# Table des matières

**Introduction générale** ..... 1

**Chapitre 1 : Présentation d'une liaison par fibre optique** ..... 2

1.1 Introduction ..... 3

1.2 Présentation d'une chaine de transmission par fibre optique ..... 3

1.3 Partie émission ..... 3

1.3.1 Les LEDs (Light Emitting diodes) ..... 4

1.3.2 Les diodes laser ..... 4

1.3.3 Techniques de modulation ..... 6

1.4 La fibre optique ..... 8

1.4.1 Classification des fibres optiques ..... 9

1.4.2 L'atténuation ..... 11

1.4.3 La dispersion ..... 11

1.5 Le récepteur optique ..... 13

1.5.1 Le photodétecteur ..... 13

1.5.2 Principe de la photodétection ..... 13

1.5.3 Les photodiodes PIN ..... 14

1.4.4 Les photodiodes à avalanche ..... 15

1.6 Composants optiques ..... 15

1.6.1 Fibres et modules de compensation de dispersion ..... 16

1.6.2 Les amplificateurs optiques ..... 16

1.6.3 Les amplificateurs à fibre dopée à l'Erbium (EDFA) ..... 17

1.7 Conclusion ..... 18

**Chapitre 2 : Techniques de multiplexage et systèmes à accès multiple par répartition de codes optiques** ..... 19

2.1 Introduction ..... 20

2.2 Partage fréquentiel des ressources ..... 20

2.2.1 Multiplexage optique à répartition par longueur d'onde ..... 20

2.3 Partage temporel des ressources ..... 21

2.3.1 Accès multiple à répartition de temps électrique (ETDMA) ..... 22

2.3.1 Accès multiple à répartition de temps optique (OTDMA) ..... 22

2.4 De l'étalement de spectre au CDMA ..... 23

2.4.1 Pourquoi « étaler » le spectre ? ..... 24

2.4.2 Principes ..... 25

2.4.3 CDMA ..... 27

2.5 L'implémentation optique du CDMA ..... 29
2.5.1 Du CDMA radiofréquences au CDMA optique ..... 29
2.5.2 Architecture ..... 29
2.6 Les différentes méthodes d'OCDMA ..... 30
2.6.1 OCDMA par encodage temporel ..... 30
2.6.2 OCDMA par encodage spectral de phase ..... 32
2.6.3 OCDMA par encodage spectral d'amplitude ..... 34
2.6.4 OCDMA par encodage spectral-temporel ..... 35
2.7 Conclusion ..... 36
**Chapitre 3 : Encodage de l'amplitude spectrale d'un système optique** ..... 37
3.1 Introduction ..... 38
3.2 Encodage et décodage d'un signal SAC-OCDMA ..... 38
3.2.1 Encodage ..... 38
3.2.2 Décodage ..... 39
3.3 Bruit en SAC-OCDMA incohérent ..... 41
3.3.1 Bruit thermique ..... 42
3.3.2 Bruit de grenaille (shot noise) ..... 42
3.3.3 Bruit d'intensité ..... 43
3.4 Les codes SAC-OCDMA ..... 43
3.4.1 Les paramètres utilisés dans les codes ..... 43
3.4.2 Les différents codes utilisés en SAC-OCDMA ..... 45
3.4.3 Performances des codes face au bruit d'intensité ..... 48
3.5 Impact du choix de la technologie utilisée ..... 49
3.5.1 Encodage avec masque d'amplitude ..... 49
3.5.2 Utilisation d'un réseau sélectif planaire AWG (*Arrayed Waveguide Grating*) ... 50
3.5.3 Encodage avec Mach-Zehnder et Fabry-Perot ..... 51
3.5.4 Utilisation de réseaux de Bragg ..... 51
3.6 Les réseaux de Bragg en SAC-OCDMA ..... 52
3.6.1 Réseaux de Bragg utilisés en réflexion ..... 52
3.6.2 Réseaux de Bragg superposés ..... 53
3.6.3 Réseaux de Bragg utilisés en transmission ..... 53
3.7 Conclusion ..... 55
**Chapitre 4 : Performances d'un système SAC-OCDMA** ..... 56
4.1 Introduction ..... 57
4.2 Présentation du logiciel Optisystem ..... 57
4.2.1 Applications d'Optisystem ..... 58
4.2.2 Principales caractéristiques du logiciel Optisystem ..... 58

4.3 Les principes d'encodage de l'amplitude spectral ..... 59
4.3.1 Description du système ..... 59
4.3.2 Paramètres de la simulation pour 3 usagers ..... 62

4.4 L'influence du nombre d'usager ..... 66
4.4.1 Sans présence d'amplificateurs ni de compensateurs de dispersion ..... 67
4.4.2 En présence d'amplificateurs et compensateurs de dispersion ..... 71

4.5 Système SAC-OCDMA pour trois usagers actifs ..... 73
4.5.1 Sans présence d'amplificateurs ni de compensateurs de dispersion ..... 73
4.5.2 En présence d'amplificateurs et compensateurs de dispersion ..... 77
4.5.3 Présentation des résultats pour 3 usagers actifs ..... 80

4.6 Système SAC-OCDMA pour 15 usagers ..... 80
4.6.1 Paramètres et résultats de la simulation ..... 81
4.6.2 Effets de la bande passante des FBGs ..... 85
4.6.3 Effets du nombre d'usager ..... 86

4.7 Conclusion ..... 87

**Conclusion générale** ..... 88

**Bibliographie** ..... 89

# Liste des figures

1.1 Synoptique générale d'un système de communication par fibre optique ..... 3
1.2 Schéma simplifié d'une diode électroluminescente ..... 4
1.3 Principe de fonctionnement d'un laser ..... 5
1.4 Schéma de la jonction P-N dans un laser ..... 6
1.5 Les principaux processus d'interaction ..... 6
1.6 Schéma simplifié d'un modulateur de Mach-Zehnder ..... 7
1.7 Schéma simplifié d'une fibre optique ..... 8
1.8 Illustration de l'ouverture numérique et du guidage au cœur de la fibre optique ..... 9
1.9 Propagation des ondes dans une fibre multimodes à saut d'indice ..... 9
1.10 Propagation des ondes dans une fibre multimodes à gradient d'indice ..... 10
1.11 Propagation du mode fondamental dans une fibre monomode ..... 10
1.12 Atténuation spectrale d'une fibre en fonction de la longueur d'onde ..... 11
1.13 Les différents types de dispersion ..... 12
1.14 Niveaux d'énergie ..... 14
1.15 Coupe transversale d'une photodiode PIN ..... 14
1.16 Schéma d'une liaison optique avec compensation et gestion d'atténuation ..... 16
1.17 Schéma d'un amplificateur à fibre dopée à l'Erbium ..... 17

2.1 L'accès multiple à réparation en fréquence (FDMA) ..... 20
2.2 L'accès multiple à répartition en longueur d'onde (WDMA) ..... 21
2.3 L'accès multiple à répartition dans le temps (TDMA) ..... 22
2.4 L'accès multiple à répartition électrique (ETDMA) ..... 22
2.5 L'accès multiple à répartition de temps optique (OTDMA) ..... 23
2.6 Encodeur d'un système DS-SS et spectre du signal étalé ..... 25
2.7 Décodeur d'un système de communication DS-SS ..... 26
2.8 Encodeur et décodeur FH-SS, spectre du signal étalé ..... 26
2.9 Représentation temps/fréquence du CDMA en fonction des codes utilisateurs ..... 27
2.10 Chronogramme de codage et de décodage CDMA ..... 28
2.11 OCDMA avec émetteurs et récepteurs optiques en configuration en étoile ..... 30
2.12 Présentation schématique du DS-CDMA ..... 31
2.13 Présentation schématique du SPE-OCDMA ..... 32
2.14 Représentation schématique du SAC-OCDMA, chaque couleur représente une case fréquentielle différente. ..... 34
2.15 Matrices en deux dimensions représentant des codes (λ/t) OCDMA ..... 35
2.16 Représentation schématique d'un système (λ/t) OCDMA ..... 36

3.1 Principe de l'encodage spectral SAC-OCDMA (a) pour l'usager désiré avec code 1 ; (b) pour un interférant avec le code 2. ..... 39
3.2 Fonctionnement du système de décodage de l'usager 1 pour un signal émis avec le code 1. ..... 39
3.3 Système de décodage de l'usager 1 recevant un signal émis avec le code 1 ..... 40
3.4 Fonctionnement général du système de décodage ..... 41

3.5 Schéma de principe de la conversion d'une puissance optique P vers une tension V à l'aide d'un photodétecteur intégrant un amplificateur transimpédance. ..... 42
3.6 Encodage SAC-OCDMA effectué avec un masque d'amplitude ..... 49
3.7 Encodage SAC-OCDMA à base d'AWGs ..... 50
3.8 Encodage SAC-OCDMA utilisant un interféromètre de Mach-Zehnder ..... 51
3.9 Cavité de type Fabry-Perot ..... 51
3.10 Cascade de deux réseaux pour encodage SAC-CDMA ..... 52
3.11 Réseaux de Bragg superposés pour encodage SAC-OCDMA ..... 53
3.12 Réseaux de Bragg utilisés en transmission pour encodage SAC-OCDMA ..... 54

4.1 Bibliothèque des composants ..... 57
4.2 Interface d'utilisateur graphique (GUI) ..... 58
4.3 Modification du paramètre composant ..... 59
4.4 Diagramme du système SAC-OCDMA pour 3 usagers ..... 60
4.5 Spectre de puissance de la source optique large bande (a) en Watt, (b) en dbm ..... 63
4.6 Les courbes du signal émis du premier usager, (a) : Signal électriques, (b) : Signal optique modulé. ..... 63
4.7 Les courbes de l'encodage du premier usager, (a) domaine temporel, (b) domaine spectral. ..... 64
4.8 Courbes du signal optique à la sortie du deuxième FBG, (a) : premier usager, (b) : deuxième usager, (c) : troisième usager. ..... 64
4.9 (a) : sortie du filtre de décodage H(f), (b) sortie du filtre de décodage $\overline{H}$(f), (c) : photocourant résultant de H(f) et $\overline{H}$(f), (d) : version filtré du photocourant résultant. ..... 65
4.10 Diagramme de l'oïl et BER après 10 km, (a) : premier usager, (b) deuxième usager, (c) : troisième usager. ..... 66
4.11 BER en fonction du débit binaire ..... 67
4.12 Q en fonction du débit binaire ..... 67
4.13 BER en fonction de la longueur de la fibre (SMF) ..... 68
4.14 Q en fonction de la longueur de la fibre (SMF) ..... 68
4.15 BER en fonction de L (1 éteint, 2 et 3 allumés) ..... 69
4.16 Q en fonction de L (1 éteint, 2 et 3 allumés) ..... 69
4.17 BER en fonction de L (2 éteint, 1 et 3 allumés) ..... 70
4.18 Q en fonction de L (2 éteint, 1 et 3 allumés) ..... 70
4.19 BER en fonction de la puissance des sources optiques ..... 71
4.20 BER en fonction de la longueur de la fibre optique (3 éteint, 1 et 2 allumés) ..... 72
4.21 BER en fonction de la longueur de la fibre optique (1 éteint, 2 et 3 allumés) ..... 72
4.22 BER en fonction de la longueur de la fibre optique (2 éteint, 1 et 3 allumés) ..... 73
4.23 BER en fonction de la bande passante des réseaux de Bragg ..... 74
4.24 Q en fonction de la bande passate des réseaux de Bragg ..... 74
4.25 BER en fonction du débit binaire pour 3 utilisateurs ..... 75
4.26 Q en fonction du débit binaire pour 3 utilisateurs ..... 75
4.27 BER en fonction de la longueur de la fibre pour 3 utilisateurs ..... 76
4.28 Q en fonction de la longueur de la fibre optique pour 3 utilisateurs ..... 76

4.29 BER en fonction de la longueur de la fibre optique ..... 77
4.30 BER en fonction du débit binaire ..... 77
4.31 BER en fonction de la longueur de la fibre optique pour 3 utilisateurs ..... 78
4.32 BER en fonction du débit binaire ..... 78
4.33 BER en fonction de la longueur de la fibre optique ..... 79
4.34 BER en fonction du débit binaire ..... 79
4.35 Amplitudes spectrales et leurs codes associés des 10 premiers usagers ..... 83
4.36 Code avec des bits « 1 » isolés ..... 84
4.37 Spectre des codes avec des réponses spectrales carrées, (a) pour l'encodeur 1 ..... 84
et (b) pour le code « 101010101010101 »
4.38 Spectres des codes avec des réponses spectrales réelles, (a) pour l'encodeur 1 ..... 84
et (b) pour le code « 101010101010101 ».
4.39 BER en fonction de la Bande passante de Bragg ..... 85
4.40 BER en fonction du nombre d'usager ..... 86

# Liste des tableaux

3.1 Code de longueur L=7 ..... 44
3.2 Code m-séquence pour p=4 (L=15, $w$=8, $\mathcal{L}$=4, $\zeta$=15)..... 45
3.3 Caractéristiques des codes m-séquence ..... 46
3.4 Code MQC pour p=4 (L=12, $w$=5, $\mathcal{L}$=1, $\zeta$=9) ..... 46
3.5 Caractéristiques des codes MQC ..... 46
3.6 Code MFH pour q=3 (L=12, $w$=4, $\mathcal{L}$=1, $\zeta$=9)..... 47
3.7 Caractéristiques des codes MFH ..... 47
3.8 Code BIBD (L=13, $w$=4, $\mathcal{L}$=1, $\zeta$=13)..... 48
3.9 Caractéristiques des codes BIBD ..... 48

4.1 Filtre de décodage H(f) et son décodeur complémentaire $\overline{\mathrm{H}}$(f) de chaque usager..... 61
4.2 Paramètres des composants utilisés dans la simulation ..... 62
4.3 Longueurs de la fibre maximale atteinte pour un BER$< 10^{-9}$ ..... 80
4.4 Paramètres des composants utilisés pour 15 usagers ..... 81
4.5 Caractéristiques de l'encodeur et du décodeur ..... 82
4.6 Effets de la bande passante de Bragg ..... 85
4.7 BER pour les 10 premiers usagers ..... 86

Rapport-Gratuit.com

# Introduction générale

Plusieurs techniques d'accès sont nécessaires pour répondre à l'augmentation de la demande de grande vitesse et de grande capacité de communications dans les réseaux optiques, qui permettent à plusieurs utilisateurs de partager la même bande passante de la fibre optique. Parmi les différentes techniques d'accès optique, l'accès multiple par répartition de code optique (OCDMA) est de plus en plus attrayante dans le domaine de toutes les communications optiques, plusieurs usagers peuvent accéder au réseau simultanément et asynchrone en raison du niveau élevé de sécurité de la transmission, vu la large bande passante et les faible pertes, il peut donc faciliter la réalisation de nombreux services tels que la transmission des vidéos hautes qualités.

Afin de réaliser la fonction de codage et de décodage dans les réseaux d'accès, l'intégration de nouveaux composants optiques permet à priori de réduire le coût et la complexité des systèmes de transmission, car il n'est plus nécessaire d'utiliser des convertisseurs électrique/optique et optique/électrique. En fonction des spécifications des dispositifs utilisés, le codage peut être unidimensionnel, en temps ou en fréquence, bidimensionnel en combinant le temps et la fréquence en même temps.

En OCDMA, la source optique est l'un des dispositifs clé, grâce à leurs faible coût et leurs capacité de fournir un large spectre, les sources large bande sont largement utilisées.

Les travaux de recherche effectués dans le cadre de cette thèse concernent la mise en œuvre et la simulation sous Optisystem d'un système de transmission basé sur l'encodage de l'amplitude spectrale à réseaux de Bragg pour l'accès multiple par répartition de codes optiques (SAC-OCDMA), le manuscrit est structuré en quatre chapitres.

Le chapitre 1 présente un état de l'art sur les différents composants qui entrent dans le cadre de la réalisation des liaisons de transmission par fibre optique et un rappel sur les différents types de sources optiques ; les techniques de modulations, classification des fibre optiques, les différentes sources de dégradation du signal et les méthodes de sa régénération, et la technique de détection.

Le chapitre 2 est consacré à l'étude des différentes techniques de multiplexages (FDMA, WDMA, TDMA...), nous nous intéressons au CDMA et plus particulièrement à son développement en optique, pour finir avec une présentation de quelques dispositifs tout optiques.

Le chapitre 3 constitue l'axe de notre thèse où nous abordons le principe de base de la technique d'encodage et décodage de l'amplitude spectrale, nous présentons par la suite les différents bruits qui limitent les performances du système et les codes utilisé en SAC-OCDMA. Nous finissons par évaluer l'impacte du choix de la technologie utilisée.

Le chapitre 4 porte sur la simulation sous Optisystem, d'un système SAC-OCDMA en utilisant deux types de codes, le code Walsh-Hadamard pour trois usagers où nous allons voir les différents paramètres qui limitent les performances et la méthode pour aller au-delà de ces limitations et le code m-séquence qui est supposé supporté 15 usagers.

# Chapitre 1

## Présentation d'une liaison par fibre optique

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

## 1.1 Introduction

Les télécommunications optiques ont acquis une importance considérable dans les réseaux de communication longues distances. L'un des principaux critères de cette réussite tient à la grande bande passante de la fibre, mais surtout dans les très faibles pertes qu'elle présente. La conception de système de transmission à très grande capacité était désormais possible. Ceci fait de la fibre un élément indispensable des réseaux métropolitains, transnationaux et intercontinentaux.

Historiquement, les technologies de télécommunications optiques visent donc en premier lieu à transmettre des données et de l'information avec des débits très élevés.

Dans ce chapitre, nous allons faire une brève description des différents composants constituant une liaison par fibre optique.

Pour chacun de ces éléments constitutifs, nous tenterons de décrire leur rôle et leur fonctionnement. Nous débuterons par la description de l'émetteur (laser, driver, modulateur…), nous poursuivrons par le support de transmission (la fibre optique) l'élément essentiel puisqu'il permet le transport de l'information. Enfin, nous aborderons les principales caractéristiques du récepteur.

## 1.2 Présentation d'une chaine de transmission par fibre optique

L'architecture d'une liaison, quelque soit le niveau du réseau auquel elle est destinée est composée des mêmes briques de base (figure 1.1), à savoir un émetteur, un support de transmission et un récepteur.

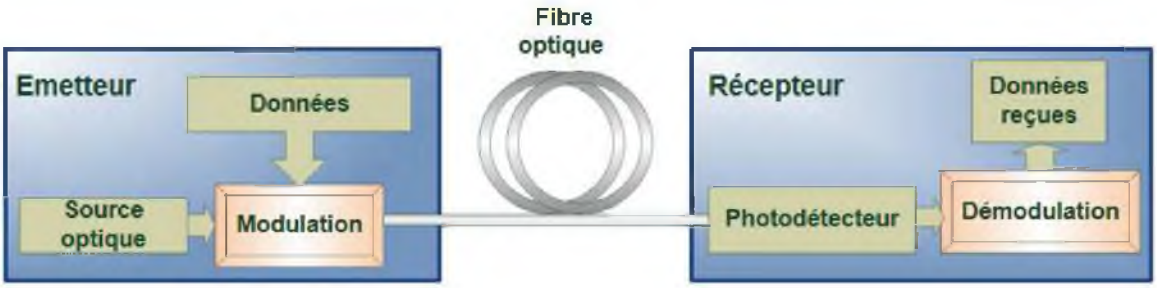



*Figure 1.1 Synoptique générale d'un système de communication par fibre optique*

L'information primaire que l'on veut transmettre à distance est convertie en un signal électrique qui, modulée par un émetteur est convertie en un signal optique.

Le signal émis par la source est ensuite injecté dans la fibre où il se propage avec une certaine atténuation et une certaine dispersion. Ces deux phénomènes se traduisent par une limitation de la longueur de la liaison au-delà de laquelle la qualité se détériore. Pour remédier à ces problèmes, le signal va être amplifié par des amplificateurs optiques.

Le signal reçu est ensuite démodulé en un signal électrique par l'intermédiaire d'une photodiode.

## 1.3 Partie émission

L'émetteur optique a pour fonction de convertir des impulsions électriques en signaux optiques pour les véhiculer au cœur de la fibre.

Les informations à transmettre dans un système de télécommunications optiques doivent être inscrites sur le support que constitue la lumière émise par une source de lumière qui peut être :

- Une *LED (Light Emitting Diode)* qui fonctionne dans le rouge visible (850 nm).
- Une diode à infrarouge qui émet dans l'invisible à 1300 nm.
- Un laser, utilisé pour la fibre monomode, dont la longueur d'onde est 1300 ou 1550nm.

### 1.3.1 Les LEDs (Light Emitting diodes)

Pour la plupart des applications de communications en espace libre, les diodes à émission de lumière infrarouge sont utilisées à cause de leur grande efficacité et de leur longueur d'onde en infrarouge proche, surtout si elles sont utilisées avec des photodétecteurs en silicium.

La diode électroluminescente est utilisée surtout dans les systèmes de communications à fibres optiques multimodes, du fait de leurs faisceaux de sortie à large angle de divergence.
Il y a deux configurations de *LED* : les diodes à émission de surface et les diodes à émission latérale.

La combinaison des différentes couches dans la *LED* constitue un guide d'onde optique où un confinement optique est réalisé. Avec le confinement optique et électrique, l'efficacité du dispositif augmente (figure 1.2).

La *LED* est utilisée dans les communications optiques et délivre une puissance optique de plusieurs centaines de microwatts et offre des débits inférieurs à 5 Mbits/s sur fibre multimode. Elles sont relativement bon marché et ne demandent pas de circuit distinct pour la polarisation et la modulation [1].

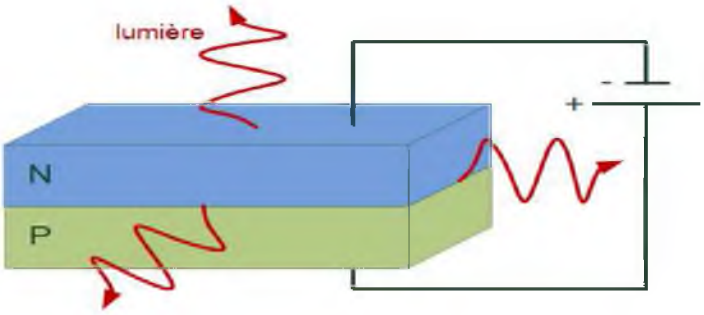



*Figure 1.2 Schéma simplifié d'une diode électroluminescente*

### 1.3.2 Les diodes laser

Les diodes laser produisent une puissance optique beaucoup plus importante que les *LEDs* avec un spectre plus fin, et peuvent donc coupler plus de puissance avec la fibre. La différence avec les *LEDs* et que les lasers disposent sur les deux côtés de deux miroirs pour obtenir plusieurs allers-retours dans le milieu en constituant ainsi une cavité optique.

#### 1.3.2.1 L'effet laser

L'effet laser est un principe d'amplification cohérente de la lumière par émission stimulée. Laser est l'acronyme anglais « *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation* » en français «*Amplification de la lumière par émission stimulée de rayonnement* ». La plupart des amplificateurs optiques sont basés sur l'effet laser. Une source laser est une source de lumière spatialement et temporellement cohérente basée sur l'effet laser.

Une source laser associe un amplificateur optique basé sur l'effet laser à une cavité optique, encore appelé résonateur, généralement constituée de deux miroirs, dont au moins l'un des deux est partiellement réfléchissant c'est-à-dire qu'une partie de la lumière sort de la cavité et l'autre partie est réinjectée vers l'intérieur de la cavité laser comme il est schématisé dans la figure 1.3. Les caractéristiques géométriques de cet ensemble imposent que le rayonnement émis soit d'une grande pureté spectrale, c'est-à-dire temporellement cohérente. Le spectre du rayonnement contient en effet un ensemble discret de raies très fines, à des longueurs d'ondes définit par la cavité et le milieu amplificateur. La finesse de ces raies est cependant limitée par la stabilité de la cavité et par l'émission spontanée au sein de l'amplificateur (bruit quantique).

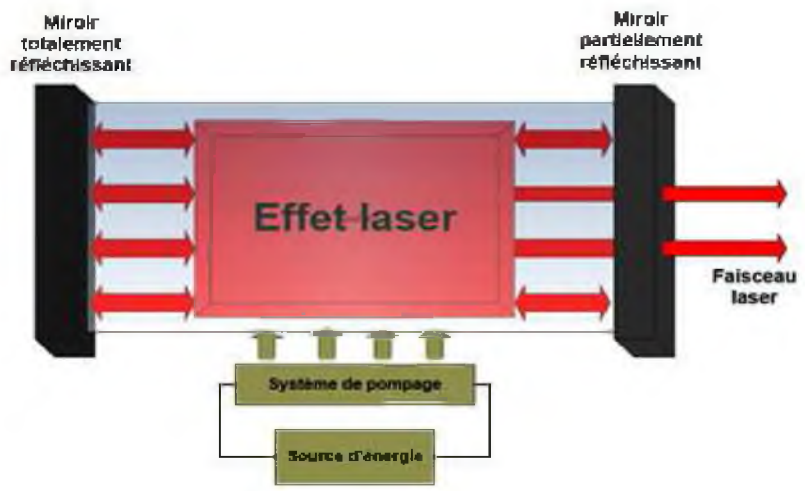



*Figure 1.3 Principe de fonctionnement d'un laser*

#### 1.3.2.2 Lasers à semi-conducteurs

Les lasers utilisés dans les liaisons optiques actuelles sont des lasers à semi-conducteurs. Le principal matériau utilisé pour les lasers de télécommunications est l'alliage quaternaire $In_{1-x}Ga_xAs_yP_{1-y}$ sur substrat $InP$ [2]. L'alliage $InGaAsP$ est utilisé dans les applications de télécommunications à cause de ça bande interdite (*gap*) réglable en fonction des valeurs de $x$ et $y$, qui lui permet d'émettre entre 1 et 1.65µm.

**Jonction *P-N*:** Lorsque deux semiconducteurs type *P* et type *N* sont mis en contact, ils forment une jonction *PN*. Les porteurs libres de chaque région vont être diffusés dans la région de signe opposée, en se recombinant éventuellement dans la zone amoindrie. Et donc une région amoindrie de porteurs libres est formée de deux cotés de la jonction, ainsi le courant de diffusion dure jusqu'à l'équilibre (figure 1.4).

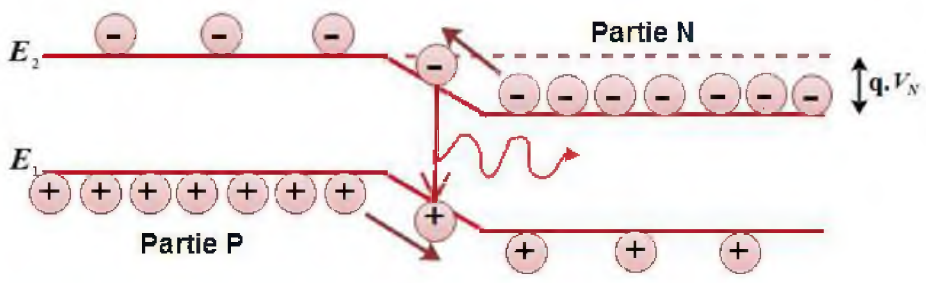



*Figure 1.4 Schéma de la jonction P-N dans un laser*

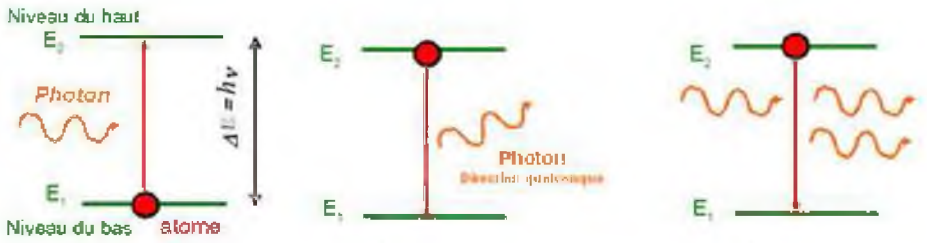
Dans le cas idéal chaque porteur minoritaire doit générer un photon. Mais ce qui se passe dans le cas réel est que seule une fraction de ces porteurs se recombine d'une manière radiative et émettent un photon. L'efficacité associée s'appelle efficacité quantique et elle représente le nombre de photon générés par chaque porteur minoritaire.

Le nombre de photons générés, noté $P$, est relié directement au courant d'injection $I$ :

$$P = \eta_{ext} I \frac{hv}{e} \simeq \eta_{ext} I \frac{E_g}{e}$$

Les trois principaux processus d'interaction entre la lumière et la matière sont :

a) **L'absorption** : Lorsqu'il est éclairé par un rayonnement électromagnétique (la lumière) un atome peut passer d'un état à un état supérieur, les fréquences sont définit par $\Delta E \;\; hv = (E_2 - E_1)$ *où* $E_2 > E_1$. Ce processus peut être interprété comme l'absorption d'un photon de rayonnement faisant passer l'atome du niveau d'énergie $E_1$ vers le niveau d'énergie $E_2$ (figure 1.5(a)).
b) **L'émission spontanée :** Un atome dans un état excité peut se désexciter vers un état intérieur, même en l'absence de rayonnement. Le rayonnement est émis dans une direction aléatoire. Ce processus est l'émission d'un photon d'énergie $hv$ dans une direction aléatoire (figure 1.5(b)).
c) **L'émission stimulée :** Un atome dans l'état supérieur peut se désexciter vers le niveau inférieur sous l'effet d'une onde électromagnétique, qui sera alors amplifié. L'émission d'un photon d'énergie $hv$ va s'ajouter au rayonnement (figure 1.5(c)).




*(a). absorption* *(b). Émission spontanée* *(c). Émission stimulée*

*Figure 1.5 Les principaux processus d'interaction*

### 1.3.3 Techniques de modulation

Dans les systèmes de transmissions par fibre optique, les informations à transmettre doivent être imprimées sur le signal à envoyé dans la fibre optique et nécessites la conversion des données électriques en données optiques : C'est ce qu'on l'appelle la modulation [3]. Pour

cela il y'a deux principales techniques que nous allons les présentées: la modulation directe et la modulation externe.

#### 1.3.3.1 La modulation directe

Dans cette technique, la modulation du courant qui traverse le laser entraine directement la modulation en intensité. Le générateur émet les données à transmettre à un débit précis (<2.5 Gb/s), le laser est alimenté à un circuit de modulation de courant qui permet de moduler la puissance du laser, la lumière modulée est couplée dans la fibre optique de transmission. Cette modulation est satisfaisante jusqu'à 15GHz environ, mais qu'au-delà, elle n'est plus applicable. Trop de dégradations (oscillations de relaxation, chirp, bruit, …) apparaissent et limitent les capacités de transmissions.

#### 1.3.3.2 La modulation externe

Cette modulation est obtenue en modulant le faisceau lumineux à la sortie du laser opéré en courant continu, et non le courant d'alimentation du laser (pour éviter le chirp). Ainsi, le signal optique qui est transmis dans la fibre optique est moins affecté par le phénomène de chirp. De plus, la bande passante est beaucoup plus élevée (80 GHz).

Dans les systèmes de communications optiques, plusieurs types de modulateurs sont utilisés. Nous présenterons les deux types de modulateurs optiques les plus utilisés dans les systèmes de transmission à fibre optique : le modulateur à électro-absorption et le modulateur de Mach-Zehnder [4].

**a) Le modulateur électro-absorbant (MEA)**

Le principe de fonctionnement des modulateurs à électro-absorption repose sur les modifications du spectre d'absorption d'un matériau semi-conducteur soumis à un champ électrique. Leur particularité intéressante est qu'ils peuvent être facilement intégrés avec les diodes lasers pour créer des sources optiques compactes et à très large bande de modulation.

**b) Le modulateur de Mach-Zehnder (MZM)**

Ce modulateur a deux entrées, une entrée électrique et une autre optique. Ce dispositif produit des changements temporels dans l'amplitude et la phase du signal optique (figure 1.6).

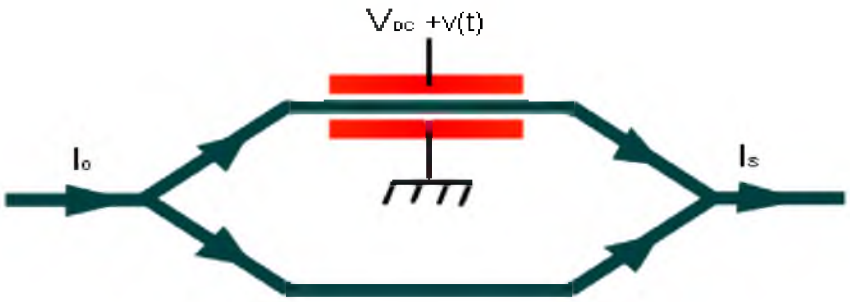



*Figure 1.6 Schéma simplifié d'un modulateur de Mach-Zehnder*

Dans ce document nous allons prendre une modulation d'amplitude comme exemple en réalisant un interféromètre dans lequel il est possible de commander la différence de phase

entre les deux bras par l'application d'une tension électrique externe contrôlée sur un matériau électro-optique comme le *LiNbO3*, ce qui entraine la variation de l'indice de réfraction d'un seul bras, donc une modulation de phase sur la première branche du modulateur, et une modulation d'amplitude à la sortie de l'interféromètre [5] [6].

## 1.4 La Fibre optique

Le signal optique modulé est acheminer par un canal de transmission jusqu'au récepteur.

La fibre optique en général, représente un support de transmission avec de nombreux avantages justifiant son introduction dans les systèmes de transmission :

- Performance de transmission : très faible atténuation, très grande bande utilisable, multiplexage possible.
- Avantages de mise en œuvre : très petite taille, grande souplesse, faible poids.
- Sécurité électrique : isolation totale entre terminaux, utilisation possible en ambiance explosive ou sous de fortes tensions.
- Sécurité électromagnétique : insensible aux parasites et n'en crée pas, inviolabilité presque totale [7].

Dans sa forme la plus simple, la fibre optique est constituée d'un cœur cylindrique de Silice entouré par une gaine dont l'indice de réfraction est plus faible que celui du cœur, tous les deux entourés d'une gaine de protection (figure 1.7). Une fibre optique est donc un guide d'onde cylindrique diélectrique constituée de deux diélectriques de même axe, le cœur et la gaine.

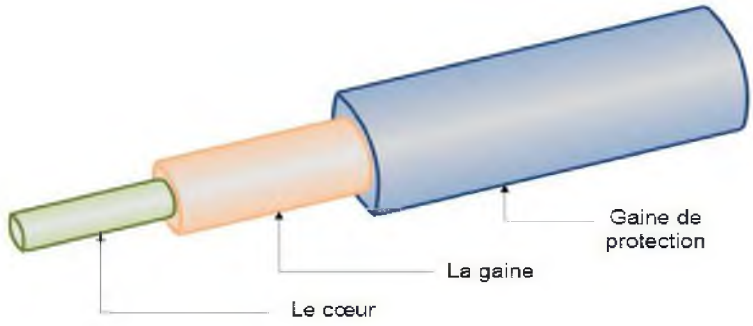



*Figure 1.7 Schéma simplifié d'une fibre optique*

La fibre optique est généralement, fabriquée en silice, un matériau qui ressemble au verre. La silice est un composé de silicium (*Si*) et d'oxygène dont la formule chimique est $SiO_2$. Nous retrouvons ce composé dans la nature dans différents minéraux tels que le quartz. Le principe de fabrication d'une fibre optique repose sur l'étirage d'une préforme de verre, grâce à des techniques complexes, on peut ainsi étirer un tube de verre d'un mètre de long sur 10 cm de diamètre jusqu'à en faire une fibre optique de 150 km de long.

La figure 1.8 montre le guidage du signal optique qui est basé sur la loi de réflexion de *Snell-Descartes*. La lumière se propage le long de la fibre par réflexions successives entre le cœur d'indice $n_1$ et la gaine d'indice $n_2$.

Cela n'est possible que si le cœur et la gaine sont constitués de matériaux transparents et que l'indice de la gaine est inférieur à celui du cœur. Il faut aussi envoyer le signal lumineux

avec un angle, par rapport à l'axe de la fibre, inférieur à l'ouverture numérique [8]. L'ouverture numérique $O.N$ représente l'ouverture angulaire limite avant une transmission et une réflexion totale sur le dioptre cœur-gaine de la fibre :

$$O.N = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \tag{1.1}$$

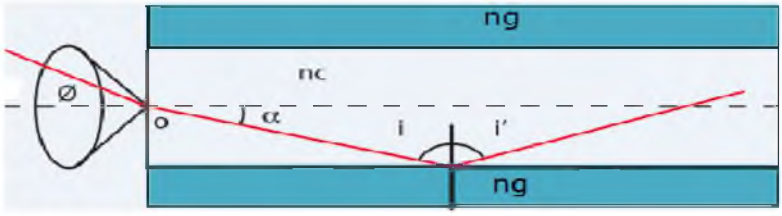



*Figure 1.8 Illustration de l'ouverture numérique et du guidage au cœur de la fibre optique*

### 1.4.1 Classification des fibres optiques

Le type de fibre est caractérisé par le paramètre de fréquence normalisé $V$ qui est lié aux indices $n_1$et $n_2$ par la relation suivante :

$$V = a.k\sqrt{n_1^2 - n_2^2} \tag{1.2}$$

Où $a$ représente le rayon du cœur et k est le vecteur d'onde.

Lorsque $V$ est supérieur à 2.405, la fibre est dite multimodes et lorsque $V$ est inférieur à 2.405, un seul mode se propage dans la fibre : elle est dite monomode.

#### 1.4.1.1 Fibres multimodes à saut d'indice

Le cœur et la gaine présentent des indices de réfraction différents et constants. Le passage d'un milieu vers l'autre est caractérisé par un saut d'indice (figure1.9). Le faisceau lumineux injecté à l'entrée de la fibre va atteindre la sortie en empruntant des chemins optiques différents ce qui se traduit par des temps de propagation différents et donc un étalement du signal transmis.

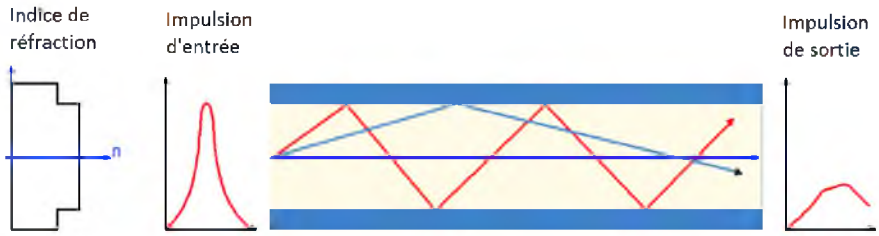



*Figure 1.9 Propagation des ondes dans une fibre multimodes à saut d'indice*

Les différents rayons empruntent des trajectoires différentes, leurs chemins optiques et leurs temps de propagation sont différents. Il en résulte donc une dispersion intermodale.

Pour diminuer cet effet, le profil d'indice du cœur peut être modifié de telle sorte a crée un gradient d'indice.

#### 1.4.1.2 Les fibres multimodes à gradient d'indice

Le cœur se caractérise par un indice variable qui augmente progressivement de $n_1$ à l'interface gaine-cœur jusqu'à $n_2$ au centre de la fibre. Là aussi les rayons lumineux vont emprunter des chemins différents, mais un choix judicieux du profil d'indice du cœur permet de tendre vers des temps de parcours voisins et donc réduire l'étalement du signal (figure 1.10).

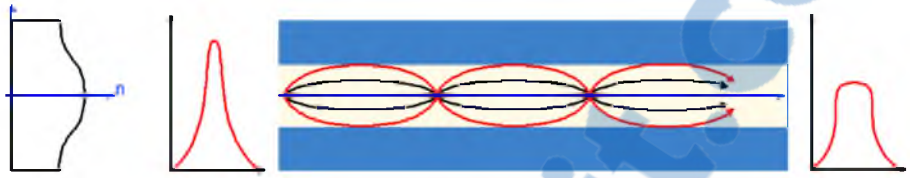



*Figure 1.10 Propagation des ondes dans une fibre multimodes à gradient d'indice*

#### 1.4.1.3 Les fibres monomodes

Dans une fibre monomode, on obtient un seul mode grâce à la très faible dimension du cœur. Ainsi, le chemin de la lumière est imposé. Le nombre de mode se propageant dans une fibre optique est donné par la relation suivante :

$$m = \frac{2d}{\lambda}.ON \qquad (1.3)$$

Avec $d$ est le diamètre du cœur de la fibre.

