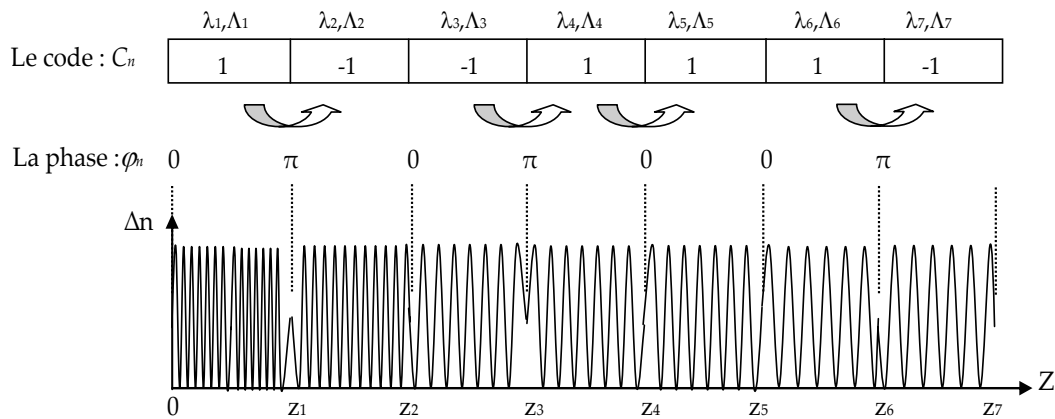


Figure 5. 6. Schéma d'implémentation d'un code bipolaire.

### 5.4.2 Codeur et décodeur à réseaux de Bragg chirpés à sauts de phase

La figure 5.7 représente le système de codage et de décodage à réseaux de Bragg chirpés (C-FBG : Chirped Fiber Bragg Grating). Cette technique a été introduite par A. Grunner-Jepsen [123-124]. Le codeur est constitué de deux réseaux chirpés C-FBG<sub>1</sub> et C-FBG<sub>2</sub> en série, chacun étant constitué de  $N$  sous-réseaux uniformes. Un sous-réseau  $k$  de longueur d'onde de Bragg  $\lambda_k$  est utilisé comme unité de codage.

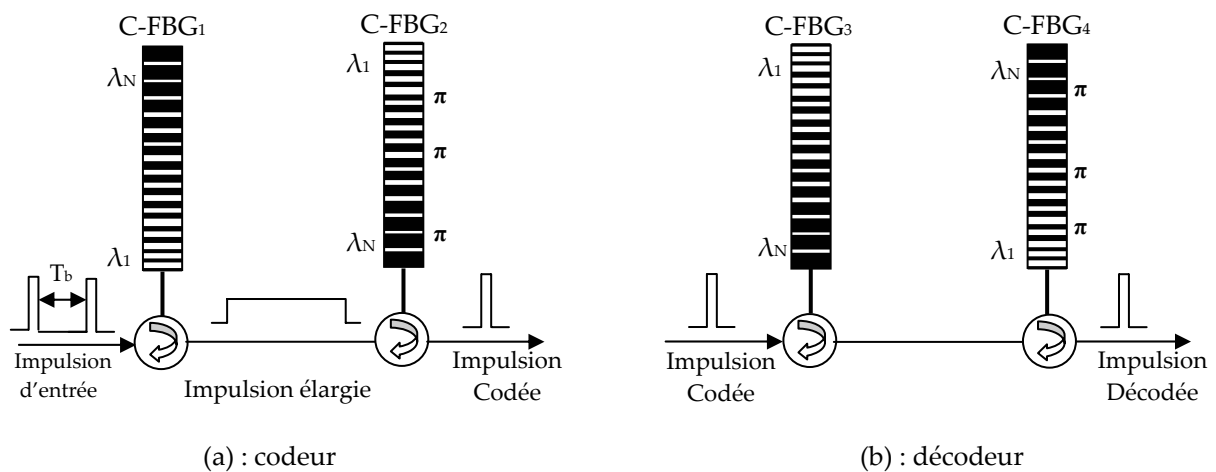


Figure 5. 7. Codeur et décodeur "tout-optique" à réseaux de Bragg chirpés à sauts de phase.

Lorsqu'une impulsion ultracourte ( $\sim 1$  ps) est injectée à l'entrée de C-FBG<sub>1</sub>, l'impulsion est dispersée spectralement, elle subit également un élargissement temporel dû aux différents retards générés par chaque bande spectrale des sous-réseaux centrées sur des longueurs d'onde variant linéairement de  $\lambda_1$  à  $\lambda_N$ . L'élargissement temporel correspond à un aller-retour dans le réseau C-FBG<sub>1</sub> :

$$\tau = \frac{2n_{eff}L}{c} \tag{5.12}$$

L'impulsion élargie passe ensuite dans C-FBG<sub>2</sub> identique à C-FBG<sub>1</sub> mais monté en inverse. Les longueurs d'onde sont alors en ordre inversé par rapport à C-FBG<sub>1</sub> (de  $\lambda_N$  à  $\lambda_1$ ). Les composantes spectrales sont re-assemblées et l'impulsion d'entrée est compressée et reconstruite. Le code bipolaire est réalisé par l'insertion des sauts de phase dans le réseau C-FBG<sub>2</sub>. L'impulsion sortante de C-FBG<sub>2</sub> est une impulsion courte dont le spectre est codé en phase.

Le décodeur apparié au codeur est constitué également de deux réseaux chirpés C-FBG<sub>3</sub> et C-FBG<sub>4</sub> respectivement identiques à C-FBG<sub>2</sub> et C-FBG<sub>1</sub>. Dans ce cas, les sauts de phase sont insérés dans le C-FBG<sub>4</sub> mais en ordre inverse par rapport à C-FBG<sub>2</sub>. Le C-FBG<sub>3</sub> va disperser temporellement les composantes spectrales de l'impulsion codée et le C-FBG<sub>4</sub> recombine les composantes et supprime les sauts de phase déjà insérés dans C-FBG<sub>2</sub>. À la sortie de C-FBG<sub>4</sub>, l'ultra courte impulsion d'entrée est reconstruite. Dans le cas où le décodeur n'est pas apparié au codeur, l'impulsion à la sortie de FBG<sub>4</sub> est considéré comme un bruit d'interférence d'accès multiples.

Le code est imprimé dans le spectre de l'impulsion. Le signal codé est une impulsion ultracourte. Cette configuration nous permet d'atteindre des débits par utilisateur très importants. A noter qu'une impulsion ultracourte est sensible à la dispersion chromatique même dans un contexte "réseaux d'accès" où la portée maximale est de l'ordre de 20 km. Une compensation de la dispersion chromatique au cours de la propagation de l'impulsion codée sera nécessaire afin de pouvoir décoder l'information.

### 5.4.3 Choix de paramètres pour le codeur et le décodeur

Un profil complexe de l'indice de modulation peut être produit dans un réseau de Bragg chirpé par l'insertion de sauts de phase entre les sous-réseaux constituant le codeur et le décodeur. Le réseau chirpé à sauts de phase fonctionne donc comme un filtre afin de générer des codes BPSK ou QPSK et de reconstruire l'information codée par corrélation [125].

Si on souhaite travailler avec des impulsions courtes limitées par leur transformée de Fourier, la réflectivité des réseaux doit être faible ( $\leq 20\%$ ) afin de garantir une transformée de Fourier entre la réponse spectrale en réflexion et la réponse impulsionnelle temporelle du réseau de Bragg. En d'autres termes, le réseau de Bragg doit pouvoir être considéré comme un système linéaire. Cependant, une réflectivité faible cause des pertes d'insertions ( $L_{ins} = -10\log_{10}(R)$ ) importantes des codeur et décodeur. Afin de construire des codeurs et décodeurs fonctionnant de façon optimale, un compromis doit être établi entre les pertes d'insertions et les performances de génération des codes optiques. Une réflectivité faible réduit l'importance des réflexions multiples par rapport aux réseaux de forte réflectivité, mais les pertes d'insertions deviennent très importantes. Les autres paramètres importants pour la conception de codeur à réseaux de Bragg chirpé sont la largeur spectrale  $\Delta\lambda$  de chaque sous-réseau et le chirp d'un réseau chirpé  $\delta\lambda$ .

La durée temporelle de l'impulsion d'entrée a un impact sur les performances en terme de corrélation du système OCDMA. Plus la durée de l'impulsion est faible, meilleures sont les performances du système OCDMA, c'est-à-dire que le rapport entre le niveau maximal de la fonction d'autocorrélation et le niveau maximum de la fonction d'intercorrélation devient important. Le rapport signal à bruit devient alors important permettant la détection de l'information utile correctement et de rejeter les bruits d'interférences d'accès multiples [126,127].

Dans ce qui suit, nous étudions les performances du système OCDMA à codage spectral en phase en fonction des paramètres des codeur et décodeur.

#### 5.4.4 Résultats de simulation

Les codes utilisés dans ces simulations sont de la famille Walsh-Hadamard de longueur  $N = 8$  :  $C_1$  (1 1 -1 -1 -1 -1 1 1),  $C_2$  (1 -1 -1 1 1 -1 -1 1). Chaque chip est représenté par un sous-réseau de Bragg dont la longueur peut être calculée après avoir fixé la largeur spectrale de réseau par :

$$\delta l = \frac{\lambda_0^2}{2n_{eff} \Delta\lambda} \quad (5.13)$$

où  $\lambda_0$  est la longueur d'onde centrale de réseau chirpé calculée par l'équation (5.2). Les longueurs d'onde de Bragg augmentent linéairement de  $\lambda_1 = 1548.8$  nm à  $\lambda_8 = 1550.9$  nm par pas  $\delta\lambda = \lambda_N - \lambda_{N-1} = 0.3$  nm. L'indice de modulation est  $\Delta n = 2.5 \cdot 10^{-4}$ .

##### A. Variation de la largeur spectrale du sous-réseau par rapport au chirp du réseau

Le tableau 5.1 résume les spécifications du codeur et du décodeur pour différentes valeurs de la largeur spectrale d'un sous-réseau  $\Delta\lambda$ . Dans le cas où la largeur de bande spectrale est supérieure au chirp ( $\Delta\lambda > \delta\lambda$ ), la longueur de chaque sous-réseau est  $\delta l = 2076$   $\mu\text{m}$  et la réflectivité de chaque sous-réseau est  $R = 48$  %. Pour le code  $C_1$ , les sauts de phase correspondants sont  $C_{\phi_1} = (0 \pi 0 0 0 \pi 0)$ .

| $\Delta\lambda$ (nm) | $\delta\lambda$ (nm) | $\delta l$ ( $\mu\text{m}$ ) | $\tau$ (ps) | $R$ (%) |
|----------------------|----------------------|------------------------------|-------------|---------|
| 0.4                  | 0.3                  | 2076                         | 160         | 48      |

(a)  $\Delta\lambda > \delta\lambda$

| $\Delta\lambda$ (nm) | $\delta\lambda$ (nm) | $\delta l$ ( $\mu\text{m}$ ) | $\tau$ (ps) | $R$ (%) |
|----------------------|----------------------|------------------------------|-------------|---------|
| 0.15                 | 0.3                  | 5537                         | 427         | 96      |

(b)  $\Delta\lambda < \delta\lambda$

| $\Delta\lambda$ (nm) | $\delta\lambda$ (nm) | $\delta l$ ( $\mu\text{m}$ ) | $\tau$ (ps) | $R$ (%) |
|----------------------|----------------------|------------------------------|-------------|---------|
| 0.3                  | 0.3                  | 2770                         | 214         | 66      |

(c)  $\Delta\lambda = \delta\lambda$

**Tableau 5. 1. Paramètres du codeur et du décodeur pour différentes valeurs de  $\Delta\lambda$ .**

Comme le montre la figure 5.8, l'impulsion d'entrée subit un élargissement temporel lors de sa propagation dans le réseau C-FBG<sub>1</sub>. La durée de cette impulsion élargie correspond à la durée d'un aller-retour dans le réseau ( $\tau = 160$  ps). On note ici qu'un temps de garde supérieur à  $\tau$  doit être garanti entre deux impulsions successives afin d'éviter tout chevauchement temporel entre les impulsions codées successives.

