



HAL
open science

Continuum de fréquences optiques pour application OCDMA

Steevy Cordette

► **To cite this version:**

Steevy Cordette. Continuum de fréquences optiques pour application OCDMA. Optique / photonique. Télécom ParisTech, 2010. Français. NNT: . pastel-00582653

HAL Id: pastel-00582653

<https://pastel.hal.science/pastel-00582653>

Submitted on 3 Apr 2011

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'ÉDITE

Spécialité : **Electronique et Communications**

Steevy CORDETTE

Continuum de fréquences optiques pour application OCDMA

Soutenue le 12 Juillet 2010 devant le jury composé de :

Thibaut Sylvestre
Philippe Gravey
Christophe Finot
Yves Jaouën
Catherine Lepers
Cédric Ware

Rapporteurs

Examineurs

Directeurs de thèse

Remerciements

Je tiens à remercier vivement tout ceux et celles qui m'ont accompagné durant ces années de thèse, qui se sont déroulées au sein du groupe de recherche Télécommunications Optiques du département Communications et Électronique de l'École Nationale Supérieure des Télé-communications (« Télécom ParisTech »), membre du Groupe des Écoles des Télécommunications.

Je pense en particulier à mes deux directeurs de thèse, Catherine Lepers et Cédric Ware. Merci à vous deux pour vos conseils, votre disponibilité, et surtout pour le soutien et la complémentarité dont vous avez su faire preuve. Je remercie également Ihsan Fsaifes, pour son support et pour m'avoir fait partager son expertise au travers de nos discussions et expériences scientifiques.

Je pense également, à tous ceux avec qui j'ai eu l'occasion de travailler dans le cadre de différents projets et publications, m'ayant fait profiter de leurs connaissances et savoir faire. Merci à vous, Bertran Kibbler, Cristhophe Finot, Alessandro Tonello, Vincent Couderc, Antonio Picozzi, Marc Douay, Stefan Wabnitz, Guy Millot, Jean-Christophe Antona, Yann Frignac, Didier Erasme, Renaud Gabet, Mohammad Gharaei, Juan Petit, pour votre collaboration ; ainsi qu'à l'ensemble des membres du département, qui à un moment ou à un autre, ont contribué à l'aboutissement de cette thèse.

J'adresse également mes remerciements aux membres du jury, pour avoir accepté d'évaluer mon travail de thèse. Toute ma gratitude va au président du jury, Yves Jaouën, pour ses conseils et les échanges que nous avons pu avoir, à Cristhophe Finot, non seulement pour son implication en tant qu'examineur, mais également pour sa contribution lors de nos collaborations, aux rapporteurs Michel Barlaud et Jean-Marc Chassery pour la rédaction des rapports, jugeant de la qualité du travail réalisé.

Mes remerciements vont aussi à mes collègues et camarades du département COMELEC de Telecom ParisTech : Mireille Sarkiss, Mélanie Plainchault, Sami Mekki, Ali Osmane, Yang Liu, Chadi Jabbour, Ghassan M. Kraidy, Sheng, Hassan Teimoori, Fausto Gomez Agis, Marcia Costa E Silva, Philippe Hamel, Shifeng Jiang, Vincent Lanticq, Qing Xu, Mohammad Gharaei, Juan Petit, Waqqas Akhtar, Sami Mumtaz, Guilhem de Valicourt, Pierre Delesques, Mehrz Shelmi, Housseem Brahmi, Michael Grelier, Fabrice Linot.

A mes chers collègues de bureau : Maya Badr, Charlotte Hucher, Lina Mroueh, Aude LeDuc, Tian Ban, Damien Fafchamps, et Eric Boutton. Je garderai toujours en mémoire les bons moments passés ensemble, ainsi que l'aide morale que vous m'avez apportée.

Enfin, j'exprime toute ma reconnaissance à ma famille et à mes amis, qui ont toujours été présents et m'ont toujours soutenu. Je suis tout particulièrement reconnaissant à ma mère et mes frères, à qui je dois beaucoup. Tout spécialement, je souhaite, remercier tendrement Florence, ma compagne, qui m'a soutenu et encouragé durant ces années de thèse.

Résumé

Ce travail de thèse s'inscrit dans le cadre des systèmes d'accès optiques haut débit où la bande passante de la fibre est partagée entre plusieurs utilisateurs. Ce type de systèmes 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 codes optique (OCDMA: Optical Code Division Multiple Access) est considéré aujourd'hui dans ce contexte comme une solution attractive. Cependant, dans le domaine optique, cette technique a pour inconvénients d'être limitée en termes de capacité de multiplexage et de subir des interférences dues aux utilisateurs non désirés.

Dans le but d'augmenter le nombre d'utilisateurs de ces systèmes, nous proposons deux architectures systèmes OCDMA. La première est une architecture système hybride WDM/OCDMA à encodage temporel dans laquelle nous découpons le spectre d'une source large bande afin de multiplier le nombre d'utilisateurs multiplexés OCDMA par le nombre de canaux WDM générés. La seconde est une architecture système OCDMA à encodage spectral en phase qui permet d'implémenter des codes bipolaires.

De même, nous avons réduit les interférences d'accès multiple (MAI: Multiple Access Interference) rencontrées dans ces systèmes OCDMA du fait des utilisateurs non désirés ou interférents, en utilisant un absorbant saturable après décodage des données de l'utilisateur désiré.

Dans le cadre du projet ANR SUPERCODE, nous avons étudié la génération d'une source continuum optique et l'implémentation d'un absorbant saturable, basées sur l'exploitation d'effets d'optique non-linéaire dans des fibres spéciales ; nous avons aussi mis en œuvre l'implémentation de codeurs et décodeurs à réseaux de Bragg photo-inscrits dans des fibres optiques.

L'intégration des dispositifs décrits ci-dessus dans des systèmes WDM/OCDMA à encodage temporel et à encodage spectral en phase et l'étude des performances de ces systèmes ainsi réalisés, ont fait l'objet de ma thèse.

Tout d'abord, j'ai élaboré une plateforme expérimentale de test de faisabilité des systèmes étudiés. Les performances du système hybride WDM/OCDMA à encodage temporel, ainsi que celles du système OCDMA à encodage spectral en phase ont été évaluées et analysées en termes de taux d'erreurs binaires (BER : bit error rate).

Puis, j'ai montré l'influence de l'utilisation de la source large bande sur les performances systèmes dans le cas du système hybride WDM/OCDMA. De même, j'ai analysé l'impact de l'absorbant saturable sur les performances en taux d'erreurs binaires du système OCDMA à encodage spectral en phase et montré qu'il est possible de relâcher la contrainte « temps d'intégration limité au temps chip », ce qui permet d'envisager une détection moins rapide.

Sommaire

RESUME.....	3
SOMMAIRE	6
LISTE DES FIGURES.....	7
LISTE DES TABLEAUX.....	12
INTRODUCTION.....	14
CHAPITRE I. SYSTEMES DE COMMUNICATION OPTIQUE OCDMA.....	16
I.1 Introduction.....	16
I.2 Principes des systèmes de communication OCDMA	18
I.2.1 <i>Système OCDMA à étalement spectral</i>	20
I.2.2 <i>Système OCDMA à étalement temporel</i>	23
I.3 Étude comparative des familles de codes d'étalement d'accès multiples	27
I.3.1 <i>Propriétés caractéristiques des familles de codes</i>	27
I.3.2 <i>Définition de quelques familles de code d'étalement</i>	28
I.3.3 <i>Évaluation comparative des performances des familles de codes d'étalement étudiées</i>	40
I.4 Conclusion	46
CHAPITRE II. GENERATION DE CONTINUA	48
II.1 Introduction.....	48
II.2 Modélisation de la propagation d'une onde dans une fibre non-linéaire.....	49
II.2.1 <i>Équation de Schrödinger non linéaire</i>	49
II.2.2 <i>Résolution de l'équation non-linéaire de Schrödinger dans le domaine fréquentiel</i>	54
II.3 Source continuum pour application OCDMA	55
II.3.1 <i>Modélisation et caractérisation expérimentale des impulsions de pompe</i>	56
II.3.2 <i>Génération de source continuum : régime anormal (effet soliton)</i>	61
II.3.3 <i>Génération de source continuum : régime normal</i>	64
II.4 Fonction de seuillage optique pour application OCDMA	67
II.4.1 <i>Principe du seuillage non linéaire optique basé sur la génération de continuum</i>	67
II.4.2 <i>Seuillage optique à base d'une fibre microstructurée hautement biréfringente</i>	68
II.5 Conclusion	73
CHAPITRE III. INTEGRATION SYSTEME.....	74
III.1 Introduction.....	74
III.2 Système d'accès OCDMA à étalement spectral	75
III.2.1 <i>Système d'accès hybride WDM/DS-OCDMA</i>	75
III.3 Système d'accès OCDMA à étalement temporel	94
III.3.1 <i>Application système d'accès OCDMA à encodage spectral en phase</i>	94
CONCLUSION GENERALE	107
REFERENCES.....	109
PUBLICATIONS SCIENTIFIQUES.....	114

Liste des figures

Figure I-1 : Méthodes d'accès multiples dans les systèmes de communications optiques: (a) TDMA, (b) WDM, (c) CDMA.....	17
Figure I-2 : Simulation du champ optique d'un bit de donnée à «1» (a) et la transformée de Fourier associée en bande de base (b)	20
Figure I-3 : Encodage temporel en amplitude (a) et Encodage temporel en phase (b)	21
Figure I-4 : Simulation d'un bit de données optique à « 1 » après encodage TPE-OCDMA par les codes Walsh Hadamard [1 -1 1 -1 1 -1 1 -1] (a) et [1 1 -1 -1 1 1 -1 -1] (b).....	21
Figure I-5 : Simulation d'un bit de données optique à « 1 » après encodage-décodage TPE-OCDMA par les codes Walsh Hadamard ([1 -1 1 1 -1 1 -1],[1 -1 1 -1 1 -1 1 -1]) (a) et désadapté ([1 -1 1 -1 1 -1 1 -1],[1 1 -1 -1 1 1 -1 -1]) (b)	22
Figure I-6 : Simulation d'un bit de données optique à «1» (a) et la transformée de Fourier associée en bande de base (b)	23
Figure I-7 : Encodage spectral en amplitude (a) et Encodage spectral en phase (b).....	24
Figure I-8 : Simulation de la transformée de Fourier d'un bit de données optique à « 1 » après encodage SPE-OCDMA par les codes Walsh Hadamard [1 -1 1 -1 1 -1 1 -1] (a) et [1 1 -1 -1 1 1 -1 -1] (b).....	24
Figure I-9 : Simulation d'un bit de données optique à « 1 » après encodage SPE-OCDMA par les codes Walsh Hadamard [1 -1 1 -1 1 -1 1 -1] (a) et [1 1 -1 -1 1 1 -1 -1] (b).....	25
Figure I-10 : Simulation de la transformée de Fourier d'un bit de données optique à « 1 » après encodage-décodage SPE-OCDMA adapté par les codes Walsh Hadamard ([1 -1 1 -1 1 -1 1 -1],[1 -1 1 -1 1 -1 1 -1]) (a) et désadapté ([1 -1 1 -1 1 -1 1 -1],[1 1 -1 -1 1 1 -1 -1]) (b).....	25
Figure I-11 : Simulation d'un bit de données optique à « 1 » après encodage-décodage SPE-OCDMA adapté par les codes Walsh Hadamard ([1 -1 1 -1 1 -1 1 -1],[1 -1 1 -1 1 -1 1 -1]) (a) et désadapté ([1 -1 1 -1 1 -1 1 -1],[1 1 -1 -1 1 1 -1 -1]) (b)	26
Figure I-12 : (a) Fonction d'autocorrélation du code $OOC_4(0)$, (b) Fonction d'intercorrélacion entre le code $OOC_4(0)$ et le code $OOC_4(1)$	30

Figure I-13 : (a) Fonction d'autocorrélation du code $PS_5(0)$, (b) Fonction d'intercorrélation entre le code $PS_5(0)$ et le code $PS_5(1)$	32
Figure I-14 : (a) Fonction d'autocorrélation du code $QC_5(0)$, (b) Fonction d'intercorrélation entre le code $QC_5(0)$ et le code $QC_5(1)$	33
Figure I-15 : (a) Fonction d'autocorrélation du code $EQC_5(0)$, (b) Fonction d'intercorrélation entre le code $EQC_5(0)$ et le code $EQC_5(1)$	34
Figure I-16 : (a) Fonction d'autocorrélation du code $WH_4(0)$, (b) Fonction d'intercorrélation entre le code $WH_4(0)$ et le code $WH_4(1)$	36
Figure I-17 : (a) Fonction d'autocorrélation du code $GC_3(0)$, (b) Fonction d'intercorrélation entre le code $GC_3(0)$ et le code $GC_3(1)$	38
Figure I-18 : (a) Fonction d'autocorrélation du code $OGC_3(0)$, (b) Fonction d'intercorrélation entre le code $OGC_3(0)$ et le code $OGC_3(1)$	39
Figure I-19 : Moyenne quadratique normalisée des niveaux de corrélation de chaque code des différentes familles de codes.....	43
Figure I-20 : Moyenne de la moyenne quadratique normalisée des niveaux de corrélation des différentes familles de codes.....	43
Figure I-21 : Moyenne quadratique normalisée des niveaux de corrélation des transformées de Fourier inverses de chaque code de différentes familles	44
Figure I-22 : Moyenne de la moyenne quadratique normalisée des niveaux de corrélation des transformées de Fourier inverses des différentes familles.....	45
Figure II-1 : (a) Parties réelles de l'ensemble des lorentziennes, (b) Parties imaginaires de l'ensemble des lorentziennes, (c) Partie réelle de la courbe de gain Raman simulé, (d) Partie imaginaire de la courbe de gain Raman simulé.....	53
Figure II-2 : Schéma du laser à blocage de modes (MLL).....	57
Figure II-3 : Montage expérimental de caractérisation de l'amplificateur optique.....	59
Figure II-4 : Mesures (a) de l'autocorrélation du train d'impulsions délivré par le laser à blocage de modes pour un filtre de 10 nm avant et après amplification optique et (b).du spectre associé en échelle logarithmique.....	59
Figure II-5 : Mesures (a) de l'autocorrélation du train d'impulsions délivré par le laser à blocage de modes pour un filtre de 5 nm avant et après amplification optique et (b) du spectre associé en échelle logarithmique.....	60

Figure II-6 : Autocorrélation de l'impulsion optique modélisée en sortie de l'amplificateur optique (a) et son spectre associé (b)	61
Figure II-7 : Simulation de propagation de soliton d'ordre 1 à 4 (de bas en haut) en temps , en fréquence	63
Figure II-8 : Simulation de la propagation d'une sécante hyperbolique à la longueur d'onde 1550nm, de largeur à mi-hauteur 3.2 ps, et de puissance crête 5.18 W ; dans 1 km de fibre d'atténuation de 0.2 dB/km, de constante $\beta_2 = -95.6 \times 10^{-3} \text{ ps}^2 \cdot \text{km}^{-1}$ (ie : $D_{\lambda_0} = -0.075 \text{ ps} \cdot \text{km}^{-1} \cdot \text{nm}^{-1}$), de constante $\beta_3 = -29.46 \times 10^{-3} \text{ ps}^3 \cdot \text{km}^{-1}$ (ie : $D_{S_{\lambda_0}} = -0.0034 \text{ ps} \cdot \text{km}^{-1} \cdot \text{nm}^2$), de coefficient de non-linéarité $\gamma = 10.5 \text{ W}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$, de taux de réponse Raman $f_r = 0.18$	64
Figure II-9 : Simulation de la propagation d'une sécante hyperbolique à la longueur d'onde 1550nm, de largeur à mi-hauteur 1 ps, et de puissance crête 88.5 W ; dans une fibre HNLF d'atténuation 0.9 dB/km, de constante $\beta_2 = 0.074 \text{ ps}^2 \cdot \text{km}^{-1}$ (ie : $D_{\lambda_0} = -0.6 \text{ ps} \cdot \text{km}^{-1} \cdot \text{nm}^{-1}$), de constante $\beta_3 = 0.0072 \text{ ps}^3 \cdot \text{km}^{-1}$ (ie : $D_{S_{\lambda_0}} = -0.01 \text{ ps} \cdot \text{km}^{-1} \cdot \text{nm}^2$), de coefficient de non-linéarité $\gamma = 10.5 \text{ W}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$, de taux de réponse Raman $f_r = 0.18$, et de longueur 500 m. Les valeurs β_2 et β_3 sont obtenues d'après les spécifications fournies par le constructeur.	65
Figure II-10 : (a) Spectres obtenus expérimentalement en sortie de la HNLF pour différentes puissances de pompe initiales. (b) Évolution expérimentale (points) de la largeur spectrale en fonction de la puissance moyenne initiale, comparée aux largeurs spectrales obtenues par simulation numériques (ligne continue) [45].....	65
Figure II-11 : (a) Impulsion temporelle et chirp du continuum simulé [45], (b) spectre du continuum simulé. (c1) Spectre expérimental du continuum cohérent en échelle logarithmique, (c2) en échelle linéaire.	66
Figure II-12 : Image SEM (scanning electron micrograph) de la fibre PCF biréfringente réalisée par le laboratoire XLIM.....	68
Figure II-13 : (a) Courbe de dispersion chromatique du mode LP_{01} de la PCF sur l'axe x et y de polarisation, et (b) Courbe expérimentale obtenue après transmission non-linéaire et filtrage optique dans deux états de polarisation. Courbes fournies par XLIM.....	69
Figure II-14 : Montage expérimental de caractérisation du seuillage non-linéaire optique sans (a) et avec (b) utilisation de la fibre microstructurée hautement biréfringente	70
Figure II-15 : Mesures d'autocorrélation des impulsions bruitées, en sortie de l'amplificateur optique, en sortie de la PCF, et après filtrage	71
Figure II-16 : (a) simulation du continuum après amplificateur optique (gris) et après la PCF (bleu), (b) simulation des impulsions après amplificateur optique et (c) après la PCF	71

Figure II-17 : Train de données PRBS au format RZ à 1.25GHz pour un taux d'extinction dégradé avant (a) et après (b) seuillage optique intégrant la PCF. Diagramme de l'œil avant seuillage optique(c) et après seuillage optique obtenu avec amplificateur optique et sans PCF (d) avec amplificateur optique et avec PCF (e).	72
Figure III-1 : Architecture du système DS-OCDMA en liaison descendante	75
Figure III-2 : Source continuum expérimentale mesurée à l'analyseur de spectre optique avec une résolution de 0.07 nm.....	76
Figure III-3 : Impulsion temporelle après filtrage du continuum en fonction de la bande passante du filtre gaussien pour un taux de réjection de 39 dB (a) et de 100 dB (b).....	76
Figure III-4 : (a) Simulation de la largeur à mi-hauteur des impulsions et de la puissance moyenne d'un canal WDM en fonction de la bande passante du filtre gaussien d'ACR de 39 dB. (b) Impulsions simulées après filtrage du continuum pour des filtres gaussiens de différentes bandes passantes et valeurs d'ACR.	77
Figure III-5 : (a) Spectre expérimental du continuum et spectre des sous-bandes du continuum en échelle logarithmique (b) Autocorrélation d'une impulsion après découpage (courbe analytique d'une gaussienne de largeur à mi-hauteur 8 ps en points noirs).	78
Figure III-6 : Réponses temporelles des codeurs et du décodeur mesurées sur un oscilloscope à échantillonnage, avec une entrée optique de 30 GHz de bande passante.(Les impulsions numérotées de 1 à 5 sont les chips à 1 des codes considérés)	80
Figure III-7 : (a) Signal décodé en l'absence d'interférents, (b) Signal décodé en présence de 1 interférent, c) Signal décodé en présence de 2 interférents.	81
Figure III-8 : Plate-forme expérimentale d'évaluation de la solution hybride WDM/DSCDMA mono-canal WDM.....	82
Figure III-9 : (a) Impulsions optiques gaussiennes de puissance moyenne identique pour des largeurs à mi-hauteur de 100ps, 10ps, 1ps et leur spectre optique associé (b).	90
Figure III-10 : (a) Spectre RF obtenue par la détection sur un photodétecteur de bande passante infinie d'impulsions optiques gaussiennes (de puissance moyenne identique pour des largeurs à mi-hauteur de 100ps, 10ps, 1ps); (b) Impulsion électrique obtenue par la détection d'impulsions gaussienne de puissance moyenne identique pour des largeurs à mi-hauteur de 100ps, 10ps, 1ps sur un photodétecteur de bande passante 10 GHz.....	90
Figure III-11 : Mesure du taux d'erreurs binaires après transmission via 20 km de fibre à faible dispersion ($4.1 \text{ ps.nm}^{-1}.\text{km}^{-1}$) et faible pente de dispersion ($\leq 0.05 \text{ ps.nm}^{-2}.\text{km}^{-1}$), sans codage OCDMA et en configurations multi-utilisateurs.	93

Figure III-12 : Architecture système de la solution SPE-OCDMA.....	94
Figure III-13 : Spectre expérimental en sortie des codeurs (colonne de gauche) et des décodeurs SPE-OCDMA (colonne de droite), classé de haut en bas par nombre croissant de sauts de phase dans les codes.....	96
Figure III-14 : (a) Train d'impulsions en entrée du codeur, (b) Train d'impulsions étalé temporellement en sortie du codeur SPE-OCDMA.....	97
Figure III-15 : Mesures d'autocorrélation simulées (a) et expérimentales (b) d'un bit optique après décodage appairé et décodage non-appairé (MAI)	98
Figure III-16 : Mesure expérimental du continuum généré dans la fibre HNLF en fonction du nombre d'interférents et le continuum filtré dans le cas de 3 interférents. (Fibre HNLF utilisée d'atténuation de 0.9 dB/km, de constante β_2 de $1.2746 \text{ ps}^2.\text{km}^{-1}$, de constante β_3 de $0.0141 \text{ ps}^3.\text{km}^{-1}$, de coefficient de non-linéarité γ de $10.5 \text{ W}^{-1}.\text{km}^{-1}$, de taux de réponse Raman f_r de 0.18, et de longueur 500 m.....	99
Figure III-17 : Mesures et simulations de la courbe de transmission non-linéaire du dispositif de seuillage optique réalisé avec la fibre HNLF et un filtre de 1.2nm centré sur la longueur onde.....	100
Figure III-18 : Diagrammes de l'œil du signal décodé en présence de 3 interférents avant (a), et après seuillage optique (b).....	100
Figure III-19 : Plateforme expérimentale d'évaluation de la solution SPE-OCDMA.....	101
Figure III-20 : Mesure du taux d'erreurs binaires sans codage, et avec codage en configurations multi-utilisateurs sans fibre de transmission.	106

Liste des tableaux

Tableau I-1 : Famille de codes OOC ($\omega=4$).....	30
Tableau I-2 : Famille de codes premiers $\{PS_5(.)\}$	32
Tableau I-3 : Famille de codes congruents $\{QC_5(.)\}$	33
Tableau I-4 : Famille de codes quadratiques congruents étendus $\{EQC_5(.)\}$	34
Tableau I-5 : Famille de codes Walsh Hadamard $\{WH_4(.)\}$	36
Tableau I-6 : Famille de codes de Gold $\{GC_3(.)\}$	38
Tableau I-7 : Famille de codes de Gold orthogonaux $\{OGC_3(.)\}$	39
Tableau I-8 : Tableau récapitulatif des familles de codes étudiées, où p est un nombre premier, n un entier positif, et m le degré des polynômes préférés.....	40
Tableau II-1 : Tableau de valeur des constantes ω_{R_k} , $\Delta\omega_{FWHM_k}$, $gain_k$ utilisées pour définir les lorentziennes.....	54
Tableau II-2 Spécifications techniques du MLL utilisé.....	58
Tableau III-1 : Bilan optique (en puissance moyenne P_m et puissance crête P_c) de l'étage de mise en forme du signal avant émission n'intégrant pas d'amplificateur.....	84
Tableau III-2 : Bilan optique (en puissance moyenne P_m et puissance crête P_c) de l'étage de mise en forme du signal avant transmission intégrant un amplificateur.....	85
Tableau III-3 : Bilan optique (en puissance moyenne P_m et puissance crête P_c) de l'étage de réception après transmission via une fibre optique de 20km mise en forme du signal avant transmission intégrant un amplificateur.....	88
Tableau III-4 : Bilan optique (en puissance moyenne P_m et puissance crête P_c) de l'étage de mise en forme du signal avant émission du système SPE-OCDMA.....	102
Tableau III-5 : Bilan optique (en puissance moyenne P_m et puissance crête P_c) de l'étage de réception de la solution SPE-OCDMA.....	103

Introduction

L'émergence de nouveaux services, tels que la téléphonie sur IP, la vidéo à la demande, et les échanges de données (Peer to Peer) et autres..., entraînent des besoins en débits de plus en plus élevés. Afin de fournir un débit suffisant aux utilisateurs pour accéder à ces services, le développement de réseaux d'accès haut débit, ainsi que l'optimisation des réseaux métropolitains et dorsaux est une nécessité.

L'introduction des systèmes de communication optique dans les réseaux métropolitains et dorsaux au détriment des systèmes de communication électriques, a constitué une avancée majeure des performances des cœurs de réseaux, dans les années 80. En effet, le support « fibre optique » a permis, de par sa large bande passante (25 THz), la mise en place de cœurs de réseaux plus performants pouvant atteindre des capacités de transmission de 25 Tb/s [1]. Ces capacités de transmission maximisées par l'utilisation de techniques de multiplexage (WDM, TDM) permettent de gérer d'importants flux d'informations.

Les réseaux d'accès cuivrés, actuellement en place, sont essentiellement basés sur la technique ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line). Le débit de données maximal de 20 Mbit/s fourni par cette technologie ne permet pas d'assurer des services dont la qualité et le nombre ne cessent de croître. Ces réseaux représentent aujourd'hui le goulot d'étranglement des réseaux de télécommunication. Le déploiement d'une nouvelle génération de réseaux d'accès haut débit, est une étape obligatoire pour garantir une distribution de ces différents nouveaux services à la clientèle grand public et aux entreprises privées. Le développement et la démocratisation de technologies FTTH (fibre jusqu'à l'abonné), permettent de répondre à cette problématique, par la mise en place des réseaux passifs optiques (Passive Optical Network : PON).

Ces réseaux ont recours à des techniques d'accès multiples, permettant à plusieurs utilisateurs de partager un même canal physique (fibre optique de transmission). Parmi les techniques de multiplexage existantes, l'une repose sur l'accès multiple par répartition de codes (OCDMA : Optical Code Division Multiple Access) [2]. Elle permet un accès simultané par de multiples utilisateurs au même réseau optique haut débit sans gestion de temps ni de fréquence. En contrepartie, cette technique induit une dégradation du signal des utilisateurs causée par les interférences existant entre les utilisateurs accédant simultanément au réseau. Ces interférences d'accès multiple (MAI : Multiple Access Interference) diminuent les performances du système et déterminent le nombre maximal d'utilisateurs supportable simultanément sur le réseau.

Les travaux effectués dans cette thèse consistent à étudier les spécificités de continua de fréquences adaptés aux systèmes de communication OCDMA. Ces travaux ont été réalisés dans le cadre

du projet ANR SUPERCODE ayant pour objectif la génération d'une source continuum de fréquences pour l'application OCDMA. Dans ce projet, nous avons envisagé l'étude et le développement d'une nouvelle source de lumière cohérente à bande large, comparable à la fréquence de la porteuse optique. La source que nous avons étudiée, est basée sur la génération contrôlée d'un continuum dans des fibres spéciales hautement non-linéaires (HNLF : Highly Non-Linear Fiber) ou microstructurées (PCF : Photonic Crystal Fiber). Le continuum est obtenu par effets non-linéaires lors de la propagation dans ces fibres d'impulsions courtes (quelques picosecondes) de puissance crête élevée (quelques dizaines de watts). Nous avons étudié et contrôlé la cohérence du continuum (c'est-à-dire la stabilité de la phase du continuum sur une très large plage de fréquences) par l'optimisation du profil de dispersion des fibres spéciales considérées. Cette source continuum expérimentale a été appliquée au système de communication OCDMA, tout en assurant une compatibilité de celle-ci avec les fonctions de codage et décodage OCDMA. Ces fonctions sont réalisées par traitement tout optique via des réseaux de Bragg superstructurés et des réseaux de Bragg chirpés.

Ce mémoire est structuré en 3 chapitres. Au cours du chapitre 1, nous nous intéressons aux systèmes de communication OCDMA. Après une introduction générale des différentes techniques OCDMA, nous présentons les principes de base de ces systèmes dans le cas de familles de codes à une dimension et plus particulièrement des systèmes à séquence directe (DS-OCDMA) et à encodage spectral en phase (SPE-OCDMA). Puis nous effectuons une étude comparative des familles de codes les plus couramment utilisées et une étude de l'impact du choix de celles-ci sur les performances des systèmes.

Dans le chapitre 2, nous étudions la génération de continuum de fréquences et leur application aux systèmes de communication OCDMA. Afin de comprendre les mécanismes de génération, nous analysons les effets optiques linéaires et non-linéaires dans des fibres optiques. Puis, nous simulons numériquement la génération de continuum par résolution de l'équation de Schrödinger non-linéaire, dans le but d'obtenir le continuum adapté à l'application recherchée : l'application principale voulue étant la réalisation d'une source optique large bande couvrant la bande C des amplificateurs optiques, et l'application secondaire un dispositif de seuillage optique de type filtre de Mamyshev dans le but de diminuer la MAI.

Enfin, dans le chapitre 3, nous présentons l'architecture proposée pour les systèmes DS-OCDMA et SPE-OCDMA étudiés. Ces systèmes intègrent les fonctions d'émission optique, de codage/décodage optique, et de seuillage optique. Une évaluation expérimentale des performances des systèmes considérés a été réalisée.

Chapitre I.

Systemes de communication optique OCDMA

I.1 INTRODUCTION

Les systèmes de communications optiques actuels mettent en œuvre des techniques d'accès multiple, dont le principe repose sur le multiplexage de plusieurs canaux de transmission de données sur le même support physique qu'est la fibre optique. Cette opération de multiplexage permet de partager la bande passante de la fibre entre les différents utilisateurs des systèmes. Un démultiplexage adéquat permet de séparer les canaux.

Trois principales techniques d'accès multiple sont utilisées dans les systèmes de communication optique : l'Accès Multiple par Répartition de Temps (Time Division Multiple Access : TDMA), l'Accès Multiple par Répartition de longueurs d'ondes (Wavelength Division Multiplexing : WDM), et l'Accès Multiple par Répartition de Codes Optique (Optical Code Division Multiple Access : OCDMA).

Le TDMA consiste à partager les ressources de la fibre optique en les allouant de façon temporaire à chaque utilisateur. Par exemple, les utilisateurs envoient un bit, ou une trame de données, à tour de rôle (Figure I-1(a)). Les utilisateurs n'accèdent alors pas aux ressources de la fibre de manière simultanée, mais uniquement durant les intervalles temporels définissant le canal qui leur est alloué. A la réception, les données de l'utilisateur désiré sont obtenues après un démultiplexage temporel permettant de récupérer uniquement les intervalles temporels du canal correspondant. Cette technique a pour avantage de ne nécessiter aucune gestion de fréquences des séquences de données à transmettre. Cependant un dispositif assurant la synchronisation entre les intervalles temporels de chaque canal doit être utilisé afin d'éviter toute interférence entre les canaux TDMA.

Dans le cas du WDM, chaque utilisateur se voit attribuer un canal de fréquence optique distinct dans lequel il peut émettre en continu. Les utilisateurs se partagent alors la fibre optique dans le domaine des fréquences optiques (Figure I-1(b)). A la réception, une batterie de filtres optiques passe-bande sélectifs, ou un démultiplexeur de longueurs d'ondes, est utilisée pour attribuer le signal correspondant à un utilisateur unique tout en évitant les interférences avec les signaux présents dans d'autres canaux fréquentiels. L'avantage de cette technique est de s'affranchir de la gestion de temps des séquences de données à transmettre. Néanmoins chaque canal est limité à la bande passante fréquentielle allouée.

Dans le cas du CDMA, les N utilisateurs du réseau vont transmettre leurs informations simultanément et dans la même bande de fréquences (Figure I-1(c)). Les N canaux OCDMA sont différenciés par des codes quasi-orthogonaux entre eux, c'est-à-dire des codes dont l'intercorrélacion est quasi nulle (les éléments composant ces codes sont appelés "chips"). A chaque utilisateur est attribué un code qui lui est propre. Le multiplexage est réalisé en codant les informations de l'utilisateur avec son propre code. Pour démultiplexer les canaux, on effectue une corrélation en convolant les canaux multiplexés avec le conjugué du code définissant le canal voulu. L'information d'origine de l'utilisateur est ainsi reconstituée, ainsi qu'un pseudo-bruit à large bande venant de l'intercorrélacion non-nulle entre les autres canaux et le code utilisé. Le multiplexage OCDMA a pour avantage de permettre un accès multiple asynchrone, un partage de ressources flexible sans gestion de temps ni de fréquence, et peut être réalisé dans le domaine optique grâce à des dispositifs de codage et décodage optique. Cependant, cette technique de multiplexage est limitée par la capacité à générer le maximum de codes dont les propriétés de corrélation permettent d'engendrer le moins d'interférences d'accès multiples (MAI : Multiple Access Interference) possible.

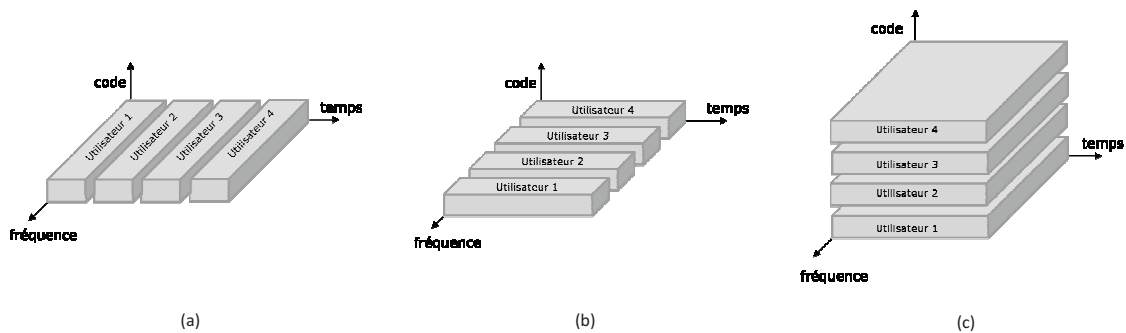


Figure I-1 : Méthodes d'accès multiples dans les systèmes de communications optiques: (a) TDMA, (b) WDM, (c) CDMA

Les avancées dans le domaine de la technique OCDMA ont permis l'élaboration de divers procédés d'encodage. On distingue toutefois deux approches distinctes : la première est une approche unidimensionnelle du procédé d'encodage (codes à une dimension : « 1D ») et la seconde une approche bidimensionnelle faisant appel à des codes 2D.

Dans le cas des systèmes OCDMA 1D, le codage est effectué dans le domaine temporel ou dans le domaine spectral. Les types d'encodage existants dans le domaine temporel sont [3][4]:

- L'encodage à séquence directe (DS-OCDMA : Direct Sequence OCDMA) : cette technique OCDMA est ainsi nommée car chaque bit de données est directement modulé en amplitude par la séquence d'un code (on procède à une multiplication entre le bit de données à transmettre et le code de l'utilisateur correspondant).
- L'encodage temporel en phase (TPE-OCDMA : Temporal Phase Encoded OCDMA) : cette technique consiste à effectuer une modulation de la phase du champ optique portant les données utilisateurs.

Les principales méthodes d'encodage spectral sont les suivantes [5][6] :

- L'encodage spectral en amplitude (SAC : Spectral Amplitude Coding) : la méthode d'encodage est une modulation d'amplitude du spectre des données des utilisateurs.

- L'encodage spectral en phase (SPE-OCDMA : Spectral Phase Encoding OCDMA): celui-ci consiste en une modulation de la phase dans le domaine spectral des données des utilisateurs.

Les systèmes OCDMA à 2 dimensions mettent en œuvre à la fois les dimensions spectrale et temporelle pour effectuer l'encodage [7] [8][9]. Les méthodes les plus étudiées sont :

- L'encodage à saut de fréquence (FH-OCDMA : Frequency Hopping OCDMA) : les chips composant les codes à saut de fréquence ne sont pas transmis sur une fréquence fixe, mais sur des fréquences différentes qui changent au cours du temps, à l'intérieur du temps bit, selon le code à 2 dimensions (temps et fréquence) utilisé.
- L'encodage à saut de temps (TH-OCDMA : Time Hopping OCDMA) : Cette technique est basée sur le DS-OCDMA, auquel s'ajoute une dimension supplémentaire dans le temps : des intervalles temporels (longs de plusieurs temps bits) sont alloués à chaque utilisateur, qui n'émettra que pendant ces intervalles, lesquels peuvent être définis de manière fixe, aléatoire, voire pseudo-aléatoire par des séquences de codes. Ces discontinuités sont assimilables à des sauts temporels.

Dans le cadre des travaux de thèse exposés ici, nous avons considéré des systèmes OCDMA à une dimension, c'est-à-dire des systèmes OCDMA à encodage temporel ou à encodage spectral.

I.2 PRINCIPES DES SYSTEMES DE COMMUNICATION OCDMA

Les études sur le CDMA optique portent en grande partie sur des systèmes à détection quadratique ou incohérente, plus simples et moins onéreux à mettre en place que les systèmes à détection cohérente. La modulation des données est généralement effectuée dans ces systèmes sous un format « On-Off Keying » (OOK) basé sur la détection de l'intensité lumineuse sur 2 niveaux. Cette quantité caractéristique du signal optique, mesurée par détection quadratique via un photodétecteur, est réelle et positive et ne permet que la détection de données binaires de type unipolaire.

Nous considérons dans notre étude les systèmes OCDMA 1D, à détection incohérente, permettant de multiplexer N utilisateurs à un débit par utilisateur $R = 1/T_b$ (T_b étant le temps bit). Nous supposons que le signal $b(t)$ résultant de la modulation du champ optique par le signal des données du $n^{ième}$ utilisateur est de la forme suivante :

$$b_n(t) = \sum_k b_k^{(n)} e_{T_b}(t - kT_b) \quad (I-1)$$

où $\{b_n^{(k)}\}$ est la séquence de données binaires $\{0,1\}$ du $n^{ième}$ utilisateur, $e_{T_b}(t)$ le champ optique non modulé défini sur le temps bit T_b . Dans notre cas $e_{T_b}(t)$ est le champ d'une impulsion de largeur à mi-hauteur $T_c (< T_b)$ émis par une source impulsionnelle cohérente.

L'encodage (resp. décodage) des données binaires unipolaires peut être réalisé dans les domaines électrique, ou optique. Pour un encodage/décodage effectué dans le domaine électrique, un signal électrique préalablement encodé est utilisé pour moduler le champ optique, un décodage électrique est par la suite réalisé après détection quadratique du champ optique sur un photodétecteur. Tandis que, dans le cas d'un encodage (décodage) réalisé dans le domaine optique, des composants optiques sont utilisés pour encoder (décoder) le champ optique [10] [11]. Dans le cadre de cette thèse, nous traitons exclusivement le cas des systèmes OCDMA pour lesquels la fonction d'encodage/décodage est réalisée optiquement en amplitude, ou en phase [4].

Afin d'analyser les codage/décodage par modulation de l'amplitude du champ et modulation de la phase du champ, nous considérons la famille $\{c_l^{(n)}\}_{\{n,l\} \in \{1,\dots,N;1,\dots,L\}}$ de N codes complexes de longueur L définis par :

$$c_l^{(n)} = a_l^{(n)} e^{-i\phi_l^{(n)}} \quad (\mathbf{I-2})$$

où $a_l^{(n)}$ et $\phi_l^{(n)}$ sont respectivement l'amplitude et la phase du $l^{\text{ième}}$ chip du code complexe attribué au $n^{\text{ième}}$ utilisateur. Les paramètres $a_l^{(n)}$ et $\phi_l^{(n)}$ nous permettent respectivement de contrôler l'amplitude et la phase et ainsi de définir des sous-ensembles correspondant au type de modulation utilisée.