En choisissant d suffisamment faible, il est possible d'avoir un seul mode de propagation ($m = 1$ donc fibre monomode). Le chemin de propagation est ainsi unique et parallèle à l'axe de la fibre (figure 1.11). Théoriquement le signal injecté en entrée va atteindre la sortie sans aucune déformation. C'est ce type de fibre qui présente les plus grandes performances.

*Figure 1.11 Propagation du mode fondamental dans une fibre monomode*

La fibre monomode dont le cœur est si fin que le chemin de propagation des différents modes est pratiquement directe. La dispersion modale devient quasiment nulle.

La bande passante transmise est presque infinie (>10 GHz/Km). Cette fibre est utilisée essentiellement pour les communications à grande distance.

Le petit diamètre du cœur nécessite une grande puissance d'émission, donc des diodes laser relativement onéreuses.

Les principales caractéristiques qui déterminent le choix d'un type de fibre sont l'atténuation et la dispersion.

Rapport-Gratuit.com

### 1.4.2 L'atténuation

L'atténuation dans la fibre est causée par plusieurs facteurs :

- Aux basses longueurs d'ondes, l'absorption intrinsèque du matériau qui provoque une augmentation des pertes.
- Les courbures, les conditions d'utilisation des fibres et les impuretés sont aussi des sources de pertes non négligeables.

Ces pertes engendrent l'atténuation de la puissance lumineuse lors de sa propagation. Pour une onde électromagnétique de puissance incidente *P(0)* traversant une fibre de longueur *L* et de coefficient d'atténuation α à la longueur d'onde λ la puissance de sortie *P(L)* est liée à la puissance d'entrée par la relation suivante :

$$P(L) = P(0)\exp(-\alpha L) \tag{1.4}$$

$\alpha$ : est le coefficient d'atténuation linéaire en k$m^{-1}$ et est lié au coefficient d'atténuation. $\alpha_{dB}$ en dB/km est donné par la relation suivante :

$$\alpha_{dB} = \frac{10}{ln\,(10)}\alpha = 4.3\alpha \tag{1.5}$$

La figure 1.12 présente l'atténuation spectrale d'une fibre de silice en fonction de la longueur d'onde. Elle nous montre que les trois fenêtres de longueurs d'onde utilisables avec les fibres lasers et détecteurs conventionnels se situent aux environs de 850 nm, 1330 nm et 1550 nm [9].

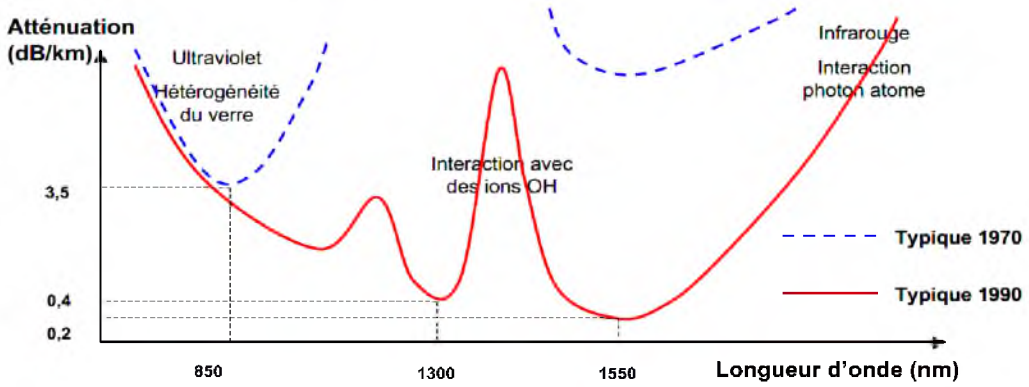



*Figure 1.12 Atténuation spectrale d'une fibre en fonction de la longueur d'onde*

Les sources optiques à 1550 nm fonctionnent en monomode comme les lasers *DFB*, cette longueur d'onde est très importante pour les télécommunications, car les amplificateurs optiques à erbium *(EDFA)* et les fibres à amplificateur d'erbium *(PDFA)* sont utilisées pour amplifier les longueurs d'onde autour de 1550 nm. La région entre 1330 nm et 1550 nm correspond à l'absorption des ions $OH^-$ [10].

### 1.4.3 La dispersion

La dispersion se manifeste par un élargissement des impulsions au cours de leur propagation. La dispersion est caractérisée par une modification de la constante de phase β par

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

rapport à la fréquence, dite dispersion de la vitesse de groupe. La figure 1.13 montre les différents types de dispersion.

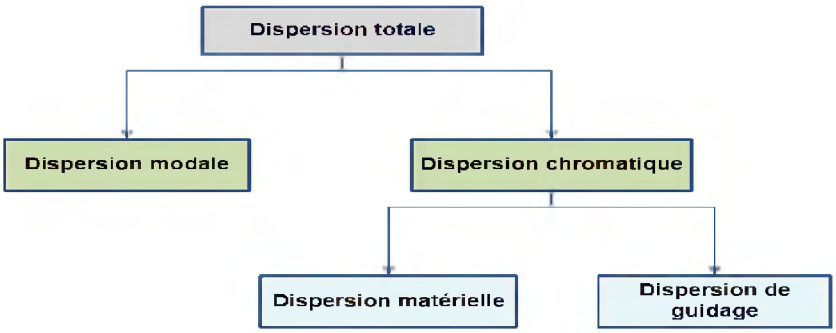



*Figure 1.13 Les différents types de dispersion*

La dispersion totale sera donc la somme des différentes dispersions :

$$D_{totale} = D_{chromatique} + D_{modale}$$

Avec : $D_{chromatique} = D_{matérielle} + D_{guidage}$

### 1.4.3.1 Dispersion modale

Ce type de dispersions se produit du fait de la propagation du signal optique suivant différent trajets correspondant à chaque mode. Ce phénomène se manifeste uniquement dans les fibres optiques à large cœur multimodes. Il n'existe pas dans les fibres monomodes où le cœur est très fin.

### 1.4.3.2 Dispersion chromatique

La dispersion chromatique est divisée en deux catégories : les dispersions dues aux matériaux et celles dues au guide d'onde [11]. Elles affectent autant les fibres monomodes que les fibres multimodes, même si dans le second cas la dispersion modale est prédominante.

### 1.4.3.3 Dispersion matérielle

La dispersion matérielle est due à une variation de l'indice de réfraction de la silice, en fonction de la fréquence optique $\omega$. Fondamentalement, l'origine de cette dispersion est liée à la fréquence caractéristique de résonance du matériau, l'indice de réfraction $n(\omega)$ est bien approximé par l'équation de *Sellmeier* suivante :

$$n^2(\omega) = 1 + \sum_{j=1}^{M} \frac{B_j \omega^2}{\omega_j^2 - \omega^2} \tag{1.6}$$

Où $\omega_j$ est la fréquence de résonnance et $B_j$ est la puissance d'oscillation. A partir de l'équation de *Sellmeier* précédente, nous déterminons une grandeur nommée indice de groupe $n_g$ défini comme suit :

$$n_g = n + \omega \frac{\partial n}{\partial \omega} \tag{1.7}$$

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

La dispersion matérielle est alors apparentée à la pente de l'indice de groupe $n_g$par rapport à la longueur d'onde λ par la relation suivante :

$$D_m = \frac{1}{c}\frac{\partial n_g}{\partial \lambda} \tag{1.8}$$

#### 1.4.3.4 Dispersion de guidage

Elle a comme origine la dépendance de la vitesse de propagation. La dispersion de guidage $D_\omega$ est donnée par la relation suivante :

$$D_\omega = -\frac{2\pi\Delta}{\lambda^2}\left[\frac{n_g^2}{n\omega}.\nu\frac{\partial^2(\nu.b)}{\partial\nu^2} + \frac{\partial n_g}{\partial\omega}.\frac{\partial(\nu.b)}{\partial\nu}\right] \tag{1.9}$$

Où $b$ représente la constante de phase normalisée et $\nu$ représente la fréquence normalisée définies par les relations (1.10) et (1.11) respectivement :

$$b = \frac{\frac{\beta}{k_0} - n_g}{n_c - n_g} \tag{1.10}$$

$$\nu = \frac{\pi d}{\lambda}\sqrt{n_c^2 - n_g^2} \tag{1.11}$$

Où $n_c$ et $n_g$ représentent respectivement l'indice du cœur et l'indice de la gaine de la fibre et $d$ représente le diamètre du cœur de la fibre.

### 1.5 Le récepteur optique

Un récepteur optique est le module de fin de chaine d'un système de transmission par fibre optique. Il reçoit le signal optique provenant de la fibre optique et le transforme en signal électrique afin d'extraire l'information transmise. Le signal optique qui est transformé en signal électrique grâce à un photodétecteur est ensuite amplifié avant que les données ne soient extraites.

#### 1.5.1 Le photodétecteur

Un photodétecteur converti les photons incidents en courant d'électron. Il transforme donc le signal optique en signal électrique. Un bon photodétecteur doit être très sensible à la longueur d'onde utilisée, générer un minimum de bruit et doit être suffisamment rapide. Les photodétecteurs à semi-conducteurs sont les plus utilisés car ils sont très rapides, peut couteux et de dimensions compatibles avec les fibres optiques.

#### 1.5.2 Principe de la photodétection

Sous l'effet d'un photon d'énergie suffisante, un électron de la bande de valence est arraché et passe dans la bande de conduction produisant une partie de porteurs électrons – trous.

Ces porteurs sont dissociés, sous l'action d'un champ électrique et participent au photocourant de déplacement (figure 1.14).

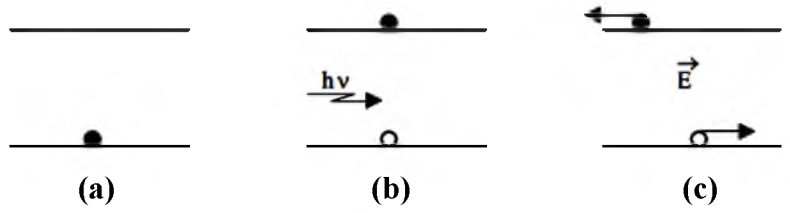



*Figure 1.14 Niveaux d'énergie*

**(a)** Etat stable (absence de photon incident).
**(b)** Création de paire électrons-trous par absorption d'un photon.
**(c)** Création de courant de déplacement sous l'action d'un champ électrique externe.

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

$$h\nu \geq \Delta E \tag{1.12}$$

### 1.5.3 Les photodiodes PIN

La principale qualité d'une photodiode *PIN* est que la composante d'entrainement du photocourant domine sur la composante diffusive, parce que la plupart de la puissance optique incidente est absorbée à l'intérieur de la zone $I$ [12].

En effet, la zone $I$ est placée entre la zone $P$ et la zone $N$ d'un semi-conducteur différent dont la bande interdite est choisie afin que les photons incidents soient absorbés seulement dans la zone $I$ de la photodiode (figure 1.15).

Une photodiode *PIN* utilise généralement du matériau *InGaAs* pour la région $I$ et du matériau *InP* pour les couches $P$ et $N$

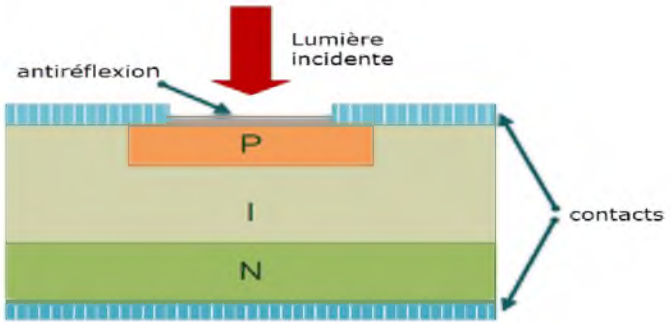



*Figure 1.15 Coupe transversale d'une photodiode PIN*

Les paramètres importants, dépendant du matériau et de la structure, qui caractérisent une photodiode *PIN* sont la sensibilité, le courant d'obscurité et le temps de réponse.

Le photocourant $I_{ph}$ est directement proportionnel à la puissance optique incidente $P_{opt}$ selon la relation (1.13) :

$$I_{ph} = S.P_{opt} + I_{obs} \tag{1.13}$$

Où $S$ est la sensibilité de la photodiode en A/W. $S$ est typiquement proche de 0.9 A/W, mais peut être un peut plus faible suivant le photodétecteur et la longueur d'onde d'attaque λ. En effet, $S$ s'exprime en fonction du rendement quantique $\boldsymbol{\eta}$ :

$$S = \frac{\eta q}{hv} = \frac{\eta q}{hc}\lambda \tag{1.14}$$

Où $I_{obs}$ est le courant d'obscurité qui circule dans la jonction en l'absence d'éclairement. Ce courant ne provient donc pas des photons transmis par la fibre. Il peut avoir des origines multiples : génération thermique dans la zone intrinsèque, courants de surface, courants de fuite … Dans la plupart des applications ce courant est négligeable ($I_{obs}$ <10 $nA$). En ce qui concerne le temps de réponse, les meilleurs photodétecteurs actuels sont utilisables jusqu'à plus de 100 GHz.

### 1.5.4 Les photodiodes à avalanche

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

En faisant croitre le champ électrique dans la jonction *PN*, l'énergie des porteurs s'élève, jusqu'au point d'ioniser un atome en cas d'impact avec celui-ci. Des ionisations en chaine se produisent alors et les porteurs se multiplient [13]. Ce photodétecteur à gain interne est appelé photodiode à avalanche ou *PDA*. Le gain de multiplication par ionisation par impact, appelé aussi facteur de multiplication *M*, est le rapport entre le nombre moyen de porteurs secondaires créés par ionisation et le nombre de porteurs primaires provenant de la photodétection. La valeur du courant relatif au nombre de photons absorbés devient :

$$I_{PDA} = M(V) * S(\lambda) * P_{opt} \tag{1.15}$$

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

## 1.6 Composants optiques

Plusieurs techniques ont été développées pour compenser la dispersion. Les techniques les plus utilisées sont les fibres à compensation de dispersion (*Dispersion Compensating Fiber DCF*), les modules de compensation de dispersion *(Dispersion Compensating Module, DCM*).

A coté de ces techniques, nous pouvons aussi citer les réseaux de Bragg qui sont une alternative pour compenser la dispersion dans les liaisons optiques WDM. L'utilisation des réseaux de Bragg requiert un démultiplexage spectral et ensuite un multiplexage car dans les cas où la technique est appliquée par canal. Il existe aussi des modules de Bragg à compensation de dispersion multicanaux à large bande.

Une fois le problème de dispersion résolu, la gestion de l'atténuation du signal devient une priorité, pour remédier à ce phénomène, l'utilisation des amplificateurs à fibre dopée à l'erbium (EDFA) est une solution idéale (figure 1.16) [14].

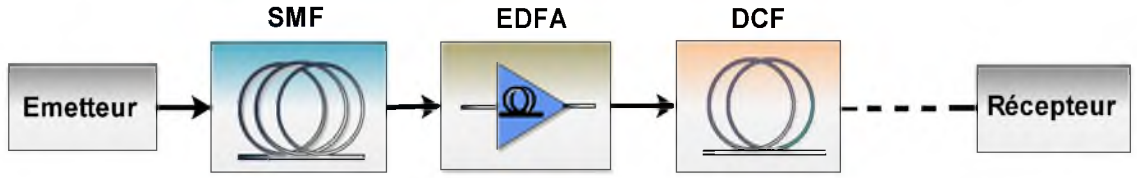



*Figure 1.16 Schéma d'une liaison optique avec compensation et gestion d'atténuation*

### 1.6.1 Fibres et modules de compensation de dispersion

Les fibres à compensation de dispersion sont des fibres négatives qui sont insérées dans la liaison optique pour compenser la dispersion accumulée. Un module de compensation de dispersion est donc compensé d'une fibre de longueur prédéterminée et de dispersion égale et de signe opposé à celle de la fibre de transmission. Plusieurs modèles sont commercialisés, par exemple pour les fibres monomodes standard, les DCM 40 qui compensent 40 km de fibre optique monomodes standard, les DCM 60 qui compensent 60 km de fibre standard, les DCM 70, les DCM 90…pour chaque type de fibre optique (standard, NZDSF, etc.), on trouve des modules DCM associés.

Si on veut totalement compenser la dispersion chromatique engendrée par une fibre optique monomode (SMF) de longueur $L_{SMF}$ et de coefficient de dispersion $D_{SMF}$ , alors la longueur de la fibre DCF est donnée par la relation suivante :

$$L_{DCF} = -L_{SMF} * \frac{D_{SMF}}{D_{DCF}} \tag{1.16}$$

Où $D_{DCF}$ est le coefficient de dispersion de la fibre DCF.

### 1.6.2 Les amplificateurs optiques

Dans une liaison de communication optique, Les pertes par épissures et les pertes d'insertions causées par les différents composants de la liaison vont atténuer le signal émis au transmetteur. Afin d'éviter que l'information transmise ne soit noyée dans le bruit, il est important que la puissance qui arrive au récepteur soit suffisamment élevée.

L'amplification optique est une solution idéale pour pallier à ce problème. En effet, depuis l'apparition de ce dernier, on est maintenant capable de transmettre le signal optique sur une distance assez longue sans régénération électronique. Les amplificateurs optiques permettent non seulement de compenser les pertes, mais nous évitent d'utiliser les régénérateurs électroniques de signal qui sont une solution très couteuse.

L'amplificateur optique repose sur le principe de l'émission stimulé. Lorsqu'un signal passe à travers un amplificateur il est amplifié grâce à un apport externe d'énergie appelé pompage qui vient créer une inversion de population [15]. Le pompage peut être réalisé à l'aide de photons ou d'électrons. Un photon incident provoque la recombinaison électron-trou

et il y a naissance d'un deuxième photon de même direction, de même phase et de même fréquence. Cette émission stimulée conduit à l'amplification du signal.

Plusieurs types d'amplificateurs optiques peuvent être utilisés dans les liens de communication optique. On distingue les amplificateurs à semi-conducteurs, les amplificateurs Raman et les amplificateurs à fibre dopée à l'erbium (*Erbium Doped Fiber Amplifier, EDFA*). Ces derniers sont décrits dans ce qui suit.

### 1.6.3 Les amplificateurs à fibre dopée à l'Erbium (EDFA)

Dans un amplificateur à fibre, le milieu amplificateur est le cœur d'une fibre optique monomode dopée avec des ions de terre rare. Pour rendre la fibre amplificatrice, il faut ajouter un pompage (figure 1.17). Le signal à amplifier est injecté dans la fibre dopée par le bais d'un coupleur sélectif en longueur d'onde. Simultanément, le flux lumineux provenant d'une diode laser de pompe est couplé au signal injecté. Le laser pompe opère à 980 nm ou à 1480 nm et le coupleur multiplexeur à 980 nm/1550 nm ou 1480 nm/1550 nm [16].

Pour prévenir les réflexions dans l'amplificateur et empêcher la contre propagation du bruit généré à l'intérieur de l'amplificateur par émission spontanée, on installe des isolateurs à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur.

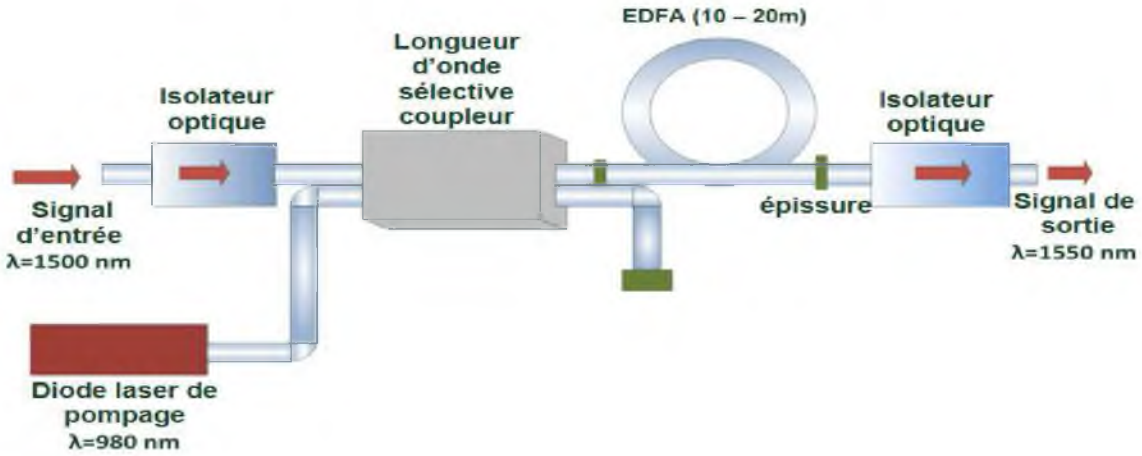



*Figure 1.17 Schéma d'un amplificateur à fibre dopée à l'Erbium*

Pour caractériser un amplificateur optique, on a besoin de trois paramètres essentiels : le gain, le rapport signal sur bruit et la figure de bruit.

#### 1.6.3.1 Le gain

Il est noté $G$ et traduit l'augmentation du signal dans la fibre. En régime linéaire, il représente le rapport de puissance de sortie $P_{out}$ en watt et la puissance d'entrée $P_{in}$ en watt :

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} \tag{1.17}$$

Exprimé en décibels (dB), le gain $G$ représente la différence entre la puissance de sortie $P_{out}$ (en dBm) et la puissance d'entrée $P_{in}$ (en dBm) :

$$G = P_{out} - P_{in} \tag{1.18}$$

### 1.6.3.2 Le rapport signal sur bruit

Le processus de recombinaison électron-trou peut aussi se faire sans la présence de photons incidents ou en l'absence d'émission stimulée. Les photons émis spontanément sont aussi amplifiés et constituent la principale source de bruit des amplificateurs optiques.

On définit le rapport signal sur bruit optique (*Optical Signal to Noise Ratio, OSNR*) Comme le rapport entre la puissance de sortie de l'amplificateur et la puissance du bruit $P_{ASE}$ évaluée sur une largeur spectral donnée [17].

$$OSNR = \frac{P_{out}}{P_{ASE}} \tag{1.19}$$

### 1.6.3.3 La figure de bruit

La figure de bruit *(Noise Figure, NF)* est un paramètre qui caractérise le bruit généré par un amplificateur. Il est donné par le rapport entre le signal sur bruit optique à l'entrée et celui à la sortie de l'amplificateur.

$$NF = \frac{OSNR_{in}}{OSNR_{out}} \tag{1.20}$$

## 1.7 Conclusion :

Ce chapitre a résumé les différentes parties du réseau de télécommunication par fibre optique. Une description des différents composants de la partie émission, les techniques d'inscription des données sur le support optique ont été décrites et la détection a été brièvement abordée, nous avons vu aussi les différentes techniques pour lutter contre la dégradation de la qualité de transmission.

Cette présentation permet de poser les briques de base de ce travail de thèse et qui va faciliter la lecture du prochain chapitre où nous allons aborder les différents types de multiplexage.

# Chapitre 2

## Techniques de multiplexage et systèmes à accès multiple par répartition de codes optiques

## 2.1 Introduction

Plusieurs techniques d'accès sont nécessaires pour répondre à l'augmentation de la demande de grande vitesse et de grande capacité de communications dans les réseaux optiques, qui permettent à plusieurs utilisateurs de partager la même bande passante de la fibre optique.

Nous allons présenter dans ce chapitre plusieurs méthodes de partage des ressources entre de multiples utilisateurs : le partage fréquentiel (en longueur d'onde pour l'optique), le partage temporel (ETDMA de manière électronique et OTDMA pour l'optique), le partage par code (CDMA pour *Code Division Multiple Access*) et son implémentation en optique (OCDMA).

L'OCDMA est une technique de multiplexage qui devient de plus en plus attrayante dans le domaine des communications optiques. Plusieurs utilisateurs peuvent accéder au réseau asynchrone en raison du niveau élevé de sécurité de la transmission, la large bande passante, la faible atténuation qui facilite la réalisation de nombreux services tels que la transmission de la vidéo haute qualité.

Nous allons nous s'intéresser aux diverses formes de CDMA en optique qui suscitent un intérêt par leur possibilité d'implémentation et par leurs efficacité.

## 2.2 Partage fréquentiel des ressources

L'accès multiple à répartition en fréquence (FDMA pour *Fréquency Division Multiple Access*) est le plus ancien des procédés de multiplexage, sans doute pour des raisons de faisabilité technologique. Les transmissions hertziennes demandant déjà un décalage en fréquence du spectre (modulation), il était tout naturel d'utiliser plusieurs valeurs de décalage pour transmettre plusieurs messages en même temps. Ce multiplexage est fondé sur le découpage d'une bande de fréquences et l'allocation de chaque portion de spectre à chacun des utilisateurs (voir figure 2.1). Les systèmes FDMA sont très largement répandus sur câble et en radiofréquence.

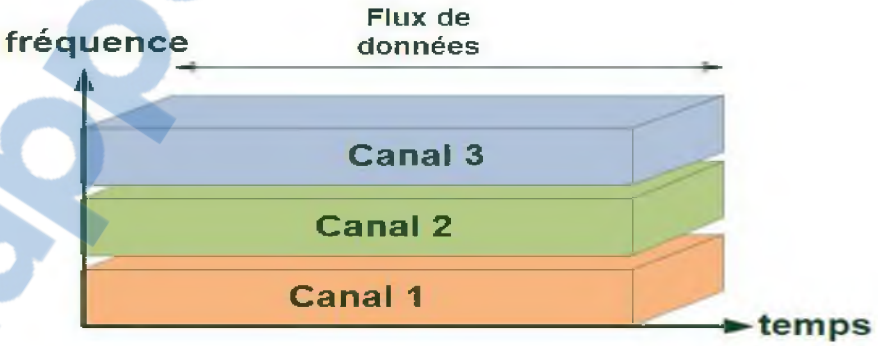



*Figure 2.1 L'accès multiple à réparation en fréquence (FDMA)*

### 2.2.1 Multiplexage optique à répartition par longueur d'onde

L'adaptation en optique de cette technique est l'accès multiple par longueur d'onde (*Wavelength Division Multiple Access ou WDMA*), dont le schéma est donné sur la figure 2.2.

Une longueur d'onde est attribuée à un utilisateur, l'ensemble des utilisateurs communique dans une fenêtre fréquentielle donnée. En télécommunication, on considère

souvent des fenêtres de largeur 40 nm correspondant par exemple à 50 longueurs d'ondes espacées de 0.8 nm.

Par différentiation de la formule reliant la longueur d'onde de propagation à 100 gigahertz pour une longueur d'onde 1.55 nm micromètre. Actuellement, on peut doubler le nombre de canaux et multiplexer sur une fibre optique 100 canaux qui seront alors espacés de 50 gigahertz par entrelacement des longueurs d'onde. Dans un tel système, chaque canal utilisateur peut utiliser le débit maximal autorisé par le matériel électronique. Le multiplexage des canaux permet alors d'atteindre des débits de l'ordre de quelques térabits par seconde (5 térabit avec 100 canaux de 50 gigahertz sur une fenêtre optique de 40 nanomètre).

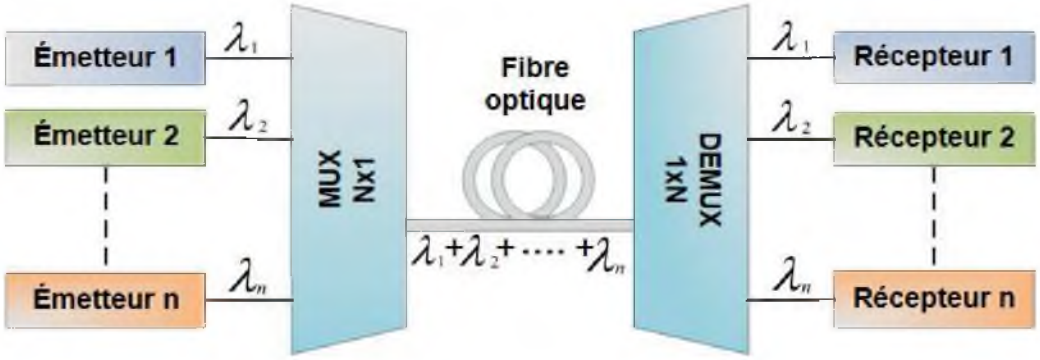



*Figure 2.2 L'accès multiple à répartition en longueur d'onde (WDMA)*

Toutefois les performances du système sont limitées par celles des sources laser, du point de vue de la dérive en longueur d'onde pendant le fonctionnement, nécessitant un contrôle d'autant plus précis que l'écart en longueur d'onde entre deux canaux est faible.

Dans le cas d'utilisation de lasers accordables, le temps nécessaire à l'établissement de la longueur d'onde désirée est aussi à prendre en compte dans les performances globales.

Un effort important doit être porté sur la syntonisation entre l'émetteur et le récepteur dans un système d'allocation dynamique des longueurs d'onde, car ils devront être accordés sur la même longueur d'onde au même moment avec une grande précision .On peut alors implémenter des systèmes de contrôle des canaux et de détection de collision, ce qui consomme une partie de la bande passante [18].

### 2.3 Partage temporel des ressources

L'accès multiple à répartition dans le temps (*Time Division Multiple access* ou TDMA) est fondé sur la transmission sur une même bande de fréquence les signaux provenant de plusieurs utilisateurs .Chaque utilisateurs dispose d'une courte période de temps (un slot). Une trame TDMA est émise quand, chacun à leur tour, tous les transmetteurs ont parlé. Le fonctionnement du système apparait sur la figure 2.3.

La téléphonie fixe utilise ce type de partage qu'on retrouve en téléphonie mobile GSM (*Global System For Mobile Communication*) sous forme de huit sous-canaux à l'intérieur de chacune des bandes de fréquence (originellement un canal à allouées aux opérateurs de téléphonie. On peut dénombrer deux implémentations optiques de ce type de multiplexage : ETDM (*Electrical Time Division Multiplexing*) qui suppose que le multiplexage et démultiplexage soient réalisés de manière électronique, et OTDMA (*Optical Time Division Multiplexing*), qui suppose que le multiplexage et le démultiplexage soient réalisés en optique.

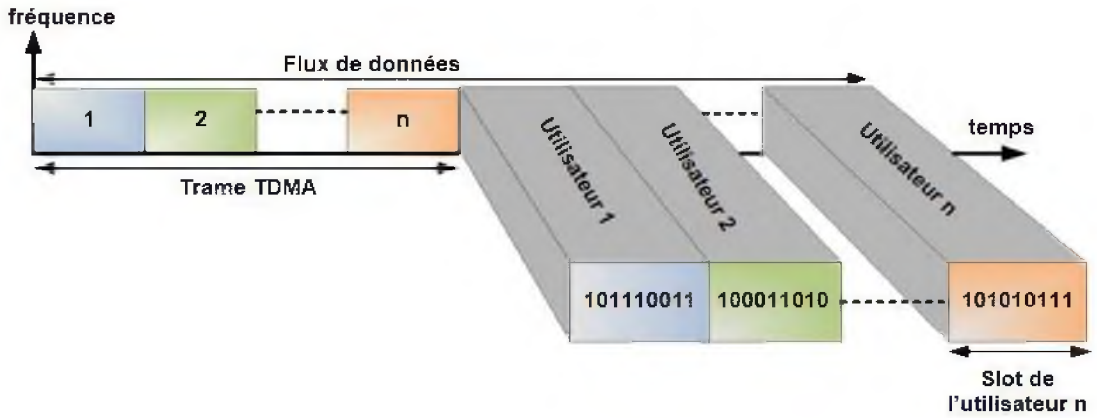



*Figure 2.3 L'accès multiple à répartition dans le temps (TDMA)*

### 2.3.1 Accès multiple à répartition de temps électrique (ETDMA)

Les signaux provenant de chaque utilisateur du support optique sont multiplexés de manière électronique (figure 2.4), le signal résultant servant à moduler une source laser.

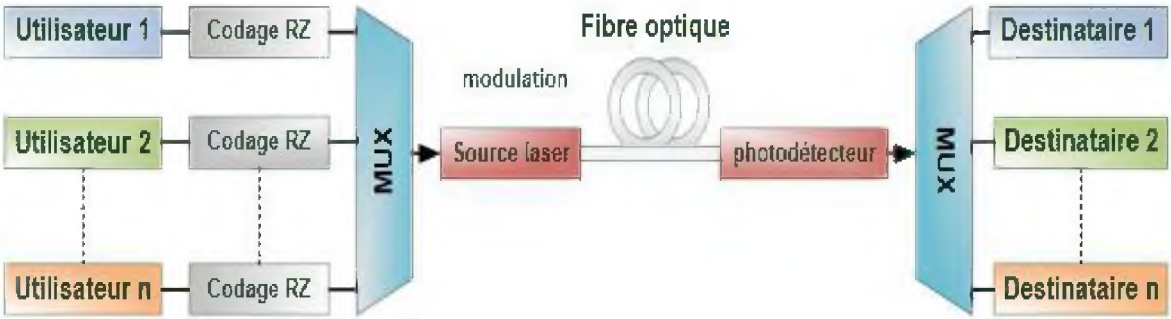



*Figure 2.4 L'accès multiple à répartition électrique (ETDMA)*

La fréquence maximum du signal résultant, généré de manière électronique, sera donc limitée par les possibilités de l'électronique (quelques dizaines de gigahertz). En fonction du nombre de canaux, la fréquence autorisée pour chaque canal sera d'autant plus réduite. L'implémentation pose des problèmes de synchronisation : les canaux devront être pilotés par une horloge commune ou utiliser des systèmes complexes de synchronisation. De plus, il faut prendre en compte la latence nécessaire à l'attribution des slots par le nœud central du réseau, prévoir des marges de sécurité, des dispositifs compensateurs pour éviter que les signaux ne se chevauchent, ce qui pénalise encore les performances globales. Toutefois, les techniques électroniques étant beaucoup plus développées que les techniques optiques, l'ETDMA est réalisable à plus faible cout que la version optique de partage temporel.

### 2.3.2 Accès multiple à répartition de temps optique (OTDMA)

Dans un système OTDMA (*Optical Time Division Multiple Accès*) le multiplexage est réalisé de façon optique : on s'affranchit alors de la limite en fréquence de l'électronique que l'on ne retrouvera qu'au niveau de chaque canal à multiplexer.

Un exemple d'implémentation OTDMA est présenté sur la figure 2.5. Une source laser produit des impulsions très courtes. Le faisceau est divisé en $N$ sous-faisceaux par un diviseur de puissance optique, envoyés sur $N$ fibres équipées de lignes à retard. Le signal arrivant sur la fibre $i = 0$ n'est pas retardé, le retard $\Delta t\ (i)$ appliqué sur chacune des fibres est

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MEMOIRES

$\Delta t\ (i) = i \times \Delta t$ , $\Delta(t)$ étant le retard apporté par une boucle de ligne à retard. Chaque sous-faisceau est ensuite modulé par les données utilisateurs puis recombiné dans un coupleur optique. Les slots utilisateurs ont une durée $\Delta(t)$, la période de la trame OTDMA est $N \times \Delta t$, avec $N$ le nombre de sources modulantes.

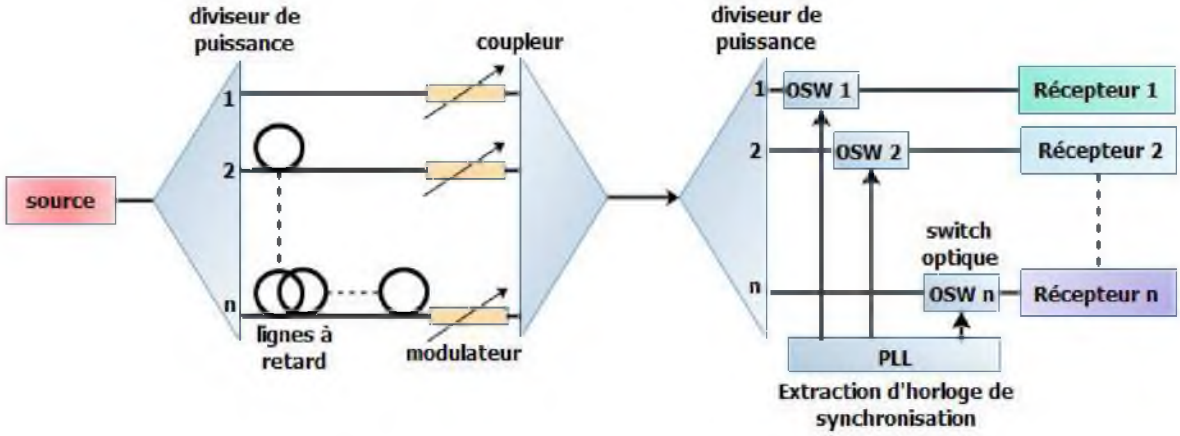



*Figure 2.5 L'accès multiple à répartition de temps optique (OTDMA)*

Dans ce type d'implémentation, le matériel électronique réalisant la modulation et la détection fonctionne à la fréquence relativement lente du bit pour chaque utilisateur et non du bit au niveau du signal multiplexé.

La réalisation de composants optique effectuant le multiplexage OTDMA n'est pas simple (elle augmente naturellement en complexité avec le nombre de canaux à traiter), ce qui a une incidence en terme de cout. Les performances d'un réseau OTDMA sont légèrement supérieures à celle de l'ETDMA, grâce a une moindre interférence inter-symbole et un bruit mois important.

En pratique, les très hauts débits atteints par le multiplexage temporel en optique (de l'ordre de 160 gigabit par seconde) le sont grâce à une implémentation hybride ETDMA /OTDMA.

Plusieurs signaux sont tout d'abord multiplexés de manière électronique afin de former un premier canal (à la fréquence maximal permise par l'électronique), puis l'ensemble des canaux est envoyé à un multiplexeur optique à ligne à retard.

## 2.4 De l'étalement de spectre au CDMA

Les techniques d'étalement de spectre, qui reposent sur l'élargissement de la bande spectrale d'un signal, peuvent être utilisées pour le multiplexage. L'étalement de spectre consiste à transformer le signal de façon à multiplier la largeur de son occupation spectrale par une quantité nommée gain de codage. L'élargissement de la bande permettant une meilleure reconnaissance du signal en réception, on peut autoriser l'émission de signaux d'autres utilisateurs sur la même bande sous certaines conditions, ces autres utilisateurs étant considérés comme du bruit, l'interférence multiutilisateur (IAM) désigne ce bruit. La bande n'est alors partagée ni selon les fréquences, ni en temps, mais sur la base d'un procédé de codage.

Le terme CDMA (Code Division Multiples Access) désigne toute forme d'utilisation du principe d'étalement de spectre par de multiples émetteurs qui transmettent une information

simultanément avec un même récepteur et sur une même bande de fréquence, le tout avec un minimum d'interférences.

### 2.4.1 Pourquoi «étaler» le spectre ?

Considérons le théorème de Shannon et Hartley concernant la capacité d'un canal de communication :

$$C = B \cdot log_2\left(1 + \frac{S}{N}\right) \tag{2.1}$$

Dans cette équation, $C$ est la capacité maximale d'un canal en bits par seconde (bit/s ou bps), c'est le taux de transfert maximum pour un Taux d'Erreur Binaire (TEB) nul, à condition qu'un procédé de codage adéquat puisse être trouvé.

$B$ est la bande passante du canal en Hertz et $\frac{S}{N}$ est le rapport signal/bruit.

On peut donc augmenter la capacité maximale en agissant sur la largeur de bande de façon linéaire et/ou en agissant sur le rapport signal à bruit de façon logarithmique.

A capacité maximale donnée (capacité maximale souhaitée) on peut réduire la bande et/ou diminuer le rapport signal à bruit en admettant un taux d'erreur non nul. Les erreurs peuvent être soit tout simplement ignorées soit corrigées par l'utilisation de protocoles de transmission de niveau supérieur. Au niveau de la formule, en fonction du type de bruit et du procédé de codage/décodage, on peut intégrer le TEB sous la forme de l'addition d'une constante au rapport signal sur bruit.