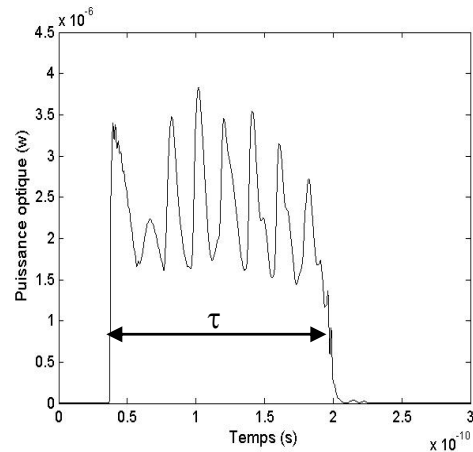


Figure 5. 8. Impulsion temporelle élargie à la sortie de C-FBG<sub>1</sub>.

La figure 5.9 (a) montre les temps de groupe pour les réseaux C-FBG<sub>1</sub> et C-FBG<sub>2</sub>. Le temps de groupe contient 8 fenêtres temporelles qui correspondent chacune à un sous-réseau. Le réseau C-FBG<sub>2</sub> présente une dispersion négative par rapport à celle de réseau C-FBG<sub>1</sub>, permettant de compenser la dispersion introduite par le réseau C-FBG<sub>1</sub>. Comme le montre la figure 5.9 (b), l'impulsion à la sortie de réseau C-FBG<sub>2</sub> est bien compressée.

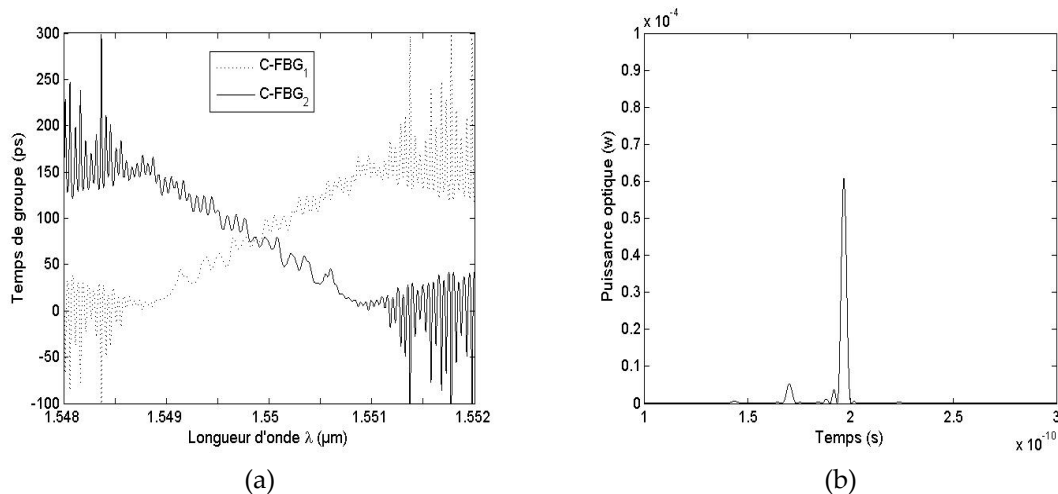
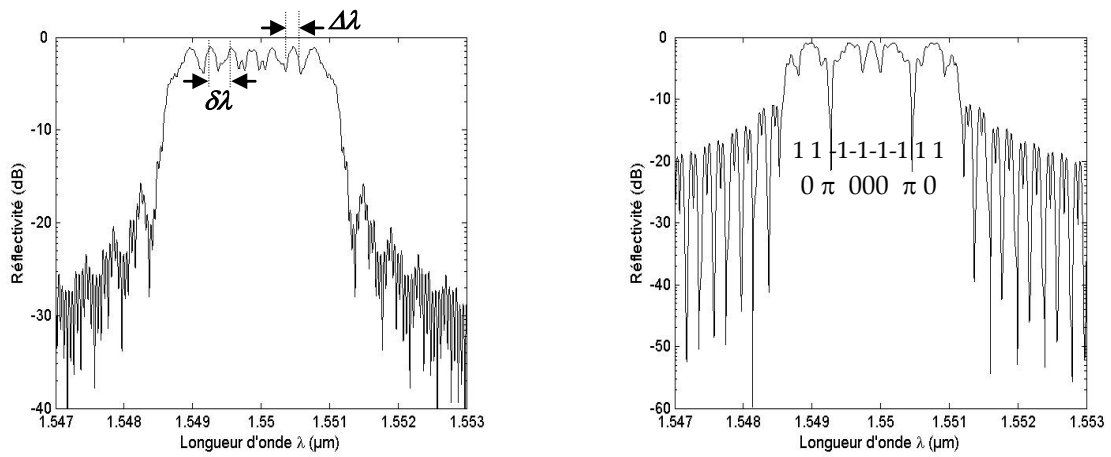


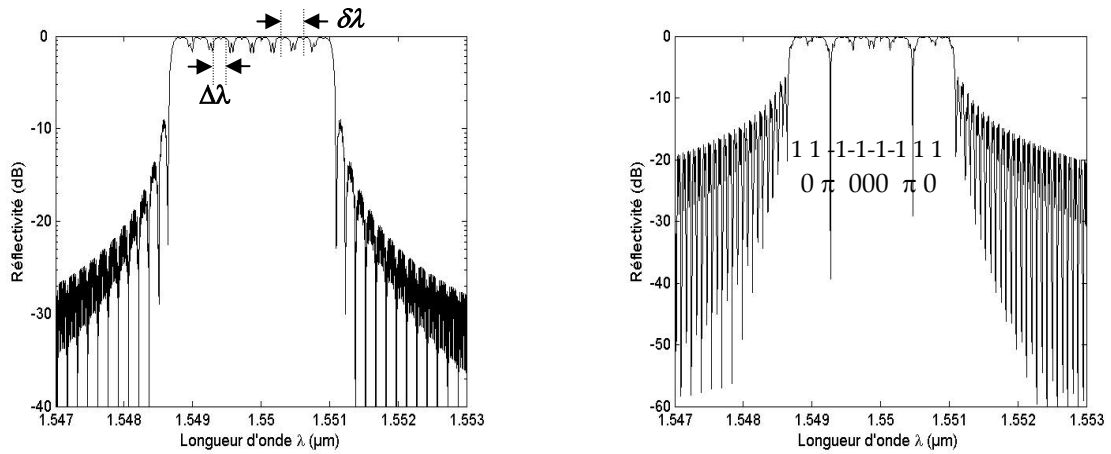
Figure 5. 9. (a) Temps de groupe de C-FBG<sub>1</sub> et de C-FBG<sub>2</sub>,  
(b) Réponse temporelle à la sortie de C-FBG<sub>2</sub>.

Les figures 5.10 représentent les spectres en réflexion des réseaux C-FBG<sub>1</sub> et C-FBG<sub>2</sub>. Lors de l'insertion des sauts de phase dans le réseau C-FBG<sub>2</sub>, des trous spectraux se produisent et le code est imprimé dans le spectre de l'impulsion d'entrée. La réponse spectrale de chaque C-FBG<sub>i</sub> doit présenter des sous-bandes spectrales qui correspondent à l'ensemble des sous-réseaux, et donc à la longueur du code. Sur la figure 5.10(a), nous remarquons que le spectre réfléchi par C-FBG<sub>1</sub> ne présente que 7 sous-bandes spectrales au lieu de 8. Cela s'explique par le chevauchement entre les différentes sous-bandes spectrales. Ce chevauchement est dû au fait que la largeur spectrale de chaque sous-réseau est supérieure au chirp. Dans ce cas, Les longueurs d'onde de Bragg ne se trouvent pas exactement sur les centres des pics de chaque sous-bande spectrale.

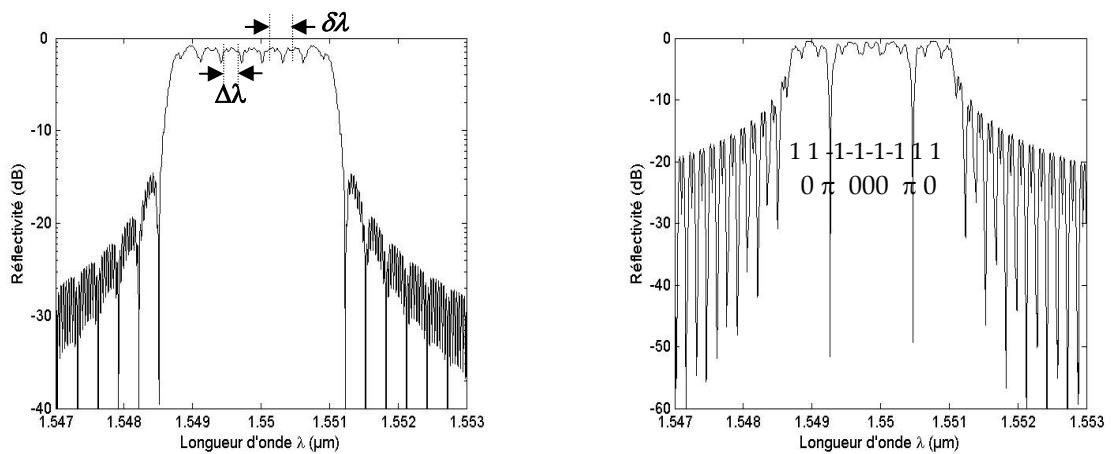
Dans le cas où la largeur spectrale de chaque sous-réseau est inférieure au chirp ( $\Delta\lambda < \delta\lambda$ ,  $\delta\lambda = 2\Delta\lambda$ ), la longueur de chaque sous-réseau est deux fois plus importante que le cas où  $\Delta\lambda > \delta\lambda$ .