Une modulation d'amplitude unipolaire de type binaire correspond au cas d'une amplitude prenant 2 états $a_l^{(n)} \in \{0,1\}$ pour une phase nulle ($\phi_l^{(n)} = 0$ modulo 2π). Le code unipolaire obtenu est alors le module du code complexe, soit $|c_l^{(n)}| \in \{0,1\}$.

La modulation de phase de type binaire correspond au cas d'une phase à états $\phi_l^{(n)} \in \{0,\pi\}$ modulo 2π pour une amplitude unitaire ($a_l^{(n)} = 1$). Le code binaire bipolaire résultant est alors défini comme étant le code complexe, soit $c_l^{(n)} \in \{-1,1\}$.

L'intérêt des codes bipolaires par rapport aux codes unipolaires réside dans le fait qu'ils permettent d'augmenter le nombre N d'utilisateurs, pour une longueur de code donnée (N sera de l'ordre de grandeur de la longueur L des séquences de codes). En contrepartie, l'implémentation des codes bipolaires via des composants optiques permettant une modulation de phase est complexe à réaliser.

L'encodage OCDMA des données utilisateurs conduit à un étalement de type spectral ou temporel. Le premier est basé sur un étalement du spectre du signal d'origine après encodage. Le décodage avec le code approprié permet un désétalement spectral. On retrouve ainsi le signal initial, tandis que les signaux codés des autres utilisateurs, restés partiellement étalés, apparaissent sous forme de MAI. Cette technique est dite à étalement de spectre.

Le second, plus récent, utilise un étalement temporel du signal qui est obtenu après encodage. Lors du décodage, un désétalement compensant parfaitement l'étalement temporel dû à l'encodage est obtenu uniquement pour le code approprié, tandis que le signal des autres utilisateurs restera temporellement étalé. On parle alors de technique OCDMA à étalement temporel.

I.2.1 SYSTEME OCDMA A ETALEMENT SPECTRAL

L'étalement spectral consiste à étaler l'énergie d'un signal dans le domaine des fréquences sur une largeur de bande W supérieure au débit d'information R . Le spectre obtenu après étalement est d'amplitude inférieure au spectre d'origine et s'apparente à un pseudo-bruit. Dans un système OCDMA à étalement de spectre, cet étalement est effectué par encodage du signal dans le domaine temporel. Un code différent dit code d'étalement est utilisé pour moduler les données $\{b_n(t)\}$ $n \in [1, \dots, N]$ de chaque utilisateur. Ces codes sont définis dans le domaine temporel, de façon qu'à chaque chip du code est associée une durée temporelle T_c (temps chip).

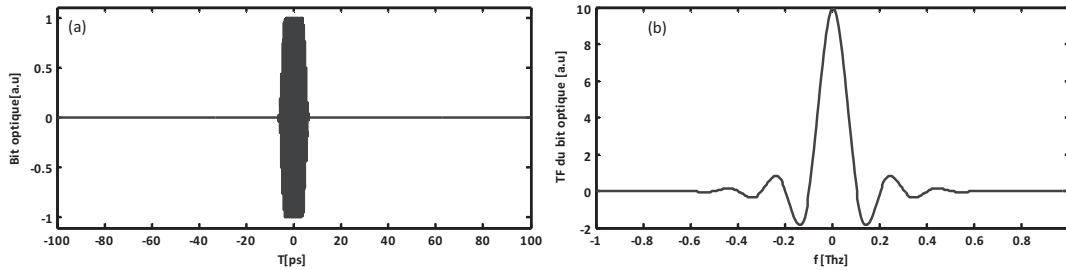


Figure I-2 : Simulation du champ optique d'un bit de donnée à «1» (a) et la transformée de Fourier associée en bande de base (b)

Le codage optique est réalisé via des filtres (ou dispositifs) linéaires invariants dans le temps (lignes à retard, réseaux de Bragg). La réponse impulsionnelle d'un filtre correspondant à la séquence de code assignée au $n^{\text{ième}}$ utilisateur peut être représentée de la manière suivante :

$$c_n(t) = \sum_{l=0}^{L-1} c_l^{(n)} \delta(t - lT_c) \quad (I-3)$$

où $c_l^{(n)}$ est le $l^{\text{ième}}$ chip complexe binaire du code $c_n(t)$ attribué au $n^{\text{ième}}$ utilisateur, T_c le temps chip, et $\delta(t)$ la distribution de Dirac.

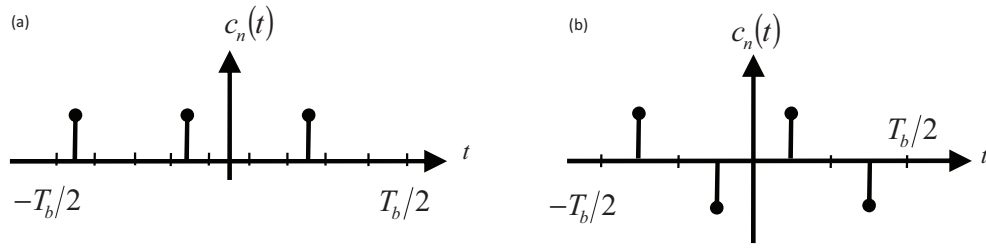


Figure I-3 : Encodage temporel en amplitude (a) et Encodage temporel en phase (b)

Une modulation de l'amplitude ou de la phase est réalisée en fonction du type de système OCDMA à étalement spectral considéré.

Le signal temporel codé résultant du $n^{\text{ième}}$ utilisateur est exprimé par le produit de convolution entre le signal en entrée du filtre $b_n(t)$ et la réponse impulsionnelle $c_n(t)$ de celui-ci :

$$s_n(t) = b_n(t) * c_n(t) = \sum_k b_k^{(n)} e_{T_b}(t - kT_b) * c_n(t) \quad (I-4)$$

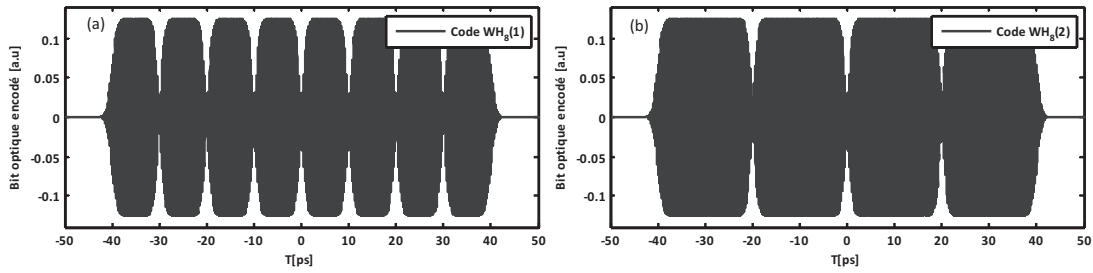


Figure I-4 : Simulation d'un bit de données optique à « 1 » après encodage TPE-OCDMA par les codes Walsh Hadamard [1 -1 1 -1 -1 1 1 -1] (a) et [1 1 -1 -1 1 1 -1 -1] (b)

Les signaux des N utilisateurs sont transmis sur la même fibre, ce qui donne lieu à une superposition des signaux donnée par :

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} s_n(t - \tau_n) \quad (I-5)$$

où τ_n est le délai aléatoire du $n^{\text{ième}}$ utilisateur existant dans le cas d'un système asynchrone.

En réception, un décodage est effectué afin de récupérer le signal original de l'utilisateur voulu. Le décodage du $n^{\text{ième}}$ utilisateur s'effectue par produit de convolution du signal reçu avec la séquence de code suivante :

$$\overline{c}_n(-t) = \sum_{l=0}^{L-1} \overline{c}_l^{(n)} \delta(-t - lT_c) \quad (I-6)$$

où \bar{X} représente le conjugué complexe de X . Ce code est l'inversion temporelle conjuguée du code utilisé pour encoder les données de l'utilisateur : on parle alors de décodage adapté. A l'inverse un décodage est dit désadapté lorsque le décodage est effectué avec l'inversion temporelle conjuguée du code d'un autre utilisateur.

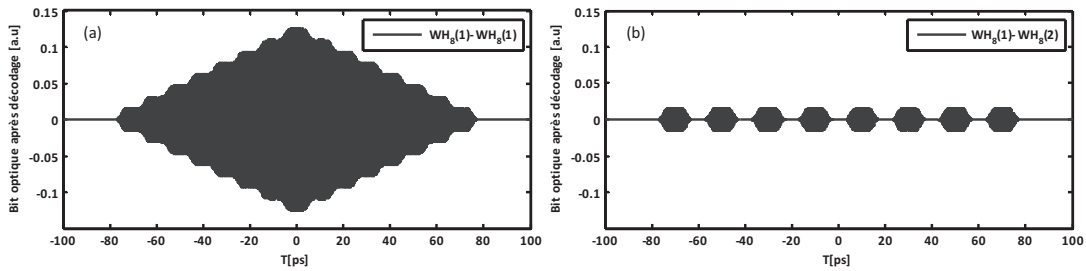


Figure I-5 : Simulation d'un bit de données optique à « 1 » après encodage-décodage TPE-OCDMA par les codes Walsh Hadamard ([1 -1 1 -1 1 -1 1 -1],[1 -1 1 -1 1 -1 -1 -1]) (a) et désadapté ([1 -1 1 -1 1 -1],[1 1 -1 -1 1 -1 -1]) (b)

Le champ de l'impulsion optique d'un bit à « 1 » obtenue après un codage et décodage effectué respectivement avec un code et son inversion temporelle conjuguée est représenté

Figure I-5 (a) ; celui résultant d'un codage/décodage effectué avec un code et l'inversion temporelle conjuguée d'un code différent est représenté

Figure I-5 (b). Ces résultats sont tous deux présentés en unité arbitraire normalisée par la puissance crête de l'impulsion du champ optique du bit non codé. On obtient dans le premier cas un bit de puissance crête supérieure à celle obtenue dans le second cas.

Le signal résultant de ce décodage adapté peut être représenté de la manière suivante :

$$y_n(t) = x(t) * \bar{c}_n(-t) = b_n(t - \tau_n) * AC_n(t) + \sum_{j=0, j \neq n}^{N-1} b_j(t - \tau_j) * CC_{j,n}(t) \quad (I-7)$$

Où τ_n est le retard aléatoire des données codées dans le cas d'un système asynchrone, $AC_n(t) = c_n(t) * \bar{c}_n(-t)$ la fonction d'autocorrélation du code $c_n(t)$ et $CC_{j,n}(t) = c_j(t) * \bar{c}_n(-t)$ la fonction d'intercorrélacion entre les codes $c_n(t)$ et $c_j(t)$.

L'accès aux données de l'utilisateur recherché parmi celles des autres utilisateurs est permis grâce aux propriétés de corrélation des codes. Celles-ci vont, à travers les différences de niveau entre l'autocorrélation et l'intercorrélacion, créer un contraste entre les données utilisateur reconstruites par décodage adapté et celles des autres utilisateurs générant de la MAI, qui prend la forme d'un pseudo bruit. Pour minimiser la MAI, il est important de choisir des codes ayant de très bonnes propriétés de corrélation.

I.2.2 SYSTEME OCDMA A ETALEMENT TEMPOREL

L'étalement temporel est une solution différente de l'étalement spectral habituellement utilisé dans l'élaboration des systèmes de communication CDMA [3]. C'est sur $B_n(f)$, transformée de Fourier du champ optique $b_n(t)$ des données du $n^{\text{ième}}$ utilisateur, qu'est réalisée la fonction d'encodage spectral, en amplitude ou en phase. Afin de garantir la largeur spectrale nécessaire à ce type d'encodage, des sources impulsionnelles (laser à blocage de mode), ou des sources incohérentes à large bande (source ASE) sont habituellement utilisées.

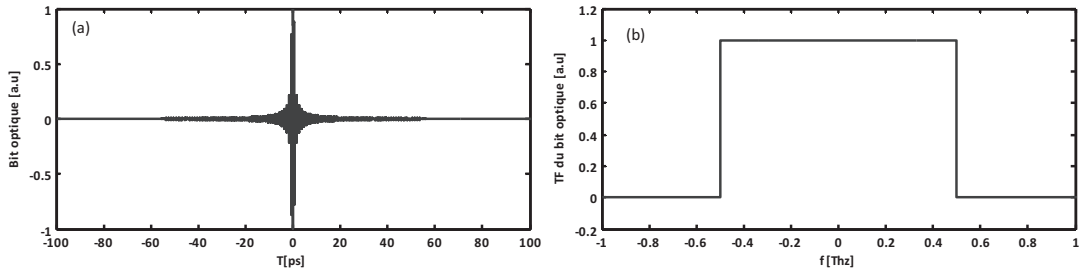


Figure I-6 : Simulation d'un bit de données optique à «1» (a) et la transformée de Fourier associée en bande de base (b)

Nous utilisons alors une séquence de code définie spectralement : la largeur spectrale W du spectre $|B_n(f)|^2$ est partitionnée en L sous-bandes spectrales de largeur $f_c = W/L$, de telle sorte qu'à chaque sous-bande corresponde un chip du code. La fonction de transfert du filtre linéaire invariant du $n^{\text{ième}}$ utilisateur est idéalement définie par :

$$c_n(f) = \sum_{l=0}^{L-1} c_l^{(n)} \text{rect}_{f_c} \left(f - \left(l - \frac{L}{2} \right) \cdot f_c \right) \quad (\text{I-8})$$

Où $c_l^{(n)}$ est le $l^{\text{ième}}$ chip complexe du code $c_n(f)$ de longueur L attribué au $n^{\text{ième}}$ utilisateur, et $\text{rect}_{f_c}(f)$ la fonction rectangle définie sur une sous-bande de largeur spectrale f_c (i.e. : $\text{rect}_{f_c}(f) = 1$ pour $0 \leq f < f_c$, sinon $\text{rect}_{f_c}(f) = 0$).

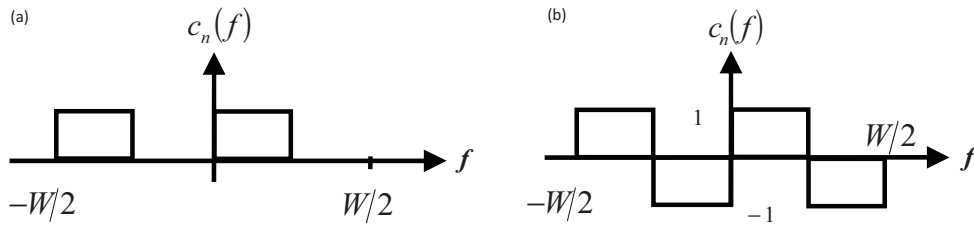


Figure 1-7 : Encodage spectral en amplitude (a) et Encodage spectral en phase (b)

Un encodage du spectre peut être effectué en amplitude, permettant de réaliser des systèmes SAC-OCDMA à encodage spectral en amplitude; tandis qu'une modulation en phase donnera lieu à des systèmes SPE-OCDMA à encodage spectral en phase.

L'encodage consiste à modifier en phase et en amplitude les différentes sous-bandes du spectre correspondant aux chips fréquentiels. Dans le cas de la Figure I-8, on associe à chaque sous-bande une phase, en fonction du code bipolaire attribué à l'utilisateur. Les changements effectués dans le domaine spectral modifient la forme temporelle des impulsions bit et donnent lieu à un élargissement temporel infini. Chaque impulsion élargie a 90% de son énergie confiné dans un intervalle temporel de largeur : $T_{ST} \leq 1/f_c$ [12].

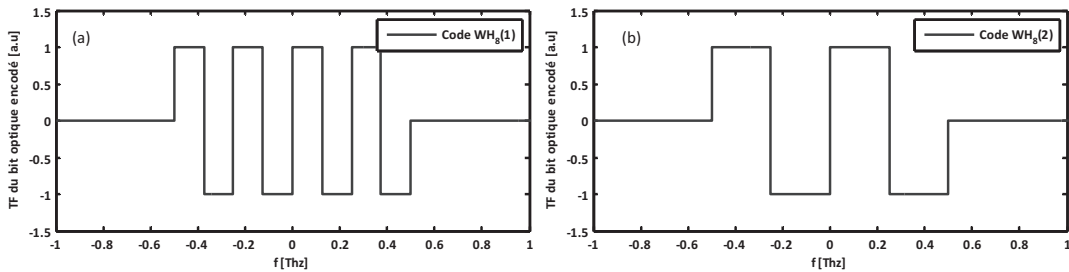


Figure I-8 : Simulation de la transformée de Fourier d'un bit de données optique à « 1 » après encodage SPE-OCDMA par les codes Walsh Hadamard [1 -1 1 -1 1 -1 1 -1] (a) et [1 1 -1 -1 1 1 -1 -1] (b)

L'expression temporelle du signal encodé du $n^{ième}$ utilisateur est obtenue par produit de convolution entre les données et la transformée inverse de Fourier du code :

$$s_n(t) = b_n(t) * \mathcal{F}^{-1}\{c_n(f)\} = \sum_k b_k^{(n)} e_{T_b}(t - kT_b) * \mathcal{F}^{-1}\{c_n(f)\} \quad (I-9)$$

où $*$ est l'opérateur de convolution, et \mathcal{F}^{-1} représente la transformation inverse de Fourier.

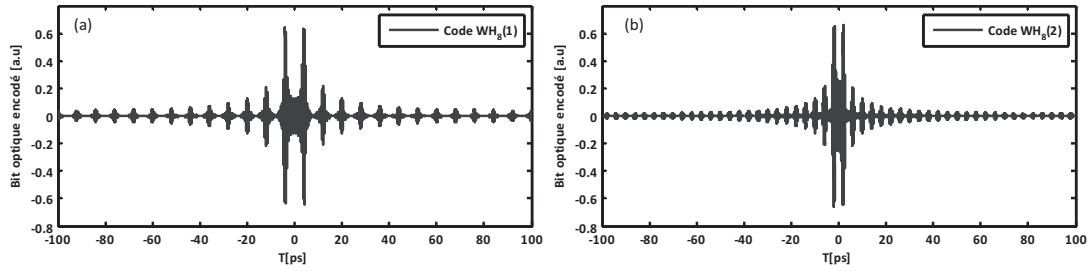


Figure I-9 : Simulation d'un bit de données optique à « 1 » après encodage SPE-OCDMA par les codes Walsh Hadamard [1 -1 1 -1 1 -1 1 -1] (a) et [1 1 -1 -1 1 1 -1 -1] (b)

Les signaux encodés $\{s_n(t)\}$ des N utilisateurs sont par la suite combinés sur la même fibre optique afin d'être transmis. On a alors :

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} s_n(t - \tau_n) \quad (I-10)$$

où τ_n est le délai aléatoire du $n^{ième}$ utilisateur existant dans le cas d'un système asynchrone.

A la réception du signal $x(t)$, les données $b_n(t)$ du $n^{ième}$ utilisateur sont obtenues après un décodage adapté. La fonction de décodage est réalisée par démodulation du spectre encodé avec le code $\overline{c}_n(f)$ qui est le conjugué du code d'encodage $c_n(f)$.

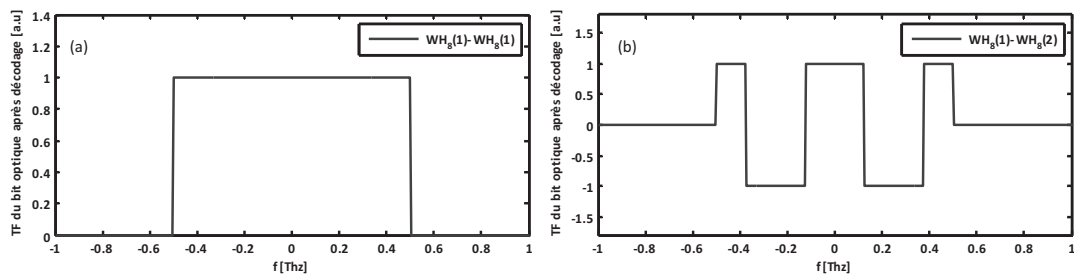


Figure I-10 : Simulation de la transformée de Fourier d'un bit de données optique à « 1 » après encodage-décodage SPE-OCDMA adapté par les codes Walsh Hadamard ([1 -1 1 -1 1 -1 1 -1],[1 -1 1 -1 1 -1 1 -1]) (a) et désadapté ([1 -1 1 -1 1 -1 1 -1],[1 1 -1 -1 1 1 -1 -1]) (b)

Des déphasages inverses à ceux réalisés lors de l'encodage vont permettre de remettre en phase les sous-bandes du spectre de l'utilisateur voulu. Il en résulte un étalement temporel inverse à celui induit par l'encodage, donnant une reconstruction des impulsions bit du $n^{ième}$ utilisateur. Lors de cette opération, l'accord de phase entre les sous-bandes des spectres des données des autres utilisateurs n'est pas réalisé.

Ce qui a pour effet une non reconstruction des signaux de données des autres utilisateurs, ces signaux apparaissant alors sous la forme d'un pseudo bruit.

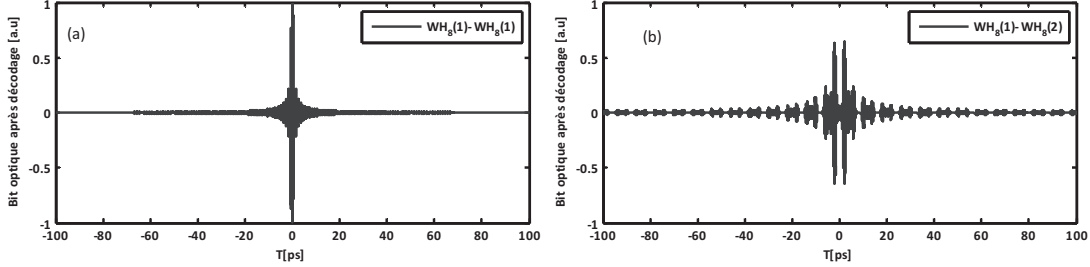


Figure I-11 : Simulation d'un bit de données optique à « 1 » après encodage-décodage SPE-OCDMA adapté par les codes Walsh Hadamard ([1 -1 1 -1 1 -1 1 -1], [1 -1 1 -1 1 -1 1 -1]) (a) et désadapté ([1 -1 1 -1 1 -1 1 -1], [1 1 -1 1 1 -1 -1]) (b)

La Figure I-11 montre le champ de l'impulsion optique d'un bit à « 1 » après codage et décodage adapté (Figure I-11(a)) et désadapté (Figure I-11 (b)) en unité arbitraire. Le niveau maximal de MAI observé pour un décodage désadapté s'élève à 60% de celui du signal voulu. Ce niveau élevé de MAI est dû à la faible longueur (8 chips) des codes Walsh-Hadamard utilisés.

Le signal temporel résultant de ce décodage est alors de la forme :

$$y_n(t) = x(t) * \mathcal{F}^{-1}\{\bar{c}_n(f)\} = b_n(t - \tau_n) * AC_{\mathcal{F}^{-1}\{c_n(f)\}}(t) + \sum_{j=0, j \neq n}^{N-1} b_j(t - \tau_j) * CC_{\mathcal{F}^{-1}\{c_j(f)\}, \mathcal{F}^{-1}\{\bar{c}_n(f)\}}(t) \quad (I-11)$$

où $AC_{\mathcal{F}^{-1}\{c_n(f)\}}(t) = \mathcal{F}^{-1}\{c_n(f)\} * \mathcal{F}^{-1}\{\bar{c}_n(f)\}$ est la fonction d'autocorrélation de la transformée inverse de Fourier du code $c_n(f)$ et $CC_{\mathcal{F}^{-1}\{c_j(f)\}, \mathcal{F}^{-1}\{\bar{c}_n(f)\}}(t) = \mathcal{F}^{-1}\{c_j(f)\} * \mathcal{F}^{-1}\{\bar{c}_n(f)\}$ la fonction d'intercorrélation entre les transformées inverses de Fourier des codes $c_n(f)$ et $c_j(f)$. La fonction d'autocorrélation $AC_{\mathcal{F}^{-1}\{c_n(f)\}}(t)$, correspond dans le domaine spectral à la fonction de transfert d'un filtre passe bande rectangulaire de largeur W (Figure I-10(a)), dont la réponse impulsionnelle est un sinus cardinal. Cependant dans le cas de signaux $\{b_n(t)\}_{n \in \{1, \dots, N\}}$ définis exclusivement dans cette bande passante W , le filtre est constant quelles que soient les composantes fréquentielles contenues dans ces signaux. On a alors :

$$\begin{aligned} \mathcal{F}\{b_n(t)\} \cdot \mathcal{F}\{AC_{\mathcal{F}^{-1}\{c_n(f)\}}(t)\} &= \mathcal{F}\{b_n(t)\} \cdot 1 \\ &\Rightarrow \\ b_n(t) * AC_{\mathcal{F}^{-1}\{c_n(f)\}}(t) &= b_n(t) * \delta(t) = b_n(t) \end{aligned} \quad (I-12)$$

On obtient alors :

$$y_n(t) = b_n(t - \tau_n) + \sum_{j=0, j \neq n}^{N-1} b_j(t - \tau_j) * CC_{\mathcal{F}^{-1}\{c_j(f)\}, \mathcal{F}^{-1}\{c_n(f)\}}(t) \quad (I-13)$$

La discrimination des données de l'utilisateur désiré par rapport aux utilisateurs interférents, est gouvernée par les propriétés de corrélation : le cas de corrélation idéal étant $AC_{\mathcal{F}^{-1}\{c_n(f)\}} = \delta(t)$ et $CC_{\mathcal{F}^{-1}\{c_j(f)\}, \mathcal{F}^{-1}\{c_n(f)\}}(t) = 0$ à l'instant de décision pour un système synchrone. Dans le cas d'un système asynchrone idéal on cherchera à obtenir une fonction d'autocorrélation égale à δ , tandis que les fonctions d'intercorrélation seront proches de zéro quel que soit t .

I.3 ÉTUDE COMPARATIVE DES FAMILLES DE CODES D'ÉTALEMENT D'ACCÈS MULTIPLES

Idéalement, les systèmes de communication OCDMA sont basés sur la réalisation de plusieurs canaux CDMA définis par des codes orthogonaux.

Lorsque les codes sont parfaitement orthogonaux, la corrélation entre le code d'un utilisateur et les codes des autres est nulle. Il n'y a, ainsi, pas d'interférence entre les utilisateurs. En réalité, le cas d'orthogonalité parfaite n'est réalisable que dans les systèmes OCDMA synchrones, où les codes bipolaires utilisés (codes de Walsh Hadamard, codes de Gold orthogonaux) présentent une orthogonalité parfaite lors d'un décalage temporel nul entre les codes.

Les systèmes OCDMA asynchrones utilisent des codes dont l'orthogonalité n'est pas parfaite. Dans la plupart des familles de codes, l'orthogonalité n'est vérifiée que pour certains décalages entre chips. La corrélation entre les codes de chaque utilisateur est alors non nulle, ce qui donne lieu à des interférences entre les utilisateurs (MAI).

I.3.1 PROPRIÉTÉS CARACTÉRISTIQUES DES FAMILLES DE CODES

Une famille de codes OCDMA, ou ensemble de codes, est caractérisée par 4 paramètres notés $(N, L, \lambda_a, \lambda_c)$ dans le cas des codes bipolaires, et par 5 paramètres notés $(N, L, \omega, \lambda_a, \lambda_c)$ dans le cas des codes unipolaires, où N est la capacité de multiplexage (i.e. le nombre d'utilisateurs), L la longueur des codes, ω le poids du code unipolaire et λ_a et λ_c les niveaux d'autocorrélation et d'intercorrélation définis ci-après. Le poids du code ω , utilisé dans le cas particulier des codes unipolaires, est le nombre de chips à « 1 » contenus dans le code.

Les paramètres λ_a et λ_c sont obtenus à partir des fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélation. La fonction d'autocorrélation discrète est définie par :

$$\underline{AC}_{c_n}(l) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{L-1-l} c_j^{(n)} \cdot c_{j+l}^{(n)}, & 0 \leq l \leq L-1 \\ \sum_{j=0}^{L-1+l} c_{j-l}^{(n)} \cdot c_j^{(n)}, & 1-L \leq l < 0 \\ 0, & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{I-14})$$

et la fonction d'intercorrélation discrète par :

$$\underline{CC}_{c_n, c_m}(l) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{L-1-l} c_j^{(n)} \cdot c_{j+l}^{(m)}, & 0 \leq l \leq L-1 \\ \sum_{j=0}^{L-1+l} c_{j-l}^{(n)} \cdot c_j^{(m)}, & 1-L \leq l < 0 \\ 0, & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{I-15})$$

Le pic central de la fonction d'autocorrélation (obtenu pour $l=0$) représente le signal décodé de l'utilisateur désiré ; l'amplitude maximale des lobes secondaires est représentée par le niveau λ_a qui traduit les interférences inter-symbole entre 2 bits successifs si le temps bit est choisi inférieur à la longueur de l'autocorrélation $((2L-1) \cdot T_c)$.

La fonction d'intercorrélation permet de déterminer un autre paramètre important, λ_c , qui est le niveau maximal de la valeur absolue de la corrélation entre le code de l'utilisateur désiré et un des codes des utilisateurs interférents. Ce paramètre témoigne de la non orthogonalité des codes ; plus il sera élevé, plus les systèmes OCDMA présenteront des interférences d'accès multiple.

1.3.2 DEFINITION DE QUELQUES FAMILLES DE CODE D'ETALEMENT

Lorsque la fonction d'encodage des données est réalisée en agissant uniquement sur l'amplitude du champ optique, les codes implémentés sont des codes unipolaires. Ces codes ont été implémentés notamment dans les systèmes DS-OCDMA à étalement spectral [3], les systèmes SAC-OCDMA à étalement temporel [5], mais aussi dans les systèmes OCDMA à 2 dimensions de type FH-OCDMA et TH-OCDMA.

Dans le cas d'une fonction d'encodage cohérente des données, où l'on fait varier la phase du champ optique, les codes implémentés sont de type bipolaire. On retrouve ce type de code, dit cohérent, dans les

systèmes OCDMA à étalement spectral tels que les systèmes TPE-OCDMA [4], ainsi que pour les systèmes OCDMA à étalement temporel avec le SPE-OCDMA [6].

Nous présentons ici quelques familles de codes unipolaires et bipolaires parmi les plus utilisées et observons leurs propriétés de corrélation.

1.3.2.1 Familles de codes optiques unipolaires

1.3.2.1.1 Codes optiques orthogonaux (Optical Orthogonal Codes: OOC)

Les familles de codes optiques orthogonaux sont les premiers codes unipolaires développés spécifiquement pour les systèmes OCDMA [13]. Les codes optiques orthogonaux (ou codes OOC) sont des familles de codes de longueur L , de poids ω , et de niveau d'autocorrélation λ_a et d'intercorrélation λ_c définis par :

$$\underline{AC}_n(l) = \begin{cases} \omega, & \text{si } l=0 \\ \leq \lambda_a, & \text{si } 1 \leq l \leq L-1 \end{cases} \quad \text{et} \quad \underline{CC}_{n,m}(l) \leq \lambda_c \quad \text{si } 0 \leq l \leq L-1 \quad (\text{I-16})$$

où $\underline{AC}_n(l)$ est la valeur de la fonction d'autocorrélation discrète du code c_n pour un décalage chip l , et $\underline{CC}_{n,m}(l)$ la valeur de la fonction d'intercorrélation des codes c_n et c_m pour un décalage chip l ; λ_a et λ_c sont les valeurs maximales des amplitudes des niveaux des lobes secondaires de la fonction d'autocorrélation et d'intercorrélation. Une famille de codes OOC est dite optimale quand celle-ci contient le plus grand nombre de codes possible $\Phi(L, \omega, \lambda_a, \lambda_c)$ pour des longueur L , poids ω , et niveaux de corrélation λ_a et λ_c donnés. La valeur de $\Phi(L, \omega, \lambda_a, \lambda_c)$ est déterminée par la limite de Johnson [13][14][15], pour $\lambda_a = \lambda_c = \lambda$:

$$\Phi(L, \omega, \lambda, \lambda) \leq \left\lfloor \frac{1}{\omega} \left\lfloor \frac{L-1}{\omega-1} \left\lfloor \frac{L-2}{\omega-2} \left[\dots \left\lfloor \frac{L-\lambda+1}{\omega-\lambda+1} \left\lfloor \frac{L-\lambda}{\omega-\lambda} \right\rfloor \right] \dots \right\rfloor \right\rfloor \right\rfloor \right\rfloor \quad (\text{I-17})$$

où $\lfloor x \rfloor$ est la partie entière de x .

Afin de maximiser cette limite, on montre que λ doit être minimal, i.e. égal à 1. On parle alors de codes OOC «stricts» et on obtient [13][16]:

$$\Phi(L, \omega, 1, 1) \leq \left\lfloor \frac{L-1}{\omega \cdot (\omega-1)} \right\rfloor \quad (\text{I-18})$$

La construction des codes OOC ($N, L, \omega, 1, 1$), est réalisée de manière à avoir des intervalles entre les chips « 1 » de largeur différente les uns des autres.

Le respect de cette condition entre les distances d'intervalle entre chips « 1 » au sein du même code permet de garantir un niveau λ_a des lobes secondaires de la fonction d'autocorrélation égal à 1.

Si cette condition est vérifiée entre les distances d'intervalle entre chips « 1 » de tous les codes de la famille, alors les niveaux d'intercorrélations obtenus sont de 1. Les algorithmes de génération, très variés, sont hérités des codes correcteurs d'erreurs (ex : algorithmes gloutons). Le tableau suivant montre un exemple de famille de 4 codes OOC obtenue pour une longueur de code L , un poids ω , et des niveaux de corrélation $\lambda_a = \lambda_c = 1$.

n	$C_n = \text{OOC}_{\omega=4}(n)$
0	1100000000 0100000000 0001000000 0000000000 0000000000 00000000
1	1000100000 0000000000 0100001000 0000000000 0000000000 00000000
2	1001000000 0000000001 0000000010 0000000000 0000000000 00000000
3	1000001000 0000010000 0000000100 0000000000 0000000000 00000000

Tableau I-1 : Famille de codes OOC ($\omega=4$)

On peut observer sur la Figure I-12 la fonction d'autocorrélation du code $\text{OOC}_4(0)$ et sa fonction d'intercorrélations avec le code $\text{OOC}_4(1)$.

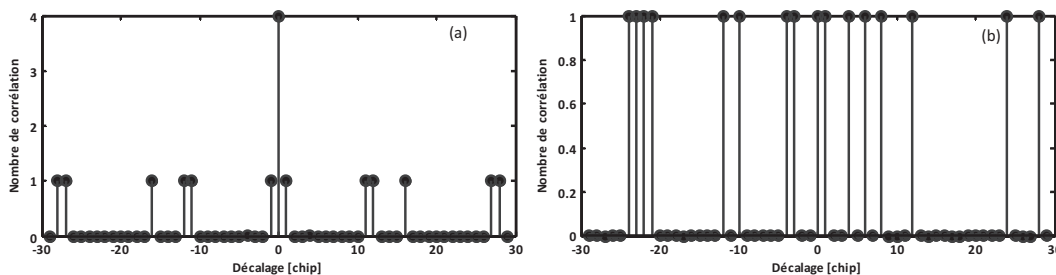


Figure I-12 : (a) Fonction d'autocorrélation du code $\text{OOC}_4(0)$, (b) Fonction d'intercorrélations entre le code $\text{OOC}_4(0)$ et le code $\text{OOC}_4(1)$.

Les fonctions de corrélations représentées sont tronquées de façon à éliminer les chips nuls de fin de code. Ces chips nuls permettent de limiter les interférences intersymbole entre 2 bits successifs au sein du même canal OCDMA. Dans un souci de simplification et de représentation des familles de codes, nous occulterons ces chips dans la représentation des codes présentés et de leurs fonctions de corrélation, mais nous les prendrons en compte pour fixer le débit de données.

1.3.2.1.2 Séquences premières (Prime Sequences : PS)

Les codes premiers sont des séquences dont la construction est basée sur les nombres premiers [17] [18] [19] [20]. Pour tout nombre premier donné p , il existe un corps de Galois (GF : Galois Field) de p chips :

$$GF(p) = \{0, 1, \dots, p-1\} \quad (I-19)$$

On définit une série de séquences $\{s_n\}$ dont chaque séquence est composée de p éléments :

$$s_n = \{s_n^{(0)}, s_n^{(1)}, \dots, s_n^{(j)}, \dots, s_n^{(p)}\} \quad (I-20)$$

où chacun des éléments de s_n est déterminé par la relation $s_n^{(j)} = n \times j \pmod{p}$ avec $n, j \in GF(p)$

La construction de la famille de codes PS est réalisée à partir de la famille s_n en posant :

$$c_n^{(l)} = \begin{cases} 1 & \text{si } l = j \cdot p + s_n^{(j)} \text{ où } j \in \{0, 1, \dots, p-1\}, l \in \{0, 1, \dots, L-1\}, \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (I-21)$$

où $c_n^{(l)}$ est le $l^{\text{ième}}$ chip du $n^{\text{ième}}$ code de la famille de codes. On obtient ainsi la famille de codes PS, que l'on notera :

$$\{PS_p(\cdot)\} = \{PS_p(0), PS_p(1), \dots, PS_p(n), \dots, PS_p(p-2)\} \quad (I-22)$$

avec $PS_p(n-1)$ le $n^{\text{ième}}$ code de la famille (i.e. : $PS_p(n) = \{c_n^{(l)}\}_{l \in \{0, \dots, L-1\}}$).

Cette famille contient $N = p - 1$ codes, de longueur $L = p^2$ et dont le poids ω est égal à p . Les valeurs maximales des niveaux des lobes secondaires de l'autocorrélation et de l'intercorrélation sont respectivement $\lambda_a = p - 1$ et $\lambda_c = 2$. L'exemple du Tableau I-2 donne la famille de codes PS obtenue pour le nombre premier $p = 5$.

n	$C_n = PS_5(n)$
0	10000 10000 10000 10000 10000
1	10000 01000 00100 00010 00001
2	10000 00100 00001 01000 00010

3	10000 00010 01000 00001 00100
4	10000 00001 00010 00100 01000

Tableau I-2 : Famille de codes premiers $\{PS_5(\cdot)\}$

La fonction d'autocorrélation du code $PS_5(0)$ et sa fonction d'intercorrélation avec le code $PS_5(1)$, sont données dans la Figure I-13.

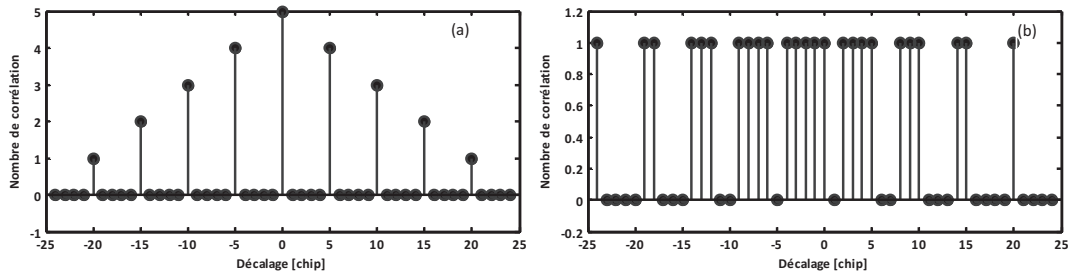


Figure I-13 : (a) Fonction d'autocorrélation du code $PS_5(0)$, (b) Fonction d'intercorrélation entre le code $PS_5(0)$ et le code $PS_5(1)$.

1.3.2.1.3 Codes quadratiques congruents (Quadratic Congruent Codes : codes QC)

La génération des codes quadratiques congruents repose sur l'utilisation d'un opérateur de placement quadratique [17] [21] [20]. Cet opérateur est défini par :

$$q_n(i) = n \frac{i(i+1)}{2} \pmod{p} \quad (\text{I-23})$$

où p est un nombre premier.