Dans le cas du CDMA, le bruit est constitué principalement par les autres utilisateurs dont on cherchera à augmenter le nombre. Il en résulte qu'en règle générale un système CDMA opère sur des rapports signal à bruit faibles, voire très faibles. La large bande passante permettant ceci. Par changement de base des logarithmes sachant que $log_e = ln$ , l'équation s'écrit :

$$\frac{C}{B} = \frac{1}{\ln(2)} \cdot ln\left(1 + \frac{S}{N}\right) = 1.443 \cdot \ln\left(1 + \frac{S}{N}\right) \tag{2.2}$$

L'étalement du spectre permet un rapport $\frac{S}{N}$ très faible, la puissance de signal utile pouvant être inferieur au niveau de bruit .Pour un $\frac{S}{N} \ll 1$, la formule (2.1) devient :

$$\frac{C}{B} \approx 1.443\left(\frac{S}{N}\right) \tag{2.3}$$

Et par approximation :

$$\frac{C}{B} \approx \frac{S}{N} \quad ou \quad \frac{N}{S} \approx \frac{B}{C} \tag{2.4}$$

La dépendance capacité / rapport signal à bruit est maintenant linéaire, la bande étalée permet donc la transmission de signaux perturbés par d'autres signaux considérés alors comme du bruit, c'est à dire la transmission de signaux sur le même support. Le nombre de canaux utilisés à un instant donné pourra varier de façon souple puisque l'augmentation du nombre d'utilisateurs se traduira simplement par une augmentation pour tous du taux d'erreur.

Ceci permet en téléphonie de maintenir une qualité de service sensiblement égale pour tous, (plutôt qu'une dépréciation totale pour un utilisateur) et ajustable relativement facilement.

### 2.4.2 Principes

Deux techniques d'étalement de spectre sont couramment utilisées pour le CDMA, l'étalement de spectre à séquence direct (*Direct Sequence Spread Spectrum* ou DS-SS) et l'étalement de spectre à saut de fréquence (*Frequency Hopping Spread Spectrum* ou FH-SS).

#### 2.4.2.1 Etalement de spectre à séquence directe (DS-SS)

Dans la version DS-SS en bande de base, chaque bit du message est remplacé par une séquence pseudo-aléatoire à fréquence plus élevée : chaque temps bit du message est donc découpé en n chips. La séquence des n chips successifs remplace le "1", le "0" peut être codé par la séquence complémentaire ou une absence de signal. Le rythme du basculement "1/0" du signal 'modulé' est celui des chips : n fois plus élevé que celui des bits.

En terme de spectre, un signal binaire présente en codage NRZ un spectre sous forme de lobes dont le principal est de largeur 2/Tb (Tb : Temps bit message). Une séquence aléatoire et/ou une succession de séquences aléatoires (résultat de l'encodage) est de même nature qu'un signal binaire constituant un message. Son spectre est de la même forme mais la largeur du lobe principal est égale à 2/Tc (Tc : Temps chip) : il y a étalement de spectre car la fréquence des chips $f_c$ est plus élevée que celle du *signal(t).* Le gain de codage est $n$ : le rapport des largeurs de bande après et avant l'encodage [19].

En pratique la bande de base n'est pas utilisée, le signal encodé est modulé en amplitude: le spectre est alors décalé en fréquence de la valeur de la fréquence de la porteuse, sans que la largeur ne soit modifiée.

En pratique aussi, la séquence aléatoire agit sur la porteuse : cette porteuse purement sinusoïdale est « modulée » par la séquence pseudo-aléatoire, la porteuse prenant à l'issue de cette opération l'apparence d'une sinusoïde à sauts de phase aléatoires, comme le montre la figure 2.6.

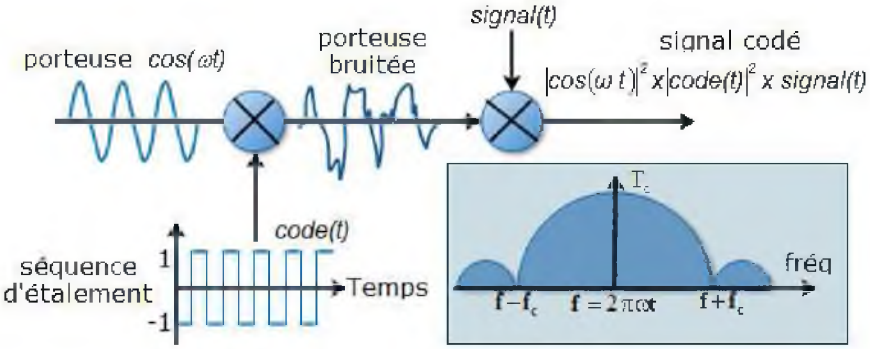



*Figure 2.6 Encodeur d'un système DS-SS et spectre du signal étalé*

La bande passante de la porteuse ainsi encodée est égale au double de la bande passante de la séquence pseudo-aléatoire (la bande passante du signal encodé est BPSS). Le spectre résultant est le produit de convolution des deux spectres, la porteuse présente donc un spectre étalé. Cette porteuse à large bande est ensuite modulée par le signal. La puissance du signal est étalée sur toute la bande passante du *code(t).*

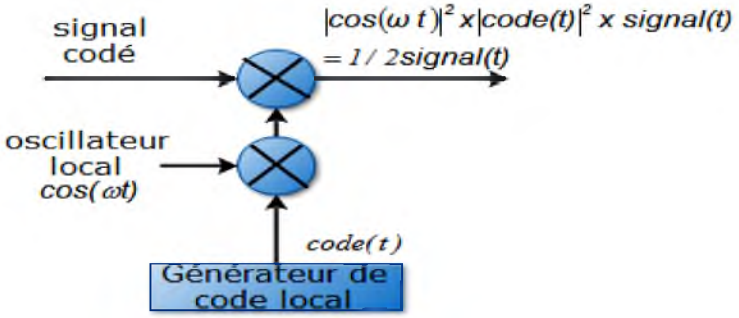



*Figure 2.7 Décodeur d'un système de communication DS-SS*

La figure 2.7 présente le décodeur DS-SS. Le montage permettant l'étalement est reproduit grâce à un oscillateur local à la fréquence de la porteuse initiale modulé par la même séquence pseudo-aléatoire qu'en émission. Le signal résultant est multiplié au signal codé afin de retrouver *signal(t).*

### 2.4.2.2 Etalement de spectre à saut de fréquence (FH-SS)

La technique FH-SS est celle initialement développée par l'actrice *Hedy Lamarr* et son pianiste Georges *Antheil* durant la seconde guerre mondiale, dans le but de sécuriser le guidage radio des torpilles. Plutôt que d'émettre le signal de commande sur une seule bande étroite de fréquence, *Lamarr* propose de sauter de fréquence d'émission suivant un algorithme préétabli, l'émetteur et le récepteur étant synchronisés. La synchronisation entre émetteur et récepteur est assurée, dans le projet initial, par un piano mécanique : le système utilise 88 fréquences, correspondant au nombre de touches du piano, et l'algorithme de changement de fréquences est programmé sur du papier perforé. Le système FH-SS est donc un système provoquant l'étalement spectral de la puissance du signal émis sur une bande de fréquence bien plus grande que celle nécessaire, selon Shannon, à une transmission sans erreur. La figure 2.8 présente le schéma d'une implémentation FH-SS type, ainsi que le spectre du signal étalé.

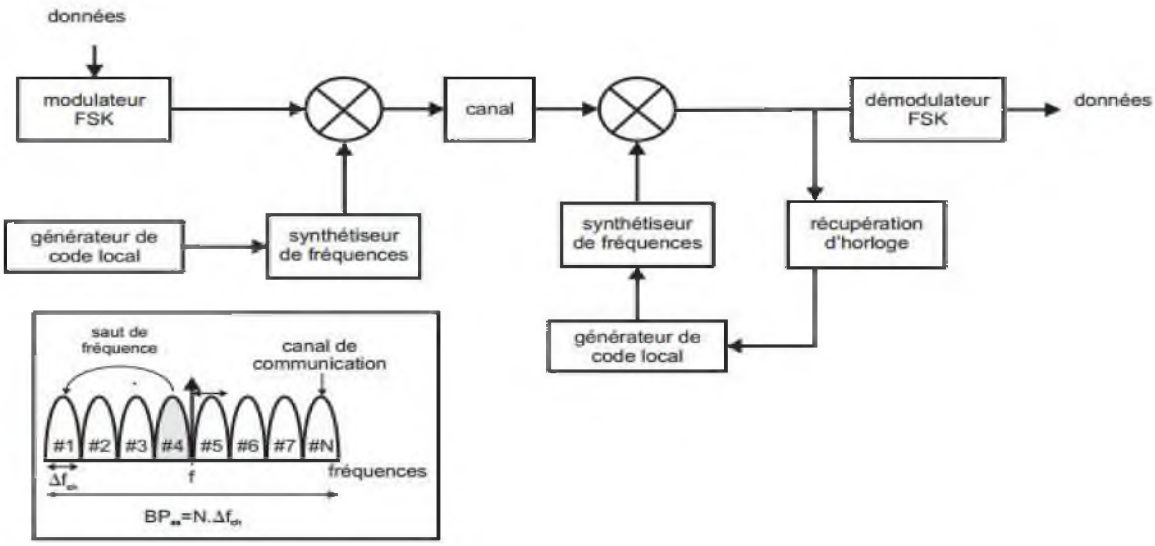



*Figure 2.8 Encodeur et décodeur FH-SS, spectre du signal étalé*

Les données sont modulées en FSK (*Frequency Shift Keying*), chaque « 1 » et « 0 » par les données est transmis sous la forme d'un signal à une fréquence particulière. Un

générateur de séquence pseudo-aléatoire contrôle un synthétiseur de fréquences dont la sortie est multipliée aux données modulées FSK : ainsi, le signal issu de la modulation FSK se voit décalé en fréquence selon les chips de la séquence pseudo aléatoire. Le décodage est synchrone et symétrique au codage, comme dans le cas du DS-SS.

Trois méthodes de saut de fréquence sont actuellement utilisées selon le rythme de changement de fréquences par rapport au rythme de changement des bits du message.

Pour *le Very Slow Slow Frequency Hopping* (VSFH-SS), la fréquence change au bout d'un certain nombre de bits de données, pour le *Slow Frequency Hopping* (SFH-SS), la fréquence change pour chaque bit de donnée et pour le *Fast Frequency Hopping* (FFH-SS) la fréquence change plusieurs fois pendant l'émission de chaque bit.

### 2.4.3 CDMA

L'étalement du spectre occupé par un message sur un support de transmission donné, permet une plus grande tolérance en termes de bruit. Le bruit peut être (et est essentiellement) constitué des messages des autres utilisateurs. Pour que le récepteur reconnaisse le message qui lui est destiné, l'étalement est produit par une séquence déterminée : le code, connu de l'émetteur et du récepteur. Les codes sont en général choisis de façon à être dotés des propriétés statistiques d'une séquence aléatoire mais les propriétés ne sont pas toutes nécessaires.

La séquence pseudo-aléatoire à l'origine de l'étalement de spectre est remplacée, dans le cas du CDMA, par une séquence de bits formant un code propre à chaque utilisateur. Ceci est illustré par la figure 2.9.

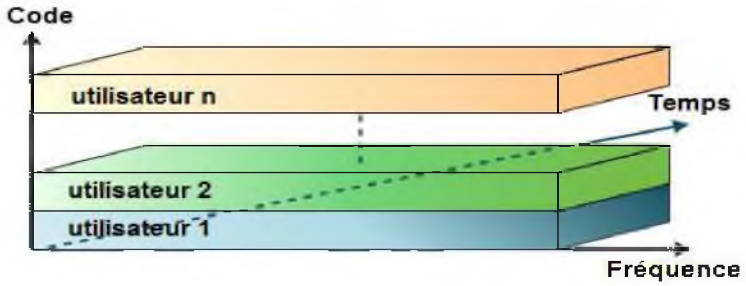



*Figure 2.9 Représentation temps/fréquence du CDMA en fonction des codes utilisateurs*

#### 2.4.3.1 Chronogramme d'une transmission CDMA

Analysons le chronogramme présenté sur la figure 2.10. A chaque utilisateur A, B et C est attribué un code. Pour un « 1 » émis par l'utilisateur A, la séquence [1-111-11-1-1] est envoyée, et pour un « 0 » c'est le complémentaire du code A, [-11-1-11-111], qui est envoyé.

Le message transmis est la somme de l'ensemble des messages codés. En réception, on évalue la corrélation entre le code correspondant à l'utilisateur *C* et le message reçu. L'implémentation de la corrélation se compose d'une multiplication suivie d'un filtrage passe-bas ou d'une sommation. La valeur de l'inter corrélation entre chaque code et le message permet, grâce à un seuillage, de retrouver le message initial.

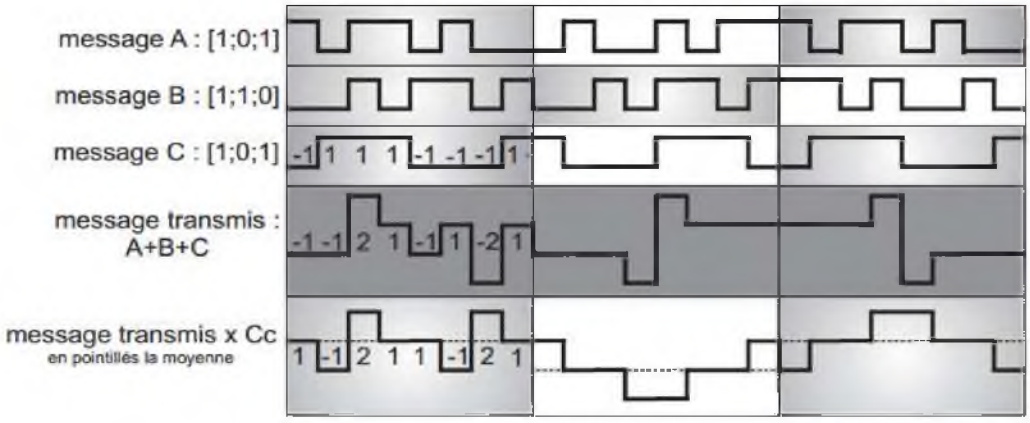



*Figure 2.10 Chronogramme de codage et de décodage CDMA*

### 2.4.3.2 Propriétés des codes pour le CDMA

La propriété essentielle qui permet la reconnaissance des messages en réception est l'orthogonalité des codes : les produits scalaires des codes pris deux à deux sont nuls si l'on note les symboles des séquences 1 et -1 (à la place des 1 et 0 conventionnels). On peut exprimer l'orthogonalité en comparant sur deux codes le nombre de bits identiques (accords) et le nombre de bits complémentaires (désaccords). L'orthogonalité se traduit alors par l'égalité du nombre d'accords et de désaccords.

Le produit scalaire de deux codes $C_i$ et $C_j$ (qui doit être théoriquement nul) peut-être exprimé sous la forme de la fonction d'inter corrélation ou corrélation croisée à l'origine, la littérature anglo-saxonne parle de in-phase cross-corrélation :

$$\int_0^T C_i(t)C_j(t)dt = 0 \qquad \forall i \neq j \tag{2.5}$$

Les codes sont, de plus, généralement normés :

$$\int_0^T C_i(t)C_i(t)dt = 1 \qquad \forall i \tag{2.6}$$

Dans le cas d'une transmission asynchrone, une propriété sur l'intercorrélation de signaux déphasés est nécessaire :

$$\int_0^T C_i(t)C_j(t+\tau)dt = 0 \qquad \forall i, \forall j, \forall \tau \in [0, T] \tag{2.7}$$

Avec $c_i$ et $c_j$ des fonctions périodiques de période T.

Il existe de nombreux codes étudiés et utilisés pour le CDMA, que nous pouvons séparer en deux familles :

- D'une part les séquences pseudo-aléatoires comme les séquences de longueur maximales, les codes Gold ou les séquences *Kasami*, qui possèdent les propriétés adéquates d'auto corrélation mais une intercorrélation non nulle.

• D'autre part les codes orthogonaux comme les codes d'$Hadamard - Walsh$ ou les codes Gold orthogonaux, pour lesquels la condition d'orthogonalité est respectée dans le cas d'émissions synchrones.

## 2.5 L'implémentation optique du CDMA

Les avantages du CDMA comme technique d'accès multiple dans le domaine des radiofréquences ont incité les chercheurs et les techniciens des télécommunications à envisager l'importation du CDMA dans le domaine optique et photonique.

### 2.5.1 Du CDMA radiofréquences au CDMA Optique

Les modulations radiofréquences agissent sur l'amplitude et la phase du champ électromagnétique aux fréquences radio. Le matériel électronique chargé de l'émission et de la détection de ces signaux pour des fréquences jusqu'au gigahertz est bien développé. Il est donc possible de générer des séquences pseudo-aléatoires orthogonales, en jouant sur l'amplitude positive ou négative du champ, puis de retrouver le message initial par une détection synchrone. Il n'existe pas actuellement en optique de circuits qui permettent avec autant de souplesse qu'en électronique de traiter l'amplitude et la phase aux fréquences du signal optique : il est difficile et coûteux à l'heure actuelle de mettre en place une transmission à haut niveau de performances globales qui permettrait la conservation et la régénération de l'information sur la phase [20].

La modulation d'intensité et la détection directe sont les moyens opérationnels pour moduler et détecter un signal optique. L'intensité étant une grandeur strictement positive, contrairement à l'amplitude complexe du champ, il est peu réaliste à court terme d'utiliser une modulation bipolaire. Cela rend à priori impossible l'obtention de codes orthogonaux stricts tels que pratiqués en radiofréquence.

De nouvelles classes de codes optiques sont alors proposées, les OOC (pour Optical Orthogonal Codes) ou les séquences de codes premiers (prime codes), déclinés dans de nombreuses variantes. L'objectif de ces codages optiques est d'obtenir une capacité de multiplexage maximum tout en préservant des propriétés d'autocorrélation et d'inter corrélation limitant l'IAM, le choix du type de code employé étant le fruit d'un compromis entre ces paramètres.

### 2.5.2 Architecture

La figure 2.11, représente schématiquement un dispositif CDMA optique dans un réseau de type réseau en étoile. Une source de données, optique ou électronique activant une source optique, alimente un encodeur optique qui transforme chaque bit de donnée en séquence optique : c'est la conception de l'encodeur optique qui détermine de manière matérielle le code utilisé. La séquence est couplée avec l'ensemble des autres séquences venant des autres utilisateurs du système dans un coupleur en étoile, via une fibre optique monomode. Côté récepteur, la totalité des signaux couplés est comparée au code correspondant à un émetteur donné (corrélation) et une détection à seuil détermine si un bit « 1 » ou « 0 » est reconnu.

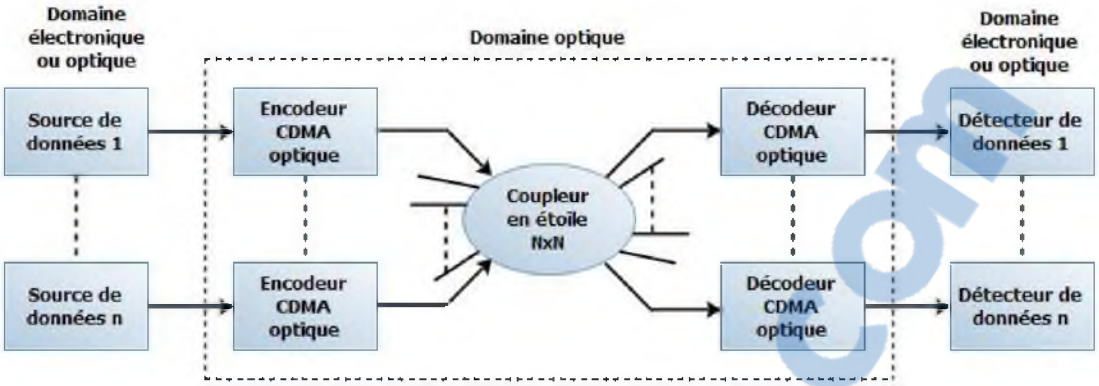



*Figure 2.11 OCDMA avec émetteurs et récepteurs optiques en configuration en étoile*

## 2.6 Les différentes méthodes d'OCDMA

En OCDMA, le code peut être implémenté de différentes manières. Par exemple, il peut être à la fois fréquentiel, temporel, spatial et basé sur les polarisations ou la phase. Il existe également un choix à faire en ce qui concerne la source optique à utiliser. Les principales sources utilisées en OCDMA sont les sources incohérentes à large bande, les lasers à impulsions courtes ou encore des sources lasers continues multi longueurs d'onde. Dans cette section, nous présentons brièvement les méthodes qui suscitent le plus d'intérêt dans la littérature par leurs possibilités d'implémentation et par leurs efficacités [21].

### 2.6.1 OCDMA par encodage temporel

L'OCDMA par encodage temporel (DS) consiste à subdiviser un bit en plusieurs impulsions optiques courtes et dont les intervalles de temps entre les impulsions représentent le code (figure 2.12). Pour des taux de transmission élevés, la génération de plusieurs impulsions par bit ne peut se faire dans le domaine électrique avec un niveau de complexité et un coût raisonnables. Différentes propositions existent donc afin de réaliser l'encodage de manière tout-optique. Par exemple, l'impulsion peut être divisée en passant par un coupleur optique $1 \times N$ comportant N branches. Chacune de ces branches se voit imposer un délai particulier et un coupleur $N \times 1$ recombine les impulsions retardées. Le décodeur est lui aussi composé d'un coupleur $1 \times N$ et d'un autre $N \times 1$. Les délais imposés à l'encodeur sont donc compensés au décodeur et une impulsion d'autocorrélation est recouverte. On note que de tels encodeurs et décodeurs peuvent être intégrés sur des circuits photoniques planaires dans la silice.

Toutefois, un désavantage de cette méthode réside dans les pertes d'insertion subies à chaque coupleur traversé par les impulsions. La méthode d'encodage par treillis ou échelle cause moins de pertes d'insertion et consiste en l'utilisation de plusieurs interféromètres Mach-Zehnder (MZ) en série avec différents délais dans les bras des MZ. Les différents délais dans les bras du MZ imposent des délais particuliers aux impulsions, ce qui constitue le code. Dans ce cas, l'encodeur et le décodeur ont deux sorties et, donc, seulement la moitié de la puissance est perdu à chaque passage dans un encodeur ou décodeur.

Rapport-Gratuit.com

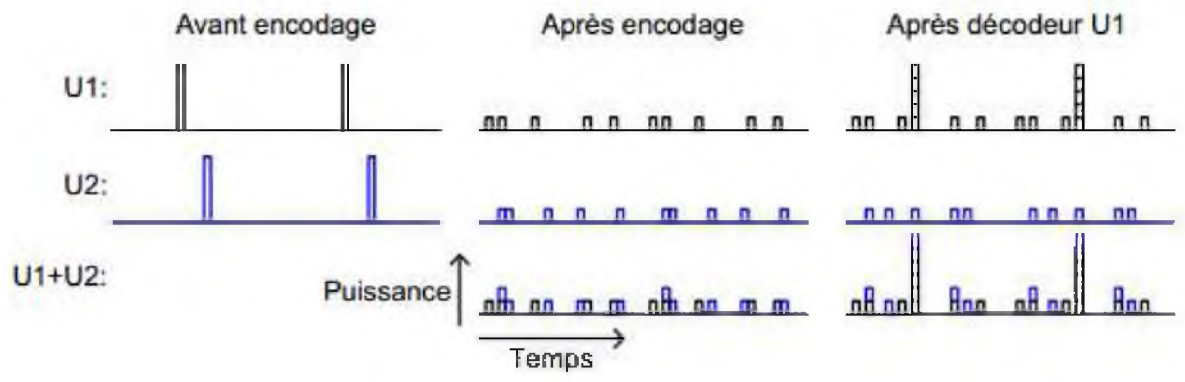



*Figure 2.12 Présentation schématique du DS-CDMA*

Des codes particulièrement adaptés au DS-OCDMA appelés codes optiques orthogonaux (OOC) en raison de leurs propriétés d'autocorrélation et de corrélation croisée. En effet, un décodeur DS-OCDMA standard compense les délais subits par une impulsion encodée et reconstruit un pic d'autocorrélation.

Toutefois, certaines versions retardées de l'impulsion originale ne sont pas recombinées au bon instant temporel, ce qui crée des lobes secondaires sur l'autocorrélation (U1 après décodeur U1 sur la figure 2.12). De même, lorsqu'un code d'un utilisateur interférent est reçu sur le décodeur, plusieurs impulsions interférentes apparaissent sur la corrélation croisée entre ces deux codes. Les codes OOC sont dits orthogonaux lorsque la valeur maximale de la corrélation croisée et des lobes d'autocorrélation est bornée, et ce, entre tous les codes de la famille. Une méthode d'encodage par réseaux de Bragg écrits dans la fibre optique (FBG) est maintenant considérée parmi les plus populaires en DS-OCDMA. Les réseaux de Bragg utilisés pour ce type d'OCDMA prennent généralement l'appellation dans la littérature de réseaux de Bragg super structurés (SSFBG). Ils sont typiquement inscrits sur plusieurs centimètres dans la fibre et comportent des changements d'amplitude ou de phase. L'amplitude de la modulation d'indice de ces réseaux est généralement faible, de sorte que l'impulsion n'est pas complètement réfléchie au début du SSFBG. Elle se propage plutôt à travers le SSFBG en étant partiellement réfléchie à différentes positions selon les variations d'amplitude et de phase qui constituent le code DS-OCDMA.

Le DS-OCDMA implique l'utilisation d'impulsions courtes afin de pouvoir diviser temporellement le bit en plusieurs sous-impulsions. Dans les systèmes à taux de transmission élevé, les sources utilisées sont généralement des lasers à synchronisation modale (MLL) à spectre large émettant un train d'impulsions extrêmement courtes. Afin d'éliminer l'énergie des interférents en dehors de l'impulsion, la détection doit se faire sur le temps de l'impulsion, pour des impulsions courtes, l'électronique de détection doit être très rapide. La solution généralement choisie est plutôt d'utiliser des composants qui effectuent un seuil de manière optique par effets non-linéaires. Le signal OCDMA est alors décodé, puis envoyé vers un composant optique non-linéaire. Ce composant optique fonctionne généralement par génération de super-continuum. C'est-à-dire qu'en passant dans le composant, l'impulsion de forte intensité génère de nouvelles longueurs d'onde dans le spectre optique.

Ces nouvelles longueurs d'onde peuvent ensuite être filtrées optiquement et détectées sur le temps d'un bit. Le système complet de DS-OCDMA utilise une fibre à dispersion plane afin de générer un tel spectre super-continuum.

L'encodage DS-OCDMA peut aussi se faire en utilisant un AWG (*Arrayed Wave-Guide Grating*). Si une impulsion courte entre dans un AWG ayant 16 ports d'entrée et sortie, la première portion d'AWG génère 16 copies de cette impulsion et la deuxième portion les recombine ensemble dans chacun des 16 ports de sortie. Chacun de ces 16 ports de sortie comporte des délais et phases différents pour chaque sous-impulsion ce qui constitue un code unique. Le taux de transmission des chips est de 200 Gchip/s. Plutôt que d'utiliser un seuil optique non-linéaire, un code correcteur d'erreur (FEC) est implanté. Il s'agit d'une séquence *Reed-Solomon* de longueur 255 et de 239 bits d'information par bloc. L'utilisation du FEC permet de transmettre jusqu'à 12 usagers au taux de transmission de 10.71 Gb/s par usager. Afin de s'affranchir des besoins d'utiliser soit un seuil optique non-linéaire ou un FEC, on utilise un format de transmission des données par modulation de phase différentielle (DPSK) plutôt qu'une modulation classique de l'intensité. Ce forma est plus robuste, car la détection équilibrée permet d'éliminer la majorité du bruit provenant des interférents. Le taux de transmission de chaque usager est de 10.71 Gb/s [22].

### 2.6.2 OCDMA par encodage spectral de phase

Une seconde méthode utilise également les sources cohérentes à impulsions courtes en OCDMA. Il s'agit d'OCDMA par encodage spectral de phase (SPE). Les sources MLL émettent des impulsions de manière cyclique, le spectre optique correspondant est donc également périodique. Pour l'encodage SPE, les composantes spectrales sont encodées avec des phases particulières. Au décodeur correspondant, les phases appropriées sont appliquées et l'impulsion originale est recouverte (U1 après décodeur U1 sur la figure 2.13). Pour un interférent sur le décodeur, les phases ne sont pas compensées et la combinaison des composantes fréquentielles avec phases pseudo-aléatoires donne un bruit étalé temporellement (U2 après décodeur U1 sur la figure 2.13).

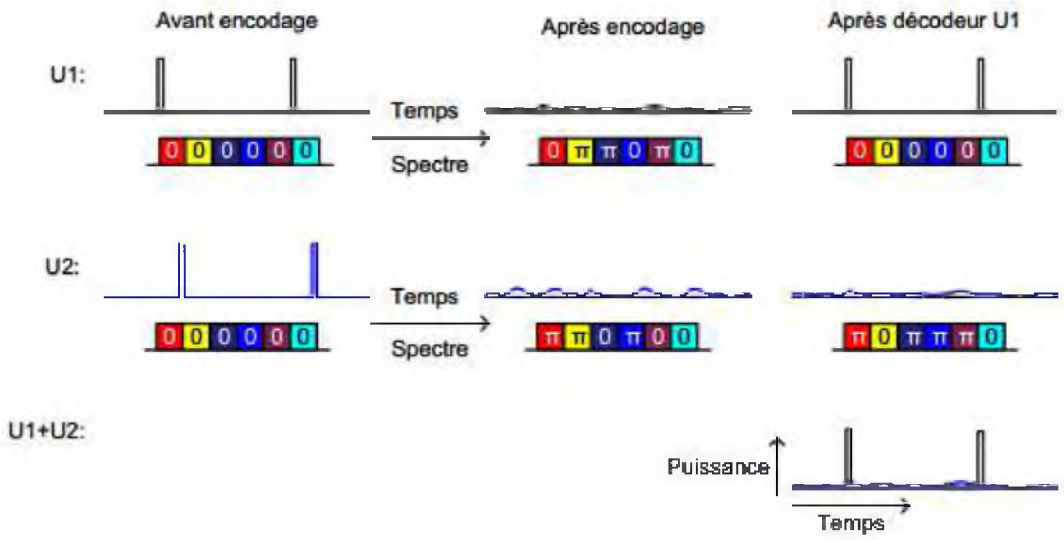



*Figure 2.13 Présentation schématique du SPE-OCDMA*

Différentes manières existent afin d'implémenter ce type d'encodage. Par exemple, le signal optique peut être collimé dans l'air libre. Les composantes fréquentielles sont ensuite séparées spatialement par un réseau de diffraction, puis leurs phases sont encodées. En utilisant cette technique d'encodage, on parvient à transmettre quatre usagers à 2.5 Gb/s, chacun avec un code comportant 31 cases fréquentielles. Tout comme en DS-OCDMA, un

LE NUMERO 1 MONDIAL DU MEMOIRES

seuil optique non-linéaire peut être utilisé en SPE-OCDMA afin de tenter d'isoler l'impulsion d'autocorrélation, le composant optique hautement non-linéaire utilisé pour y arriver est fait de Lithium-Niobate, le signal est aussi étalé spatialement pour réaliser l'encodage et quatre usagers à 2.5 Gb/s sont transmis et recouverts adéquatement. La largeur de bande nécessaire est de 80GHz, pour une efficacité spectrale de 0.125 bit/s/Hz. Plutôt que d'utiliser un seuil optique non-linéaire, on utilise un fenêtrage temporel tout-optique préalablement appelé TOAD (*Terahertz Optical Asymmetric Demultiplexer*). Cette technique consiste en un élément optique non-linéaire, tel un amplificateur optique à semi-conducteur (SOA), placé asymétriquement dans une courte boucle optique. Un train d'impulsions sert de signal de contrôle et permet d'isoler les signaux périodiques sur une mince fenêtre temporelle.

Cette technique est donc mise à profit afin d'effectuer une détection seulement sur le temps du chip correspondant à l'usager décodé, rejettent ainsi toute l'énergie située hors de cette fenêtre.

Un système expérimental avec encodage par étalement spectral dans l'air libre est réalisé en utilisant un seuil optique non-linéaire, on parvient à transmettre quatre usagers à 1.25 Gb/s et deux usagers à 10 Gb/s avec des codes comportant 32 et 64 cases fréquentielles, puis à multiplexer les signaux de huit encodeurs sur deux polarisations orthogonales. On multiplexe aussi ces signaux sur deux cases temporelles distinctes pour finalement revendiquer un système SPE-OCDMA à 32 usagers transmettant à 10 Gb/s chacun. Pour y arriver, on utilise un fenêtrage optique TOAD, un seuil optique non-linéaire, en plus d'un code correcteur d'erreurs. Le taux de transmission global résultant est de 296 Gb/s sur une bande optique de 12 nm pour une efficacité spectrale de 0.20bit/s/Hz.

Plutôt que d'utiliser un étalement spectral dans l'air libre, on utilise un encodeur intégré sur phosphate d'indium (InP) composé de deux AWGs et de modulateurs de phase. L'impulsion optique entre par le premier AWG et est étalée spectralement sur 8 ports. Puis, des modulateurs de phase appliquent un changement de phase sur chacun de ces ports et les composantes spectrales sont recombinées par un second AWG. Le seuil optique non-linéaire est effectué après le décodeur par un interféromètre de Mach-Zehnder différentiel à conversion de longueurs d'onde qui comporte plusieurs SOAs dans les différentes branches du composant. Les encodeurs SPE-OCDMA présentés comportent huit cases fréquentielles pour l'encodage, l'encodage SPE est fait dans le domaine temporel. Pour ce faire, les impulsions sont dispersées avec une valeur de -312.5 ps/nm. Les différentes composantes spectrales de l'impulsion sont donc étalées temporellement. Un modulateur de phase haute vitesse encode ensuite la phase de ces différentes composantes spectrales à raison de 50 ps par chip sur 800 ps pour un total de 16 chips. Au décodeur, la dispersion est compensée et le décodeur est constitué d'AWGs avec espacement spectral de 20 GHz entre chaque canal pour compenser les phases. Le taux de transmission utilisé est de 1.25 Gb/s.

Une autre méthode utilise des encodeurs SPE sur circuits photoniques intégrés basés sur le principe de résonateurs en anneau. L'encodeur est composé d'un bus d'entrée en parallèle avec un bus de sortie. Des micro-anneaux relient les deux bus, tout en sélectionnant les longueurs d'onde. Des modulateurs de phase sont placés entre chaque sélecteur de longueur d'onde pour réaliser le code SPE. Après le décodeur, un fenêtrage optique TOAD est utilisé. Jusqu'à quatre usagers sont transmis à 2.5 Gb/s chacun sur une fenêtre optique de seulement 40 GHz pour une efficacité spectrale de 0.25 bit/s/Hz. Le même type d'encodeur est utilisé

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

pour transmettre des usagers qui sont maintenant multiplexés en polarisation et dont le taux de transmission individuel est de 5 Gb/s. Six usagers sont alors transmis correctement dans une fenêtre de 80 GHz de bande optique pour une efficacité spectrale de 0.375 bit/s/Hz [23].

### 2.6.3 OCDMA par encodage spectral d'amplitude

Une autre manière de réaliser un système OCDMA est d'utiliser un encodage spectral d'amplitude (SAC), aussi appelé encodage en fréquence (FE). Avec cette méthode, chaque usager se voit assigner une partie du spectre optique comme code.

Les usagers ont généralement un nombre fixe de longueurs d'onde en commun. La combinaison d'un décodeur identique à l'encodeur et d'un décodeur complémentaire permet théoriquement d'obtenir des codes parfaitement orthogonaux par l'utilisation d'une détection équilibrée (figure 2.14). Afin de réaliser l'encodage spectral, des sources larges spectralement telles des sources incohérentes ou des lasers multi-longueurs d'onde doivent être utilisées. La majorité des propositions SAC-OCDMA utilise des sources incohérentes puisque ces sources ont la particularité d'être intrinsèquement larges spectralement. Des sources MLL à impulsions courtes pourraient aussi être utilisées, mais elles ne sont pas nécessaires ici puisque le format des données peut être non-retour-à-zéro et qu'elles impliquent une complexité et un coût plus élevés.

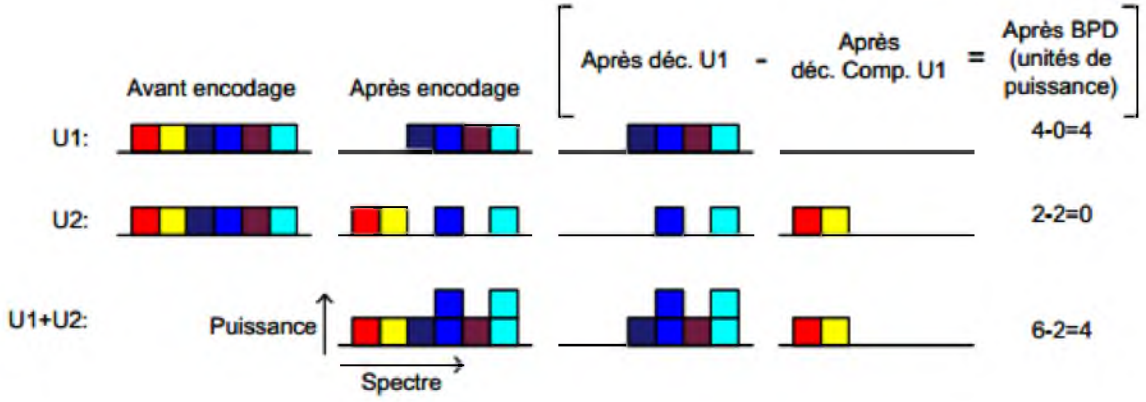



*Figure 2.14 Représentation schématique du SAC-OCDMA, chaque couleur représente une case fréquentielle différente*

Différente méthodes permettent de réaliser l'encodage spectral en amplitude, la première proposition pour réaliser l'encodage en découpant le spectre d'une source à large bande propose d'utiliser un réseau de diffraction dans l'air libre afin de séparer spatialement les composantes spectrales et ainsi bloquer les fréquences non désirées du code. Une autre méthode est l'utilisation des interféromètres Mach-Zehnder et des Fabry-Pérot afin de découper le spectre de manière périodique. Les différentes périodicités spectrales (FSR) des encodeurs constituent alors les codes. Les sources optiques utilisées sont des diodes électroluminescentes dont la largeur spectrale à mi-hauteur est d'environ 60 nm.

Parmi les autres suggestions de systèmes SAC-OCDMA, on utilise l'encodage à partir de multiplexeurs et de démultiplexeurs en longueur d'onde, une autre manière de réaliser l'encodage SAC-OCDMA est d'utiliser les réseaux de Bragg comme codeurs et décodeurs, ces composants vont permettre d'assigner un unique code à chaque utilisateur.

Le bruit d'intensité intrinsèque aux sources incohérentes généralement utilisées en SAC-OCDMA constitue un problème majeur qui limite les taux de transmission atteignables ainsi que les nombres d'usagers [24].

Notre travail, défini dans le chapitre suivant va être basé sur le système SAC-OCDMA.

### 2.6.4 OCDMA par encodage spectral-temporel

Les systèmes OCDMA par encodage spectral et temporel ($(\lambda/t)$ ou FFH) utilisent un codage en deux dimensions et permettent donc d'augmenter grandement la cardinalité des codes. Dans le processus d'encodage, une impulsion temporelle à large bande optique est divisée en chips temporellement distincts et chacun de longueur d'onde spécifique. On peut exprimer un code particulier en une matrice ayant comme dimensions le temps et le spectre tel qu'illustré sur la figure 2.15. Au récepteur, le décodeur correspondant compense les délais entre les différentes longueurs d'onde, construisant ainsi un pic d'autocorrélation (U1 après le décodeur U1 à la figure 2.16). Les longueurs d'onde interférentes qui ne sont pas rejetées par le décodeur ont des délais distribués sur tout l'intervalle du bit (U2 après le décodeur U1 à la figure 2.15), créant ainsi du bruit MAI. C'est dire donc que les codes $(\lambda/t)$ ne sont pas complètement orthogonaux, mais que la diversité temporelle et fréquentielle permet de diminuer la corrélation croisée entre les usagers.