(a)  $\Delta\lambda > \delta\lambda$

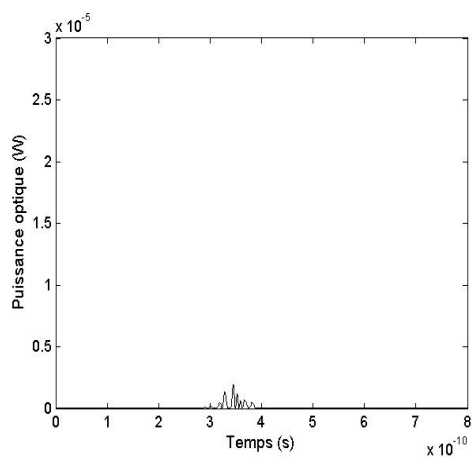
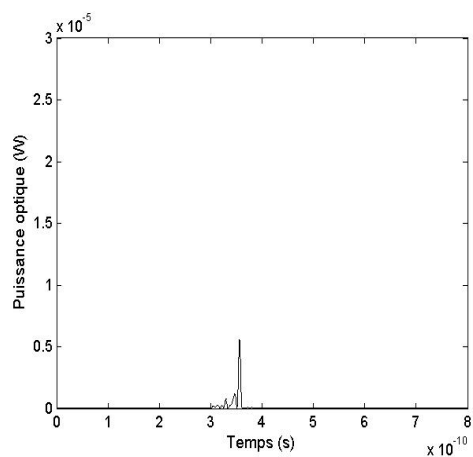
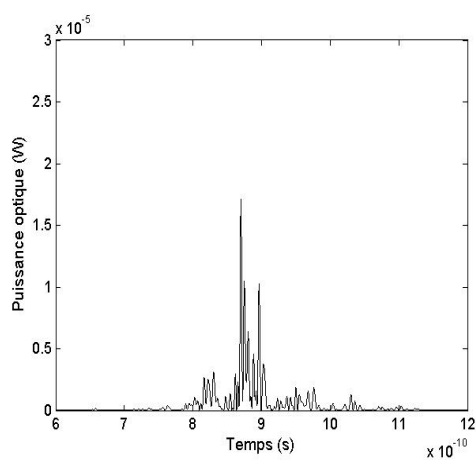
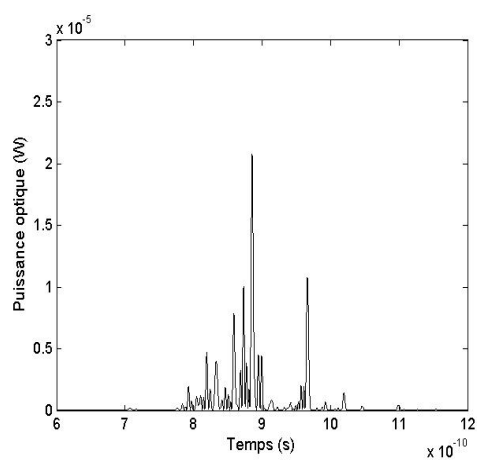
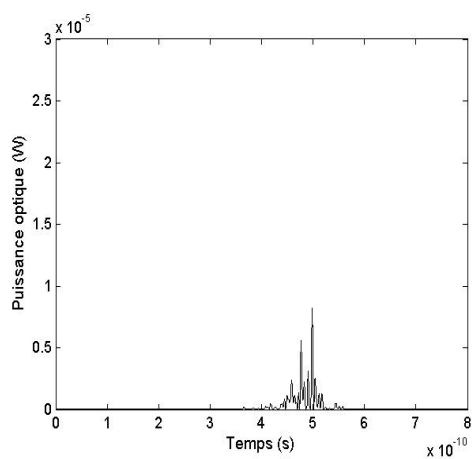
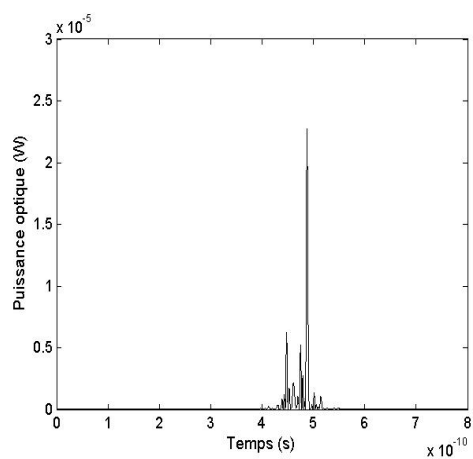


(b)  $\Delta\lambda < \delta\lambda$



(c)  $\Delta\lambda = \delta\lambda$

Figure 5. 10. Spectres en réflexion : C-FBG<sub>1</sub> (sans code), C-FBG<sub>2</sub> (avec le code  $C_{\varphi_1}$ ).

(a)  $\Delta\lambda > \delta\lambda$ (b)  $\Delta\lambda < \delta\lambda$ (c)  $\Delta\lambda = \delta\lambda$ Figure 5. 11. Fonctions d'auto et d'intercorrélacion pour différentes valeurs  $\Delta\lambda$ .

Dans ces conditions et pour un indice de modulation fixé, le réseau est alors quasiment saturé en réflectivité ( $R = 96\%$ ). Dans ce cas, les lobes secondaires de la réponse spectrale ont des puissances importantes. Les spectres réfléchis par C-FBG<sub>1</sub> et C-FBG<sub>2</sub> présentent maintenant 8 sous-bandes spectrales correspondant au nombre de chips du code.

Quand la largeur spectrale de chaque sous-réseau est égale au chirp ( $\Delta\lambda = \delta\lambda$ ), le réseau présente une réflectivité moyenne de  $R = 66\%$ . La puissance des lobes secondaires est relativement faible par rapport aux cas précédents.

La Figure 5.11 montre les fonctions d'auto et d'intercorrélation correspondent respectivement à un codage et décodage adaptés ( $C_{\varphi_1} * C_{\varphi_1}$ ) et à un codage et décodage désadapté ( $C_{\varphi_1} * C_{\varphi_2}$ ). Dans le cas où  $\Delta\lambda > \delta\lambda$ , la fonction d'autocorrélation présente un pic prédominant et les lobes secondaires sont de faible puissance.

Quand  $\Delta\lambda < \delta\lambda$ , les fonctions d'inter et d'autocorrélation présentent des lobes secondaires avec un niveau de puissance important. Dans ce cas, au niveau de la réception, il sera difficile pour le photodétecteur de distinguer l'information utile des bruits car les niveaux de puissance des fonctions d'auto et d'intercorrélation sont très proches.

Dans le cas où  $\Delta\lambda = \delta\lambda$ , la fonction d'autocorrélation présente un pic prédominant. Les lobes secondaires ont une puissance faible par rapport au pic central. Le niveau de puissance des lobes secondaires de la fonction d'intercorrélation est faible. Le cas  $\Delta\lambda = \delta\lambda$  présente les meilleures performances des codeur et décodeur à réseaux de Bragg chirpés à sauts de phase.

## B. Variation de l'indice de modulation

Dans les simulations précédentes, nous avons analysé l'effet de la largeur spectrale d'un sous-réseau ( $\Delta\lambda$ ) et le chirp du réseau de Bragg chirpé ( $\delta\lambda$ ) sur les performances des codeurs et décodeurs. La longueur physique de chaque sous-réseau est fonction de la bande spectrale. Les simulations montrent que les meilleures performances sont obtenues dans le cas où  $\Delta\lambda = \delta\lambda$ . Un autre paramètre déterminant dans la conception des codeurs et décodeurs à réseaux de Bragg chirpés est l'indice de modulation  $\Delta n$ . La valeur de l'indice de modulation détermine la réflectivité du réseau de Bragg or ce paramètre joue un rôle important dans la réponse du réseau de Bragg à une impulsion ultra courte. Dans cette partie, nous considérons le cas optimal  $\Delta\lambda = \delta\lambda = 0.3$  nm, et faisons varier la valeur de l'indice de modulation afin d'analyser les performances des codeurs et décodeurs en terme de fonction d'auto et d'intercorrélation. Pour évaluer les performances de codage et de décodage, nous définissons les trois paramètres suivants :

- $P_A$  : la puissance du pic central de la fonction d'autocorrélation ;
- $P_A/P_S$  : le rapport entre la puissance du pic central de la fonction d'autocorrélation et la puissance maximale de ces lobes secondaires ;
- $P_A/P_C$  : le rapport entre le pic central de la fonction d'autocorrélation et la puissance maximale de la fonction d'intercorrélation.

La figure 5.12 présente les résultats de simulations obtenus pour différentes valeurs de l'indice de modulation. Le tableau 5.2 résume les valeurs des différents paramètres  $R$ ,  $L_{ins}$ ,  $P_A$ ,  $P_A/P_S$ ,  $P_A/P_C$  obtenus pour chaque cas.



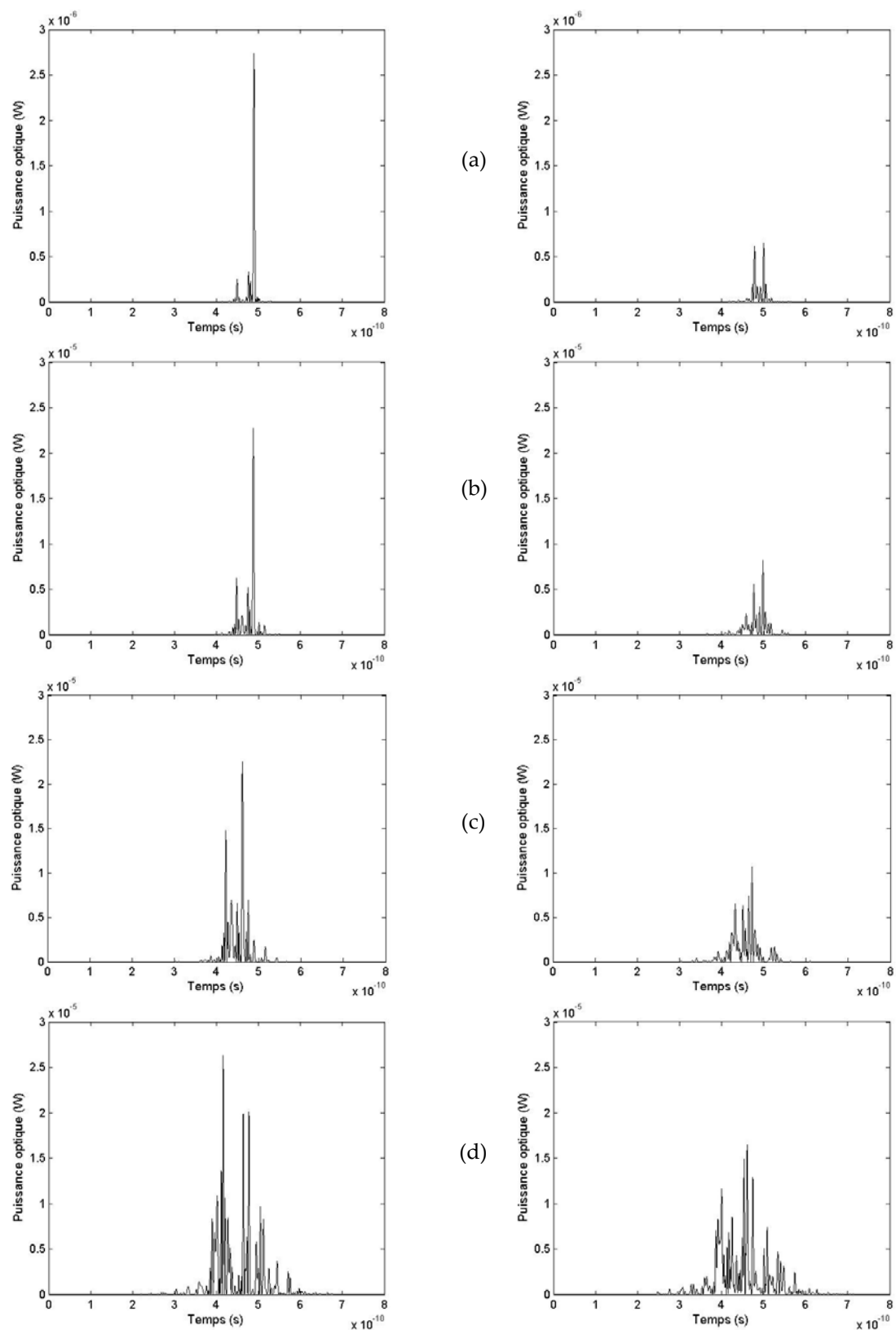


Figure 5.12. Fonctions d'auto et d'intercorrélation pour : (a)  $\Delta n = 1.5 \cdot 10^{-4}$  ( $R = 35\%$ ), (b)  $\Delta n = 2.5 \cdot 10^{-4}$  ( $R = 66\%$ ), (c)  $\Delta n = 3 \cdot 10^{-4}$  ( $R = 77\%$ ), (d)  $\Delta n = 5 \cdot 10^{-4}$  ( $R = 96\%$ ).