La famille de codes est construite en fonction de l'opérateur quadratique et est donnée par :

$$c_n^{(l)} \begin{cases} 1 & \text{si } l = q_n(i) + i \cdot p \text{ où } n \in \{0, 1, \dots, p-1\}, l \in \{0, 1, \dots, L-1\}, i = \left\lfloor \frac{l}{p} \right\rfloor \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{I-24})$$

où $c_n^{(l)}$ est le $l^{\text{ième}}$ chip du $n^{\text{ième}}$ code de la famille de codes. De cette génération, résulte la famille de codes QC notée :

$$\{QC_p(\cdot)\} = \{QC_p(0), QC_p(1), \dots, QC_p(n), \dots, QC_p(p-2)\} \quad (\text{I-25})$$

avec $QC_p(n-1)$ le $n^{\text{ième}}$ code de la famille (i.e. : $QC_p(n) = \{c_n^{(l)}\}_{l \in \{0, \dots, L-1\}}$).

Cette famille contient $N = p - 1$ codes, de longueur $L = p^2$, et de poids $\omega = p$. Les niveaux d'autocorrélation et d'intercorrélation (λ_u et λ_k) sont respectivement égaux à 2 et 4. Le tableau suivant, donne les codes obtenus pour une famille de code QC générée avec le nombre premier p égal à 5.

n	$C_n = QC_5(n)$
0	10000 01000 00010 01000 10000
1	10000 00100 01000 00100 10000
2	10000 00010 00001 00010 10000
3	10000 00001 00100 00001 10000

Tableau I-3 : Famille de codes congruents $\{QC_5(\cdot)\}$

La Figure I-14 illustre la fonction d'autocorrélation du code $QC_5(0)$ et sa fonction d'intercorrélation avec le code $QC_5(1)$.

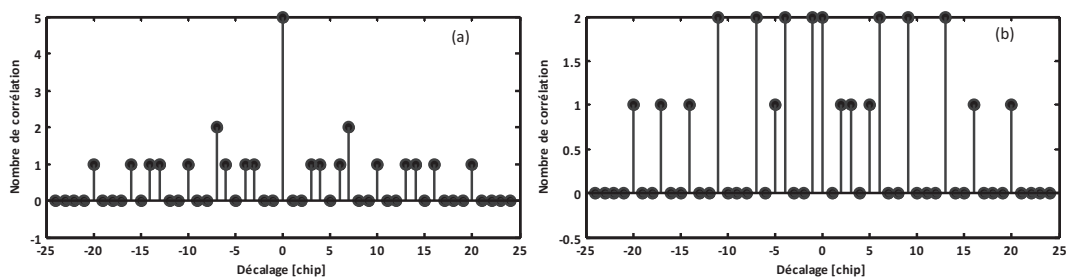


Figure I-14 : (a) Fonction d'autocorrélation du code $QC_5(0)$, (b) Fonction d'intercorrélation entre le code $QC_5(0)$ et le code $QC_5(1)$.

I.3.2.1.4 Codes quadratiques congruents étendus (Extended Quadratic Congruence codes : codes EQC)

La génération des codes quadratiques étendus congruents est également basée sur l'utilisation d'un opérateur de placement quadratique [17] [22] [20]. Cet opérateur est le même que celui utilisé pour les codes QC ; il est défini par :

$$q_n(i) = n \frac{i(i+1)}{2} \pmod{p} \quad (I-26)$$

Où p est un nombre premier.

L'algorithme de génération de la famille de codes EQC est différent de celui des familles de codes QC. Il s'énonce en fonction de l'opérateur de la manière suivante :

$$c_n^{(l)} \begin{cases} 1 & \text{si } l = q_n(i) + i \cdot (2p - 1) \text{ où } n \in \{0, 1, \dots, p-1\}, l \in \{0, 1, \dots, L-1\}, i = \left\lfloor \frac{l}{2p-1} \right\rfloor \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{I-27})$$

où $c_n^{(l)}$ est le $l^{\text{ième}}$ chip du $n^{\text{ième}}$ code de la famille de code.

La famille de codes EQC générée est notée :

$$\{EQC_p(\cdot)\} = \{EQC_p(0), EQC_p(1), \dots, EQC_p(n), \dots, EQC_p(p-2)\} \quad (\text{I-28})$$

avec $EQC_p(n)$, le $n^{\text{ième}}$ code de la famille (i.e. : $EQC_p(n) = \{c_n^{(l)}\}_{l \in \{0, \dots, L-1\}}$).

Cette famille contient $N = p - 1$ codes, de longueur $L = p(2p - 1)$, et de poids $\omega = p$. Les propriétés d'autocorrélation et d'intercorrrelation sont respectivement $\lambda_a = 1$, et $\lambda_c = 2$. Le tableau suivant illustre les codes de la famille de codes EQC obtenue pour le nombre premier p égal à 5.

n	$C_n = EQC_5(n)$
0	100000000 010000000 000100000 010000000 100000000
1	100000000 001000000 010000000 001000000 100000000
2	100000000 000100000 000010000 000100000 100000000
3	100000000 000010000 001000000 000010000 100000000

Tableau I-4 : Famille de codes quadratiques congruents étendus $\{EQC_5(\cdot)\}$

La fonction d'autocorrélation du code $EQC_5(0)$ et sa fonction d'intercorrrelation avec le code $EQC_5(1)$, sont montrées dans la Figure I-15.

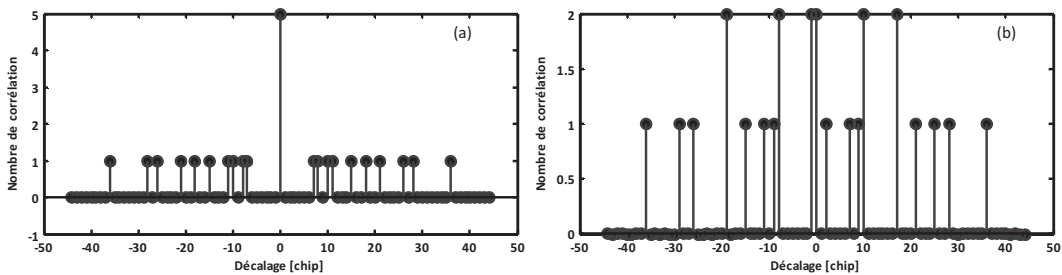


Figure I-15 : (a) Fonction d'autocorrélation du code $EQC_5(0)$, (b) Fonction d'intercorrrelation entre le code $EQC_5(0)$ et le code $EQC_5(1)$.

1.3.2.2 Familles de codes bipolaires

1.3.2.2.1 Codes de Walsh Hadamard (WH)

La génération des familles de codes de Walsh Hadamard (WH) est basée sur l'utilisation de la matrice du même nom [23]. Cette matrice carrée de taille $2^n \times 2^n$ satisfait la condition suivante :

$$WH_m \cdot WH_m^T = m \cdot I \quad (I-29)$$

où m est un nombre du type 2^n , WH_m la matrice de Walsh Hadamard de dimension $m \times m$, WH_m^T la matrice transposée de celle-ci, I la matrice identité de dimension $m \times m$. Le respect de la condition énoncée implique une orthogonalité parfaite entre les vecteurs colonnes ainsi qu'entre les vecteurs lignes. Ces vecteurs, formant une même et unique base orthogonale, sont alors utilisés pour former la famille de code WH. Cependant, cette orthogonalité observée correspond au cas d'une transmission synchrone et n'est pas conservée dans le cas d'une transmission asynchrone.

La matrice de Walsh Hadamard utilisée, qui est composée de « -1 » et « 1 », est obtenue par construction récursive de la manière suivante :

$$\begin{cases} WH_1 = 1 \\ WH_m = \begin{bmatrix} WH_{m/2} & WH_{m/2} \\ WH_{m/2} & -WH_{m/2} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (I-30)$$

Le $n^{ième}$ code de la famille de code est défini par le $n^{ième}$ vecteur colonne (ou ligne) de cette matrice. On a la famille WH :

$$\{WH_m(\cdot)\} = \{WH_m(0), WH_m(1), \dots, WH_m(n), \dots, WH_m(m-1)\} \quad (I-31)$$

avec $WH_m(n-1)$ égal au $n^{ième}$ vecteur colonne ou (ligne) de la matrice WH_m .

La longueur des codes L et le nombre N de codes contenus dans la famille WH générée sont tous deux égaux à $m = 2^n$. Cette famille de codes possède une orthogonalité parfaite pour un décalage chip nul, c'est à dire en cas de synchronisation entre les utilisateurs. Toutefois, elle présente des niveaux de lobes secondaires d'autocorrélation et d'intercorrélacion non nuls (dont les valeurs, inférieures à m , dépendent particulièrement du (ou des) code(s) utilisé(s)). Ce qui la rend moins intéressante pour les systèmes OCDMA asynchrones. Par exemple, la matrice de Walsh Hadamard de dimension 4 donne les 4 codes de longueur 4 dans le tableau suivant :

n	$C_n = WH_4(n)$			
0	+ 1	+ 1	+ 1	+ 1
1	+ 1	- 1	+ 1	- 1
2	+ 1	+ 1	- 1	- 1
3	+ 1	- 1	- 1	+ 1

Tableau I-5 : Famille de codes Walsh Hadamard $\{WH_4(\cdot)\}$

La Figure I-16 montre la fonction d'autocorrélation du code $WH_4(0)$ et sa fonction d'intercorrélation avec le code $WH_4(1)$.

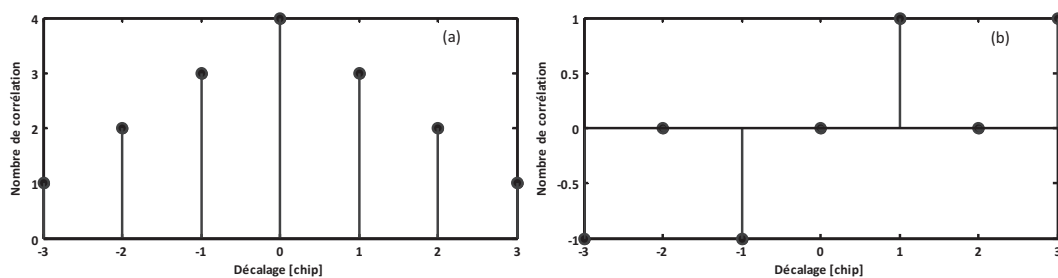


Figure I-16 : (a) Fonction d'autocorrélation du code $WH_4(0)$, (b) Fonction d'intercorrélation entre le code $WH_4(0)$ et le code $WH_4(1)$

I.3.2.2.2 Codes de Gold

Les familles de codes de Gold sont générées à partir de deux séquences de code à longueurs maximales (m-séquences) de degré m , dites préférées [24]. Ces codes à longueur maximale préférées sont par définition des m-séquences de longueur $L = 2^m - 1$ avec $m \neq 0 \pmod{4}$. La famille de N codes de Gold $\{GC_m(\cdot)\}$ est définie par la relation suivante :

$$\{GC_m(\cdot)\} = \{MS_i, MS_j, MS_i \oplus T^0 MS_j, MS_i \oplus T^1 MS_j, \dots, MS_i \oplus T^k MS_j\}_{k \in \{0, \dots, L-1\}} \quad (I-32)$$

où MS_i et MS_j sont les m-séquences de degré m , T^k l'opérateur de permutation circulaire de k éléments, et \oplus l'opérateur d'addition modulo 2 (XOR : ou exclusif).

La famille de $N = L + 2$ codes de Gold obtenue comprend les deux m-séquences préférées et les séquences, de longueur L , générées par addition (mod 2) d'une des m-séquences préférées avec les

permutations circulaires de l'autre m-séquence. Les propriétés de corrélation des codes de la famille de Gold générée sont les mêmes que celles des séquences de codes à longueurs maximales préférées utilisées. Les valeurs prises par les niveaux des lobes secondaires de la fonction d'autocorrélation et la fonction d'intercorrélation sont:

$$\left\{ \begin{array}{l} \left\{ -1, -\left[2^{\frac{m+2}{2}} + 1 \right], 2^{\frac{m+2}{2}} - 1 \right\} \quad \text{si } m \text{ pair} \\ \left\{ -1, -\left[2^{\frac{m+1}{2}} + 1 \right], 2^{\frac{m+1}{2}} - 1 \right\} \quad \text{si } m \text{ impair} \end{array} \right. \quad (\text{I-33})$$

On a donc comme niveaux maxima de ces lobes secondaires :

$$\lambda_a = \lambda_c = \begin{cases} 2^{\frac{m+2}{2}} + 1 & \text{si } m \text{ pair} \\ 2^{\frac{m+1}{2}} + 1 & \text{si } m \text{ impair} \end{cases} \quad (\text{I-34})$$

Les familles de Gold sont donc, tout comme les familles m-séquences, des familles de codes quasi-orthogonales. Les codes de cette famille présentent des propriétés pseudo-aléatoires donnant aux niveaux des lobes secondaires de la fonction d'autocorrélation et aux niveaux des lobes de la fonction d'intercorrélation 3 valeurs distinctes pour une longueur de code donnée.

Prenons l'exemple d'une famille de codes de Gold générée à partir de séquences préférées de degré $m = 3$ et donc de longueur $L = 7$ telle que :

$$MS_i = [-1 \ +1 \ +1 \ -1 \ +1 \ -1 \ -1] \quad \text{et} \quad MS_j = [-1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ -1 \ +1]$$

Les codes de la famille de Gold obtenues sont exposés dans le tableau suivant :

n	$C_n = GC_3(n)$						
0	- 1	+ 1	+ 1	- 1	+ 1	- 1	- 1
1	- 1	+ 1	+ 1	- 1	- 1	- 1	+ 1
2	+ 1	+ 1	+ 1	+ 1	- 1	+ 1	- 1
3	- 1	+ 1	- 1	+ 1	- 1	- 1	+ 1
4	- 1	- 1	- 1	+ 1	+ 1	+ 1	- 1
5	+ 1	- 1	- 1	- 1	- 1	- 1	- 1

6	+ 1	- 1	+ 1	+ 1	+ 1	- 1	+ 1
7	+ 1	+ 1	- 1	- 1	+ 1	+ 1	+ 1
8	- 1	- 1	+ 1	- 1	- 1	+ 1	+ 1

Tableau I-6 : Famille de codes de Gold $\{GC_3(i)\}$

La famille de code générée contient 9 codes, de longueur 7, dont la valeur absolue maximale des niveaux de la fonction d'intercorrrelation et des lobes secondaires de la fonction d'autocorrrelation sont de 5.

La fonction d'autocorrrelation du code $GC_3(0)$ et sa fonction d'intercorrrelation avec le code $GC_3(1)$, sont montrées dans la Figure I-17.

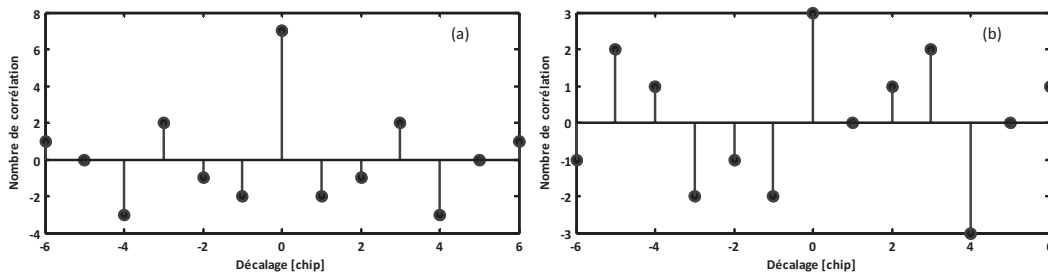


Figure I-17 : (a) Fonction d'autocorrrelation du code $GC_3(0)$, (b) Fonction d'intercorrrelation entre le code $GC_3(0)$ et le code $GC_3(1)$

I.3.2.2.3 Codes de Gold Orthogonaux (OGC)

Les familles de codes de Gold orthogonaux sont générées à partir des familles de codes de Gold. A la fin de chaque séquence de code d'une famille de Gold est ajouté un chip à «-1» [25]. La famille de N codes de Gold orthogonaux $\{OGC_m(i)\}$ est donnée par la relation suivante :

$$\{OGC_m(i)\} = \{(MS_i, -1), (MS_i \oplus T^0 MS_j, -1), (MS_i \oplus T^1 MS_j, -1), \dots, (MS_i \oplus T^k MS_j, -1)\} \quad (I-35)$$

Où MS_i et MS_j sont les codes à longueurs maximales préférées de degré m ($m \neq 0 \pmod{4}$), de longueur $2^m - 1$.

Nous obtenons une famille de codes contenant $N = L$ codes, de longueur $L = 2^m$. Les propriétés λ_a et λ_c ne sont pas connues pour les décalages non nuls. Cependant, cette famille possède l'avantage d'avoir

un pic d'intercorrélation nul pour un décalage nul, ce qui la rend attractive dans le cas d'un système synchrone.

En utilisant la famille de codes de Gold du Tableau I-7, on obtient les codes de Gold orthogonaux suivants :

N	$C_n=OGC_3(n)$							
0	- 1	+ 1	+ 1	- 1	+ 1	- 1	- 1	- 1
1	+ 1	+ 1	+ 1	+ 1	- 1	+ 1	- 1	- 1
2	- 1	+ 1	- 1	+ 1	- 1	- 1	+ 1	- 1
3	- 1	- 1	- 1	+ 1	+ 1	+ 1	- 1	- 1
4	+ 1	- 1	- 1	- 1	- 1	- 1	- 1	- 1
5	+ 1	- 1	+ 1	+ 1	+ 1	- 1	+ 1	- 1
6	+ 1	+ 1	- 1	- 1	+ 1	+ 1	+ 1	- 1
7	- 1	- 1	+ 1	- 1	- 1	+ 1	+ 1	- 1

Tableau I-7 : Famille de codes de Gold orthogonaux $\{OGC_3(i)\}$

Dans la Figure I-18 est exposée la fonction d'autocorrélation du code $OGC_3(0)$ et sa fonction d'intercorrélation avec le code $OGC_3(1)$.

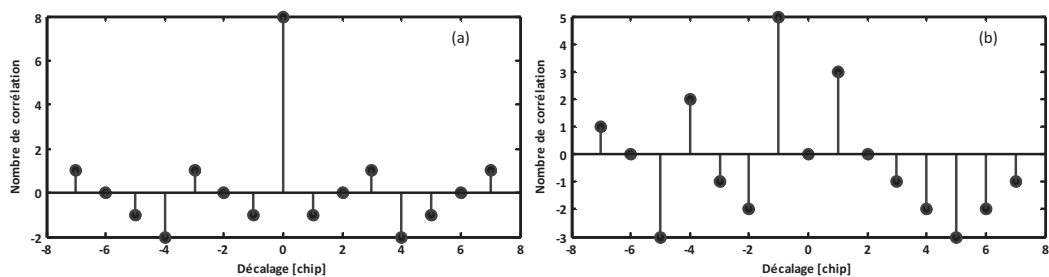


Figure I-18 : (a) Fonction d'autocorrélation du code $OGC_3(0)$, (b) Fonction d'intercorrélation entre le code $OGC_3(0)$ et le code $OGC_3(1)$

I.3.3 ÉVALUATION COMPARATIVE DES PERFORMANCES DES FAMILLES DE CODES D'ÉTALEMENT ÉTUDIÉES

Dans le cadre de notre étude, nous nous intéresserons aux systèmes OCDMA 1D de type asynchrone. Nous chercherons à minimiser les corrélations entre les codes des utilisateurs de façon à approcher le plus possible l'orthogonalité parfaite et ainsi à diminuer les interférences d'accès multiple. La famille de codes recherchée devra donc présenter une corrélation temporelle la plus faible possible entre les codes la composant, et ce, quel que soit le décalage. Cependant l'intercorrrelation temporelle n'est pas la seule propriété de corrélation déterminante, l'autocorrélation temporelle (i.e. : la corrélation d'un code avec lui-même) doit également être prise en compte. Les familles de codes choisies devront donc également donner des fonctions d'autocorrélation temporelle ayant des lobes secondaires les plus faibles possibles, afin de maximiser l'énergie du bit dans le lobe principal de la fonction d'autocorrélation et ainsi limiter les pertes engendrées par l'opération de codage-décodage.

Le tableau suivant est un récapitulatif des propriétés des familles de codes présentés précédemment.

Familles de codes		N	L	λ_a	λ_c	ω
Unipolaire	OOC	$\leq \left\lfloor \frac{L-1}{\omega \cdot (\omega-1)} \right\rfloor$	L	1	1	ω
	PS	p	p^2	$p-1$	2	p
	QC	$p-1$	p^2	2	4	p
	EQC	$p-1$	$p(2p-1)$	1	2	p
Bipolaire	WH	2^n	2^n	$\sim L$	$\sim L$	L
	GC	$2^n + 1$	$2^n - 1$	$2^{\lfloor \frac{m+2}{2} \rfloor} + 1$	$2^{\lfloor \frac{m+2}{2} \rfloor} + 1$	L
	OGC	$2^n + 1$	2^n	$2^{\lfloor \frac{m+2}{2} \rfloor} + 1$	$2^{\lfloor \frac{m+2}{2} \rfloor} + 1$	L

Tableau I-8 : Tableau récapitulatif des familles de codes étudiées, où p est un nombre premier, n un entier positif, et m le degré des polynômes préférés.

Chacun de ces paramètres a une influence sur le système de communication OCDMA les utilisant. N déterminera la « capacité de multiplexage » d'un système OCDMA, c'est-à-dire le nombre de codes

possibles, qui se révèle bien souvent différent du nombre de canaux OCDMA effectivement exploitables pour des performances de taux d'erreurs binaires données [26]. La longueur du code L , c'est-à-dire le nombre de chips contenus dans un code de la famille, a une incidence directe sur le débit. Ce débit sera choisi de manière à ce que le temps bit puisse contenir l'intégralité du bit décodé, afin d'éviter toute interférence inter-symbole au sein du même canal OCDMA, soit un débit $D \leq 1/((2L-1) \cdot T_c)$. Le poids du code pour une longueur de code donnée renseigne sur le niveau d'énergie du signal par bit. Enfin, de faibles niveaux de corrélation donneront une bonne isolation des canaux OCDMA et donc une réduction de MAI et une bonne restitution du signal de données original.

Néanmoins, les propriétés de corrélation temporelle observées sont celles entre 2 codes, c'est-à-dire entre 2 utilisateurs. Étant donné que plusieurs utilisateurs peuvent émettre au même instant, ce sont les propriétés de corrélation de l'ensemble des codes de la famille qui doivent être prises en compte afin de déterminer les performances du système. Une approche moyenne des propriétés de corrélation de l'ensemble des code d'une famille est réalisée afin d'évaluer les performances globales d'une famille de codes [27].

De plus, on a vu que les systèmes OCDMA à encodage spectral ont pour corrélation temporelle celle des transformées de Fourier inverse des codes utilisés (section I.2.2). Afin de déterminer ces niveaux de corrélation, une étude des propriétés de corrélation des TF inverses des codes est réalisée. Pour cela la valeur moyenne quadratique des niveaux d'autocorrélation temporelle des familles de code est considérée, c'est-à-dire la moyenne quadratique des fonctions de corrélation des transformées. Celle-ci sera utilisée pour une analyse des performances moyennes de l'ensemble de la famille.

I.3.3.1 Moyenne quadratique des fonctions de corrélation

La moyenne quadratique indique le niveau de corrélation d'un ensemble d'utilisateurs avec un utilisateur donné. La moyenne quadratique de la fonction d'intercorrélation d'une famille bipolaire de N codes de longueur L est donnée par [28][29][30] :

$$R_{CC} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} R_{CC}^{(n)} = \frac{1}{N \cdot (N-1) \cdot L^2} \sum_{n=0}^{N-1} \left[\sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} \sum_{l=1-L}^{L-1} |CC_{n,m}(l)|^2 \right] \quad (\text{I-36})$$

où $R_{CC}^{(n)}$ est la moyenne quadratique des fonctions d'intercorrélation entre le $n^{\text{ième}}$ code et le reste des codes de la famille.

La moyenne quadratique des fonctions d'autocorrélation de l'ensemble de la famille de codes bipolaire est définie par :

$$R_{AC} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} R_{AC}^{(n)} = \frac{1}{N \cdot L^2} \sum_{n=0}^{N-1} \left[\sum_{l=1-L, l \neq 0}^{L-1} |AC_n(l)|^2 \right] \quad (\text{I-37})$$

où $R_{AC}^{(n)}$ est la moyenne quadratique de la fonction d'autocorrélation du $n^{ième}$ code, c'est-à-dire l'énergie perdue dans les lobes secondaires de l'autocorrélation pour un code donné [31]. Afin d'adapter ces équations (I-36 et I-37) aux codes unipolaires, nous normaliserons les moyennes par le poids du code ω plutôt que la longueur L . De plus, cette formulation peut se généraliser aux deux types de familles (bipolaires et unipolaires) si nous définissons le poids des codes bipolaires par la somme des valeurs absolue des chips d'un code de la famille. On obtient alors $\omega=L$ pour les codes bipolaires, ce qui nous donne dans le cas général :

$$R_{CC} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} R_{CC}^{(n)} = \frac{1}{N \cdot (N-1) \cdot \omega^2} \sum_{n=0}^{N-1} \left[\sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} \sum_{l=1-L}^{L-1} |CC_{n,m}(l)|^2 \right] \quad (\text{I-38})$$

De même, nous appliquons cette généralisation à R_{AC} .

Le paramètre R_{AC} est la moyenne de l'énergie contenue dans les lobes secondaires des fonctions d'autocorrélation des codes d'une famille, tandis que le paramètre R_{CC} quantifie les interférences mutuelles entre l'ensemble des utilisateurs. Les valeurs de ces 2 paramètres sont souhaitées les plus faibles possibles.

Les valeurs prises par les paramètres R_{AC} et R_{CC} ont une borne inférieure fixée par la borne de Welch (Welch bound : Wbd) [32] [33] [34] [35] définie, dans le cas de codes bipolaires par :

$$R_{AC} + \frac{1}{N-1} R_{CC} \geq 1 \quad (\text{I-39})$$

Nous verrons dans les exemples choisis que cette borne semble être également respectée dans le cas de codes unipolaires. Afin de pouvoir comparer les niveaux de moyenne quadratique vis-à-vis du pic central d'autocorrélation, nous normalisons les fonctions de corrélation (division par ω) et obtenons un pic d'autocorrélation égal à 1. La borne de Welch résultant de cette opération est :

$$\frac{1}{\omega^2} R_{CC} + \frac{1}{\omega^2 \cdot (N-1)} R_{AC} \geq \frac{1}{\omega^2} \quad \Rightarrow \quad \omega^2 R'_{CC} + \frac{\omega^2}{N-1} R'_{AC} \geq 1 \quad (\text{I-40})$$

Où $R'_{CC} = R_{CC}/\omega^2$ et $R'_{AC} = R_{AC}/\omega^2$ sont respectivement la moyenne des moyennes quadratique des fonctions d'intercorrélations et d'autocorrélation après normalisation du pic central d'autocorrélation (De même on a : $R_{AC}^{(n)} = R'_{AC} \cdot \omega^2$ et $R_{CC}^{(n)} = R'_{CC} \cdot \omega^2$).

A partir des équations précédentes, on obtient la Figure I-19. Cette figure permet un comparatif des familles de code utilisées en exemple au long de ce chapitre. Chaque point a pour coordonnées (R'_{AC}, R'_{CC}) (ou $(R_{AC}^{(n)}, R_{CC}^{(n)})$).

La borne de Welch dépend du poids des codes et du nombre de codes contenue dans une famille donnée. Cette borne est tracée pour les familles de poids 4,5, et 8. Cette limite inférieure diminue avec le poids du code.

Les résultats obtenus pour les familles de codes étudiées sont exposés en Figure I-19 et Figure I-20. La limite de Welch et des exemples de familles de codes ont été tracées pour un poids de code égal à 4 (en gris clair), 5 (en gris), et 8 (en noir).

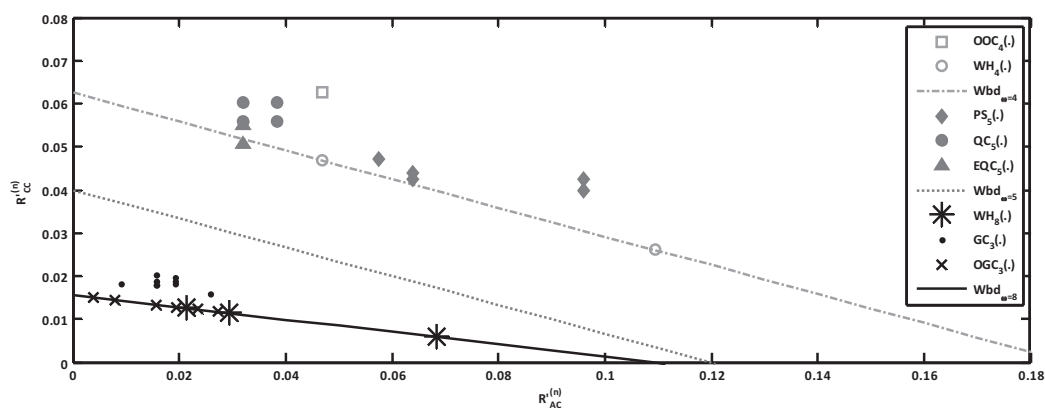


Figure I-19 : Moyenne quadratique normalisée des niveaux de corrélation de chaque code des différentes familles de codes

La Figure I-19 permet d'observer la moyenne quadratique des fonctions de corrélation de chaque code pour une famille donnée. On observe ainsi les performances de chaque code en termes d'isolation inter-canal face aux interférences cumulées des autres codes de familles (R'_{CC}), et en termes d'interférence intra-canal due à l'opération de codage/décodage (R'_{AC}). On remarque que parmi les codes d'une même famille, certains auront de meilleures propriétés de corrélation que d'autres.

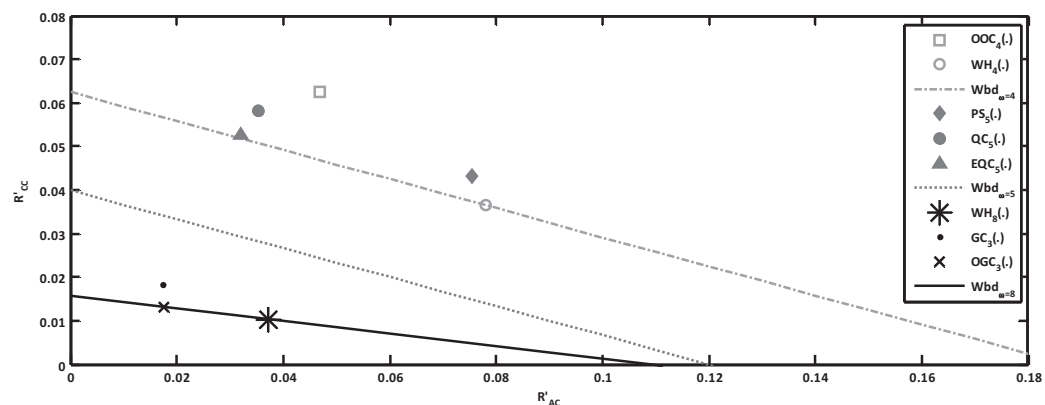


Figure I-20 : Moyenne de la moyenne quadratique normalisée des niveaux de corrélation des différentes familles de codes

La Figure I-20 illustre la moyenne des moyennes quadratiques des fonctions de corrélation de chaque code. On obtient alors les performances moyennes des codes d'une famille en termes d'isolation inter-canal face aux interférences cumulées des autres codes de familles (R'_{CC}), et en terme d'interférence intra-canal due à l'opération de codage/décodage.

A poids de code constant, les codes bipolaires sont plus proches que les codes unipolaires de la limite de Welch pour le poids ω considéré. Ce qui démontre de meilleures performances pour les codes bipolaires vis-à-vis des codes unipolaires.

Les codes unipolaires présentant les meilleures performances en termes d'isolation inter-canal sont par ordre décroissant, les codes PS, EQC, QC, et OOC. En contrepartie les codes unipolaires ayant les meilleures performances en termes d'interférence intra-canal sont les codes EQC, QC, OOC, et PS.

Les codes bipolaires WH, GC, OGC sont par ordre décroissant les plus performants en termes d'isolation inter-canal; et par ordre croissant les plus performants en termes d'interférences intra-canal. On observe une égalité à la borne de Welch pour les codes WH et GC.

De manière générale, les familles de codes ayant de bonnes propriétés d'autocorrélation, présentent en contrepartie des propriétés d'intercorrélacion moins performantes et vice versa. C'est pourquoi il est nécessaire de faire un compromis entre autocorrélation et intercorrélacion, lors du choix de la famille de codes.

Dans le cas des systèmes OCDMA à étalement temporel, l'encodage est réalisé dans le domaine spectral. Nous nous intéressons, non pas aux propriétés de corrélation des codes, mais à celles de leur transformée de Fourier inverse. Ces propriétés de corrélation sont étudiées par la moyenne quadratique des fonctions de corrélation de la transformées de Fourier inverse des codes, afin d'évaluer les performances des familles de codes pour ce type d'application.

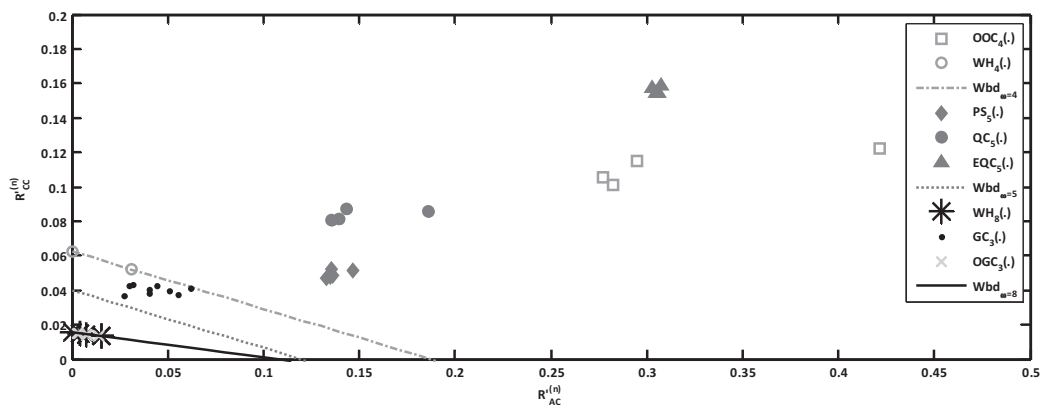


Figure I-21 : Moyenne quadratique normalisée des niveaux de corrélation des transformées de Fourier inverses de chaque code de différentes familles

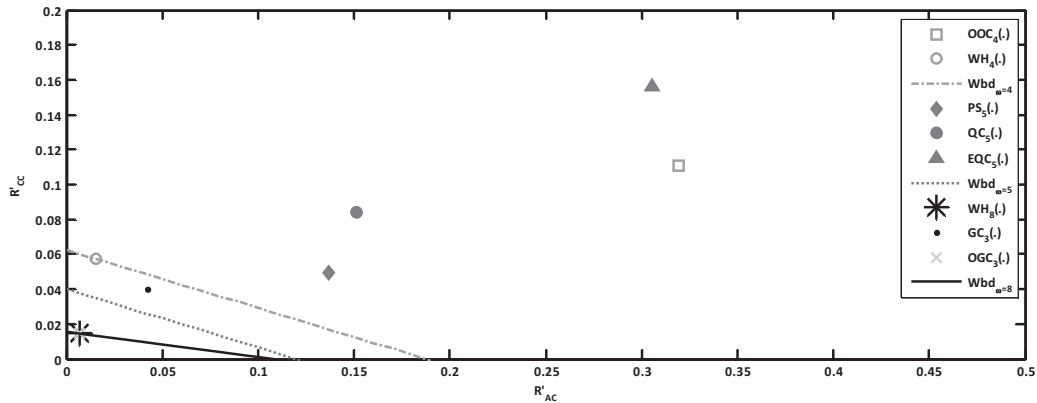


Figure I-22 : Moyenne de la moyenne quadratique normalisée des niveaux de corrélation des transformées de Fourier inverses des différentes familles

Les valeurs de moyennes quadratiques des fonctions de corrélation des transformées de Fourier (discrètes) inverses des codes obtenues selon la famille de codes sont exposées en Figure I-21 ainsi que celle de leur moyenne en Figure I-22. Les limites de Welch et les familles de codes ont été étudiées dans le cas d'un poids de code égal à 4 (en gris clair), 5 (en gris), et 8 (en noir).

Les moyennes quadratiques des fonctions corrélation de la transformées de Fourier inverse des codes WH, et OGC atteignent la borne de Welch. Cependant, les résultats obtenus pour la transformées de Fourier inverse des autres codes sont plus éloignées de la borne de Welch que ceux obtenus pour les codes. Les propriétés de corrélation des transformées inverses des codes des familles étudiées sont, en moyenne, moins performantes que celle des codes de ces familles.

Les systèmes OCDMA utilisent des familles de codes les plus orthogonaux possibles afin de partager au mieux la bande passante optique entre plusieurs canaux. A la réception, le signal transmis est corrélé avec le code assigné à l'utilisateur afin de reconstituer ses données de transmission. Pour assurer l'orthogonalité entre les canaux CDMA, il est important que les codes d'une même famille respectent certaines propriétés en termes d'intercorrélations.

Deux problématiques majeures sont rencontrées lors de la conception d'un système de communication optique OCDMA.

La première est le choix d'une famille de codes ayant de bonnes propriétés de corrélation (i.e. : des codes décorrélés les uns des autres). Ces propriétés de corrélation vont avoir un impact direct sur les performances du système en termes de taux d'erreur binaire. Les familles de codes présentées offrent, dans le cas des systèmes OCDMA asynchrones, une quasi-orthogonalité et non une orthogonalité parfaite. Une dégradation des signaux originaux lors de l'opération de multiplexage-démultiplexage OCDMA est donc inévitable.

Afin de réduire la MAI, principale cause des dégradations du signal, nous étudierons la possibilité d'utiliser des fonctions de seuillage optique pour discriminer le signal voulu de la MAI.

La seconde problématique est le nombre d'utilisateurs pouvant être réellement supportés par le système optique OCDMA pour un taux d'erreur donné. Les dégradations subies par le signal en présence de MAI, ne permettent pas de garantir des performances systèmes suffisantes pour un accès simultané à autant d'utilisateurs que de codes contenus dans la famille de codes [26]. La capacité de multiplexage réelle du système est alors inférieure au nombre de codes contenus dans la famille.

Dans le but d'augmenter la capacité de multiplexage du système, les techniques OCDMA peuvent être combinées avec d'autres techniques de multiplexage, pour obtenir des techniques d'accès multiple dites « hybrides »: TDM/OCDMA ou WDM/OCDMA. Ces systèmes hybrides WDM/OCDMA et TDM/OCDMA fonctionnent sur un principe d'encapsulation (i.e. : dans un canal est défini un ensemble de sous-canaux). Par exemple, dans un système WDM/DS-OCDMA, on réalise un accès multiple de type DS-OCDMA sur chaque longueur d'onde des canaux WDM.

Néanmoins, l'association des méthodes d'accès multiple présente des inconvénients liés aux difficultés propres à chacune, ce qui a pour conséquence de rendre les systèmes plus complexes. Un système hybride TDMA/OCDMA nécessitera la synchronisation des signaux. Tandis qu'un système hybride WDM/OCDMA aura besoin de sources laser centrées sur des longueurs d'ondes différentes et de dispositifs de filtrage pour définir les canaux OCDMA.

Afin de s'affranchir de tout dispositif de synchronisation, et de garder ainsi le caractère asynchrone de notre système OCDMA, nous faisons le choix d'un système hybride WDM/OCDMA. Pour

cela nous exploiterons un continuum de fréquences afin de réaliser une source multi-longueurs d'ondes conçue afin de répondre aux spécificités des systèmes OCDMA.