Tout comme pour le DS-OCDMA, afin de pouvoir exploiter la diversité temporelle, des impulsions plus courtes que la durée du bit doivent être utilisées, de façon à étaler le maximum d'énergie des interférents en dehors du pic d'autocorrélation.

Contrairement au SAC-OCDMA, le format retour-à-zéro (RZ) est donc utilisé plutôt que le format non-retour-à-zéro (NRZ). En théorie, la puissance MAI tombant hors de l'impulsion n'affecte pas la qualité du signal.

Parmi les premières propositions pour implémenter le système $(\lambda/t)$ OCDMA dans la fibre optique est d'utiliser un synthétiseur de fréquence et un modulateur de phase. Également, l'utilisation de lasers accordables pouvant être syntonisés rapidement. Ces solutions paraissent peu intéressantes puisqu'elles impliquent l'utilisation d'électronique rapide pour réaliser l'encodage.

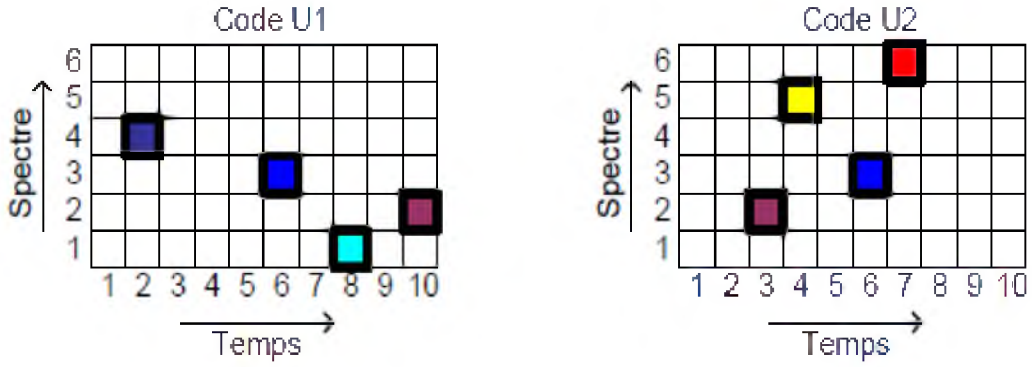



*Figure 2.15 Matrices en deux dimensions représentant des codes $(\lambda/t)$ OCDMA*

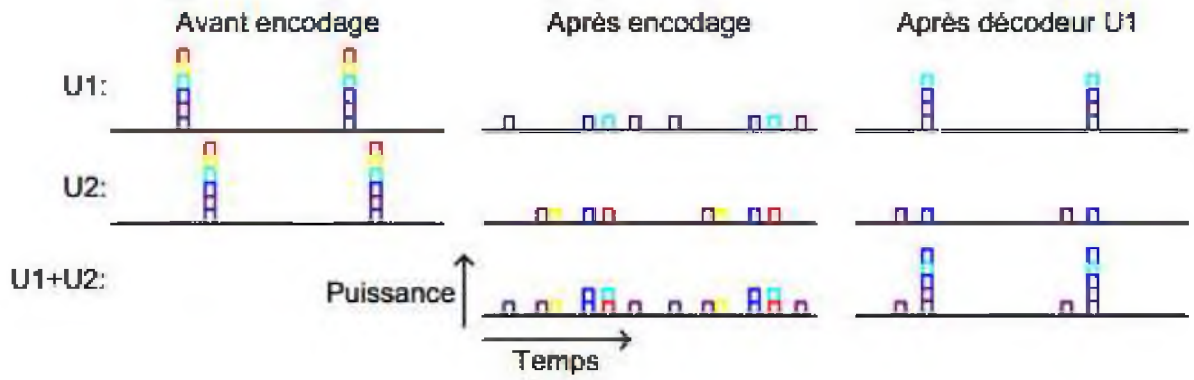



*Figure 2.16 Représentation schématique d'un système $(\lambda/t)$ OCDMA*

Afin de réaliser l'encodage de manière passive et tout optique. Les encodeurs sont des FBGs écrits en série dans la fibre et qui réfléchissent chacun une longueur d'onde particulière. Lorsqu'une impulsion de grande largeur de bande entre dans l'encodeur, ses longueurs d'onde sont réfléchies avec différents délais, selon les positions des FBGs correspondants [25].

## 2.7 Conclusion

Nous avons évoqué dans ce chapitre les modes de multiplexage les plus utilisés dans le domaine des radiofréquences, à savoir : multiplexage en fréquence (FDMA), multiplexage temporel (TDMA) ou par code (CDMA). Ces techniques son utilisées pour le partage de la bande optique on parle alors de partage en longueur d'onde (WDMA), en temps (TDMA) et par codes optiques (OCDMA). Une attention particulière est portée sur cette dernière technique à travers de multiples implémentations. Comme les systèmes OCDMA par encodage temporel (DS-OCDMA), par encodage spectral (SPE-OCDMA et SAC-OCDMA) ou par encodage temporel-spectral ($\lambda - t$ OCDMA).

Dans le chapitre suivant, nous allons étudier un système OCDMA dont la complexité et le coût sont relativement faibles, ceci pour mieux justifier les possibilités d'implémentation dans des réseaux d'accès pour lesquels le déploiement à grande échelle nécessite des coûts peu élevés.

# Chapitre 3

## Encodage de l'amplitude spectrale d'un système optique

### 3.1 Introduction

Dans ce chapitre nous limitions l'analyse à un seul type d'OCDMA qui constitue l'axe de notre thèse, il s'agit de l'encodage spectral d'amplitude (SAC ou FE) dont les sources optiques sont des sources incohérentes souvent considérées lors de la conception des systèmes SAC-OCDMA en raison de leurs faible coût et de leurs grande largeur de bande optique qui permet le découpage du spectre pour réaliser l'encodage. Toutefois, le bruit d'intensité relié à ces sources limite les performances du système.

Nous parlerons dans un premier temps des principes de base de la technique SAC-OCDMA : l'encodage et le décodage du signal. Ensuite, nous analyserons les différents types de bruit présents dans ce genre de système. Ceci nous permettra d'évaluer l'impact qu'aura le choix d'une permutation de codes sur l'uniformité des performances pour les différents usagers, mais aussi celui de la technologie utilisée pour l'encodage et le décodage.

## 3.2 Encodage et décodage d'un signal SAC-OCDMA

Dans cette partie, nous allons voir les procédures pour effectuer l'encodage d'un canal avec la technique du SAC-OCDMA. Ce processus d'encodage assigne une empreinte où une signature spectrale unique aux données de l'usager où l'utilisation de la bande optique est partagée dans les systèmes qui fonctionnent sur le principe du SAC-OCDMA. Les différentes signatures spectrales ne sont donc pas orthogonales entre elles, c'est-à-dire que deux signatures spectrales distinctes ont des fréquences en commun. Il en découle une chose fondamentale : il est impossible d'extraire les données contenues dans un canal par un simple filtrage optique en SAC-OCDMA. Le but du décodage consiste en l'extraction du signal parmi tous les signaux en utilisant la signature spectrale comme discriminateur [26].

### 3.2.1 Encodage

Une source large bande incohérente émet un spectre ayant une densité spectrale de puissance $f(v)$ que nous pouvons subdiviser en $L$ cases fréquentielles (*frequency bins*). $L$ désigne la longueur du code. C'est sur ces $L$ tranches spectrales que nous allons réaliser l'encodage spectral par le biais d'un encodeur (ENC) composer d'un groupe de réseaux de Bragg et qui assigne une signature spectrale unique à chaque usager en occupant $w$ cases fréquentielles parmi les $L$ disponibles. $w$ désigne le poids du code. Puisque l'utilisation de la technique du SAC-OCDMA implique un partage d'un certain nombre de cases fréquentielles entre deux codes distincts, nous utiliserons le symbole $\mathcal{L}$ pour indiquer le nombre de cases communes. $\mathcal{L}$ désigne donc la corrélation croisée. A la figure 3.1 (a), le code spectral choisi est « 0010110 » pour l'ENC de l'usager 1 que nous le désignerons comme l'usager désiré. Nous présentons aussi à la figure 3.1 (b), le code de l'usager 2 « 0101100 » qui correspond à la signature d'un interférant. Pour cette section nous garderons toujours la nomenclature suivante :

– vert ⇒ usager 1 ⇒ usager désiré⇒ code 1 ⇒ « 0010110 ».

– orange ⇒ usager 2 ⇒ interférant ⇒ code 2 ⇒ « 0101100 ».

Nous avons choisi le cas d'un code de longueur L = 7, de poids $w$ = 3 et $\mathcal{L}$ = 1 pour illustrer le principe de fonctionnement, évidemment, la valeur de L, $w$ et de $\mathcal{L}$ varie selon la

famille de code choisie, mais le principe d'encodage reste le même. Une fois le principe d'encodage présenté, nous pouvons expliquer par la suite comment fonctionne le décodage.

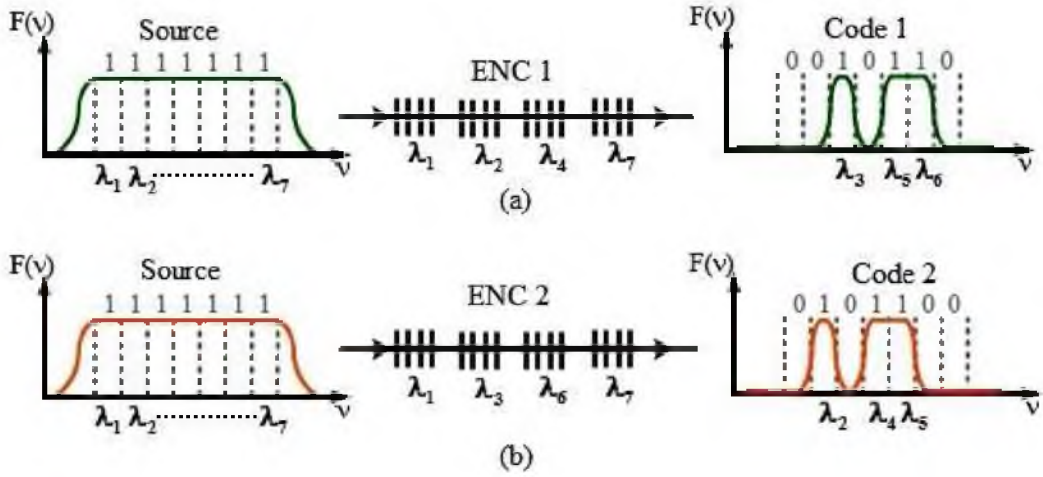



*Figure 3.1 Principe de l'encodage spectral SAC-OCDMA (a) pour l'usager désiré avec code 1 ; (b) pour un interférant avec le code 2*

### 3.2.2 Décodage

Le but d'un système de décodage SAC-OCDMA pour l'utilisateur est double, premièrement, il faut qu'il détecte les données qui lui sont destinées. Le deuxième but, il faut que le système de détection rejette les signaux des interférents ce qui implique qu'un signal électrique de moyenne nulle doit être produit lorsque seuls les interférents sont actifs et ce peu importe leurs nombre.

La figure 3.2 montre la structure d'un décodeur pour un système SAC-OCDMA permettant de détecter le signal de l'usager ayant le code 1. Cette structure est composée d'un coupleur 1 × 2 non sélectif en fréquence. Dans le bras supérieur, un décodeur (DEC 1) qui est composé du même groupe de réseaux de Bragg que l'ENC 1 est inséré et a une réponse spectrale identique à l'ENC 1. Dans l'autre bras, un décodeur complémentaire (CDEC 1) est inséré qui a une réponse spectrale complémentaire au décodeur de l'usager 1 (DEC 1). Cela signifie simplement que son code spectral sera le complément binaire de celui du DEC 1, soit «1101001».

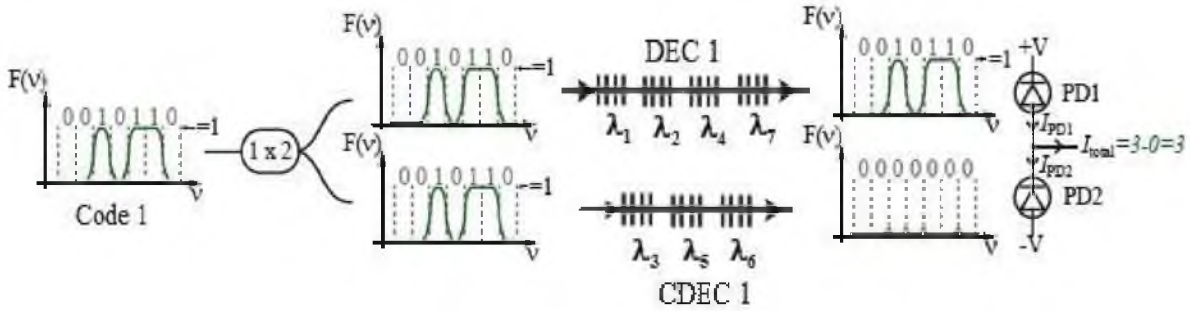



*Figure 3.2 Fonctionnement du système de décodage de l'usager 1 pour un signal émis avec le code 1*

Une photodiode balancée (ou détection équilibrée) est utilisée permettant de faire la soustraction des photocourants générés sur chacune des photodiodes tel que :

$$I_{total} = I_{PD1} - I_{PD2} \tag{3.1}$$

Dans les deux paragraphes suivants, nous présenterons le fonctionnement de ce système pour les codes présentés plus haut (code 1 et le code 2), ainsi que le fonctionnement du récepteur dans un cas plus général. Dans les deux cas, il est possible de produire un signal de moyenne nulle lorsque les interférents sont actifs et ce quel que soit leur nombre.

Pour illustrer le principe de fonctionnement de ce système, nous allons considérer la (figure 3.2) que l'usager désiré (code 1) arrive au récepteur, la totalité du signal est détecté par la photodiode PD1 (puisque DEC 1 est spectralement identique à ENC 1). En revanche, aucun signal n'est détecté par la photodiode PD2 (puisque CDEC 1 a une réponse spectrale complémentaire à ENC 1). En réalité $I_{PD2}$ n'est pas nul puisqu'un recouvrement spectral existe, c'est-à-dire que les spectres ne sont pas parfaitement orthogonaux. Cependant, cette puissance est faible, voire nulle dans le cas idéal. Toute la puissance du signal désiré est détectée par PD1.

La figure 3.3 montre comment ce type de récepteur permet d'annuler le signal de l'interférant 2, qui arrive au récepteur permettant de décoder le signal de l'usager avec le code 1. Dans ce cas, seulement une case fréquentielle est détecté par PD1 puisqu'il n'y a qu'une fréquence en commun ($\mathcal{L}$ = 1) entre le code 1 et le code 2. Dans le bras inférieur, le résultat du filtrage revient à effectuer l'opération logique AND entre le code de l'ENC 2 et le code du CDEC 2 comme le montre l'opération suivante :

$$\overbrace{0101100}^{\text{ENC 1}} \otimes \overbrace{1101001}^{\text{CDEC 2}} = 0101000 \tag{3.2}$$

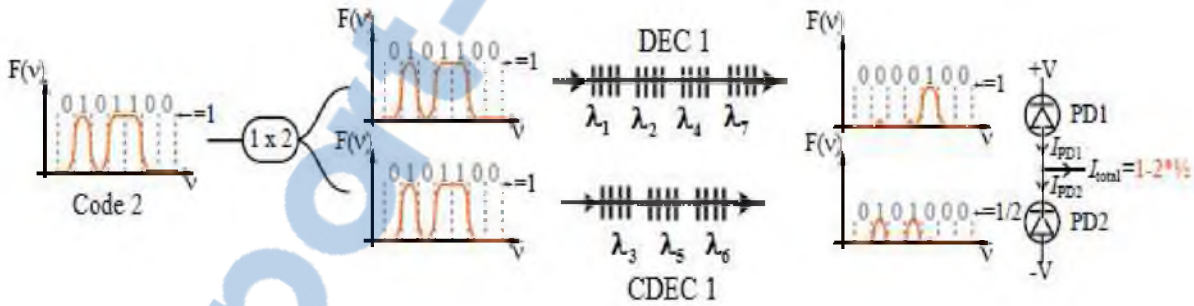



*Figure 3.3 Système de décodage de l'usager 1 recevant un signal émis avec le code 1*

Après l'opération (3.2), il ne reste que deux tranches fréquentielles ($w - \mathcal{L}$) qui sont détectées par PD2. Il est possible de supprimer le signal de l'interférant 2 avec l'utilisation d'un récepteur balancé. Notons que l'interférence entre les cases fréquentielles dans les spectres détectés par PD1 et PD2 sont dues à la réponse des encodeurs/décodeurs qui diffère de la réponse carré idéale. La puissance de ces interférences est faible par rapport au signal et peut être négligée.

Dans le cas suivant, il est possible d'obtenir un signal de moyenne nulle lorsque des interférents sont actifs, et ce, peu importe leurs nombre. Dans cette partie, un cas plus général est présenté pour montrer que la structure dans la figure 3.2 fonctionne également.

Rapport-Gratuit.com

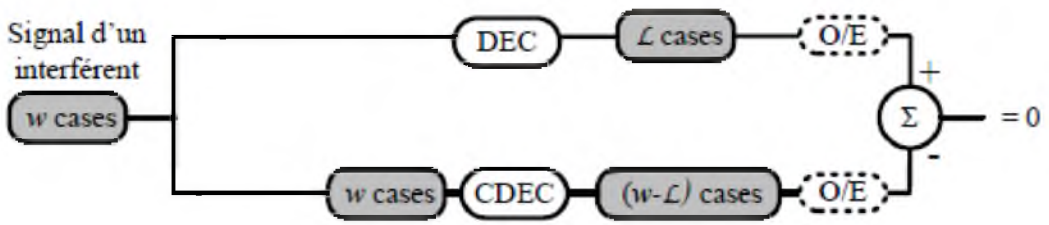



*Figure 3.4 Fonctionnement général du système de décodage*

La figure 3.4 montre une structure identique à celle présentée à la figure 3.2, mais plus général. Les cases en gris correspondent au nombre de cases fréquentielles résiduelles dues au signal de l'interférent a pour différents points du système de détection. Dans le bras du DEC, il ne reste que $\mathcal{L}$ cases fréquentielles puisque la corrélation croisée est fixe et égale à $\mathcal{L}$. Dans le bras du CDEC, le nombre de cases restantes après le filtrage optique dû au CDEC est égal à $-\mathcal{L}$ . En effet, les cases fréquentielles apparaissant dans le bras du DEC après filtrage de celui-ci n'apparaissent pas dans le bras CDEC après filtrage et vice-versa. Ceci est bien relié au fait que les réponses spectrales du DEC et du CDEC sont orthogonales comme le montre la formule (3.3) :

$$\text{Signal photodiode balancée} = \mathcal{L} - \alpha \times (w - \mathcal{L})$$
$$= \mathcal{L} - \frac{\mathcal{L}}{w-\mathcal{L}} \times (w - L) = 0 \qquad (3.3)$$

Cependant, il est impératif de respecter les conditions suivantes :

- la longueur du code $L$ est constante pour tous les usagers.
- le poids du code $w$ est constant pour tous les usagers.
- la corrélation croisée $\mathcal{L}$ est constante pour tous les usagers.

En respectant ces trois conditions, une structure basée sur une photodiode balancée permet de détecter un signal SAC-OCDMA. Après avoir présenté le principe de fonctionnement général de l'encodage et du décodage d'un signal SAC-OCDMA, nous allons présenter les différents types de bruits qui affectent les performances d'un système optique utilisant des sources à large bande.

### 3.3 Bruit en SAC-OCDMA incohérent

Cette partie est consacrée à l'explication des bruits que l'on observe lors de la détection d'un signal incohérent. Les trois bruits principalement observés dans les systèmes utilisant des sources incohérentes sont : le bruit thermique, le bruit de grenaille et le bruit d'intensité qui limite ultimement les performances des systèmes.

On rappelle la formule donnant le phototocourant $I$ généré par un signal optique de puissance $P$ après photodétection :

$$I = \frac{\eta e}{hv} P = RP \qquad (3.4)$$

Avec $\eta$ le rendement quantique, $e$ la charge de l'électron en [C], $h$ la constante de Planck [J.S] et $v$ la fréquence optique du signal en [Hz]. $R$ en [A/W] est la responsivité du photodétecteur.

La photodiode intègre souvent un amplificateur transimpédance dont le but est de convertir le photocourant $I$ généré en une tension $V$ telle que :

$$V = G_{PD} \times I \tag{3.5}$$

Avec $G_{PD}$ le gain de l'amplificateur transimpédance en [V/A]. Le processus de transformation d'une puissance lumineuse en une tension est décrit sur la figure 3.5. Toutes ces transformations sont considérées comme linéaires. Cela implique que toutes les variations de la puissance optique $P$ seront répercutées linéairement sur le photocourant $I$ et la tension $V$. Une barre supérieure ($\overline{V}$) est utilisé lors de la désignation de la valeur moyenne de la tension, dans le cas contraire, cela désignera la variable aléatoire.

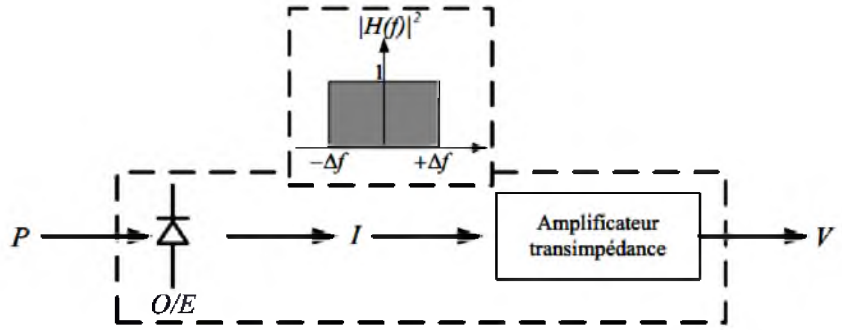



*Figure 3.5 Schéma de principe de la conversion d'une puissance optique P vers une tension V à l'aide d'un photodétecteur intégrant un amplificateur transimpédance*

Avec $P$ la puissance optique, $O/E$ conversion optique électrique à l'aide d'une photodiode, $I$ est le photocourant généré par la photodiode, $V$ la tension à la sortie de la photodiode et $|H(f)|^2$ est la réponse en fréquence normalisée du détecteur.

### 3.3.1 Bruit thermique

Ce bruit est dû à l'agitation thermique des porteurs de charges dans la jonction de la photodiode. Il suit une statistique gaussienne, ce bruit introduit une variance $\sigma_{TH}^2$ sur la tension à la sortie du photodétecteur :

$$\sigma_{TH}^2 = 4K_B T \frac{\Delta f}{R} \times G_{PD}^2 \tag{3.6}$$

Avec $K_B$ la constante de Boltzmann en [J.$K^{-1}$], $T$ la température en [°K], $\Delta f$ la bande passante du récepteur en [Hz] et $R$ la résistance de charge du système de photodétection en [Ω]. La puissance de ce bruit ne varie pas avec la tension moyenne $\overline{V}$. Il est donc le bruit dominant à basse tension et donc à basse puissance optique.

### 3.3.2 Bruit de grenaille (shot noise)

Ce bruit est dû au caractère aléatoire de la création de paires électron-trou dans la photodiode. Il obéit à une statistique de Poisson. La variance $\sigma_{SN}^2$ de ce bruit est définie par la relation :

$$\sigma_{SN}^2 = e \cdot \Delta f \cdot \overline{V} \times G_{PD} \tag{3.7}$$

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

La puissance de ce bruit est proportionnelle à la tension moyenne $\overline{V}$ et augmente de manière linéaire en fonction de la puissance optique reçue.

### 3.3.3 Bruit d'intensité

Ce bruit est dû à la nature quadratique de la détection. Or, le signal émis par une source thermique large bande est la somme d'une infinité de champs électriques dont l'amplitude et la phase sont aléatoires. Cela engendre des fluctuations aléatoires sur la valeur de $V$ puisque des termes de battement entre les différentes composantes fréquentielles sont crées.

Puisque ce phénomène est de nature quadratique, la puissance de ce bruit est proportionnelle au carrée de la tension $\overline{V}$. Il sera donc le bruit dominant à haute puissance optique c'est-à-dire lorsque la tension $\overline{V}$ sera élevée.

- le bruit thermique dont la puissance est constant par rapport à $\overline{V}$.
- le bruit de grenaille dont la puissance varie linéairement par rapport à $\overline{V}$.
- le bruit d'intensité dont la puissance varie linéairement par rapport à $\overline{V}^2$.

Dès que la puissance optique moyenne $\overline{P}$ (et donc $\overline{V}$) augmente, le bruit d'intensité sera le bruit dominant.

Le bruit d'intensité est proportionnel à $\overline{V}^2$, il augmente aussi rapidement que la puissance du signal utile. Il en résulte une saturation des performances [27].

## 3.4 Les codes SAC-OCDMA

Dans cette partie nous allons présenter les différents paramètres nécessaires pour définir un code, pour passer ensuite à la présentation des différents codes dans les systèmes SAC-OCDMA.

### 3.4.1 Les paramètres utilisés dans les codes

Les différents paramètres utilisés lorsque l'on parle d'un code sont :

– la longueur du code ($L$).
– le poids du code ($w$).
– la corrélation croisée ($\mathcal{L}$).
– la cardinalité ($\zeta$).

Nous ferons souvent référence à une famille de codes en la désignant par son nom et l'ensemble (L, $w$, $\mathcal{L}$) ou de manière plus précise (L, w, $\mathcal{L}$, $\zeta$).

#### a. La longueur (L)

La longueur du code est notée $L$. Il s'agit du nombre de « 1 » et de « 0 » qui dans le code. Pour la famille de codes de la table 3.1, la longueur $L$ est 7. Nous ne considérons que les familles de codes ayant une longueur constante.

| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| **Code 1** | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| **Code 2** | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| **Code 3** | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| **Code 4** | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| **Code 5** | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| **Code 6** | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| **Code 7** | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 |

*Table 3.1 Code de longueur L=7*

**b. Le poids (*w*)**

Le poids du code, noté *w*, est simplement le nombre de « 1 » contenu dans ce code. Dans l'exemple de la table 3.1 *w* vaut 3 (constant pour n'importe quel code).

**c. La corrélation croisée ($\mathcal{L}$)**

La corrélation croisée désignée par $\mathcal{L}$, est la somme du résultat d'une opération logique AND entre deux codes différents pris parmi une famille de codes. De façon plus explicite, on peut dire que c'est le nombre de « 1 » en commun à la même position entre deux codes différents. Une définition plus mathématique serait ainsi faite en posant $x_{i,j}$ la valeur du $j^{ème}$ bit dans le $i^{ème}$ code. $x_{i,j}$ vaut soit 1 ou 0. Le résultat de la corrélation croisée entre le $i^{ème}$ et $k^{ème}$ code sera calculé de la façon suivante :

$$\mathcal{L}_{i,k=}\sum_{j=1}^{L} x_{i,j}\cdot x_{k,j} \qquad i \neq k \tag{3.8}$$

Avec $x_{i,j}$ et $x_{k,j}$ et $x_{k,j} \in [0,1]$

L'équation (3.8) présente un produit scalaire de deux vecteurs représentant les deux codes différents tel que :

$$\mathcal{L}_{i,k} = \begin{pmatrix} x_{i,1} & x_{i,2} & \cdots & x_{i,j-1} & x_{i,j} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} x_{k,1} \\ x_{k,2} \\ \vdots \\ x_{k,j-1} \\ x_{k,j} \end{pmatrix} \tag{3.9}$$

Par exemple, avec la table 3.1, si nous calculons le produit scalaire de n'importe quelle combinaison de deux codes différents parmi la famille, nous observons qu'il n'y a qu'un seul bit « 1 » en commun. Donc $\mathcal{L} = 1$; $\forall\, j \neq k$ pour la famille de codes de la table 3.1. Nous ne considérons que les familles de codes ayant une corrélation croisée $\mathcal{L}$ constante pour qu'elles soient compatibles avec l'utilisation d'une détection balancée.

**d. La cardinalité ($\zeta$)**

La cardinalité $\zeta$ est tout simplement le nombre d'utilisateurs maximum qu'un code peut supporter. En reprenant encore une fois l'exemple de la table 3.1, on voit que la cardinalité $\zeta$

est égale à sept puisque nous avons sept codes disponibles. Ce paramètre est important, car lors du choix d'une famille de code, il faut s'assurer que $\zeta$ soit la plus élevée possible et, autant que faire ce peut, égale ou supérieure à la longueur $L$ du code.

Il y a trois conditions nécessaires qu'une famille de code doit respecter pour pouvoir être utilisée dans un système SAC-OCDMA :

– Avoir une longueur L constante pour tous les codes de la famille.
– Avoir un poids w constant.
– Avoir une corrélation croisée L constante pour tous les codes de la famille.

Tous les codes présentés dans la section suivante respectent ces trois conditions essentielles.

### 3.4.2 Les différents codes utilisés en SAC-OCDMA

Tous les codes présentés dans cette partie ont une longueur $L$, un poids $w$ et une corrélation croisée $\mathcal{L}$ constants pour tous les codes de la famille.

#### 3.4.2.1 Les codes m-séquence $(2^p - 1,\ 2p,\ p2,\ 2^p - 1)$

Les m-séquences existent pour tout nombre $p$ entier. La table 3.2 présente un exemple de code m-séquence supportant 15 usagers ($p$ = 4) et la table 3.3 présente les propriétés des codes m-séquence

| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| **Code 1** | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| **Code 2** | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| **Code 3** | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| **Code 4** | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| **Code 5** | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| **Code 6** | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| **Code 7** | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| **Code 8** | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| **Code 9** | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| **Code 10** | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| **Code 11** | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| **Code 12** | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| **Code 13** | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| **Code 14** | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| **Code 15** | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |

*Table 3. 2 Code m-séquence pour p=4 (L=15, w=8, $\mathcal{L}$=4, $\zeta$=15)*

| L | $w$ | $\mathcal{L}$ | $\zeta$ |
|---|---|---|---|
| $2^p - 1$ | $2p$ | $p$ | $2^p - 1$ |

*Table 3.3 Caractéristiques des codes m-séquence*

### 3.4.2.2 Les codes Walsh Hadamard

Walsh-Hadamard est constitué du vecteur ligne d'un code de Walsh matrice disposé selon l'ordre de Hadamard. Il est aussi appelé code de Walsh, les éléments de la matrice de Walsh sont $\pm 1$ qui peut être généré rapidement à partir de la relation de récurrence suivante :

$$H(i+1) = \begin{bmatrix} H(i) & H(i) \\ H(i) & -H(i) \end{bmatrix} \tag{3.10}$$

Le code de Walsh-Hadamard est un code bipolaire, mais pour le mettre en œuvre dans le réseau SAC-OCDMA, un code unipolaire est nécessaire, cela signifie que le code Walsh-Hadamard doit être converties en un code unipolaire. Pour réaliser cette conversion, on doit remplacer chaque bit « -1 » par un bite « 0 ».

### 3.4.2.3 Les codes MQC $(p^2 + p,\ p + 1,\ 1,\ p^2)$

Les codes MQC (Modified Quadratique Congruence) existent pour tout nombre premier $p$. La table 3.4 présente un exemple de code MQC supportant neuf usagers ($p$ = 3) et la table 3.5 présente les propriétés des codes MQC. Dans cette famille de code, la cardinalité $\zeta$ est inférieure à la longueur L (i.e. la matrice n'est pas carrée). Sachant que $p$ est un nombre premier et que $\zeta = p^2$, premier code utilisable est celui présenté à la table 3.4. Le suivant pour ($p$ = 5) donnerait une longueur L = 30 pour 25 usagers. Donc, la plage de choix de longueur de code est faible.

| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| **Code 1** | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| **Code 2** | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| **Code 3** | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| **Code 4** | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| **Code 5** | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| **Code 6** | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| **Code 7** | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| **Code 8** | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| **Code 9** | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |

*Table 3.4 Code MQC pour p =4 (L=12, w=5, $\mathcal{L}$ =1, $\zeta$ =9)*

| L | $w$ | $\mathcal{L}$ | $\zeta$ |
|---|---|---|---|
| $p^2 + p$ | $p + 1$ | 1 | $p^2$ |

*Table 3.5 Caractéristiques des codes MQC*

### 3.4.2.4 Les codes MFH $(q^2+q,\ q+1,\ 1,\ q^2)$

Les codes MFH (Modified Frequency-Hopping) existent pour toute puissance première $q$. C'est-à-dire que $q = p^n$, avec $p$ nombre premier et $n$ nombre entier supérieur, à 0. Nous présentons à la table 1.6 un exemple de code MFH supportant neuf usagers ($q$ = 3). La table 1.7 présente les propriétés des codes MFH. On remarque que la cardinalité, le poids, la corrélation croisée et la longueur sont identiques à la famille de codes MQC. En fait, les codes MFH sont une extension des codes MQC mais pour n'importe quelle puissance première q $= p^n$. Cela permet un plus large choix quant à la longueur du code (et donc du nombre d'utilisateurs).

| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| **Code 1** | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| **Code 2** | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| **Code 3** | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| **Code 4** | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| **Code 5** | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| **Code 6** | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| **Code 7** | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| **Code 8** | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| **Code 9** | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |

*Table 3.6 Code MFH pour q=3 (L=12, w=4, ℒ=1, ζ=9)*

| L | $w$ | $\mathcal{L}$ | $\zeta$ |
|---|---|---|---|
| $q^2+q$ | $q+1$ | 1 | $q^2$ |

*Table 3.7 Caractéristiques des codes MFH*

### 3.4.2.5 Les codes BIBD $(q^2+q+1,\ q+1,\ 1,\ q^2+q+1)$

Les codes BIBD (Balanced Incomplete Block Diagram) existent pour toute puissance première $q$. Ceci signifie que $q = p^n$ , avec p nombre premier et $n$ nombre entier supérieur à 0. La table 3.8 présente un exemple de code BIBD supportant 13 codes ($q$ = 3) et la table 3.9 présente les propriétés des codes BIBD [28]. Cette famille de code regroupe deux avantages qui sont :

– Une plage d'existence étendue (comme les codes MFH).

– Une cardinalité $\zeta$ égale à la longueur $L$.

| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| **Code 1** | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| **Code 2** | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| **Code 3** | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| **Code 4** | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| **Code 5** | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| **Code 6** | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| **Code 7** | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| **Code 8** | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| **Code 9** | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| **Code 10** | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| **Code 11** | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| **Code 12** | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| **Code 13** | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 |

*Table 3.8 Code BIBD (L=13, w=4, $\mathcal{L}$=1, $\zeta$=13)*

| **L** | $w$ | $\mathcal{L}$ | $\zeta$ |
|---|---|---|---|
| $q^2+q+1$ | q+1 | 1 | $q^2+q+1$ |

*Table 3.9 Caractéristiques des codes BIBD*

### 3.4.3 Performance des codes face au bruit d'intensité

Le meilleur choix pour un code est d'avoir comme propriété $\mathcal{L}=1$. Il est aussi important d'avoir une bonne souplesse quand au choix de la longueur $L$ du code. Une vaste plage d'existence est essentielle pour pouvoir adapter le système aux besoins changeants d'un réseau. Une autre propriété intéressante serait d'avoir des valeurs de $L$ qui soient des puissances de 2 pour permettre une bonne compatibilité avec les réseaux existants.

Le ratio $\zeta/L$ doit être le plus élevé possible puisque l'intérêt d'OCDMA est de permettre potentiellement d'accommoder plus d'utilisateurs que le nombre de tranches spectrales afin de se démarquer des systèmes WDM où l'on a toujours une longueur d'onde par canal ($\frac{\zeta}{L}=1$). En réalité, ce critère n'est pas le seul à prendre en compte et il doit être examiné en parallèle avec l'efficacité spectrale $\varepsilon$ qui est définie par :

$$\varepsilon=\frac{\zeta.T_{transmission}}{\Delta v} \tag{3.11}$$

Avec $\zeta$ le nombre d'utilisateurs, $T_{transmission}$ le taux de transmission en [bits/s] et $\Delta v$ la bande optique totale utilisée pour l'encodage en [Hz]. La valeur de $\varepsilon$ en [bit/s/Hz] permet de comparer l'efficacité d'occupation de la bande optique suivant les types de codes pour un

BER donné. L'efficacité spectrale des codes m-séquence est nettement plus faible que celle des codes BIBD et MQC. Cela s'explique logiquement par la forte valeur de la corrélation croisée des codes m-séquence, ce qui engendre un fort bruit d'intensité. L'efficacité spectrale des codes BIBD est plus faible que celle des MQC avec une différence de 15% environ en faveur des codes MQC. La plage d'existence devient alors un paramètre décisif. En effet, la famille de codes choisie devra avoir une cardinalité aussi proche que possible d'un multiple de 2 pour pouvoir s'intégrer de manière efficace dans les systèmes. Les codes MFH sont ceux qui respectent le mieux ce critère.

### 3.5. Impact du choix de la technologie utilisée

Dans cette partie nous allons voir les différentes technologies utilisées pour réaliser des montages SAC-OCDMA incohérents.

#### 3.5.1 Encodage avec masque d'amplitude

Cette technique est basé sur l'utilisation d'une modulation d'amplitude plutôt qu'une modulation en phase qui elle nécessite une source cohérente. La figure 3.6 présente le principe de fonctionnement de cette méthode. Le rôle du premier réseau de diffraction est de séparer angulairement les différentes composantes fréquentielles. Ce réseau est placé au point focal d'une lentille $f_1$ afin de rejeter le point image à l'infini. Un masque d'amplitude est inséré dans un plan orthogonal à l'axe de propagation et permet de supprimer les composantes spectrales voulues. Une autre lentille $f_2$ associée au deuxième réseau de diffraction recombine les composantes spectrales restantes dans la fibre.

Les avantages de cette technique est qu'elle utilise les masques d'amplitude qui permettent une bonne résolution spectrale. En effet, ils permettent de découper le spectre en plusieurs centaines de tranches. Il est alors possible d'implémenter des codes d'une grande longueur. Un autre avantage indéniable est le fait que l'on puisse syntoniser le code spectral. Cette syntonisation se fait par le biais du signal électronique de contrôle du masque d'amplitude.

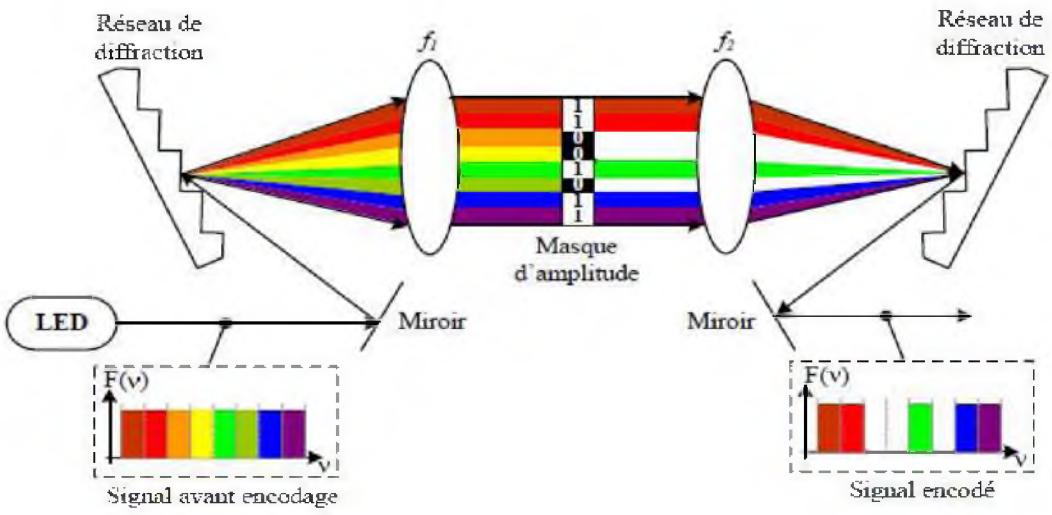



*Figure 3.6 Encodage SAC-OCDMA effectué avec un masque d'amplitude*

Les inconvénients de cette technique sont :

- La propagation en air libre ce qui implique des alignements optiques précis (sensible aux vibrations, aux fluctuations de température,…).
- L'utilisation des réseaux de diffraction, couteux et fragile.
- Des pertes non négligeables (11 dB).
- L'encombrement, miniaturisation difficile.
- Réglages et alignement sont délicats.