Les meilleures performances sont obtenues dans le cas où l'indice de modulation est égal à  $\Delta n = 1.5 \cdot 10^{-4}$  ce qui correspond à une réflectivité relativement faible de 35 %. Dans ce cas, le rapport  $P_A/P_S$  et  $P_A/P_C$  sont respectivement 1/0.12 et 1/0.24. La fonction d'autocorrélation présente un pic dominant avec des lobes secondaires de faible amplitude. La fonction d'intercorrélacion présente également des lobes d'amplitude faible par rapport à l'amplitude du pic principal de la fonction d'autocorrélation. Cependant, en comparaison avec les autres valeurs de  $P_A$  obtenues pour les autres valeurs de l'indice de modulation, la puissance du pic d'autocorrélation pour  $\Delta n = 1.5 \cdot 10^{-4}$  présente une puissance faible  $P_A = 2.75 \mu W$ . Les pertes d'insertions ( $L_{ins} = -4.6$  dB) dans ce cas sont importantes vu la faible réflectivité du réseau.

| $\Delta n$                                   | $1.5 \cdot 10^{-4}$ | $2.5 \cdot 10^{-4}$ | $3 \cdot 10^{-4}$ | $5 \cdot 10^{-4}$ |
|--|---------------------|---------------------|-------------------|-------------------|
| <b>R (%)</b>                                 | 35                  | 66                  | 77                | 96                |
| <b><math>L_{ins}</math> (dB)</b>             | - 4.6               | - 1.8               | - 1.13            | - 0.18            |
| <b><math>P_A</math> (<math>\mu W</math>)</b> | 2.75                | 22.75               | 22.5              | 26.4              |
| <b><math>P_A/P_S</math></b>                  | 1/0.12              | 1/0.27              | 1/0.66            | 1/0.75            |
| <b><math>P_A/P_C</math></b>                  | 1/0.24              | 1/0.36              | 1/0.48            | 1/0.62            |

**Tableau 5. 2. Performances de codeur/décodeur pour différentes valeurs de  $\Delta n$ .**

Un compromis doit être trouvé entre les paramètres :  $P_A$ ,  $P_A/P_S$ ,  $P_A/P_C$  et  $L_{ins}$  afin d'avoir les meilleures performances. Ce compromis est obtenu pour une réflectivité moyenne ( $R = 66$  %,  $\Delta n = 2.5 \cdot 10^{-4}$ ) soit un pic d'autocorrélation, des rapports  $P_A/P_S$ ,  $P_A/P_C$  importants tout en gardant des pertes d'insertion moyennes.

### C. Apodisation du réseau des codeurs et décodeurs

Dans le cas où la réflectivité est forte, nous avons remarqué que les lobes secondaires ont des amplitudes importantes. Cela perturbe la reconstruction de l'impulsion à la sortie du réseau de Bragg. Les performances peuvent être améliorées en utilisant une apodisation du réseau.

L'apodisation consiste à moduler les variations de l'indice de modulation d'un réseau de Bragg. Elle ne joue que sur la forme de la réponse spectrale du réseau et permet de supprimer les lobes secondaires dans le spectre en réflexion. Les extrémités du réseau ne se caractérisent plus par des montées abruptes puisque la variation d'indice est faible aux deux extrémités du réseau. Elle permet aussi de réduire les oscillations au niveau du temps de groupe. Différentes fonctions d'apodisation peuvent être utilisées telles que les fonctions de : Gauss, Hamming, Blackman...[128]. Nous utilisons la fonction gaussienne qui s'écrit :

$$\Delta n_{AP}(z) = \Delta n_0 e^{-G((z-\frac{L}{2})/L)^2} \quad (5.14)$$

où  $\Delta n_0$  représente la valeur centrale de l'indice de modulation,  $L$  est la longueur totale du réseau et  $G$  est le paramètre de la fonction d'apodisation gaussienne.

Comme le montre la figure 5.13, le paramètre  $G$  doit avoir une valeur optimale afin de restaurer l'impulsion. Plus faible est la valeur de  $G$ , meilleure est la reconstruction de l'impulsion à la sortie du réseau de Bragg [129].

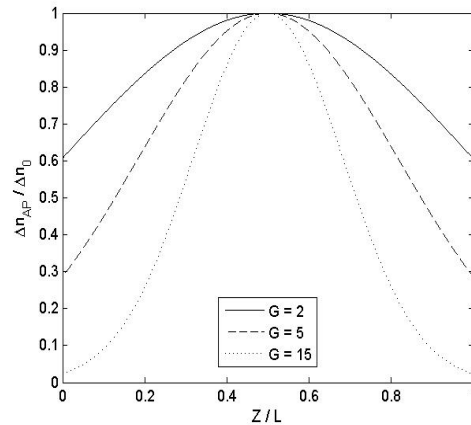


Figure 5.13. Fonction d'apodisation gaussienne pour différentes valeurs de  $G$ .

Dans les simulations présentées par la figure 5.14, l'indice de modulation est  $\Delta n = 5 \cdot 10^{-4}$  ce qui correspond à une réflectivité élevée  $R = 96\%$ . Par rapport au résultat présenté figure 5.12 (d), nous notons que l'apodisation des deux cas (a) et (b) (Fig 5.14) réduit significativement l'amplitude des lobes secondaires au niveau de la fonction d'auto/intercorrélation. En fonction de la puissance  $P_A$  et des rapports  $P_A/P_S$ ,  $P_A/P_C$ , nous remarquons que dans le cas où  $G=5$ , la puissance  $P_A$  est plus importante que la puissance obtenue dans le cas où  $G=15$ . Quand  $G=5$ , la fonction d'autocorrélation présente un pic prédominant, et le rapport  $P_A/P_C$  est meilleur que pour  $G=15$ .

Les performances des codeur et décodeur apodisés avec  $G=5$  sont meilleures par rapport au résultat obtenu pour les mêmes caractéristiques mais sans apodisation (Fig 5.12 (d)). L'avantage de l'apodisation est donc de permettre une réflectivité plus élevée ce qui permet d'avoir un pic d'autocorrélation avec une puissance importante tout en gardant aussi des rapports  $P_A/P_S$ ,  $P_A/P_C$  meilleurs.

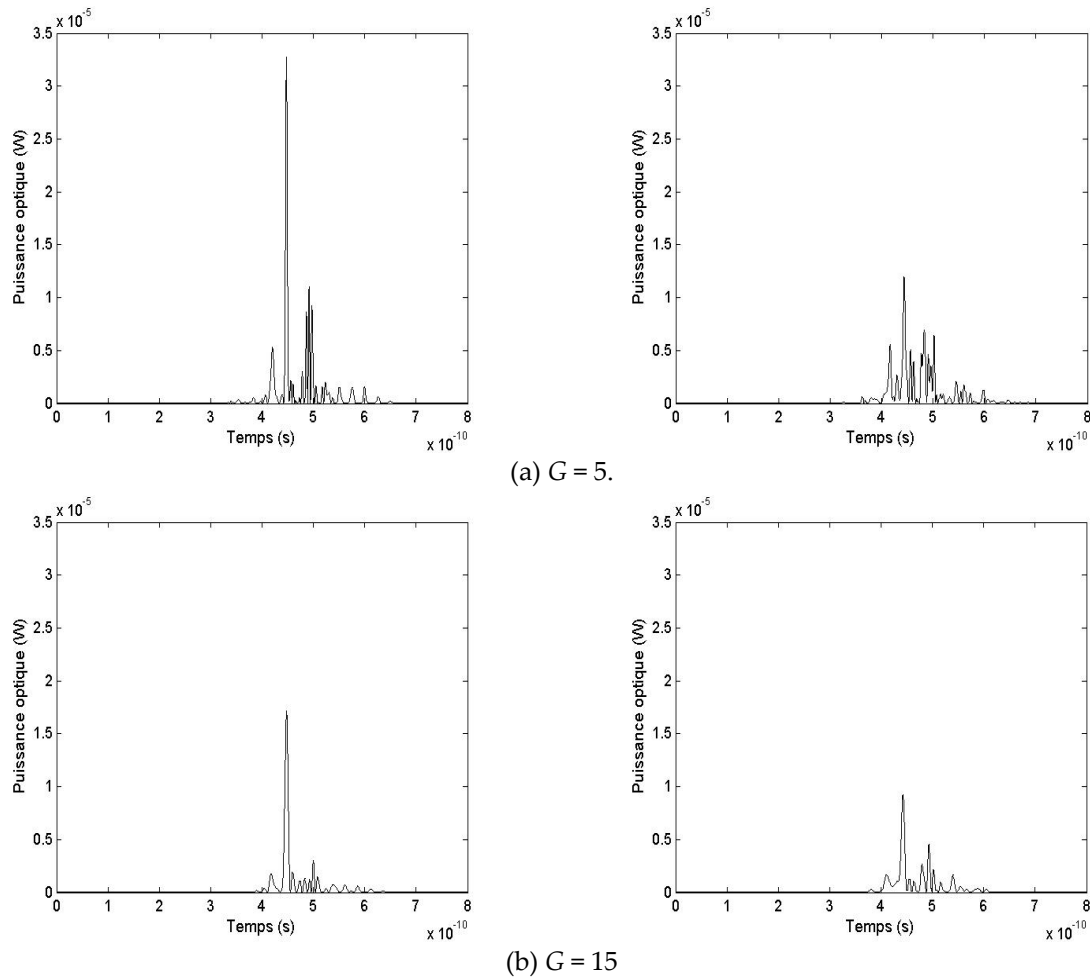
#### *d. Augmentation de la longueur du code*

De meilleures propriétés de corrélation peuvent être obtenues en utilisant des codes plus longs. Pour ce faire, en respectant la condition  $\Delta\lambda = \delta\lambda$ , on peut augmenter le nombre de sous-réseaux :

- en gardant la même largeur de bande spectrale des sous-réseaux et dans ce cas, la largeur de bande spectrale totale du réseau chirpé augmente ;
- en diminuant la largeur de bande spectrale de chaque sous-réseau et dans ce cas, la longueur physique de chaque sous-réseau augmente.

La deuxième solution est contraignante car :

- Elle permet d'avoir un réseau chirpé très long difficile à réaliser technologiquement (nécessite un masque de phase chirpé long).
- La réflectivité est quasiment saturée, pour avoir de bonnes fonctions d'auto et d'intercorrélation, on doit apodiser le réseau ce qui est une contrainte technologique supplémentaire.



**Figure 5. 14. Fonctions d’auto et d’intercorrélration utilisant une fonction d’apodisation gaussienne : (a)  $G = 5$ , (b)  $G = 15$ .**

Pour les simulations suivantes, nous avons adopté la première solution. Nous utilisons deux séquences à longueur maximale  $C_1$  et  $C_2$  de longueur  $m = 31$ . La largeur spectrale totale du réseau chirpé est de 9.3 nm. La séquence  $C_2$  est utilisée comme interférent :

$$C_1 (-1 -1 1 1 -1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 1 1 1)$$

$$C_2 (-1 1 -1 1 -1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 1 1 1 1 -1 -1 -1 1 1 -1 1 1 1).$$

La fonction d’autocorrélation présente un pic central dominant avec des lobes secondaires négligeables (Fig. 5.15). A noter que, quand le code est long, le nombre de sous-réseaux constituant le réseau chirpé est important. Cela permet de mieux reconstruire les impulsions de données car un nombre plus important de composantes spectrales de l’impulsion d’entrée vont être réfléchies. Lors d’un décodage désadapté, nous remarquons que la fonction d’intercorrélration présente des lobes secondaires de très faible puissance.

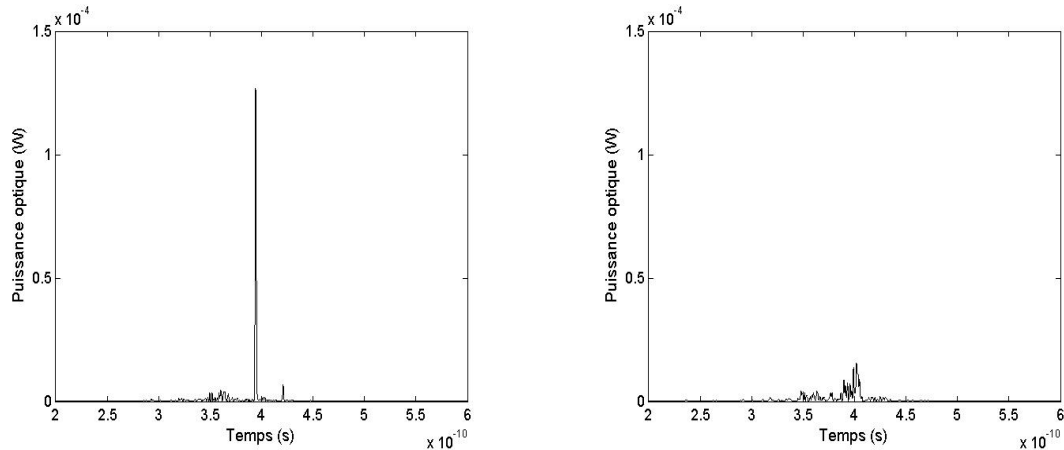


Figure 5.15. Fonctions d'auto et d'intercorrélation pour un code de longueur maximale ( $\Delta n = 2.5 \cdot 10^{-4}$ ,  $R = 66 \%$ ,  $P_A = 12.7 \cdot 10^{-5} \text{ W}$ ).