Dans le chapitre suivant nous nous intéresserons au processus de génération de continua obtenus par non linéarité dans une fibre optique, afin d'élaborer une source large bande adaptée aux systèmes OCDMA. Nous aborderons également les solutions d'élimination de la MAI, exploitant l'optique non-linéaire.

Génération de continua

II.1 INTRODUCTION

Les systèmes de communications optiques OCDMA mettant en œuvre des codes unipolaires présentent une faible capacité de multiplexage en fonction de la longueur des codes considérés et des interférences d'accès multiples limitant les performances du système. Dans ce chapitre, nous étudions la génération contrôlée de continuum [36], en exploitant les effets optiques linéaires et non-linéaires dans des fibres spéciales, afin de réaliser des fonctions optiques visant à optimiser ces systèmes OCDMA.

Dans un premier temps, nous chercherons à générer un large spectre par les non-linéarités optiques dans des fibres hautement non linéaires (HNLF) optimisées pour l'élaboration d'une source optique large bande ou source continuum ; nous allons utiliser cette source optique dans un système hybride WDM/OCDMA qui présente de meilleures capacités de multiplexage qu'un système simple OCDMA.

Dans un deuxième temps, nous allons réaliser une fonction de seuillage optique grâce à une fibre hautement non linéaire et ceci va nous permettre de réduire fortement les interférences d'accès multiples.

Le spectre large bande ou continuum de fréquences optiques sera généré par la propagation d'une impulsion optique de forte puissance (quelques kW) de très courte largeur temporelle (~ 1 ps) dans une fibre optique non linéaire. Les propriétés du continuum dépendront des caractéristiques de la fibre optique non linéaire utilisée et de la forme des impulsions optiques injectées dans la fibre. Ces impulsions seront émises par un laser dit laser de pompe.

Nous allons mettre en œuvre une modélisation mathématique des différents phénomènes physiques rencontrés lors de la propagation dans la fibre, afin de simuler numériquement la génération du continuum de fréquences en fonction des paramètres intrinsèques de la fibre et de l'impulsion en entrée de la fibre. Nous allons montrer qu'il est possible de concevoir des continua de fréquences ayant des caractéristiques optimisées pour la réalisation de sources large bande (ou de fonctions de seuillage optique) pour des applications OCDMA en adaptant les paramètres de la fibre non-linéaire utilisée.

II.2 MODELISATION DE LA PROPAGATION D'UNE ONDE DANS UNE FIBRE NON-LINEAIRE

II.2.1 ÉQUATION DE SCHRÖDINGER NON LINEAIRE

Le continuum est généré grâce aux effets non linéaires rencontrés au cours de la propagation de l'impulsion injectée dans la fibre. L'équation de Schrödinger non linéaire (NLSE) permet de modéliser la propagation d'une onde optique le long d'une fibre tout en tenant compte des effets non linéaires du milieu. La résolution de la NLSE permet de déterminer les caractéristiques du continuum en fonction des paramètres de la fibre et de l'impulsion optique à l'entrée de celle-ci. La NLSE [37] est habituellement exprimée dans le domaine temporel par :

$$\frac{\partial A}{\partial z} = -\frac{\alpha}{2} A + \sum_{k \geq 2} i^{k+1} \frac{\beta_k}{k!} \frac{\partial^k A}{\partial T^k} + i \cdot \gamma \left(1 + \frac{i}{\omega_0} \frac{\partial}{\partial T} \right) \left[A(z, T) \int_0^\infty R(T') |A(z, T - T')|^2 dT' \right] \quad (\text{II-1})$$

Où A est le champ total (ensemble d'ondes optiques de longueurs d'ondes différentes), considéré comme l'enveloppe du champ lentement variable,

T le temps de propagation relatif, dont l'origine se déplace à la vitesse de groupe v_g ($T = t - z/v_g$),

α les pertes linéiques de la fibre,

β_k les coefficients de la série de Taylor de la constante de propagation β avec : $\beta_k = \left. \frac{\partial^k \beta}{\partial \omega^k} \right|_{\omega=\omega_0}$,

ω_0 la pulsation centrale du champ optique,

γ le coefficient de non linéarité de la fibre.

$R(T)$ la réponse non linéaire de la fibre.

Cette équation fait intervenir différents phénomènes linéaires qui sont la dispersion et l'atténuation, ainsi que des effets non-linéaires, tels que l'effet Kerr et l'effet Raman. Le niveau de non-linéarité de la fibre est quantifié par le coefficient γ défini par :

$$\gamma = \frac{n_2 \cdot \omega}{c \cdot A_{eff}} \quad (\text{II-2})$$

Où n_2 est l'indice de réfraction non linéaire, A_{eff} l'aire effective transverse du mode de propagation, ω la pulsation, et c la vitesse de la lumière dans le vide. γ est approximé à une valeur constante en considérant $\omega = \omega_0$.

Ces effets non-linéaires sont décrits à travers le produit de convolution où $R(T)$ représente la réponse non-linéaire de la fibre. Cette réponse non-linéaire est scindée en deux parties : la réponse non linéaire instantanée (effet Kerr) et la réponse non-linéaire à retard (effet Raman : 2-3fs). On a alors :

$$R(T) = (1 - f_r) \delta(T) + f_r \cdot h_r(T) \quad (\text{II-3})$$

Où $\delta(T)$ est la fonction de Dirac représentant la réponse non-linéaire instantanée, $h_r(t)$ la réponse non-linéaire à retard de la fibre, pondérée par le taux de « réponse à retard » f_r ($0 \leq f_r \leq 1$) empiriquement fixé à 0.18[37].

II.2.1.1 Effets optiques linéaires

II.2.1.1.1 Atténuation

L'atténuation caractérise l'affaiblissement du signal au cours de la propagation dans la fibre. Cette perte d'intensité est essentiellement due à l'absorption et à la diffusion Rayleigh provoquées par les impuretés et par les micro-défauts de structure du matériau. L'affaiblissement subi varie selon la longueur d'onde [38]. On le caractérise par le coefficient d'atténuation α linéaire en 1/km ou le coefficient α_{dB} en dB/km pour une longueur d'onde donnée, avec :

$$\alpha = \alpha_{dB} \frac{\ln(10)}{10} \quad (\text{II-4})$$

L'atténuation est prise en compte dans l'équation non-linéaire de Schrödinger par l'intermédiaire du terme « $-\frac{\alpha}{2}A$ ».

Dans notre cas, nous considérerons que l'atténuation à la longueur d'onde de pompe (~1550nm) est assimilable à une constante α_{dB} quelle que soit la longueur d'onde de notre domaine d'étude (large de 40nm). Cette hypothèse est légitime dans notre cas, où la génération d'une source continuum possède un spectre dans une plage spectrale où α_{dB} reste quasi-constant.

II.2.1.1.2 Dispersion chromatique

L'autre phénomène linéaire considéré est la dispersion chromatique qui traduit le fait que les multiples ondes à différentes longueurs d'onde, qui composent l'onde totale, ne se propagent pas à la même vitesse. Ceci donne lieu à un étalement du signal lié à la largeur spectrale de l'onde totale et à la courbe de dispersion de la fibre. La constante de propagation est, elle, transcrite dans l'équation non-

linéaire de Schrödinger par le terme suivant : « $\sum_{k \geq 2} i^{k+1} \frac{\beta_k}{k!} \frac{\partial^k A}{\partial T^k}$ ».

Nous prendrons en compte la dispersion chromatique D_{λ_0} et la pente de dispersion chromatique $D_{S_{\lambda_0}}$ (par rapport à λ) en λ_0 , la longueur d'onde centrale de l'impulsion injectée dans la fibre. La dispersion et la pente de dispersion de la fibre sont respectivement représentées dans la NLSE par les constantes β_2 et β_3 [39].

$$\beta_2 = -\frac{2\pi c}{\omega_0^2} D_{\lambda_0} \quad [\text{ps}^2/\text{km}] \quad (\text{II-5})$$

$$\beta_3 = \left(\frac{2\pi c}{\omega_0^2}\right)^2 D_{S_{\lambda_0}} + \frac{4\pi c}{\omega_0^3} D_{\lambda_0} \quad [\text{ps}^3/\text{km}] \quad (\text{II-6})$$

II.2.1.2 Effets optiques non linéaires

II.2.1.2.1 Effet Kerr

L'effet Kerr est la réponse non linéaire instantanée de la fibre dans laquelle l'onde totale A se propage. Il peut s'exprimer comme étant une variation de l'indice de réfraction du milieu en fonction de l'intensité du champ optique se propageant dans la fibre.

$$n = n_0 + n_2 |A|^2 \quad (\text{II-7})$$

n_0 étant la partie linéaire de l'indice de réfraction et n_2 la partie non linéaire.

Cette dépendance va entraîner un déphasage tandis que l'onde se propage le long de la fibre. La modulation de phase engendrée peut être de deux types qui sont l'auto-modulation de phase et l'intermodulation de phase.

L'auto-modulation de phase a lieu lorsqu'une onde d'amplitude A_i , de longueur d'onde λ_i , est à l'origine de la variation d'indice et donc de son propre déphasage [37]:

$$\varphi_{NL}^{SPM} = \gamma \cdot L \cdot |A_i|^2 \quad (\text{II-8})$$

Où L est la longueur de fibre.

Dans le cas du déphasage d'une onde A_i , de longueur d'onde λ_i , due à une variation de l'indice provoquée par une onde A_j , de longueur d'onde λ_j , il s'agit d'intermodulation de phase [37] :

$$\varphi_{NL}^{XPM} = 2 \cdot \gamma \cdot L \cdot |A_j|^2 \quad (\text{II-9})$$

La dépendance en intensité de l'indice de réfraction peut également être la cause d'un autre phénomène appelé « mélange à quatre ondes ». Il a lieu lorsque certaines composantes spectrales de l'onde qui se propage sont en accord de phase. Ces conditions mènent à la génération d'ondes à de nouvelles longueurs d'onde en utilisant l'énergie des ondes en accord de phase, de telle façon que :

$$\omega_i + \omega_j = \omega_k + \omega_n \quad (\text{II-10})$$

Où ω_k, ω_n sont les pulsations optiques générées et ω_i, ω_j celles des composantes spectrales incidentes. La condition d'accord de phase est donnée par :

$$\Delta\phi = \left(\frac{n_i \cdot \omega_i + n_j \cdot \omega_j - n_k \cdot \omega_k - n_n \cdot \omega_n}{c} \right) \cdot L = 0 \quad (\text{II-11})$$

Où n_k, n_n, n_i, n_j sont respectivement les indices de réfraction vus par le champ optique aux pulsations $\omega_k, \omega_n, \omega_i, \omega_j$.

II.2.1.2.2 Effet Raman

L'effet Raman est un phénomène de diffusion non élastique de l'énergie des photons incidents dans un milieu non-linéaire [37]. Il peut s'interpréter comme étant la réponse non instantanée du milieu. Cet effet non-linéaire, aussi appelé diffusion Raman, est causé par l'interaction non élastique entre les photons incidents et les phonons dans le milieu non-linéaire. Le caractère non élastique de cette interaction implique un échange d'énergie entre le photon et une molécule du milieu non-linéaire. De cet échange d'énergie résulte un photon diffusé dont l'énergie est différente de celle du photon incident. Cette différence d'énergie se traduit également par une différence de fréquences entre le photon diffusé et le photon incident.

D'un point de vue général, une partie de l'énergie du champ optique incident va donc subir un décalage fréquentiel lors de cette diffusion. Cette partie de l'énergie de l'onde incidente est transférée vers les basses et hautes fréquences (ondes Stokes et anti-Stokes), avec :

$$2 \cdot \omega_p = \omega_s + \omega_{as} \quad (\text{II-12})$$

Où ω_p est la fréquence de l'onde de pompe ω_s la fréquence de l'onde Stokes, et ω_{as} la fréquence de l'onde anti-Stokes

La courbe de gain Raman peut être modélisée dans le domaine fréquentiel par la superposition de lorentziennes. Les caractéristiques de chacune sont définies par des points de mesure de la courbe réelle :

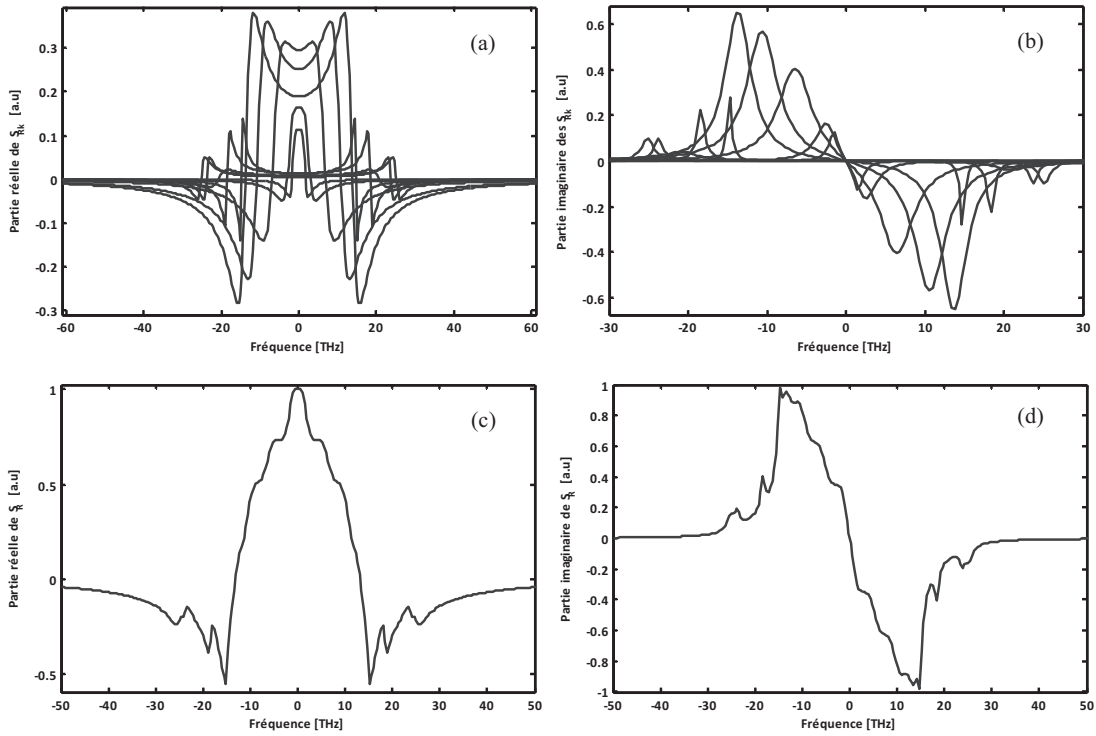


Figure II-1 : (a) Parties réelles de l'ensemble des lorentziennes, (b) Parties imaginaires de l'ensemble des lorentziennes, (c) Partie réelle de la courbe de gain Raman simulé, (d) Partie imaginaire de la courbe de gain Raman simulé.

La fonction de transfert de la courbe de gain Raman S_R composée de N lorentziennes $\{S_{R_k}\}_{k \in \{1, \dots, N\}}$ est donnée par l'équation suivante :

$$S_R = \sum_{k=1}^N S_{R_k} = \sum_{k=1}^N gain_k \cdot \Im m \left[\frac{\Delta \omega_{FWHM_k} \omega_{R_k}}{\left(\omega_{R_k}^2 - \omega^2 \right)^2 + i \cdot \left(\Delta \omega_{FWHM_k} \omega \right)} \right] \quad (\text{II-13})$$

Où $\Delta\omega_{FWHM_k}$ est la largeur à mi-hauteur de la $k^{\text{ième}}$ lorentzienne, ω_{R_k} la pulsation de la $k^{\text{ième}}$ lorentzienne, et $gain_k$ le gain attribué à la $k^{\text{ième}}$ lorentzienne.

Les valeurs utilisées pour modéliser la courbe de gain Raman sont détaillées dans le tableau suivant [40] :

ω_{R_k} [THz]	10.60	18.85	43.59	68.33	86.79	92.68	115.45	130.37	149.22	157.86
$\Delta\omega_{FWHM_k}$ [THz]	9.82	20.81	32.98	30.63	25.13	4.31	7.06	29.21	8.63	11.78
$gain_k$	0.122	0.150	0.390	0.560	0.650	0.285	0.225	0.0375	0.100	0.0975

Tableau II-1 : Tableau de valeur des constantes ω_{R_k} , $\Delta\omega_{FWHM_k}$, $gain_k$ utilisées pour définir les lorentziennes.

La transformée inverse de Fourier de la fonction de transfert du gain Raman S_R , permet d'obtenir la fonction $h_R(T)$ représentant la réponse non-linéaire à retard de la fibre.

II.2.2 RESOLUTION DE L'EQUATION NON-LINEAIRE DE SCHRÖDINGER DANS LE DOMAINE FREQUENTIEL

La propagation d'impulsions optiques dans un milieu non linéaire donne lieu à la génération de multiples fréquences. La définition de l'équation de Schrödinger dans le domaine fréquentiel, ainsi que la considération du champ total dans le domaine spectral permet de simplifier la résolution de la NLSE, mais aussi la modélisation et l'analyse des multiples composantes fréquentielles générées [41].

On obtient une équation non linéaire de Schrödinger dans le domaine fréquentiel de la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial A(z, \omega)}{\partial z} = & -\frac{\alpha}{2} A(z, \omega) - i \left(\sum_k \frac{\omega^k}{k!} \beta_k \right) A(z, \omega) \\
 & - i \cdot \gamma (1 - f_R) \left(1 + \frac{\omega}{\omega_0} \right) \cdot \mathcal{F} \left[|A(z, t)|^2 A(z, t) \right] \\
 & - i \cdot \gamma \cdot f_R \left(1 + \frac{\omega}{\omega_0} \right) \cdot \mathcal{F} \left[A(z, t) \cdot \mathcal{F}^{-1} \left[S_R \cdot \mathcal{F} \left[|A(z, t)|^2 \right] \right] \right]
 \end{aligned} \tag{II-14}$$

Où S_R est la partie imaginaire de la susceptibilité Raman complexe, \mathcal{F} la transformation de Fourier, et \mathcal{F}^{-1} la transformation inverse de Fourier.

On résoudra la NLSE par une méthode de Runge Kutta d'ordre 8 à pas dz variable afin de résoudre notre système matriciel de taille 512×1 qui représente l'équation non linéaire de Schrödinger dans le cas d'un champ total représenté par un vecteur (512×1) [42].

Le champ total initial $A(0, T)$, contient des informations sur l'intensité et la phase de l'impulsion à l'entrée de la fibre. Le théorème de Nyquist permet de définir un signal sans ambiguïté dans une bande passante fréquentielle BP donnée, en posant la condition suivante : $f_c > 2 \cdot BP$, où $f_c = 1/dt$ est la fréquence d'échantillonnage.

Il est également important de définir la largeur de la plage temporelle (fenêtre temporelle : $N \cdot dt$) en choisissant le nombre d'échantillons N ($N=2^m$). En effet, la fenêtre temporelle doit être suffisamment large pour contenir le signal dans le domaine temporel quel que soit l'élargissement dû à la dispersion, en tout point, le long de la fibre. De même, la fenêtre spectrale ($1/dt$) doit également être suffisamment large pour contenir tout élargissement spectral dû aux effets non linéaires, en tout point de la fibre. Si la solution $A(z, t)$ est plus étendue temporellement que la fenêtre temporelle, cela engendrera des erreurs dues au recouvrement. Une estimation de l'élargissement temporel subi par l'impulsion est nécessaire afin de choisir la taille adéquate de la fenêtre temporelle, c'est-à-dire choisir le nombre d'échantillons N .

II.3 SOURCE CONTINUUM POUR APPLICATION OCDMA

Nous souhaitons élaborer une source optique unique large bande adaptée aux applications hybrides WDM/OCDMA. Cette source large bande devra être définie sur la bande C (1530 nm - 1565 nm) compatible avec la bande spectrale des amplificateurs optiques actuellement utilisés, avec une densité spectrale de puissance la plus plate possible. Cette source large bande devra également émettre des impulsions dans le domaine temporel afin d'implémenter les fonctions d'encodage et de décodage optique. Une façon de réaliser cette source est de générer un continuum par propagation d'un train de fortes impulsions dans une fibre non linéaire. Le découpage spectral de ce continuum par filtrage optique permet alors d'obtenir un train d'impulsions ayant le même taux de répétition et dont la largeur temporelle est fixée par la largeur spectrale du filtre.

La physique de génération de ce continuum dépend de la position de la longueur d'onde du laser de pompe par rapport à celle du zéro de dispersion de la fibre non linéaire. Le processus de génération est différent si la longueur d'onde de la pompe se situe en régime de dispersion normal ($\beta_2 > 0$), ou anormal ($\beta_2 < 0$). Dans cette section, nous verrons les caractéristiques des continua obtenues selon les deux régimes de dispersion normal et anormal.

II.3.1 MODELISATION ET CARACTERISATION EXPERIMENTALE DES IMPULSIONS DE POMPE

Nous utilisons comme laser de pompe un laser à blocage de modes (Mode-Locked Laser: MLL). Ce laser de pompe émet un train d'impulsions à un taux de répétition de 10 GHz ce qui nous permet d'obtenir, après propagation dans la fibre non-linéaire, un train d'impulsions à 10 GHz ayant chacune pour spectre notre continuum. La caractérisation expérimentale et la modélisation des impulsions optiques émises par ce laser de pompe vont permettre de simuler numériquement la génération du continuum. La conception de la source continuum consiste à faire varier les paramètres linéaires et non linéaires de la fibre afin d'obtenir une source continuum optimisée pour une application OCDMA.

II.3.1.1 Laser à blocage de modes (MLL)

Le MLL utilisé est un laser à fibre fabriqué par Pritel (Figure II-2). Sa cavité est une cavité fibrée en anneau contenant différents éléments :

- Un amplificateur à fibre dopée à l'erbium (EDFA : Erbium Doped Fiber Amplifier) pompé par un laser émettant à 980 nm situé à l'extérieur de la cavité.
- Un coupleur à maintien de polarisation sur lequel on va connecter le laser de pompe de l'EDFA.
- Quatre filtres optiques qui permettent de faire varier la taille de l'impulsion temporelle délivrée par le MLL
- Un isolateur afin d'assurer la circulation dans un seul sens des ondes optiques dans la cavité.
- Une portion de fibre soumise à des efforts de traction et de compression via un transducteur piézoélectrique, afin de jouer sur la longueur de la cavité et donc sur la longueur d'onde émise par le MLL.
- Un modulateur Mach-Zehnder qui va, par modulation du champ optique intra-cavité à une fréquence multiple de l'ISL (Intervalle Spectral Libre), permettre d'effectuer un blocage de modes actif.
- Un autre coupleur à maintien de polarisation par lequel aura lieu l'émission du MLL.

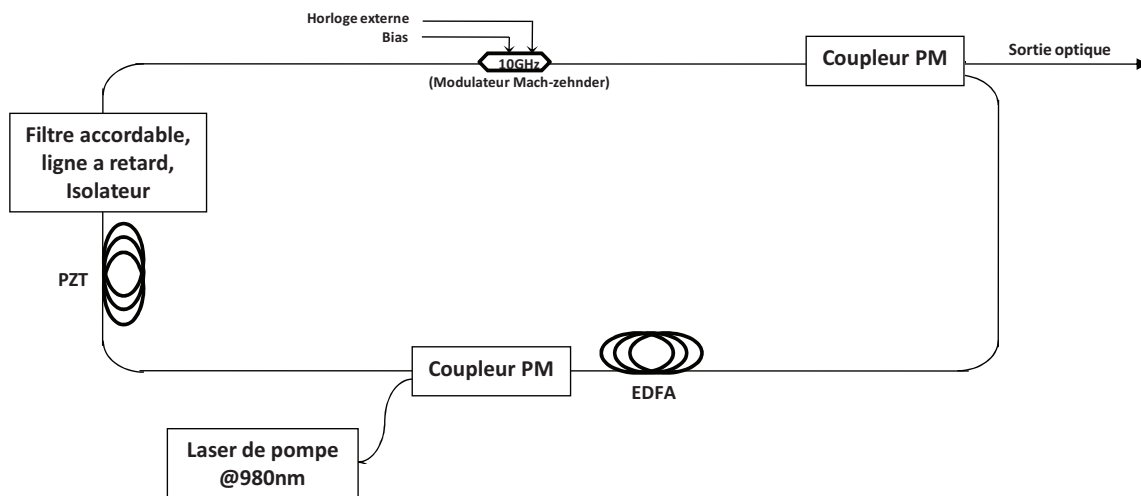


Figure II-2 : Schéma du laser à blocage de modes (MLL)

L'EDFA va, par émission spontanée, émettre des ondes optiques qui vont se propager dans la cavité fibrée. Les ondes dont les fréquences correspondent aux modes longitudinaux de la cavité fibrée seront amplifiées, lors des différents passages longitudinaux dans l'EDFA (émission stimulée). Tandis que, les ondes dont les fréquences diffèrent de celle des modes de la cavité, subiront des interférences destructives.

On a alors un faisceau optique intra-cavité continu multi-mode (modes de la cavité) dont le déphasage entre chaque mode est aléatoire. La modulation effectuée par le modulateur Mach-Zehnder va permettre de mettre en phase les modes de la cavité en modulant à la fréquence f_m multiple de l'ISL, ce qui aura pour effet de privilégier un peigne de M modes de la cavité. On retrouve alors en sortie du MLL un train d'impulsions de fréquence de répétition f_m .

Ces impulsions délivrées par le MLL sont solutions de l'équation non linéaire de Schrödinger. Cela vient du fait que la cavité du laser est une cavité à fibre optique, et donc que la propagation des ondes intra-cavité peut se modéliser par la NLSE. On obtient, en sortie du MLL, des impulsions optiques de type sécante hyperbolique (tableau III-2).

Le Tableau II-2 montre les spécifications techniques du MLL dont la longueur d'onde centrale est accordable sur une plage allant de 1535 nm à 1565 nm, ainsi que les largeurs temporelles des impulsions possibles qui dépendent de la largeur spectrale du filtre optique utilisé dans la cavité du MLL (respectivement 10 nm, 5 nm, 3 nm, 2 nm) :

Forme d'impulsion (en puissance)	λ_0 [nm]	T_{FWHM} [ps]	T_0 [ps]	P_{moy} [W]	f_m [GHz]	C
$P_c \cdot sech(T/T_0)^2$	1535-1565	1.3-1.6-5-7	$T_{FWHM}^{1.762}$	$\geq 5mW$	10	0

Tableau II-2 Spécifications techniques du MLL utilisé

où P_c représente la puissance crête de l'impulsion, T_{FWHM} la largeur à mi-hauteur de l'impulsion optique en puissance $P(T)$, et T_0 est la largeur à mi-hauteur de l'impulsion en champ électromagnétique $A(T)$ tel que :

$$P(T) = A(T) \cdot A(T)^* \quad (\text{II-15})$$

$$A(T) = \sqrt{P_{pic}} \cdot \text{sech} \left(\frac{T}{T_0} \right) \cdot \exp \left(-i \frac{C \cdot T^2}{2T_0^2} \right) \text{ avec } T_0 = \frac{T_{FWHM}}{2 \ln(1 + \sqrt{2})} \quad (\text{II-16})$$

Où C représente le double de la pente du chirp ($\text{THz} \cdot \text{ps}^{-1}$) de l'impulsion optique. Le chirp, ou encore glissement de fréquence, représente la fréquence instantanée de l'impulsion. Il est obtenu par dérivation temporelle de la phase du champ $\phi_0(T)$, on a :

$$\begin{aligned} \text{chirp}(T) &= -\frac{1}{2\pi} \frac{\partial \phi_0(T)}{\partial T} \quad [\text{THz}] \\ C &= 2 \frac{\partial \text{chirp}(T)}{\partial T} \quad [\text{THz} \cdot \text{ps}^{-1}] \end{aligned} \quad (\text{II-17})$$

Le chirp de l'impulsion considéré est linéaire : la fréquence instantanée varie linéairement dans le temps.

II.3.1.2 Caractérisation du laser à blocage de modes

La caractérisation temporelle et spectrale des impulsions délivrées par le MLL est effectuée avant et après passage dans un amplificateur optique de forte puissance. La puissance moyenne de 30 dBm fournie en sortie de l'amplificateur optique permet d'atteindre les niveaux de puissance crête élevée nécessaires pour obtenir les effets non-linéaires permettant la génération du continuum. La Figure II-3 illustre le montage expérimental utilisé pour la caractérisation des impulsions délivrées par le MLL, après passage dans l'amplificateur optique.

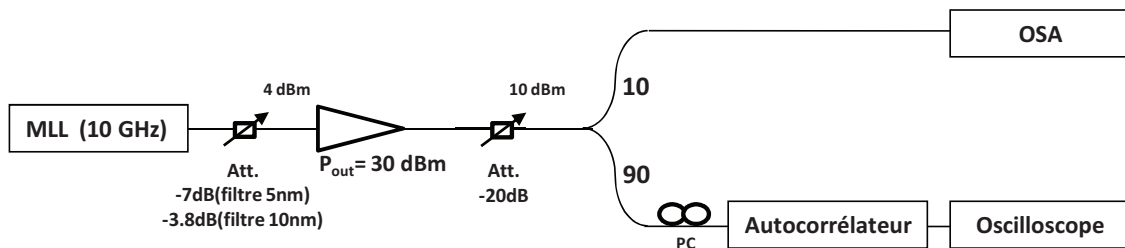


Figure II-3 : Montage expérimental de caractérisation de l'amplificateur optique

L'atténuateur utilisé en amont de l'amplificateur optique permet d'injecter une puissance optique P_{in} correspondant à la gamme de fonctionnement de l'amplificateur ($-3 \text{ dBm} < P_{in} < 5 \text{ dBm}$). L'atténuateur (-20 dB) en aval permet de protéger les appareils de mesure. Un contrôleur de polarisation est utilisé en amont de l'autocorrélateur, du fait de sa sensibilité à la polarisation. La polarisation est choisie de façon à maximiser le signal d'autocorrélation.

La caractérisation est réalisée pour deux filtres optiques différents dans la cavité du MLL. Ces filtres ont des largeurs spectrales différentes (5 nm et 10 nm). Chaque filtre permet d'obtenir des impulsions de largeurs différentes.

Dans les 2 cas, le MLL est réglé sur une même longueur d'onde centrale égale à 1550.7 nm. Les puissances optiques moyennes mesurées en sortie du MLL sont différentes selon le filtre utilisé. On a une puissance optique moyenne de 12 dBm pour le filtre optique de largeur 5 nm, contre 8.8 dBm pour le filtre de largeur spectrale 10 nm. Des impulsions ayant une largeur temporelle de 1.6 ps (respectivement 1.3 ps) sont obtenues pour le filtre de largeur spectral de 5 nm (respectivement 10 nm), conformément aux spécifications techniques fournies par le constructeur.

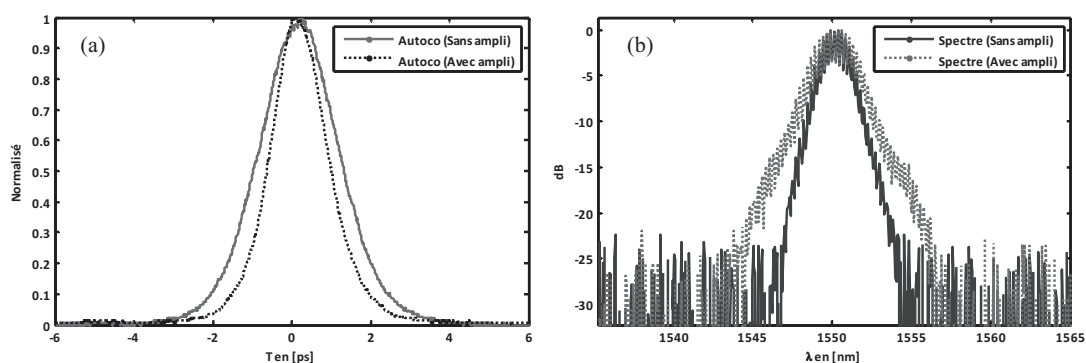


Figure II-4 : Mesures (a) de l'autocorrélation du train d'impulsions délivré par le laser à blocage de modes pour un filtre de 10 nm avant et après amplification optique et (b) du spectre associé en échelle logarithmique.

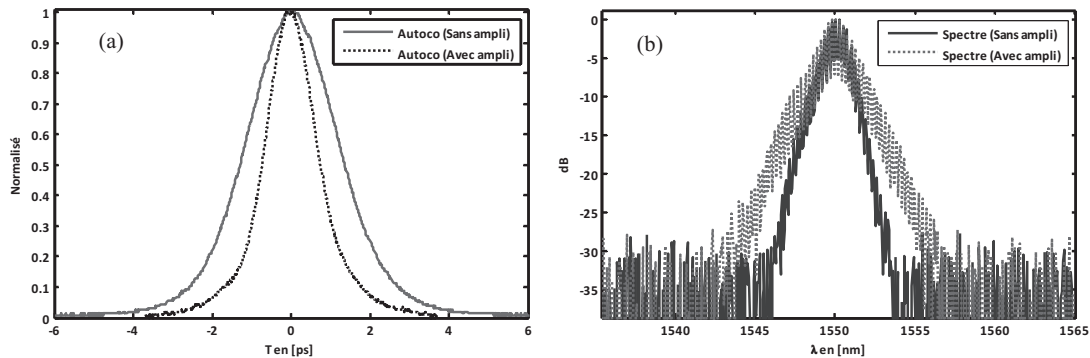


Figure II-5 : Mesures (a) de l'autocorrélation du train d'impulsions délivré par le laser à blocage de modes pour un filtre de 5 nm avant et après amplification optique et (b) du spectre associé en échelle logarithmique

Les courbes de la Figure II-4(a) et de la Figure II-5 (a) représentent les mesures, moyennées sur 16 traces, de l'autocorrélation des impulsions optiques, effectuées avec et sans amplificateur optique.

La largeur temporelle de l'impulsion est déterminée approximativement à partir de la largeur temporelle de la trace d'autocorrélation. Le coefficient par lequel on divise la largeur temporelle de l'autocorrélation pour obtenir la largeur temporelle de l'impulsion est de 1.41 pour une gaussienne et de 1.54 pour une sécante hyperbolique. On obtient après amplification optique, un train d'impulsions à un taux de répétition de 10 GHz, composé d'impulsions en sécante hyperbolique, de 0.9 ps pour le filtre de 10 nm et de 1.0 ps pour le filtre de 5nm.

On remarque que l'impulsion temporelle obtenue sans amplificateur optique est plus large temporellement que celle obtenue avec amplificateur optique. De même, on observe que les spectres mesurés avec ampli sont plus larges spectralement que ceux mesurés sans amplificateur. Cette différence est due à un effet soliton dont nous discuterons par la suite.

Pour des raisons de stabilité et de facilité de réglage expérimental du laser à blocage de modes utilisé, les impulsions obtenues avec le filtre de 5 nm ont été choisies pour la génération du continuum.

Les simulations réalisées pour concevoir et optimiser la génération du SC seront effectuées par la suite en considérant à l'entrée de la fibre non linéaire une impulsion optique de type sécante hyperbolique de largeur temporelle 1 ps, non chirpée ($C=0$), d'une puissance crête de 88.50 W ($P_{moyenne}=30$ dBm), et étant centrée à la longueur d'onde 1550.07 nm. On a alors :

$$A(0, T) = \sqrt{P_0} \operatorname{sech} \left(\frac{T}{T_0} \right), \text{ où } T_0 = \frac{T_{FWHM}}{2 \ln(1 + \sqrt{2})} = 0.567 \text{ ps, sachant que } T_{FWHM} = 1 \text{ ps et } C = 0.$$

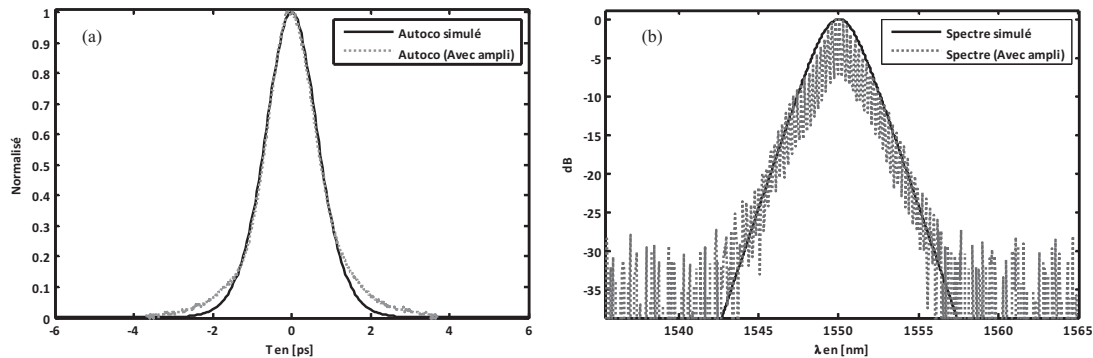


Figure II-6 : Autocorrélation de l'impulsion optique modélisée en sortie de l'amplificateur optique (a) et son spectre associé (b)

Les impulsions formant le train d'impulsions émises par le laser de pompe sont espacées de 100 ps. Cette durée temporelle est supposée suffisamment grande pour négliger toute interaction non linéaire entre deux impulsions successives lors de la génération du continuum. Les simulations numériques réalisées pour la génération du continuum peuvent alors être effectuées pour la propagation d'une impulsion unique.

II.3.2 GENERATION DE SOURCE CONTINUUM : REGIME ANORMAL (EFFET SOLITON)

L'effet soliton a lieu dans le cas d'une fibre à dispersion anormale ($\beta_2 < 0$). Sous l'effet unique de l'automodulation de phase, un décalage spectral vers le rouge sera localisé sur le front montant, tandis que le front descendant subira un décalage spectral vers le bleu.

En régime de dispersion normale, les composantes spectrales de l'impulsion ayant subi le décalage vers le rouge se propageront plus vite que les composantes spectrales décalées vers le bleu, ce qui provoquera un élargissement temporel plus rapide que sous l'effet unique de la dispersion.

Dans le cas d'un régime de dispersion anormale, les composantes spectrales décalées vers le rouge se propagent moins vite que les composantes spectrales décalées vers le bleu. L'automodulation de phase, ainsi, ralentit l'élargissement de l'impulsion se propageant dans la fibre.