Le but du OCDMA étant de réduire les coûts pour les réseaux d'accès, cette technique est extrêmement élégante technologiquement, mais trop complexe pour des réseaux d'accès. Une alternative plus viable est l'utilisation d'un réseau sélectif planaire AWG (*Arrayed Waveguide Grating)*, généralement en phosphate d'indium (*InP*), pour réaliser l'encodage comme nous allons le voir dans le paragraphe suivant.

### 3.5.2 Utilisation d'un réseau sélectif planaire AWG (*Arrayed Waveguide Grating*)

Le principe est d'utiliser en cascade deux *AWGs* (1xN) comme le montre la figure 3.7. A la sortie de chaque branche du premier *AWG*, on retrouve une tranche spectrale déterminé. En branchant uniquement certaines fibres aux *N* entrées du deuxième *AWG*, il est ainsi possible d'obtenir un code spectral. Pour obtenir un code ajustable dynamiquement, on peut choisir de connecter les *N* sorties du premier *AWG* avec les *N* entrées du second *AWG* mais en insérant dans chaque branche un atténuateur variable contrôlable électroniquement ou bien encore en intégrant directement ces atténuateurs. Ces composants contiennent un *AWG* (1xN) (démultiplexeur) suivi de *N* interrupteur optique (1x2) qui peuvent jouer le rôle d'atténuateurs pour effectuer l'encodage en amplitude et enfin un dernier *AWG* (Nx1) (multiplexeur) pour recombiner les différentes composantes spectrales sur un seul guide d'onde.

Cette technique est intéressante, car elle utilise des composants déjà éprouvés sur le terrain dans les systèmes WDM mais nécessite tout de même deux *AWGs* à l'encodage, des atténuateurs et quatre *AWGs* avec un intervalle spectral libre (ISL) supérieur à une centaine de gigahertz et que la forme de la réponse spectrale de chaque tranche est optimisée pour les systèmes WDM. Cependant, ce problème n'est que purement technologique et peut être résolu par un design optimal pour le SAC-OCDMA.

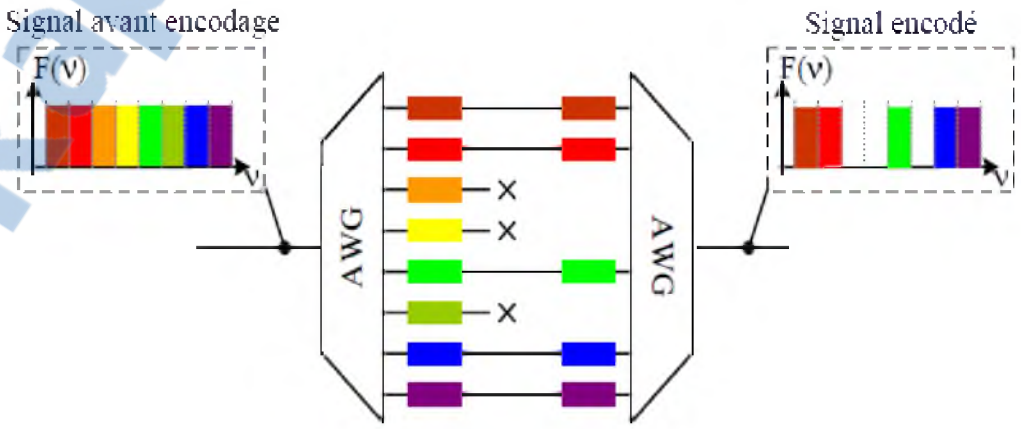



*Figure 3.7 Encodage SAC-OCDMA à base d'AWGs*

### 3.5.3 Encodage avec Mach-Zehnder et Fabry-Perot

Dans cette technique, il est possible d'utiliser des composants Mach-Zehnder et Fabry-Perot pour réaliser les opérations d'encodage et de décodage nécessaires au fonctionnement d'un système SAC-OCDMA. Le principe est assez simple puisqu'il utilise le fait qu'un composant de Mach-Zehnder ou Fabry-Perot a une réponse spectrale périodique. Cette périodicité constitue le code SAC-OCDMA, même si celui-ci n'est pas proprement parlé binaire. Le schéma d'un interféromètre de ce type de composant est présenté à la figure 3.8. On voit qu'une différence de chemin optique $\Delta l$ est introduite dans un des bras. C'est cette différence de chemin optique qui va déterminer l'intervalle spectrale libre.

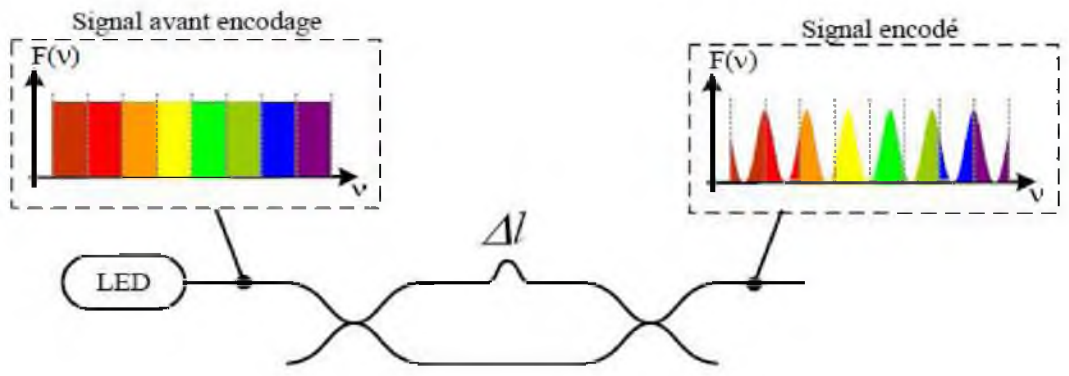



*Figure 3.8 Encodage SAC-OCDMA utilisant un interféromètre de Mach-Zehnder*

La figure 3.9 montre un filtre Fabry-Perot est une cavité de longueur $l_{cavité}$ ayant deux surfaces réfléchissantes de réflectivité respectives $r_1$ et $r_2$. Ce type de filtre a une réponse périodique spectralement (ISL).

Cette technique d'encodage amène des performances rapidement limitées par le bruit d'intensité puisque la bande optique effective est faible de par la forme de la réponse spectrale de Mach-Zehnder et de Fabry-Perot. La portion du spectre en commun entre les deux usagers distincts est importante, ce qui amène une forte corrélation croisée et donc une dégradation rapide des performances.

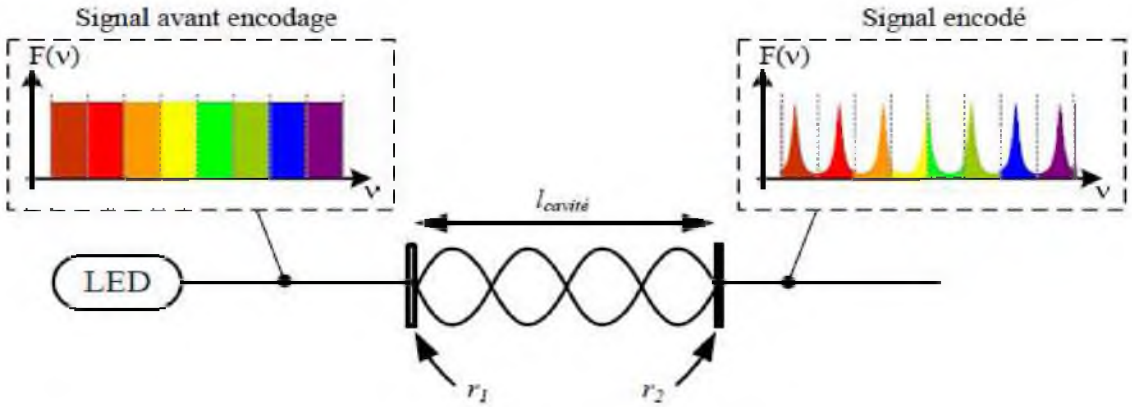



*Figure 3.9 Cavité de type Fabry-Perot*

### 3.5.4 Utilisation de réseaux de Bragg

Le principe physique d'un réseau de Bragg consiste en une variation périodique de l'indice de réfraction (du cœur de la fibre) afin de créer des phénomènes d'interférences et

ainsi d'obtenir un composant sélectif spectralement, la variation périodique de l'indice réalise un filtre en longueur d'onde. En effet, les longueurs d'onde situées autour de la longueur d'onde de Bragg, $\lambda_{Bragg}$ , vérifiant la relation suivante (loi de Bragg) :

$$\lambda_{Bragg} = 2n_{eff}\,\Lambda \tag{3.12}$$

sont partiellement réfléchie par le réseau ; les autres sont transmises. Dans cette relation $\Lambda$ désigne la période de modulation d'indice et $n_{eff}$ l'indice de réfraction effectif du mode fondamental.

Il est possible de réaliser un montage SAC-OCDMA à base de réseaux de Bragg, cette technologie permet de réaliser des réseaux :

- Avec des réponses spectrales complexes.
- Avec des pertes d'insertion réduites.
- Compacts (puisqu'inscrits directement dans la fibre).
- Accordables (contrainte mécanique ou thermique).

### 3.6 Les réseaux de Bragg en SAC-OCDMA

Notre choix de la technique pour effectuer l'encodage dans un système SAC-OCDMA c'est porté sur les réseaux de Bragg pour les nombreux avantages que comporte cette technologie.

#### 3.6.1 Réseaux de Bragg utilisés en réflexion

Une propriété importante de la technique du SAC-OCDMA est qu'elle ne doit pas introduire de délai entre les fréquences puisqu'il s'agit d'un encodage à une dimension. Ceci rend l'utilisation de réseaux de Bragg chirpés en réflexion délicate puisqu'un délai est introduit entre les différentes fréquences. Pour contrer cette limitation, une solution assez simple consiste à utiliser un réseau de Bragg chirpé à l'encodage qui introduit, par exemple, un délai avec une pente positive comme le montre la figure 3.10. Au décodage, dans le bras du décodeur, le même type de montage que celui de la figure 3.10 est utilisé, mais en inversant la position du réseau afin d'obtenir un délai avec une pente négative pour remettre en phase toutes les longueurs d'onde. Le bras du décodeur complémentaire fonctionnera sur le même principe mais utilisera un réseau de Bragg chirpé ayant une réponse complémentaire au décodeur et introduisant un délai avec une pente négative [29].

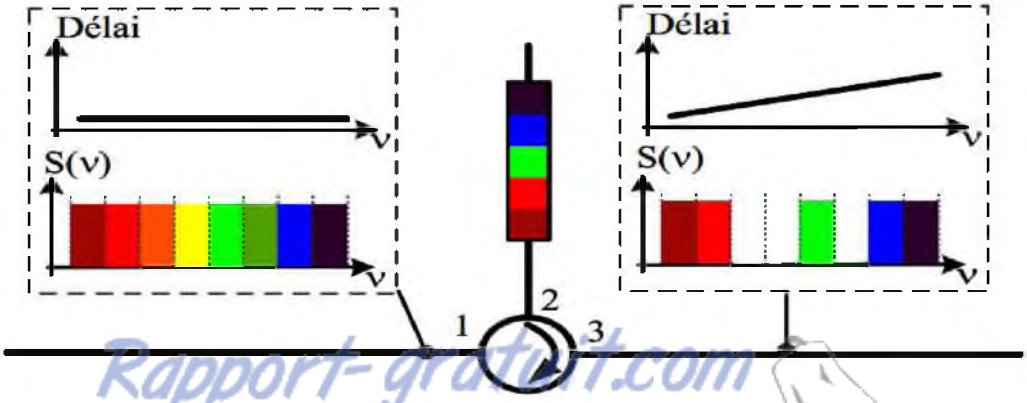



*Figure 3.10 Cascade de deux réseaux pour encodage SAC-CDMA*

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

Cette solution fonctionne uniquement si la modulation des données s'effectue avant l'encodage afin que les délais se compensent deux à deux puisqu'on ne veut aucun délai résiduel entre les différentes longueurs d'onde.

En réalité, cette solution ne respecte pas le critère de système bas coût puisqu'il faut avoir exactement des composants ayant la même courbe de délai pour que le système fonctionne et elle nécessite trois circulateurs (un à l'encodage et deux au décodage). D'ailleurs, cette solution n'a jamais été testée expérimentalement pour un système SAC-OCDMA.

L'utilisation de réseaux de Bragg en réflexion apporte cependant un avantage, elle permet de rejeter toute la puissance d'ASE hors de la bande d'encodage.

### 3.6.2 Réseaux de Bragg superposés

Une autre solution consiste à superposer spatialement dans la fibre plusieurs réseaux de Bragg réfléchissant à des fréquences différentes pour créer un code SAC-OCDMA. Contrairement aux réseaux chirpés, la réflectivité n'est plus spatialement distribuée et s'effectue au même endroit dans la fibre, ce qui élimine tout délai entre les fréquences. Le principe de ce genre de réseau est présenté sur la figure 3.11.

Cette solution est élégante et élimine la contrainte de la gestion du délai lorsque les réseaux de Bragg sont utilisés en réflexion puisque ceux-ci sont inscrits spatialement au même endroit dans la fibre, cette technique entraîne une complexification de l'inscription de ces réseaux.

En effet, il faut anticiper le fait que l'inscription du réseau $n$ va effacer partiellement les réseaux 1 à $n-1$. Pour réduire la complexité du processus d'inscription, on peut envisager de faire le design d'un masque de phase numérique reflétant cette somme de modulation d'indice, mais il faudra concevoir un masque par utilisateur. L'avantage de cette solution est qu'elle permet d'éliminer naturellement toute la puissance d'ASE qui se trouve en dehors de la bande d'encodage puisque les réseaux sont utilisés en réflexion.

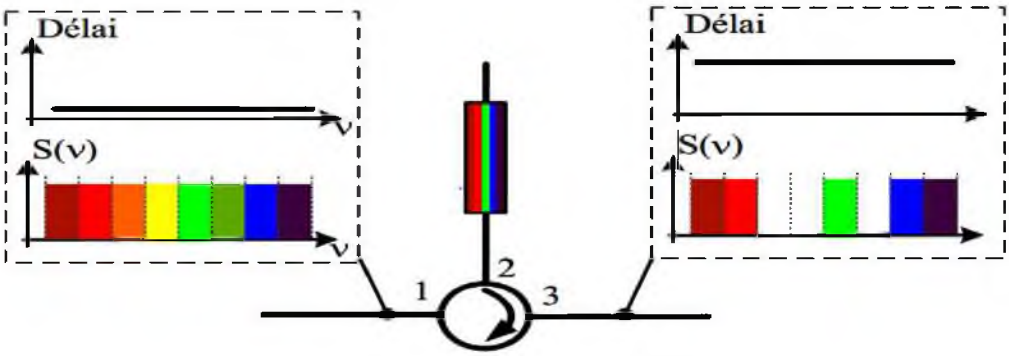



*Figure 3.11 Réseaux de Bragg superposés pour encodage SAC-OCDMA*

### 3.6.3 Réseaux de Bragg utilisés en transmission

Contrairement aux solutions précédentes, l'utilisation de plusieurs réseaux de Bragg en transmission est simple à réaliser. Une illustration de cette méthode est présentée à la figure 3.12. Chacun des réseaux de Bragg permet de supprimer une bande de fréquences qui n'est

pas contenue dans le code SAC-OCDMA. En utilisant cette configuration, on s'affranchit des difficultés d'inscription de la méthode précédente. La gestion du délai est éliminée puisque les fréquences transmises ne sont pas affectées par le réseau puisque celui-ci est transparent pour ces fréquences. De plus, l'usage d'un circulateur optique n'est plus nécessaire. Il faudra cependant penser à utiliser un filtre passe-bande pour éliminer la puissance d'ASE hors de la bande d'encodage.

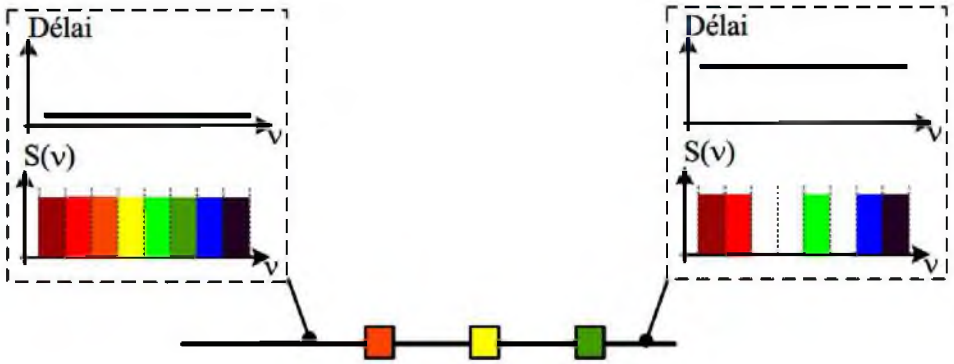



*Figure 3.12 Réseaux de Bragg utilisés en transmission pour encodage SAC-OCDMA*

Cette solution a été testée par Magel et al. Les performances obtenues permettaient d'accommoder huit usagers, avec un taux binaire individuel de 622Mb/s ou de 15 usagers à un taux binaire individuel de 155Mb/s moyennant l'utilisation d'un code correcteurs d'erreur. Ce résultat constitue, dans l'absolu, la meilleure performance de SAC-CODMA démontré jusqu'à présent.

Cependant, ces résultats sont difficilement comparables avec d'autres travaux du fait de l'utilisation de codes correcteurs d'erreur. Il est certain que sans ces codes correcteurs d'erreur, les performances auraient été rapidement limitées en vitesse de transmission ou en nombre d'usagers.

Il faut également noter que cette expérience utilise des codes de type Hadamard-Walsh modifiés ayant une longueur et une cardinalité égale ($L = \zeta = 15$) et une corrélation élevée croisée $\mathcal{L}$ égale à 3. Or une corrélation élevée entraîne une apparition rapide de plancher de taux d'erreur.

Un autre point que les auteurs ont omis de préciser est le bruit généré par la présence d'ASE (Amplified Spontaneous Emission) hors de la bande d'encodage puisqu'aucun filtre passe-bande n'a été mentionné. En effet, les réseaux étant espacés de 200 GHz et le code ayant une longueur L = 15, la bande optique utilisée pour l'encodage s'étale sur 3 THz, soit 24 nm.

En revanche, le spectre d'émission d'un EDFA est beaucoup plus large. Malgré tout, l'influence de ce phénomène a été minimisée par le fait que la corrélation croisée $\mathcal{L}$ était pratiquement égal à la moitié du poids $w$. Le balancement était obtenu quasi naturellement avec un coupleur 3dB. Ainsi l'ASE hors de la bande d'encodage se retrouvait de manière quasi identique dans chaque bras. Ceci implique que le bruit d'intensité généré sur chacune des photodiodes du photodétecteur balancé était corrélé et s'annulait entièrement par le biais de la détection balancée.

Il n'en reste pas moins que le surplus de puissance reçue entraînait une augmentation du bruit de grenaille qui lui était décorrélé, le concept de cette technique est intéressant puisqu'il réduit la complexité et donc le coût du processus d'encodage [30].

### 3.7 Conclusion

Les concepts développés dans ce chapitre pour un système SAC-OCDMA a savoir la technique d'encodage, les différent type de codes et le choix de la technologie pour effectuer l'encodage sont ensuite utilisés au chapitre suivant pour obtenir une correspondance entre la théorie et la pratique pour un système SAC-OCDMA avec sources incohérentes. La littérature en SAC-OCDMA comprend des validations expérimentales limitées, ou des analyses purement théoriques. Un simulateur général est ensuite développé et est utilisé afin de prédire les performances pour des systèmes optimisés.

# Chapitre 4

## Performances d'un système SAC-OCDMA

## 4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter l'ensemble du travail de simulation que nous avons effectué dans le but d'évaluer les performances d'un système SAC-OCDMA à base de fibre à réseaux de Bragg à l'aide du logiciel Optisystem. Dans un tel système, le spectre optique est l'amplitude codée par un code différent à chaque canal pour générer les signaux. La source incohérente apparait comme un bon candidat pour le SAC comme il est intrinsèquement large bande, c'est une caractéristique nécessaire du SAC.

Dans un premier temps, nous présentons une brève description des différentes applications et caractéristiques du logiciel Optisystem.

Il est important de porter à l'attention que l'objectif de ce chapitre est d'étudier les performances de transmission du système SAC-OCDMA pour 3 usagers en employant le code de Walsh-Hadamard et identifier les principaux paramètres qui contrôlent son comportement. Nous avons essayé par la suite, de trouver des solutions pour augmenter le nombre d'usager, c'est dans cette option que nous avons réalisé une simulation d'un système SAC-OCDMA pour 9 usagers avec un code m-séquence qui est supposé supporter 15 usagers.

## 4.2 Présentation du logiciel Optisystem

La conception et l'analyse des systèmes de communications optique, comprennent des dispositifs non-linéaires et des sources de bruit non gaussiennes qui sont très complexes et couteuses en temps, il en résulte que ces taches ne peuvent désormais être effectuées rapidement et efficacement qu'avec l'aide de nouveaux outils logiciel.

Dans notre thèse nous avons opté pour un logiciel de simulation des systèmes de communications optique innovants qui conçoit, teste et optimise pratiquement n'importe quel type de liaison optique dans la couche physique d'un large éventail de réseaux optiques, il s'agit d'Optisystem qui est un simulateur basé sur la modélisation réaliste des systèmes de communications par fibre optiques.

Sa vaste bibliothèque de composants actifs et passifs comprend des paramètres réalistes, ces capacités peuvent être étendus facilement avec l'ajout des composants et peuvent être reliés à un large éventail d'outils (figure 4.1), une interface complète d'utilisateur graphique (GUI) contrôle la disposition optique des composants, les modèles et ces présentations graphiques (figure 4.2).

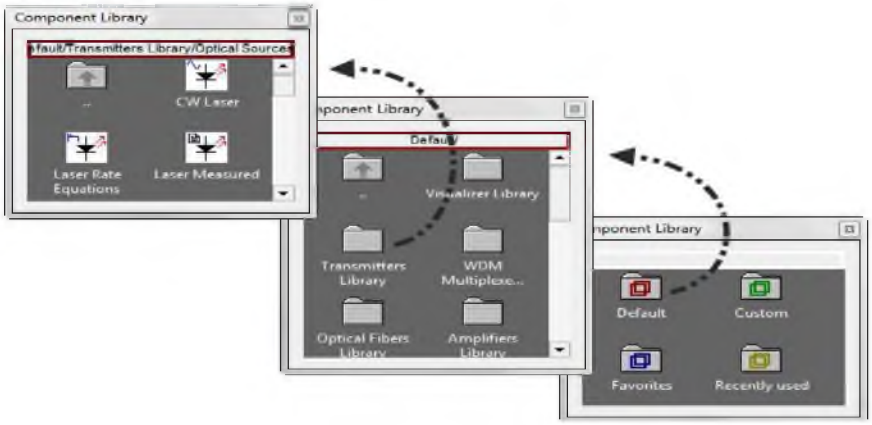



*Figure 4.1 Bibliothèque des composants*

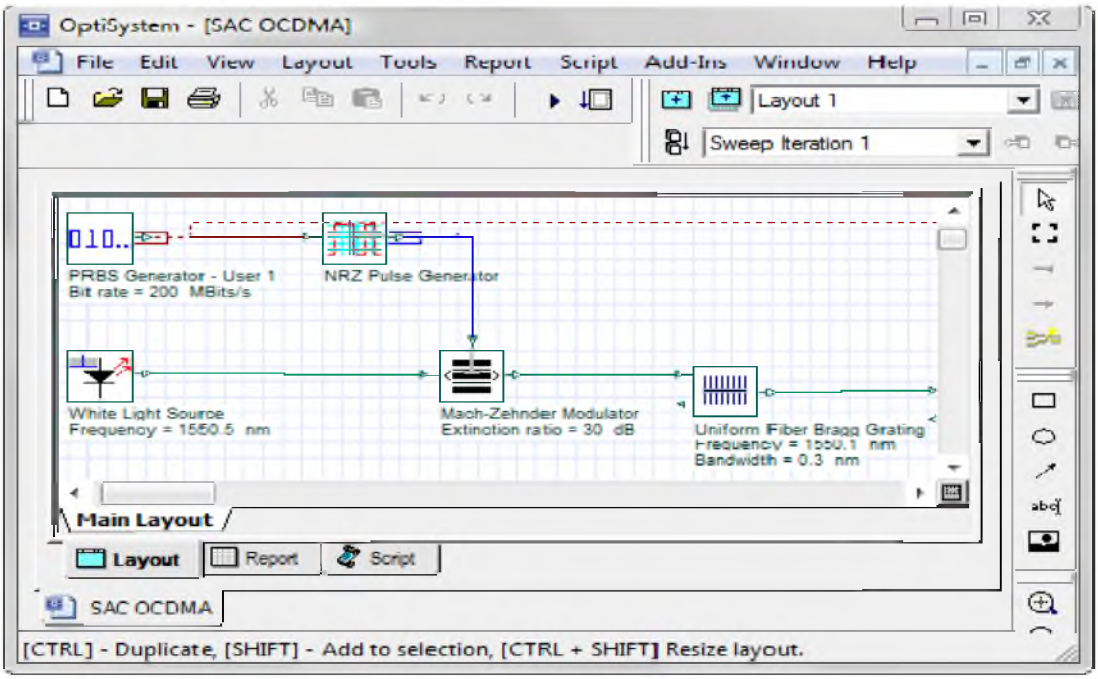



*Figure 4.2 Interface d'utilisateur graphique (GUI)*

### 4.2.1 Applications d'Optisystem

Parmi les diverses applications d'Optisystem nous allons citer les plus utilisées :

- La conception du système de communication optique du composant au niveau de la couche physique.
- Le calcul du taux d'erreur binaire (BER) et le calcul du bilan de liaison.
- La conception des réseaux TDM/WDM et optiques passifs (PON).
- L'espace libre pour les systèmes optique (OSA).
- La conception d'anneau SONET/SDH.
- La conception d'émetteur de canal et d'amplificateur.

### 4.2.2 Principales caractéristiques du logiciel Optisystem

Les principales caractéristiques du logiciel sont :

• Les composants virtuels de la Bibliothèque sont capables de reproduire le même comportement et le même effet spécifié en fonction de la précision sélectionnée et leur efficacité reproduite par les composants réels.

• La bibliothèque des composant permet d'entrer les paramètres qui peuvent être mesurées à partir de périphériques réels, il s'intègre aux équipements de test et de mesurer des différents fournisseurs (figure 4.3).

• Les outils de visualisation avancée produit le SAOS Spectral, le signal sonore, les diagrammes de l'œil, l'état de la polarisation, la constellation schémas et beaucoup plus.

• Il est possible de joindre un nombre arbitraire des visualiseurs sur le moniteur au même port.

• l'état de l'art et le calcul de flux de données.

– Le calcul planificateur contrôle la simulation en déterminent l'ordre d'exécution des modules composant selon les données sélectionnées.

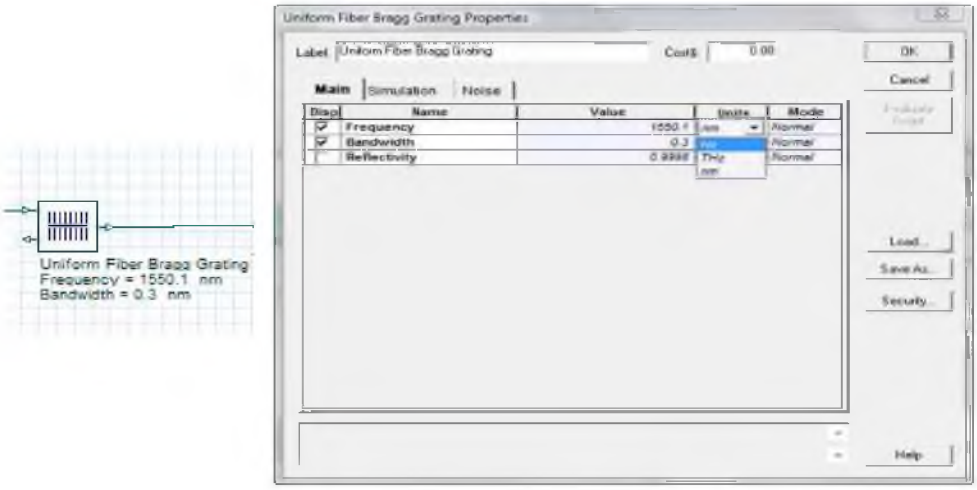



*Figure 4.3 Modification du paramètre composant*

• Plusieurs mises en page

– Création de nombreux dessins en utilisant le même fichier de projet, qui vous permet de créer et de modifier vos dessins rapidement et efficacement.

## 4.3 Les principes d'encodage de l'amplitude spectrale

Dans le format SAC-OCDMA, les composantes spectrales du signal d'une source optique large bande sont codées par blocage sélectif et transmises conformément avec un code signature. Le récepteur filtre le signal entrant via le même filtre $H(f)$ du décodeur direct, qui est spectralement identique au même codeur à l'émission, ainsi que son complément du décodeur $\overline{H}(f)$, qui est le complément logique du filtre du décodeur directe $H(f)$. Les sorties de ces décodeurs sont détectées par deux photodétecteurs connectés dans une structure équilibrée. Depuis, la sortie du récepteur équilibré représente la différence entre les sorties des deux photodétecteurs, l'interférence des canaux sera annulée alors que le canal correspondant est démodulé, c'est-à-dire que l'interférence d'accès multiple (MAI) est annulée dans ce système. Par conséquent, le système SAC-OCDMA a été proposé en raison de ca capacité d'éliminer l'influence du MAI à l'aide des codes fixés dans la phase de corrélation croisée et préserver l'orthogonalité entre les usagers.

Plusieurs familles de codes quasi-orthogonal sont utilisés dans ces systèmes, tels que proposé dans le chapitre précédent.

L'analyse qui suit donne une idée simplifiée sur l'effet des propriétés du code Walsh-Hadamard sur les performances du système SAC-OCDMA.

### 4.3.1 Description du système

Au fond de cette partie, nous allons présenter et décrire les résultats de simulation liés à un système SAC-OCDMA opérant dans la région de 1550.5 nm de longueur d'onde afin d'identifier les principaux facteurs qui influent sur ces performances de transmission dans les réseaux de fibre optique.

La figure 4.4 montre la configuration d'un système SAC-OCDMA utilisant un code de Walsh-Hadamard pour trois usagers, dans l'intention de démontrer les principaux paramètres qui limitent les performances du système.

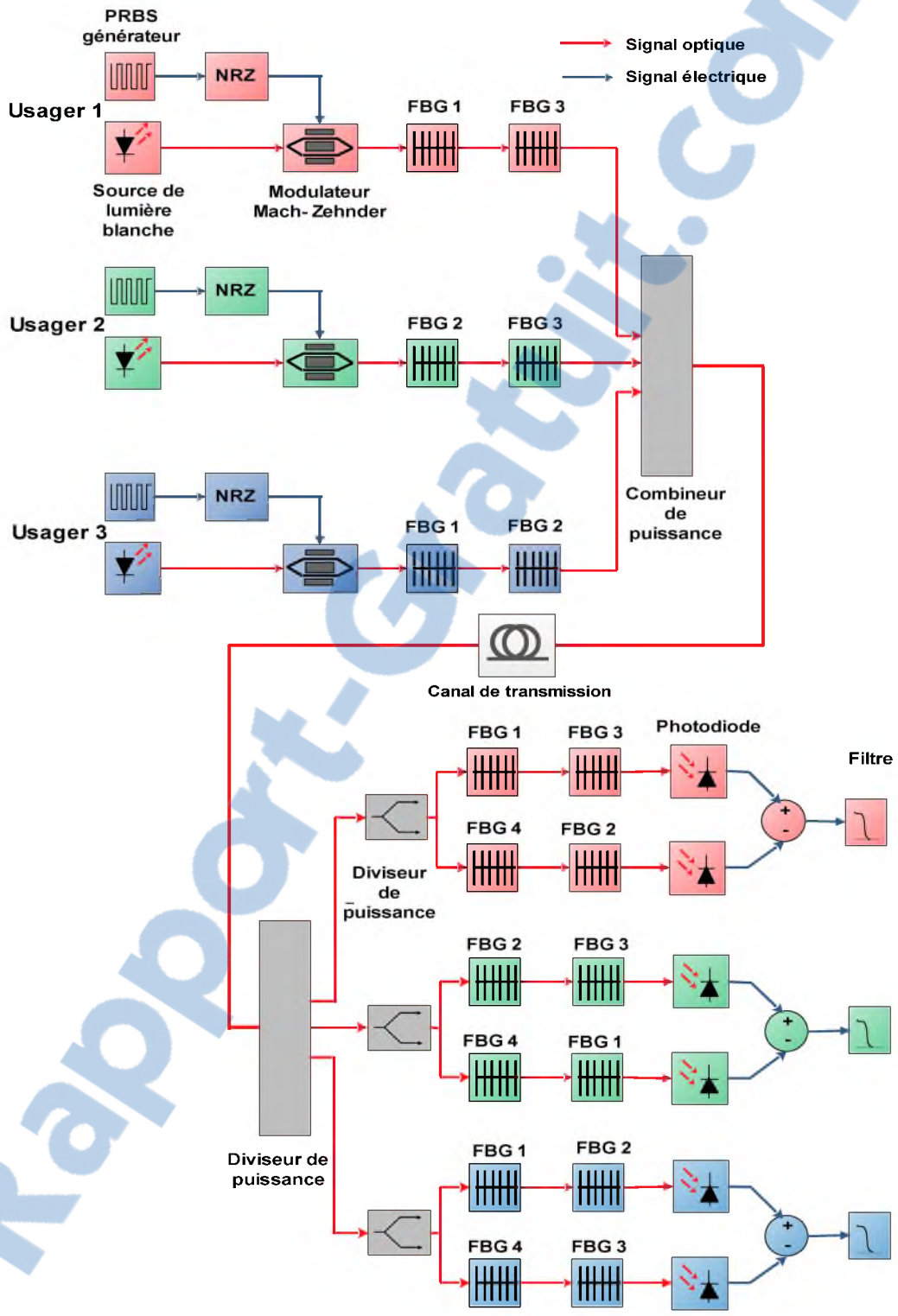



*Figure 4.4 Diagramme du système SAC-OCDMA pour 3 usagers*

Pour un réseau OCDMA de trois usagers, on utilise le mot de code $H(2)$ qui est une matrice de Walsh $4 \times 4$, mais la première ligne du code de la matrice est composé d'un groupe de « 1 » logique qui n'est pas utilisée. Comme pour le traitement du décodage, les données pourront êtres extraites par les réseaux de Bragg, c'est pourquoi cette matrice est en

mesure de fournir seulement 3 usagers dans le réseau SAC-OCDMA. Comme il est indiqué dans le chapitre 3, nous devons convertir les bits « -1 » en « 0 » pour avoir un code unipolaire.

$$H(2) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{4.1}$$

Le signal générés par un générateur de séquence binaire pseudo-aléatoire (PRBS) est codé par un code non retour à zéro (NRZ). Par la suite, cette séquence est modulé optiquement par une source optique large bande de l'usager à l'aide d'un modulateur de Mach-Zhender. Dans ce code en ligne NRZ, le bit « 1 » est représenté par un état significatif (tension positive), et le bit « 0 » par un autre état significatif (tension négative), il n'existe pas d'état intermédiaire. Le codage est à deux états, le signal se trouve dans un état haut lorsque des « 1 » logique sont transmis, et dans l'autre état lorsque des « 0 » logique sont transmis, ces deux états correspondent à deux niveaux de tension symétrique par rapport à zéro [31].

Les composantes de fréquence de modulation du signal optique sont ensuite codées et transmises conformément de manière sélective par un code signature. Trois réseaux de Bragg uniformes (FBGs), ayant la même bande passante avec des longueurs de Bragg différentes, sont utilisés pour obtenir les trois signatures, une à chaque usager. Deux FBGs connectés en série sont utilisés pour obtenir le code signature de chaque usager comme le montre le tableau 4.1. Les paramètres de ces réseaux de Bragg sont répertoriés dans le tableau 4.2. Les signaux modulés à la sortie des modulateurs optiques sont combinés à l'aide d'un combineur optique (3×1) dont la sortie est couplée avec la fibre optique. Une fibre monomode conventionnelle (SMF) est utilisée comme un canal de transmission. La puissance optique à la sortie du canal de transmission est divisée en trois à l'aide d'un diviseur optique (1×3), chacune d'entre elles correspond à un usager. Le signal optique de chaque usager est par la suite divisé en deux composantes à l'aide d'un diviseur optique (1×2). La composante du bras supérieur est filtrée à travers un décodeur direct $H(f)$ qui est le même codeur utilisé au niveau de l'émetteur. La composante du bras inférieur est filtré à travers son décodeur complémentaire $\overline{H}(f)$. Le tableau 4.1 montre comment $H(f)$ et $\overline{H}(f)$ sont assignées à chaque usager. Trois FBGs similaires à ceux utilisés dans l'émetteur sont utilisés ici en outre à un quatrième FBG, à savoir FBG4, qui est commun à tous les usagers. FBG4 a la même bande passante que les autres FBGs mais avec une longueur d'onde de Bragg différente.

| | $H(f)$ | $\overline{H}(f)$ |
|---|---|---|
| **Usager 1** | FBG1 + FBG3 | FBG4 + FBG2 |
| **Usager 2** | FBG2 + FBG3 | FBG4 + FBG1 |
| **Usager 3** | FBG1 + FBG2 | FBG4 + FBG3 |

*Tableau 4.1 Filtre de décodage $H(f)$ et son décodeur complémentaire $\overline{H}(f)$ de chaque usager*

La sortie de chaque ensemble de décodeur, $H(f)$ et $\overline{H}(f)$, sont détectés à l'aide de deux photodiodes connectées dans une structure équilibrée. Le signal résultant de ces deux détecteurs est filtré par un filtre passe-bas du quatrième ordre de Bessel, et ensuite appliqué à la partie numérique du récepteur pour extraire les données. Le filtre passe-bas est utilisé pour

rejeter le bruit et les interférences composants qui se situent en dehors des informations du spectre du signal.