D'après la figure 5.16, la réponse temporelle du réseau chirpé C-FBG<sub>1</sub> prend la forme de l'impulsion gaussienne injecté à son entrée. On compte 31 fenêtres temporelles qui correspondent au nombre de sous-réseaux constituant le réseau chirpé. Les oscillations contenues dans chaque fenêtre temporelle sont dues principalement aux cavités Fabry-Perot. Pour réduire l'effet de cavité Fabry-Perot, il faut minimiser la longueur de chaque sous-réseau et donc, la longueur totale du réseau chirpé ; pour cela, il faut augmenter la largeur spectrale de chaque sous-réseau. Par conséquent, la réflectivité de chaque sous-réseau devient plus faible.

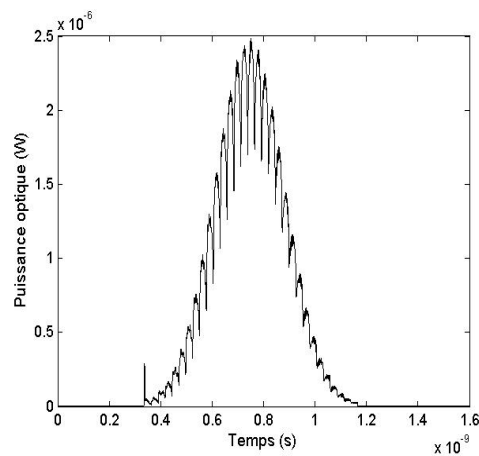


Figure 5.16. Réponse temporelle à la sortie de C-FBG<sub>1</sub>.

La figure 5.17, montre le résultat de simulation pour les spécifications suivantes :  $\Delta\lambda = \delta\lambda = 0.5 \text{ nm}$ ,  $d = 1660 \mu\text{m}$ ,  $\Delta n = 2.510^{-5}$ ,  $R = 35 \%$ . Nous remarquons que la réponse temporelle à la sortie de C-FBG<sub>1</sub> ne présente plus des oscillations à l'intérieur de chaque fenêtre temporelle. Cela est expliquée par le fait que les effets Fabry-Perot sont plus faibles par rapport au cas précédent (Fig 5.16) à cause de la diminution de la longueur physique de chaque sous-réseau.

Lorsque  $\Delta\lambda = \delta\lambda = 0.3 \text{ nm}$  (réflectivité de 66%), le pic de la fonction d'autocorrélation présente une puissance plus importante par rapport au cas où  $\Delta\lambda = \delta\lambda = 0.5 \text{ nm}$  avec une réflectivité de 35 % (Fig 5.17 (b)).

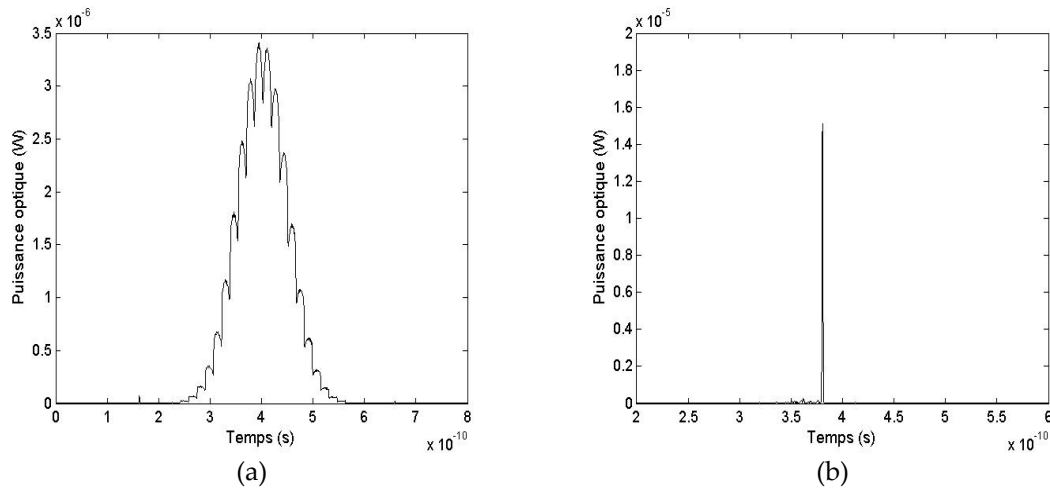


Figure 5. 17. (a) : Réponse temporelle à la sortie de  $FBG_1$ , (b) : Fonction d'autocorrélation ( $P_A = 1.5 \cdot 10^{-5} \text{ W}$ ).

### *Systeme propose*

Dans la configuration précédente, les impulsions codées ont une largeur temporelle de l'ordre de 1 ps ce qui permet d'envisager des débits par utilisateur de l'ordre de quelques Gb/s. La propagation d'une impulsion de l'ordre de quelques picosecondes dans une fibre optique est soumise aux défauts du canal de transmission tels que la dispersion chromatique, les effets non-linéaires et la dispersion de mode de polarisation. Un détecteur ultra rapide est aussi nécessaire dans ce système pour détecter les impulsions de 1ps.

Afin de relâcher les contraintes imposées au système, nous proposons :

- De réaliser la détection sur le temps bit : dans ce cas, l'électronique à la réception est moins rapide et moins contraignante. Le temps bit doit être largement supérieur au temps d'un aller-retour via le réseau chirpé.
- D'élargir l'impulsion décodée qui présente une largeur temporelle de l'ordre de la picoseconde. Pour ce faire, nous utilisons après le décodeur un réseau de Bragg chirpé.
- De re-configurer les codeurs et décodeurs bipolaires de façon dynamique afin d'augmenter la sécurité du réseau. Pour ce faire, nous pouvons changer les sauts de phase par effet thermique.
- D'utiliser un système de seuillage optique afin de réduire les interférences d'accès multiple.

## 5.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude sur un système CDMA optique à codage spectral en phase à réseaux de Bragg chirpés. Par simulation, nous avons obtenu les spécifications des réseaux de Bragg qui vont nous permettre de réaliser des codeurs et des décodeurs bipolaires. La simulation "système" nous a permis de montrer la faisabilité de cette technique OCDMA spectrale. Cette technique permet de générer des codes bipolaires qui, contrairement aux codes unipolaires, présentent des propriétés d'orthogonalité, permettant une augmentation de la capacité de multiplexage, une minimisation des interférences d'accès multiple et une augmentation du débit utilisateur.

Les codes sont générés par des réseaux de Bragg chirpés par pas en réflexion. L'insertion d'un saut de phase " $\pi$ " réalise le changement d'état " $1 \leftrightarrow -1$ " dans la séquence du code BPSK. Un profil complexe de l'indice de modulation est donc produit par l'insertion de sauts de phase entre les différents sous-réseaux constituant le codeur où le décodeur.

Nous avons démontré que les performances du système sont fortement liées aux caractéristiques physiques des codeur et décodeur : la largeur spectrale, le chirp, la longueur du réseau et l'indice de modulation (la réflectivité). Le choix de la réflectivité est très important afin d'assurer des pertes d'insertions acceptables sans pénaliser le bilan puissance du système. Un compromis doit être établi entre les pertes d'insertion et les performances de la réponse temporelle des codes optiques.

Ce travail est poursuivi dans le cadre du projet de recherche ANR "SUPERCODE" et fait l'objet d'une nouvelle thèse en cours.

## Conclusion générale et perspectives

Ce manuscrit présente une synthèse des travaux de recherches portant sur l'accès multiple par répartition de code en optique utilisant des réseaux de Bragg. Ces travaux ont été effectués au Département Communications et Electronique de l'École Nationale Supérieure des Télécommunications en étroite collaboration avec le laboratoire de Physique des Lasers, Atomes et Molécules, Université de Lille 1.

Le CDMA optique est considéré aujourd'hui comme un candidat potentiel pour les réseaux d'accès optiques c'est pourquoi cette technique fait l'objet de nombreux travaux de recherche. Nous avons présenté une synthèse des travaux menés par les laboratoires de recherche sur les techniques CDMA optique et nous avons situé le contexte dans lequel s'inscrivent nos recherches.

Nous avons choisi d'implémenter un système OCDMA temporel utilisant des réseaux de Bragg superstructurés comme dispositif de codage et de décodage. Les informations sont codées temporellement avec des séquences d'impulsions courtes issues d'une source laser. Les réseaux de Bragg superstructurés sont des dispositifs simples, bas coût permettant d'implémenter les séquences de codes unipolaires temporels.

Dans ce travail de thèse, nous avons spécifié et conçu des codeurs et des décodeurs OCDMA dans le laboratoire PhLAM de l'Université de Lille 1. Les codeurs et décodeurs sont constitués de réseaux de Bragg uniformes séparés par des sections de fibre de longueurs variables. Les méthodes de photo-inscription utilisées sont la méthode du masque de phase et l'interféromètre de Lloyd. Ces deux montages nécessitent un contrôle précis des réflectivités et des distances inter-réseaux. Les réseaux de Bragg des codeurs et des décodeurs sont inscrits sur la même longueur d'onde de Bragg correspondant à celle de la source laser DFB.

Habituellement, les travaux de recherche sur les performances des systèmes OCDMA s'intéressent à l'impact des caractéristiques physiques du canal de transmission et aux bruits des systèmes. Dans cette thèse, nous nous sommes intéressés à l'influence de la dés-adaptation possible des paramètres des codeurs et des décodeurs sur les performances d'un système OCDMA à encodage temporel. Dans ce but, nous avons caractérisé les dispositifs avec la méthode de réflectométrie à faible cohérence. Cette caractérisation associée à une analyse de la cinétique de croissance des réseaux de Bragg nous a permis de conclure que la différence observée entre les paramètres d'un codeur et d'un décodeur engendre une diminution de la puissance moyenne de la fonction d'autocorrélation ainsi que des variations de la puissance instantanée des impulsions constituant la fonction.

Nous avons ensuite étudié l'influence de la cohérence optique du système sur ses performances. Nous avons mené une étude de l'impact du temps de cohérence de la source sur la réponse temporelle des codeurs et décodeurs et sur la construction de la fonction d'autocorrélation. Nous avons mis en



évidence que lors de l'utilisation de codes à structure périodique, la superposition d'impulsions primaires et secondaires réfléchies par les codeurs et décodeurs dans un temps chip est favorisée. Les codeurs et décodeurs se comportent en effet comme des interféromètres à trajets-multiples et des interférences constructives ou/et destructives se produisent lors du recouvrement des impulsions dans un temps chip. Nous avons ainsi conclu que la fonction d'autocorrélation est en amplitude complexe.

Afin d'améliorer les performances du système DS-OCDMA, nous avons développé de nouveaux codeurs et décodeurs mettant en oeuvre des codes quadratiques à structure aperiodique qui présentent de meilleures caractéristiques de corrélation que les codes à séquences premières précédemment utilisés. Nous avons montré que l'utilisation de ces codes permet de minimiser le recouvrement des impulsions lors de la réponse temporelle et de l'établissement de la fonction d'autocorrélation de même lors des multi-trajets dans les interféromètres. Nous avons également analysé les performances du système DS-OCDMA en terme de taux d'erreur binaires. Nous avons montré que le choix des codes quadratiques congruents améliore les performances du système face aux interférences entre symboles et aux bruits de battement multi-trajets. Les interférences entre symboles sont réduites grâce à l'étendue des codes quadratiques et le bruit de battements multi-trajets est diminué grâce à la structure aperiodique des codes. Enfin, nous avons étudié l'effet de l'augmentation du temps d'intégration du photo-détecteur sur le taux d'erreurs binaires du système et avons montré qu'il est possible de relâcher la contrainte "temps d'intégration limité au temps chip" ce qui nous permettra d'envisager une détection moins onéreuse.

Finalement, nous avons simulé un système OCDMA mettant en oeuvre des réseaux de Bragg chirpés par pas. L'insertion de sauts de phase entre les différentes composantes spectrales des réseaux chirpés va nous permettre de réaliser des codes bipolaires, présentent des propriétés d'orthogonalité stricte dans une configuration synchrone, une capacité de multiplexage plus importante, une minimisation des interférences d'accès multiples, et une augmentation du débit utilisateur. Ce travail de simulation sera mis à profit dans le cadre du projet ANR SUPERCODE où il s'agit de développer une source supercontinuum pour l'application OCDMA spectral à sauts de phase.

---

# Publications

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont donné lieu aux publications suivantes :

## Publications dans des revues à comité de lecture

I. Fsaifes, C. Lepers, M. Lourdiane, P. Gallion, V. Beugin et P. Guignard, "Source coherence impairments in a direct detection direct sequence optical code division multiple access system", *Appl. Opt.*, vol. 46, no. 4, 2007.

I. Fsaifes, C. Lepers, A-F. Obaton et P. Gallion, "DS-OCDMA Encoder/Decoder performance analysis using Optical Low-Coherence Reflectometry", *J. Lightw. Technol.*, vol. 24, no. 8, 2006.

## Communications dans des congrès internationaux

I. Fsaifes, C. Lepers, M. Lourdiane, R. Gabet et P. Gallion, "Pulsed laser source coherence time impairments in a direct detection DS-OCDMA system", *in Proc. CLEO, CWH 6*, 2006, California, USA.

I. Fsaifes, M. Lourdiane, C. Lepers, R. Gabet, V. Beugin et P. Gallion, "Performances of 1Gb/s optical DS-CDMA based on sampled fiber Bragg gratings", *in Proc. SPIE 5970*, p. 713-718, Toronto, Canada, 2005.

P. Gallion, C. Lepers, M. Lourdiane, I. Fsaifes et R. Vallet, "Accès Multiple par Code : des Réseaux sans Fils aux Réseaux Optiques", *Colloque International Optique Hertzienne et Diélectriques*, Tunis, 2005.

## Communications dans des congrès nationaux

I. Fsaifes, C. Lepers, M. Lourdiane et P. Gallion, "Encodage spectral à réseaux de Bragg pour les systèmes CDMA tout-optiques", *Journées nationales d'optique guidée (JNOG)*, Chambéry, France, 2005.

I. Fsaifes, C. Lepers, R. Gabet, M. Douay et P. Gallion, "Étude expérimentale d'un système DS-OCDMA cohérent à réseaux de Bragg superstructurés", *Journées nationales d'optique guidée (JNOG)*, Grenoble, France, 2007.



## Annexe A

### Théorie des modes couplés et principe de modélisation d'un réseau de Bragg par la méthode des matrices de transfert

La méthode matricielle est l'une des méthodes efficaces et simples pour modéliser un réseau de Bragg. Cette méthode consiste à diviser le réseau en un certain nombre de section et de représenter chacune par une matrice de transfert élémentaire.

Considérons un réseau de Bragg uniforme, le profile d'indice de réfraction s'exprime :

$$n(z) = n_{eff} + \Delta n \cos\left(\frac{2\pi}{\Lambda} z + \varphi(z)\right) \quad (\text{A.1})$$

$\Delta n$  est le changement d'indice de réfraction (indice de modulation),  $n_{eff}$  est l'indice effectif de la fibre,  $\varphi$  est la phase de réseau,  $z$  est la distance le long de la fibre.

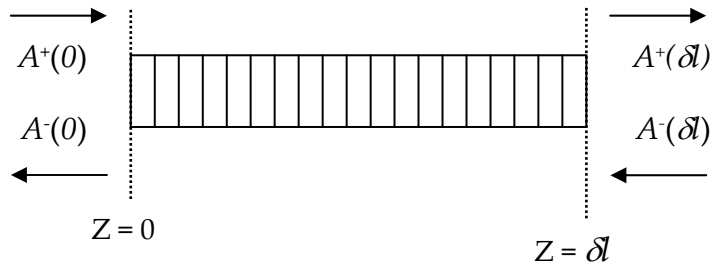


Figure A.1 : Réseau de Bragg uniforme

La figure A.1 représente un réseau de Bragg uniforme de longueur  $\delta l$ ,  $A^+$  et  $A^-$  représentent respectivement les amplitudes des ondes incidentes (co-propagative) et réfléchies (contra-propagative), la propagation à travers le réseau est exprimée par la matrice  $T$  sous la forme :

$$\begin{pmatrix} A^+(L) \\ A^-(L) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A^+(0) \\ A^-(0) \end{pmatrix} \quad (\text{A.2})$$

La solution des équations des modes couplés donne les éléments de la matrice  $T$  qui caractérise le réseau de Bragg, et on trouve :

$$T = \begin{pmatrix} \cosh(\gamma\delta l) + j\frac{\delta\beta}{\gamma}\sinh(\gamma\delta l) & j\frac{\kappa}{\gamma}\sinh(\gamma\delta l) \\ -j\frac{\kappa}{\gamma}\sinh(\gamma\delta l) & \cosh(\gamma\delta l) - j\frac{\delta\beta}{\gamma}\sinh(\gamma\delta l) \end{pmatrix} \quad (\text{A.3})$$

où :

$$\kappa = \frac{\pi\Delta n}{\lambda_B} \quad (\text{A.4})$$

$$\gamma = \sqrt{|\kappa|^2 - (\delta\beta)^2} \quad (\text{A.5})$$

$$\delta\beta = 2\pi n_{\text{eff}} \left( \frac{1}{\lambda} - \frac{1}{\lambda_B} \right) \quad (\text{A.6})$$

$\kappa$  est le coefficient de couplage.

Les coefficients de réflectivité et de transmission peuvent être calculés en prenant la condition  $A(l) = 0$ , et on trouve alors :

$$r = -\frac{T_{21}}{T_{22}} = \frac{-j\frac{\kappa}{\gamma}\sinh(\gamma\delta l)}{\cosh(\gamma\delta l) - j\frac{\delta\beta}{\gamma}\sinh(\gamma\delta l)} \quad (\text{A.7})$$

et on trouve

$$R = |r|^2 = \frac{\kappa^2 \sinh^2(\gamma\delta l)}{\gamma^2 - \kappa^2 \sinh^2(\gamma\delta l)} \quad (\text{A.8})$$

à la condition de Bragg  $\lambda = \lambda_B$ ,  $\delta\beta = 0$  et on trouve le maximum de réflectivité :

$$r = j \tanh(\kappa\delta l) \quad (\text{A.9})$$

$$R_{\text{max}}(\lambda_B) = \tanh^2(\kappa\delta l) \quad (\text{A.10})$$

## Bibliographie

- [1] A. J. Viterbi, "Spread spectrum communications : myths and realities", IEEE Communications Magazine, vol. 40, p. 34-41, 2002.
- [2] Ir. J. Meel, "Spread Spectrum: introduction and applications", Sirius communications, 1999.
- [3] P. M. Crespo, M.L. Honig et J.A. Salehi, "Spread-time code division multiple access", IEEE Trans. Commun., vol. 43, no. 6, p. 2139-2148, 1995.
- [4] M. M. Strasser, P. J. Winzer et A. Napoli, "Noise and intersymbol-interference properties of OTDM and ETDM receivers", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 16, no. 1, p. 248-250, 2004.
- [5] Y. Frignac, G. Charlet, W. Idler, R. Dischler, P. Tran, S. Lanne, S. Borne, C. Martinelli, G. Veith, A. Jourdan, J-P. Hamaide et S. Bigo, "Transmission of 256 wavelength division and polarization-division-multiplexed channels at 42.7 Gb/s (10.2 Tb/s capacity) over 3/spl times/100km of TeraLight/spl trade/fiber", in *Proc. OFC*, p. FC5-1-FC5-3, 2002.
- [6] A. Stok et E. H. Sargent, "Lighting the local area: optical code division multiple access and quality of service provisioning", IEEE Network, p. 42-46, 2000.
- [7] A. Stock et E. H. Sargent, "The role of optical CDMA in access network", IEEE communication magazine, vol. 40, no. 9, p. 83-87, 2002.
- [8] T. H. Shake, "Security performance of optical CDMA against eavesdropping", J. Lightw. Technol., vol. 23, p. 655-670, 2005.
- [9] K. Iversen, J. Muckenheim et D. Hampicke, "A basic theory of fiber-optic CDMA", IEEE 4th Inter. Symp. Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings, vol. 1, p. 431-437, 1996.
- [10] N. Karafolas et D. Uttamchandani, "Optical fiber code division multiple access networks: a review", Optical Fiber Technology 2, p. 149-168, 1996.
- [11] H. P. Sardesai, C. C. Chang et A. M. Weiner, "A femtosecond code-division multiple-access communication system test bed", J. Lightw. Technol., vol. 16, no. 11, p. 1953-1964, 1998.
- [12] M. Zirngibl, C. H. Joyner, C. R. Doerr, L. W. Stulz et H. M. Presby, "An 18-channel multifrequency laser", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 8, no. 7, p. 870-872, 1996.
- [13] R. R Alfano et S. L. Shapiro, "Emission in the region 4000 to 7000 Å via four-photon coupling in glass", Phys. Rev. Lett., 24, p. 584-587, 1970.

- [14] C-S. Bres, I. Glesk et P.R. Prucnal, "Demonstration of an eight-user 115-Gchip/s incoherent OCDMA system using supercontinuum generation and optical time gating", *IEEE Photo. Technol. Lett.*, vol. 18, no. 7, p. 889-891, 2006.
- [15] J. A. Salehi, "Code Division Multiple Access: Technique in Optical Fiber Network- Part I: Fundamental Principles" *IEEE Trans. Commun.*, vol. 37, no. 8, p. 824-833, 1989.
- [16] R. K. Chung, J. A. Salehi et V. K. Wei, "Optical orthogonal codes : design, analysis applications", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 35, no. 3, p. 595-604, 1989.
- [17] P. R. Prucnal et M. A. Santoro, "Spread spectrum optic local area network using optical processing", *J. Lightw. Technol.*, vol. 4, no. 5, p. 547-554, 1986.
- [18] M. E. Marhic et Y. L. Chang, "Pulse coding and coherent decoding in fiber optic ladder networks", *Electron. Lett.*, vol. 25, no. 22, p. 1535-1536, 1989.
- [19] R. A. Griffin, D. D. Sampson et D. A. Jackson, "Optical phase coding for code-division multiple access networks", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 4, no. 12, p. 1401-1404, 1992.
- [20] J. A. Salehi, A. M. Weiner et J. P. Heritage, "Coherent ultrashort light pulse code division multiple-access communication systems", *J. Lightw. Technol.*, vol. 8, p. 478-491, 1990.
- [21] D. E. Leaird, A. M. Weiner, "Femtosecond direct space-to-time pulse shaping", *IEEE Quant. Electron.*, vol. 37, no. 4, p. 494-504, 2001.
- [22] T. H. Shake, "Confidentiality performance of spectral-phase-encoded optical CDMA", *J. Lightw. Technol.*, vol. 23, no. 4, p. 1652-1663, 2005.
- [23] V. J. Hernandez, Y. Du, W. Cong, R. P. Scott, K. Li, J. P. Heritage, Z. Ding, B. H. Kolner et S. J. Bee Yoo, "Spectral phase-encoded time spreading (SPECTS) optical code-division multiple access for terabit optical access networks", *J. Lightw. Technol.*, vol. 22, no. 11, p. 2671-2679, 2004.
- [24] Z. Jiang, D. S. Seo, S.-D. Yang, D. E. Leaird, R. V. Roussev, C. Langrock, M. M. Fejer et A. M. Weiner, "Four-user, 2.5-Gb/s, spectrally coded OCDMA system demonstration using low-power nonlinear processing", *J. Lightw. Technol.*, vol. 23, no. 1, p. 143-158, 2005.
- [25] D. Zaccarin et M. Kavehrad, "An optical CDMA system based on spectral encoding of LED", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 5, no. 4, p. 479-482, 1993.
- [26] M. Kavehrad et D. Zaccarin, "Optical code-division-multiplexed systems based on spectral encoding of noncoherent sources", *J. Lightw. Technol.*, vol. 13, no. 3, p. 534- 545, 1995.
- [27] Z. Wei, H. M. H. Shalaby et H. Ghafouri-Shiraz, "Modified quadratic congruence codes for fiber bragg grating based spectral-amplitude-coding optical CDMA systems", *J. Lightw. Technol.*, vol. 19, no. 9, p. 1274-1281, 1998.
- [28] D. M. Meghavoryan et A. V. Daryan, "Superimposed fiber Bragg grating simulation by the method of single expression for optical CDMA systems", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 15, no. 11, p.1546-1548, 2003.

- [29] S. Ayotte, M. Rochette, J. Magne, L. A. Rusch et S. LaRochelle, "Experimental verification and capacity prediction of FE-OCDMA using superimposed FBG", *J. Lightw. Technol.*, vol. 23, no. 2, p. 724-731, 2005.
- [30] G. A. Magel, G. D. Landry, R. J. Baca, D. A. Harper et C. A. Spillers, "Transmission of eight channels×622 Mbit/s and 15 channels×155 Mbit/s using spectral encoded optical CDMA", *Electron. Lett.*, vol. 37, no. 21, p. 1307-1308, 2001.
- [31] J. Penon, S. Ayotte, L. A. Rusch et S. Larcohelle, "Incoherent SAC OCDMA system at 7×622 Mbps", *in Proc. CLEO, CHW 5*, 2006.
- [32] G. Pille, Y. Moreau, J. Galy, R. K. Kribich, S. Gatti et J. Jabbour, "Composants optiques passifs pour la génération de codes CDMA optiques spectraux", *in Proc. DOCTISS*, Montpellier, 2005.
- [33] M. Razavi et J. A. Salehi, "Temporal/spatial optical CDMA systems with post and pre-optical amplification", *J. Lightw. Technol.*, vol. 50, no. 10, p. 1688-1695, 2002.
- [34] A. J. Mendez, E. Park, , R. M. Gagliardi, H. Taylor et E. Garmire, "Photonic switching fabrics based on spatial/temporal hybrid pseudo orthogonal code division multiple access (CDMA) codes", *in Proc. CLEO*, p. 58-59, 1990.
- [35] E. Park, A. J. Mendez et E. M. Garmire, "Temporal/spatial optical CDMA networks-design, demonstration, and comparison with temporal networks", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.4, no.10, p. 1160-1162, 1992.
- [36] G. Cincotti, "Design of optical full encoders/decoders for code based photonics routers", *J. Lightw. Technol.*, vol. 22, no. 7, p. 1642-1650, 2004.
- [37] W. C. Kwong et G-C. Yang, "Programmable wavelength time OCDMA coding design based on wavelength periodicity of arrayed waveguide grating", *in Proc. CLEO 2003*, vol. 1, p. 155, 2003.
- [38] P-Y. Cortès, H. Fathallah, S. LaRochelle, L. A. Rusch et P. Loïselle, "Writing of Bragg gratings with wavelength flexibility using a Sagnac type interferometer and application to FH-CDMA", *in Proc. ECOC*, p. 411-412, 1998.
- [39] H. Fathallah, L. A. Rusch et S. LaRochelle, "Optical frequency-hop multiple access communications system", *in Proc. ICC*, vol. 3, p. 1269-1273, 1998.
- [40] L. Bin, "One-coincidence sequences with specified distance between adjacent symbols for frequency multiple access", *IEEE Trans. on. comm*, vol. 45, no. 4, p.408-410, 1997.
- [41] S. Yegnanarayanan, A. S. Bhushan et B. Jalali, "Fast wavelength-hopping time spreading encoding/decoding for optical CDMA", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 12, no. 5, p. 573-575, 2000.
- [42] C-C. Yang, "Hybrid wavelength division multiplexing/spectral amplitude coding optical CDMA system", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 17, no. 6, p. 1343-1345, 2005.
- [43] W. Huang, M. H. M. Nizam, I. Andonovic et M. Tur, "Coherent optical CDMA (OCDMA) systems used for high-capacity optical fiber networks-system description, OTDMA comparison, and OCDMA/WDMA networking", *J. Lightw. Technol.*, vol. 18, no. 6, p. 765-778, 2000.



- [44] P. C. Teh, M. Ibsen, J. H. Lee, P. Petropoulos et D. J. Richardson, "Demonstration of a four-channel WDM/OCDMA system using 255-chip 320-Gchip/s quaternary phase coding gratings", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, no. 2, p. 227-229, 2002.
- [45] L. R. Chen et P. W. E. Smith, "Demonstration of incoherent wavelength-encoding/time-spreading optical CDMA using chirped moire gratings", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 12, no. 9, p. 1281-1283, 2000.
- [46] J. E. McGeehan, S. M. R. M. Nezam, P. Saghari, A. E. Willner, R. Omrani et P. V. Kumar, "Experimental demonstration of OCDMA transmission using a three-dimensional (time-wavelength-polarization) codeset", *J. Lightw. Technol.*, vol. 23, no. 10, p. 3282-3289, 2005.
- [47] J. A. Salehi et E. Gi Paek, "Holographic CDMA", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, no. 9, p. 2434-2438, 1995.
- [48] M. Abtahi et J. A. Salehi, "Spread Space Holographic CDMA Technique: Basic Analysis and Application", *IEEE Trans. Wireless. Commun.*, vol. 1, no. 2, p. 311-321, 2002.
- [49] G. Heidari-Bateni et C. D. McGillem, "A chaotic direct-sequence spread spectrum communication system", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, no. 2/3/4, p. 1524-1527, 1994.
- [50] I. Rian, "Fiber Bragg gratings for telecommunications", *comptes rendus physique*, vol. 4, no. 1, p. 41-49, juin-fév 2003.
- [51] J. Martin, M. Têtu, C. Latrasse, A. Bellemare et M. A. Duguay, "Use of a sampled Bragg grating as in-fiber optical resonator for the realization of a referencing optical frequency scale for WDM communications", in *Proc. OFC*, paper ThJ5, 1997.
- [52] T. J. Eom, S. Kim, T. Kim, C. Park et B. H. Lee, "Optical pulse multiplication and temporal coding using true time delay achieved by long period fiber gratings in dispersion compensating fiber", *Opt. Exp.*, vol. 26, no. 26, p. 6410-6420, 2004.
- [53] M. Ibsen, M. K. Durkin, M. J. Cole et R. I. Laming, "Sinc-sampled fiber Bragg gratings for identical multiple wavelength operation", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 10, no. 6, p. 842-844, 1998.
- [54] A. D. Kersey, M. A. Davis, H. J. Patrick, M. LeBlanc, K. P. Koo, C.G. Askins, M. A. Putnam et E. J. Friebele, "Fiber Grating Sensors" *J. Lightw. Technol.*, vol. 15, p. 1442-1463, 1997.
- [55] K. O. Hill, Y. Fujii, D. C. Johnson et B. S. Kawasaki, "Photo sensitivity in optical fiber waveguide: application to reflection filter fabrication", *Appl. Phys. Lett.*, vol. 32, p. 647-649, 1978.
- [56] K. O. Hill et G. Meltz, "Fiber Bragg grating technology fundamentals and overview", *J. Lightw. Technol.*, vol. 15, no. 8, p. 1263-1276, 1998.
- [57] G. Meltz, W. W. Morey et W. H. Gleinn, "Formation of Bragg gratings fibers by a transverse holographic method", *Opt. Lett.*, vol. 15, p. 823-825, 1989.

- [58] P. J. Lemaire, R. M. Atkins, V. Mizrahi et W. A. Reed, "High pressure H<sub>2</sub> loading as a technique for achieving ultrahigh UV photosensitivity and thermal sensitivity in GeO<sub>2</sub> doped optical fibers", *Electron. Lett.*, vol. 29, no. 13, p. 1191-1193, 1993.
- [59] A. Yariv, "Coupled mode theory for guided wave optics", *IEEE. J. Quant. Electron.*, vol. QE- 9, p. 919-933, 1973
- [60] M. McCall, "On the application of coupled mode theory for modeling fiber Bragg gratings", *J. Lightw. Technol.*, vol. 18, no. 2, p. 236-242, 2000.
- [61] H. Kogelnik et H. C. W. Shank, "Coupled wave theory of distributed feedback lasers", *J. Appl. Phys.*, vol. 43, p. 2327-2335, 1972.
- [62] T. Erdogan, "Fiber grating spectra" *J. Lightw. Technol.*, vol. 15, p. 1277-1294, 1997.
- [63] B. Malo, S. Theriault, D. C. Johnson, F. Bilodeau, J. Albert et K. O. Hill, "Apodised in-fibre Bragg grating reflectors photoimprinted using a phase mask", *Electron. Lett.*, vol. 31, p. 223-225, 1995.
- [64] F. Ouellette, "Dispersion cancellation using linearly chirped Bragg grating filters in optical waveguides", *Opt. Lett.*, vol. 12, p. 847-849, 1987.
- [65] I. Riant, S. Gurib, J. Gourhant, P. Sansonetti, C. Bungarzeanu et R. Kashyap , "Chirped fiber Bragg gratings for WDM chromatic dispersion compensation in multispan 10 Gb/s transmission", *IEEE J. Select. Quant. Electron.*, vol. 5, no. 5, p. 1312- 1324, 1999.
- [66] J. Canning et M. G. Sceats, " $\pi$  phase shifted periodic distributed structures in optical fibers by UV post processing", *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 16, p. 1344-1645, 1994.
- [67] R. Kashyap, R. Wyatt et P. F. McKee, "Wavelength flattened saturated erbium amplifier using multiple side-tap Bragg gratings", *Electron. Lett.*, vol. 29, no. 11, p. 1025- 1026, 1993.
- [68] L. Zhang, K. Sugden, I. Bennion et A. Molony, "wide-stopband chirped fiber moiré grating transmission filters", *Electron. Lett.*, vol. 31, no. 6, p. 477-479, 1995.
- [69] G. E. Town, K. Chan et G. Yoffe, "Design and performance of high-speed optical pulse code generators using optical fiber bragg gratings", *IEEE J. Select. Quant. Electron.*, vol. 5, no. 5, p. 1325-1331, 1999.
- [70] J. Eggleton, P. A. Krug, L. Poladian et F. Ouellette, "Long periodic superstructure Bragg gratings in optical fibers", *Electron. Lett.*, vol. 30, p. 1620-1622, 1994.
- [71] H. Geiger, A. Fu, P. Petropoulos, M. Ibsen, D. J. Richardson et R. I. Laming, "Demonstration of a simple CDMA transmitter and receiver using sampled fiber gratings", *in Proc. ECOC*, vol. 1, p. 337-338, 1998.
- [72] A. Shaar et P. Davies, "Prime sequences: quasi optimal sequences for OR channel code division multiplexing", *Electron. Lett.*, vol. 9, no. 21, p. 888-890, 1983.
- [73] C-G. Yang et W. C. Kwong, "Performance analysis of optical CDMA with prime code", *Electron. Lett.*, vol. 31, no. 7, p. 569-570, 1995.

- [74] S. V. Maric, "New family of algebraically design optical orthogonal codes for use in CDMA fiber optic networks", *Electron. Lett.*, Vol. 29, p. 538-539, 1993.
- [75] A. S. Holmes et R. R. A. Syms, "All optical CDMA using quasi prime codes", *J. Lightw. Technol.*, vol. 10, no. 2, p. 279-286, 1992.
- [76] S. V. Maric, Z. I. Kostic and E. L. Titlebaum, "A new family of optical code sequences for use in spread-Spectrum fiber Optic Local Area Networks", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 41, p. 1217-1221, 1993.
- [77] S. V. Maric et M. D. Hahm, "Construction and performance analysis of a new family of optical orthogonal codes for CDMA fiber optic networks", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, no.2/3/4, p. 485-489, 1993.
- [78] P. C. Teh, P. Petropoulos, M. Ibsen et D. J. Richardson, "Phase encoding and decoding of short pulses at 10 Gb/s using superstructured fiber Bragg gratings", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 13, no. 2, p. 154-156, 2001,
- [79] P. Petropoulos, M. Ibsen, A. Fu, H. Geiger, R. L. Laming et D. J. Richardson, "Coherent control of short pulses using fibre Bragg gratings", *Optical Fibre Gratings (Ref. No.1999/023)*, IEE Colloquium on 26 March, p. 8/1-8/6, 1999.
- [80] K. O. Hill, B. Malo, F. Bilodeau, D. C. Johnson et J. Albert, "Bragg gratings fabricated in monomode photosensitive optical fiber by UV exposure through a phase mask", *Appl. Phys. Lett.*, vol. 62, p. 1035-1037, 1993.
- [81] D. Z. Anderson, V. Mizuehi, T. Erdogan et A. E. White, "Production of in-fiber gratings using a diffractive optical element", *Electron. Lett.*, vol. 29, p. 566-568, 1993.
- [82] P. E. Dyer, R. J. Farley et R. Giedl, "Analysis of grating formation with excimer laser irradiated phase masks", *Optic. Comm.*, vol. 115, p. 327-334, 1995.
- [83] B. Leconte, "Contribution à l'étude de la photosensibilité des fibres en silice sous l'effet d'une insolation par un laser à ArF", thèse doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille 1, no. 2379, 1998.
- [84] A. Kastler, "Transmission d'une impulsion lumineuse par un interféromètre Fabry-Perot", *Nouv. Rev. Optique*, t. 5, no. 3, p. 133-139, 1974.
- [85] S. Shen, A. M. Weiner, G. D. Sucha et M. L. Stock, "Bit error rate performance of ultrashort-pulse optical OCDMA detection under multi-access interferences", *Electron. Lett.*, vol. 36, p. 1795-1796, 2002.
- [86] S. P. Majumder et A. Azhari, "Performance limitations of an optical CDMA system impaired by fiber chromatic dispersion", *In Proc. ICON*, vol. 1, p. 137-141, 2004.
- [87] X. Wang et K. Kitayama, "Analysis of beat noise in coherent and incoherent time-spreading OCDMA", *J. Lightw. Technol.*, vol. 22, p. 2226-2235, 2004.
- [88] M. Born et E. Wolf, "principles of optics", oxford, pergamon press, p. 300-302, 1980.

- [89] K. Takada, I. Yokohama, K. Chida et J. Noda, "New measurement system for fault location in optical waveguide devices based on an interferometric technique", *Appl. Opt.*, vol. 26, p. 1603-1606, 1987.
- [90] R. C. Youngquist, S. Carr et D. E. N. Davies, "Optical coherence domain reflectometry: a new optical evaluation technique", *Opt. Lett.*, vol. 12, p.158-160, 1987.
- [91] H. H. Gilgen, R. P. Novák, R. P. Salathé, W. Hodel et P. Beaud, "Submillimeter optical reflectometry", *J. Lightw. Technol.*, vol. 7, p. 1225-1233, 1989.
- [92] K. Takada et K. Okamoto, "Optical low-coherence reflectometry using a gaussian bandpass filter for measuring WDM components", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 11, p. 1021-1023, 1998.
- [93] U. Wiedmann et P. Gallion, "Leakage current measurement in multielectrode lasers using optical low-coherence reflectometry", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 9, p. 1134-1136, 1997.
- [94] E. I. Petermann, J. Skaar, B. E. Sahlgren, R. A. H. Stubbe et A.T. Friberg, "Characterization of fiber Bragg gratings by use of optical coherence domain reflectometry", *J. Lightw. Technol.*, vol. 17, p. 2317-2378, 1999.
- [95] U. Wiedmann, P. Gallion, Y. Jaouën et C. Chabran, "Analysis of distributed feedback lasers using optical low-coherence reflectometry", *J. Lightw. Technol.*, vol. 16, p. 864-869, 1998.
- [96] J. F. Lucas, L. F. DeChiaro, C. Salla et C. Y. Boisrobert, "Low coherence reflectometry and spectral analysis for detection of gain anomalies in semiconductor lasers", *Electron. Lett.*, vol. 28, p. 2085-2087, 1992.
- [97] K. Kasaya, Y. Y. oshikuni et H. Ishii, "Measurements of a semiconductor waveguide using a low coherence interferometric reflectometer", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 8, p. 251- 253, 1995.
- [98] C. Palavicini, Y. Jaouën, G. Debarge, E. Kerrinckx, Y. Quiquempois, M. Douay, C. Lepers, A-F. Obaton et G. Melin, "Characterization of photonic crystal fiber properties using phase sensitive OLCR", *Opt. Lett.*, vol. 30, p. 361-363, 2005.
- [99] Ph. Giaccari, H. G. Limberger et R. P. Salathé, "local coupling coefficient characterization in fiber Bragg gratings", *Opt. Lett.*, vol. 9, p. 598-600, 2003.
- [100] S. D. Dyer, K. B. Rochford et A. H. Rose, "Fast and accurate low-coherence interferometric measurements of fiber Bragg grating dispersion and reflectance", *Opt. Exp.*, vol. 5, p. 262-266, 1999.
- [101] H. Yamada, H. Sanjoh, M. Kohtoku, K. Takada et K. Okamoto, "Measurements of phase and amplitude error distribution in arrayed waveguide grating multi/demultiplexers based on dispersive waveguide", *J. Lightw. Technol.*, vol. 18, p. 1309-1320, 2000.
- [102] M. J. Gander, R. McBride, J. D. C. Jones, D. Mogilevtsev, T. A. Birks, J. C. Knight et P. St. J. Russell, "Experimental measurement of group velocity dispersion in photonic crystal fiber", *Electron. Lett.*, vol. 35, p. 1485-1486, 1999.
- [103] A.-F. Obaton, C. Palavicini, Y. Jaouen, E. Kerrinckx, Y. Quiquempois, M. Lièvre, "Characterization of Fiber Bragg Gratings by Phase-Sensitive Optical Low-Coherence Reflectometry", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 55, no. 5, p. 1696-1703, 2006.

- [104] T. Erdogan, "Fiber grating spectra", *J. Lightw. Technol.*, vol. 15, p. 1277-1294, 1997.
- [105] P. Y. Fonjallaz, H. G. Limberger, R. P. Salathé, Ch. Zimmer et H. H. Gilgen, "Direct determination of main fiber Bragg grating parameters using OLCR", in *IEE proc Optoelectronic*, vol. 141, no. 2, 1994.
- [106] Y. Gottesman, E. V. K. Rao, H. Sillard et J. Jacquet, "Modeling of optical low coherence reflectometry recorded Bragg reflectograms: evidence to a decisive role of Bragg spectral selectivity", *J. Lightw. Technol.*, vol. 20, no. 3, p. 493-489, 2002.
- [107] R. Adams et L. R. Chen, "Effect of encoder-decoder mismatch due to wavelength and time misalignments on the performance of two-dimensional wavelength-time optical code division multiple access systems", *Appl. Opt.*, vol. 44, p. 4368-4374, 2005.
- [108] H. Fathallah et L. A. Rusch, "Robust Optical FFH-CDMA Communications: Coding in place of Frequency and Temperature Controls", *J. Lightw. Technol.*, vol.17, p. 1284-1293, 1998.
- [109] A. D. Kersey, M. A. Davis, H. J. Patrick, M. LeBlanc, K. P. Koo, C. G. Askins, M. A. Putnam et E. J. Friebele, "Fiber Grating Sensors", *J. Lightw. Technol.*, vol. 15, p. 1442-1463, 1997.
- [110] A. Othonos et K. Kalli, "Fiber bragg grating: fundamentals and applications in telecommunications and sensing", Artech house, 1999.
- [111] I. Joindot et M. Joindot, "Les télécommunications par fibre optiques", Dunod, CNET-ENST, Paris 1996.
- [112] S. Ayotte et L. A. Rusch, "Experimental comparison of coherent versus incoherent sources in a four-user  $\lambda$ -t OCDMA system at 1.25 Gb/s", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 17, no. 11, p. 2493-2495, 2005.
- [113] M. Rochette et L. A. Rusch, "Spectral efficiency of OCDMA systems with coherent pulsed sources", *J. Lightw. Technol.*, vol.23, no.3, p. 1033-1038, 2005.
- [114] B. Ni et J. S. Lehner, "Performance of an incoherent temporal spreading OCDMA system with broadband light sources", *J. Lightw. Technol.*, vol. 23, no.7, p. 2206-2214, 2005.
- [115] L. Tancevski et L. A. Rusch, "Impact of beat noise on the performance of 2-D optical CDMA systems", *IEEE Commun. Lett.*, vol. 4, 2000.
- [116] T. Hamanaka, X. Wang, N. Wada, A. Nishiki, K. Kitayama, "Ten-user truly asynchronous gigabit OCDMA transmission experiment with a 511-chip SSFBG en/decoder", *J. Lightw. Technol.*, vol. 24, no. 1, p. 95-102, 2006
- [117] X. Wang, K. Matsushima, A. Nishiki, N. Wada et K. Kitayama, "High reflectivity superstructured FBG for coherent optical code generation and recognition", *Opt. Exp.*, vol. 12, no. 22, p. 5457-5468, 2004.
- [118] A. M. D. Turkmani et U. S. Goni, "Performance evaluation of maximal-length, Gold et Kasami codes as spreading sequences in CDMA systems", *Universal Personal Communications*, 1993. 'Personal Communications: Gateway to the 21st Century', Conference Record, 2nd International Conference on, vol. 2, 12-15, p. 970-974, 1993.

- [119] R. Gold, "Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing", *IEEE Trans on Information Theory*, vol. 13, no. 2, p. 619-621, 1967.
- [120] R. Prasad, "Universal Wireless Personal Communications" Artech House Publishers, 1998.
- [121] R. S. Stanković, "Some remarks on terminology in spectral techniques for logic design: Walsh transform and Hadamard matrices", *IEEE Trans. Computer-Aided design of integrated circuits and systems*, vol. 17, no. 11, p. 1211-1214, 1998.
- [122] L. Wei et J. W. Y. Lit, "Phase shifted Bragg grating filters with symmetrical structures", *J. Light. Technol.*, vol. 15, no. 8, p. 1405-1410, 1997.
- [123] A. Grunnet-Jepsen, A. E. Johnson, E. S. Maniloff, T. W. Mossberg, M. J. Munroe et J. N. Sweetser, "Fiber bragg grating based spectral encoder/decoder for lightwave CDMA", *Elec. Lett*, vol. 35, no. 13, p. 1096-1097, 1999.
- [124] A. Grunnet-Jepsen, A. E. Johnson, E. S. Maniloff, T. W. Mossberg, M. J. Munroe et J. N. Sweetser, "Demonstration of all-fiber spread lightwave CDMA based on temporal phase encoding", *IEEE Photon. Tech. Lett*, vol. 11, no. 10, p. 1283-1285, 1999.
- [125] S. Boztas, R. Hammons et P. Y. Kumar, "4-phase sequences with near-optimum correlation properties", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 38, no. 3, p. 1101-1113, 1992.
- [126] N. Wada et K. Kitayama, "A 10Gb/s optical code division multiplexing using 8-chip optical bipolar code and coherent detection", *J. Lightw. Technol.*, vol. 17, p. 1758-1765, 1999.
- [127] S. Kutsuzawa, S. Oshiba, A. Nishiki, S. Kobayashi et H. Iwamura, "Phase-coding OCDM using fiber-Bragg-grating with enlarged signal pulse width", *in Proc. OFC*, vol. 1, p. 136-137, 2003.
- [128] P. S. Cross et H. Kogelink, "Side lobe suppression in corrugated waveguide filters", *Opt. Lett.*, vol. 1, p. 43-45, 1977.
- [129] D. Pastor, J. Capmany, D. Ortega, V. Tatay et J. Marti, "Design of apodized linearly chirped fiber gratings for dispersion compensation", *J. Lightw. Technol.*, vol. 14, no. 11, p. 2581-2588, 1996.