Il existe un cas pour lequel l'automodulation de phase et la dispersion chromatique s'opposent de manière à s'annuler l'une l'autre, donnant ainsi une impulsion se propageant en gardant sa forme temporelle initiale (Figure II-7). Cette impulsion est appelée « soliton fondamental » ou « soliton d'ordre 1 ». Sa forme mathématique (ci-dessous) est calculable en résolvant l'équation non-linéaire de Schrödinger, où seule l'automodulation de phase et la dispersion chromatique sont prises en compte.

$$A(z, T) = \sqrt{P_0} \cdot \operatorname{sech} \left(\frac{T}{T_0} \right) \cdot \exp \left[\frac{i|\beta_2|}{2 \cdot T_0^2} z \right] \quad \text{sachant que :} \quad N^2 = \frac{\gamma \cdot P_0 \cdot T_0^2}{|\beta_2|} = 1 \quad (\text{II-18})$$

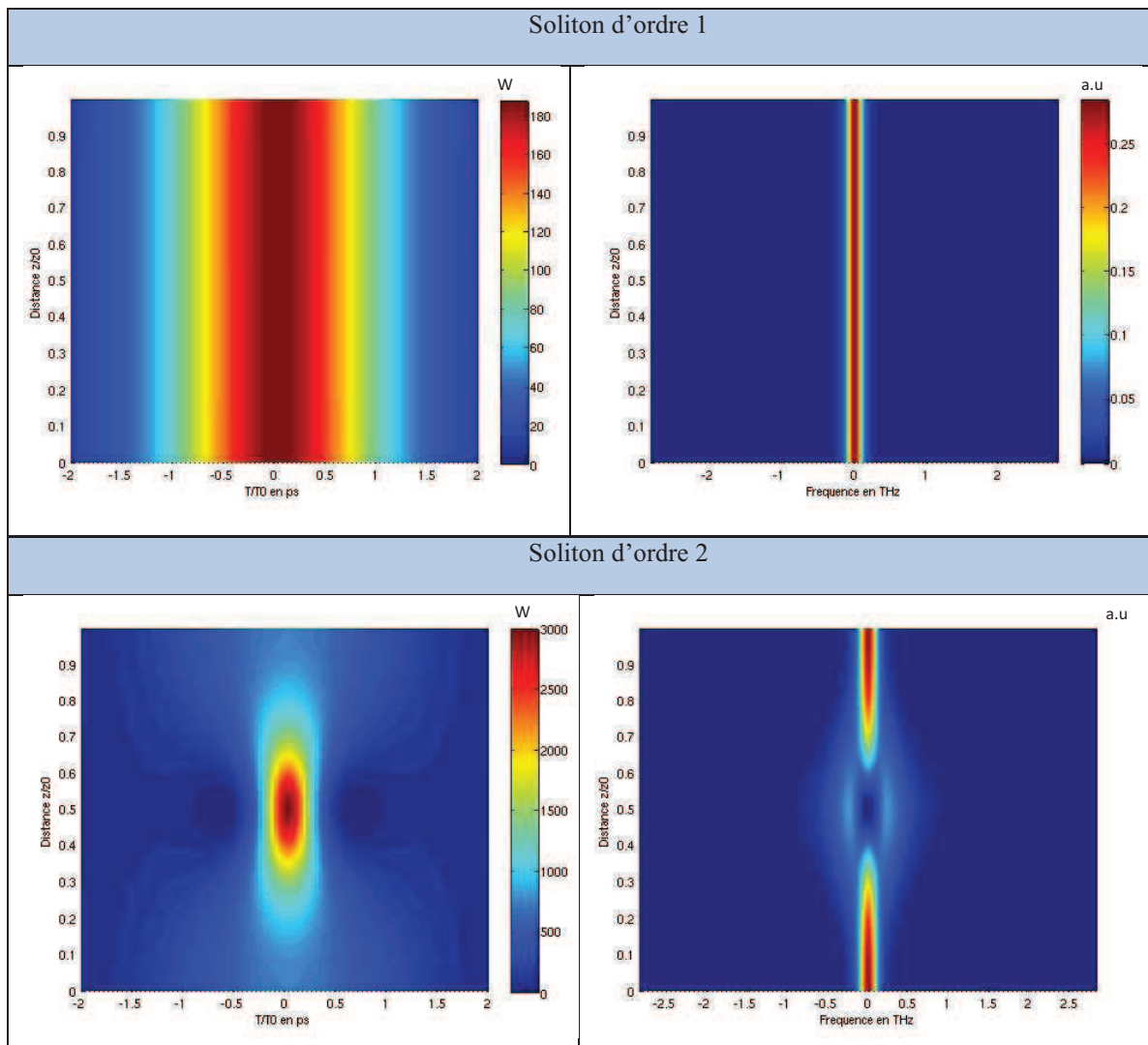
Où N est l'ordre du soliton, P_0 la puissance crête, T_0 la largeur temporelle à mi-hauteur de l'impulsion. Pour une valeur entière N supérieure à 1, un soliton d'ordre supérieur se forme. Les solitons d'ordre supérieur ne conservent pas leur forme temporelle initiale durant la propagation le long de la fibre. Dans le cas d'une impulsion en entrée de la fibre, tel que :

$$A(0,T) = \sqrt{P_0} \cdot \operatorname{sech}\left(\frac{T}{T_0}\right),$$

l'impulsion temporelle subit des changements et retrouve sa forme

initiale de façon périodique. Cette période, appelé période soliton, que l'on notera z_0 est définie tel que :

$$z_0 = \frac{\pi T_0^2}{2 |\beta_2|} \quad (\text{II-19})$$



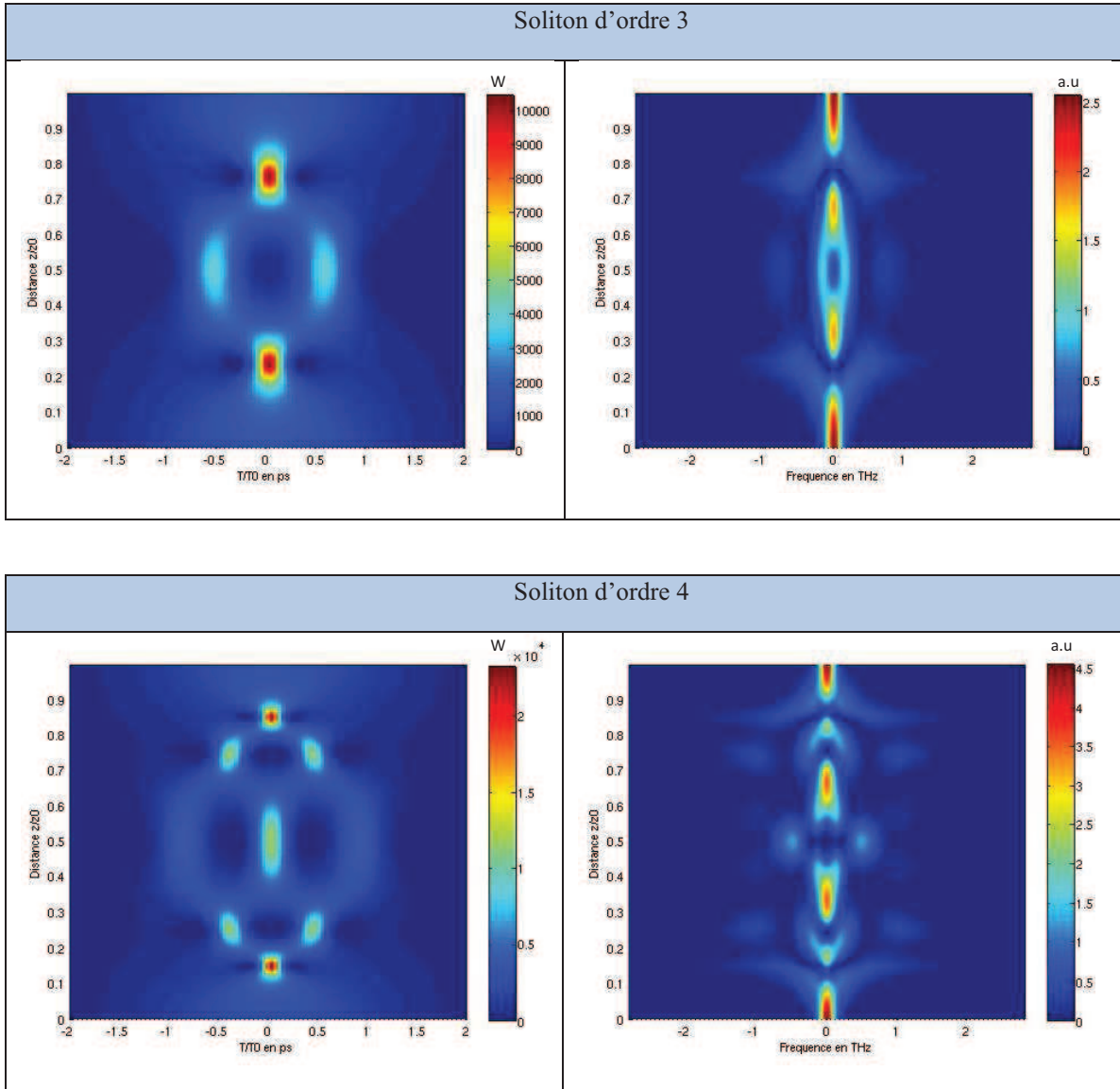


Figure II-7 : Simulation de propagation de soliton d'ordre 1 à 4 (de bas en haut) en temps , en fréquence

La propagation périodique du soliton est un cas purement théorique. En effet, lors de la propagation dans la fibre auront lieu atténuation, dispersion d'ordre élevé, et effet Raman qui vont briser cette périodicité. Le continuum de fréquences obtenu n'est pas plat dans la bande C et la source résultante est par conséquent inadaptée pour l'application de découpage spectral.

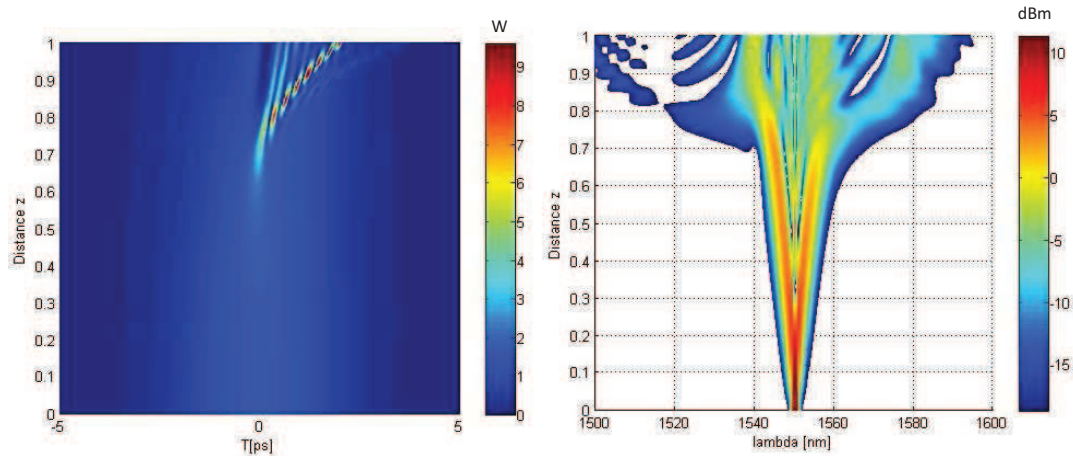


Figure II-8 : Simulation de la propagation d'une sécante hyperbolique à la longueur d'onde 1550nm, de largeur à mi-hauteur 3.2 ps, et de puissance crête 5.18 W ; dans 1 km de fibre d'atténuation de 0.2 dB/km, de constante $\beta_2 = -95.6 \times 10^{-3} \text{ ps}^2 \cdot \text{km}^{-1}$ (ie : $D_{\lambda,0} = -0.075 \text{ ps} \cdot \text{km}^{-1} \cdot \text{nm}^{-1}$), de constante $\beta_3 = -29.46 \times 10^{-3} \text{ ps}^3 \cdot \text{km}^{-1}$ (ie : $D_{S,\lambda,0} = -0.0034 \text{ ps} \cdot \text{km}^{-1} \cdot \text{nm}^2$), de coefficient de non-linéarité $\gamma = 10.5 \text{ W}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$, de taux de réponse Raman $f_r = 0.18$.

II.3.3 GENERATION DE SOURCE CONTINUUM : REGIME NORMAL

Lorsque la longueur d'onde de l'impulsion de pompe est située dans une plage spectrale où le régime de dispersion de la fibre est normal, on observe un mécanisme de génération de continuum différent de celui obtenu en régime anormal. En effet, la propagation solitonique est impossible en régime de dispersion normale. La formation du continuum résulte en partie de l'automodulation de phase et du phénomène de wave-breaking[43].

Durant la propagation dans la fibre, l'impulsion subit initialement un élargissement spectral dû à l'automodulation de phase [44]. Dans le domaine temporel, apparaît alors un chirp linéaire de pente positive situé dans la partie centrale de l'impulsion. Parallèlement, un élargissement temporel de l'impulsion a lieu, provoqué par le régime normal de dispersion chromatique. L'élargissement temporel subi a pour conséquence une diminution progressive de la puissance crête de l'impulsion.

Le chevauchement entre la partie centrale de l'impulsion de chirp linéaire avec les ailes de l'impulsion non-chirpées conduit au phénomène de wave-breaking. Les différences entre fréquences instantanées au même instant T engendrent des oscillations de la fréquence instantanée. Ce phénomène stoppe l'élargissement à mi-hauteur du spectre, et génère de nouvelles fréquences sur les ailes de l'impulsion en cédant la puissance contenue dans la partie centrale de l'impulsion [45]. Ce transfert de puissance donne lieu à une diminution des oscillations spectrales dans la partie centrale du spectre bénéfique pour la réalisation de notre source continuum.

La Figure II-9 illustre la simulation numérique de la propagation d'une impulsion de type sécante hyperbolique, dans 500 m de fibre HNLF. Les caractéristiques de cette impulsion correspondent au modèle numérique choisi pour simuler le type d'impulsions délivrées par le MLL après passage dans l'amplificateur optique (section II.3.1.2).

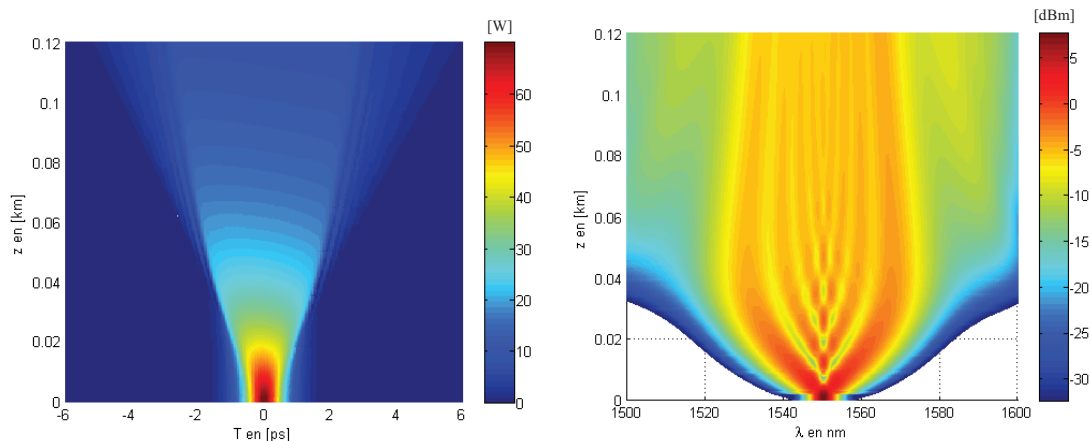


Figure II-9 : Simulation de la propagation d'une sécante hyperbolique à la longueur d'onde 1550nm, de largeur à mi-hauteur 1 ps, et de puissance crête 88.5 W ; dans une fibre HNLF d'atténuation 0.9 dB/km, de constante $\beta_2=0.074 \text{ ps}^2.\text{km}^{-1}$ (ie : $D_{\lambda,0}=-0.6 \text{ ps}.\text{km}^{-1}.\text{nm}^{-1}$), de constante $\beta_3=0.0072 \text{ ps}^3.\text{km}^{-1}$ (ie : $D_{S,\lambda,0}=-0.01 \text{ ps}.\text{km}^{-1}.\text{nm}^2$), de coefficient de non-linéarité $\gamma=10.5 \text{ W}^{-1}.\text{km}^{-1}$, de taux de réponse Raman $f_r=0.18$, et de longueur 500 m. Les valeurs β_2 et β_3 sont obtenues d'après les spécifications fournies par le constructeur.

Cette fibre est choisie pour ses caractéristiques ($\gamma=10 \text{ W}.\text{km}^{-1}$, $D_{\lambda,0}=-0.6 \text{ ps}.\text{km}^{-1}.\text{nm}^{-1}$, faible dispersion d'ordre 3) qui permettent d'obtenir un continuum hautement cohérent, à spectre plat dans la bande C. Une étude expérimentale a été effectuée afin de caractériser l'élargissement spectral subi en fonction de la puissance moyenne du signal en entrée de la fibre HNLF. Cette dernière a été mise à notre disposition par l'ICB dans le cadre du projet SUPERCODE.

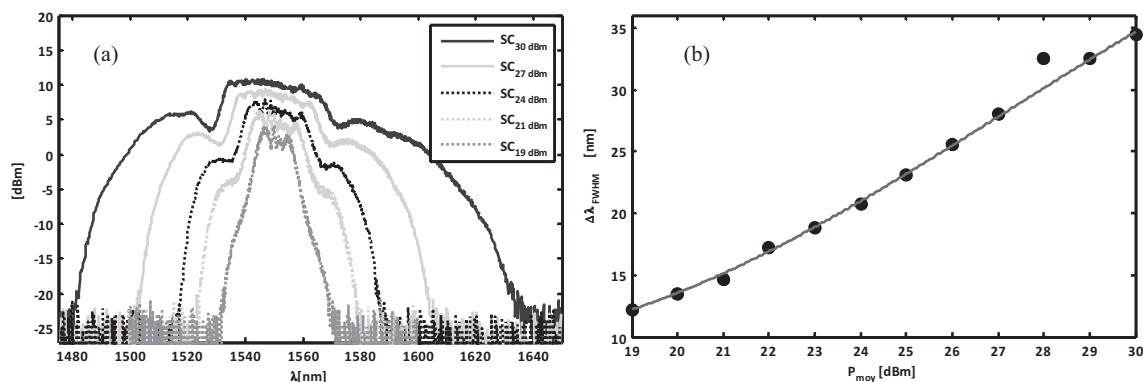


Figure II-10 : (a) Spectres obtenus expérimentalement en sortie de la HNLF pour différentes puissances de pompe initiales. (b) Évolution expérimentale (points) de la largeur spectrale en fonction de la puissance moyenne initiale, comparée aux largeurs spectrales obtenues par simulation numériques (ligne continue) [45].

L'évolution de la largeur spectrale en fonction de la puissance injectée (Figure II-11) est en accord avec les simulations numériques.

Le continuum utilisé est généré par propagation d'une impulsion courte (1 ps) de forte intensité ($P_c=88.50$ W) dans 500 m de fibre HNLF. Cette impulsion est obtenue à l'aide du laser MLL et d'un amplificateur optique délivrant 30 dBm à sa sortie.

Ce continuum présente une largeur temporelle de 15 ps à mi-hauteur et une largeur spectrale de 35 nm (à -3 dB) centrée sur 1550nm (Figure II-11). La source continuum obtenue expérimentalement (Figure II-11 : (c1) et (c2)) est en accord avec les simulations réalisées (Figure II-11: (a) et (b)).

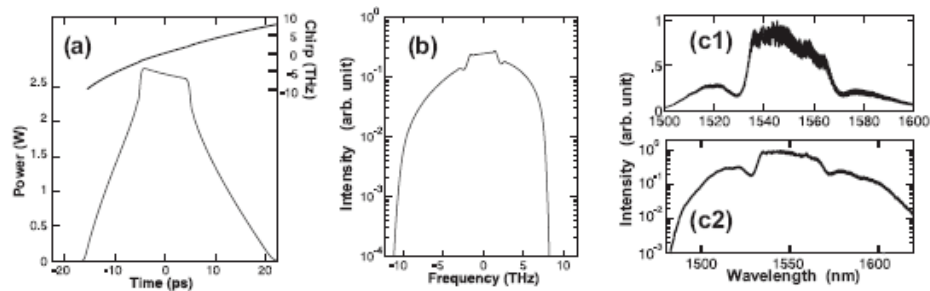


Figure II-11 : (a) Impulsion temporelle et chirp du continuum simulé [45], (b) spectre du continuum simulé. (c1) Spectre expérimental du continuum cohérent en échelle logarithmique, (c2) en échelle linéaire.

Les impulsions présentent une puissance crête de 10.5 watts. Ce qui nous donne une puissance moyenne à 10 GHz de 800 mW:

$$P_{moy} \approx \frac{Aire_{pulse}}{T_{bit}} \quad (II-20)$$

Les spectres mesurés en sortie de la fibre montrent un élargissement (on passe de 2nm à 30nm) combiné avec une bonne platitude spectrale (2 dB de ripple sur une plage de 25 nm).

Pour une application WDM/DS-OCDMA, le profil quasi plat du spectre est intéressant car il permet de disposer de canaux de même niveau de puissance. Le continuum centré sur la longueur d'onde λ_c de 1552.52 nm et de largeur spectrale de 30 nm permet de couvrir la bande C. Il sera utilisé par la suite pour réaliser les systèmes hybrides WDM/DS-OCDMA et WDM/SPE-OCDMA.

II.4 FONCTION DE SEUILLAGE OPTIQUE POUR APPLICATION OCDMA

La MAI est la principale source de bruit des systèmes de communication OCDMA. Elle limite les performances des systèmes en fonction du nombre d'utilisateurs simultanés.

Afin d'améliorer les performances des systèmes de communications OCDMA, des solutions tout optiques, basées sur l'optique non-linéaire, telles que les fonctions de seuillage optique utilisant la génération de seconde harmonique dans les PPLN (Periodically Poled Lithium Niobate) [46], ou des NOLM (Nonlinear Optical Loop Mirror) [47] ou encore dans les fibres hautement non-linéaires [48][49] ont été proposées dans le but de diminuer la MAI.

Nous avons réalisé une fonction de seuillage optique basée sur la génération de continuum dans des fibres non-linéaires pour l'application aux systèmes de communication OCDMA étudiés dans cette thèse.

II.4.1 PRINCIPE DU SEUILLAGE NON LINEAIRE OPTIQUE BASE SUR LA GENERATION DE CONTINUUM

Le seuillage optique consiste à éliminer les impulsions optiques dont la puissance crête ne dépasse pas un certain seuil de puissance optique.

La technique de seuillage utilisée est celle du filtre de Mamyshev [50]. Elle repose sur l'élargissement spectral du signal bruité de largeur spectrale $\Delta\omega_0$ centré sur ω_0 . Cet élargissement spectral est réalisé, dans notre cas, par effet non-linéaire dans une fibre optique. Après passage dans la fibre non-linéaire, un filtrage optique du spectre élargi est effectué. Le filtre utilisé est centré sur $\omega_0 + \Delta\omega$ spectralement décalé par rapport à ω_0 de façon à contenir uniquement les fréquences générées par les impulsions de forte puissance crête.

Les impulsions ayant des puissances crêtes trop faibles, ne subissant pas un élargissement spectral suffisant, sont rejetées par le filtre centré sur la fréquence $\omega_0 + \Delta\omega$. La forme et la largeur spectrale de l'impulsion obtenue après filtrage vont dépendre de la forme et de la bande passante du filtre utilisé.

II.4.2 SEUILLAGE OPTIQUE A BASE D'UNE FIBRE MICROSTRUCTUREE HAUTEMENT BIREFRINGENTE

La fibre utilisée est une fibre microstructurée (PCF : Photonic Crystal Fiber) hautement biréfringente et non-linéaire, de longueur 50 cm avec une dispersion anormale de 120 ps / (nm.km) à 1550 nm. Cette fibre est mise à disposition par le laboratoire XLIM dans le cadre du projet SUPERCODE.

Cette fibre, présente un arrangement symétrique de trous d'air (Figure II-12) permettant de réduire l'aire effective du mode fondamental et d'obtenir une fibre à forte non-linéarité. L'aire effective du mode fondamental est de $5 \mu\text{m}^2$, permettant d'avoir un coefficient non-linéaire de $21 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$. Cette non-linéarité est 16 fois plus grande que celle d'une fibre standard de type SMF 28.

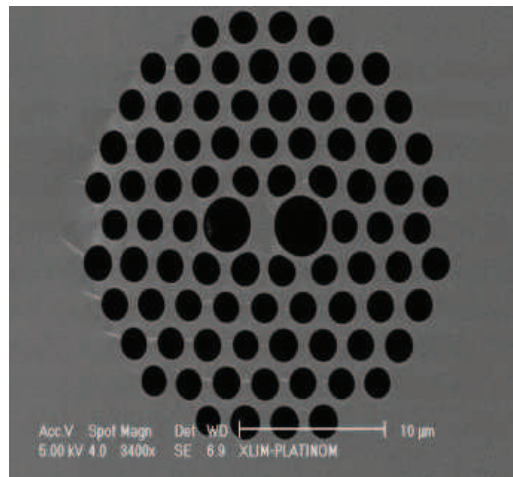


Figure II-12 : Image SEM (scanning electron micrograph) de la fibre PCF biréfringente réalisée par le laboratoire XLIM.

Deux trous d'air de diamètre plus grand sont utilisés pour créer une différence d'indice suivant les axes transverses x et y, donnant alors une biréfringence de groupe supérieure à $5 \cdot 10^{-3}$ à 1550 nm. La dispersion chromatique du mode LP_{01} de cette fibre s'annule à 825 nm et à 850 nm pour une polarisation parallèle à l'axe x et à l'axe y respectivement. Le signal optique proche de 1550.5 nm se propage donc en régime de forte dispersion anormale : 97 ps / (nm.km) sur l'axe x et 137 ps / (nm.km) sur l'axe y (Figure II-13(a)).

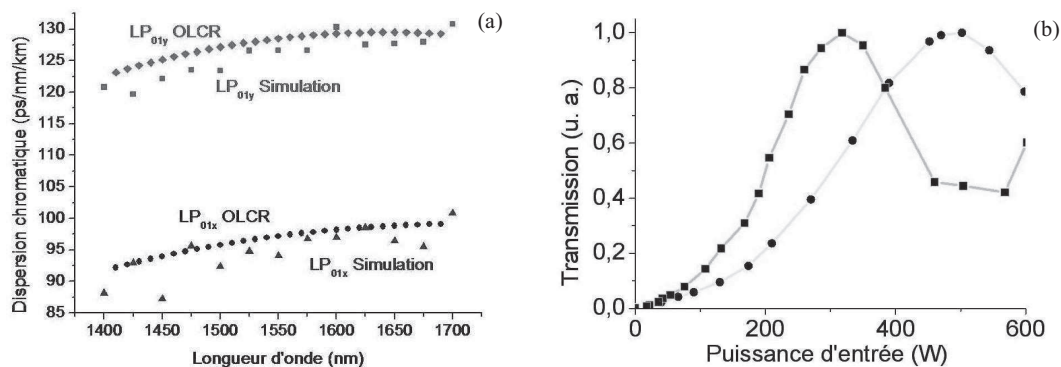


Figure II-13 : (a) Courbe de dispersion chromatique du mode LP₀₁ de la PCF sur l'axe x et y de polarisation, et (b) Courbe expérimentale obtenue après transmission non-linéaire et filtrage optique dans deux états de polarisation. Courbes fournies par XLIM.

La Figure II-13 (b) montre l'évolution de la puissance obtenue après seuillage optique en fonction de la puissance crête en entrée. Ces mesures ont été obtenues en injectant dans la PCF un train périodique (20 MHz) d'impulsions courtes (2 ps) amplifié ; l'injection est effectuée par un couplage en espace libre, et l'utilisation d'un filtre spatial pour filtrer le continuum généré. L'amplification des impulsions est effectuée via un dispositif de mise en forme temporelle élargissant les impulsions avant amplification, puis comprimant l'impulsion après amplification. Ce dispositif permet de négliger les effets non-linéaires pouvant avoir lieu lors de la propagation d'impulsions courtes dans un amplificateur optique.

Les propriétés fortement biréfringentes de la fibre microstructurée permettent d'ajuster le seuil en puissance de la transmission non-linéaire en fonction de l'état de polarisation (Figure II-13 (b)). Ces premiers résultats, obtenus dans le cas idéal d'un couplage en espace libre, sont satisfaisants pour la réalisation d'une fonction de seuillage optique

Afin de se placer dans des conditions d'implémentation plus réalistes, une connectivité FC/APC de la PCF est réalisée. Celle-ci permet de se libérer des contraintes de couplage en espace libre au détriment de quelques dB de perte d'insertion. (De même nous ôtons le dispositif d'étalement et de compression temporelle des impulsions utilisé lors de l'amplification.)

Pour une fonction de seuillage optique ainsi constituée, la prise en compte des effets non-linéaires ayant lieu dans l'amplificateur optique est nécessaire. Ces effets donnent lieu à un premier élargissement spectral lors de la propagation des impulsions dans la fibre dopée erbium de l'amplificateur optique. L'élargissement subi n'est généralement pas suffisamment important pour générer un spectre large et plat. Cependant l'élargissement produit peut être suffisant pour obtenir des niveaux de puissance exploitable pour réalisation d'une fonction de seuillage optique, à quelques nanomètres de la longueur d'onde centrale du signal initial.

Dans le but de tester les performances de cette fonction de seuillage optique, nous réalisons les montages expérimentaux présentés en Figure II-14 (a) et Figure II-14 (b). Le premier montage montre une fonction de seuillage optique tirant parti uniquement du spectre élargi par effets non-linéaires dans

l'amplificateur ; tandis que le second illustre l'implémentation de la fonction de seuillage optique intégrant la PCF étudiée, que nous plaçons en sortie de l'amplificateur optique.

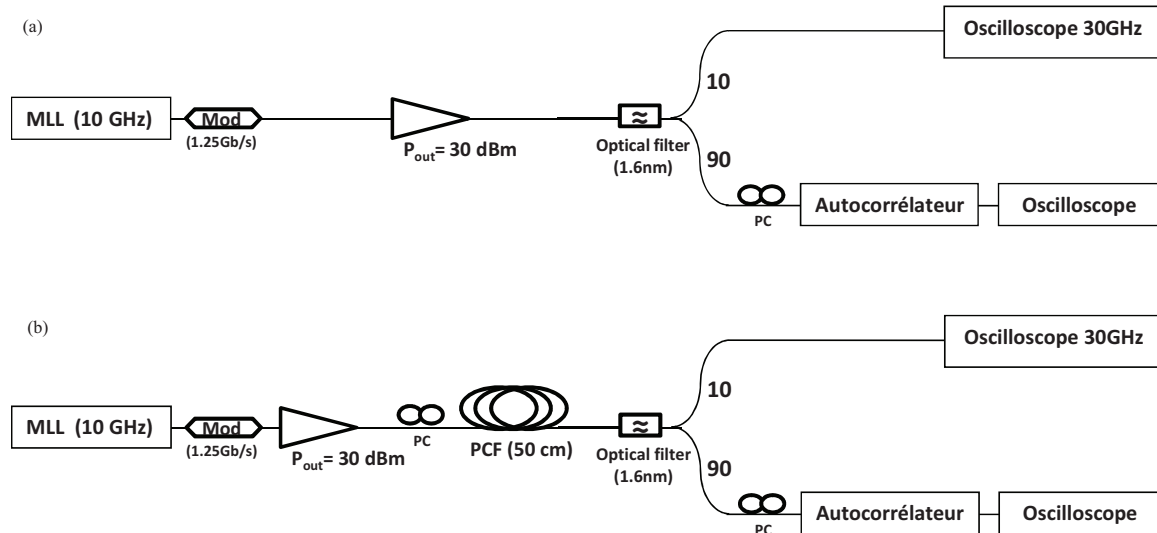


Figure II-14 : Montage expérimental de caractérisation du seuillage non-linéaire optique sans (a) et avec (b) utilisation de la fibre microstructurée hautement biréfringente

Dans ces 2 montages est utilisé un MLL émettant un train d'impulsions de largeur à mi-hauteur 1.7 ps, à un taux de répétition de 10 GHz sur la longueur. Le train d'impulsions est ensuite modulé par une séquence de données pseudo-aléatoires à 1.25 Gb/s. Ce débit est obtenu en éteignant 7 impulsions sur 8 (passage d'un train d'impulsion de 10 GHz à 1.25 GHz de taux de répétition), et en appliquant une modulation de données PRBS (2^7-1).

Afin de simuler la présence d'un signal parasite (MAI), nous dégradons fortement le taux d'extinction du modulateur. Cette MAI simulée représente près d'un tiers de l'amplitude du signal voulu (i.e. : impulsion principale) (Figure II-17(a)). Les spectres élargis obtenus par effets non-linéaires pour chacun de ces montages sont par la suite découpés via un filtre gaussien de largeur à mi-hauteur 1.6 nm centré sur la longueur d'onde 1557 nm.

On obtient en sortie de la PCF un spectre élargi par effets non-linéaires. Un filtrage optique est alors réalisé à la longueur d'onde 1557 nm par un filtre gaussien de largeur 1.6 nm à mi-hauteur. L'impulsion optique obtenue après filtrage présente un profil de type gaussien avec une largeur à mi-hauteur de 2.3 ps (Figure II-15). Le produit $\Delta t \cdot \Delta \nu = 0.46$ est proche de la valeur minimale possible pour un profil gaussien. Nous présentons également, en Figure II-15, les mesures d'autocorrélation des impulsions obtenues uniquement dans l'amplificateur optique, ainsi que dans le cas d'effets non-linéaires cumulés dans l'amplificateur optique et la PCF.

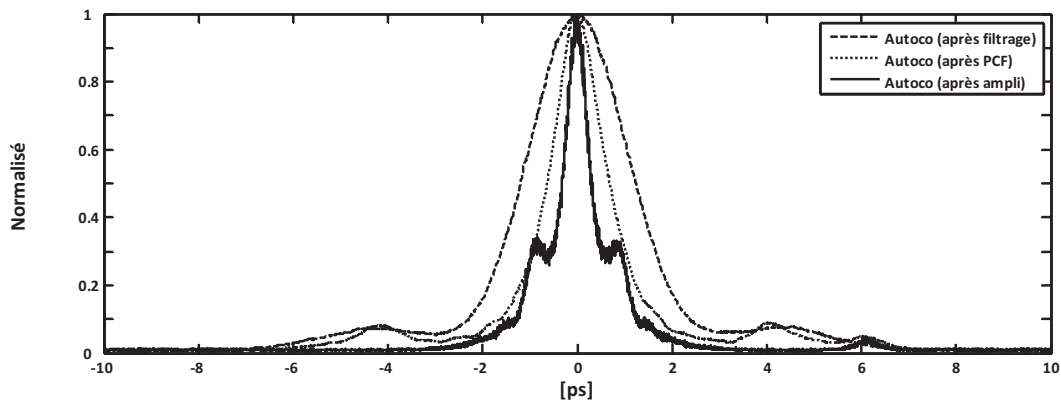


Figure II-15 : Mesures d'autocorrélation des impulsions bruitées, en sortie de l'amplificateur optique, en sortie de la PCF, et après filtrage

Nous avons tracé, sur la Figure II-17, le profil de notre signal avant et après filtrage temporel (signaux détectés par un oscilloscope à échantillonnage de bande passante 30 GHz), pour les 2 configurations étudiées. La disparition des impulsions de faible énergie montre clairement l'efficacité du système de seuillage, dans les deux cas de figure. L'efficacité du seuillage optique intégrant la PCF est ajustable en fonction de l'état de polarisation du signal d'entrée de la PCF.

Le signal résultant des seuillages optiques étudiés montre une réduction du bruit sur les « 0 ». Néanmoins, on peut observer sur le diagramme de l'œil (Figure II-17 (d)), obtenu après filtrage direct du continuum en sortie de l'amplificateur, une augmentation du bruit sur les « 1 ». Nous avons montré que ce bruit d'amplitude est particulièrement important dans la configuration « amplificateur optique seul ». Dans ce cas, nous avons observé que le profil spectral du continuum généré présente des fluctuations importantes lors de faibles variations de l'amplitude de l'impulsion sonde en entrée de l'amplificateur.

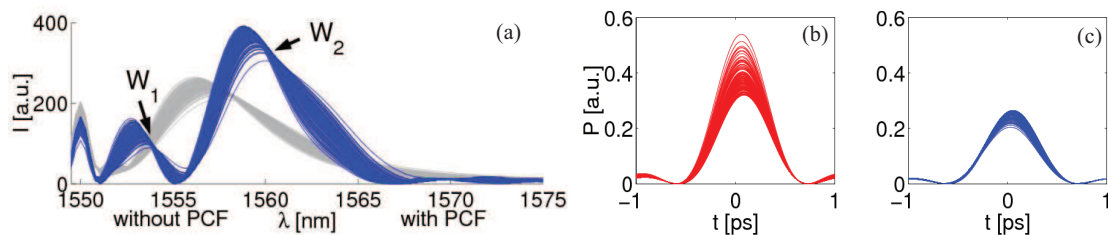


Figure II-16 : (a) simulation du continuum après amplificateur optique (gris) et après la PCF (bleu), (b) simulation des impulsions après amplificateur optique et (c) après la PCF

Ces simulations numériques de génération de continuum ont été réalisées pour 100 impulsions sécantes hyperboliques de 1.5 ps, ayant un jitter d'amplitude de ($\sigma=1.7\%$ pour une puissance crête de 140W), en entrée du dispositif de seuillage optique. Les effets non-linéaires ayant lieu dans l'amplificateur optique sont simulés par une fibre de 30m, ayant une dispersion de $1\text{ps.km}^{-1}.\text{nm}^{-1}$ et $50\mu\text{m}^2$ d'aire effective de

mode, en absence de gain et d'absorption. Dans le cas où la PCF est utilisée, on remarque aux points W_1 et W_2 que l'amplitude du jitter est réduite. La PCF permet ainsi de générer un continuum dont le profil varie peu face à de faibles fluctuations des puissances crêtes (voir figure II-16), dans la bande passante où est réalisé le filtrage.

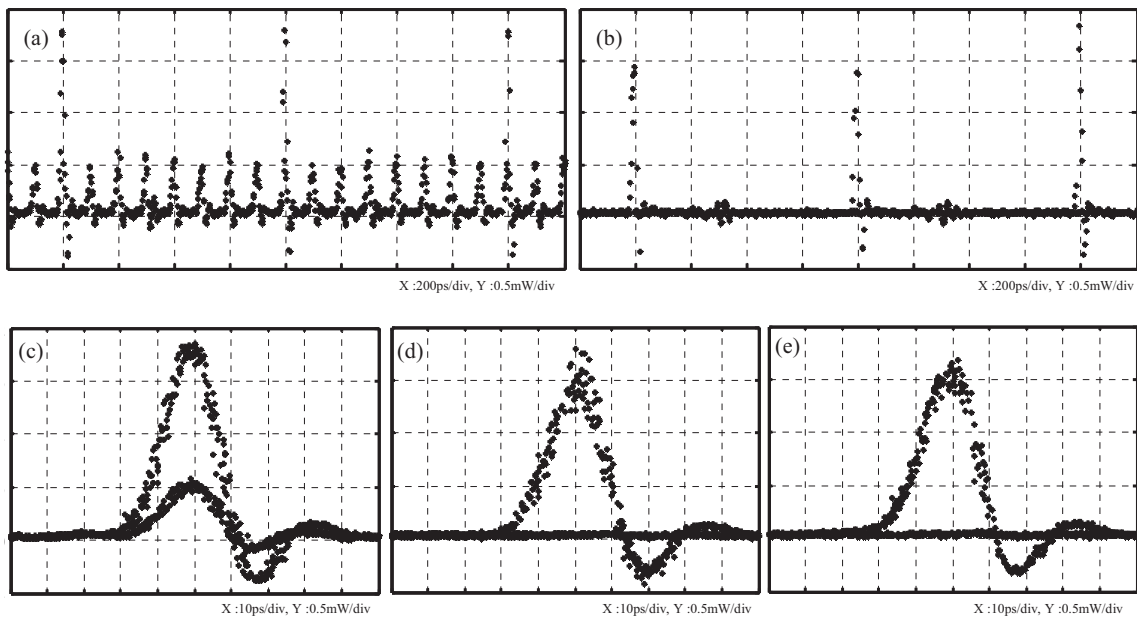


Figure II-17 : Train de données PRBS au format RZ à 1.25GHz pour un taux d'extinction dégradé avant (a) et après (b) seuillage optique intégrant la PCF. Diagramme de l'œil avant seuillage optique(c) et après seuillage optique obtenu avec amplificateur optique et sans PCF (d) avec amplificateur optique et avec PCF (e).

La fonction de seuillage optique non-linéaire exploitant une PCF biréfringente a pour avantage de rendre ajustable la fonction de transfert du seuillage optique en changeant l'orientation du vecteur de polarisation. Ce degré de liberté, nous permet d'adapter le seuil de détection optique et de réduire le bruit sur les « 1 ». Le principe a été expérimentalement validé. Cependant un bon fonctionnement de la fonction de seuillage optique nécessite que la partie utile du signal d'entrée soit composée d'impulsions courtes (1.7 ps) dont les puissances crêtes sont élevées, et ce en présence d'interférents.