### 4.3.2 Paramètres de la simulation pour 3 usagers

Les paramètres et les valeurs utilisés dans la simulation sont répertoriés dans le tableau 4.2, La première partie correspond à un système SAC-OCDMA pour trois usagers en mettant l'accent sur les différents paramètres qui influent sur la performance du système et la deuxième partie correspond à l'implémentation d'un code m-séquence supportant 15 usagers.

| Paramètres | | Valeurs |
|---|---|---|
| **Source de lumière blanche** | Région d'exploitation de la Longueur d'onde | [1548 nm – 1553 nm] |
| | Longueur d'onde centrale | 1550.5 nm |
| | Puissance | -115 dBm |
| **Débit binaire du signal** | | 200 Mbits/s |
| **Format du signal** | | Non retour à zéro (NRZ) |
| **Longueurs d'onde centrales des réseaux de Bragg** | FBG1 | 1550.1 nm |
| | FBG2 | 1550.9 nm |
| | FBG3 | 1552.5 nm |
| | FBG4 | 1548.5 nm |
| **Taux d'extinction du modulateur optique** | | 30 dB |
| **Fibre optique (SMF)** | Longueur d'onde de référence | 1550 nm |
| | Longueur | 10 Km |
| | Dispersion | 16.75 ps/nm/Km |
| | Atténuation | 0.2 dB/Km |
| **Fréquence de coupure du filtre** | | 130 MHz |

*Tableau 4.2 Paramètres des composants utilisés dans la simulation*

La figure 4.5 montre le spectre de puissance de la source optique large bande utilisé dans la simulation. Le spectre s'étend de 1548 à 1553 nm, centré sur 1550.5 nm et par conséquent, il couvre 5 nm. La puissance moyenne de la source optique peut être estimée comme suit, la largeur spectrale de la source optique est $\Delta\lambda = 5nm$ qui peut être convertie en fréquence en notant que :

$$f = c/\lambda \tag{4.2}$$

Où $c$ est la vitesse de la lumière dans le vide, $\lambda$ est la longueur d'onde et $f$ est la fréquence optique, puis :

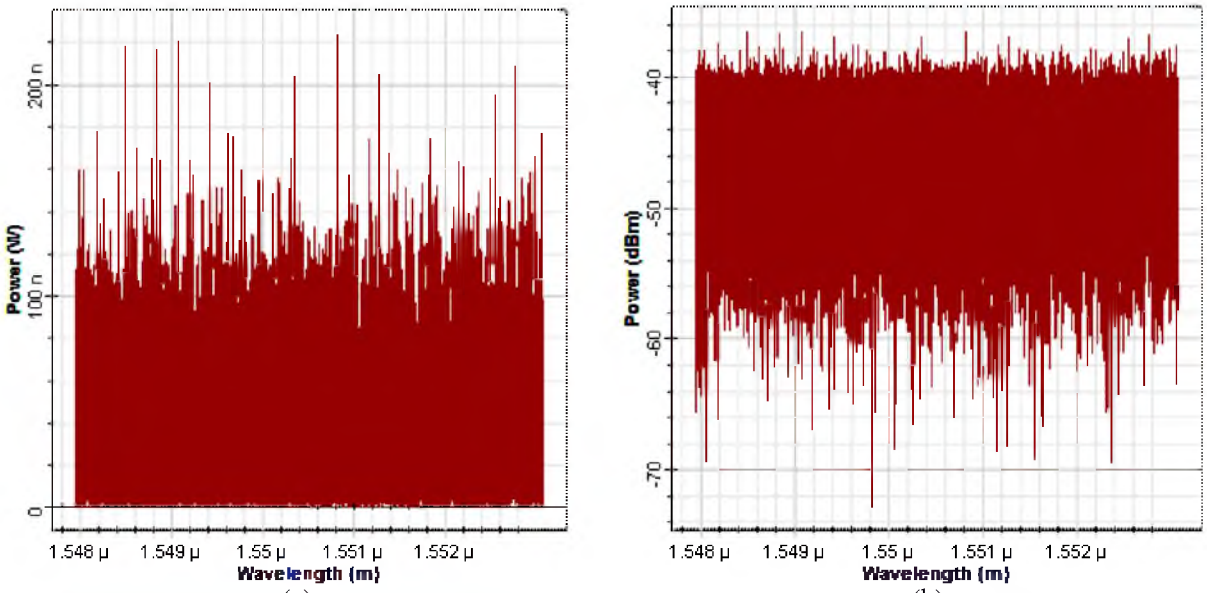
$$\Delta f = \left(\frac{c}{\lambda^2}\right)\Delta\lambda \tag{4.3}$$

Avec $|\Delta f|$ est estimée à 623.94 GHz pour $\lambda = 5$ nm.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

La valeur moyenne de la densité spectrale de puissance (DSP) de la source optique est $3.16 \times 10^{-15}$ W/Hz. La puissance moyenne de la source optique est égale à :

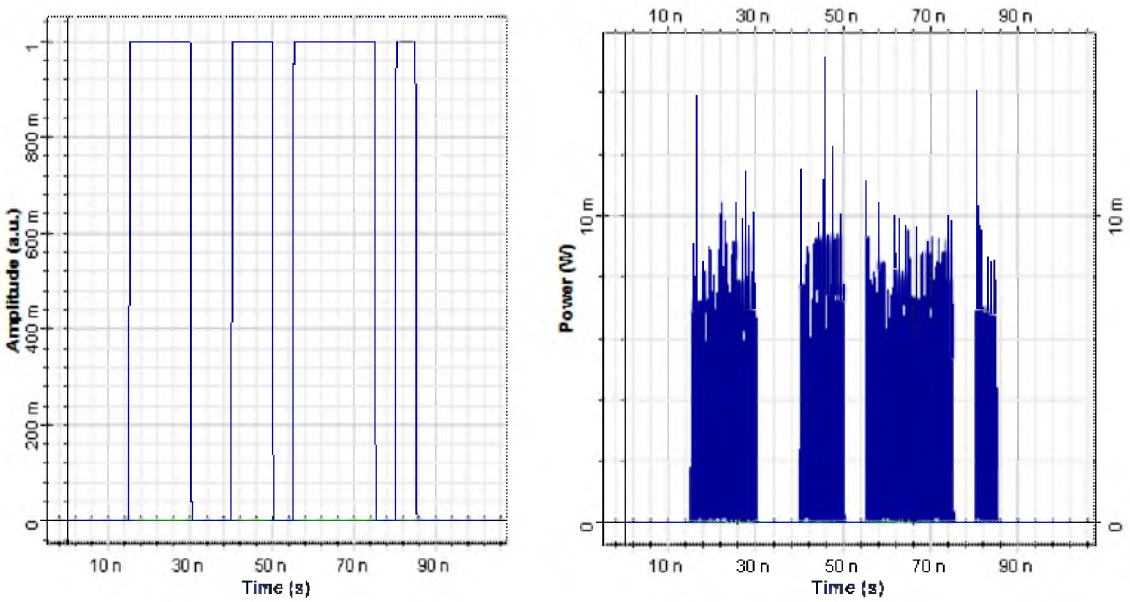
$$(DSP) \times \Delta f = 316.22 \times 10^{-15} \times 6.23 \times 10^{9} = 1.97\, mW \cong 2\, mW \qquad (4.4)$$




(a) (b)

*Figure 4.5 Spectre de puissance de la source optique large bande (a) en Watt, (b) en dbm*

La figure 4.6 montre les courbes de l'émetteur correspondantes au premier usager. Le signal électrique des données et le signal optique modulé correspondant observé à la sortie du modulateur de Mach-Zehnder sont affichés sur la figure 4.6 (a) et (b) respectivement.




(a) (b)

*Figure 4.6 Les courbes du signal émis du premier usager, (a) : Signal électriques, (b) : Signal optique modulé*

Les figures 4.7 (a) et (b), montrent les courbes dans le domaine temporel et spectral après le deuxième FBG respectivement. Il est à noter que le signal optique à la sortie du modulateur suit attentivement le signal électrique des données.

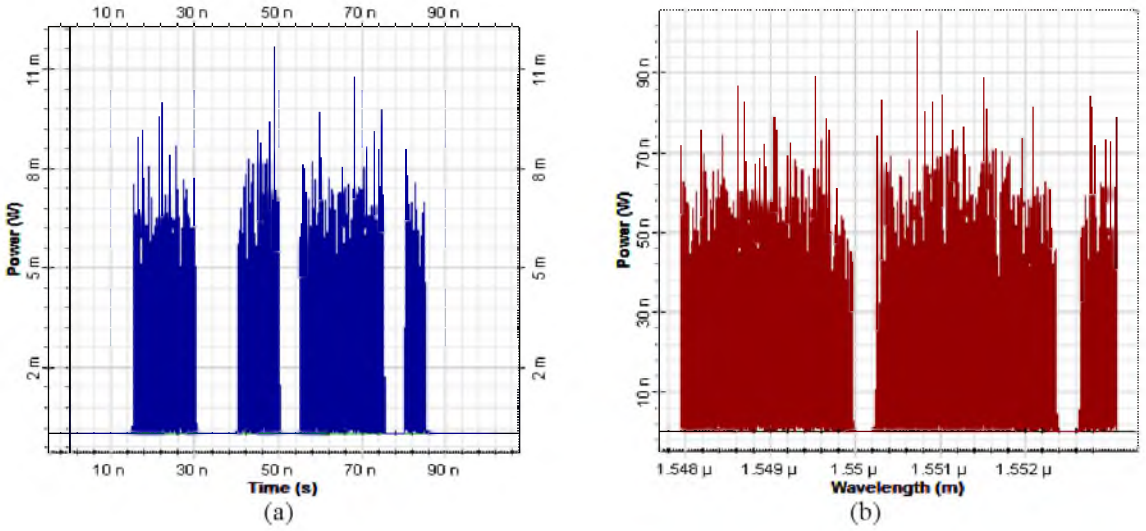



*Figure 4.7 Les courbes de l'encodage du premier usager, (a) domaine temporel, (b) domaine spectral*

La figure 4.8 montre les courbes du signal optique à la sortie du deuxième FBG utilisé dans le coté émetteur pour chaque utilisateur. Ces courbes correspondent à la signature du code des usagers.

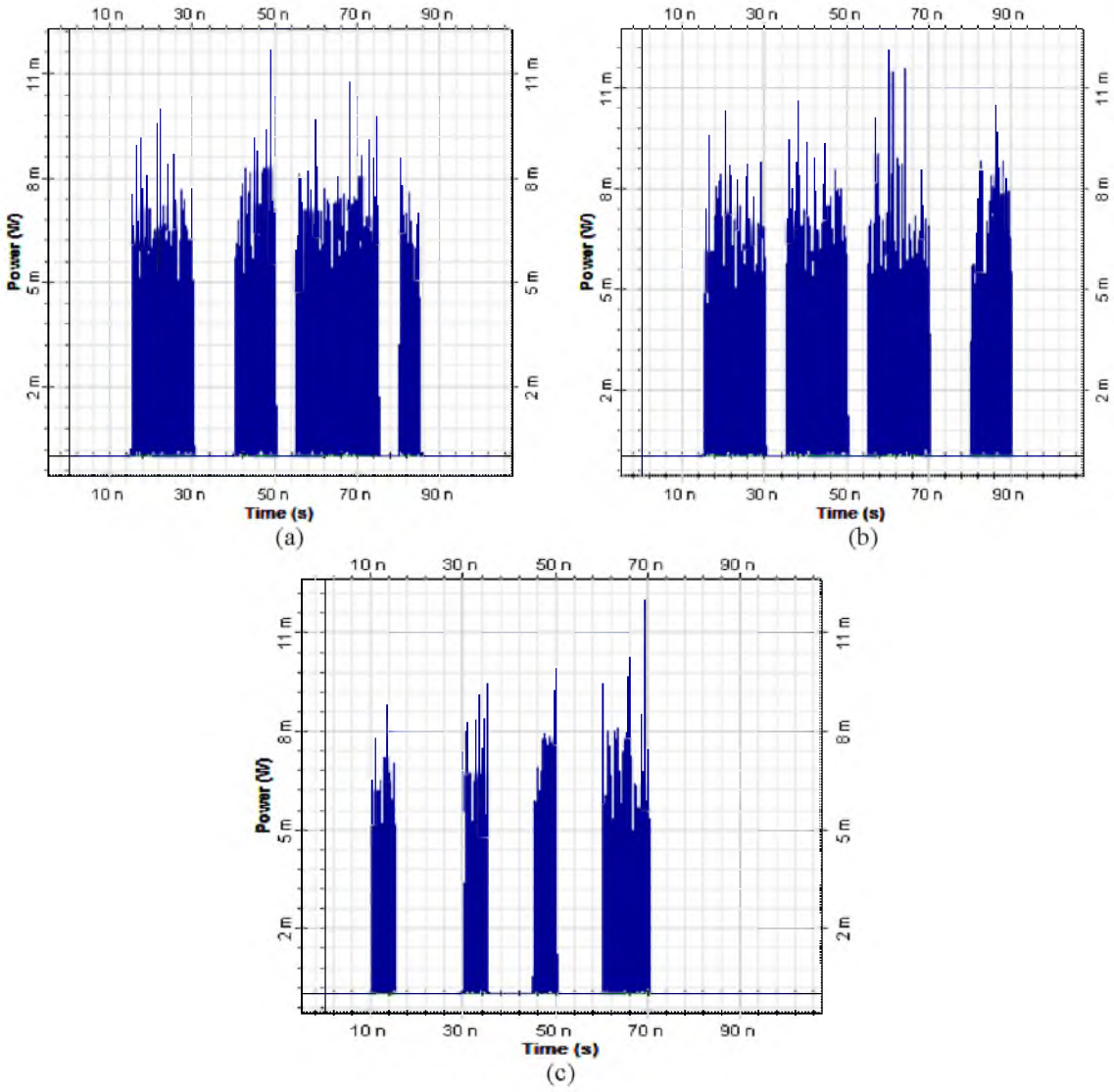



*Figure 4.8 Courbes du signal optique à la sortie du deuxième FBG, (a) : premier usager, (b) : deuxième usager, (c) : troisième usager*

Les résultats indiquent clairement que ces codes sont différents ce qui indique que chaque usager a son propre et unique code signature.

La figure 4.9 montre les courbes du coté récepteur correspondants au premier utilisateur après la transmission à travers la fibre optique qui s'étend sur 10km, avec les figures 4.9 (a) et 4.9 (b) correspondent au courbes à la sortie des filtres de décodage $H(f)$ et $\overline{H}(f)$ respectivement. Le photocourant résultant correspondant et ça version filtrés sont illustrés sur les figures 4.9 (c) et (d) respectivement. Ces figures traduisent soigneusement le principe du fonctionnement du récepteur.

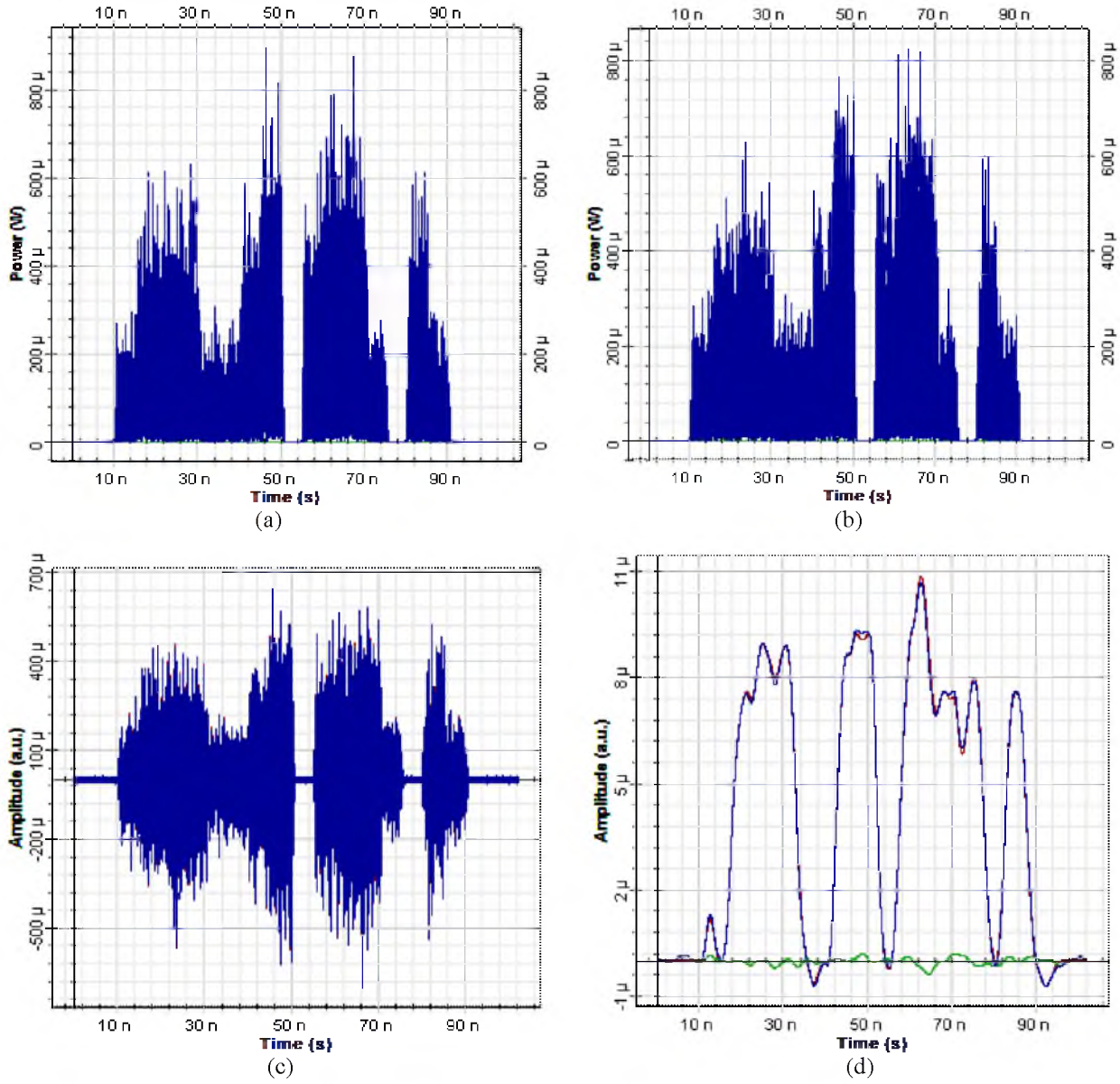



*Figure 4.9 (a) : sortie du filtre de décodage $H(f)$, (b) sortie du filtre de décodage $\overline{H}(f)$, (c) : photocourant résultant de $H(f)$ et $\overline{H}(f)$, (d) : version filtré du photocourant résultant*

Les diagrammes de l'œil reçu et les taux d'erreurs binaire des trois utilisateurs après une distance de transmission allant jusqu'à 10 Km sont illustrés à la figure 4.10.

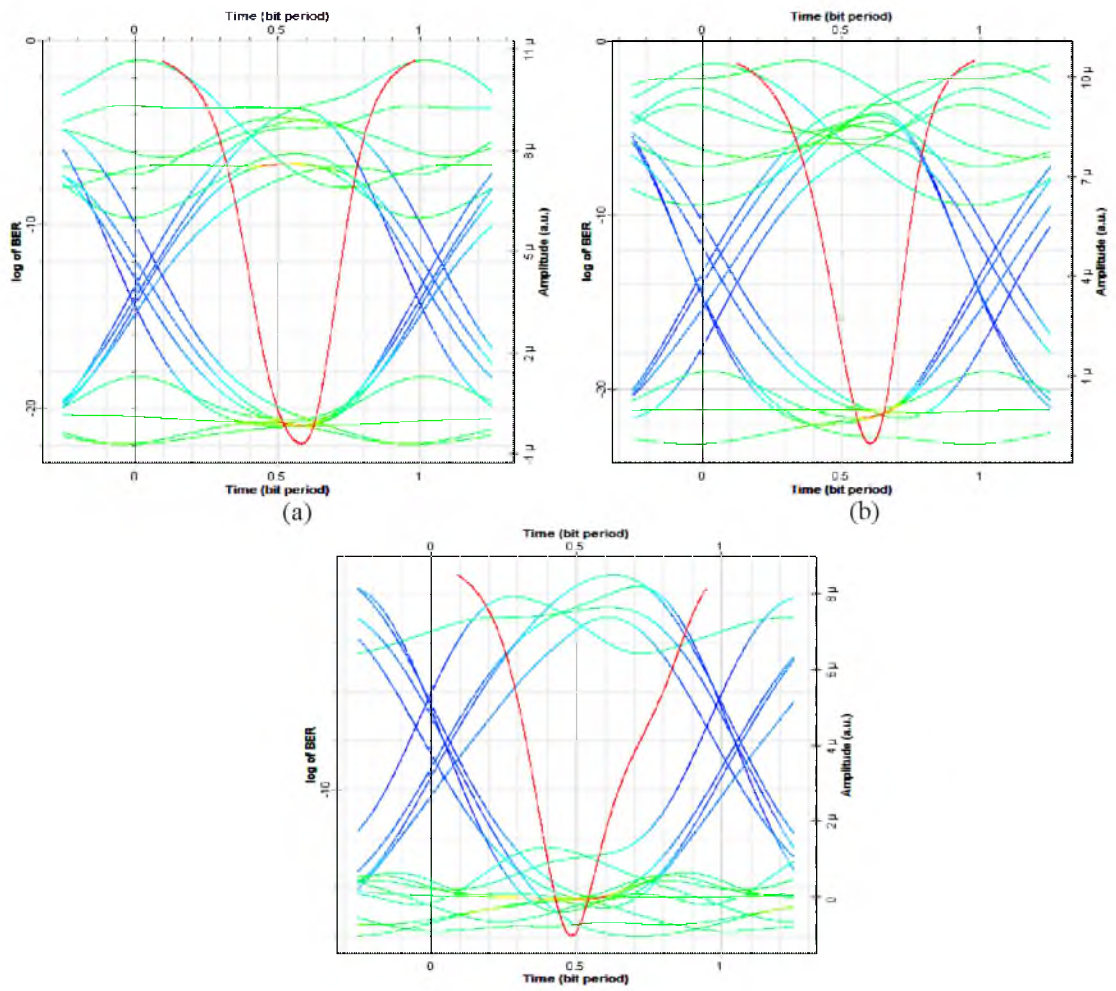



*Figure 4.10 Diagrammes de l'œil et BER 10 km, (a) : premier usager, (b) : deuxième usager, (c) : troisième usager*

A noter que les diagrammes de l'œil sont ouvert qui assurent de très faibles t'aux d'erreur binaire (BER). Les valeurs des BERs des trois utilisateurs sont : $1.07 \times 10^{-22}$, $6.79 \times 10^{-24}$ et $1.01 \times 10^{-16}$ respectivement et ces montants sont à comparer avec $10^{-9}$ qui est utilisé comme valeur maximale admissible au système de communications optique.

Afin d'étudier l'influence des différents paramètres qui affectent les performances de notre système SAC-OCDMA, à savoir le débit binaire, la puissance optique, la largeur spectrale des réseaux de Bragg, la longueur du canal de transmission, la dispersion, l'atténuation et le nombre d'usager, nous avons réalisé différentes simulations.

## 4.4 L'influence du nombre d'usager

Pour étudier l'effet du nombre d'usagers sur les performances du système SAC-OCDMA, nous allons mettre deux usagers allumés et le troisième éteint.

Une comparaison des performances du système sera faite pour les différentes configurations possibles avant et après compensation.

- Premier et deuxième usagers allumés, troisième éteint.
- Deuxième et troisième usagers allumés, premier éteint.
- Premier et troisième usagers allumés, deuxième éteint.



Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

### 4.4.1 Sans présence d'amplificateurs ni de compensateurs de dispersion

Dans cette partie nous avons réalisé des simulations avec les différentes configurations, avant insertion des composants de compensation de dispersion et d'amplification.

#### 4.4.1.1 Premier et deuxième usagers allumés, troisième éteint

Les figures 4.11 et 4.12 montrent l'influence du débit sur le taux d'erreur binaire (BER) et le facteur de qualité (Q), respectivement, sur une distance de 10 km.

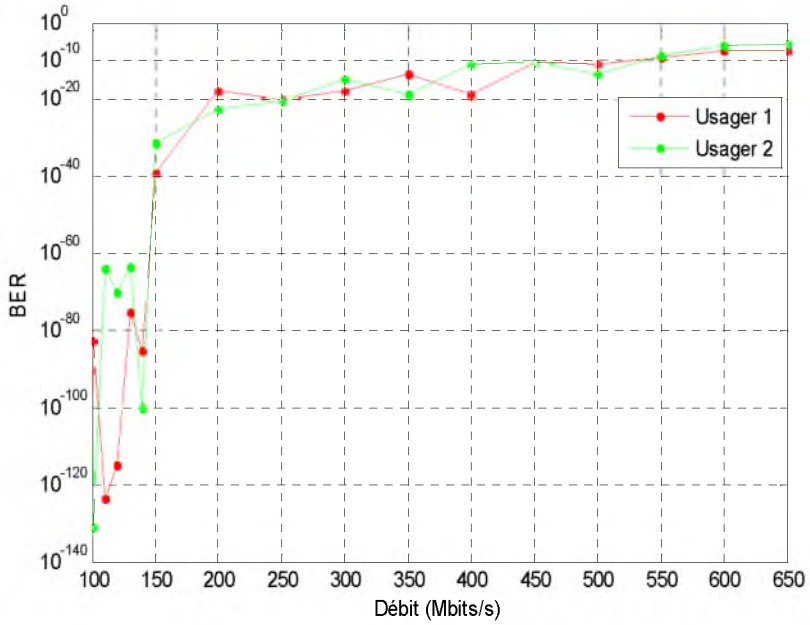



*Figure 4.11 BER en fonction du débit binaire*

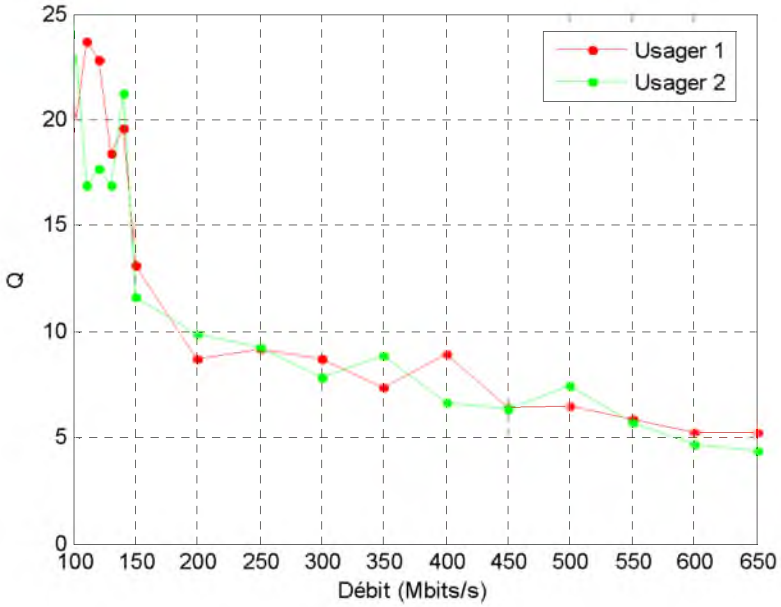



*Figure 4.12 Q en fonction du débit binaire*

A partir des courbes obtenus sur les figures 4.11 et 4.12, nous pouvons s'apercevoir que la qualité du signal des deux usagers se dégrade quand le débit augmente. Donc il est possible d'aller jusqu'à un débit de 500 Mbits/s sachant qu'au-delà de cette valeur le BER est supérieur à $10^{-9}$ et le facteur de qualité est inférieur à 6.

Pour les deux configurations suivantes nous avons choisi de travailler avec un débit de 200 Mbits/s et qui correspond à un facteur de qualité acceptable ($Q > 6$).

Les figures 4.13 et 4.14 illustrent l'effet de la variation de la longueur de la fibre optique sur le BER et Q pour un débit binaire de 200 Mbits/s.

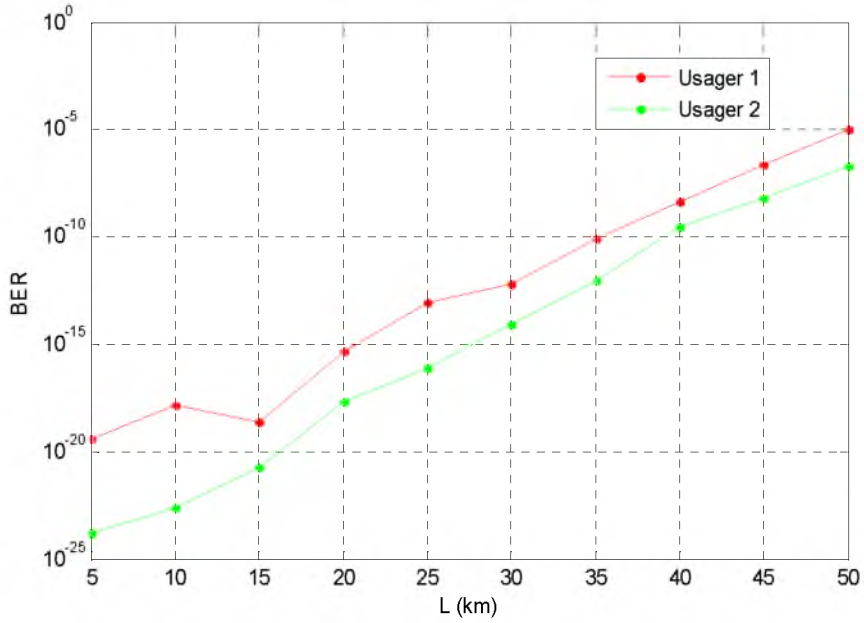



*Figure 4.13 BER en fonction de la longueur de la fibre (SMF)*

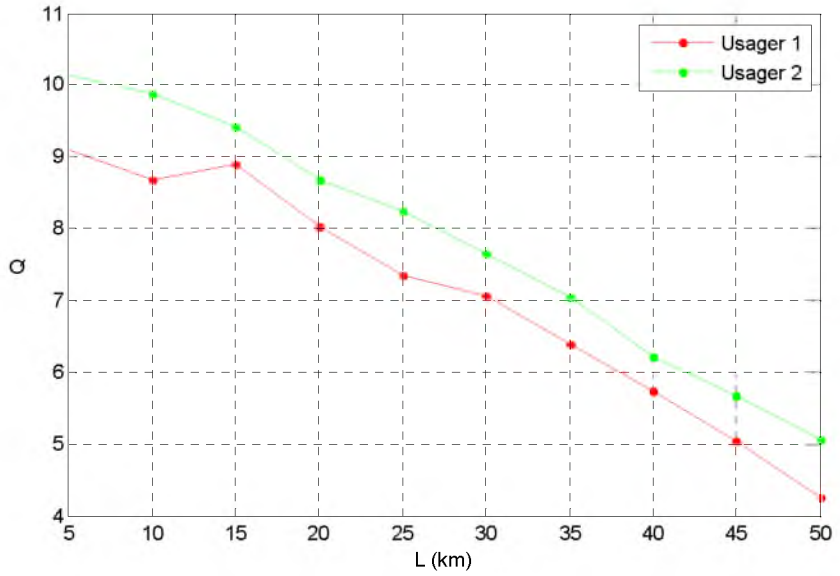



*Figure 4.14 Q en fonction de la longueur de la fibre (SMF)*

Depuis les figures 4.13 et 4.14, les performances des deux usagers s'abaissent synchroniquement en augmentant la longueur de la fibre optique, nous pouvons remarquer que pour un BER inférieur à $10^{-9}$, la distance maximale atteinte est égale à 35 km.

### 4.4.1.2 Deuxième et troisième usagers allumés, premier éteint

Pour évaluer l'impacte de la valeur de la longueur de la fibre sur les performances du système, nous avons tracés sur les figures 4.15 et 4.16 l'évolution du BER et Q pour différentes valeurs de L avec un débit de 200 Mbits/s.

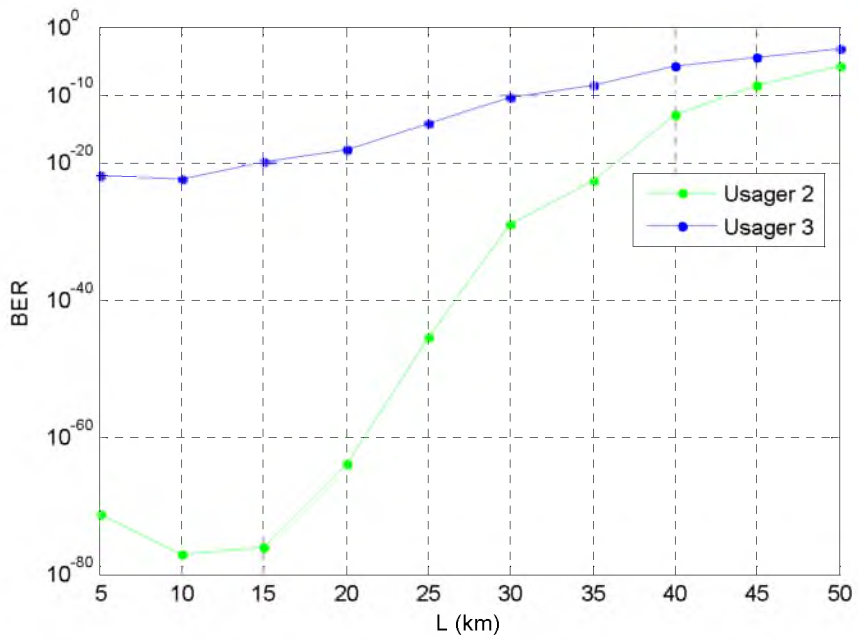



*Figure 4.15 BER en fonction de L (1 éteint, 2 et 3 allumés)*

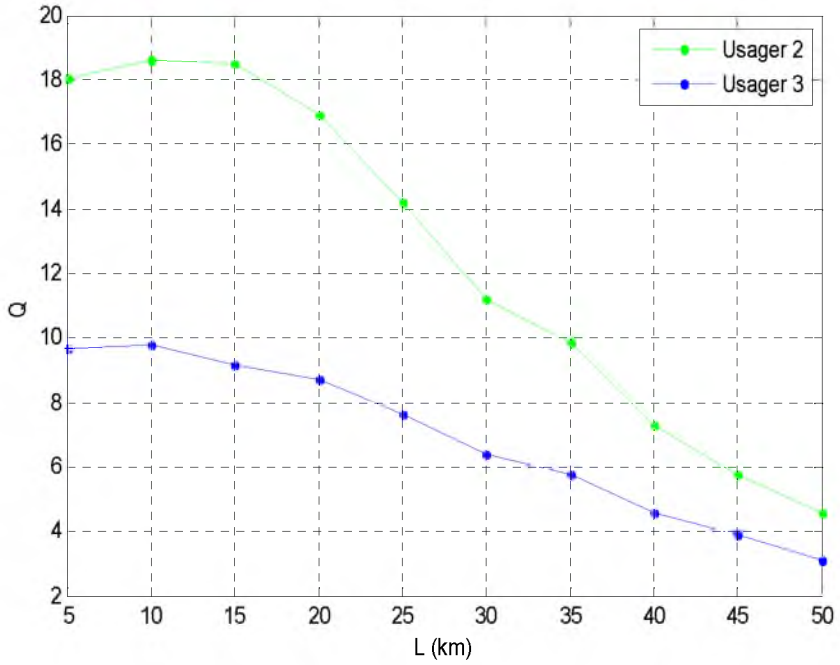



*Figure 4.16 Q en fonction de L (1 éteint, 2 et 3 allumés)*

Nous pouvons remarquer dans chacune des deux courbes de la figure 4.15, pour une courte distance, les valeurs du BER des deux usagers se dégradent et se rapprochent lorsque L augmente, tandis que dans chacune des deux courbes sur la figure 4.16, les facteurs de qualité des deux usagers diminuent et s'avoisinent lorsque L augmente pour atteindre la valeur maximale qui est égale à 30 km pour une qualité acceptable.

### 4.4.1.3 Premier et troisième usagers allumés, deuxième éteint

Les figures 4.17 et 4.18 montrent le même procédé d'étude effectué dans le paragraphe précédent, mais cette fois ci en éteignant le deuxième usager.

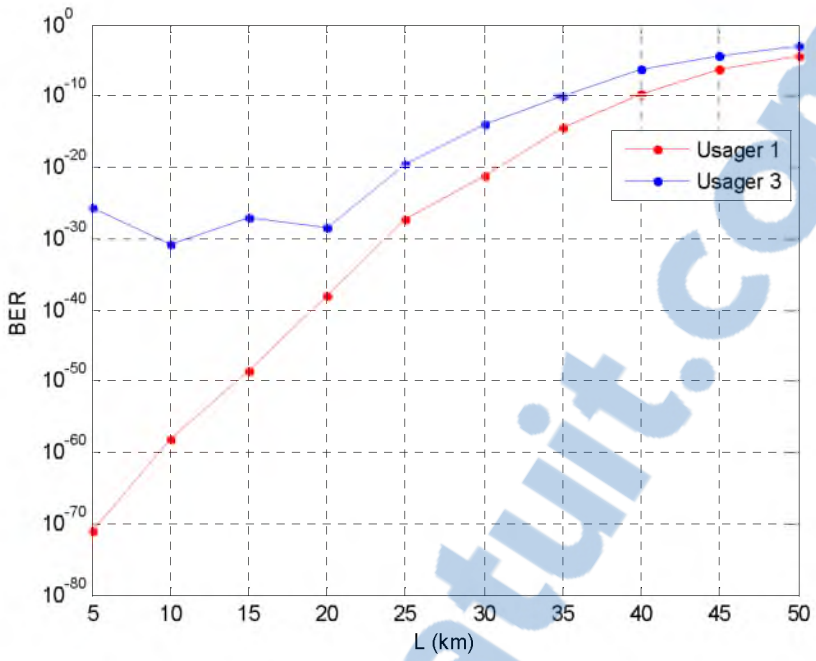



*Figure 4.17 BER en fonction de L (2 éteint, 1 et 3 allumés)*

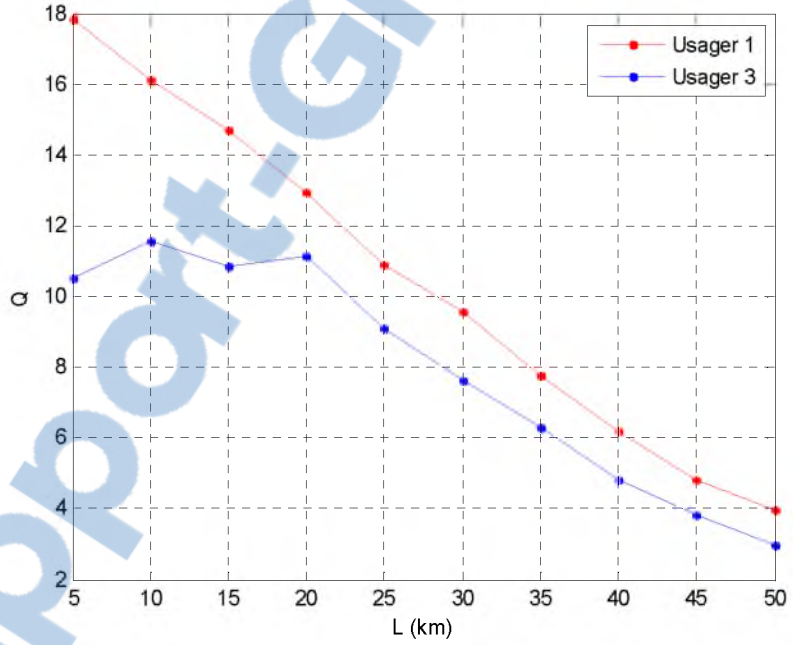



*Figure 4.18 Q en fonction de L (2 éteint, 1 et 3 allumés)*

Les figures 4.17 et 4.18 présentent l'évolution du BER et Q pour deux usagers en fonction de L, leurs performances s'abaissent synchroniquement en augmentant la longueur de la fibre (SMF), nous pouvons remarquer que pour un BER inférieur à $10^{-9}$, la valeur maximale atteinte pour cette configuration est égale à 35 km. D'après ces résultats obtenues, nous avons constaté qu'il est possible d'aller jusqu'à un débit binaire de 500 Mbits/s par canal ce qui donne un débit de $2 \times 500$ Mbits/s pour l'ensemble du système. Pour ce qui concerne la longueur de la fibre, la valeur maximale varie de 30 à 35 km, c'est-à-dire que les performances du système sont limitées par l'augmentation de L, ceci est dû aux phénomènes de la dispersion et l'atténuation qui s'accroissent avec la portée de la fibre optique.

Rapport-Gratuit.com

Afin d'améliorer les performances du système et augmenter la distance de transmission, nous avons inséré à la sortie de la fibre optique les composants suivants :

- Un amplificateur EDFA pour compenser les pertes de la fibre SMF.
- Une fibre compensatrice de dispersion (DCF) pour compenser la dispersion de vitesse de groupe (GVD) dans la fibre SMF.
- Un autre amplificateur pour compenser les pertes de la fibre DCF.

La compensation de dispersion est réalisé en connectent la fibre DCF avec la fibre SMF, une telle fibre peut être conçu pour avoir un haut GVD négative à 1550 nm. La longueur de la fibre DCF utilisée dans la simulation est calculée par la relation suivante :

$$L_{DCF} = -\frac{L_{SMF} D_{SMF}}{D_{DCF}} \tag{4.5}$$

Où L est la longueur de la fibre et $D$ désigne la GVD

La longueur et la moyenne de la GVD du canal de transmission sont calculées par les relations (4.6) et (4.7) respectivement.

$$L = L_{SMF} + L_{DCF} \tag{4.6}$$

$$D = \frac{D_{SMF}\ L_{SMF} + D_{DCF}\ L_{DCF}}{L_{SMF} + L_{DCF}} \tag{4.7}$$

### 4.4.2 En présence d'amplificateurs et compensateurs de dispersion

La simulation est réalisée en outre à enquêter sur les performances du système en insérant des composants de compensation, de dispersion et d'amplification.

#### 4.4.2.1 L'influence de la puissance de la source

Dans cette partie nous avons varié la puissance optique des sources optiques large bande pour évaluer son influence sur le BER dans le cas où le troisième usager est éteint.

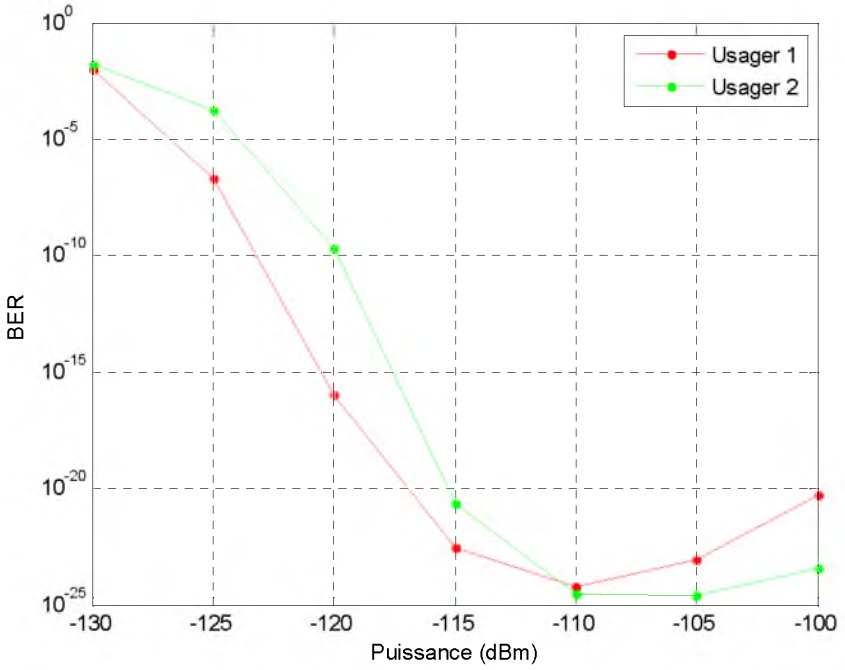



*Figure 4.19 BER en fonction de la puissance des sources optiques*

Nous remarquons sur les deux courbes de la figure 4.19 que le BER des deux usagers est inversement proportionnel à la puissance optique jusqu'à atteindre la valeur de -110, l'allure des courbes obtenues montrent que les valeurs idéales des puissances optiques sont de -115 à -100 dBm pour l'usager 1 et 2 respectivement.

#### 4.4.2.2 Premier et deuxième usagers allumés, troisième éteint

Pour évaluer l'impact des composants de compensation et d'amplification sur les performances du système, nous avons tracer les courbes qui illustrent l'influence de la longueur de la fibre sur le BER pour un débit binaire de 200 Mbits/s dans le cas où deux usagers sont allumés et le troisième éteint.

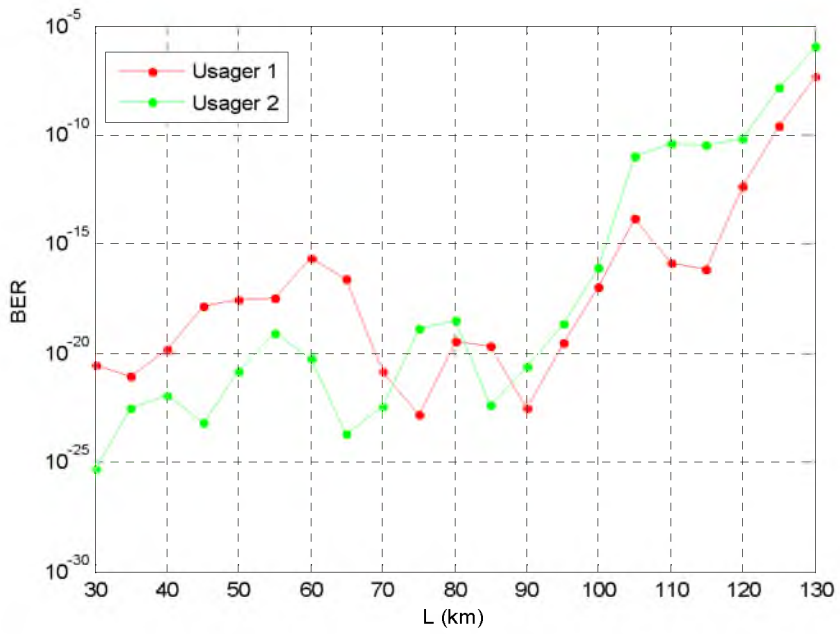



*Figure 4.20 BER en fonction de la longueur de la fibre optique (3 éteint, 1 et 2 allumés)*

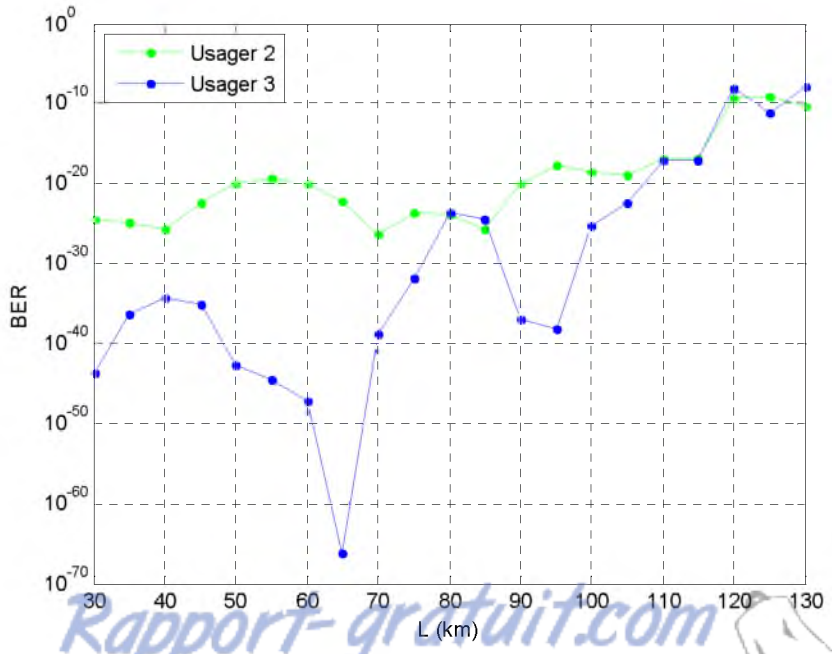



*Figure 4.21 BER en fonction de la longueur de la fibre optique (1 éteint, 2 et 3 allumés)*

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MEMOIRES

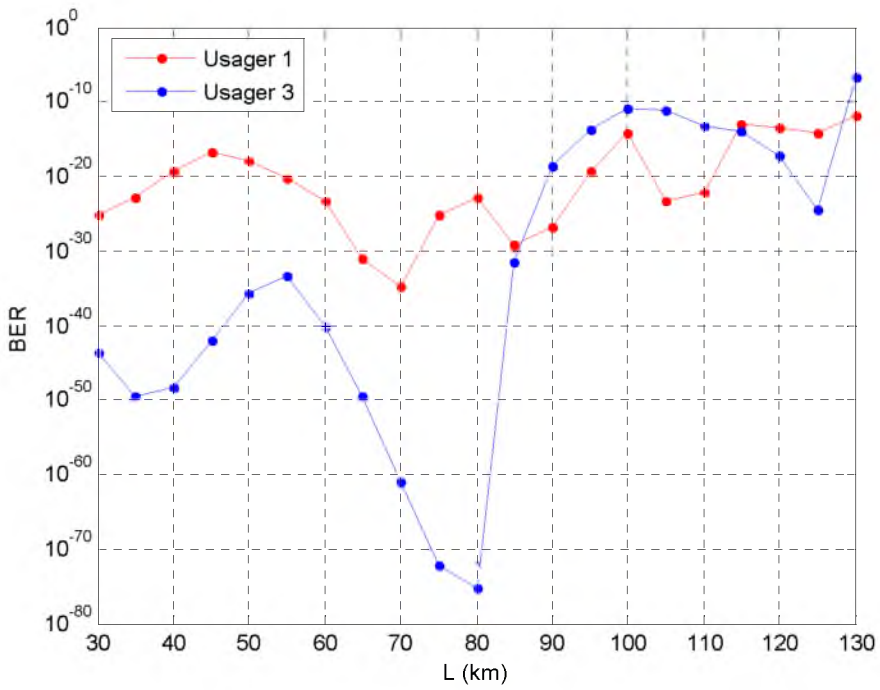



*Figure 4.22 BER en fonction de la longueur de la fibre optique (2 éteint, 1 et 3 allumés)*

Les courbes des figure 4.20, 4.21 et 4.22 montrent que les valeurs maximales des longueurs de la fibre varrient entre 115 et 130 km.

En comparent entre ces résultats et ceux obtenus avant compensation, les valeurs de la longueur de la fibre sont passés de 30 et 35 km à environ 115 et 130 km, nous pouvons conclure que nous avons pu augmenté la distance de transmission après insertion des EDFA et DCF tout en gardons des satisfaisantes performances.

## 4.5 Système SAC-OCDMA pour trois usagers actifs

Dans cette partie nous allons voir l'impact de mettre le troisième usager actif sur les performances du système en mettant l'accent sur la présence ou l'absence des compensateurs et amplificateurs.

### 4.5.1 Sans présence d'amplificateurs ni de compensateurs de dispersion

Avant d'entamer l'étude d'un système SAC-OCDMA pour trois usagers actifs, nous vérifions tout d'abord, l'influence de la variation de la bande passante des réseaux de Bragg sur le BER.

La fréquence de coupure des réseaux de Bragg montre un rôle important sur le réseau, avec une plus petite valeur de la bande passante de Bragg, un système OCDMA est capable d'utiliser un code plus long. Un long code signifie un plus grand nombre d'usagers dans le réseau, mais plus la valeur de la fréquence de coupure de la bande passante est petite, plus elle provoque la dispersion du signal lors de la transmission et provoque aussi l'augmentation du BER. Cela signifie que plus la fréquence de coupure de la bande passante augmente plus le BER diminue, mais il y a toujours une limite à l'élargissement de la fréquence de coupure pour éviter la diaphonie causant l'ISL (Intervalle Spectral Libre) au réseau.

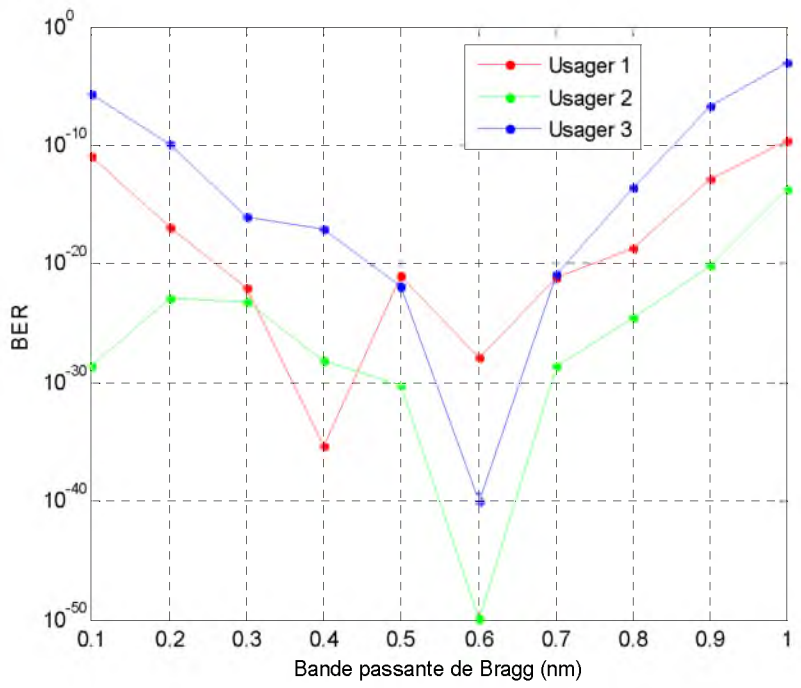



*Figure 4.23 BER en fonction de la bande passante des réseaux de Bragg*

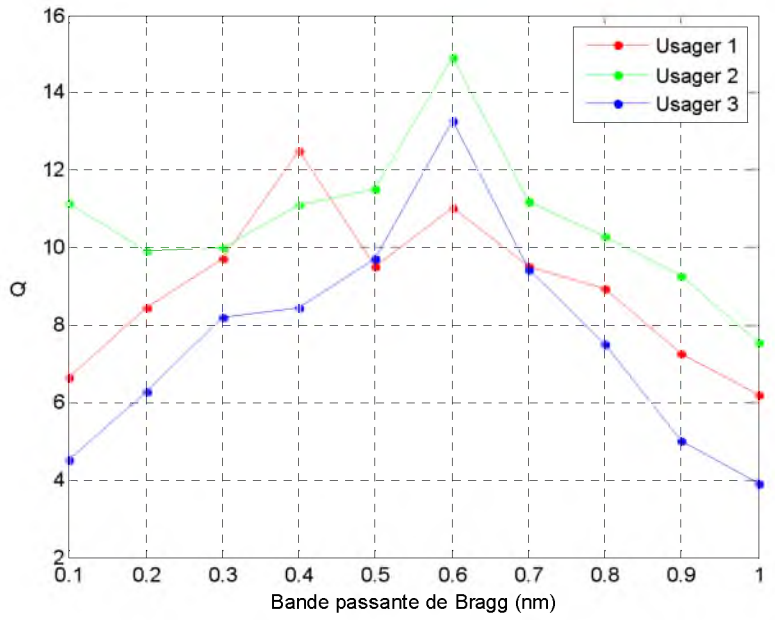



*Figure 4.24 Q en fonction de la bande passate des réseaux de Bragg*

Pour démontrer ce phénomène, nous avons tracé sur les figures 4.23 et 4.24 les courbes qui donnent la variation du BER et Q en fonction de la bande passante des réseaux de Bragg respectivement. Ces courbes montrent l'effet de la bande passante des FBGs lorsqu'une une fibre SMF de 10 km est utilisée et un débit binaire de 200 Mbits/s, à noter que les BERs des trois usagers atteignent leurs valeur minimales à 0.6 nm.

Pour mieux justifier notre choix de la bande passante qui convient à notre système, nous allons présenter des résultats que nous avons obtenu pour deux bandes passantes de Bragg différente, le premier pour 0.3 nm et le deuxième pour 0.6 nm, pour trois usagers actifs.

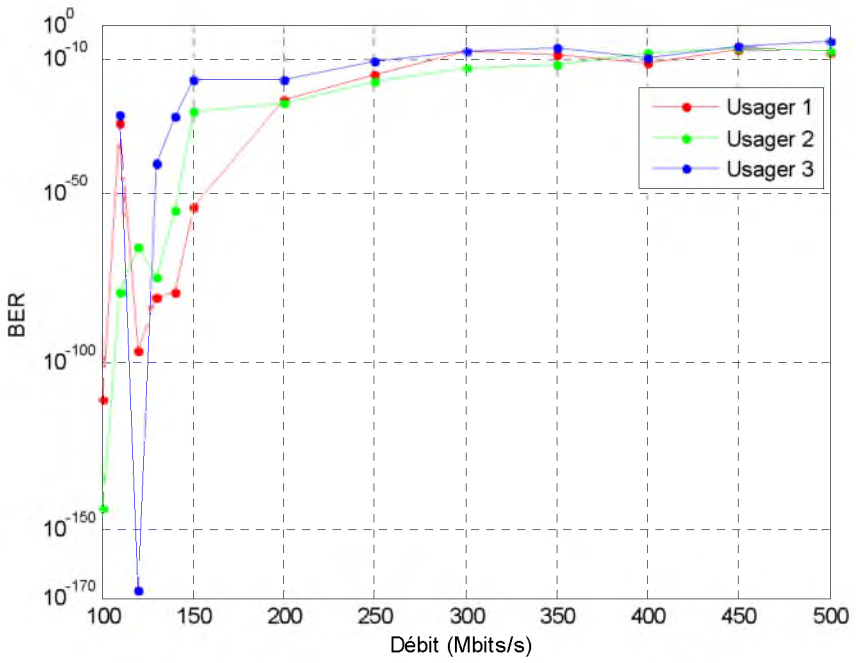



*Figure 4.25 BER en fonction du débit binaire pour 3 utilisateurs*

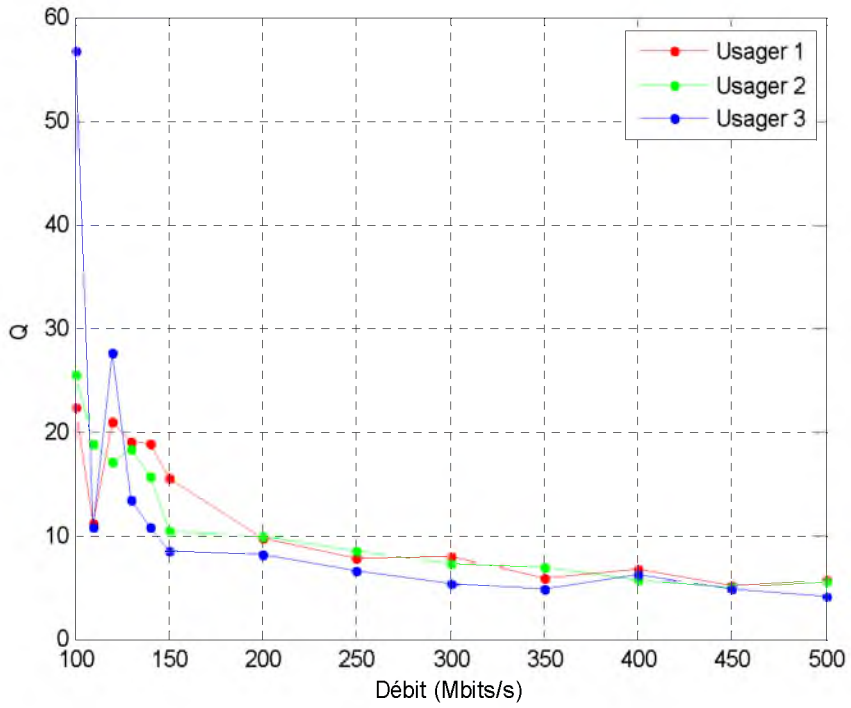



*Figure 4.26 Q en fonction du débit binaire pour 3 utilisateurs*

Les figures 4.25 et 4.26 montrent les courbes du taux d'erreurs binaire (BER) et le facteur de qualité (Q) en fonction du débit sur une distance de 10 km, tandis que les figures 4.27 et 4.28 indiquent la variation du BER et Q en fonction de la longueur de la fibre pour un débit binaire de 200 Mbits/s. A noter que la bande passante des réseaux de Bragg est égale à 0.3 nm.

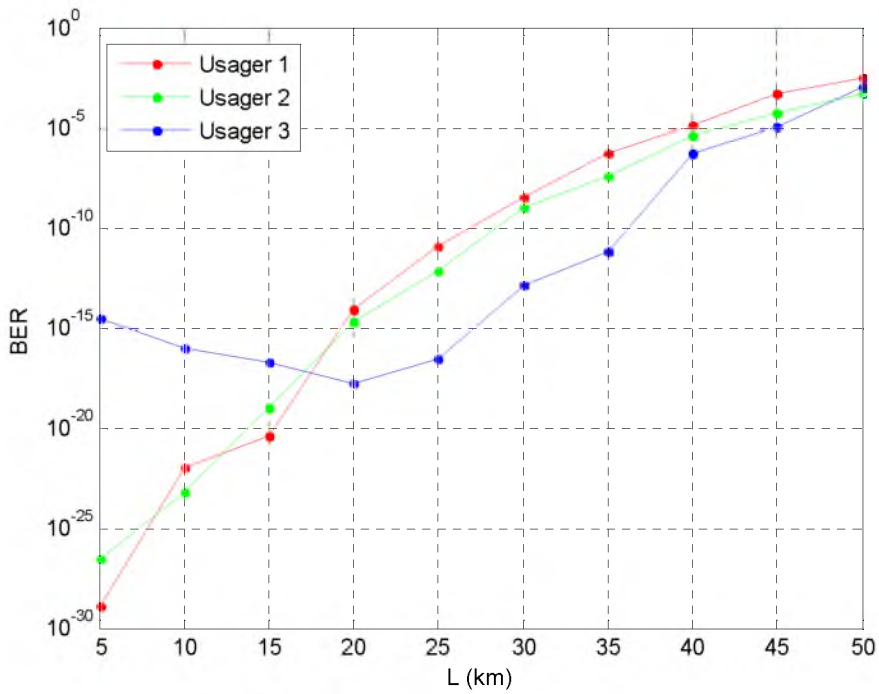



*Figure 4.27 BER en fonction de la longueur de la fibre pour 3 utilisateurs*

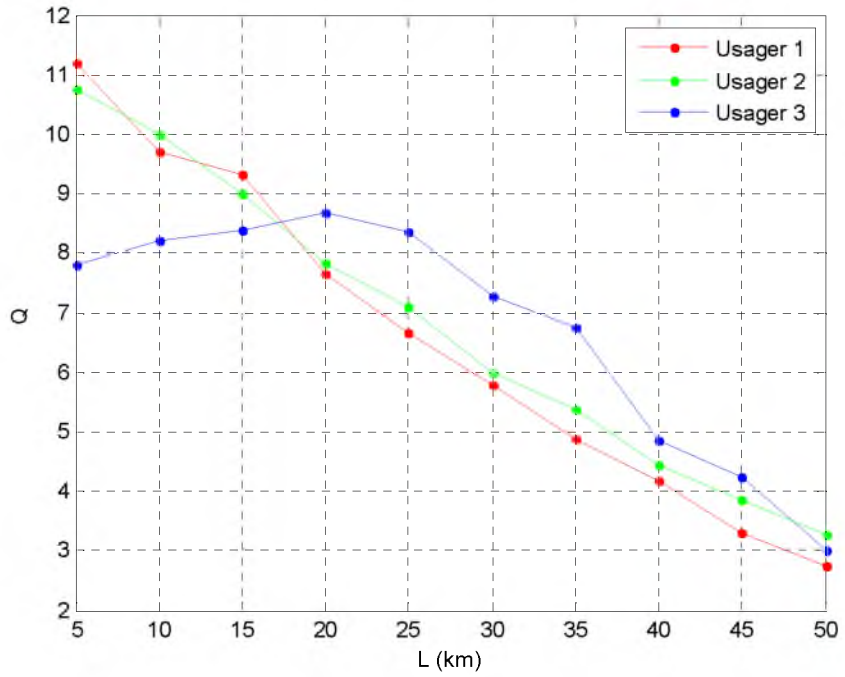



*Figure 4.28 Q en fonction de la longueur de la fibre optique pour 3 utilisateurs*

Les courbes indiquent que pour une bande passante qui est égale à 0.3 nm le débit maximal atteint est de 250 Mbits/s pour un seul canal et la longueur maximale atteinte est d'environ 25 km.

Dans cette deuxième partie nous présentons les résultats pour une bande passante des réseaux de Bragg qui est égale à 0.6 nm. La figure 4.29 illustre l'évolution du BER en fonction de la longueur de la fibre pour un débit binaire de 200 Mbits/s, tandis que la figure 4.30 indique la variation du BER en fonction du débit binaire sur une distance de 10 km.

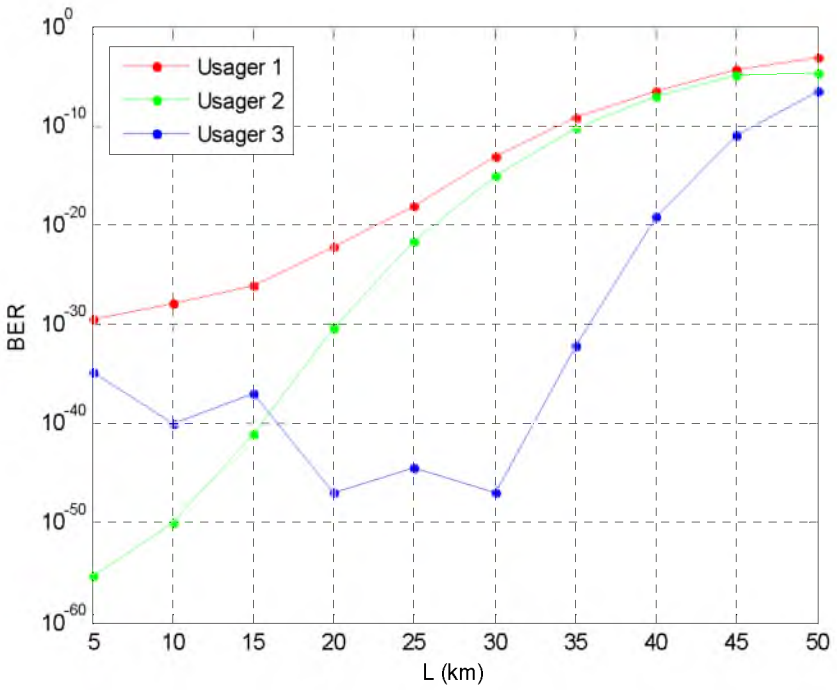



*Figure 4.29 BER en fonction de la longueur de la fibre optique*

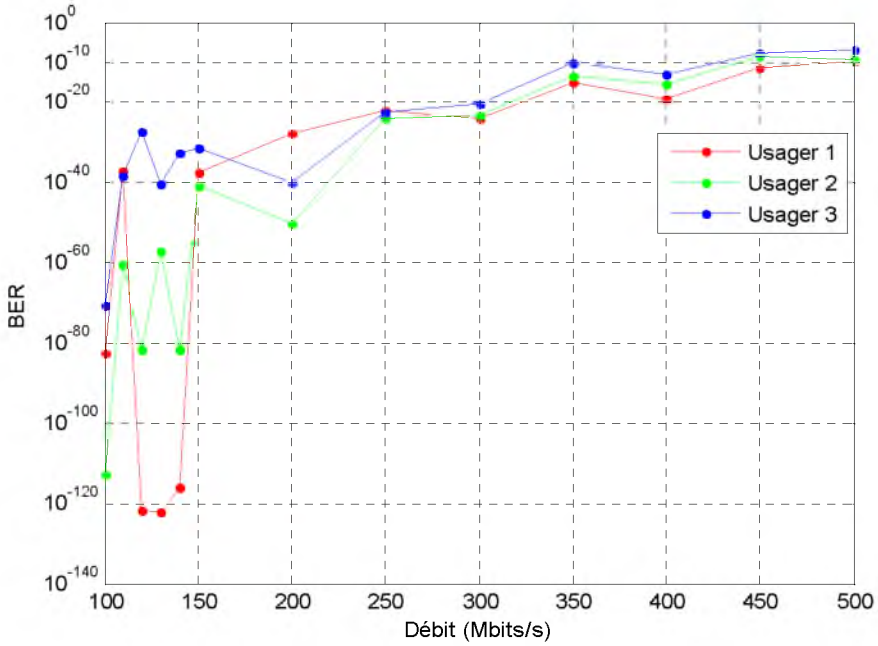



*Figure 4.30 BER en fonction du débit binaire*

Les figures 4.29 et 4.30 indiquent que la distance maximale atteinte est d'environ 35 km et un débit maximal de 350 Mbits/s par canal, ces résultats sont à comparé avec ceux obtenus avec 0.3 nm.

### 4.5.2 En présence d'amplificateurs et de compensateurs de dispersion

Les résultats présenté dans cette partie correspondent à une comparaison entre les performances des deux valeurs de la bande passante des FBGs (0.3 nm et 0.6 nm).

La figure 4.31 montre l'influence de la variation de la longueur de la fibre optique sur le BER pour un débit binaire de 200 Mbits/s, alors que la figure 4.32 présente l'éffet de l'évolution du débit binaire sur le BER sur une distance de 90 km pour une bande passante des réseaux de Bragg de 0.3.

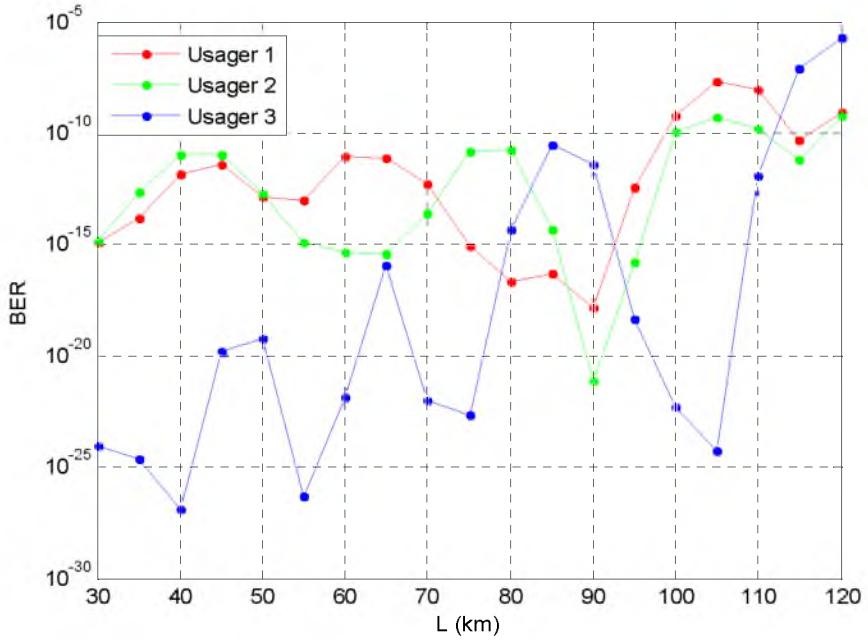



*Figure 4.31 BER en fonction de la longueur de la fibre optique pour 3 utilisateurs*

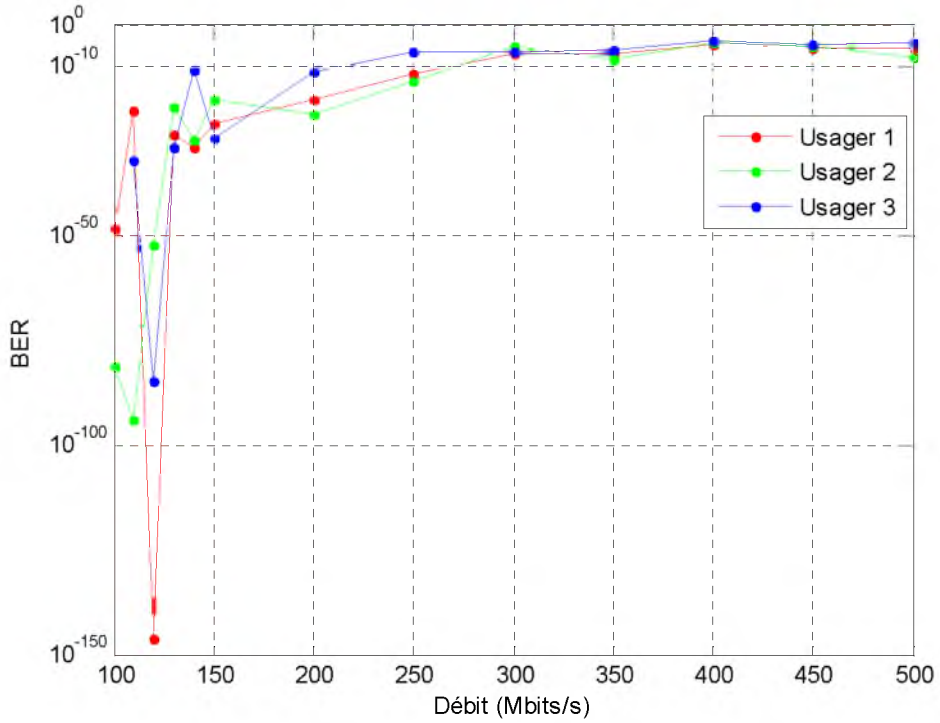



*Figure 4.32 BER en fonction du débit binaire*

Les valeur maximale atteintes pour une bonne qualité de transmission dans ces condions sont d'environ 100 km comme distance de transmission et de 200 Mbits/s pour le débit binaire.

Les figures 4.33 et 4.34 montrent le BER en fonction de L pour un débit de 200 Mbits/s et le BER en fonction du débit pour une distance de 115 km, respectivement, cette fois ci pour une bande passante des réseaux de Bragg de 0.6 nm.

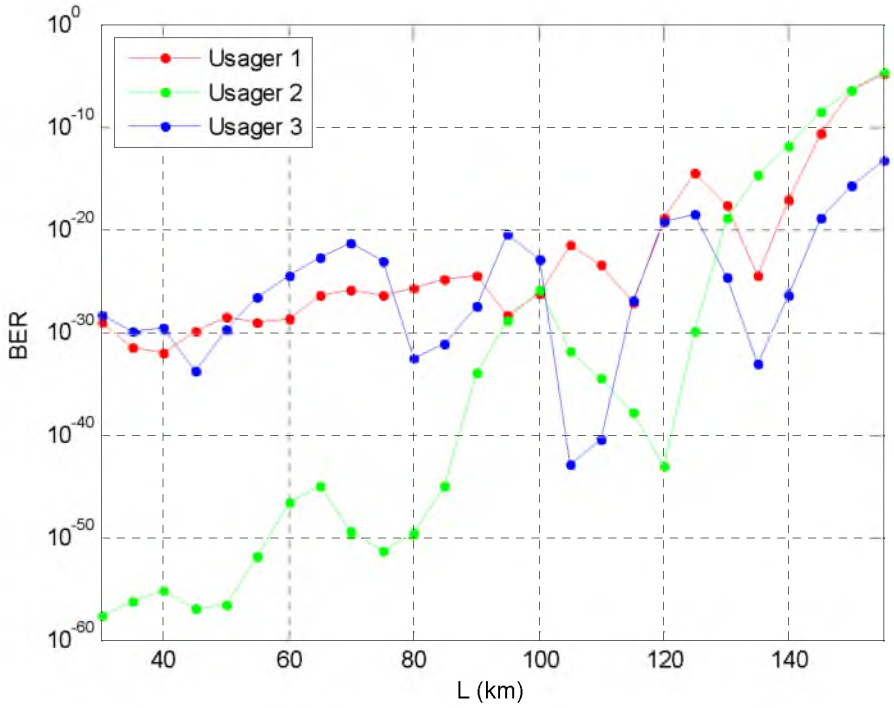



*Figure 4.33 BER en fonction de la longueur de la fibre optique*

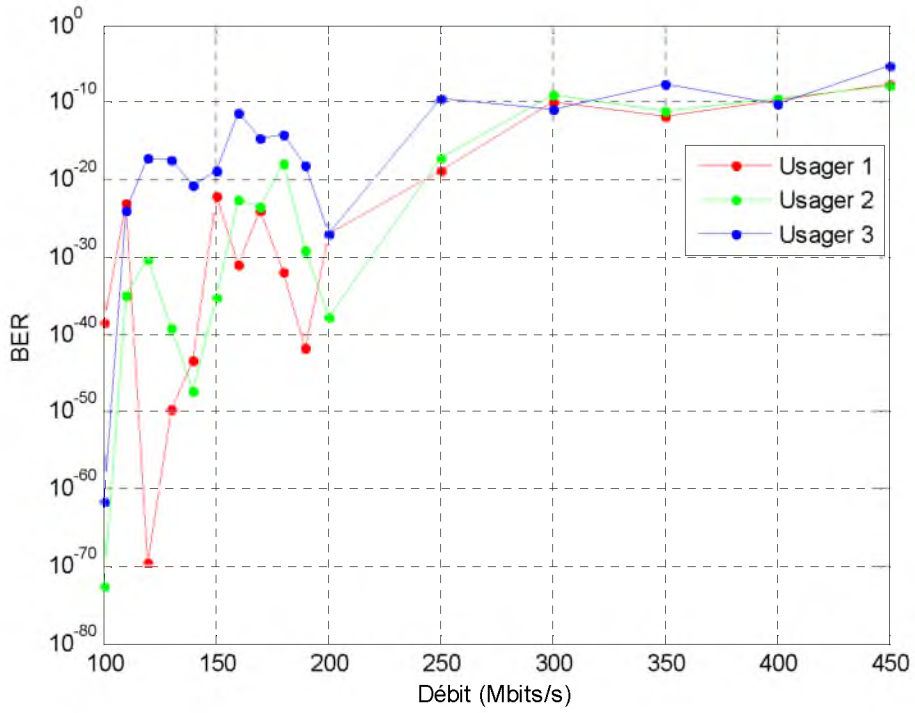



*Figure 4.34 BER en fonction du débit binaire*

Les valeurs maximales atteintes sont 140 km pour la longueur de la fibre tandis que le débit est d'environ 300 Mbits/s.

### 4.5.3 Présentation des résultats pour 3 usagers actifs

Pour mieux justifier l'insertion des composants de compensation et d'amplification, le tableau 4.3 Regroupe les différentes valeurs maximales de la longueur de la fibre pour différentes configurations.

| | **Longueur de la fibre optique (km)** | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | Usager 1 | | Usager 2 | | Usager 3 | |
| | Bande passante de Bragg | | Bande passante de Bragg | | Bande passante de Bragg | |
| | **0.3 nm** | **0.6 nm** | **0.3 nm** | **0.6 nm** | **0.3 nm** | **0.6 nm** |
| **Avant compensation** | 25 | 35 | 25 | 35 | 35 | 45 |
| **Après compensation (SMF)** | 100 | 145 | 100 | 145 | 110 | 155 |

*Tableau 4.3 Longueurs de la fibre maximale atteinte pour un BER*$< 10^{-9}$

### 4.6 Système SAC-OCDMA pour 15 usagers :

Dans cette partie, nous avons réalisé une implémentation d'un code m-séquence supportant 15 usagers qui a été présenté dans le chapitre 3, nous avons commencé par une présentation des différents paramètres des composants en désignant les codes à implémenter dans la partie d'encodage et du décodage. Par la suite, nous avons étudié l'influence de la bande passante des réseaux de Bragg sur les performances du système. Enfin, pour conclure nous avons présenté les résultats obtenus [32].

Soit $X = (x_0, x_1, \ldots, x_{n-1})$ et $Y = (y_0, y_1, \ldots, y_{n-1})$ deux séquence binaire {0,1} des séquences telles que leurs périodicité de corrélation croisée est :

$$R_{xy}(\tau) = \sum_{i=0}^{n-1} x_i \, y_{i \oplus \tau} \tag{4.8}$$

Où $\oplus$ représente modulo $n$ addition.

Pour un signal d'interférence, en fonction de son code signature assigné, une partie de ses éléments spectraux correspond au décodeur direct, et l'autre partie au complément du décodeur. On définit le complément de la séquence $X$ à $\overline{X} = (\overline{x}_0, \overline{x}_1, \ldots, \overline{x}_{n-1})$.

Où $\overline{x}_i = 1 - x_i$ est la périodicité de la corrélation croisée entre $\overline{X}$ et $Y$ est :

$$R_{\overline{x}y}(\tau) = \sum_{i=0}^{n-1} \overline{x}_i y_{i \oplus \tau} \tag{4.9}$$

Depuis, $R_{xy}(\tau) = R_{\overline{x}y}(\tau)$, le récepteur rejette l'interférence d'un utilisateur avec le code d'adresse $Y$ via l'opération $R_{xy}(\tau) - R_{\overline{x}y}(\tau)$.