L'intégration de cette fonction de seuillage dans un système OCDMA spectral à saut de phase implique une compensation en dispersion rigoureuse afin de limiter l'élargissement de l'impulsion ainsi que de maximiser la puissance crête obtenue après codage, transmission et décodage. Les premiers tests expérimentaux effectués ont révélé l'existence d'une dispersion cumulée résiduelle après opération de codage-décodage qui élargit l'impulsion de la fonction d'autocorrélation et diminue la puissance crête du signal voulu (voir section III.3.1.2.3). De plus le couplage entre la fibre PCF et SMF, via un « taper », semble causer une atténuation importante (fuite thermique élevée), limitant les effets non-linéaires dans la PCF. Toutes ces contraintes ne permettent pas d'atteindre des puissances crêtes suffisantes pour l'utilisation du dispositif de seuillage optique (Ampli optique+PCF+filtre) dans les systèmes OCDMA étudiés.

II.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons étudié les phénomènes non-linéaires se produisant lors de la propagation d'impulsions courtes dans une fibre non-linéaire. Deux analyses, exploitant les non-linéarités optiques dans des fibres spéciales, ont été menées dans le but d'optimiser les systèmes OCDMA.

La première concernait l'élaboration d'une unique source optique permettant la réalisation de systèmes WDM/OCDMA à grande capacité de multiplexage. La solution proposée est une source continuum cohérente pulsée couvrant l'intégralité de la bande C. Cette source est générée par propagation d'un train d'impulsions de 10 GHz délivrées par un laser MLL dans une fibre optique HNLF à dispersion normale. Une source pulsée multi longueur d'ondes est alors obtenue après découpage spectral de ce continuum.

La deuxième est la réalisation d'une fonction de seuillage optique, dans le but de supprimer les interférences d'accès multiples. La génération d'un continuum adéquat à l'élaboration de cette fonction a été effectuée dans des fibres spéciales hautement non-linéaires. La conception de cette fonction de seuillage est réalisée avec une fibre microstructurée hautement biréfringente et non-linéaire. Le principe a été validé expérimentalement en présence d'une MAI simulée par un taux d'extinction du modulateur fortement dégradé (0.33).

Cependant, du fait de sa puissance seuil élevée, le dispositif de seuillage optique nécessite des puissances crêtes élevées pour le signal voulu. La diminution des puissances crêtes du fait de l'élargissement temporel des impulsions provoqué par la dispersion chromatique rend expérimentalement impossible son utilisation pour la suite de notre étude. Une fonction de seuillage réalisée avec la même fibre HNLF utilisée pour la source continuum est envisagée par la suite. En effet, la puissance crête nécessaire pour la génération de continuum étant moins élevée, le seuil optique en sera moins élevé.

Dans le chapitre suivant, nous présentons 2 systèmes de communication OCDMA 1D : un système hybride WDM/OCDMA, et un système SPE-OCDMA. Les architectures systèmes proposées intègrent les dispositifs de génération de continuum dans la HNLF fournie par ICB pour des fonctions de source continuum et de seuillage optique, ainsi que les fonctions de codage et décodage tout optique élaborées en collaboration avec le laboratoire PhLAM.

Intégration système

III.1 INTRODUCTION

Le développement de nouveaux services (données, téléphonie, vidéo à la demande, ...) proposés aux entreprises et aux particuliers, nécessite la mise en œuvre de réseaux d'accès haut débit : FTTH (Fiber To The Home), FTTB (Fiber To The Building), FTTC (Fiber To The Curb), FTTCab (Fiber To The Cabinet). Dans ces réseaux FTTx les ressources de la fibre sont partagées entre plusieurs utilisateurs par des techniques d'accès multiple.

Nous présentons ici l'intégration système de deux solutions OCDMA utilisant des procédés d'encodage différent : le DS-OCDMA et le SPE-OCDMA. La première solution met en œuvre une source continuum pour la réalisation des réseaux d'accès multiple hybride WDM/ DS-OCDMA. Cette solution permet d'augmenter la capacité de multiplexage du réseau offert par les codes DS-OCDMA, en ajoutant une dimension supplémentaire : la longueur d'onde. La seconde solution est un réseau d'accès SPE-OCDMA intégrant un dispositif de seuillage optique post-décodage, permettant une réduction des interférences d'accès multiple.

III.2.1 SYSTEME D'ACCES HYBRIDE WDM/DS-OCDMA

III.2.1.1 Architecture du système WDM/DS-OCDMA

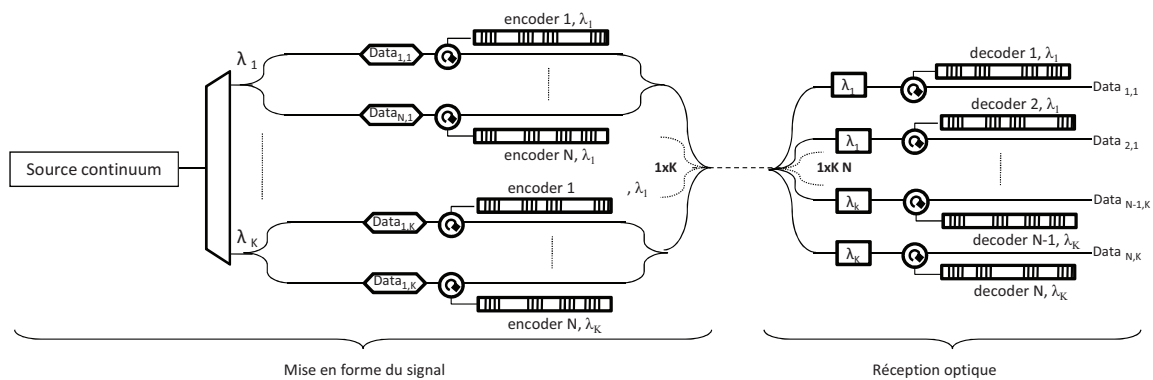


Figure III-1 : Architecture du système DS-OCDMA en liaison descendante

Nous utilisons la source continuum pulsée présentée dans le chapitre II, découpée spectralement par un démultiplexeur WDM, pour réaliser une source impulsionnelle multi- λ . Les trains d'impulsions obtenus dans chaque canal WDM sont modulés par les données des utilisateurs et encodés temporellement suivant la technique DS-OCDMA par des codeurs fibrés à réseaux de Bragg superstructurés (S-FBG). Les K canaux WDM, contenant chacun N canaux DS-CDMA, sont alors couplés sur la même fibre pour être transmis à $K \times N$ terminaux de réseau optique (ONT : Optical Network Terminal) attribués à autant d'utilisateurs. Pour cela, une topologie PON de type arbre est utilisée pour distribuer le signal global en divisant le faisceau optique au moyen de coupleurs passifs. Après transmission, chaque ONT reçoit donc l'information destinée à tous les utilisateurs, de laquelle il lui appartient d'extraire la sienne : le canal WDM souhaité est isolé via un filtre optique centré sur la longueur d'onde appropriée, puis les données sont décodées par le décodeur adapté (Figure III-1).

III.2.1.2 Source impulsionnelle multi- λ : découpage spectral de la source continuum

La source impulsionnelle multi longueurs d'ondes est réalisée par découpage spectral du continuum représentée en Figure III-2.

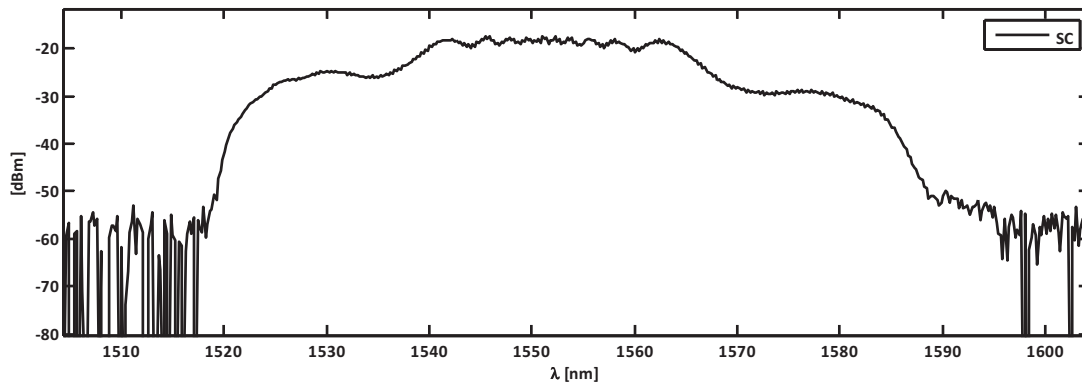


Figure III-2 : Source continuum expérimentale mesurée à l'analyseur de spectre optique avec une résolution de 0.07 nm

La Figure III-3 est un graphe en 3 dimensions montrant les impulsions simulées obtenues après filtrage du continuum en fonction de la bande passante d'un filtre gaussien. Le graphique de gauche est obtenu pour des filtres dont le taux de réjection de la diaphotie adjacente (ACR: Adjacent Cross-talk Rejection) est de 39 dB (qui correspond à un composant réel) et celui de droite est simulé pour des filtres de ACR égale à 100 dB (pour illustrer un cas plus proche du filtre gaussien idéal).

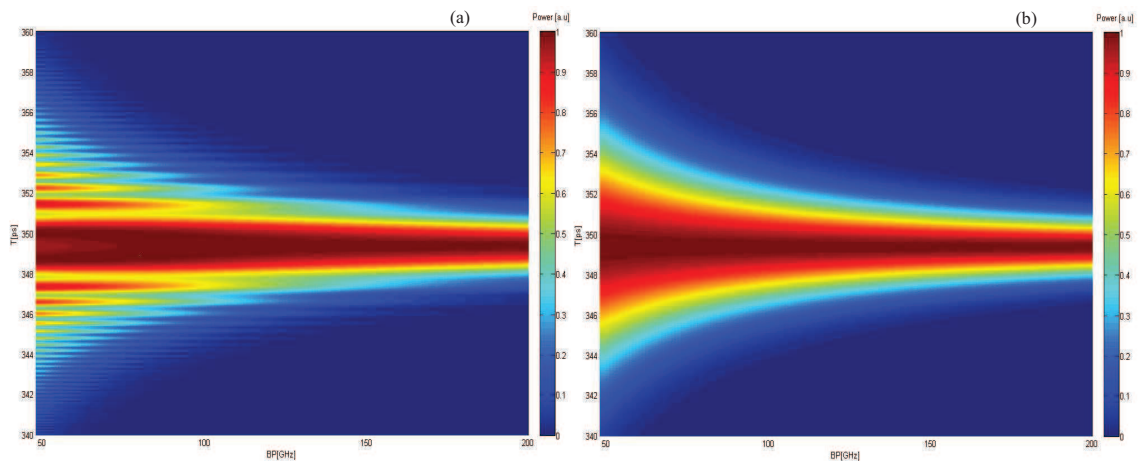


Figure III-3 : Impulsion temporelle après filtrage du continuum en fonction de la bande passante du filtre gaussien pour un taux de réjection de 39 dB (a) et de 100 dB (b).

On observe une diminution de la largeur à mi-hauteur de l'impulsion temporelle en sortie du filtre lorsque la bande passante augmente. On remarque également la présence d'oscillations au sein de l'impulsion, oscillations dont l'amplitude diminue lorsque la bande passante ou l'ACR du filtre augmente.

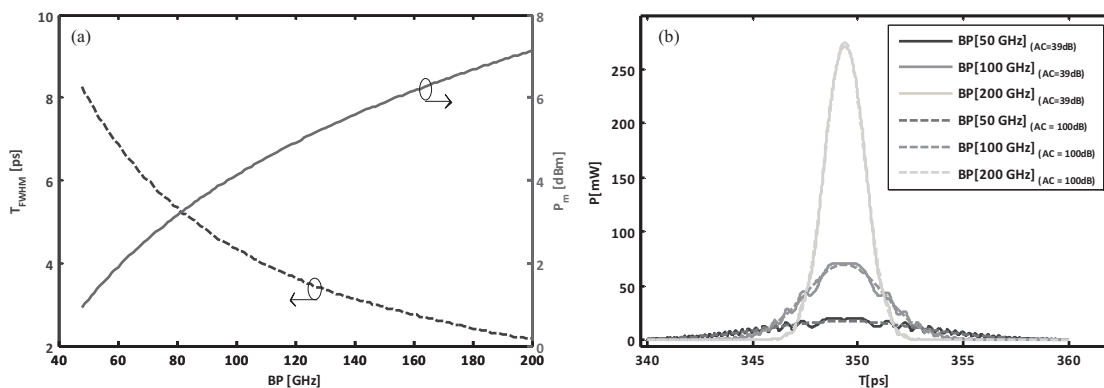


Figure III-4 : (a) Simulation de la largeur à mi-hauteur des impulsions et de la puissance moyenne d'un canal WDM en fonction de la bande passante du filtre gaussien d'ACR de 39 dB. (b) Impulsions simulées après filtrage du continuum pour des filtres gaussiens de différentes bandes passantes et valeurs d'ACR.

La Figure III-4(a) montre l'évolution simulée de la largeur à mi-hauteur des impulsions et de la puissance moyenne du canal WDM en fonction de la bande passante du filtre gaussien d'ACR de 39 dB. On constate une adéquation entre la simulation et les mesures expérimentales effectuées pour un multiplexeur /démultiplexeur de bande passante 50 GHz et d'ACR 39 dB (Figure III-5, Tableau III-1). La Figure III-4(b) nous permet d'observer les impulsions obtenues par simulation pour des filtres de largeur 50GHz, 100GHz et 200 GHz ayant des ACR de 100 dB et 39dB. Nous retrouvons les oscillations observées en Figure III-3 et remarquons que leur amplitude dépend du taux de réjection des filtres utilisés. La diminution de ces oscillations pour une meilleure isolation de notre canal WDM des autres fréquences contenues dans le continuum (i.e. : ACR plus élevé), met en évidence l'existence d'interférences entre notre canal et le reste des fréquences du continuum. De même on observe que l'augmentation de la bande passante du filtre permet également de réduire ces interférences. Ceci s'explique, d'une part, par une augmentation de la puissance moyenne de notre canal proportionnelle à celle de la bande passante du filtre (Figure III-4(a)), et d'autre part par une puissance crête plus élevée du fait que les impulsions raccourcissent (Figure III-4(b)). Ce gain de puissance moyenne et crête donne, sur le temps de l'impulsion, une amélioration du rapport signal/interférences existant entre le signal du canal WDM considéré et les interférences produites par le reste du continuum.

Nous avons montré que la bande passante et l'ACR des filtres utilisés déterminent les propriétés des impulsions obtenues dans les canaux WDM en termes de largeur à mi-hauteur et d'interférence inter-canal WDM. Nous fixons donc les paramètres des filtres afin que chaque sous-bande spectrale découpée délivre un train d'impulsions adapté à un codage temporel des données des utilisateurs du système.

Notons que les codeurs et décodeurs OCDMA, étant des réseaux de Bragg super-structurés, pourraient en principe remplir eux-mêmes la fonction de filtrage du continuum, sans avoir recours à un

filtre séparé. Toutefois, le spectre de réflexion des sous-réseaux de Bragg les composant présente des lobes secondaires, d'autant plus élevés que le taux de réflexion des sous-réseaux est faible. Par conséquent, leur ACR est faible. Ceci, ainsi que la largeur spectrale à mi-hauteur de 1 nm des réseaux de Bragg des codeurs, rendent le découpage spectral directement via les codeurs inadapté à notre application. L'utilisation de réseaux de Bragg apodisés, dont le niveau d'ACR est meilleur, permettrait de mettre en œuvre un découpage spectral du continuum uniquement grâce aux codeurs et décodeurs.

Nous combinons le réseau de Bragg superstructuré avec un démultiplexeur WDM afin d'atteindre un taux de réjection inter-canal plus élevé. La largeur spectrale des canaux est prise inférieure ou égale à celle des réseaux de Bragg de la superstructure des codeurs (≤ 1 nm) afin que la forme des impulsions soit déterminée par les filtres du démultiplexeur WDM. Expérimentalement, on obtient des sous-bandes spectrales de 0.4 nm et des impulsions de l'ordre de 8 ps à mi-hauteur (Figure III-5(a) et (b)), dont les longueurs d'onde centrales sont choisies dans la grille ITU (191.9 THz- 193.3 THz) avec un espace inter-canal de 200 GHz (1.6 nm).

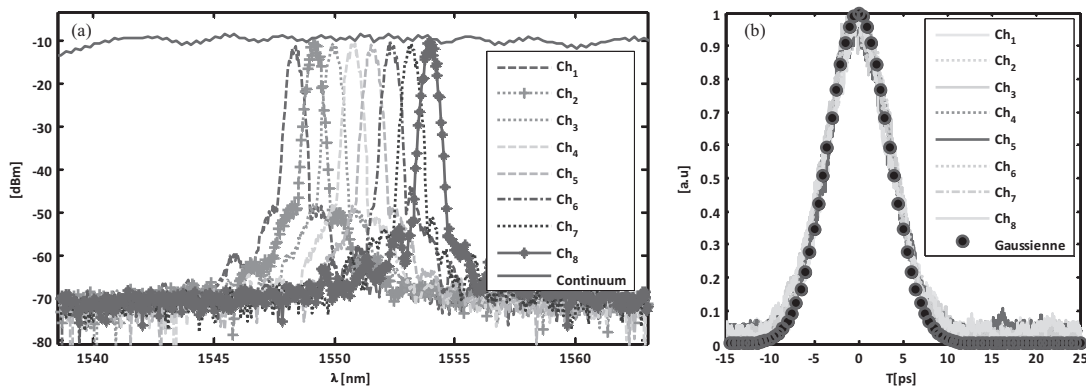


Figure III-5 : (a) Spectre expérimental du continuum et spectre des sous-bandes du continuum en échelle logarithmique (b) Autocorrélation d'une impulsion après découpage (courbe analytique d'une gaussienne de largeur à mi-hauteur 8 ps en points noirs).

La Figure III-5(a) montre le continuum de la source défini sur la bande C ainsi que les canaux obtenus après découpage spectral. La bande passante totale du multiplexeur WDM est de 800 GHz. Les impulsions obtenues sur chacun des canaux WDM ont été mesurées avec un autocorrélateur (Figure III-5(b)).

III.2.1.3 Fonction d'encodage et de décodage DS-OCDMA

III.2.1.3.1 *Famille de codes d'étalement utilisée*

La famille de codes unipolaires utilisée pour l'implémentation des codeurs et décodeurs de Bragg est une famille de codes EQC. Le nombre premier p est pris égal à 5, afin d'obtenir une famille de codes $\{EQC_5(.)\}$ contenant 4 codes. Ces codes sont de longueur L égale de 45 chips. Le niveau maximal des lobes secondaires de la fonction d'autocorrélation λ_a de cette famille de codes est égal à 1, tandis que le niveau maximal des lobes de la fonction d'intercorrélacion λ_c est égal à 2.

Afin de limiter les interférences inter-symbole entre les bits adjacents d'un même canal CDMA, nous définissons le temps bit T_b tel que :

$$T_b \geq (2L-1) \cdot T_c \quad \text{(III-1)}$$

Cette valeur minimale (i.e. $(2L-1) \cdot T_c$) du temps bit est fixée par l'occupation temporelle de la fonction d'autocorrélation obtenue après décodage optique. Le temps chip est habituellement choisi égal à la largeur à mi-hauteur des impulsions en entrée des codeurs optiques.

Ces impulsions sont obtenues en sortie de notre source impulsionnelle multi- λ sur l'un des canaux WDM. Leur largeur à mi-hauteur, légèrement supérieure à 8 ps, varie selon le canal WDM. Nous décidons de fixer le temps chip à 9 ps. Ceci implique un temps bit minimum de 801 ps. En considérant le temps bit égal à 800 ps nous obtenons un débit utilisateur de 1.25 Gb/s.

La réalisation de ce système à 1.25 Gb/s par utilisateur, nécessite une adaptation du taux de répétition de la source impulsionnelle multi- λ cadencée à 10 GHz. Une réduction du taux de répétition de 10 GHz à 1.25 GHz est effectuée en éteignant 7 impulsions sur 8 de la source. Cette opération est réalisée lors de la modulation du train d'impulsions à 10 GHz par un signal de données à 1.25 Gb/s de type RZ de rapport cyclique 12.5 %. On obtient ainsi, en sortie du modulateur, un signal optique à 1.25 Gb/s de type RZ ayant un rapport cyclique de 1.125%.

Les expériences sont menées avec 3 codeurs (et un décodeur) C1, C2, C3 (et D3) respectivement implémentés avec les codes $\{EQC_5(0)\}$, $\{EQC_5(2)\}$, et $\{EQC_5(3)\}$.

III.2.1.3.2 Réponse temporelle des codeurs et décodeurs

La réponse temporelle idéale de chaque codeur et décodeur de Bragg correspond à la séquence de code qu'il doit implémenter.

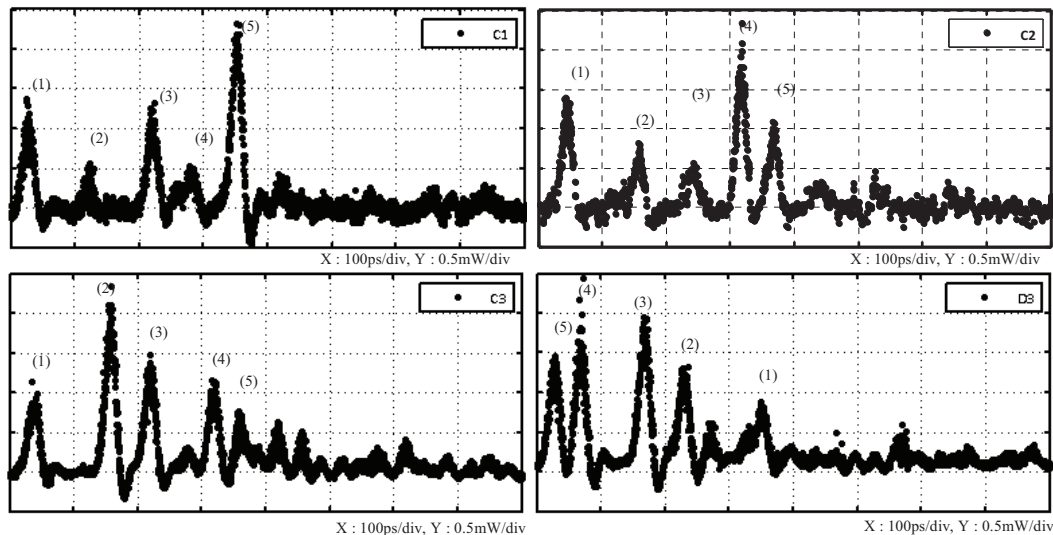


Figure III-6 : Réponses temporelles des codeurs et du décodeur mesurées sur un oscilloscope à échantillonnage, avec une entrée optique de 30 GHz de bande passante. (Les impulsions numérotées de 1 à 5 sont les chips à 1 des codes considérés)

Les réponses temporelles des codeurs et du décodeur, mesurées sur un oscilloscope à échantillonnage dont l'entrée optique a une bande passante de 30 GHz, sont représentées en Figure III-6. La famille de codes $\{EQC_5(\cdot)\}$ étant de poids 5, le signal réfléchi par le codeur/décodeur, contient alors 5 impulsions (numérotées de 1 à 5) correspondant au code. La présence des autres impulsions est due aux réflexions multiples dans les cavités Fabry Péroth formées par les sous-réseaux de Bragg. On observe, via la position des chips à 1, l'inversion temporelle existant entre la réponse temporelle du codeur 3 (numérotation des chip « 1 » de 1 à 5) et du décodeur 3 (numérotation des chip « 1 » de 5 à 1). Les mesures effectuées montrent que ces impulsions n'ont pas une amplitude uniforme, l'écart allant jusqu'à 6.5 dB. Ceci est en partie dû à la déshydrogénation de la fibre (durant quelques semaines), ainsi qu'à la sensibilité des réseaux à la température ambiante, donnant lieu à un décalage non uniforme des longueurs d'onde de Bragg des sous-réseaux. Le fait d'avoir une différence entre les longueurs d'ondes centrales des sous-réseaux de Bragg et celles des multiplexeurs/démultiplexeurs WDM implique une contrainte d'exploitation des codeurs/ décodeurs.

Ces effets peuvent être limités via une passivation des réseaux de Bragg et un contrôle en température des composants, réalisables lors d'un procédé industriel [51]. Une autre solution serait l'utilisation de codeurs/décodeurs ayant des sous-réseaux de Bragg à large bande passante en comparaison de celle des multiplexeurs/démultiplexeurs WDM.

III.2.1.3.3 Fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélation

Le signal obtenu après décodage est constitué d'un ensemble d'impulsions courtes formant la fonction d'autocorrélation du code 3 pour chaque bit à « 1 » des données transmises sur le canal CDMA observé. Le poids du code de la famille utilisé étant de 5, ces impulsions optiques sont alors au nombre de 25 au sein d'un temps bit. 5 de ces impulsions, étant simultanées, se combinent pour former le pic central de la fonction d'autocorrélation correspondant au bit utile décodé. Les 20 autres impulsions traduisent la dégradation liée au processus de codage/décodage.

Le bruit d'interférences d'accès multiple (MAI) est présent lors de la transmission simultanée de plusieurs utilisateurs. L'origine de ce bruit est liée à l'orthogonalité imparfaite des codes. Le décodage partiel des données des autres utilisateurs en résultant donne, pour chaque bit à « 1 » des utilisateurs interférents, 25 impulsions optiques courtes formant une fonction d'intercorrélation.

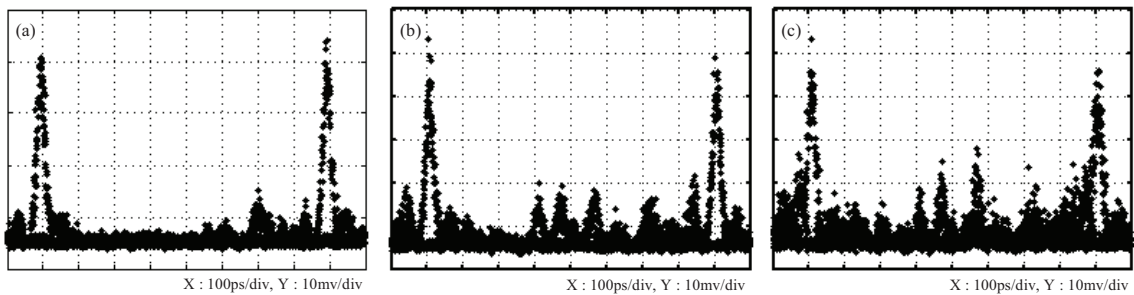


Figure III-7 : (a) Signal décodé en l'absence d'interférents, (b) Signal décodé en présence de 1 interférent, c) Signal décodé en présence de 2 interférents.

Dans la Figure III-7 sont exposés les diagrammes de l'œil (détectés sur une photodiode de bande passante 10 GHz) du signal obtenu après décodage en présence de 1, 2 puis 3 utilisateurs. On peut y voir l'augmentation de la MAI avec le nombre d'utilisateurs simultanés sur le système.

III.2.1.4 Évaluation des performances du système

L'intégration de ce système a été réalisée dans le but d'effectuer une évaluation expérimentale de ses performances. La Figure III-8 illustre la plateforme expérimentale de test de la solution WDM/DS-CDMA proposée.

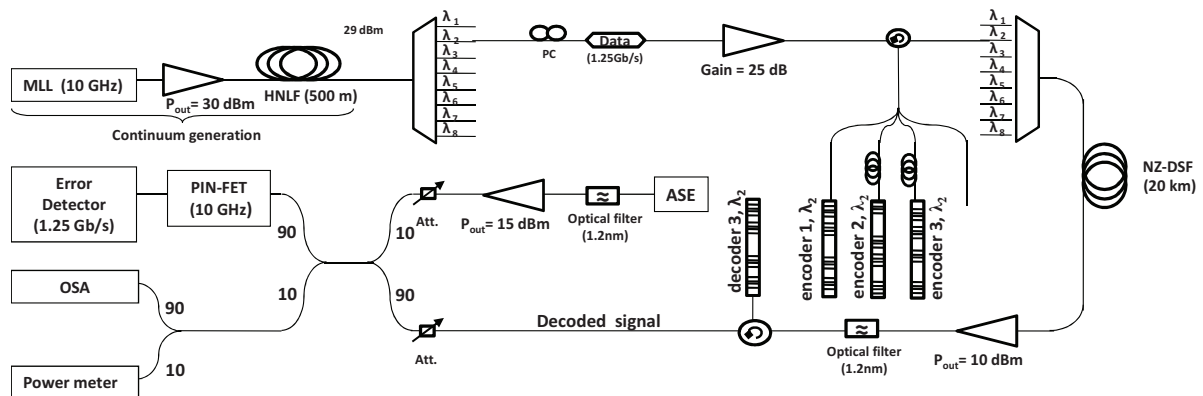


Figure III-8 : Plate-forme expérimentale d'évaluation de la solution hybride WDM/DSCDMA mono-canal WDM.

L'évaluation expérimentale du système est effectuée dans le cas de 3 utilisateurs multiplexés en OCDMA sur un seul canal WDM. Toutefois, le montage expérimental de faisabilité est conçu afin d'obtenir un bilan de puissance permettant 4 utilisateurs sur 4 canaux WDM (soit 16 utilisateurs). Un seul modulateur Mach-Zehnder est utilisé pour effectuer la modulation des données des 3 utilisateurs. Un unique coupleur est utilisé en configuration bidirectionnelle pour accéder aux encodeurs grâce au circulateur positionné en amont. Des fibres de décorrélation sont positionnées en amont des codeurs 2 et 3. Ces fibres permettent de décorréler les données PRBS (2^7-1) des utilisateurs, ainsi que de limiter la cohérence entre les signaux encodés réfléchis par les différents codeurs. Après le décodage effectué à l'étage de réception, un dispositif de test a été mis en place afin de mesurer le taux d'erreur binaire en fonction de l'OSNR (Optical Signal to Noise Ratio). Le signal optique décodé est détecté via un photodétecteur de bande passante électrique 10 GHz, afin d'éviter le coût prohibitif d'un photodétecteur de bande passante 100 GHz adapté à la détection d'impulsions 10 ps.

Afin d'analyser et d'évaluer les performances du système, nous en réalisons un bilan de puissance détaillé, discutons l'impact de la bande passante de la photodétecteur sur le système, puis nous présentons les mesures de taux d'erreur obtenues.

III.2.1.4.1 Bilan de puissance optique du système

Le Tableau III-1 présente le bilan de puissance optique de l'étage de mise en forme du signal avant émission (sans y intégrer d'amplificateur optique pour le moment). Y sont répertoriées les pertes d'insertion (IL: Insertion Loss), puissance moyenne P_m et puissance crête P_c dans le sens de propagation du faisceau optique pour un utilisateur donné, en sortie de chaque composant :

- les pertes des contrôleurs de polarisation, circulateurs et coupleurs, ainsi que les pertes d'insertion des multiplexeurs WDM et du modulateur, affectent les puissances moyenne et crête du signal de la même façon ;
- le découpage spectral occasionne une perte de 24 dB (constatée expérimentalement sur P_m et P_c), due aux pertes de puissance optique contenue dans l'ensemble des fréquences hors de la bande passante du canal WDM considéré ;
- la modulation PRBS coupe globalement 15 impulsions sur 16 (7/8 pour passer de 10 GHz à 1.25 GHz, puis 1/2 pour y imprimer une séquence de données en OOK), soit 12 dB de perte sur la puissance moyenne, mais la puissance crête de chaque impulsion reste inchangée ;
- l'encodeur divise chaque impulsion en plusieurs séparées dans le temps, occasionnant une perte sur les crêtes de 10 dB mais seulement 3 dB en moyenne.

Il est à noter que contrairement aux techniques de multiplexage que sont l'OTDM et le WDM, la puissance moyenne d'un canal OCDMA avant multiplexage n'est pas du même ordre que la puissance de ce même canal OCDMA après opération de démultiplexage. En effet, dans le cas des systèmes OTDM et WDM seule la puissance du canal voulu est récupérée après démultiplexage (interférences inter-canal mises à part). Tandis que dans le cas des systèmes OCDMA, la puissance moyenne d'un canal OCDMA après décodage (ie: démultiplexage) est approximativement la somme des puissances moyenne de tous les canaux OCDMA actifs avec lesquelles il a été multiplexé.

Composant / Fonction	IL (dB)	P_m (dBm)	P_c (dBm)
Source continuum	/	29	39
Démultiplexeur WDM	3.5	25.5	35.5
Découpage spectral	24	1.5	11.5
Contrôleur de polarisation	1	0.5	10.5
Modulateur Mach-Zehnder (10 Gb/s)	3	-2.5	7.5

Modulation PRBS (1.25Gb/s)	12	-14.5	7.5
Circulateur (bras 1 vers bras 2)	0.6	-15.1	6.9
Coupleur (1 vers 4)	6.5	-21.6	0.4
Encodeur	3	-24.6	-9.6
Coupleur (4 vers 1)	6.5	-31.1	-16.1
Circulateur (bras 2 vers bras 3)	0.6	-31.7	-16.7
Multiplexeur WDM	3.5	-35.2	-20.2

Canaux transmis	P_m (dBm)	P_c (dBm)
1 Canal OCDMA encodé (1 utilisateur)	-35.2	-20.2
1 Canal WDM (1 à 4 canaux OCDMA)	≤ -29.2	≤ -14.2

Tableau III-1 : Bilan optique (en puissance moyenne P_m et puissance crête P_c) de l'étage de mise en forme du signal avant émission n'intégrant pas d'amplificateur.

Les pertes occasionnées par l'étage de mise en forme du signal avant transmission sont importantes du fait du découpage spectral et du passage 10-1.25Gb/s. La puissance obtenue sur chaque canal WDM et OCDMA est respectivement de -29.2 dBm et -35.2dBm. Une amplification optique est nécessaire afin d'atteindre une puissance moyenne minimale à la photodétection de -17 dBm (donnant un taux d'erreur binaire de 10^{-9}). Nous disposons d'amplificateurs EDFA, dotés d'un isolateur intégré en sortie, dont la puissance de saturation d'entrée est de -15 dBm. La puissance en sortie du multiplexeur est alors insuffisante pour saturer en entrée l'amplificateur EDFA, et rend donc impossible l'utilisation d'un seul et unique amplificateur optique positionné en sortie de l'étage de mise en forme du signal.. Dans le montage expérimental de faisabilité considéré ici, nous avons placé ces amplificateurs après le modulateur, ce qui permet d'augmenter significativement le bilan de puissance optique moyenne.

Composant / Fonction	I.L (dB)	P_m (dBm)	P_c (dBm)
Source continuum	/	29	39
Démultiplexeur WDM	3.5	25.5	35.5

Découpage spectral	24	1.5	11.5
Contrôleur de polarisation	1	0.5	10.5
Modulateur Mach-Zehnder (10 Gb/s)	3	-2.5	7.5
Modulation PRBS (1.25 Gb/s)	12	-14.5	7.5
Amplificateur optique (Gain \approx 25dB)	/	10.5	32.5
Circulateur (bras 1 vers bras 2)	0.6	9.9	31.9
Coupleur (1 vers 4)	6.5	3.4	25.4
Encodeur	3	0.4	15.4
Coupleur (4 vers 1)	6.5	-6.1	8.9
Circulateur (bras 2 vers bras 3)	0.6	-6.7	8.3
Multiplexeur WDM	3.5	-10.2	4.8

Canaux avant transmission	P_m (dBm)	P_c (dBm)
1 Canal CDMA encodé	-10.2	4.8
1 Canal WDM	\leq -4.2	\leq 10.8

Tableau III-2 : Bilan optique (en puissance moyenne P_m et puissance crête P_c) de l'étage de mise en forme du signal avant transmission intégrant un amplificateur.

Le Tableau III-2 montre le bilan de puissance après intégration de l'amplificateur optique. La puissance moyenne par canal OCDMA est de -10.2 dBm et celle par canal WDM de -4.2 dBm. Ces puissances permettent l'emploi d'un amplificateur en ligne, si nécessaire.

Dans notre cas, nous réalisons une transmission de données sur une longueur L de 20 km de fibre NZ-DSF (Non Zero Dispersion Shifted Fiber), d'atténuation totale 4.8 dB et de la dérivée seconde de la constante de propagation β_2 5.12 ps²/km. Dans cette configuration, nous obtenons après la transmission d'un seul canal OCDMA une puissance moyenne de -15 dBm suffisante pour saturer en entrée un amplificateur optique à l'étage de réception. L'utilisation d'un amplificateur en ligne n'est alors pas nécessaire.

Nous évaluons l'impact de la dispersion de la fibre de transmission à travers un coefficient C_{β_2} , défini comme le rapport de la puissance crête après et avant élargissement des impulsions sous l'effet de la dispersion. Afin de déterminer C_{β_2} , on considère l'enveloppe du champ d'une impulsion gaussienne de largeur à mi-hauteur T_c (9 ps) non chirpée, tel que :

$$A(T) = \exp\left(-\frac{T^2}{2 \cdot T_0^2}\right) \quad \text{avec} \quad T_0 = \frac{T_c}{2 \cdot \sqrt{\ln(2)}} = 5.40 \text{ ps} \quad (\text{III-2})$$

Cette impulsion est normalisée en amplitude. Après propagation dans la fibre, on obtient l'impulsion suivante[37] :

$$A(T) = \frac{T_0}{\sqrt{T_0^2 - i \cdot \beta_2 \cdot L}} \exp\left(-\frac{T^2}{2(T_0^2 - i \cdot \beta_2 \cdot L)}\right) \quad (\text{III-3})$$

Nous obtenons alors, avec les valeurs de L et β_2 données ci-dessus :

$$C_{\beta_2} = \left| \frac{T_0}{\sqrt{T_0^2 - i \cdot \beta_2 \cdot L}} \right|^2 \approx 0.274 \quad (\text{III-4})$$

Ce coefficient nous permet de déterminer la puissance crête des impulsions après transmission dans la fibre NZ-DSF sur 20 km.

Un bilan de puissance optique de l'étage de réception a également été réalisé. Cet étage comprend un amplificateur, un dispositif de démultiplexage WDM et un élément de décodage OCDMA.

L'amplificateur optique est positionné en entrée de cet étage et délivre une puissance optique moyenne de 10 dBm pour une puissance optique moyenne d'entrée de -15 dBm. La saturation de l'amplificateur est assurée quel que soit le nombre d'utilisateurs utilisant simultanément le réseau. En effet, dans le cas d'un seul utilisateur, la puissance en entrée de l'amplificateur est alors de -15 dBm, tandis que la puissance d'entrée de l'amplificateur pour le maximum d'utilisateurs (4 canaux OCDMA fois 4 canaux WDM) est de -3 dBm.

La puissance moyenne en sortie de l'amplificateur, en régime saturé, ne dépend pas du nombre d'utilisateurs actifs. C'est donc le gain de l'amplificateur, et non la puissance moyenne à sa sortie, qui dépend du nombre d'utilisateurs actifs. En supposant le gain G homogène sur tous les canaux, on peut écrire :

$$P^{(k)} = \frac{n_k \cdot G \cdot P_{m_e}}{\sum_{k'=1}^K n_{k'}} = \frac{n_k \cdot P_{m_s}}{\sum_{k'=1}^K n_{k'}} \quad (\text{III-5})$$

Où P_{m_e} est la puissance moyenne optique du signal multiplexé en entrée de l'amplificateur, $P_{m_s} = 10$ dBm la puissance moyenne optique du signal multiplexé en sortie de l'amplificateur et $P^{(k)}$ la puissance moyenne du $k^{\text{ième}}$ canal WDM, sachant que $n_k \in \{1, \dots, N\}$ est le nombre de canaux OCDMA actifs du $k^{\text{ième}}$ canal WDM et $N=4$ le nombre maximum de canaux OCDMA dans un canal WDM. Nous obtenons en ne tenant pas compte des pertes d'insertion du dispositif de décodage et de démultiplexage WDM, l'équation suivante :

$$P_{OCDMA \text{ decoded}}^{(k)} = \underbrace{P_{OCDMA}^{(k)}}_{\text{signal voulu}} + \underbrace{(n_k - 1) \cdot P_{OCDMA}^{(k)}}_{MAI_k} + \sum_{i=1, i \neq k}^K \underbrace{\frac{n_i}{ACR_{k,i}} P_{OCDMA}^{(i)}}_{MAI_i} \quad (\text{III-6})$$

Où $P_{OCDMA \text{ decoded}}^{(k)}$ est la puissance moyenne optique après décodage OCDMA et démultiplexage WDM $P_{OCDMA}^{(k)} = P^{(k)} / n_k$ est la puissance moyenne optique de chaque canal OCDMA en sortie de l'amplificateur optique, et $ACR_{k,i}$ le taux de réjection entre le $i^{\text{ième}}$ et le $k^{\text{ième}}$ canal WDM. La puissance moyenne des canaux OCDMA multiplexés est composée de celle du canal OCDMA considéré, à laquelle vient s'ajouter la puissance moyenne des autres canaux OCDMA du $k^{\text{ième}}$ canal WDM considéré (MAI_k), ainsi que la puissance moyenne de chaque canal OCDMA des autres canaux WDM pondéré par l'inverse des ACRs (MAI_i).

En supposant les taux de réjection $\{ACR_{k,i}\}$ suffisamment élevés on a :

$$P_{OCDMA \text{ decoded}}^{(k)} \approx \underbrace{P_{OCDMA}^{(k)}}_{\text{signal voulu}} + \underbrace{(n_k - 1) \cdot P_{OCDMA}^{(k)}}_{MAI_k} = n_k \cdot P_{OCDMA}^{(k)} = P^{(k)} \quad (\text{III-7})$$

La puissance moyenne optique du canal OCDMA après décodage OCDMA et démultiplexage WDM étant égale à celle du canal WDM considéré, on a alors :

$$P_{OCDMA \text{ decoded}}^{(k)} \approx P^{(k)} = \frac{n_k \cdot P_{m_s}}{\sum_{i=1}^K n_i} \quad (\text{III-8})$$

On notera alors cette puissance en dBm tel que :

$$\lfloor P_{OCDMA \text{ decoded}}^{(k)} \rfloor_{dBm} \approx \lfloor P_{m_s} \rfloor_{dBm} + f_k(\{n_i\}_{i \in \{1, \dots, K\}}) \quad (\text{III-9})$$

Où $\lfloor x \rfloor_{dBm}$ est l'expression en dBm d'une puissance x , et $f_k(\{n_i\}_{i \in \{1, \dots, K\}})$ la fonction à variable multiple $\{n_i\}_{i \in \{1, \dots, K\}}$ définie par :

$$f_k(\{n_i\}_{i=1,\dots,K}) = 10 \cdot \log \left(\frac{n_k}{\sum_{i=1}^K n_i} \right) \quad (\text{III-10})$$

On s'intéressera au cas où au moins 1 des canaux OCDMA est actif dans le $k^{\text{ième}}$ canal WDM étudié, évitant ainsi le cas de non existence de canal OCDMA où seule l'ASE des amplificateurs optiques est à prendre en compte. La fonction $f_k(\{n_i\}_{i=1,\dots,K})$ est alors comprise entre 0 dB (cas où seuls les canaux OCDMA du $k^{\text{ième}}$ canal WDM sont actifs) et -11.1 dB (cas où seul 1 canal OCDMA du canal WDM est actif et où tous les 4 canaux OCDMA des 3 canaux WDM restants sont actifs). Cette fonction nous permettra de quantifier les pertes de puissance dues au découpage spectral lors du démultiplexage WDM.

Le Tableau III-3 présente le bilan optique de l'étage de réception après transmission via 20 km de fibre NZ-DSF.

Composant / Fonction	I.L (dB)	P_m (dBm)	P_c (dBm)
Amplificateur optique (Gain≈25dB)	/	10	$\leq 25.5 - \lfloor C_{\beta_2} \rfloor_{dB}$
Découpage spectral	$ f_k(\{n_i\}) $	$-1.1 \leq 10 + f_k(\{n_i\}) \leq 10$	$\leq 25.5 + \lfloor C_{\beta_2} \rfloor_{dB} + f_k(\{n_i\})$
Démultiplexeur WDM	3.5	$-4.6 \leq 6.5 + f_k(\{n_i\}) \leq 6.5$	$\leq 22 + \lfloor C_{\beta_2} \rfloor_{dB} + f_k(\{n_i\})$
Circulateur (bras 1 vers bras 2)	0.6	$-5.2 \leq 5.9 + f_k(\{n_i\}) \leq 5.9$	$\leq 21.4 + \lfloor C_{\beta_2} \rfloor_{dB} + f_k(\{n_i\})$
Décodeur	3	$-8.2 \leq 2.9 + f_k(\{n_i\}) \leq 2.9$	$\leq 18.4 + \lfloor C_{\beta_2} \rfloor_{dB} + f_k(\{n_i\})$
Circulateur (bras 2 vers bras 3)	0.6	$-8.8 \leq 2.3 + f_k(\{n_i\}) \leq 2.3$	$\leq 17.8 + \lfloor C_{\beta_2} \rfloor_{dB} + f_k(\{n_i\})$
Atténuateur	$ -19.1 - f_k(\{n_i\}) $	-16.8	$\leq -1.3 + \lfloor C_{\beta_2} \rfloor_{dB}$

Tableau III-3 : Bilan optique (en puissance moyenne P_m et puissance crête P_c) de l'étage de réception après transmission via une fibre optique de 20km mise en forme du signal avant transmission intégrant un amplificateur.

On notera que la puissance crête maximale en sortie de l'amplificateur est obtenue lorsque un seul et unique canal OCDMA est actif (tous canaux WDM confondus). En effet dans ce cas chaque temps bit T_b comporte $\omega=5$ impulsions gaussiennes de largeur à mi-hauteur $T_c=9$ ps ; la puissance moyenne en sortie de l'amplificateur est alors répartie dans ces impulsions. On a :

$$\lfloor P_c \rfloor_{dBm} \approx \lfloor P_m \rfloor_{dBm} + 10 \cdot \log\left(\frac{T_b}{T_c}\right) + 10 \cdot \log\left(\frac{1}{\omega}\right) + 3dB = 25.5 \text{ dBm} \quad (\text{III-11})$$

Où ω est le poids du code. 3 dB sont ajoutés pour la modulation de données PRBS donnant autant de bits à 0 que de bits à 1.

Après décodage, la puissance crête maximale est obtenue pour le pic central de la fonction d'autocorrélation (section III.3.1.2.4). Ce pic est formé par 5 impulsions des 25 impulsions obtenues après réflexion des 5 impulsions du code sur le décodeur. Cependant, ces impulsions sont réfléchies avec une perte de 10 dB sur la puissance crête. Nous avons donc au final une perte de 3 dB entre la puissance crête des impulsions du code et la puissance crête du pic d'autocorrélation, et toujours une perte de puissance moyenne de 3 dB.

.Dans le cas de l'expérience de faisabilité considérée ici, un atténuateur est utilisé après décodage du signal pour simuler les pertes cumulées du coupleur 1 vers 4 qui serait normalement utilisé dans un système réel.

III.2.1.4.2 *Photodétection du signal optique décodé*

Le signal optique est détecté après décodage via un photodétecteur dont la bande passante électrique est de 10 GHz. Ce signal optique est, dans le cas idéal d'une transmission sans dispersion, composé d'impulsions gaussiennes d'environ 10 ps formant la fonction d'autocorrélation du code considéré et les fonctions d'intercorrélation donnant la MAI. Une détection adéquate de ces impulsions courtes nécessiterait un photodétecteur ultra-rapide ($\geq 100\text{GHz}$) [52]. L'utilisation d'un photodétecteur à bande passante plus étroite implique un temps de réponse (T_{ph}) supérieur à la largeur temporelle des impulsions détectées.

Considérons le photodétecteur comme un convertisseur idéal de puissance optique $P_{opt}(t)$ en courant électrique $i(t)$ avec une sensibilité \mathfrak{R} , suivi d'un filtre passe-bas de réponse impulsionnelle $h(t)$:

$$i(t) = \mathfrak{R} \cdot P_{opt}(t) * h(t) \quad (\text{III-12})$$

Les impulsions optiques étant courtes, leur spectre est large devant la bande passante du filtre, et donc quasiment constant à l'intérieur de celle-ci. Elles sont ainsi assimilables à des impulsions de Dirac. Quantitativement, on peut identifier l'amplitude de ce Dirac à la valeur de la transformée de Fourier de P_{opt} à la fréquence nulle ; cette valeur P_o est égale à la moyenne temporelle de P_{opt} . Par conséquent, on a :

$$i(t) = \mathfrak{R} \cdot P_o \cdot \delta(t) * h(t) = \mathfrak{R} \cdot P_o \cdot h(t) \quad (\text{III-13})$$

On remarque que i ne dépend pas de la largeur des impulsions tant que celle-ci reste courte devant le temps de réponse du photodétecteur, soit environ 100 ps dans notre cas. Ce résultat est a priori contre-intuitif : on s'attendrait à ce que le filtre perde l'énergie contenue dans les hautes fréquences du signal, donc qu'à énergie d'impulsion constante, le signal de sortie soit d'autant plus faible que l'impulsion est courte. Néanmoins, le fait est que la photodétection ne conserve pas l'énergie du signal.

Ceci est corroboré par l'expérience, ce que nous constaterons section III.3.1.3 (Figure III-18), et ci-après par simulation numérique sous Optisystem. La Figure III-9 et la Figure III-10 présentent des impulsions d'énergie optique égale ($P_o = -16.77$ dBm sur un temps bit, mais de largeur à mi-hauteur variable (1, 10 et 100 ps), respectivement dans le domaine électrique et optique. On voit notamment Figure III-10(a) que le spectre du photocourant vaut -49 dBm en $f=0$, ce qui correspond bien à $R_c (\mathcal{R} \cdot P_o)^2$ (avec une charge R_c de 50Ω , une sensibilité \mathcal{R} de 0.75 A/W, et une puissance $P_o = 21 \mu$ W).

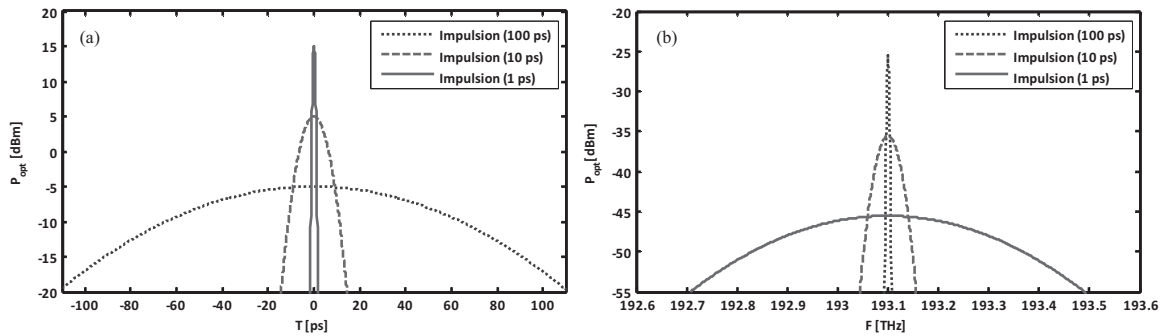


Figure III-9 : (a) Impulsions optiques gaussiennes de puissance moyenne identique pour des largeurs à mi-hauteur de 100ps, 10ps, 1ps et leur spectre optique associé (b).

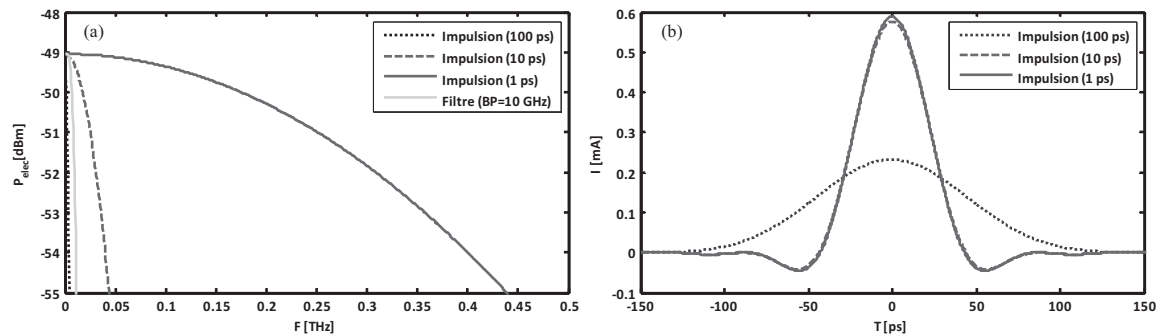


Figure III-10 : (a) Spectre RF obtenue par la détection sur un photodétecteur de bande passante infinie d'impulsions optiques gaussiennes (de puissance moyenne identique pour des largeurs à mi-hauteur de 100ps, 10ps, 1ps); (b) Impulsion électrique obtenue par la détection d'impulsions gaussienne de puissance moyenne identique pour des largeurs à mi-hauteur de 100ps, 10ps, 1ps sur un photodétecteur de bande passante 10 GHz.

Nous avons des impulsions électriques de même profil temporel et de même puissance moyenne, lors de la détection d'impulsions courtes ($T_c \leq T_{ph}$) de même puissance moyenne. En supposant la profondeur du filtre passe-bas suffisamment élevée, nous considérons les niveaux de bruit thermique et de bruit de grenaille du même ordre que ceux rencontrés lors d'une utilisation classique du photodétecteur (signal PRBS de type NRZ à 10 GHz). Ceci entraîne que la puissance moyenne optique S_0 nécessaire au niveau du photodétecteur pour obtenir un BER de 10^{-9} sera approximativement 4.0 dB plus grande (d'après le rapport des puissances crêtes observé Figure III-10(b)) pour la détection d'un signal PRBS de type NRZ à 10 Gb/s et d'un signal PRBS de type RZ à 10 Gb/s quel que soit $T_c \leq T_{ph}$.

Un autre aspect à considérer est la puissance crête optique pouvant endommager le composant. Cette puissance crête n'est généralement pas fournie par le constructeur, seule la puissance moyenne maximale est donnée. Nous déterminons la puissance crête maximale à partir de la puissance optique moyenne maximale d'entrée de photodétecteur annoncée par le constructeur. Cette puissance moyenne de 4 dBm est donnée pour une modulation PRBS de type NRZ à 10 GHz. Dans ces conditions d'utilisation classique de la photodétecteur, où $T_c \geq T_{ph}$, la puissance crête optique maximale est de 7 dBm.

Dans notre cas, c'est-à-dire pour une modulation PRBS à 1.25 GHz de type RZ avec un rapport cyclique de 1.125 %, les impulsions optiques détectées ont une largeur temporelle de 9 ps. Nous fixons également la puissance crête optique maximale à 7 dBm. La puissance moyenne optique maximale de notre système est alors de -15 dBm pour un signal PRBS à 1.25 Gb/s de type RZ avec un rapport cyclique de 1.125 % n'ayant subi ni codage-décodage OCDMA, ni dispersion lors de la transmission.

Cette valeur, obtenue sans prise en compte des effets de dispersion de la fibre de transmission et de l'opération de codage-décodage OCDMA, est une limite inférieure de la puissance moyenne maximale. En effet, la dispersion et le codage-décodage OCDMA ont pour conséquence une diminution de la puissance crête du pic central de la fonction d'autocorrélation de l'impulsion décodée et donc une augmentation de la puissance moyenne maximale.

III.2.1.4.3 *Mesures de taux d'erreurs binaires du système*

Dans le but d'évaluer les performances du système, nous avons effectué des mesures de taux d'erreur binaires au débit 1.25Gb/s. Ces mesures sont réalisées en fonction du rapport signal sur bruit optique (OSNR).

$$OSNR = \frac{S}{N} \quad \text{(III-14)}$$

Où S et N sont respectivement la puissance moyenne du signal, et du bruit. Ce rapport est mesuré en observant sur un analyseur de spectre de résolution 0.1nm (res.), la différence des niveaux de la densité spectrale de puissance entre le signal S_{DSP} bruité et celui du bruit optique sur N_{DSP} . On a alors :

$$\frac{S_{DSP} + N_{DSP}}{N_{DSP}} = OSNR + 1 \quad \text{(III-15)}$$

Cette différence de niveaux correspond alors à $\lfloor OSNR + 1 \rfloor_{dB}$. A OSNR élevé, l'approximation $OSNR \approx OSNR + 1$ est habituellement faite. Toutefois, dans notre cas, le rapport cyclique est faible (1.125 % à 1.25 Gb/s), donc la puissance moyenne souhaitée sur le temps d'intégration du photodétecteur (~50 ps) sera faible à puissance crête constante. D'autre part, seule une partie de la puissance moyenne du bruit (étalée sur 800 ps) va affecter le signal durant les 50 ps du temps d'intégration. Par conséquent, les valeurs d'OSNR obtenues seront faibles, nous ne ferons donc pas cette approximation.

Afin de faire varier l'OSNR, nous ajoutons au signal un bruit optique par l'intermédiaire d'un coupleur 90/10. Le signal est introduit dans le bras 90 (pertes 1dB) et le bruit optique sur le bras 10 (pertes 10dB). La source de bruit utilisée est constituée d'une source ASE (Amplified Spontaneous Emission) délivrant un large spectre incohérent assimilable à un bruit blanc additif gaussien, d'un filtre optique centré sur la longueur d'onde centrale du signal, d'un amplificateur optique délivrant une puissance de saturation de 15 dBm en sortie, et d'un atténuateur servant à régler le niveau de bruit. Le couplage filtre optique - amplificateur permet d'optimiser l'amplification dans la bande passante optique voulue (1.2 nm), et d'obtenir ainsi un niveau de bruit suffisant pour dégrader le signal.

Le signal optique bruité est ensuite détecté sur le photorécepteur de bande passante 10 GHz, et sur les appareils de mesure et de visualisation via une série de coupleurs.

Après photodétection, le signal électrique est traité par un appareil de mesure de taux d'erreurs binaires pour une fréquence d'horloge de 1.25GHz. A chaque top d'horloge le signal est évalué par rapport au seuil de décision : pour une tension supérieure à la tension de seuil, on identifie un bit à 1, et dans le cas contraire un bit à 0. Les données PRBS ($2^7 - 1$) transmises sont comparées bit à bit avec les données PRBS émises, et les erreurs comptabilisées pour un courant de seuil donnant le plus faible taux d'erreur possible.

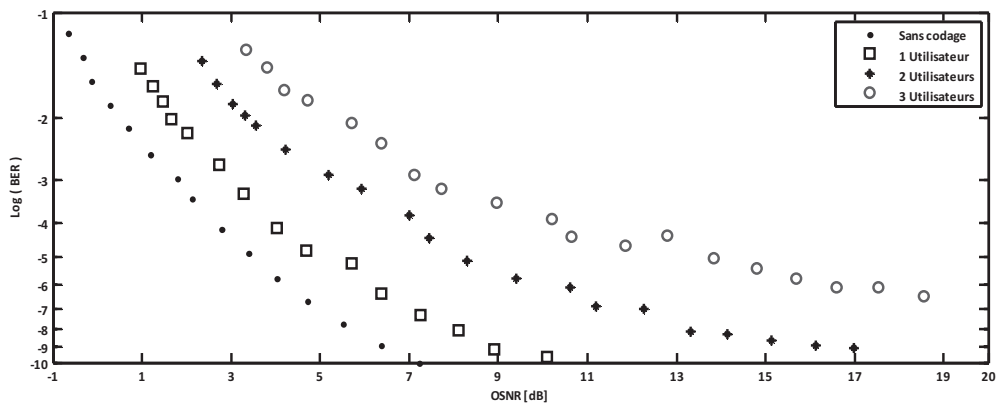


Figure III-11 : Mesure du taux d'erreurs binaires après transmission via 20 km de fibre à faible dispersion ($4.1 \text{ ps.nm}^{-1}.\text{km}^{-1}$) et faible pente de dispersion ($\leq 0.05 \text{ ps.nm}^{-2}.\text{km}^{-1}$), sans codage OCDMA et en configurations multi-utilisateurs.

La Figure III-11 montre les courbes de taux d'erreur obtenues après propagation dans une fibre de 20 km à faible dispersion d'un signal un signal non codé, un signal encodé, puis en présence de 1, et 2 interférents. Nous observons une pénalité croissante en fonction du nombre d'utilisateurs ajoutés. Le plancher d'erreurs observé pour 3 utilisateurs limite les performances de notre système à un taux d'erreur binaire de 10^{-6} .

On remarque que l'OSNR est faible, voire négatif, ceci est dû au format de modulation RZ utilisé dont le rapport cyclique est faible. En effet, par rapport au cas classique NRZ, à puissance crête constante, l'énergie par bit est réduite d'un facteur $T_{\text{pulse}}/T_{\text{bit}}$. Donc la puissance du signal est réduite du même facteur, alors que le bruit est constant. On perd ainsi $1.125\% = -19 \text{ dB}$ d'OSNR.

III.3 SYSTEME D'ACCES OCDMA A ETALEMENT TEMPOREL

III.3.1 APPLICATION SYSTEME D'ACCES OCDMA A ENCODAGE SPECTRAL EN PHASE

Nous présentons une solution SPE-OCDMA pour l'application réseau d'accès optique haut débit. Cette solution permet le multiplexage des données de 4 utilisateurs dans un réseau sans gestion de temps ni de fréquence : chaque canal SPE-OCDMA est défini par un code attribué à chacun des utilisateurs.

III.3.1.1 Architecture du système OCDMA à codage spectral en phase

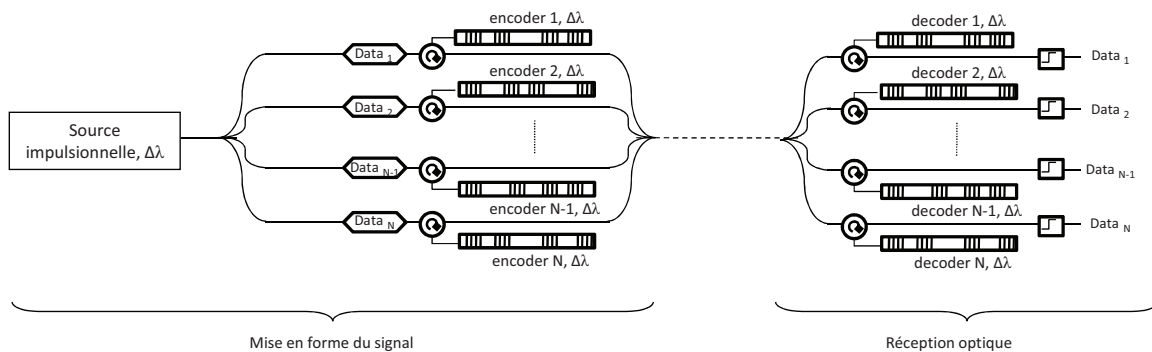


Figure III-12 : Architecture système de la solution SPE-OCDMA.

Le schéma de l'architecture du système SPE-OCDMA est montré Figure III-12. Ce système permet le multiplexage de N utilisateurs sans gestion de temps ni de fréquence. Une source optique unique est utilisée pour tous les utilisateurs du système. Cette source est une source impulsionnelle de largeur spectrale $\Delta\lambda$. Les données de chaque utilisateur modulent en amplitude le train d'impulsions émis par la source, après sa division en puissance pour donner N trains d'impulsions identiques et de même puissance moyenne sur chaque bras d'un coupleur 1 vers N.

Les données de chaque utilisateur sont alors codées avec le code qui lui est attribué. Le codage utilisé est un codage spectral en phase. Il est réalisé optiquement via des réseaux de Bragg chirpés, dans lesquels sont inscrits des sauts de phase. Afin de garantir un bon fonctionnement des encodeurs SPE-OCDMA, la largeur spectrale de la source utilisée est supérieure ou égale à la bande passante des encodeurs.

Un décodage adapté est réalisé à la réception, permettant ainsi de récupérer le signal de l'utilisateur ainsi que la MAI causée par la présence d'interférents. Une fonction de seuillage optique, que nous détaillerons en section III.3.1.3, est par la suite utilisée pour réduire le niveau de MAI.

III.3.1.2 Fonction d'encodage et de décodage SPE-OCDMA

III.3.1.2.1 Famille de codes d'étalement utilisée

Le système SPE-OCDMA considéré est un système à encodage cohérent. Pour ce type de système OCDMA, des codes cohérents $(-1,+1)$ sont définis dans le domaine spectral. Ainsi chaque chip du code correspond à une sous-bande spectrale. Entre deux sous-bandes spectrales adjacentes est réalisé un saut de phase lors d'un changement de l'état $+1$ à l'état -1 (ou vice-versa) entre 2 chips consécutifs.

La famille de codes cohérents utilisée pour l'implémentation des codeurs et décodeurs de Bragg est une famille de codes WH. Cette famille de codes est utilisée pour ses propriétés orthogonales lorsque le décalage chip entre les codes est nul, c'est-à-dire lorsque qu'il n'y a pas de décalage entre les chips fréquentiels du code (section I.1.1.5). La taille de la matrice WH est prise égale à 8×8 , afin d'obtenir une famille de code $\{WH_g(\cdot)\}$ contenant 8 codes. Ces codes ont une longueur L de 8 chips.

Afin de simplifier la réalisation des codeurs, seuls 4 codes de cette famille sont utilisés. Le choix de ces codes est réalisé en fonction du nombre de sauts de phase qu'ils contiennent. Ces quatre codes sont $\{WH_g(4)\}$, $\{WH_g(7)\}$, $\{WH_g(2)\}$ et $\{WH_g(3)\}$, qui ont respectivement 1, 2, 3 et 4 sauts de phase. Ces codes seront respectivement implémentés pour obtenir les codeurs C1, C2, C3, C4 et décodeurs D1, D2, D3, D4.

III.3.1.2.2 Réponse spectrale des codeurs et décodeurs

Les codeurs et décodeurs utilisés sont des réseaux de Bragg chirpés dans lesquels nous avons inscrit des sauts de phase. Le chirp des codeurs et décodeurs est nécessaire à l'inscription des sauts de phase entre les longueurs d'ondes des réseaux de Bragg. Ce chirp induit un étalement temporel de l'impulsion en entrée du codeur. Cet étalement temporel s'ajoute à celui donné par les codes SPE-OCDMA (OCDMA à étalement temporel). Le chirp des codeurs est inverse de celui des décodeurs afin de compenser l'étalement temporel de ceux-ci.

La réponse spectrale des codeurs, c'est-à-dire le spectre réfléchi par le réseau de Bragg chirpé à sauts de phase, permet d'observer le module au carré de la TF du signal encodé. Chaque saut de phase de π réalisé sur la TF lors de l'encodage se traduit par un trou dans le spectre du signal. Ce trou est localisé à

la jonction entre les deux chips fréquentiels. La profondeur de ces trous est liée à la précision sur la valeur du saut de phase.

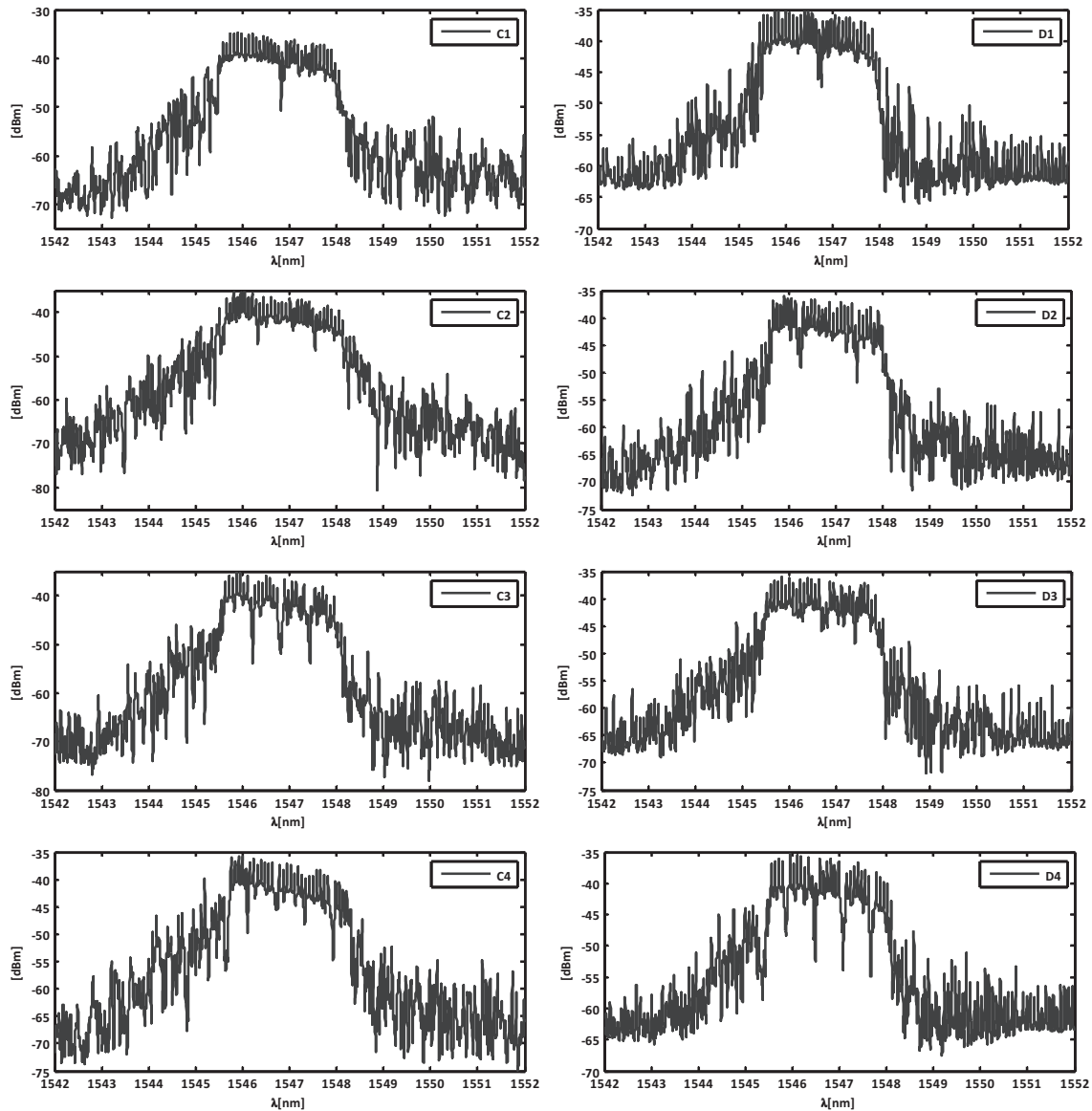


Figure III-13 : Spectre expérimental en sortie des codeurs (colonne de gauche) et des décodeurs SPE-OCDMA (colonne de droite), classé de haut en bas par nombre croissant de sauts de phase dans les codes.

La Figure III-13 présente les spectres en sortie des codeurs et décodeurs par ordre croissant de saut de phase dans les codes, avec en entrée la source continuum présentée en Figure III-2. La bande passante totale des codeurs/décodeurs est de 2.4 nm centrée sur la longueur d'onde 1546.75 nm. Les pertes d'insertion au centre de la bande des codeurs/décodeurs sont de 3dB.

On observe également l'existence d'un décalage spectral (≤ 0.25 nm) inférieur au chip fréquentiel (0.3 nm) entre les réponses spectrales mesurées.

La principale cause de ces imperfections est le processus de déshydrogénation de la fibre ayant lieu après fabrication des codeurs. Ce processus, difficile à maîtriser, provoque une modification de l'indice moyen de la fibre. Ce qui a pour conséquence de décaler spectralement la réponse spectrale des codeurs/décodeurs et d'accroître l'incertitude des sauts de phase.

III.3.1.2.3 Réponse temporelle des codeurs et décodeurs SPE-OCDMA

La réponse temporelle des codeurs est une impulsion étalée dans le temps de l'ordre de 200 ps. Cet étalement temporel des bits réfléchis par les codeurs est dû pour une part aux sauts de phase réalisés entre les chip fréquentiels (section I.2.2), et d'autre part au temps de propagation dans les réseaux de Bragg chirpés à saut de phase.

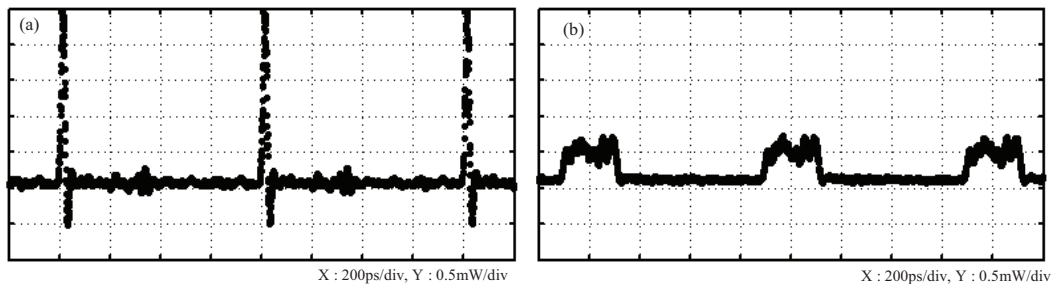


Figure III-14 : (a) Train d'impulsions en entrée du codeur, (b) Train d'impulsions étalé temporellement en sortie du codeur SPE-OCDMA.

La Figure III-14 montre le train d'impulsions en entrée du codeur et en sortie du codeur, mesuré expérimentalement sur l'entrée optique d'un oscilloscope à échantillonnage (dont le photodétecteur intégré a une bande passante de 30GHz).

III.3.1.2.4 Fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélation

Nous observons le signal obtenu après décodage, à l'aide d'un autocorrélateur optique.

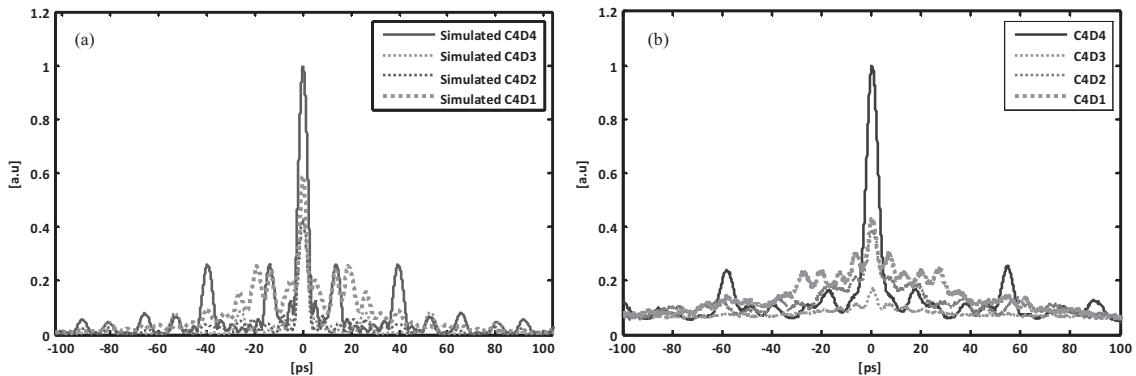


Figure III-15 : Mesures d'autocorrélation simulées (a) et expérimentales (b) d'un bit optique après décodage appairé et décodage non-appairé (MAI)

Le signal après décodage est l'autocorrélation de la réponse impulsionnelle du codeur. Si les pentes de chirp des codeurs et décodeur se compensent parfaitement alors l'autocorrélation de la réponse impulsionnelle du codeur est l'autocorrélation de la transformée de Fourier des codes (voir section I.2.2). Les résultats expérimentaux montrent que le signal de données de l'utilisateur voulu possède un pic central plus élevé que celui des interférents. On remarque également une différence entre les niveaux d'interférences apportés par chaque utilisateur. Les divergences obtenues entre simulations et mesures expérimentales peuvent être d'origine multiple : décalage spectral entre les longueurs d'ondes centrales des codeurs/décodeurs, sauts de phase différents de π , inversion imparfaite de la pente de chirp entre codeurs et décodeurs.

III.3.1.3 Fonction de seuillage optique : réduction de la MAI

Dans le but de réduire la MAI, nous utilisons un seuillage optique. Cette fonction est assurée par un amplificateur optique, une fibre HNLF et un filtre optique [37]. La fibre HNLF de la source continuum du système WDM/OCDMA est cette fois-ci utilisée pour la réalisation du seuillage optique (section II.4). De manière à obtenir les mêmes conditions de génération de continuum présenté en section II.3.2, la puissance moyenne en entrée de la fibre HNLF est calibrée pour une puissance crête de l'ordre de 50 dBm. Ainsi nous pouvons générer un continuum proche de celui de la source continuum dans le cas d'une transmission sans interférent. Pour cela nous avons utilisé un atténuateur en sortie de l'amplificateur optique, nous permettant de garder le même point de fonctionnement de l'amplificateur optique (régime de fonctionnement légèrement non-linéaire). La puissance moyenne injectée dans la fibre est fixée à 20 dBm, pour un débit de 1.25Gb/s.

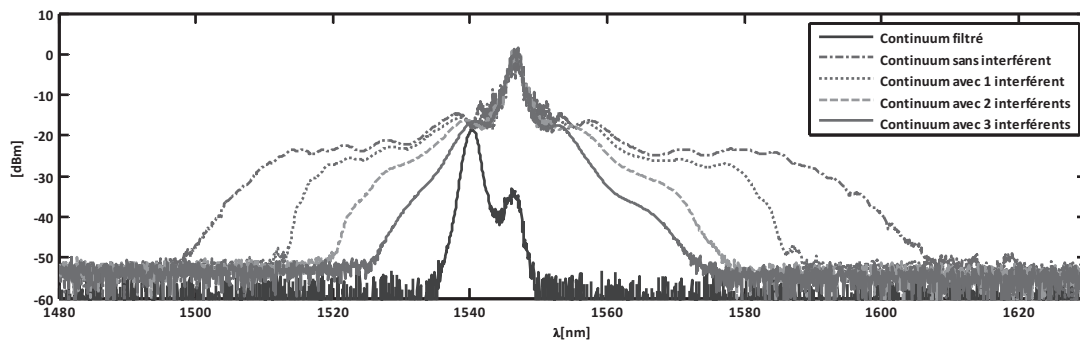


Figure III-16 : Mesure expérimental du continuum généré dans la fibre HNLF en fonction du nombre d'interférents et le continuum filtré dans le cas de 3 interférents. (Fibre HNLF utilisée d'atténuation de 0.9 dB/km, de constante β_2 de 1.2746 ps².km⁻¹, de constante β_3 de 0.0141ps³.km⁻¹, de coefficient de non-linéarité γ de 10.5 W⁻¹.km⁻¹, de taux de réponse Raman f_r de 0.18, et de longueur 500 m.

La Figure III-16 montre les continua obtenus en sortie de la fibre HNLF en fonction du nombre d'interférents. On observe une diminution de la largeur spectrale du continuum lorsque le nombre d'interférents augmente. En effet, la puissance moyenne de sortie de l'amplificateur optique étant constante, celle-ci est alors répartie dans le signal voulu et la MAI. Ce qui entraîne une diminution de la puissance crête du signal voulu en présence d'interférents. Les effets non-linéaires ont alors moins d'impact sur le signal, résultant en un élargissement spectral moindre.

Le filtrage des ces continua est réalisé par un filtre gaussien de bande passante égale à 1.2 nm centré sur la longueur d'onde 1540 nm. Cette longueur d'onde est choisie car le niveau de densité spectrale des continua y est équivalent quel que soit le nombre d'utilisateurs. Ainsi il est possible de maintenir le même niveau de puissance moyenne après seuillage optique. Le spectre obtenu après filtrage du continuum généré dans le cas de 3 interférents est visible sur la Figure III-16.

La courbe de transmission non-linéaire du dispositif de seuillage optique est illustrée Figure III-17.

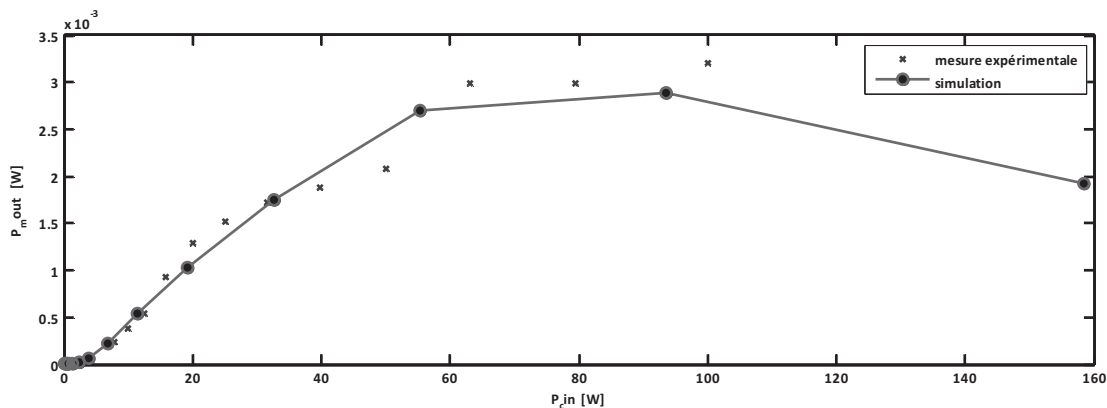


Figure III-17 : Mesures et simulations de la courbe de transmission non-linéaire du dispositif de seuillage optique réalisé avec la fibre HNLF et un filtre de 1.2nm centré sur la longueur onde

Cette courbe donne la puissance moyenne du signal de sortie en fonction de la puissance crête des impulsions en entrée de la fibre HNLF. Cette fonction caractéristique que nous notons $f_{abs}(P_c)$ est une courbe en « s ».

La Figure III-18 permet d'observer le diagramme de l'œil du signal décodé en présence de 3 interférents avant et après application du seuillage optique. Ces diagrammes sont détectés sur un photodétecteur ayant 10GHz de bande passante. L'emploi de ce photodétecteur donne lieu à un moyennage de la puissance optique détectée sur le temps d'intégration ($\sim 50ps$). On obtient alors un signal électrique dont les niveaux d'interférences d'accès multiple sont élevés, comparativement à ceux obtenus dans le domaine optique (Figure III-15) [52].

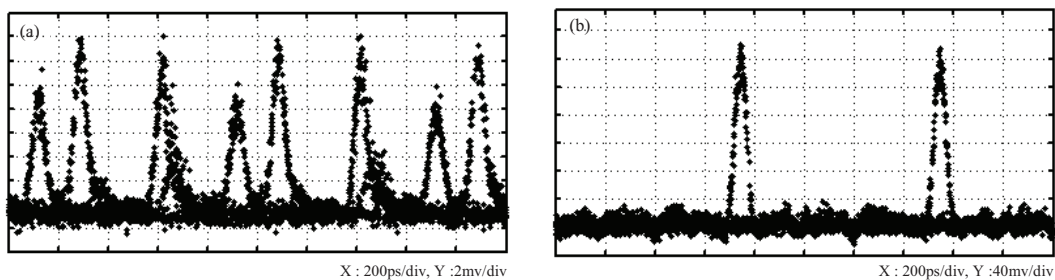


Figure III-18 : Diagrammes de l'œil du signal décodé en présence de 3 interférents avant (a), et après seuillage optique (b)

L'emploi d'un photodétecteur de bande passante de 10 GHz nécessite donc l'utilisation d'un seuillage optique. Le résultat obtenu après seuillage optique est concluant. La MAI, étant composée d'impulsions optiques de puissance crête et de largeur temporelle respectivement moins élevée et plus grande que celles du signal voulu, est filtrée lors du seuillage optique. La fonction de seuillage permet de

réduire de façon importante la MAI, et donc d'utiliser un photodétecteur moins rapide dont le coût est plus abordable.

III.3.1.4 Évaluation des performances du système

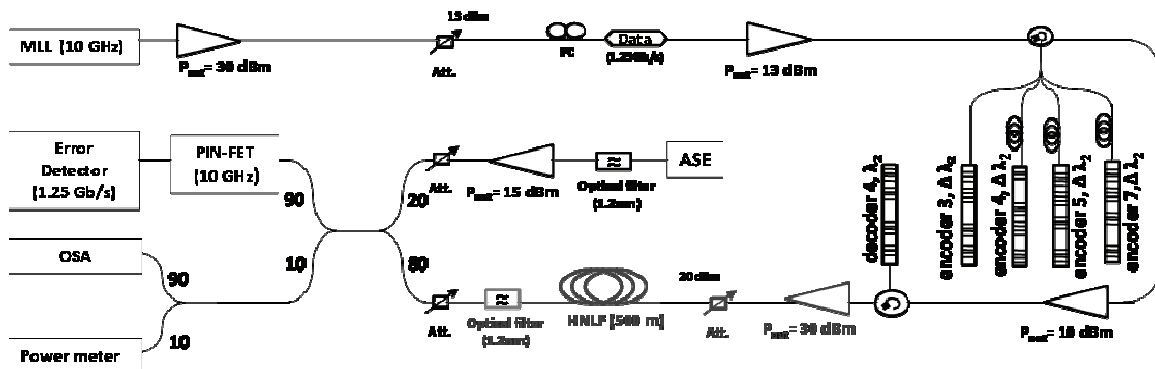


Figure III-19 : Plateforme expérimentale d'évaluation de la solution SPE-OCDMA.

Le montage expérimental de la Figure III-12 est une plateforme de test du système SPE-OCDMA proposé.

La source optique utilisée est une combinaison entre une source à blocage de mode cadencée à 10 GHz, un amplificateur optique de forte puissance (30 dBm), et un atténuateur. La fonction première de cet amplificateur n'est pas l'amplification du signal optique, mais l'élargissement spectral du signal via les effets non-linéaires ayant lieu dans celui-ci. En effet l'amplificateur utilisé n'étant pas un amplificateur optique impulsif, la propagation d'impulsions courtes dans celui-ci donnera lieu à des effets optiques non-linéaires (section II.3.1.2). Nous obtenons, en sortie de l'amplificateur, des impulsions de 1ps et un spectre associé, centré sur 1546.75 nm, de largeur spectrale 2.5 nm suffisamment étendu pour la réalisation de l'encodage spectral de notre système. Un atténuateur optique est par la suite utilisé pour atteindre une puissance optique de 13 dBm en sortie de notre source optique, suffisamment faible pour ne pas risquer de détériorer le modulateur qui la suit.

Ce train d'impulsions, à taux de répétition de 10GHz, est par la suite modulé, dans le but d'avoir une modulation de données à 1.25 Gb/s. Le signal résultant est de type RZ-OOK (Return to Zero-On Off Keying) et dont la durée des impulsions est 0.125% du temps bit.

Une amplification est effectuée en amont et en aval du circulateur, lequel est connecté aux codeurs optiques via un coupleur 1 vers 4. Un délai temporel différent est introduit entre les codeurs via une longueur de fibre pour décorréler les données de chaque utilisateur.

Un décodage adapté est réalisé à la réception, permettant ainsi de récupérer le signal de l'utilisateur ainsi que la MAI causée par la présence d'interférents. Le seuillage optique décrit section III.3.1.3 est par la suite utilisé pour réduire la MAI.

Une fois effectués le décodage et le seuillage optique, le signal est détecté sur un photodétecteur de bande passante 10 GHz.

III.3.1.4.1 *Bilan de puissance optique*

Le bilan de puissance optique de l'étage de mise en forme du signal est présenté dans le Tableau III-4. Ce bilan est réalisé pour un canal OCDMA. Les pertes importantes en puissance moyenne subies du fait de la modulation de données PRBS à un débit de 1.25 Gb/s d'un train d'impulsion de taux de répétition de 10 GHz sont compensées par un amplificateur délivrant 13dBm en sortie. On remarquera que l'encodeur occasionne une perte en puissance moyenne de 3 dB, tandis que la puissance crête est diminuée de 26 dB du fait de l'étalement temporel subi (section III.3.1.2.3).

Composant / Fonction	I.L (dB)	P _m (dBm)	P _c (dBm)
Source optique	/	13	33
Contrôleur de polarisation	1	12	32
Modulateur Mach-Zehnder (10 Gb/s)	3	9	29
Modulation PRBS (1.25Gb/s)	12	-3	29
Amplificateur optique	/	13	45
Circulateur (bras 1 vers bras 2)	0.6	12.4	44.4
Coupleur (1 vers 4)	6.5	5.9	37.9
Encodeur	3	2.9	~11.9
Coupleur (4 vers 1)	6.5	-3.6	~5.4
Circulateur (bras 2 vers bras 3)	0.6	-4.2	~4.8

Tableau III-4 : Bilan optique (en puissance moyenne P_m et puissance crête P_c) de l'étage de mise en forme du signal avant émission du système SPE-OCDMA.

La puissance par canal OCDMA est de -4.2 dBm. Cette puissance est suffisamment élevée pour l'utilisation d'un amplificateur en ligne, si besoin est. Le système est expérimentalement testé sans fibre de transmission en raison de la forte sensibilité de celui-ci à la dispersion cumulée. Cette sensibilité accrue s'explique par la largeur spectrale du signal qui rend nos impulsions temporelles décodées extrêmement vulnérables à l'élargissement, même pour une faible dispersion cumulée, donnant alors des puissances crêtes moins importantes. On pourrait résoudre ce problème par un dispositif de compensation adéquat. Ces impulsions chirpées ne permettent pas au dispositif de seuillage optique de discriminer le pic d'autocorrélation de la MAI. Une gestion de dispersion rigoureuse, plus fine que celle que nous permettent les fibres à compensation de dispersion dont nous disposons, est nécessaire pour obtenir une puissance crête suffisamment élevée du pic d'autocorrélation.

L'étage de réception est composé d'un premier amplificateur, d'un dispositif de décodage SPE-OCDMA ainsi que d'une fonction de seuillage optique intégrant un deuxième amplificateur. Le rôle du premier amplificateur est d'assurer une puissance suffisamment élevée (-2 dBm) en entrée du second amplificateur pour déclencher celui-ci. Le bilan optique de cet étage par canal OCDMA est présenté dans le Tableau III-5 :

Composant / Fonction	I.L (dB)	P _m (dBm)	P _c (dBm)
Amplificateur optique (P _{out} =10 dBm)	/	10	≤19
Circulateur (bras 1 vers bras 2)	0.6	9.4	≤18.4 + g(n _k)
Décodeur	3	6.4	≤38.4+ g(n _k)
Circulateur (bras 2 vers bras 3)	0.6	5.8	≤37.8+ g(n _k)
Seuillage optique	/	$f_{abs}(P_c) \leq 5$	≤24

Tableau III-5 : Bilan optique (en puissance moyenne P_m et puissance crête P_c) de l'étage de réception de la solution SPE-OCDMA.

Dans ce tableau, nous utilisons la fonction $g(n_k)$ afin de modéliser la répartition de la puissance moyenne en sortie d'un amplificateur optique sur les canaux OCDMA avant décodage. Celle-ci est définie par :

$$g(n_k) = 10 \cdot \log\left(\frac{1}{n_k}\right) \quad \text{(III-16)}$$

Cette fonction est comprise entre 0 dB (cas d'un seul canal OCDMA actif) et -6 dB (cas où les 4 canaux OCDMA sont actifs).

Tout comme pour le système DS-OCDMA, la puissance optique contenue dans le canal OCDMA après décodage est égale à la somme des puissances des canaux OCDMA transmis. En négligeant les pertes d'insertion du dispositif de décodage :

$$P_{m_{s1}} = P_{OCDMA \text{ decoded}} = \underbrace{P_{OCDMA}}_{\text{signal voulu}} + \underbrace{(n_k - 1) \cdot P_{OCDMA}}_{MAI} \quad (\text{III-17})$$

Où $P_{m_{s1}} = 10$ dBm est la puissance moyenne en sortie du premier amplificateur optique, $P_{OCDMA \text{ decoded}}$ la puissance moyenne d'un canal OCDMA après décodage, $P_{OCDMA} = P_{m_{s1}} / n_k$ la puissance moyenne d'un canal OCDMA en sortie du premier amplificateur, sachant que $n_k \in \{1, \dots, N\}$ est le nombre de canaux OCDMA actifs et N la capacité de multiplexage OCDMA. La puissance moyenne en sortie du 1^{er} amplificateur est constante. La puissance du signal voulu ou utile dépend donc du nombre de canaux OCDMA actifs.

La puissance crête en sortie de l'amplificateur est déduite, à partir de la puissance moyenne, du type d'impulsion (assimilable à une impulsion rectangle après élargissement temporel) et du rapport cyclique de la modulation RZ employée. Pour des impulsions de 200 ps sur un temps bit de 800ps, la puissance crête en sortie est:

$$\lfloor P_c \rfloor_{dBm} \approx \lfloor P_{m_{s1}} \rfloor_{dBm} + 10 \cdot \log\left(\frac{T_b}{T_c}\right) + 3dB = 19 \text{ dBm} \quad (\text{III-18})$$

Où les 3 dB ajoutés représentent l'extinction en moyenne d'une impulsion sur deux du fait de la modulation de données.

Le décodage effectué après amplification optique va permettre de désétaler les impulsions de l'utilisateur voulu. La puissance crête est alors obtenue au pic central de la fonction d'autocorrélation, qui dans le cas d'un décodage parfait sera l'unique pic de la fonction d'autocorrélation. En faisant l'hypothèse, d'une impulsion gaussienne non chirpée de largeur temporelle $T_{AC} = 1$ ps, une valeur approchée de la puissance crête est obtenue :

$$P_{c_{OCDMA \text{ decoded}}} \approx 2 \cdot \underbrace{P_{OCDMA \text{ decoded}}}_{\text{signal voulu}} \cdot \frac{T_b}{T_{AC}} \quad (\text{III-19})$$

Où $P_{c_{OCDMA \text{ decoded}}}$ est la puissance crête du signal utile après décodage. Le coefficient multiplicatif 2 est dû à la modulation de données PRBS de l'utilisateur, composée à moitié de bits « 1 » et « 0 ».

A ce stade, l'utilisation d'un photodétecteur ultra rapide (utopiquement 1THz), permettrait une détection adaptée d'impulsions de 1 ps. Cependant, le photodétecteur utilisé a une bande passante de 10 GHz, et cause une réduction du rapport entre le niveau du signal voulu et de la MAI après détection (section III.3.1.3). Afin de pallier à ce problème, un seuillage optique est réalisé après le décodage OCDMA. Après passage dans celui-ci, seules les impulsions de puissance crête élevée (idéalement les bits de

données décodés de l'utilisateur voulu) dépassant un certain seuil sont alors récupérées en sortie du filtre optique.

A la sortie du 2^e amplificateur nous avons notre canal OCDMA décodé amplifié, on a :

$$P_{m_{s,2}} = P'_{OCDMA \text{ decoded}} = \underbrace{P'_{OCDMA}}_{\text{signal voulu}} + \underbrace{(n_k - 1) \cdot P'_{OCDMA}}_{MAI} \quad (\text{III-20})$$

Où $P_{m_{s,2}}$ est la puissance moyenne en sortie du second amplificateur optique, $P'_{OCDMA \text{ decoded}}$ la puissance du canal OCDMA décodé amplifié, et $P'_{OCDMA} = P_{m_{s,2}} / n_k$ la puissance d'un canal OCDMA amplifié.

La puissance en sortie du filtre du dispositif de seuillage dépend de la puissance crête des impulsions en entrée du dispositif de seuillage. Nous nous intéressons alors aux puissances crête du signal utile et de la MAI.

Cette puissance crête est maximale dans le cas d'un unique utilisateur sans interférant. En effet le signal décodé est, dans ce cas, de puissance moyenne égale à la puissance moyenne de sortie du deuxième amplificateur. On a :

$$P_{OCDMA \text{ decoded}} \approx 2 \cdot \underbrace{P_{m_{s,2}}}_{\text{signal voulu}} \cdot \frac{T_b}{T_{AC}} \quad (\text{III-21})$$

On obtient pour une puissance moyenne de sortie de l'amplificateur de 20 dBm une puissance crête de 52 dBm. La puissance moyenne après seuillage optique est alors de 3 dBm et la puissance crête maximale de 24 dBm.

Nous plaçons un atténuateur de 21 dB afin d'obtenir une puissance crête permettant un fonctionnement linéaire du photodétecteur.

III.3.1.4.2 *Mesures et simulations de taux d'erreurs binaires du système*

La Figure III-20 montre les mesures de taux d'erreurs binaires en fonction de l'OSNR. Le dispositif (Figure III-19) de mesure est le même que celui utilisé pour l'évaluation du système WDM/DS-OCDMA (Figure III-8). L'OSNR est obtenu sur l'analyseur de spectre optique en mesurant la différence en dB entre la densité spectrale de puissance du signal non bruité et celle de la source ASE, avec une résolution de 0.1 nm. Ces mesures sont réalisées en configuration « sans codage », ainsi que dans les cas comptant de 1 à 4 utilisateurs simultanés, sans fibre de transmission.

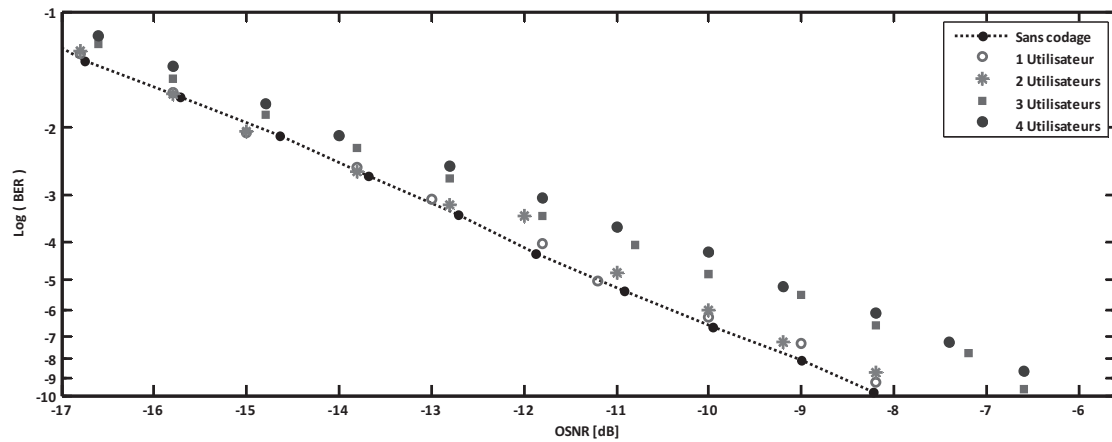


Figure III-20 : Mesure du taux d'erreurs binaires sans codage, et avec codage en configurations multi-utilisateurs sans fibre de transmission.

Les résultats obtenus montrent un taux d'erreur de 10^{-9} pour un OSNR variant entre -8.5 dB et -6.5 dB selon le nombre d'utilisateurs exploitant les ressources du système. La valeur négative de l'OSNR est due au faible rapport cyclique de notre signal optique qui est de 0.125 % (section III .2.1.4.3.) : soit une différence de 29 dB entre l'OSNR obtenu dans le cas d'un format RZ et d'un format NRZ. La pénalité occasionnée lors de l'ajout d'un utilisateur n'est pas la même selon le code utilisé par celui-ci. En effet, comme nous l'avons signalé lors de l'analyse des mesures d'autocorrélation (section III.3.1.2.4), les contributions des utilisateurs interférents au bruit MAI ne sont pas égales entre elles. L'ordre dans lequel le code est ajouté est le suivant: $\{WH_8(3)\}$, $\{WH_8(4)\}$, $\{WH_8(7)\}$ et $\{WH_8(5)\}$.

Conclusion générale

En tant que partenaire du projet ANR SUPERCODE, dont l'objet était l'étude d'une source continuum pour l'application OCDMA, nous avons proposé d'étudier deux concepts d'architectures différentes de systèmes OCDMA afin d'en augmenter la capacité de multiplexage en nombre d'utilisateurs. La première architecture est une architecture hybride WDM/DS-OCDMA à encodage temporel dans laquelle nous découpons le spectre d'une source cohérente à large bande afin de multiplier le nombre d'utilisateurs multiplexés OCDMA par le nombre de canaux WDM générés. La seconde est une architecture système OCDMA à encodage spectral en phase qui permet d'implémenter des codes bipolaires .

L'objet essentiel de la thèse a été l'intégration des composants de codage/décodage fabriqués par le laboratoire PhLAM de l'Université de Lille et la source continuum conçue par les laboratoires LPUB et XLIM des Universités de Dijon et de Limoges, autres partenaires du projet ANR SUPERCODE, dans une plate-forme de démonstration, capable de reproduire un système OCDMA de communication.

Les principaux concepts à démontrer étaient la possibilité d'utiliser une source à large spectre comme source multiple WDM dans des systèmes OCDMA mettant en œuvre deux types de codage : à séquence directe (DS-OCDMA) et à codage spectral en phase (SPE-OCDMA).

La génération du continuum optique a été démontrée en utilisant une fibre hautement non-linéaire (HNLF) fournie par le laboratoire ICB, alimentée par une source impulsionnelle et suivie d'un amplificateur optique de puissance. Conformément aux simulations, et après quelques ajustements pour compenser des effets non-linéaires au sein de l'amplificateur, le continuum s'est révélé suffisamment large et plat pour couvrir la bande C des télécommunications optiques. Une fibre à cristal photonique (PCF) fournie par le laboratoire XLIM a également été testée, et a permis d'obtenir un continuum qui était moins plat, et présentait une puissance optique insuffisante pour une utilisation dans une configuration système. Nous avons donc opté pour la source continuum obtenue à partir de la fibre HNLF et utilisé les mesures obtenues à partir de cette source dans nos simulations.

Cette source continuum a été intégrée dans une plateforme représentant un système OCDMA. Cette plateforme constitue un démonstrateur modulaire de systèmes OCDMA, dans lequel se branchent la source impulsionnelle, la fibre HNLF et les codeurs/décodeurs à réseaux de Bragg fibrés ainsi que les multiplexeurs/démultiplexeurs en longueur d'onde pour les configurations WDM.

Suivant les performances des composants, des caractéristiques attendues des codeurs/décodeurs OCDMA, et la nécessité d'utiliser une détection optique bas coût, nous avons pu atteindre un débit binaire par utilisateur de 1,25 Gb/s. La conception des codeurs/décodeurs adaptés aux particularités de la source continuum a été réalisée par le laboratoire PhLAM. La transmission de données d'utilisateurs multiples sur un système hybride WDM/DS-OCDMA a été montrée jusqu'à 3 utilisateurs par longueur d'onde,

avec une pénalité de l'ordre de 2 dB par utilisateur supplémentaire pour un taux d'erreurs de 10^{-3} (limite FEC : Forward Error Correction).

La transmission dans un système OCDMA à encodage spectral a été démontrée à une seule longueur d'onde. Dans les conditions de l'expérience, le débit en ligne est de 1.25 Gb/s et met en œuvre des impulsions très courtes de quelques picosecondes. Dans un souci d'utiliser des composants standard, nous avons considéré un photorécepteur de bande passante 10 GHz. Cette contrainte implique un étalement des impulsions qu'elles soient bien décodées (autocorrélées) ou non (décorrélées). Dans ces conditions, les impulsions interférentes liées à l'accès au système des multiples utilisateurs, dégradent les performances du système en générant des erreurs. Pour contourner ce problème, nous avons introduit une fonction de seuillage optique post-décodage avant la photodétection. Cette fonction a été mise en œuvre par le laboratoire XLIM grâce à l'utilisation d'une fibre à cristal photonique hautement non linéaire et à forte biréfringence. Afin d'obtenir un seuil de puissance optique adapté à notre application, nous avons remplacé la PCF par la fibre HNLF précédemment utilisée pour la source. Nous avons ainsi pu noter que le système SPE-OCDMA étudié présente de meilleures performances par utilisateur que le système WDM/DS-OCDMA, mais tolère moins bien la dispersion chromatique de la fibre de transmission du fait de la richesse spectrale du canal fréquentiel occupé par les signaux de chaque utilisateur.

Dans la perspective d'une phase d'industrialisation des solutions WDM/DS-OCDMA et SPE-OCDMA proposées, certaines améliorations et études complémentaires restent à effectuer afin d'améliorer les performances système. Tout d'abord, une source laser à blocage de mode à semi-conducteurs pourrait être utilisée, afin de pallier au problème de stabilité rencontré avec la source laser à blocage de mode à cavité fibrée, liée aux fluctuations de longueur de cavité fibrée. Puis, une amélioration des fonctions de codage/décodage est également réalisable, en effectuant une passivation et un contrôle en température des réseaux de Bragg afin de limiter toutes détériorations (décalage fréquentiel, modification des sauts de phase) et ainsi garantir une meilleure qualité de ceux-ci. De même, il serait intéressant de mener une étude d'optimisation du dispositif de seuillage optique permettant de diminuer le seuil de puissance crête optique et de réduire la sensibilité de celui-ci à la largeur temporelle des impulsions d'entrées. Enfin, on pourrait faire une analyse des coûts des solutions WDM/DS-OCDMA et SPE-OCDMA proposées.

Références

- [1] A.H.Gnauck, G.Charlet, P.Tran, P.J.Winzer, C.R.Doerr, J.C.Centanni, E.C.Burrows, T.Kawanishi, T.Sakamoto, K.Higuma, "25.6-Tb/s WDM transmission of polarization-multiplexed RZ-DQPSK signals," *J. Lightwave Technol*, pp. 79-84, Jan. 2008.
- [2] Paul R. Prucnal, *Optical code division multiple access: fundamentals and applications*.
- [3] P. R. Prucnal, M. A. Santoro, T. R. Fan, "Spread spectrum fiber-optic local area network using optical processing," *J. Lightwave Technol*, vol. LT-4, p. 547–554, May 1986.
- [4] Marhic, M. E., "Coherent optical CDMA networks," *J. Lightwave Technol*, p. 895–864, 1993.
- [5] Zaccarin, D., Kavehrad, M., "An optical CDMA system based on spectral encoding of LED," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, p. 479–482, 1993.
- [6] Salehi, J. A., Weiner, A. M., Heritage, J. P., "Coherent ultrashort light pulse code-division multiple access communication systems.," *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, p. 478–491, 1990.
- [7] Tancevski, L., Andonovic, I., "Wavelength hopping/time spreading code division multiple access systems," *Electron. Lett.*, p. 1388–1390, 1994.
- [8] Tai-Kuo Woo, "Optimal Time-Hopping Scheme for CDMA Air Interface in Broad-Band Wireless Systems," *IEEE journal on selected areas in communications*, vol. 18, no. 1, Jan. 2000.
- [9] Yashima, Kobayashi, "Optical CDMA With Time Hopping and Power Control for Multimedia Networks," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, no. 3, pp. 695-702, Mar. 2003.
- [10] P. C. Teh, P. Petropoulos, M. Ibsen, D. J. Richardson, "Generation, recognition and recoding of 64-chip bipolar optical code sequences using superstructured fiber Bragg gratings," *Electron. Lett.*, p. 190–191, 2001.
- [11] I. Fsaifes, M. Lourdiane, C. Lepers, R. Gabet, V.Beugin, P. Gallion, "Performance of a 1 Gbps optical direct sequence CDMA based on sampled fiber Bragg grating," *Photonic Applications in Devices and Communication Systems*, pp. 713-718, 2005.
- [12] P.M. Crespo, M.L. Honig, J.A. Salehi, "Spread-Time Code-Division Multiple Access," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, no. 6, Jun. 1995.
- [13] F.R.K. Chung, J.A. Salehi, V.K. Wei, "Optical Orthogonal Codes:Design, Analysis, and

- Applications," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 35, no. 3, pp. 595-604, May 1989.
- [14] S. M. Johnson, "A new upper bound for error-correcting codes," *IEEE Trans. Inform. Th*, pp. 203-207, 1962).
- [15] Reza Omrani, Petros Elia, P. Vijay Kumar, "New Constructions and Bounds for 2-D Optical Orthogonal Codes," in *SETA 2004*, pp. 389-395.
- [16] J.C.Zhang, "Flexible optical fiber CDMA network using strict optical orthogonal codes for multimedia broadcasting and distribution applications," *IEEE, Journ. on Trans. Broad*, vol. 45, no. 1, pp. 106-115, Mar. 1999.
- [17] Guu-Chang Yang, Wing C. Kwong, *Prime codes with applications to CDMA optical and wireless networks*. Norwood, Massachusetts: Artech House, 2002.
- [18] A. A. Shaar and P. A. Davis, "Prime sequences: Quasi-optimal sequences for OR channel code division multiplexing," *Electronic Letters*, vol. 19, no. 21, pp. 888-890, Oct. 1983.
- [19] A. A. Shaar and P. A. Davis, "Erratum: Prime sequences: quasi-optimal sequences for OR channel code division multiplexing," *Electronic Letters*, vol. 19, no. 24, p. 1057, Nov. 1983.
- [20] I. Fsaifes, C. Lepers, M. Lourdiane, P. Gallion, V. Beugin, and P. Guignard, "Source coherence impairments in a direct detection direct sequence optical code-division multiple-access system," *Applied Optics*, vol. 46, no. 4, pp. 456-462, 2007.
- [21] S. V. Maric, Z. Kostic, and E. L. Titlebaum, "A new family of code sequences for use in spread spectrum fiber-optic local area networks," *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-41, no. 8, Aug. 1993.
- [22] S. V. Maric, "New family of algebraically designed optical orthogonal codes for use in CDMA fibre-optic networks," *Electronic Letters*, vol. 26, no. 3, 1993.
- [23] Dinan, E. H., Jabbari, B., "Spreading codes for direct sequence CDMA and wideband CDMA cellular networks," *IEEE Commun. Mag.*, p. 48-54, 1998.
- [24] R. Gold., "Optimal Binary Sequences for Spread Spectrum Multiplexing," *IEEE Transactions on Information Theory*, p. 619-621, Oct. 1967.
- [25] H. Donelan, T. O'Farrell, "Methods for generating sets of orthogonal sequences," *Electronics Letters*, vol. 35, no. 18, p. 1537-1538, Sep. 1999.
- [26] M.Gharaei, S. Cordette, C. Lepers, I. Fsaifes, P. Gallion, "Multiple Optical Private Networks Over EPON Using Optical CDMA Technique," in *Smart Spaces and Next Generation Wired/Wireless*

Networking, St. Petersburg, Russia, 2009.

- [27] Karkkainen, K.H.A. , "Mean-Square Cross-Correlation as a Performance Measure for Department of Spreading Code Families," in *Spread Spectrum Techniques and Applications, 1992. ISSTA 92. IEEE Second International Symposium on* , 1992 , pp. 147-150.
- [28] I. Oppermann and B. S. Vucetic, "Complex pseudo random spreading sequences with a wide range of correlation properties," in *GLOBECOM '94*, San Francisco, 1994, p. GLOBECOM'94,SanFrancisco,Nov1994,1738–1742.
- [29] Ian Oppermann, Branka S. Vucetic, "Complex Spreading Sequences with a Wide Range of Correlation Properties," *IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS*, vol. 45, no. 3, pp. 365-375, Mar. 1997.
- [30] Hans D. Shotten, Harald Elders-Boll, "Aperiodic Mean-Square Correlation Parameters of Binary Z4-Linear Sequences," in *SIT*, Cambridge, MA, USA, 1998.
- [31] Helen Donelan and Timothy O'Farrell, "A new method for generating sets of orthogonal sequences for a synchronous CDMA system," in *Cryptography and coding*, S. B. /. Heidelberg, Ed. 1999, p. 799.
- [32] S. Rahardja, W. Ser, and Z. Lin, "UCHT-based complex sequences for asynchronous CDMA system," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 4, p. 618–626, Apr. 2003.
- [33] Schotten, H.D. ; Elders-Boll, H. ; Busboom, A., "Optimization of spreading-sequences for DS-CDMA systems and frequency-selective fading channels," in *Spread Spectrum Techniques and Applications, 1998. Proceedings., 1998 IEEE 5th International Symposium on*, Sep 1998, pp. 33-37.
- [34] H.D. Schotten, "Sequence families with optimum aperiodic mean-square correlation parameters," in *Sequences and their Applications: Proc. SETA 98*, 1999, p. 354–370.
- [35] James L. Massey and Thomas Mittelholzer, " Welch's bound and sequence sets for code-division multiple-access systems," *Methods in Communication, Security and Computer Science*, pp. 63-78, 1993.
- [36] J. M. Dudley, G. Genty, and S. Coen, "Supercontinuum generation in photonic crystal fiber," *Rev. Modern Physics*, pp. 1135-1184, 2006.
- [37] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics, 3rd ed*, Academic Press, Inc. 2001.
- [38] T. Miya, Y. Terunuma, T. Hosaka, and T. Miyashita, "Ultimate low-loss single-mode fibre at 1.55 μm ," *Electron. Lett.*, vol. 15, pp. 106-108, 1979.

- [39] Joji Maeda, Yutaka Fukuchi , "Numerical Study on Nonlinear Pulse Transmission in a Fiber Link With Periodical Dispersion Slope Compensation," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, no. 3, p. 1189, 2005.
- [40] Dawn Hollenbeck, B.S, M.S, "Dynamics of a Fiber Optic Raman Amplifier," PhD Thesis, Faculty of The University of Texas at Dallas, 2000.
- [41] P. L. François, "Nonlinear propagation of ultrashort pulses in optical fibers: field formulation in the frequency domain," *J. Opt. Soc. Am. B*, vol. 8, no. 2, Feb. 1991.
- [42] Jesùs Vigo-Aguiar, and Higinios Ramos, "A new eighth-order A-stable method for solving systems arising in chemical reaction ," *Journal of Mathematics Chemistry*, vol. 40, Jul. 2006.
- [43] W. J. Tomlinson, R. H. Stolen, and A. M. Johnson, "Optical wave breaking of pulses in nonlinear optical fibers," *Opt. Lett.*, pp. 457-459, 1985.
- [44] F.Parmigiani, C.Finot, K.Mukasa, M.Ibsen, M.A.Roelens, P.Petropoulos, and D.J.Richardson, "Ultra-flat SPM-broadened spectra in a highly nonlinear fiber using parabolic pulses formed in a fiber Bragg grating," *Opt.Express*, vol. 14, no. 17, 2006.
- [45] B. Kibler, S. Cordette, C. Finot, K. Hammani, C. Lepers, C. Ware, S. Wabnitz, G. Millot, "Optimisation de la génération d'un continuum cohérent dans une fibre à dispersion normale et à haute nonlinéarité," in *JNOG*, Lannion, 2008.
- [46] I. Glesk, B. C. WANG, Lei Xu, V. Baby, P. R. PRUCNAL, "Ultra-fast all-optical switching in optical networks," *Progress in optics*, vol. 45, pp. 53-117, 2003.
- [47] O. Leclerc, B. Lavigne, E. Balmefrezol, P. Brindel, L. Pierre, D. Rouvillain and F. Segueineau, "Optical Regeneration at 40 Gb/s and Beyond," *J. Lightwave Technol.*, vol. 21, no. 11, pp. 2779-2790, 2003.
- [48] T. Hamanaka, Xu Wang, N. Wada; A. Nishiki, K. Kitayama, "Ten-user truly asynchronous gigabit OCDMA transmission experiment with a 511 chip SSFBG en/decoder," *J. Lightwave Technol.*, vol. 24, no. 1, pp. 95-102, 2006.
- [49] J.H. Lee, P.C. Teh, Z. Yusoff, M. Ibsen, W. Belardi, T. M. Monro, D.J. Richardson, "A holey fiber based nonlinear thresholding device for optical CDMA receiver performance enhancement," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, no. 6, pp. 876-878, 2002.
- [50] P. V. Mamyshev, "All-optical data regeneration based on self-phase modulation effect," in *European Conference on Optical (ECOC'98)*, 1998, p. 475.
- [51] I. Fsaifes, C. Lepers, A-F. Obaton et P. Gallion, "DS-OCDMA Encoder/Decoder performance

analysis using Optical Low-Coherence Reflectometry," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 8, p. 3121-3128, 2006.

- [52] K. Kravtsov and P. R. Prucnal, "Ultrashort optical pulse detection for high-speed asynchronous optical CDMA networks," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 18, p. 4069-4075, Sep. 2009.

Publications scientifiques

C. Ware, **S. Cordette**, C. Lepers, I. Fsaifes, A. Tonello, V. Couderc, M. Douey, B. Kibler, C. Finot et G. Millot, “Optical CDMA enhanced by nonlinear optics”, invited paper, **ICTON 2010**, Munich, Germany.

I.Fsaifes, **S.Cordette**, A.Tonello, V.Couderc, C.Lepers, C.Ware, P.Leproux, C.Buy-Lesvigne, “A Highly Birefringent Photonic Crystal Fiber Based Nonlinear Thresholding Device for OCDMA Receiver”, **NP 2010**.

I. Fsaifes, **S. Cordette**, A. Millaud, C. Lepers, C. Ware , M. Douay, “Spectral phase En/Decoders for OCDMA Access Network”, **BGPP 2010**.

I. Fsaifes, **S. Cordette**, A. Millaud, C. Lepers, C. Ware , M. Douay, “Spectral phase OCDMA system using coherent continuum optical source”, submitted to **Optical Letters** in January 2010

I.Fsaifes, **S.Cordette**, A.Tonello, V.Couderc, C.Lepers, C.Ware, P.Leproux, C.Buy-Lesvigne, “Nonlinear Pulse Reshaping with Highly Birefringent Photonic Crystal Fiber For OCDMA Receivers”, submitted to **Photonics Technology Letters** in January 2010.

M.Gharaei, **S. Cordette**, C. Lepers, I. Fsaifes, P. Gallion, “Multiple Optical Private Networks Over EPON Using Optical CDMA Technique”, in proc. **OFC 2010**, San Diego, Mar. 2010, Paper JThA34.

M. Gharaei, **S. Cordette**, C. Lepers, I. Fsaifes, P. Gallion, “Enabling Internetworking among ONUs in EPON Using OCDMA Technique”, **SCS**, Tunis, Nov. 2009.

I. Fsaifes, A. Millaud, **S. Cordette**, C. Lepers, M. Douay, C. Ware, “Spectral Phase OCDMA Encoder/Decoder using Travelling Interference Fringe Photo-Writing Technique”, **ACP 2009**, paper TuY 3, Shanghai, Chine.

M. Gharaei, **S. Cordette**, C. Lepers, I. Fsaifes, P. Gallion, “A Novel Ring Architecture of Multiple Optical Private Networks over EPON Using OCDMA technique”, in proc. **ICTON 2009**, June/July 2009.

C. Ware, **S. Cordette**, C. Lepers, I. Fsaifes, B. Kibler, C. Finot et G. Millot, “Spectral Slicing of a Supercontinuum Source for WDM/DS-OCDMA Application”, invited paper, **ICTON 2008**, Athènes, Grèce.

I.Fsaifes, **S. Cordette**, A. Tonello, V. Couderc, C. Lepers, C. Ware, P. Leproux et C. Lesvigne-Buy, “Fonction de seuillage optique non-linéaire accordable a base d’une fibre microstructurée hautement biréfringente”, Journées nationales d'optique guidée (**JNOG'09**), Lille, France, 2009.

S. Cordette, B. Kibler, I. Fsaifes, C. Lepers, C. Ware, C. Finot, et G. Millot, “Étude expérimentale d’un système hybride WDM/DS-OCDMA pour réseaux d’accès optique haut débit”, Journées nationales d’optique guidée (**JNOG’08**), Lannion, France, 2008.

Kibler, **S. Cordette**, C. Finot, K. Hammani, I. Fsaifes, C. Lepers, C. Ware, S. Wabnitz, G. Millot, “Optimisation de la génération d’un continuum cohérent dans une fibre a dispersion normale et haute non linéarité”, Journées nationales d’optique guidée (**JNOG’08**), Lannion, France, 2008.