Un système unipolaire m-séquence $X = (x_0, x_1, \ldots, x_{n-1})$ avec la période $n$ est obtenu à partir de la version bipolaire en remplaçant chaque bit «-1» par «0». Depuis, la séquence $Y$ est une séquence cyclique gauche de X, c'est-à-dire $Y = (T)^{\tau}$ et $X = (X)^{\tau}$, où T est l'opérateur



Rapport-Gratuit.com

qui décale les vecteurs cycliquement vers la gauche par une case et $\tau$ représente le nombre de décalage cyclique qui à été réalisé, c'est-à-dire $TX = (x_{n-1}, x_0, x_1, \dots, x_{n-2})$, sa fonction d'autocorrélation discrète est :

$$R_{x\bar{x}}(\tau) = \sum_{i=0}^{n-1} x_i x_{i\oplus\tau} = \begin{cases} \dfrac{n+1}{2} & \tau = 1 \\ \dfrac{n+1}{4} & 1 \leq \tau \leq n-1 \end{cases} \tag{4.10}$$

Ces résultats proviennent du décalage et l'ajout de propriété du code m-séquence, c'est-à-dire l'ajout du modulo-2 d'une m-séquence et tout décalage cyclique du même code représente le décalage cyclique de la séquence, c'est-à-dire la moitié des «1» en $(X)^\tau$ coïncide avec les «1» de $X$, tandis que l'autre moitié des «1» en $(X)^\tau$ coïncide avec les « 0 » de $X$. Un récepteur rejettera le signal provenant de l'usager interférent avec le code de l'adresse $(X)^\tau$ avec un système informatique [33].

$$Z = R_{xy}(\tau) - R_{\bar{x}y} = \sum_{i=0}^{n-1} x_i x_{i\oplus\tau} - \sum_{i=1}^{n-1} (1 - x_i) x_{i\oplus\tau} \tag{4.11}$$

$$Z = 2R_{xy}(\tau) - R_{xy}(0) = 2 \times \frac{n+1}{4} - \frac{n+1}{2} = 0 \tag{4.12}$$

Basé sur cette idée, $n$ séquences de décalage cyclique d'un code m-séquence peut être assigné à $n$ usagers comme leurs séquences adresses telles qu'un réseau peut supporter $n$ usagers simultanés sans aucune ingérence comme le montre les relations (4.11) et (4.12).

### 4.6.1 Paramètres et résultats de la simulation

Les paramètres et les valeurs des différents composants utilisés dans la simulation pour 15 usagers sont répertoriés dans le tableau 4.4

| **Paramètres** | | | **valeurs** |
|---|---|---|---|
| **Source optique** | Largeur spectrale | | 5 nm |
| | Longueur d'onde centrale | | 1550.5 nm |
| **Débit binaire du signal** | | | 100 Mbits/s |
| **Longueurs d'ondes centrales des réseaux de Bragg (nm)** | $\lambda_1$=FBG1=1548.15 | $\lambda_6$=FBG6=1549.65 | $\lambda_{11}$=FBG11=1551.15 |
| | $\lambda_2$=FBG2=1548.45 | $\lambda_7$=FBG7=1549.95 | $\lambda_{12}$=FBG12=1551.45 |
| | $\lambda_3$=FBG3=1548.75 | $\lambda_8$=FBG8=1550.25 | $\lambda_{13}$=FBG13=1551.75 |
| | $\lambda_4$=FBG4=1549.05 | $\lambda_9$=FBG9=1550.55 | $\lambda_{14}$=FBG14=1552.05 |
| | $\lambda_5$=FBG5=1549.35 | $\lambda_{10}$=FBG10=1550.85 | $\lambda_{15}$=FBG15=1552.35 |
| **Fibre optique (SMF)** | Longueur d'onde de référence | | 1550 nm |
| | Longueur | | 90 Km |
| | Dispersion | | 16.75 ps/nm/Km |
| | Atténuation | | 0.2 dB/Km |

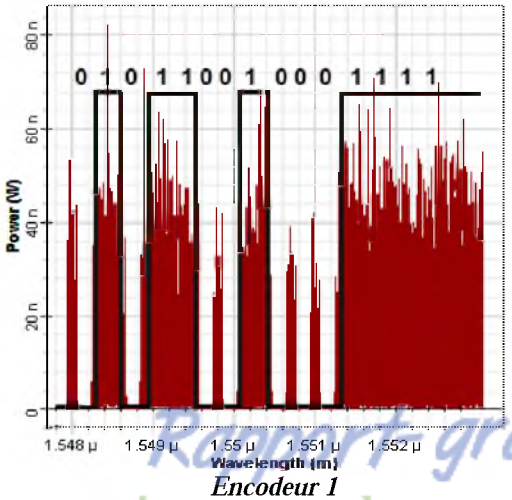
*Tableau 4.4 Paramètres des composants utilisés pour 15 usagers*

Le tableau 4.5 montre les spécifications du codeur et du décodeur de chaque usager pour un code m-séquence qui supporte théoriquement 15 usagers, la largeur spectrale de la source optique utilisée est de 5 nm, sur une distance de transmission qui s'étend sur 90 km avec un débit de 100 Mbits/s par canal.

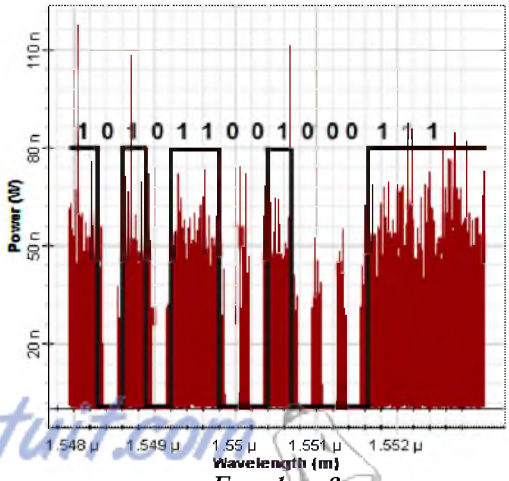
| | **Encodeur $H(f)$** | **Décodeur $\overline{H}(f)$** |
|---|---|---|
| **Usager 1** | 010110010001111 | 101001101110000 |
| | $\lambda_1\ \lambda_3\ \lambda_6\ \lambda_7\ \lambda_9\ \lambda_{10}\ \lambda_{11}$ | $\lambda_2\ \lambda_4\ \lambda_5\ \lambda_8\ \lambda_{12}\ \lambda_{13}\ \lambda_{14}\ \lambda_{15}$ |
| **Usager 2** | 101011001000111 | 010100110111000 |
| | $\lambda_2\ \lambda_4\ \lambda_7\ \lambda_8\ \lambda_{10}\ \lambda_{11}\ \lambda_{12}$ | $\lambda_1\ \lambda_3\ \lambda_5\ \lambda_6\ \lambda_9\ \lambda_{13}\ \lambda_{14}\ \lambda_{15}$ |
| **Usager 3** | 110101100100011 | 001010011011100 |
| | $\lambda_3\ \lambda_5\ \lambda_8\ \lambda_9\ \lambda_{11}\ \lambda_{12}\ \lambda_{13}$ | $\lambda_1\ \lambda_2\ \lambda_4\ \lambda_6\ \lambda_7\ \lambda_{10}\ \lambda_{14}\ \lambda_{15}$ |
| **Usager 4** | 111010110010001 | 000101001101110 |
| | $\lambda_4\ \lambda_6\ \lambda_9\ \lambda_{10}\ \lambda_{12}\ \lambda_{13}\ \lambda_{14}$ | $\lambda_1\ \lambda_2\ \lambda_3\ \lambda_5\ \lambda_7\ \lambda_8\ \lambda_{11}\ \lambda_{15}$ |
| **Usager 5** | 111101011001000 | 000010100110111 |
| | $\lambda_5\ \lambda_7\ \lambda_{10}\ \lambda_{11}\ \lambda_{13}\ \lambda_{14}\ \lambda_{15}$ | $\lambda_1\ \lambda_2\ \lambda_3\ \lambda_4\ \lambda_6\ \lambda_8\ \lambda_9\ \lambda_{12}$ |
| **Usager 6** | 011110101100100 | 100001010011011 |
| | $\lambda_1\ \lambda_6\ \lambda_8\ \lambda_{11}\ \lambda_{12}\ \lambda_{14}\ \lambda_{15}$ | $\lambda_2\ \lambda_3\ \lambda_4\ \lambda_5\ \lambda_7\ \lambda_9\ \lambda_{10}\ \lambda_{13}$ |
| **Usager 7** | 001111010110010 | 110000101001101 |
| | $\lambda_1\ \lambda_2\ \lambda_7\ \lambda_9\ \lambda_{12}\ \lambda_{13}\ \lambda_{15}$ | $\lambda_3\ \lambda_4\ \lambda_5\ \lambda_6\ \lambda_8\ \lambda_{10}\ \lambda_{11}\ \lambda_{14}$ |
| **Usager 8** | 000111101011001 | 111000010100110 |
| | $\lambda_1\ \lambda_2\ \lambda_3\ \lambda_8\ \lambda_{10}\ \lambda_{13}\ \lambda_{14}$ | $\lambda_4\ \lambda_5\ \lambda_6\ \lambda_7\ \lambda_9\ \lambda_{11}\ \lambda_{12}\ \lambda_{15}$ |
| **Usager 9** | 100011110101100 | 011100001010011 |
| | $\lambda_2\ \lambda_3\ \lambda_4\ \lambda_9\ \lambda_{11}\ \lambda_{14}\ \lambda_{15}$ | $\lambda_1\ \lambda_5\ \lambda_6\ \lambda_7\ \lambda_8\ \lambda_{10}\ \lambda_{12}\ \lambda_{13}$ |
| **Usager 10** | 010001111010110 | 101110000101001 |
| | $\lambda_1\ \lambda_3\ \lambda_4\ \lambda_5\ \lambda_{10}\ \lambda_{12}\ \lambda_{15}$ | $\lambda_2\ \lambda_6\ \lambda_7\ \lambda_8\ \lambda_9\ \lambda_{11}\ \lambda_{13}\ \lambda_{14}$ |

*Tableau 4.5 Caractéristiques des encodeurs et des décodeurs*

La figure 4.35 illustre les différents codes implémentés associés aux amplitudes spectrales des 10 premiers usagers pour, le signal rouge correspond à des réponses spectrales réelles, tandis que le signal en noir correspond à des réponses spectrales carrées. L'allure des spectres obtenus indique que chaque usager possède sa propre signature spectrale.

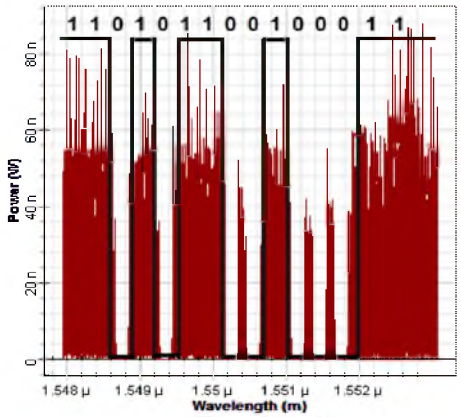



*Encodeur 1*

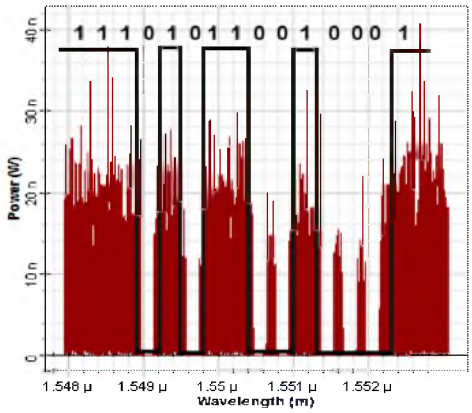



*Encodeur 2*

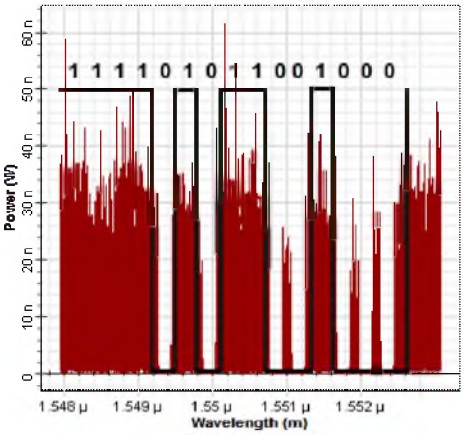
Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES



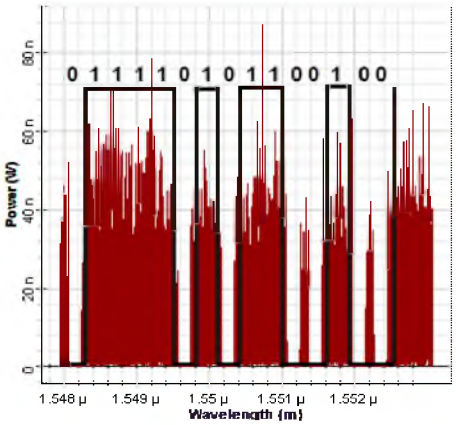

*Encodeur 3*



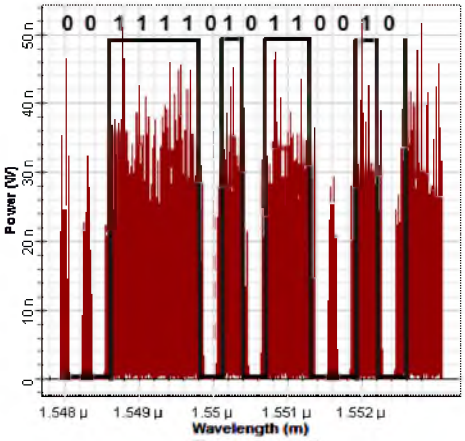

*Encodeur 4*



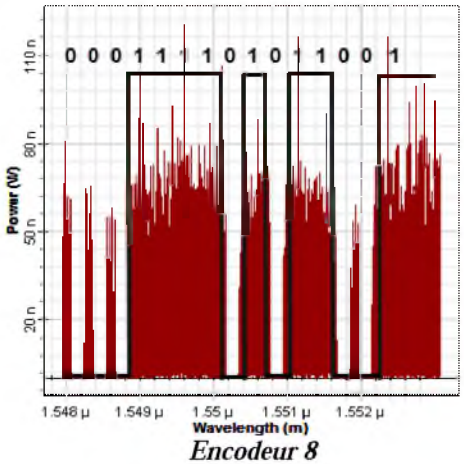

*Encodeur 5*



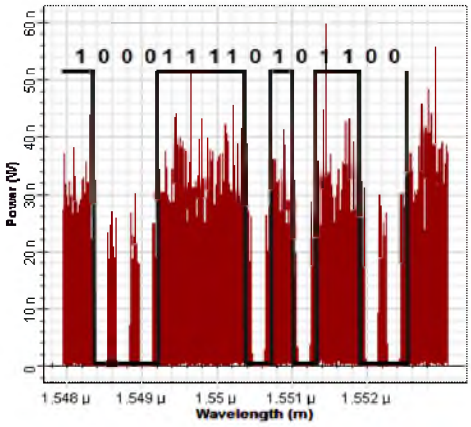

*Encodeur 6*



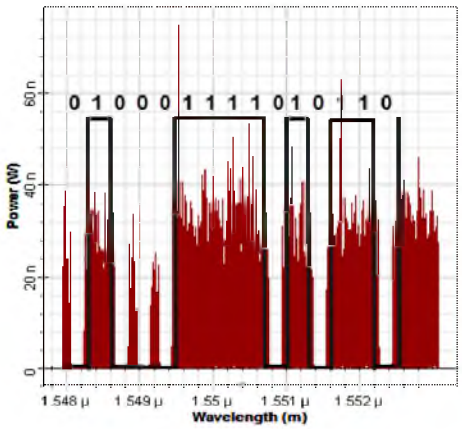

*Encodeur 7*




*Encodeur 8*




*Encodeur 9*




*Encodeur 10*

*Figure 4.35 Amplitudes spectrales et leurs codes associés des 10 premiers usagers*

La distribution des bits « 1 » et « 0 » est un autre paramètre qui a une influence immédiate sur les performances du système. Pour mieux expliquer notre propos, nous prenons deux codes qui ont la même longueur et le même poids mais avec une distribution des « 1 » différente.

En prenant comme exemple n'importe quel code sur la figure 4.35, ils contiennent tous des bits « 1 » successives et prenant un autre avec la même longueur du code et dont tout ses bits « 1 » sont isolés (séparés par des bits « 0 ») comme celui sur la figure 4.36.

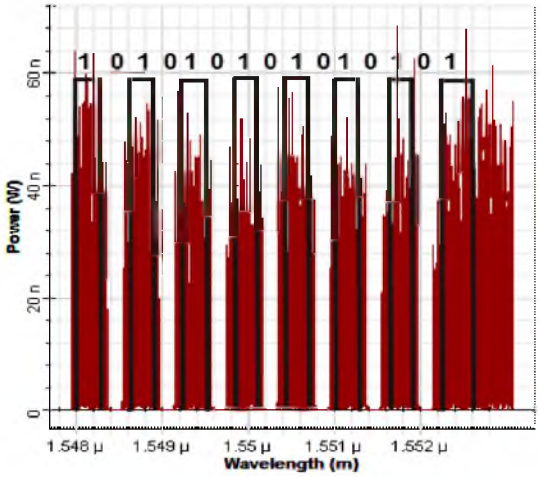
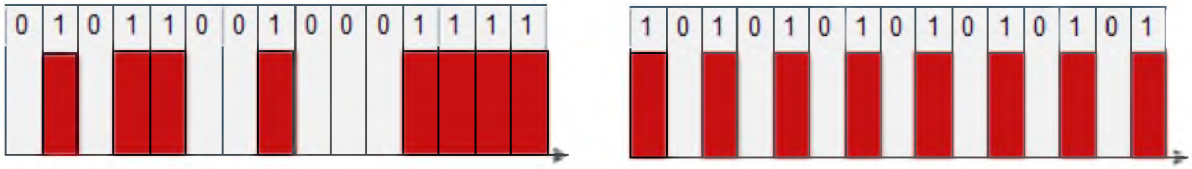


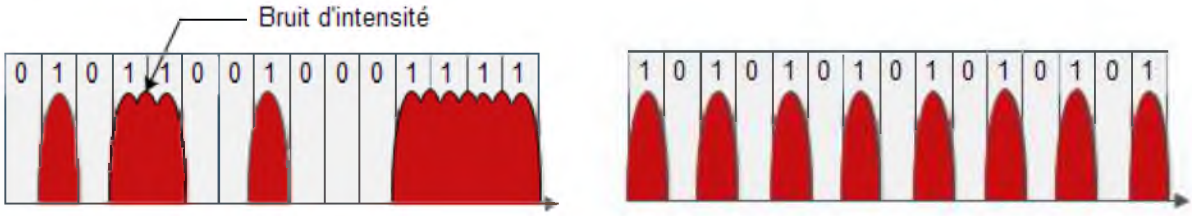

*Figure 4.36 Code avec des bits « 1 » isolés*

Nous supposant des réponses spectrales idéales et carrées comme le montre la figure 4.37 nous voyons facilement que la bande optique utilisée pour les deux codes est identique. Les niveaux de bruit d'intensité et de MAI sont alors identiques, ce qui entraine des performances identiques.




(a) (b)

*Figure 4.37 Spectre des codes avec des réponses spectrales carrées, (a) pour l'encodeur 1 et (b) pour le code « 101010101010101 »*




(a) (b)

*Figure 4.38 Spectres des codes avec des réponses spectrales réelles, (a) pour l'encodeur 1 et (b) pour le code « 101010101010101 »*

Maintenant nous prenons les mêmes codes, mais nous nous plaçons dans la situation où les réponses spectrales réelles et qui ne sont pas carrées comme le montre la figure 4.38, dans ces condition la bande optique utilisée par chaque code est différents ce qui entraine des niveaux de bruit d'intensité différents et donc des niveaux de performances différents selon le code de l'usager. Pour des longueurs de code faible, ce processus sera assez aisé mais l'opération deviendra complexe dès que la longueur du code augmente jusqu'à ce que la

largeur spectral de la source optique n'est plus en mesure de supporté nombre d'usager assez élevé. Si nous nous plaçons dans notre cas où la largeur spectral de la source optique est de 5 nm et une bande passante des FBGs de 0.3 nm, nous avons parvenu à réalisé l'encodage de l'amplitude spectral avec le code m-séquence d'une longueur de 15. En prenant en compte le bruit d'intensité, pour une bonne qualité de transmission, le nombre maximal d'usager était seulement de 3. En diminuant la bande passante des FBGs, il est possible de réduire les effets du bruit d'intensité et par conséquent, nous parvenons à augmenter le nombre d'usager dans le réseau avec une bonne qualité de transmission. Pour cela, nous avons varié la valeur de la bande passante des FBGs pour essayer d'avoir un nombre maximale d'usager.

### 4.6.2 Effets de la bande passante des FBGs

Les caractéristiques des FBGs jouent un rôle important dans le réseau SAC-OCDMA. Afin d'obtenir des meilleures performances, chaque système à sa bande passante idéal, la figure 4.39 montre la variation du taux d'erreur binaire en fonction de la bande passante des FBGs, ainsi les valeurs obtenu sont répertorier dans le tableau 4.6 qui indique clairement que les meilleurs performances obtenus sont pour 0.2 nm puisque le BER des 9 usagers est inférieur à $10^{-9}$ contrairement à 0.1 nm et 0.3 nm.

| | | BER | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | **Usager 1** | **Usager 2** | **Usager 3** | **Usager 4** | **Usager 5** | **Usager 6** | **Usager 7** | **Usager 8** | **Usager 9** |
| **Bande passante de Bragg (nm)** | **0.1** | 1.005 E-5 | 1.285 E-19 | 4.484 E-9 | 3.629 E-39 | 2.906 E-13 | 5.558 E-7 | 6.22 E-6 | 5.789 E-23 | 0.00024 |
| | **0.2** | 9.792 E-14 | 3.849 E-23 | 1.450 E-25 | 1.117 E-15 | 2.198 E-9 | 7.869 E-211 | 1.774 E-18 | 2.599 E-39 | 1.015 E-231 |
| | **0.3** | 2.885 E-12 | 6.427 E-9 | 2.010 E-10 | 2.343 E-5 | 0.00108 | 0.0005 | 2.715 E-10 | 4.496 E-12 | 9.358 E-11 |

*Tableau 4.6 Effet de la bande passante de Bragg*

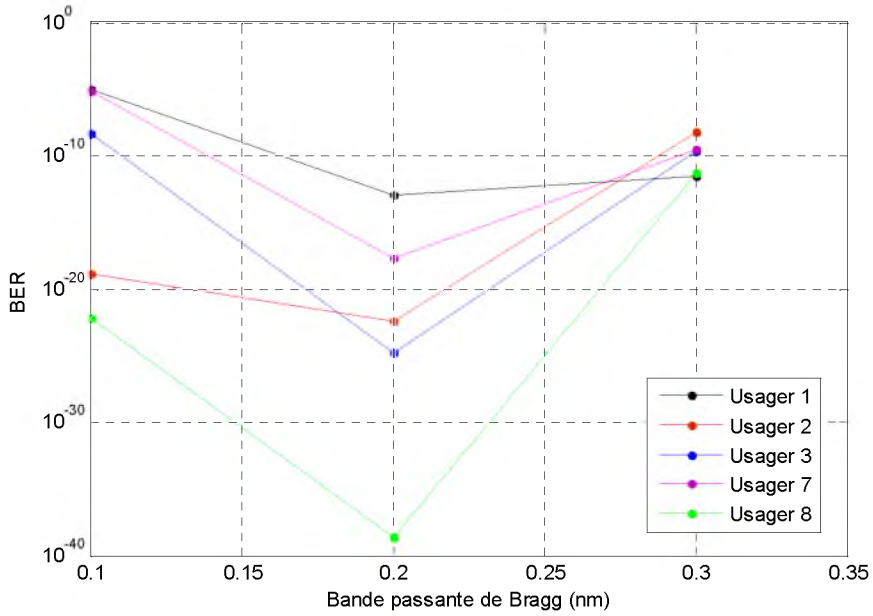



*Figure 4.39 BER en fonction de la Bande passante de Bragg*

### 4.6.3 Effets du nombre d'usager

Dans cette partie nous allons voir la limite du nombre d'usager dans un système SAC-OCDMA avec un code m-séquence supposé supporter 15 usagers pour une valeur de la bande passante de Bragg optimale (0.2 nm) sur une distance de 90 km et pour un débit allant jusqu'à 100 Mbits/s par canal.

| | BER | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | **Usager 1** | **Usager 2** | **Usager 3** | **Usager 4** | **Usager 5** | **Usager 6** | **Usager 7** | **Usager 8** | **Usager 9** | **Usager 10** |
| **2** | 7E-149 | 7E-172 | | | | | | | | |
| **3** | 3E-295 | 1E-251 | 4E-120 | | | | | | | |
| **4** | 0 | 9E-112 | 6.8E-31 | 6.6E-44 | | | | | | |
| **5** | 5.7E-69 | 4E-180 | 1.4E-29 | 1.4E-11 | 6E-27 | | | | | |
| **6** | 1E-56 | 1E-119 | 2.6E-27 | 7.5E-12 | 3.8E-17 | 3.2E-53 | | | | |
| **7** | 6E-42 | 8E-120 | 1.4E-20 | 9.5E-15 | 1.2E-22 | 3.8E-23 | 1.2E-22 | | | |
| **8** | 2.4E-11 | 5.5E-23 | 9.3E-19 | 8.3E-11 | 4E-14 | 4.5E-22 | 8.8E-15 | 1.1E-32 | | |
| **9** | 9.7E-14 | 3.8E-23 | 1.4E-25 | 1.1E-15 | 2.1E-9 | 7E-211 | 1.7E-18 | 2.5E-39 | 1E-231 | |
| **10** | 1.2E-7 | 1.4E-22 | 9.2E-8 | 1.6E-17 | 1.3E-9 | 1.9E-81 | 1.3E-13 | 2.1E-57 | 9.6E-46 | 3.6E-6 |

*Tableau 4.7 BER pour les 10 premiers usagers*

Le tableau 4.7 comprend les résultats du BER en fonction du nombre d'usager. Les valeurs du BER obtenu indiquent qu'à chaque fois qu'on rajout un usager, la valeur du taux d'erreur binaire augmente. Pour un BER inférieur à $10^{-9}$, le nombre d'usager est de 9.

La figure 4.40 Montre le BER en fonction du nombre d'interférents dans le système, les courbes obtenu indiquent que les performances s'abaissent en augmentant le nombre d'utilisateur.

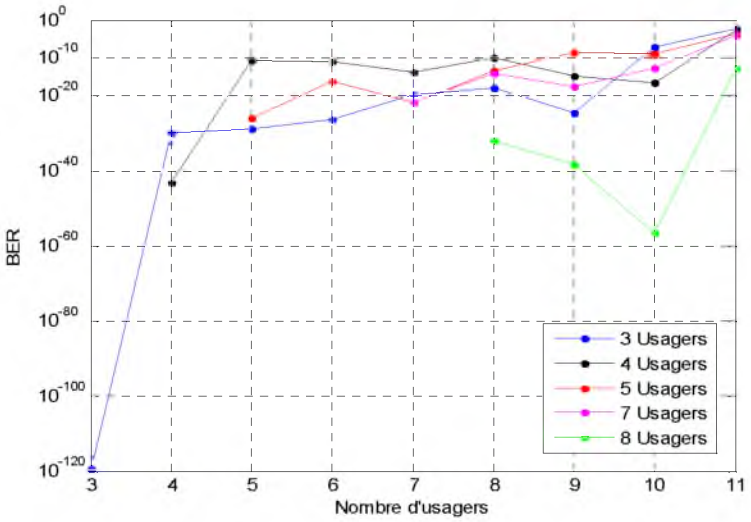



*Figure 4.40 BER en fonction du nombre d'usager*

Les résultats obtenu indiquent qu'il est impossible d'obtenir un système SAC-OCDMA complet sans erreur, avec la réduction du nombre d'usager, il est possible d'aller jusqu'à 9 usagers avec un taux d'erreur binaire inférieur à $10^{-9}$. Cette limitation est due à l'augmentation de la longueur du code dans le réseau, ce qui provoque une augmentation de la diaphonie au sein de tous les usagers, donc à la réception, le système devient incapable d'éliminer le signal des interférèrent. C'est pourquoi, avec la réduction du nombre d'usager dans le réseau SAC-OCDMA les performances du système s'améliorent.

## 4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, l'idée de base est de comprendre la conception d'encodage de l'amplitude spectral en communication optique en utilisant les réseaux de Bragg.

Les résultats de simulation montrent que la distance de transmission est principalement limitée par la dispersion de la fibre optique, nous avons démontré qu'il est possible d'augmenter la distance lorsque la dispersion est compensée.

Deux types de codage sont présentés dans ce chapitre, à savoir le code Walsh-Hadamard pour 3 usagers et le code m-séquence qui est supposé supporter 15 usagers. En outre, il s'est avéré que les performances du système sont limitées par plusieurs paramètres, à savoir la dispersion et l'atténuation dans la fibre, le débit binaire, la bande passante des FBGs, la largeur spectrale de la source optique, le type du code utilisé, le bruit d'intensité et l'augmentation du nombre d'interférents. En prenant en compte tous ces paramètres, nous avons parvenu à réalisé et optimisé un système SAC-OCDMA pour 9 usagers opérants avec un débit allant jusqu'à 100 Mbits/s par canal sur une distance de 90 km en utilisant des sources optique avec une largeur spectrale de 5 nm.

# Conclusion général

Ce manuscrit présente une synthèse des travaux de recherches portant sur l'encodage de l'amplitude spectral d'un système d'accès multiple par répartition de code en optique utilisant des réseaux de Bragg.

L'augmentation des besoins de transmission des données introduit des techniques d'étalement de spectre telles que le CDMA optique qui représente une des solutions possible pour le partage des ressources dans les réseaux optiques.

De nombreux systèmes de codage OCDMA ont été développés ces vingt dernières années, puisque qu'il est considérer comme un candidat potentiel pour les réseaux d'accès optiques, c'est pourquoi cette technique fait l'objet de nombreux travaux, nous avons choisi de nous orienter vers l'encodage de l'amplitude spectral utilisant des réseaux de Bragg uniformes séparer par des sections de fibre de longueur variable comme dispositif de codage et de décodage.

Dans cette thèse, nous avons choisi d'implémenter un système OCDMA spectral utilisant des FBGs comme dispositif de codage et de décodage. Les informations sont codées spectralement avec un spectre issues d'une source optique large bande

Dans la généralité des cas, les travaux de recherche sur les performances des systèmes OCDMA s'intéressent à l'impact des caractéristiques physique du canal de transmission et aux bruits dans les systèmes. Dans notre cas, nous nous sommes intéressés à l'influence de la désadaptation possible des paramètres des codeurs et des décodeurs sur les performances d'un système OCDMA à encodage d'amplitude spectral.

Nous avons analysé les performances du système SAC-OCDMA en termes de taux binaires, nous avons étudié l'effet de l'augmentation du débit binaire en démontrant que le déploiement des amplificateurs et des compensateurs de dispersion joue un rôle important dans l'augmentation de la distance de transmission tout en préservant une bonne qualité de signal. En fin, Le choix de la famille de code et du nombre d'utilisateurs dans le réseau est un autre paramètre qu'il faut prendre en considération, car le bon choix d'une permutation de code améliore les performances du système face au bruit d'intensité et d'interférences du codage.



Rapport-gratuit.com

# Bibliographie


[1] J. Refi, "LED bandwidth of multimode fiber as a function of laser bandwidth and LED spectral characteristics", Journal of Light wave Technology, vol. 4, Issue 3, Mar 1986.

[2] L. A. Goldren, S. W. Corzine, "Diode lasers and photonic integrated circuits", John Wiley & Sons, INC. 1995.

[3] Fogno Ouambo, Baudelaire, "Optimisation d'un banc de test amplifier à10Gbits/s pour l'étude des technologies avancées de transmission par fibre optique" de l'école supérieure, Université du QUEBEC. 15 Janvier 2008.

[4] T. Ido, S. Tanaka, M. Suzuki, M. Koizomi, H. Sano, H. Inoue, "Ultra-high-speed multiple-quantum-well electro-absorption optical modulators with integrated waveguides", Journal of lightwave technology, vol. 14, no. 9, September 1996.

[5] CARENCO A. "Composants actifs, Systèmes optiques", Institut d'Etudes Scientifiques de Cargèse, Ecole d'été, Juillet 1991.

[6] K. Kawanishi, Y. Yamauchi, N. Mineo, Y. Shibuya, H. Murai, K. Yamada, H. Wada, "EAM-Integrated DFB laser Modules with more than 40 GHz bandwidth", IEEE photonics technology letters, vol. 13, no. 9, September 2001.

[7] FICHET M.," Introduction aux fibres optiques", Association pour la Diffusion de la Connaissance Scientifique, 1996.

[8] BOISROBERT C, TOFFANO Z.,"Cours de DESS et DEA d'Optique et Optoélectronique", Université de Nantes, 2001.

[9] Kasap, S.O. 2001. Optoelectronics and photonics : "Principles and practices". Upper Saddle River, NJ : Prentice Hall, xii.

[10] M. Arumugam, "Optical Fiber communication – An OVerview",journal of Physics, vol.57, no. 5&6, NOv.&Dec. 2001.

[11] W. A. Gambling, A. H. Hartog, G. M. Regdale, "Optical fiber transmission lines", The Radio and Electronic Engineer, vol.51, No. 7/8, July/August 1981.

[12] CASSAN E., "Une introduction aux télécommunications optiques par la simulation de systèmes simples". Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes, EDP Sciences, 2002, Vol. 3.

[13] E. Bigan," Etude des effets d'électroabsorption en mode guidée pour la modulation d'intensité lumineuse à 1,5 µm ". Université de Paris-Sud Centre d'Orsay Décembre 1991.

[14] Gnanagumnathan,G, F.A. Rahman and F.A.Rahman.2006. "Comparing FBG and DCF as dispersion in the long haul narrowband WDM Systems Comparing FBG and DCF as dispersion in the long haul narrowband WDM Systems". In Wireless and Optical Communications Networks, 2006 IFIP International Conference on.

[15] Fogno Ouambo, Baudelaire, "Optimisation d'un banc de test amplifier à10Gbits/s pour l'étude des technologies avancées de transmission par fibre optique" de l'école supérieure, Université du QUEBEC. 15 Janvier 2008.

[16] Boyogueno Bende, A.Duguay A, PortierP.1995. "Etude sur l'amplification en ligne des systèmes de communication optique" .Enligne .Montréal (Que) : IEEE Canadian Conférence on Electrical and Computer Engineering.

[17] Fogno Ouambo, Baudelaire, "Optimisation d'un banc de test amplifier à 10Gbits/s pour l'étude des technologies avancées de transmission par fibre optique" de l'école supérieure, Université du QUEBEC. 15 Janvier 2008.

[18] Chu, K. W. et Dickey, F. M. "Optical Coherence Multiplexing for Interprocessor Communications". Optical Engineering, 1991.

[19] Chang, Y. L. et Mahric, M. E. "Fiber-Optic Ladder Networks for Inverse Decoding Coherent CDMA". Journal of Lightwave Technology, 1992.

[20] Guillaume Pille, "Multiplexage Optique à répartition par codes spectraux en optique intégrée". Science et technique du LANGUEDOC.

[21] J. Salehi, "Code division multiple-access techniques in Optical fibre networks. I. Fundamentals principales", IEEE Transactions on Communications, vol. 37, no. 8, pp. 824–833, 1989.

[22] J. Salehi et C. Brackett, "Code division multiple-access techniques in optical fiber networks. II. Systems performance analysis", IEEE Transactions on Com-munications, vol. 37, no. 8, pp. 834–842, 1989.

[23] S. Ayotte, M. Rochette, J. Magne, L. Rusch et S. LaRochelle, "Experimental verification and capacity prediction of FE-OCDMA using superimposed FBG", Journal of Lightwave Technology, vol. 23, no. 2.

[24] S. Ayotte et L. A. Rusch, "Increasing the Capacity of SAC-OCDMA : Forward Error Correction or Coherent Sources", IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, vol. 13, no. 5, part 2.

[25] Simon. Ayotte."Systèmes optiques à accès multiples par répartition de codes : étude des performances et de l'impact du bruit d'intensité", Université LAVAL QUEBEC ; 2007.

[26] J. Penon, Z. A. El-Sahn, L. A. Rusch et S. LaRochelle, "Spectral-Amplitude-Coded OCDMA Optimized for a Realistic FBG Frequency Response", Journal of Lightwave Technology, vol. 25, 2007.

[27] P. Giaccari, "Fiber Bragg grating characterization by optical low coherence reflectome-try and sensing applications", Tèese de doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale, Lausanne, 2003.

[28] S. Ayotte, M. Rochette, J. Magne, L. Rusch et S. La Rochelle, "Experimental verification and capacity prediction of FE-OCDMA using superimposed FBG" Journal of Lightwave Technology, vol. 23, 2005.

Rapport-Gratuit.com

[29] J. Penon, W. Mathlouthi, S. La Rochelle et L. A. Rusch, "An Innovative Receiver for Incoherent SAC-OCDMA Enabling SOA-Based Noise Cleaning : Experimental Validation", Lightwave Technology, Journal of, vol. 27, no. 2, 2009.

[30] J. Penon, Z. A. El-Sahn, L. A. Rusch et S. La Rochelle, "Spectral-Amplitude-Coded OCDMA Optimized for a Realistic FBG Frequency Reponses", Journal of Lightwave Technology, vol. 25.

[31] ONG CHIA JYE, "Optical Code Division Multiple Access", Faculty of Engineering and Science, University Tunku Abdul Rahman. May 2011. Page 52.

[32] M. Anua, S. Aljunid, N. Saad, and S. Hamzah, "New Design of Spectral Amplitude Coding in OCDMA with zero cross-correlation", Optics communications, vol. 6, no. 13, pp. 2659-2664, March 2009.

[33] Raad S. Fyath, Howraa M. Mohammad Ali, "Transmission Performance of Optical division Multiple Access Network Based on Spectral Amplitude Coding", Al-Nahrain University, Baghdad, Iraq, vol. 3, no. 3, March 2012.

## Résumé

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

Dans cette thèse, nous étudions la technique d'encodage de l'amplitude spectrale pour l'accès multiple par répartition de code en optique (SAC-OCDMA) utilisant les fibres à réseaux de Bragg comme encodeurs, tout en limitant les coûts par l'utilisation de sources à large bande incohérente.

L'objectif de ce travail est de présenter un procédé d'encodage et de décodage dans un système SAC-OCDMA en implémentant des codes optiques spectraux unipolaire. Notre choix s'est porté sur deux familles de codes, les codes Walsh-Hadamard et les codes m-séquence. Nous avons aussi évalué le rendement du réseau SAC-OCDMA incohérent face aux différents paramètres qui réduisent l'efficacité du système en termes de taux d'erreur et de qualité de transmission.

Le travail est achevé par une optimisation du nombre d'usagers dans un système SAC-OCDMA en préservant une bonne qualité de communication, qui résiste aux différentes perturbations causées par les interférences d'accès multiples.



**Mots clés :** CDMA optique, encodage de l'amplitude spectrale, Réseaux de Bragg, codes Walsh-Hadamard, codes m-séquence.



## Abstract

This work is a part of optical networks; where the bandwidth of the fiber is shared among several users. This type of network is concerned by techniques of multiple access already well known for radio frequency communication for the sharing of resource. The code division multiple access in optics is, today, considered as an attractive solution.

The following thesis studied the technique of encoding of the spectral amplitude for optical code division multiple access (SAC-OCDMA). Using fibers Bragg grating as encoders, while reducing costs through using wide band incoherent sources.

The aim of this work is to present a process of encoding and decoding in a SAC-OCDMA system by implementing unipolar optical spectral codes. One has to focus on two families of codes, Walsh-Hadamard's codes and m-sequence's codes. Then, also evaluate the yield of incoherent SAC-OCDMA network face to the different parameters that reduce the effectiveness of the system in terms of error rate and transmission quality.

The work will be achieved by optimizing the number of users in a SAC-OCDMA system, while maintaining a high quality of communication, which resist to various disturbances caused by multiple access interference.



**Key words :** Optical CDMA, spectral amplitude coding, Bragg grating, Walsh-Hadamard's codes, m-sequence's codes.



Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES