

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ DJILALI LIABÈS DE SIDI BEL-ABBÉS
FACULTÉ DU GÉNIE ÉLECTRIQUE
DÉPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE



THESE DE DOCTORAT

PRÉSENTÉE POUR L'OBTENTION DU DIPLÔME DE DOCTORAT EN SCIENCES

Spécialité : Electronique
OPTION : Signaux et Systèmes de Communications

PAR :

Mr BOUARFA Abdelkader

FORMATS DE MODULATION ET CODES ADAPTÉS AUX COMMUNICATIONS NUMÉRIQUES OPTIQUES À TRÈS HAUT DÉBIT

Soutenue le : 03/07/2018

Devant le jury composé de :

CHAMA Zouaoui	Professeur	Université de SBA	Président
KANDOUCI Malika	Professeur	Université de SBA	Directrice de thèse
LASRI Boumediene	Professeur	Université de Saïda	Examineur
ARBOUCHE Omar	MCA	Université de Saïda	Examineur

Année 2017/2018



Remerciements

En premier lieu, je souhaite remercier ma directrice de thèse, Professeur Malika KANDOUCI, qui a dirigé mes travaux durant toutes ces années et qui a rendu possible mon rêve de compléter des études post-graduées. Elle a toujours été présente afin de me transmettre ses connaissances et son enthousiasme.

J'exprime toute ma gratitude à Mr. Zouaoui CHAMA qui m'a fait l'honneur de présider mon jury de thèse. Je remercie de même Mr. Boumediene LASRI et Mr. Omar ARBOUCHE de m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être rapporteurs de ce travail.

Enfin, je remercie vivement tous ceux qui de près ou de loin ont apporté un effort pour l'élaboration et la mise en forme de ce modeste travail sans oublier leur bonne compagnie.

Dédicaces

Tous d'abord je rends grâce a Allah de m'avoir donné la force et le courage de terminer ce travail.

Je dédie ce travail :

A mes parents, ma femme et toute ma famille.

Sommaire

Introduction générale.....	11
1 CHAPITRE 1 Généralités sur la théorie de l’information et les systèmes de transmission optique	
Introduction:	15
1.1 La chaîne de transmission	16
1.1.1 La source de messages.....	16
1.1.2 Le codage de source	16
1.1.3 Le codage de canal	16
1.1.4 L’émetteur.....	16
1.1.5 Le canal de transmission	16
1.1.6 Le récepteur.....	17
1.2 Généralités sur la théorie de l’information :.....	17
1.2.1 Codage correcteur d’erreurs :.....	18
1.2.2 Poids de Hamming :	19
1.2.3 Distance de Hamming :	20
1.2.4 Distance minimale de Hamming :	20
1.2.5 Pouvoir de détection d’erreur :	20
1.2.6 Pouvoir de correction d’erreur :.....	20
1.2.7 Le taux d’erreur binaire :.....	21
1.2.8 Code convolutif :	21
1.2.9 Codes en blocks linéaire :.....	22
1.2.10 Code de parité :.....	23
1.3 Fibre optique.....	27
1.4 Techniques d’accès multiple:	29
1.4.1 Accès multiple par répartition dans le temps (TDMA):	30
1.4.2 Accès multiple par répartition de fréquence (FDMA):.....	31
1.4.3 Accès multiple par répartition en longueur d’onde (WDMA):	31
1.4.4 Accès multiple par répartition de Code (CDMA):	32
1.5 Gain de capacité:	33
1.6 L’étalement de spectre:.....	33
1.7 CDMA pour les transmissions optiques :.....	34
1.7.1 Classification des différentes techniques OCDMA.....	34
1.7.2 Système CDMA ‘tout optique’:.....	36
1.8 Modulation :	44
1.8.1 Non-retour à zéro (NRZ) :.....	46
1.8.2 Retour à zéro (RZ) :.....	47
1.8.3 Modulation d’intensité :	48

1.9	Techniques de détection :	51
1.9.1	Détection directe :	52
1.9.2	Détection cohérente :	52
1.10	Coupleurs de fibre :	53
1.11	Les bruits en OCDMA incohérente :	56
1.11.1	Interférence d'Accès Multiple (IAM) :	57
1.11.2	Bruit d'intensité induit par la phase (phase induced intensity noise PIIN) :	57
1.11.3	Bruit de grenaille (Shot noise) :	57
1.11.4	Bruit thermique (thermal noise) :	59
	Conclusion :	59
2	CHAPITRE 2 Système LDPC/SAC-OCDMA 1D et 2D	
	Introduction :	61
2.1	Système SAC-OCDMA 1-D :	62
2.1.1	Encodage :	62
2.1.2	Décodage :	64
2.1.3	Le code multi-diagonal (MD) :	69
2.1.4	Analyse du système SAC-OCDMA 1D-MD utilisant la détection directe :	73
2.2	Système SAC-OCDMA 2-D :	77
2.2.1	Codage 2D Longueur d'onde - Temps :	78
2.2.2	Codage 2D longueur d'onde - polarisation (W/P) :	78
2.2.3	Codage 2D longueur d'onde - spatial (W/S) :	79
2.2.4	Les codes en 2 Dimensions :	80
2.3	Adaptation du code correcteur d'erreurs aux transmissions optiques :	86
2.3.1	Code de contrôle de parité à faible densité :	87
	Conclusion :	95
3	CHAPITRE 3 Simulation et interprétations des résultats	
	Introduction :	97
3.1	SAC-OCDMA 1D utilisant le code MD :	98
3.1.1	Les composants optiques :	99
3.1.2	Les composants électriques :	102
3.1.3	Combineur de puissance (Power Combiner) :	104
3.1.4	La fibre optique :	104
3.1.5	Diviseur de puissance (Power Splitter) :	105
3.1.6	Fibre de Bragg :	105
3.1.7	Le photo-détecteur :	105
3.1.8	Filtre électrique passe-bas de type Bessel :	106
3.1.9	La décision :	107
3.2	SAC-OCDMA 2D W/S utilisant le code MD :	107
3.3	Système optique codé LDPC/SAC-OCDMA :	113

Conclusion :	116
4 Conclusion générale	117
5 Liste des Publications	119
6 Références:	120

Liste des figures

Figure 1 Schéma des blocs constituant une chaîne de transmission.....	15
Figure 2 Système codé vs système non-codé	19
Figure 3 Principe général d'un code convolutif	21
Figure 4 Flux de données codé.....	22
Figure 5 Fibre optique monomode (SMF) et multimode (MMF)	28
Figure 6 TDMA électrique (à gauche), TDMA optique (à droite).....	30
Figure 7 FDMA éclectique (en bas), OFDMA optique (en haut)	31
Figure 8 Accès multiple par répartition en longueur d'onde (WDMA).....	32
Figure 9 Accès multiple par répartition de Code (CDMA).....	32
Figure 10 Etalement de spectre par séquence directe.....	33
Figure 11 Schéma général d'une liaison OCDMA.....	34
Figure 12 Classification des différentes techniques OCDMA	36
Figure 13 Types de codage d'amplitude spectrale pour un système OCDMA: (a) encodage avec masque d'amplitude; (b) encodage AWG; (c) encodage par des réseaux de Bragg; (d) encodage à l'aide de démultiplexeurs et multiplexeurs.....	38
Figure 14 La modulation optique analogique.....	45
Figure 15 La modulation optique numérique	45
Figure 16 Formats de modulation	45
Figure 17 La différence entre la modulation OOK et ASK.....	46
Figure 18 Emetteur Non Retour à Zéro	47
Figure 19 Signal NRZ	47
Figure 20 Emetteur Retour à Zéro.....	48
Figure 21 Signal RZ	48
Figure 22 La modulation directe	49

Figure 23 La modulation externe	50
Figure 24 L'interféromètre Mach-Zehnder	51
Figure 25 Récepteur optique utilisant la détection directe	52
Figure 26 Récepteur optique utilisant la détection cohérente.....	53
Figure 27 Classification des coupleurs de fibres optiques: a) type d'interaction de cœur; (b) type d'interaction de surface	54
Figure 28 Types de coupleurs à fibres optiques: a) coupleurs à trois ports; (b) un coupleur à quatre ports; (c) coupleur en étoile; (d) des coupleurs de multiplexage WDM et de démultiplexage WDM ..	55
Figure 29 Schéma bloc d'un système OCDMA en présence de différentes sources de bruit [38]	56
Figure 30 Architecture SAC OCDMA	63
Figure 31 Système SAC-OCDMA avec l'encodage FBG.....	63
Figure 32 Système SAC-OCDMA avec encodage utilisant DEMUX / MUXs	64
Figure 33 La détection de soustraction complémentaire	66
Figure 34 La détection AND soustraction.....	67
Figure 35 La technique de détection directe.....	68
Figure 36 La technique de détection directe modifiée	69
Figure 37 Codage 2D (longueur d'onde/Temps).....	78
Figure 38 La représentation d'un bit de donné dans un système SAC-OCDMA 1-D (b) une représentation en deux dimensions (polarisation, longueur d'onde) des bits de données représentés en (a)	79
Figure 39 Codage 2D (longueur d'onde/ spatial)	80
Figure 40 Architecture du système SAC-OCDMA (a) avec combinateur de puissance (b) le système proposé sans combinateur de puissance	82
Figure 41 L'entrée et la sortie de 3 coupleurs.....	84
Figure 42 Graphe de Tanner correspondant à la matrice de contrôle de parité dans l'équation 2.55	89
Figure 43 Schéma du système SAC-OCDMA pour quatre utilisateurs (émetteur).....	98
Figure 44 Schéma du système SAC-OCDMA pour quatre utilisateurs (récepteur).....	98
Figure 45 La bande de la source lumineuse	99
Figure 46 Paramètres de simulation	100
Figure 47 Les 16 longueurs d'ondes	101
Figure 48 La technique d'encodage du premier utilisateur	101
Figure 49 Le spectre optique des différents codes	102
Figure 50 Schéma block côté émission pour un seul utilisateur.....	103
Figure 51 Séquence de données	103
Figure 52 Durée d'un seul bit.....	103
Figure 53 La configuration du générateur PRBS	104
Figure 54 Le spectre des longueurs $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4$ filtré par FBG	105

Figure 55 Le signal électrique à l'issue du PIN	106
Figure 56 Le signal électrique à l'issue du Bessel.....	106
Figure 57 Diagramme de l'œil pour un système SAC-OCDMA 1D avec 4 utilisateurs, $w=4$ et $D_b=622$ Mbps.....	107
Figure 58 BER vs nombre d'utilisateurs actifs pour différentes dimensions et débit de données = 1 Gbps	109
Figure 59 BER vs nombre d'utilisateurs actifs pour différentes dimensions et débit de données = 2,5 Gbps	109
Figure 60 Le schéma fonctionnel du système SAC OCDMA proposé	110
Figure 61 SAC-OCDMA 4 utilisateurs, $w=1$ et $D_b= 1$ Gbps : (a) 2D-MD, (b) 1D-MD	112
Figure 62 Comparaison entre la détection directe modifiée et conventionnelle pour différents débits binaires	112
Figure 63 La chaîne de transmission SAC-OCDMA utilisant le code LDPC.....	113
Figure 64 Comparaison entre un système OCDMA-1D avec et sans codage ($D_b = 1$ Gbps).....	114
Figure 65 Comparaison entre un système OCDMA-1D et 2D avec et sans codage ($D_b = 1$ Gbps) ...	114
Figure 66 Comparaison entre un système OCDMA avec et sans codage	115

Liste des tableaux

Tableau 1 Poids des différents codes.....	40
Tableau 2 Détection directe vs détection Cohérente	51
Tableau 3 Elimination de l'inter-corrélation (détection complémentaire).....	65
Tableau 4 Elimination de l'inter-corrélation (détection AND soustraction).....	66
Tableau 5 Codage 2D-MD W/S	81
Tableau 6 les paramètres de simulation.....	108

Liste des abréviations

ARQ	Automatic Repeat Request
FEC	Forward Error Correction.
TDMA	Time Division Multiple Access.
FDMA	Frequency Division Multiple Access.
WDM	Wavelength Division Multiplexing.
CDMA	Code Division Multiple Access.
NRZ	Non Return to Zero.
OCDMA	Optical Code Division Multiple Access
SNR	Signal to Noise Ratio.
DS	Direct Sequence
FH	Frequency Hopping
TH	Time Hopping
SAC	Spectral Amplitude Coding.
SPC	Spectral Phase Coding
AWG	Arrayed Waveguide Grating
WDM	Wavelength Division Multiplexing
LED	Light Emitting Diode.
MUX	Multiplex
DEMUX	Demultiplex
OOK	On-Off Keying
OOC	Optical Orthogonal Code
MDW	Modified Double Weight
ZCC	Zero Cross Correlation

DW	Double Weight
MAI	Multiple Access Interference
PIIN	Phase Induced Intensity Noise
MD	Multi Diagonal
ASK	Amplitude Shift Keying
PSK	Phase Shift Keying
FSK	Frequency Shift Keying
RZ	Return to Zero
MZ	Mach-Zehnder
OLO	Oscillateur Local Optique
FE	Frequency Encoding
ENC	Encodeur
PRBS	Pseudo-Random Binary Sequence
FBG	Fiber Bragg Gratings
DSP	Densité Spectrale de Puissance
BER	Bit Error Rate
LDPC	Low Density Parity Check
AWGN	Additive White Gaussian Noise
SONET	Synchronous Optical Network Technologies
SDH	Synchronous Digital Hierarchy
IM	Intensity Modulation
PIN	Positive-Intrinsic-Negative

Introduction générale

Ces dernières années, l'augmentation de la demande de services de données, due au nombre d'utilisateurs qui ne cesse d'augmenter, a provoqué une explosion correspondante de la bande passante transportable ce qui nous a amené à nommer le XXI^e siècle comme l'ère de la technologie de l'information. Vers la fin des années 1970, la technologie d'accès multiple par répartition en code (CDMA) a été initialement mise au point pour les télécommunications militaires sans fil afin d'accroître la robustesse de la sécurité de l'information. Cette technique est également appelée technique à spectre étalé et a été largement appliquée dans les domaines de la communication par satellite, de la communication sans fil et de la communication mobile[1].

Le schéma CDMA optique résulte de la combinaison des avantages de la prédominance du CDMA électrique et de l'accès aléatoire asynchrone ou synchrone avec l'énorme bande passante de la fibre optique et les dispositifs du traitement de signal optique, dans lesquels le multiplexage et la transmission de code sont effectués dans le domaine optique. Par conséquent, un réseau de communication par fibre optique avec une fonction plus puissante pourrait être mis en œuvre, où des réseaux d'accès optique passifs, LAN et WAN peuvent être construits en utilisant la technologie optique CDMA[1, 2].

Le CDMA optique est un type de multiplexage et de mise en réseau pour des systèmes et des réseaux de communication optique dans lesquels des signaux optiques sont effectués par des données de codage / décodage employant des composants optiques passifs simples et peu coûteux. Ses principaux avantages comprennent l'accès aléatoire, la prise en charge de débits multiples, une bonne compatibilité avec le WDM et le TDM, la mise en réseau flexible et la fourniture d'une certaine confidentialité des informations de transmission[3, 4].

L'un des schémas les plus courants pour l'OCDMA est le codage spectral qui consiste en un codage d'amplitude spectrale (SAC) et un codage en phase spectrale (SPC). Le SAC-OCDMA est moins cher que le SPC-OCDMA en raison de la source optique incohérente; ce qui nous conduit, dans cette thèse, à nous intéresser au SAC-OCDMA[5]. Pour permettre une communication entre un grand nombre d'utilisateurs actifs, l'utilisation de la technique OCDMA basée sur le codage unidimensionnel (1D) présente des inconvénients.

En effet, l'étalement dans la gamme spectrale nécessite un grand nombre de longueurs d'onde, ce qui augmente le bruit et rend les parties codage / décodage complexes et coûteuses[6]. L'utilisation d'un degré de liberté supplémentaire permet ainsi de réduire les différentes contraintes sur la longueur du code, le nombre de codes disponibles, ainsi que le taux d'erreurs sur les bits pour un nombre donné d'utilisateurs actifs[6, 7]. L'approche de codage 2D implique d'utiliser simultanément deux dimensions de codage parmi les dimensions connues (temps, longueur d'onde, espace et polarisation) plutôt qu'une seule.

Plus le nombre d'utilisateurs augmente plus le bruit d'intensité de la source incohérente est grand. Afin de compenser ce bruit, Ayotte [8] a montré que les codes correcteurs d'erreurs (FEC) peuvent être utilisés pour améliorer les performances des systèmes SAC-OCDMA lorsque le débit de transmission est de 1,25 Gbits/s. Plusieurs schémas de correcteurs d'erreurs ont été proposés dans ces dernières années tels que les codes Reed–Solomon (RS)[9], les turbo codes (TC) [10] et les codes de contrôle à faible densité spectrale (LDPC)[11]. Vasic et al. [11] prouvent que les performances d'erreurs et la complexité matérielle des codes LDPC surpassent les Turbo codes.

L'objectif de cette thèse, est de proposer une architecture d'un système de transmission optique SAC-OCDMA codé par un code d'étalement dit Multi-Diagonal, utilisant la modulation d'intensité dans l'émission et la détection directe dans la réception, et l'adapter à un code correcteur d'erreur LDPC en absence du bruit d'intensité induit par la phase.

Cette thèse est structurée comme suit :

Dans le premier chapitre, nous allons introduire les différents blocs d'une chaîne de transmission classique et quelques généralités de base sur la théorie de l'information. Nous allons également mettre en évidence les différentes techniques d'accès multiples et en particulier la technique CDMA optique, les techniques de modulation ainsi que les techniques de détection utilisées dans les systèmes OCDMA, et en dernier lieu, nous passerons en revue les différents bruits que puisse subir une transmission optique.

Le second chapitre concerne le système OCDMA à codage spectral d'amplitude. Dans un premier temps seront étudiés les différents blocs constituant un système SAC-OCDMA 1D, ensuite une architecture d'un système SAC-OCDMA 2D sera proposée afin d'augmenter le nombre d'utilisateurs dans le système. Nous allons finir ce chapitre par l'étude d'un code correcteur d'erreur LDPC.

Le chapitre trois, quant à lui, est consacré à l'étude théorique et par simulation du comportement du système SAC-OCDMA 1D utilisant le code MD avec une détection directe et un système SAC-OCDMA 2D, fréquentiel et spatial, utilisant le code à corrélation croisée nulle MD. Les résultats montreront le bon comportement d'un système SAC-OCDMA 2D (W/S) par rapport à un système SAC-OCDMA 1D. Les performances théoriques et par simulation, du système OCDMA protégé par un code correcteur d'erreurs, seront évaluées.

Une conclusion générale des travaux de cette thèse synthétisera les différentes idées et contributions présentées dans ce document et introduira également les perspectives des travaux futurs.

1 CHAPITRE 1 Généralités sur la théorie de l'information et les systèmes de transmission optique

Introduction:

L'évolution croissante des besoins en termes de débit de transmission et de qualité de service, motive la recherche de nouveaux moyens de communications, performants et peu coûteux. De plus, le développement des applications multimédia, nécessitant le transport simultané de plusieurs services différents, contribue à l'évolution de ces besoins.

La théorie des communications s'intéresse aux moyens et outils pour transmettre une information depuis une source jusqu'à une destination à travers un canal. La théorie de l'information et du codage a été introduite aux systèmes de communication par C. E. Shannon dans les années 1940[12]. Avant d'être transmise sur un canal de transmission, une information subit un ensemble de traitements: codage source (compression), codage canal, modulation, amplification ...etc...

Un système de communication est un moyen pour transmettre des informations d'un utilisateur à un autre utilisateur. Le système de communication numérique est un système dans lequel les données sont transmises sous forme numérique. Un diagramme schématique du système de communication numérique est illustré à la Figure 1.

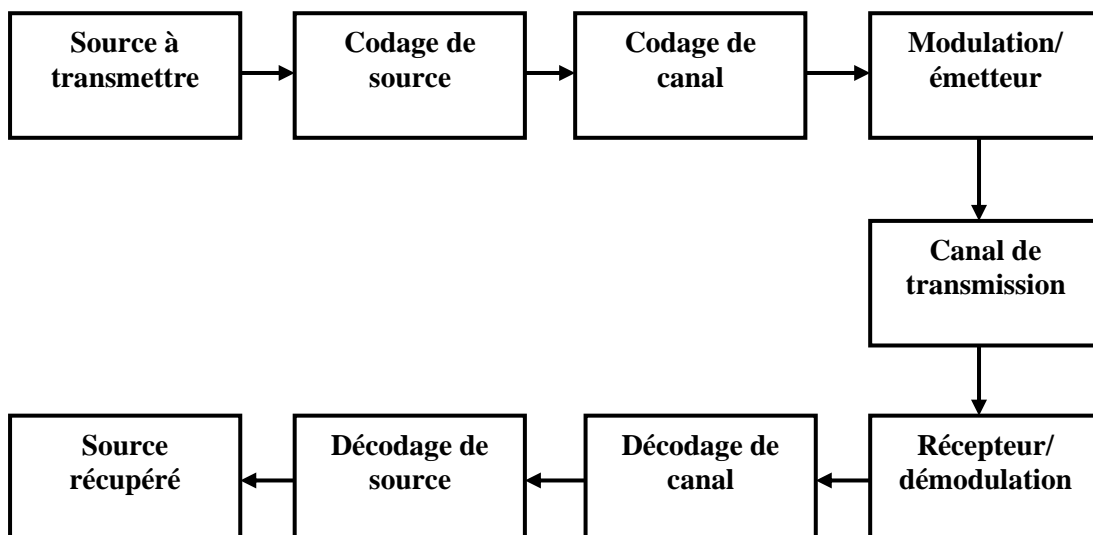


Figure 1 Schéma des blocs constituant une chaîne de transmission

1.1 La chaîne de transmission

1.1.1 La source de messages

Pour réaliser une transmission numérique, le message à transmettre doit être soit sous forme numérique ou bien analogique. Dans le cas analogique le message doit passer par trois blocs : échantillonnage (qui représente la numérisation dans le temps), la quantification (qui représente la numérisation d'amplitude) et le codage (qui donne à chaque échantillon une suite binaire)[13].

1.1.2 Le codage de source

Le codage de source permet de supprimer certains éléments peu significatifs du message de façon efficace, cela veut dire que l'on cherche à représenter la source en utilisant le minimum de bits, c'est à dire en minimisant la longueur moyenne des mots du code. Ce qui va réduire le débit binaire et permettra d'ajouter plus d'information[13].

1.1.3 Le codage de canal

Le codage de canal, aussi appelé codage détecteur et/ou correcteur d'erreurs, est une fonction spécifique des transmissions numériques, qui n'a pas son équivalent en transmission analogique. Cette opération permet d'améliorer la qualité de la transmission. Il faut noter que cette opération permet d'augmenter le débit binaire de la transmission[13].

1.1.4 L'émetteur

Le message numérique, en tant que suite d'éléments binaires, est une grandeur abstraite. Pour transmettre ce message, il est donc nécessaire de lui associer une représentation physique, sous la forme d'un signal électrique. C'est la première fonction de l'émetteur appelée généralement opération de modulation.

1.1.5 Le canal de transmission

Le principe d'une transmission est de se faire à distance; il faut utiliser un milieu physique qui assure le lien entre la source et le destinataire et aussi un signal approprié au milieu choisi pour qu'il s'y propage correctement. Selon son contexte, le terme de canal de transmission possède des significations différentes[14] :

- Au sens de la propagation, le canal de transmission est la portion du milieu physique utilisée pour la transmission spécifique étudiée ; c'est le milieu de transmission tel que le câble coaxial, l'air, la fibre optique.....etc...
- Au sens de la théorie des communications, le canal de transmission peut inclure : le milieu de transmission, le bruit, et éventuellement le filtre d'émission placé physiquement dans l'émetteur tel que le canal binaire symétrique, le canal gaussien, et le canal de Rayleigh....etc...

1.1.6 Le récepteur

Le récepteur a pour fonction de reconstituer le signal émis par la source à partir du signal reçu. Il comprend [14]:

- Des circuits d'amplification,
- Des changements de fréquence et de démodulation pour les transmissions sur onde porteuse,
- Le filtrage,
- L'échantillonnage,
- Des prises de décision.

L'échantillonnage est effectué à des instants caractéristiques pour minimiser l'influence du bruit (le bruit est le terme générique qui regroupe l'ensemble des perturbations subies par le signal lors de son passage dans le canal de transmission) [15]. L'information binaire n'arrive donc pas toujours intacte au destinataire, et les performances du système de transmission dépendent de très nombreux facteurs, parmi lesquels on peut citer : les caractéristiques du canal, la puissance de l'émetteur, la forme d'onde utilisée ou encore le type de codage.

1.2 Généralités sur la théorie de l'information :

Les gens réalisent à peine que des erreurs se produisent de temps en temps dans les systèmes de transmission / stockage de données, et si ce n'était pas par l'utilisation de techniques de contrôle d'erreur (codage de canal), une transmission / stockage fiable des données serait impossible. Dans ce qui suit on ne s'intéresse qu'à la transmission de données et non pas le stockage.

Les erreurs dans les systèmes de transmission de données peuvent provenir de nombreuses sources différentes: bruit aléatoire, interférence, évanouissement de canal ou défauts physiques, pour n'en nommer que quelques-uns. Ces erreurs de canal doivent être réduites à un niveau acceptable pour assurer la qualité de la transmission des données.

1.2.1 Codage correcteur d'erreurs :

Pour combattre les erreurs, nous utilisons normalement deux stratégies, soit autonomes soit combinées. La première est la demande de répétition automatique (ARQ). Un système ARQ tente de détecter la présence d'erreurs dans les données reçues. Si des erreurs sont détectées, le récepteur notifie l'émetteur de l'existence d'erreurs. L'émetteur renvoie ensuite les données jusqu'à ce qu'elles soient correctement reçues[16].

La seconde stratégie, connue sous le nom de correction d'erreur directe (FEC), non seulement détecte mais corrige également les erreurs, de sorte que la retransmission de données peut être évitée. Dans de nombreuses applications pratiques, la retransmission peut être difficile ou même pas réalisable du tout. Par exemple, il est impossible pour un récepteur d'un système de diffusion en temps réel de demander que des données lui soient renvoyées. Dans ce cas, FEC est la seule solution viable[16].

L'utilisation de la correction d'erreur, cependant, n'est pas gratuite. La redondance agit comme un surcoût et "coûte" des ressources de transmission (par exemple, bande passante de canal ou puissance de transmission). Par conséquent, nous voulons que la redondance soit aussi petite que possible.

Pour donner à la redondance une mesure quantitative, le taux de codage R est défini comme le rapport entre la longueur du message et la longueur du mot de code. Par exemple, si un schéma de codage génère un mot de code de longueur n à partir d'un message de longueur k , le rendement de codage est:

$$R = \frac{k}{n} \quad \text{Eq 1.1}$$

La valeur maximale du rendement de codage est '1' lorsqu'aucune redondance n'est ajoutée (c'est-à-dire, lorsque le message n'est pas codé). Les performances de codage et le rendement sont deux facteurs opposés.

Lorsque plus de redondance est ajoutée, la capacité de correction d'erreur est renforcée, mais le rendement diminue. Un bon code devrait maximiser la performance de correction d'erreur tout en gardant le rendement proche de 1. La Figure 2 montre le gain en termes de performance en utilisant un système codé par rapport à un système non codé[16].

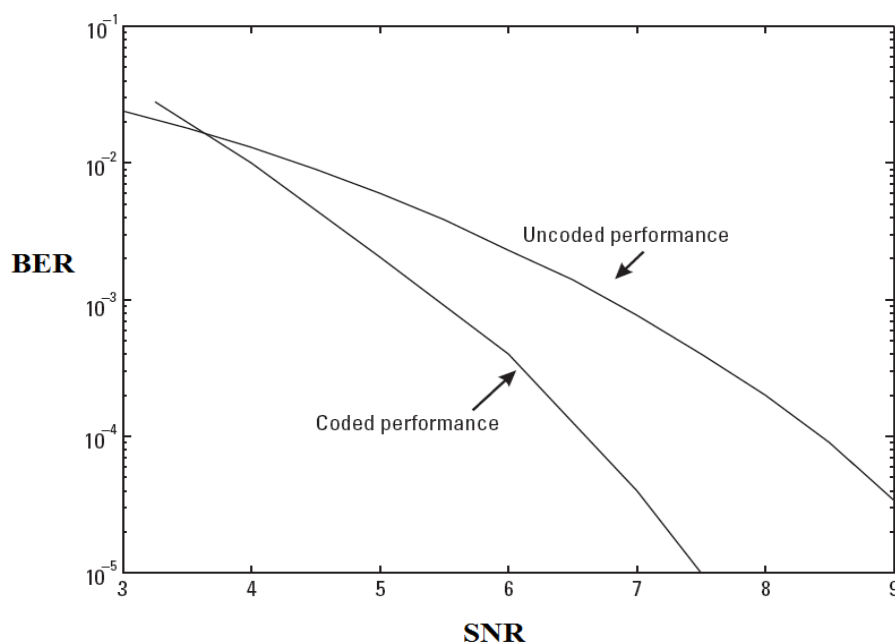


Figure 2 Système codé vs système non-codé

1.2.2 Poids de Hamming :

Le nombre d'éléments binaires non nuls d'un mot-code est appelé le poids de Hamming, on lui attribue le symbole w_H . Par exemple, si l'on considère un ensemble de code C d'une longueur de 8 bits et supposant la séquence $C_1 = 00101001$, le nombre de '1' dans la séquence est égal à 3. Donc le poids de Hamming de C_1 est $w_H(C_1) = 3$.

1.2.3 Distance de Hamming :

La distance de Hamming entre deux mots code C_i et C_j est définie comme le nombre de bits différents entre C_i et C_j . Autrement dit, elle est égale au poids de mot-code $C_i \oplus C_j$. Soit $d_H = w_H(C_i \oplus C_j)$, prenant à nouveau le code C comme exemple, la distance de Hamming entre les séquences $C_1 = 00101001$ et $C_2 = 10101000$ est 2, et on la représente par l'égalité $d_H(C_i, C_j) = 2$.

1.2.4 Distance minimale de Hamming :

La distance minimale de Hamming d'un code, notée d_{min} , est définie comme la distance de Hamming minimale entre l'ensemble de ses mots-code. Si le code est linéaire, elle peut également être calculée comme le poids minimal de ses mots non nuls:

$$\mathbf{d_{min} = \min(d_H(C_i, C_j)) = \min(w_H(C_i \oplus C_j)) \text{ Eq 1.2}}$$

1.2.5 Pouvoir de détection d'erreur :

Lorsqu'un émetteur veut transmettre un message (suite binaire quelconque) à un récepteur, il doit transformer le message initial, à l'aide d'un procédé de calcul spécifique qui génère une certaine redondance des informations, à un message codé. Le récepteur vérifie, à l'aide du même procédé de calcul, que le message reçu est bien le message envoyé grâce à ces redondances. Le nombre d'erreurs que peut détecter ce code est[16]:

$$\mathbf{t_d = d_{min} - 1 \quad \text{Eq 1.3}}$$

1.2.6 Pouvoir de correction d'erreur :

Après la détection des erreurs, la redondance est suffisante pour permettre de retrouver le message initial, et le nombre d'erreurs que peut corriger ce code est[16]:

$$\mathbf{t_c = \frac{d_{min}-1}{2} \quad \text{Eq 1.4}}$$

1.2.7 Le taux d'erreur binaire :

L'évaluation de la probabilité d'erreur par bit à chaque période élémentaire T , nécessite la comparaison des bits émis dans l'émetteur aux bits reçus dans le récepteur. Le taux d'erreur binaire est ainsi calculé par période de simulation grâce à la formule suivante :

$$\text{BER} = \frac{\text{nombre d'erreurs totale}}{\text{nombre de bits totale}} \quad \text{Eq 1.5}$$

Il existe deux types de code correcteur d'erreurs : code avec mémoire (tel que le code convolutif) et le code en blocs (tel que le code de parité).

1.2.8 Code convolutif :

Les codes convolutifs, inventés en 1954 par P. ELIAS , constituent une famille de codes correcteurs d'erreurs dont chaque bloc de n bits en sortie du codeur dépend non seulement du bloc de k bits présents à son entrée mais aussi des v blocs présents précédemment. Les codes convolutifs introduisent par conséquent un effet de mémoire d'ordre v . La grandeur $L=v+1$ est appelée longueur de contrainte du code[17]. Le principe de codage est illustré par la Figure3.

Un codeur convolutif est alors constitué d'un registre de décalage à v étages qui mémorise les v blocs de k bits et d'une logique combinatoire qui calcule les blocs de n bits fournis par le codeur.

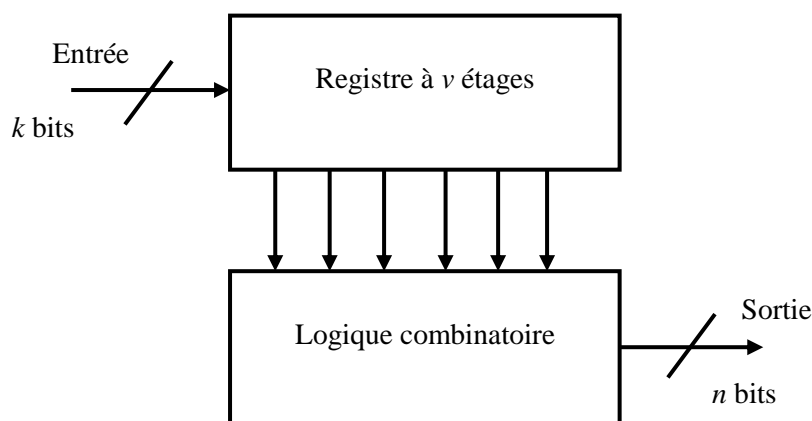


Figure 3 Principe général d'un code convolutif

1.2.9 Codes en blocs linéaire :

Le flux de données est divisé en blocs de k bits, et chaque bloc de k bits est codé en un bloc de n bits avec $n > k$ bits comme illustré à la Figure 4. Le bloc à n bits du codeur en bloc est appelé mot-code. Le mot-code est formé en ajoutant $(n-k)$ des bits de contrôle de parité dérivés des k bits de message. Et le code en bloc sera écrit (n,k) .

Le codage en bloc consiste à découper les informations à transmettre en blocs de K bits. Si on considère des codes binaires, on a 2^K mots différents. A chacun de ces 2^K mots non codés est associé un mot de code unique de N bits. Ainsi, parmi les 2^N mots possibles de N bits, seuls 2^K sont des mots de codes tandis que le nombre de mots n'appartenant pas au code est plus important (égal à $2^N - 2^K$)[17].

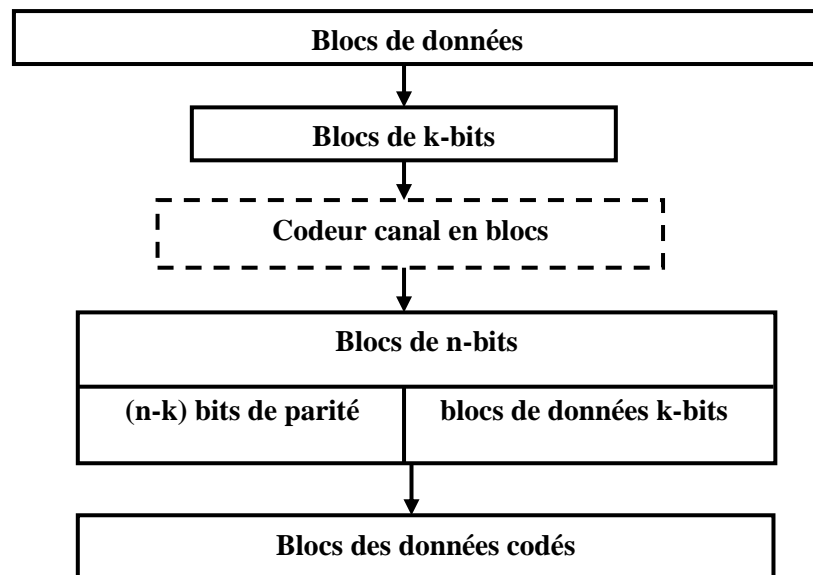


Figure 4 Flux de données codé

La plupart des codes correcteurs d'erreurs utilisés sont des codes linéaires. Ils sont caractérisés par le fait que toute combinaison linéaire de mots-code donne un mot-code. Une caractéristique fondamentale des codes linéaires est que tout code linéaire admet une représentation systématique et est donc équivalent à un code systématique. Un code linéaire systématique est aussi appelé un code polynomial. En effet, dans ce cas, les coefficients du polynôme générateur sont simples (ils ne dépendent pas des symboles précédemment codés), et la représentation polynomiale est la plus appropriée[18]. Pour passer à la représentation matricielle, on utilise directement le polynôme générateur qui permet de construire les lignes de la matrice génératrice.

1.2.10 Code de parité :

Supposons que l'on ait des mots de 7 bits à envoyer, et qu'on s'intéresse simplement à la détection d'une erreur. Un moyen de coder chacun des mots est d'ajouter un 8^{ème} bit appelé bit de parité, de telle sorte que dans tous les mots le nombre de 1 soit pair. Le message 1011001 est codé en 10110010 puisque le message contient quatre '1' (paire) donc on ajoute un '0'. Et le message 0110100 est codé en 01101001. Nous avons ajouté un '1' car le nombre des '1' dans le message est impair et égal à 3.

Ce type de codage permet de détecter un nombre impair d'erreurs, mais ne permet pas de les localiser, donc ce code ne corrige pas les erreurs détectées[18]. On va prendre un exemple pour mieux comprendre.

La chaîne ASCII de 7 bits pour la lettre « S » est 1010011 et un bit de parité doit être ajouté en tant que huitième bit. La chaîne pour « S » a déjà un nombre pair de uns (c'est-à-dire quatre) et donc la valeur du bit de parité est 0, et le mot de code pour « S » est 10100110.

Plus formellement, pour les 7 bits (ASCII) pairs plus le code de parité, nous définissons un mot de code C pour avoir la structure suivante:

$$C = [c_1 \ c_2 \ c_3 \ c_4 \ c_5 \ c_6 \ c_7 \ c_8] \quad \text{Eq 1.6}$$

Où chaque c_i est soit 0 ou 1, et chaque mot de code satisfait la contrainte :

$$c_1 \oplus c_2 \oplus c_3 \oplus c_4 \oplus c_5 \oplus c_6 \oplus c_7 \oplus c_8 = 0 \quad \text{Eq 1.7}$$

L'équation (1.7) est appelée *équation de contrôle de parité*, dans laquelle le symbole \oplus représente l'addition modulo-2.

En utilisant le premier exemple où une lettre ASCII de 7 bits est codée sur 8 bits. Le mot-code résultant $x = [10110010]$ a été envoyé par un canal bruyant et la chaîne $y = [10010010]$ a été reçue. Pour vérifier si y est un mot-code valide, nous testons y avec l'équation 1.7.

$$y_1 \oplus y_2 \oplus y_3 \oplus y_4 \oplus y_5 \oplus y_6 \oplus y_7 \oplus y_8 = 1 \oplus 0 \oplus 0 \oplus 1 \oplus 0 \oplus 0 \oplus 1 \oplus 0 = 1 \quad \text{Eq 1.8}$$

Puisque la somme est 1, l'équation de vérification de parité n'est pas satisfaite et y n'est pas un mot-code valide. Nous avons détecté qu'au moins une erreur s'est produite pendant la transmission. Alors que l'inversion d'un seul bit due au bruit de canal peut facilement être détectée avec un seul code de contrôle de parité, ce code n'est pas suffisamment puissant pour indiquer quels bits ont été inversés. De plus, comme tout nombre pair d'inversions de bits produit une chaîne satisfaisant à la contrainte (1.7), les modèles de nombres pairs d'erreurs ne sont pas détectés par ce code simple.

La détection d'une erreur sur plus d'un bit appelle à une redondance accrue sous la forme de bits de parités supplémentaires et des codes plus sophistiqués contiennent plusieurs équations de contrôle de parité et chaque mot de code doit satisfaire chacun d'eux. Prenons un exemple où un code C se compose d'une longueur de six bits :

$$\mathbf{C} = [c_1 \ c_2 \ c_3 \ c_4 \ c_5 \ c_6] \quad \text{Eq 1.9}$$

Qui satisfait les trois équations de contrôle de parité:

$$\begin{cases} c_1 \oplus c_2 \oplus c_4 = 0 \\ c_2 \oplus c_3 \oplus c_5 = 0 \\ c_1 \oplus c_2 \oplus c_3 \oplus c_6 = 0 \end{cases} \quad \text{Eq 1.10}$$

Les contraintes de code sont souvent écrites sous forme de matrice et donc les contraintes de (1.10) deviennent :

$$\underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \\ c_5 \\ c_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.3) \quad \text{Eq 1.11}$$

La matrice H est appelée matrice de contrôle de parité. Chaque ligne de H correspond à une équation de contrôle de parité et chaque colonne de H correspond à un bit dans le mot de code. Ainsi, pour un code binaire avec m contraintes de parité et longueur n mots de code, la matrice de contrôle de parité est une matrice binaire $m \times n$.

Sous forme matricielle, une chaîne $y = [c_1 \ c_2 \ c_3 \ c_4 \ c_5 \ c_6]$ est un mot-code valide pour le code avec la matrice de contrôle de parité H si et seulement si elle satisfait l'équation matricielle :

$$\mathbf{H} \cdot \mathbf{y}^T = \mathbf{0} \quad \text{Eq 1.12}$$

Les contraintes de code de l'équation (1.10) peuvent être réécrites comme suit :

$$\begin{cases} c_4 = c_1 \oplus c_2 \\ c_5 = c_2 \oplus c_3 \\ c_6 = c_1 \oplus c_2 \oplus c_3 \end{cases} \quad \text{Eq 1.13}$$

Les bits de mot de code c_1, c_2 et c_3 contiennent le message à trois bits, c_1, c_2 et c_3 , tandis que les bits de mot de code c_4, c_5 et c_6 contiennent les trois bits de contrôle de parité. Écrites de cette façon, les contraintes du mot-code montrent comment encoder le message. Donc le message 110 produit les bits de contrôle de parité :

$$\begin{cases} c_4 = 1 \oplus 1 = 0 \\ c_5 = 1 \oplus 0 = 1 \\ c_6 = 1 \oplus 1 \oplus 0 = 0 \end{cases} \quad \text{Eq 1.14}$$

Et ainsi le mot-code pour ce message est $C = [1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0]$. Encore une fois, ces contraintes peuvent être écrites sous forme matricielle comme suit:

$$[c_1 \ c_2 \ c_3 \ c_4 \ c_5 \ c_6] = [c_1 \ c_2 \ c_3] \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}}_G \quad \text{Eq 1.15}$$

Où la matrice G est appelée la matrice génératrice du code. Les bits de message sont classiquement étiquetés par $U = [u_1 \ u_2 \ u_3 \ \dots \dots \ u_k]$, où le vecteur U contient les k bits de message. Ainsi, le mot de code C correspondant au message binaire U peut être trouvé en utilisant l'équation matricielle :

$$\mathbf{C} = \mathbf{U} \cdot \mathbf{G} \quad \text{Eq 1.16}$$

Le code vu dans l'exemple précédant est appelé systématique car les k premiers bits du mot de code contiennent les bits du message. Pour les codes systématiques, la matrice génératrice contient l'identité $I_{k \times k}$. (La matrice d'identité I_k , est une matrice binaire $k \times k$ carrée avec des entrées '1' sur la diagonale du coin supérieur gauche au coin inférieur droit et des entrées '0' partout ailleurs.)

Une matrice génératrice pour un code avec une matrice de contrôle de parité H peut être trouvée en effectuant l'élimination de Gauss-Jordan sur H pour l'obtenir sous la forme :

$$\mathbf{H} = [\mathbf{A}, \mathbf{I}_{n-k}] \quad \text{Eq 1.17}$$

Où A est une matrice binaire $(n - k) \times k$ et I_{n-k} est la matrice d'identité d'ordre $n - k$. La matrice génératrice est alors :

$$\mathbf{G} = [\mathbf{I}_k, \mathbf{A}^T] \quad \text{Eq 1.18}$$

L'espace des lignes de G est orthogonal à H . Ainsi, si G est la matrice génératrice d'un code avec matrice de contrôle de parité H alors :

$$\mathbf{G} \cdot \mathbf{H}^T = \mathbf{0} \quad \text{Eq 1.19}$$

Un code peut avoir n'importe quel nombre de contraintes de contrôle de parité mais seulement $n - k$ d'entre elles seront linéairement indépendantes, où k est le nombre de bits de message dans chaque mot-code. En notation matricielle, $n - k$ est le rang de H . Où $\text{rank}_2(H)$ est le nombre de lignes dans H .

$$n - k = \text{rank}_2(H) \quad \text{Eq 1.20}$$

Avant de conclure, nous notons qu'un code en bloc peut être décrit par plus d'un ensemble de contraintes de vérification de parité. Un ensemble de contraintes est valide pour un code à condition que l'équation (1.12) soit valable pour tous les mots-code. Pour les codes de contrôle de parité à faible densité, le choix de la matrice de contrôle de parité est particulièrement important[19].

Les fondements de la théorie de la communication montrent qu'en augmentant la fréquence du porteur utilisé dans le système, la vitesse et la capacité du système peuvent être améliorées. Ceci est particulièrement vrai pour les systèmes de communication numériques modernes. Comme la vitesse des ordinateurs a considérablement augmenté au cours des dernières années, les systèmes de communication numériques fonctionnant à une vitesse qui peut correspondre à ces ordinateurs sont devenus de plus en plus importants. Du point de vue électronique, il est maintenant apparent que la limite supérieure de la vitesse d'un système de communication est fixée par le support de transmission[5].

En raison de son énorme ressource en bande passante et de ses pertes extrêmement faibles (0.2 dB/km), la fibre optique peut être le meilleur support de transmission physique pour les réseaux de télécommunications.

1.3 Fibre optique

Les fibres optiques servent de base à un système de transmission optique car elles transportent les signaux optiques de la source à la destination. La combinaison de bande passante à faible perte et extrêmement large permet de transmettre des signaux à haute vitesse sur de longues distances avant que la régénération ne devienne nécessaire. Une fibre optique à faible perte est fabriquée à partir de plusieurs matériaux différents; le matériau de la ligne de base est de la silice pure, qui est mélangée à différents dopants pour ajuster l'indice de réfraction de la fibre optique[20].

La fibre optique est constituée de deux couches de guides d'ondes: le noyau (d'indice de réfraction n_1) et la gaine (d'indice de réfraction n_2), protégés par le revêtement. La majorité de la puissance est concentrée dans le noyau, bien qu'une partie puisse s'étendre au revêtement. Le rayon sera totalement réfléchi à partir de l'interface cœur-gaine (un rayon guidé) si la condition suivante est satisfaite[21]:

$$n_0 \sin \theta_i < \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad \text{Eq 1.21}$$

Où θ_i est l'angle d'incidence.

Il existe deux types de fibres optiques (Figure 5): les fibres optiques multimodes (MMF) et les fibres unimodales (SMF). La fibre MMF transfère la lumière à travers une collection de modes transversaux spatiaux. La différence de longueur de trajet de mode dans les fibres optiques multimodes produit une différence dans les temps d'arrivée au point de réception. Ce phénomène est connu sous le nom de dispersion multimode (ou dispersion intermodale) et provoque la distorsion du signal, et il impose les limites de la bande passante du signal.

Le deuxième type de fibres optiques, fibres monomodes, élimine efficacement la dispersion multimodale en limitant le nombre de modes de propagation à un mode fondamental [21]. Le mode fondamental occupe la partie centrale de la fibre optique et a un maximum d'énergie au niveau de l'axe du cœur de la fibre optique.

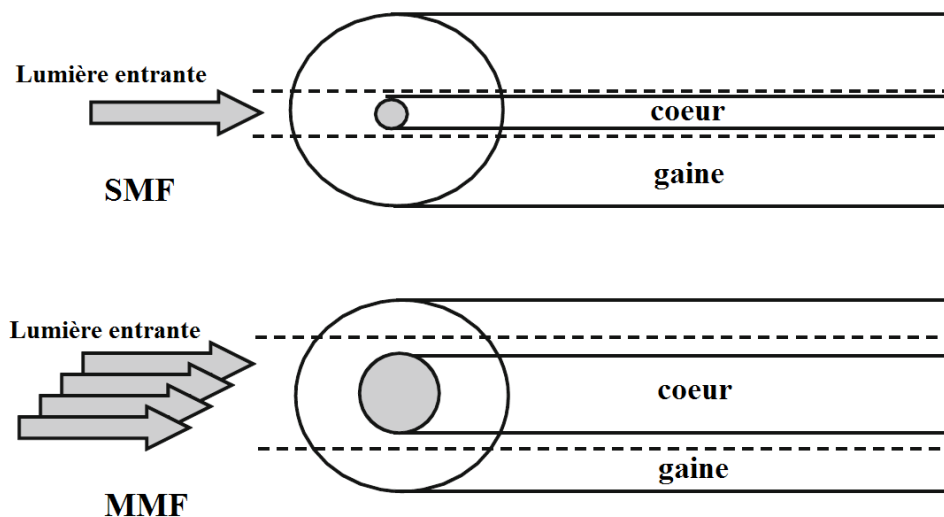


Figure 5 Fibre optique monomode (SMF) et multimode (MMF)

D'autres avantages ont été présentés par la fibre optique tel que [20]:

- *Petite taille et poids* : Les fibres optiques ont de très petits diamètres qui ne sont souvent pas supérieurs au diamètre d'un cheveu humain. C'est un avantage considérable pour permettre une expansion de la transmission des signaux dans les avions, les satellites et même les navires.
- *Isolation électrique* : Cette propriété rend la transmission par fibre optique parfaitement adaptée à la communication dans des environnements électriquement dangereux car les fibres ne créent pas de risque d'arc ou d'étincelle lors d'abrasions ou de courts-circuits.

- *Immunité aux interférences et à la diaphonie* : Les fibres optiques forment un guide d'onde diélectrique et sont donc exemptes d'interférences électromagnétiques et radiofréquences. De plus, il est assez facile de s'assurer qu'il n'y a pas d'interférence optique entre les fibres et donc, la diaphonie est négligeable, même lorsque beaucoup de fibres sont câblées ensemble.
- *Sécurité du signal*: La lumière des fibres optiques ne rayonne pas de manière significative et par conséquent, elles fournissent un haut degré de sécurité du signal. En théorie, toute tentative d'acquisition d'un signal de message transmis par voie optique peut être détectée. Cette caractéristique est évidemment intéressante pour les applications militaires, bancaires et la transmission de données (c'est-à-dire de réseau informatique).
- *Faible perte de transmission* : Le développement des fibres optiques au cours des 20 dernières années a abouti à la production des fibres optiques à très faible atténuation ou perte de transmission par rapport aux meilleurs conducteurs en cuivre. Elles ont été fabriquées avec des pertes aussi faibles que $0,15 \text{ dB km}^{-1}$ et cette caractéristique est devenue un avantage majeur des communications par fibre optique.
- *Faible coût potentiel*: Le verre qui fournit généralement le milieu de transmission à fibre optique est fabriqué à partir de sable - pas une ressource rare. Ainsi, en comparaison avec les conducteurs en cuivre, les fibres optiques offrent le potentiel d'une communication par ligne à faible coût, ce qui rend son installation coûteuse c'est bien les travaux du génie civil.

1.4 Techniques d'accès multiple:

Afin de profiter pleinement de la bande passante disponible dans les fibres optiques et de satisfaire la demande de bande passante dans les futurs réseaux d'information, il est nécessaire de multiplexer les flux de données de faible débit sur la fibre optique pour augmenter le débit total.

L'utilisation des techniques d'Accès Multiple sur fibre est donc un enjeu important pour le partage des ressources entre des abonnés de plus en plus nombreux. Parmi les technologies d'accès multiple, nous devons choisir celle qui convient le mieux pour utiliser pleinement la large bande passante dans la fibre optique.

La technologie choisie doit avoir le potentiel de supporter un protocole d'accès aléatoire, divers services avec des débits de données différents (son, image, vidéo) et un trafic en rafale (internet).

Différentes méthodes utilisées en communications hertziennes peuvent être considérée pour l'optique[22]:

- Accès multiple par répartition dans le temps (TDMA)
- Accès multiple par répartition de fréquence (FDMA)
- Accès multiple par répartition en longueur d'onde (WDMA)
- Accès multiple par répartition de Code (CDMA)

1.4.1 Accès multiple par répartition dans le temps (TDMA):

Dans le système TDMA, chaque canal occupe un créneau temporel pré-assigné, qui s'intercale avec les créneaux temporels des autres canaux, chacune de ces durées correspondant à un temps pendant lequel un utilisateur peut transmettre ses données (Figure 6). La technique TDMA nécessite une synchronisation entre les différents utilisateurs communiquant. La technique OTDM consiste à multiplexer en temps des trains d'impulsions optiques de manière purement optique en utilisant un codage de type NRZ et des lignes de retard.

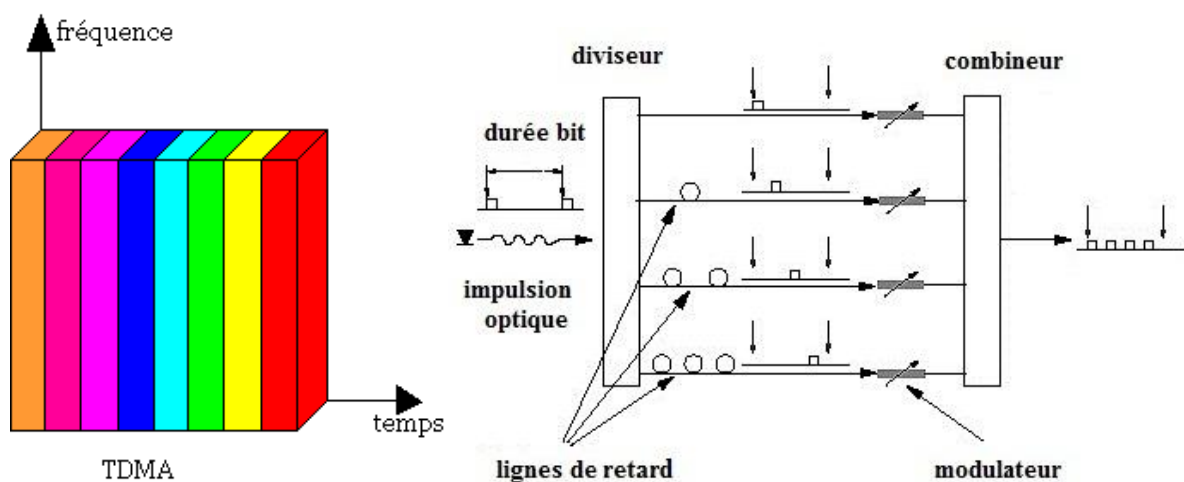


Figure 6 TDMA électrique (à gauche), TDMA optique (à droite)

1.4.2 Accès multiple par répartition de fréquence (FDMA):

Dans l'accès multiple par répartition en fréquence FDMA, il s'agit d'un découpage en bande de fréquence de manière à attribuer une partie du spectre à chaque utilisateur. De cette manière, chaque utilisateur se voit attribuer une bande de fréquences distincte (Figure 7 (en bas)). L'ensemble est juxtaposé et transmis sur un même canal de transmission. En réception, un filtre sélectif accordé sur la bande de fréquence de l'utilisateur désiré permet de récupérer les données. Un exemple de la technique d'accès multiples par répartition en fréquence FDMA dite orthogonale en optique est illustré dans la Figure 7 (en haut).

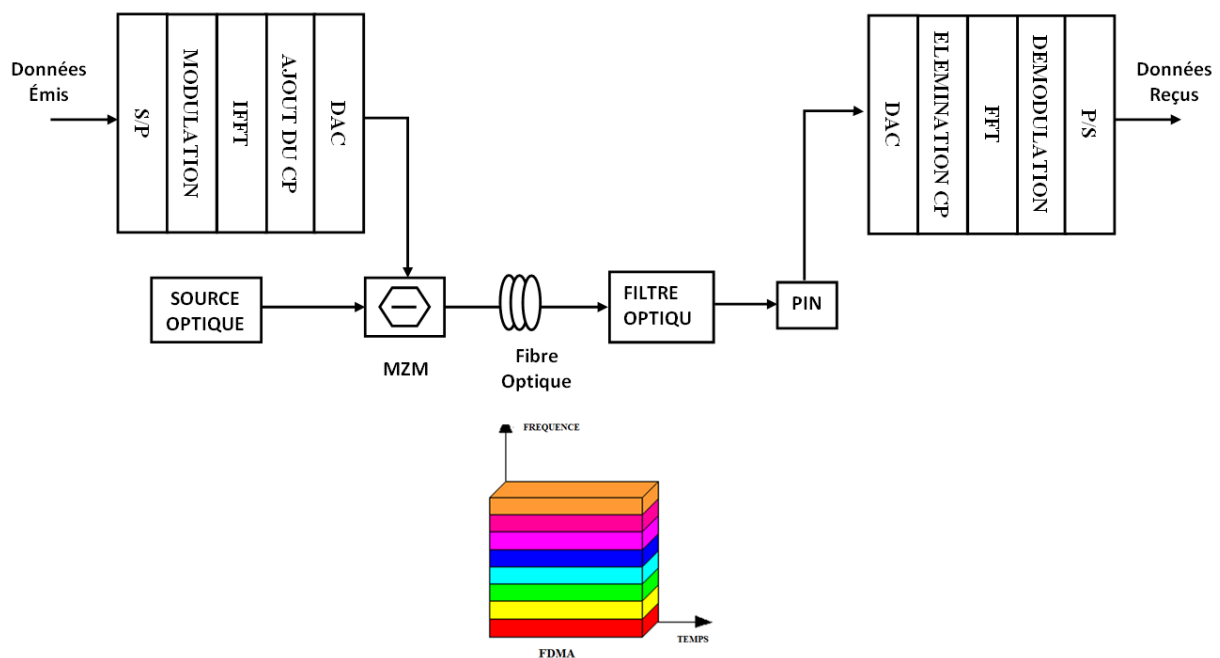


Figure 7 FDMA éclectique (en bas), OFDMA optique (en haut)

1.4.3 Accès multiple par répartition en longueur d'onde (WDMA):

Le multiplexage en longueur d'onde, aussi appelé *Wavelength Division Multiplexing* (WDM) est une transposition du multiplexage en fréquence dans les systèmes de communications optiques. Dans les systèmes WDMA, chaque canal occupe une bande passante optique étroite (≥ 100 GHz) autour d'une longueur d'onde ou d'une fréquence centrale (Figure 8). La méthode WDMA requiert l'utilisation d'un nombre de longueurs d'ondes important (égal au nombre d'utilisateurs communiquant)[5].

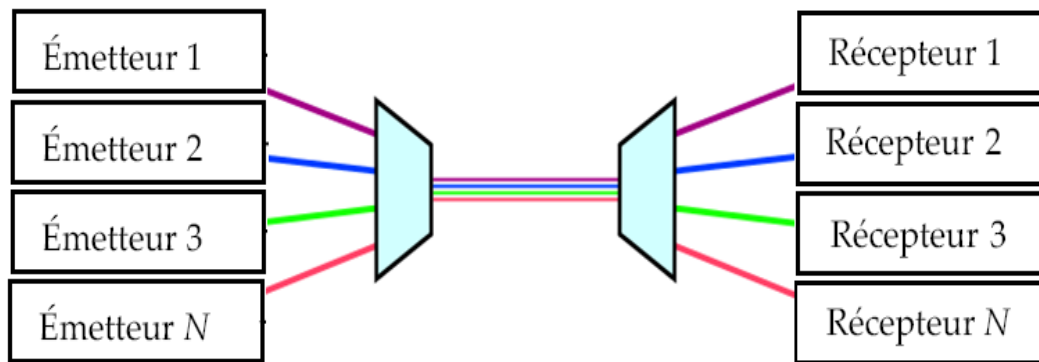


Figure 8 Accès multiple par répartition en longueur d'onde (WDMA)

1.4.4 Accès multiple par répartition de Code (CDMA):

Le CDMA fait partie d'une famille de techniques de transmission appelées spectre étalé. Dans cette technique, les ressources réseau sont partagées entre les utilisateurs auxquels est affecté un code au lieu d'un créneau temporel comme dans la TDMA ou une longueur d'onde comme dans la WDMA ou encore une fréquence dans la FDMA. Dans cette technique, les utilisateurs partagent le même espace fréquentiel et transmettent sur les mêmes intervalles temporels (Figure 9). Il s'agit, dans ce cas, d'affecter à chaque utilisateur un code particulier permettant de différencier ses données de celles des autres utilisateurs, cela permet de transmettre des informations en évitant d'interférer avec les messages provenant d'autres utilisateurs.

Les séquences de codes utilisées dans les systèmes CDMA sont composées d'une série d'impulsions nommées "chips" afin d'être distinguées des "bits" qui composent une séquence de données[2, 5, 7].

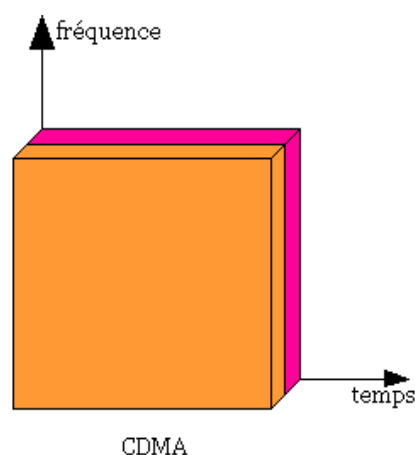


Figure 9 Accès multiple par répartition de Code (CDMA)

1.5 Gain de capacité:

En utilisant la loi de Shannon-Hartley pour la capacité d'un canal à bande limitée (équation 1.22), il est facile de voir que, pour une puissance de signal donnée, plus la bande passante utilisée est large, plus la capacité du canal est grande. Donc, si nous élargissons le spectre d'un signal donné, nous obtenons une augmentation de la capacité du canal et/ou une amélioration du rapport signal sur bruit (SNR). Ainsi, plus la bande passante est large, plus la puissance que nous devons utiliser pour une capacité donnée est faible. Le gain de capacité est donné comme suit[23]:

$$C = w \log_2 \left(1 + \frac{S}{N_0} \right) \quad \text{Eq 1.22}$$

Où C est la capacité maximale du canal en bits par secondes, w la bande du signal, S la puissance du signal et N_0 est la puissance du bruit.

1.6 L'étalement de spectre:

L'élargissement du spectre (étalement du spectre) est l'un des avantages utilisé dans la technique CDMA. Parmi les caractéristiques de cet étalement[24]:

- Le signal est difficilement détectable par un utilisateur non concerné, puisque il est confondu avec le bruit du canal.
- Le signal CDMA étalé est plus résistant aux évanouissements sélectifs en fréquence.
- Le signal CDMA est plus résistant aux brouilleurs pouvant se présenter au cours de la transmission. Cet avantage ne concerne pas les communications par fibre optique, car ce genre d'interférences n'affecte pas ces transmissions.

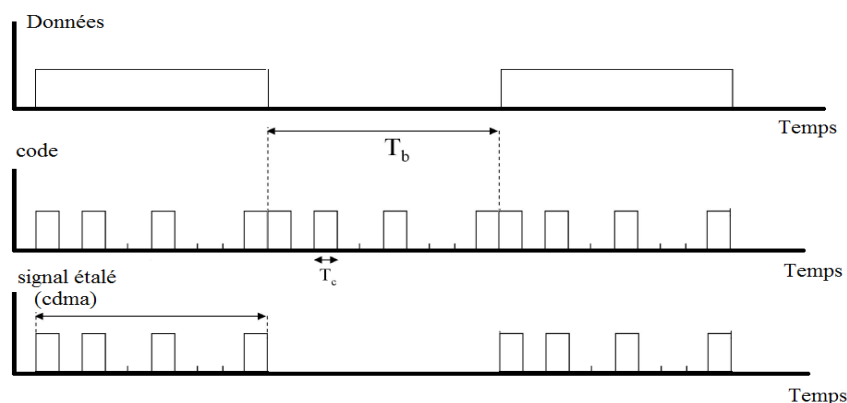


Figure 10 Etalement de spectre par séquence directe

1.7 CDMA pour les transmissions optiques :

Dans le contexte des communications optiques, le CDMA garde le même principe de fonctionnement que dans le cas des systèmes radiofréquences. La technique CDMA a été envisagée pour les réseaux optiques, car la fibre optique offre une très grande bande passante (de l'ordre du THz) [4]. Le schéma général d'une liaison OCDMA est illustré dans la Figure 11 en utilisant la fibre optique comme support de transmission.

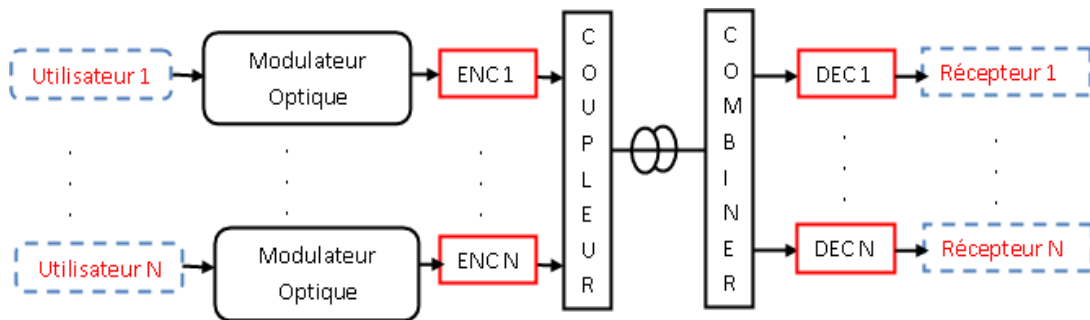


Figure 11 Schéma général d'une liaison OCDMA

1.7.1 Classification des différentes techniques OCDMA

Il existe de nombreuses façons de mettre en œuvre la technique CDMA dans un réseau optique. Ces méthodes se distinguent par la façon de coder l'information à émettre.

1.7.1.1 Cohérent – Incohérent:

Dans un système utilisant une source cohérente, les informations codées à transmettre utilisent l'amplitude et la phase du signal transmis. De cette manière, il est possible d'utiliser des codes bipolaires (composés de -1 et +1). Cette bipolarité permet aux différents codes d'être strictement orthogonaux de la même manière que pour le CDMA hertzien. L'inconvénient majeur de cette technique réside dans la non conservation de la phase optique par le canal de transmission et les difficultés d'implémentation de la détection cohérente dans des systèmes bas coût[23, 25].

Tandis qu'un système utilisant une source incohérente ne tient compte, lors du décodage, que de la puissance du signal reçu. De cette manière, on ne détecte que la puissance (quantité positive). Les codes sont donc unipolaires et ils seront composés de 0 et de 1.

La plupart des études portant sur le CDMA optique envisagent ce type de codage car le système est plus simple à mettre en œuvre et, est dit “bas coût”. La contrepartie est que les séquences de code utilisées ne peuvent pas être strictement orthogonales. Ceci provoque l’interférence entre les données émises par les différents utilisateurs du système.

1.7.1.2 Modulation directe – saut de fréquence – saut de temps[7]:

CDMA par modulation directe (*direct sequence DS-OCDMA*): les données sont directement modulées par le code, on procède à une *multiplication* entre la donnée à transmettre et le code de l’utilisateur correspondant.

CDMA par saut de fréquence (Frequency Hopping FH-CDMA) : les données ne sont pas émises sur une fréquence porteuse fixe, mais sur des fréquences différentes qui changent périodiquement.

CDMA par saut de temps (*Time Hopping TH-CDMA*): la transmission de la donnée n’est pas faite de manière continue, une séquence pseudo-aléatoire définit la position temporelle de la donnée à transmettre.

1.7.1.3 Temporel – spectral[7]:

OCDMA temporel : la donnée est multipliée par un code temporel, c’est-à-dire un code dont la variation est temporelle.

OCDMA spectral : un code spectral donné est envoyé pour une donnée ‘1’, et rien pour une donnée ‘0’.

1.7.1.4 Unidimensionnel – multidimensionnels:

L’augmentation du nombre d’utilisateurs présente une limitation dans le système d’accès multiple par répartition en code optique (OCDMA) unidimensionnel (1D). Afin de surmonter cet inconvénient, plusieurs chercheurs ont proposés une approche de codage à deux dimensions (ou plus), ce qui implique d’utiliser simultanément deux dimensions (ou plus)

pour coder les informations (temps, longueur d'onde, spatial et polarisation) plutôt qu'une seule[5].

La classification des techniques OCDMA précédemment évoquées peut être illustrée par la Figure 12.

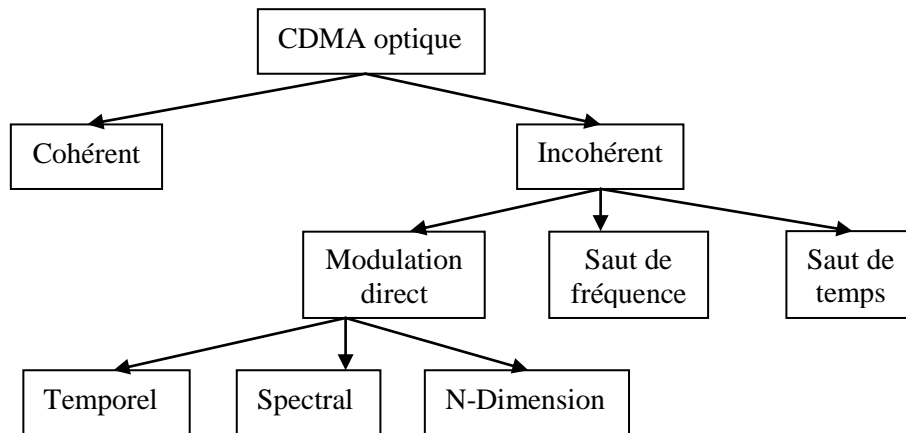


Figure 12 Classification des différentes techniques OCDMA

1.7.2 Système CDMA 'tout optique':

L'application du CDMA aux systèmes de télécommunications optiques a pour but de surmonter les limites des systèmes d'accès TDMA et FDMA en termes de capacité de multiplexage, de débit et de flexibilité. L'utilisation des convertisseurs électrique/optique ou optique/électrique est un verrou technologique à lever lors de l'utilisation de la technique CDMA électrique appliquée aux réseaux d'accès optique. Une manière de surmonter cette limitation et de minimiser le coût élevé d'implémentation qui consiste à réaliser le codage et le décodage dans le domaine optique en utilisant des composants optiques. Cela conduit à ce qu'on appelle: les systèmes CDMA 'tout optique'[23, 26].

L'application de la technique CDMA aux réseaux d'accès optique haut débit présente de nombreux avantages tel que: l'usage flexible et équitable de la bande passante, l'augmentation de capacité de multiplexage, la réduction du coût des systèmes OCDMA grâce à l'utilisation de composants passifs... etc...

1.7.2.1 Codage d'amplitude spectrale (SAC-OCDMA) :

L'un des schémas les plus courants pour l'OCDMA est le codage spectral qui consiste en un codage d'amplitude spectrale (SAC) et un codage en phase spectrale (SPC). Le SAC-OCDMA est moins cher que le SPC-OCDMA en raison de la source optique incohérente[27].

En plus, il a été montré [28] qu'il est possible de supprimer totalement l'IAM en utilisant une détection balancée ce qui est un avantage par rapport au codage temporel. Cela nous amène, dans ce travail, à s'intéresser au SAC-OCDMA.

Dans le système SAC-OCDMA incohérent, les longueurs d'onde de signal provenant d'une source lumineuse sont codées en les transmettant ou en les rejetant selon un code de signature comme illustré dans la Figure 8. Parmi les technologies utilisées pour réaliser un système OCDMA avec codage d'amplitude spectral on trouve :

1.7.2.1.1 Encodage avec masque d'amplitude :

Cette technique a été proposée pour la première fois en 1988 par WEINER et al.[29], après trois ans Zaccarin et al. ont proposés une autre version du masque d'amplitude[30].

Ce montage est constitué d'une paire de réseaux de diffraction, une paire de lentilles et un masque d'amplitude qui est inséré dans un plan orthogonal à l'axe de propagation et permet de supprimer les composantes spectrales voulues comme le montré la Figure 8 (a).

L'encodage d'informations avec masque d'amplitude présente les inconvénients suivants [31]:

- Le moindre désalignement entre les réseaux de diffraction et les masques d'amplitudes, entre le codeur et le décodeur, peut rendre le décodage difficile.
- Système très encombrant et difficile à intégrer dans les systèmes "tout-optique".
- Pertes d'insertion importantes.
- Faible capacité de multiplexage.

1.7.2.1.2 Encodage avec l'utilisation d'AWG (Réseau de guides d'ondes matriciel) :

Il est un dispositif essentiel dans les systèmes WDM. Ce composant permet de multiplexer et de démultiplexer un grand nombre de canaux avec de faibles pertes (Figure 8 (b)). Le principe est d'utiliser une cascade de deux AWGs, le premier de dimension $1 \times N$ et le

deuxième $N \times 1$. À la sortie de chaque branche du premier AWG, nous retrouvons une tranche spectrale déterminée. En branchant uniquement certaines fibres aux N entrées du deuxième AWG, il est ainsi possible d'obtenir un code spectral [31].

1.7.2.1.3 Encodage avec l'utilisation des réseaux de Bragg :

Le principe physique d'un réseau de Bragg, illustré dans la Figure 8 (c), consiste en une variation périodique de l'indice de réfraction (du cœur de la fibre dans notre cas) afin de créer des phénomènes d'interférences et ainsi d'obtenir un composant sélectif en spectre. Il est donc possible de réaliser un montage SAC-OCDMA à base de réseaux de Bragg [31].

1.7.2.1.4 Encodage à l'aide de démultiplexeurs et multiplexeurs optiques :

Le codeur optique est représenté dans la Figure 8 (d). Le spectre large bande de la LED est divisé en plusieurs longueurs d'ondes, de largeur égale, à l'aide d'un démultiplexeur (DEMUX) de $1 \times L$ longueur d'onde (L étant donné la longueur du code). A partir de la sortie du démultiplexeur, chaque utilisateur pourra rassembler les longueurs d'onde qui constituent sa signature spectrale à l'aide des multiplexeurs [31]. Le nombre des multiplexeurs (MUX), connecté au DEMUX, correspond au nombre d'utilisateurs où le nombre d'entrée de chaque MUX représente le poids du code.

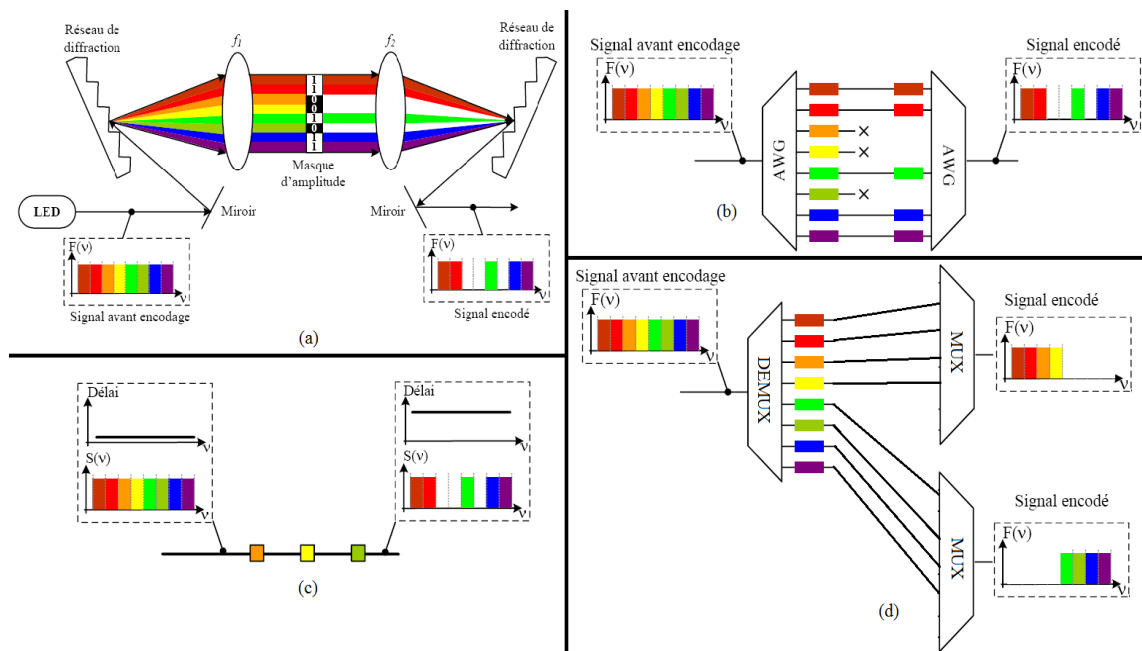


Figure 13 Types de codage d'amplitude spectrale pour un système OCDMA: (a) encodage avec masque d'amplitude; (b) encodage AWG; (c) encodage par des réseaux de Bragg; (d) encodage à l'aide de démultiplexeurs et multiplexeurs

1.7.2.2 Codes adaptés au CDMA optique :

En OCDMA, Les usagers partagent la même bande optique, et donc, une quasi-orthogonalité des codes est importante afin de minimiser l'interférence provenant de la puissance moyenne des autres usagers [7, 32].

En d'autres termes, les séquences de codes d'étalement sont sélectionnées pour les caractéristiques d'auto-corrélation λ_a maximale et d'inter-corrélation λ_c minimale afin d'optimiser la différenciation entre le signal correct et l'interférence. Les codes bipolaires de base, tels que les M-séquences[33], Gold séquences[34], les codes de Hadamard et de Walsh-Hadamard[35], ont été empruntés du concept CDMA sans fil.

Bien que les codes bipolaires soient également employés dans les systèmes OCDMA cohérents, grâce à des progrès récents dans les modulations cohérentes optiques et le codage, ils se révèlent aujourd'hui complexes à implémenter dans des systèmes optiques, en raison de la non conservation de la phase des signaux optiques et la nécessité d'utiliser une détection cohérente[36].

C'est principalement pour contourner ces difficultés que nous nous sommes donc intéressés, dans notre travail, à des systèmes incohérents utilisant des codes unipolaires, facilement réalisables par modulation de la puissance optique émise, appelée transmission tout ou rien (OOK on-off keying). La modulation binaire OOK est l'une des plus simples dans le domaine des communications, en particulier pour les systèmes IM/DD[37].

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

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.
- Avoir un poids w constant.
- Avoir une inter-corrélation constante entre chaque deux séquences des codes.

1.7.2.2.1 La longueur (L)

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

1.7.2.2.2 Le poids (w)

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

Tableau 1 Poids des différents codes

	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

1.7.2.2.3 La corrélation croisée

En considérant deux séquences de code de la même famille C_m et C_n , les fonctions d'auto-corrélation et d'inter-corrélation sont données par [38]:

$$C_{m,m}(s) = \sum_{i=0}^{L-1} C_m(i) \cdot C_m(i-s) \begin{cases} = \omega & \text{si } s = 0 \\ \leq \lambda_a & \text{si } 1 \leq s < L-1 \end{cases} \quad \text{Eq 1.23}$$

$$C_{m,n}(s) = \sum_{i=0}^{L-1} C_m(i) \cdot C_n(i-s) \leq \lambda_c \quad \text{si } 0 \leq s < L-1 \quad \text{Eq 1.24}$$

Les faibles valeurs de corrélation croisée (inter-corrélation) réduisent efficacement l'IAM et le PIIN; donc augmentent la qualité de transmission du système SAC-OCDMA, ce qui rend la conception de code avec une corrélation croisée faible la propriété la plus importante [32].

1.7.2.2.4 Code unipolaire

Plusieurs codes optiques ont été proposés pour des systèmes OCDMA tels que le code Hadamard, le code prime, les codes optiques orthogonaux (OOC)[5, 7, 32] et le code de poids double modifié (MDW) [39]. Cependant, ces codes souffrent de certaines limitations telles que la longueur du code (par exemple les codes orthogonaux optiques et le code prime), la construction compliquée ou la corrélation croisée qui n'est pas idéale.

D'autres familles de codes appelés « code à corrélation croisée nulle » (zero cross correlation en anglais ZCC)[40] sont conçus pour avoir des propriétés d'auto-corrélation élevée et d'inter-corrélation nulle. Ainsi, le code ZCC est conçu avec une flexibilité permettant de répondre à la demande de plusieurs utilisateurs avec l'avantage d'une conception de code simple et efficace et d'une conception de système simple. Les codes ZCC ont été obtenus pour la première fois à partir des codes MDW (Modified double weight qui sont une modification des codes DW)[41].

1.7.2.2.5 Le code de double poids (DW)

Les codes DW représentés dans [39, 42] utilisent une matrice $K \times L$.

Avec

- K : représente les lignes, c'est le nombre des utilisateurs.
- L : représente les colonnes, c'est la longueur minimale du code.

La matrice de base est comme suit :

$$H_{M=1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq 1.25}$$

Pour chacune des trois colonnes de la matrice H , la combinaison des chips des séquences sont 1, 2, 1 (c.à.d. 0+1, 1+1, 1+0) pour maintenir une inter-corrélation maximale égale à 1.

Hmud et al. [43] ont proposé une technique de mapping, afin de d'augmenter le nombre d'utilisateurs ainsi que la longueur du code tout en maintenant une inter-corrélation maximale égale à 1. Cette technique précise que le nombre de colonnes et de lignes doit être doublé comme défini dans l'équation suivante :

$$H_M = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & H_{M-1} \\ H_{M-1} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad \text{Eq 1.26}$$

Pour M=2, on a :

$$H_M = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq 1.27}$$

1.7.2.2.6 Modification de code DW (MDW)

Pour augmenter le rapport signal sur bruit (par l'augmentation du poids du code), les codes DW ont été modifiés (MDW) tout en gardant les mêmes propriétés. Leurs poids est supérieur à 2 (multiple de deux) [39, 41].

La structure de la matrice de base des codes MDW est donnée par la matrice suivante :

$$H_M = H_w = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad \text{Eq 1.28}$$

A : est une matrice nulle de $1 \times 3 \sum_{j=1}^{\frac{w}{2}-1} j$

B : est une matrice de $(1 \times 3)n$, avec $n = \frac{w}{2}$ répétitions du vecteur $[X_1] = [0 \ 1 \ 1]$

C : est la matrice de code de base correspondant au précédent poids w ($w = 2 \times (n - 1)$).

D : est une matrice de $n \times (n \times \text{dimension de } [X_2] = [1 \ 1 \ 0])$ et dont la structure est montrée dans l'équation qui suit :

$$D = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \ \mathbf{0} \ \mathbf{0} & \cdots & [X_2] \\ \vdots & [X_2] & \vdots \\ [X_2] & \cdots & \mathbf{0} \ \mathbf{0} \ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad \text{Eq 1.29}$$

Il y a deux composants de base dans la matrice de base pour les codes MDW qui sont:

- Longueur du code $L = 3 \sum_{j=1}^{\frac{w}{2}} j$
- Nombre d'utilisateurs $K = \frac{w}{2} + 1$

Pour un poids $w = 4$ on obtient un code MDW de base pour 3 utilisateurs, une longueur de code $L = 9$ et une corrélation croisée idéale en phase.

A : sera une matrice nulle de 3 colonnes.

B : est une matrice de $[X_1] = [0 \ 1 \ 1]$ répétée deux fois ($n = 2$)

C : est la matrice de code de base correspondant au précédent poids w ($w = 2$).

D : est une matrice de 2×3 et dont la structure est montrée dans l'équation suivante :

$$D = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq 1.30}$$

Le code MDW noté (9, 4, 1) est représenté par la matrice H_M :

$$H_M = \begin{array}{c} \begin{array}{ccc|ccc} A & & & B & & \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{array} \\ C \qquad \qquad \qquad D \end{array}$$

1.7.2.2.7 Le code à corrélation croisée nulle (ZCC)

La famille de codes ZCC est une évolution des codes de double poids modifiés (MDW) qui élimine les chevauchements des chips dans les séquences. Le code ZCC est présenté dans une matrice de $K \times C$ où K (ligne) représente le nombre d'utilisateurs et C (colonne) représente la longueur de code minimale[41]. La matrice de base des codes ZCC (pour poids = 1) s'obtient en supprimant la deuxième colonne de la matrice $H_{M=1}$, comme indiqué dans l'équation ci-dessous:

$$H_{M=1} = \begin{bmatrix} 0 & \boxed{1} & 1 \\ 1 & \boxed{1} & 0 \end{bmatrix} \rightarrow ZCC_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq 1.31}$$

On remarque que Z_1 n'a pas de chevauchement de '1' pour les deux utilisateurs. Afin d'augmenter le nombre d'utilisateurs et de codes, une technique de mapping est utilisée ci-dessous:

$$ZCC_2 = \begin{bmatrix} 0 & ZCC_1 \\ ZCC_1 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \Rightarrow ZCC_n = \begin{bmatrix} 0 & ZCC_{n-1} \\ ZCC_{n-1} & 0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq 1.32}$$

On remarque que l'inter-corrélation entre les deux codes de la matrice de base des codes ZCC est égale à 0, les conditions d'auto-corrélation et d'inter-corrélation des codes ZCC sont :

$$C_{m,m}(s) = \sum_{i=0}^{L-1} C_m(i) \cdot C_m(i-s) \begin{cases} = w & \text{si } s = 0 \\ \leq w & \text{si } 1 \leq s < L-1 \end{cases} \quad \text{Eq 1.33}$$

$$C_{m,n}(s) = \sum_{i=0}^{L-1} C_m(i) \cdot C_n(i-s) \begin{cases} = 0 & \text{si } s = 0 \\ \leq w & \text{si } 1 \leq s < L-1 \end{cases} \quad \text{Eq 1.34}$$

Les codes ZCC sont dédiés au système SAC-OCDMA[40, 41]. Ces codes permettent de réduire significativement les interférences IAM et par conséquent le bruit PIIN.

1.8 Modulation :

Dans les communications par fibre optique, il existe deux schémas de modulation optique, la modulation analogique et la modulation numérique. Lorsqu'un signal électrique analogique ou numérique est fourni au modulateur d'amplitude, l'enveloppe du support optique fournit la forme d'onde de réplique du signal fourni, comme indiqué sur les Figure 14 et Figure 15, respectivement. La porteuse optique est modulée pour imprimer les données d'information sur leur amplitude, phase ou fréquence, ou encore une combinaison de leur amplitude et de leur phase.

Les formats de modulation optiques de base peuvent être classés (Figure 16) comme suit : (1) la modulation par déplacement d'amplitude (ASK), où l'information est intégrée dans l'amplitude de l'impulsion sinusoïdale; (2) la modulation par déplacement de phase (PSK), dans laquelle l'information est intégrée dans la phase; (3) modulation par déplacement de fréquence (FSK), où l'information est intégrée dans la fréquence[44].

La modulation Tout-Ou-Rien (On-Off Keying (OOK)) est un cas particulier de la modulation ASK, où le « 1 » est représenté par la présence de l'impulsion tandis que le « 0 » par l'absence d'une impulsion; La Figure 17 montre la différence entre une modulation OOK et une modulation ASK qui sont les schémas les plus intéressants et populaires pour les applications OCDMA incohérentes.

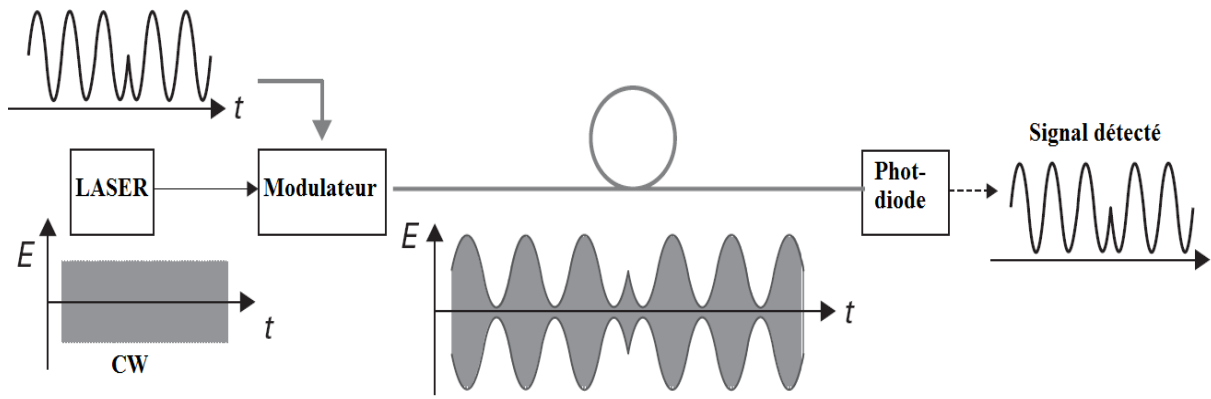


Figure 14 La modulation optique analogique.

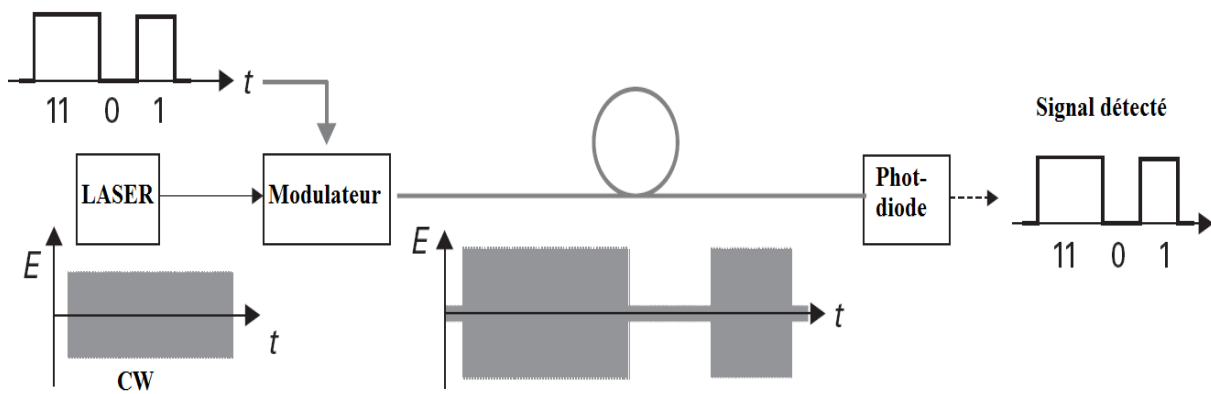


Figure 15 La modulation optique numérique

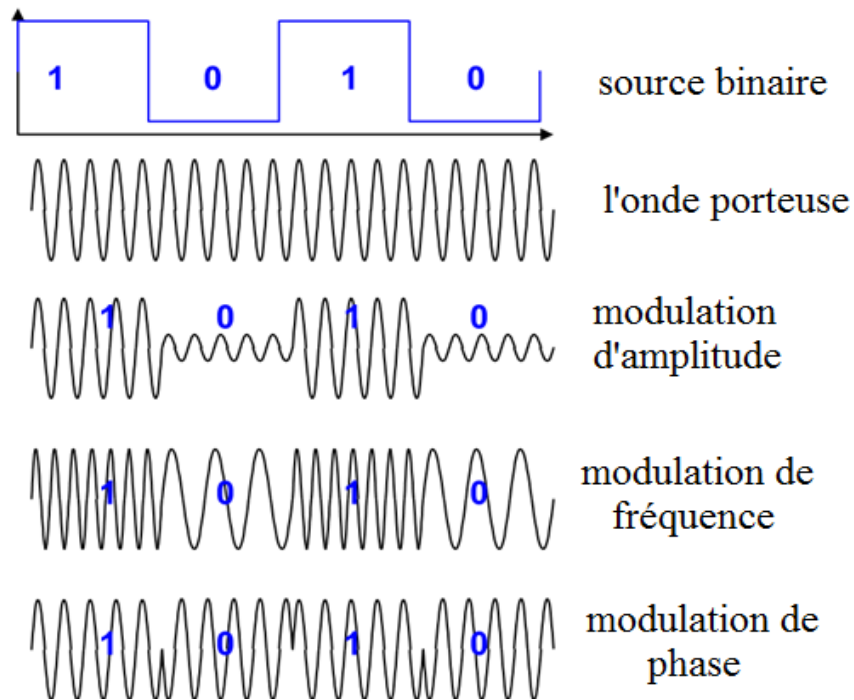


Figure 16 Formats de modulation

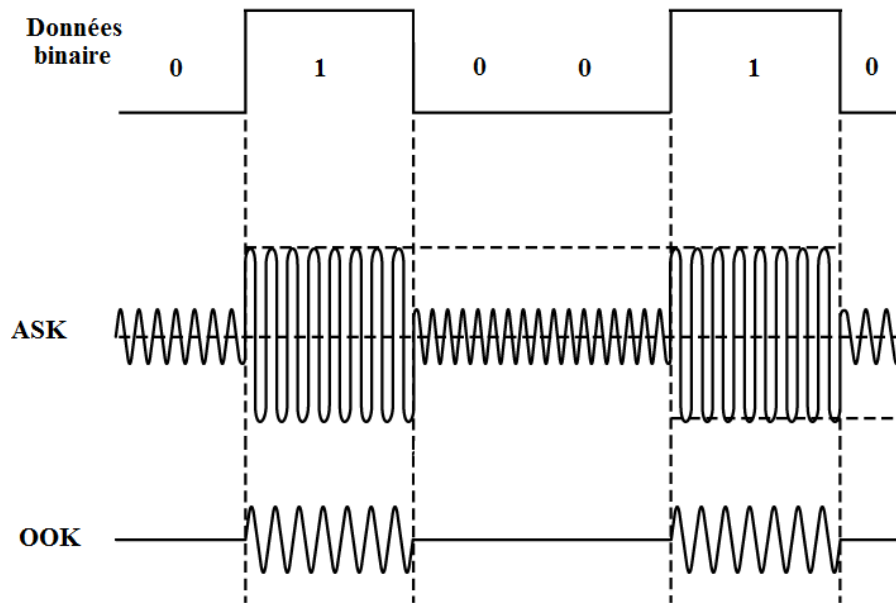


Figure 17 La différence entre la modulation OOK et ASK

La communication par fibre optique est bien adaptée à la transmission numérique utilisant le codage en bande de base de plusieurs manières importantes. Par exemple, elle offre un avantage considérable en ce qui concerne le rapport signal sur bruit acceptable au niveau du récepteur à fibre optique par rapport à la transmission analogique d'environ 20 à 30 dB (pour les systèmes pratiques)[44].

Les deux types de formats de modulation optique, les plus populaires, en modulation d'intensité sont les suivants: Non-Retour à Zéro-Tout Ou Rien (NRZ-OOK) et Retour à Zéro-Tout Ou Rien (RZ-OOK).

1.8.1 Non-retour à zéro (NRZ) :

NRZ est considéré comme le format de modulation le plus simple. Dans les premières phases de modulation, il a été utilisé en raison de son immunité au bruit de phase laser et de ses exigences de faible bande passante par rapport à d'autres formats de modulation.

Récemment, ces questions ne sont pas la principale préoccupation avec la technologie de pointe et à haute vitesse, et donc, NRZ est simplement utilisé à des fins de comparaison avec d'autres formats.

Le schéma de principe d'un émetteur NRZ est représenté sur la Figure 18, dans lequel les données du signal d'entrée sont modulées dans le laser optique avec un modulateur d'intensité externe. Le modulateur d'intensité peut être soit un Mach-Zehnder, soit un modulateur à électro-absorption, qui convertit le signal électrique en signal optique au même débit. Dans notre cas, le modulateur est choisi pour être un modulateur Mach-Zehnder (MZM)[45, 46]. La sortie de l'émetteur NRZ est indiquée en Figure 19.

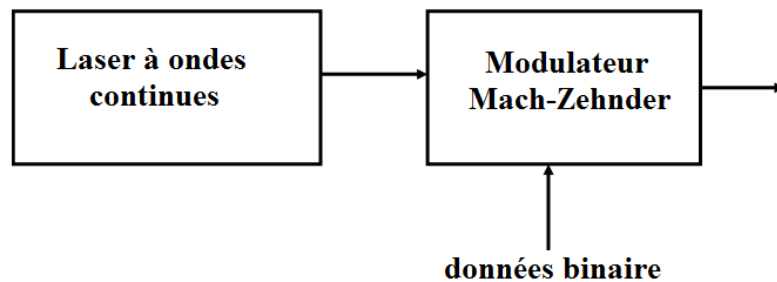


Figure 18 Emetteur Non Retour à Zéro

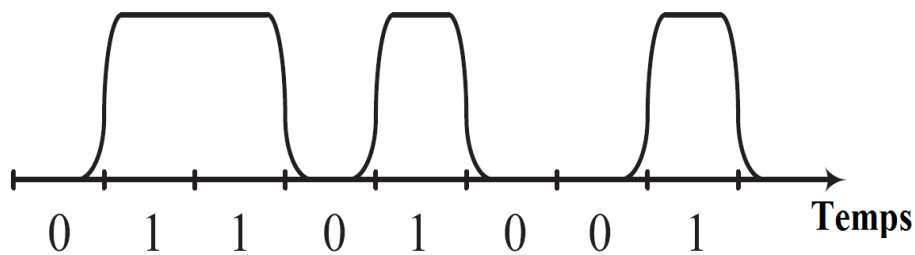


Figure 19 Signal NRZ

1.8.2 Retour à zéro (RZ) :

RZ est l'une des sous-catégories de base du format de modulation OOK. Sa bande passante est supérieure à celle de la NRZ correspondante au même débit de données du fait qu'à chaque période T de bit "1", l'amplitude du signal atteint l'amplitude spécifiée pour le bit "1" et descend à zéro.

La Figure 20 montre le schéma synoptique de l'émetteur RZ qui est fondamentalement un émetteur NRZ avec un modulateur externe supplémentaire piloté par une horloge électrique. Le signal optique RZ est généré par deux MZM en cascade, le premier MZM module la source de lumière optique avec des données pour générer un signal optique NRZ; tandis que le second MZM sert à moduler le signal optique NRZ avec un découpeur d'impulsions pour générer le signal optique RZ[45, 46]. La Figure 21 montre la sortie du signal RZ du modulateur.

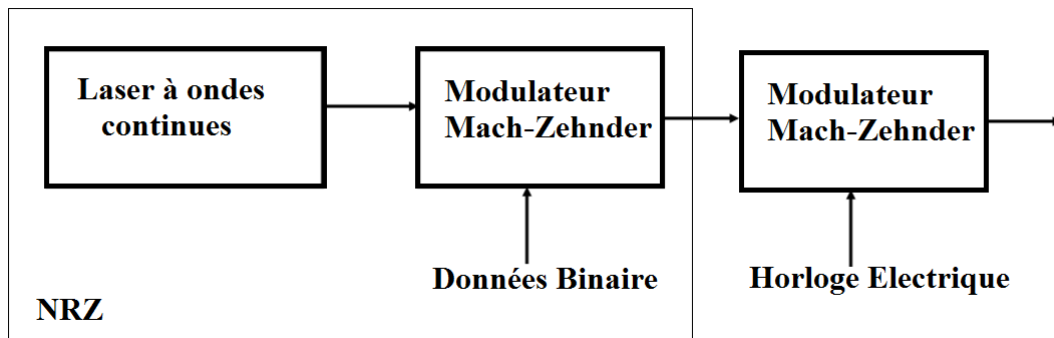


Figure 20 Emetteur Retour à Zéro

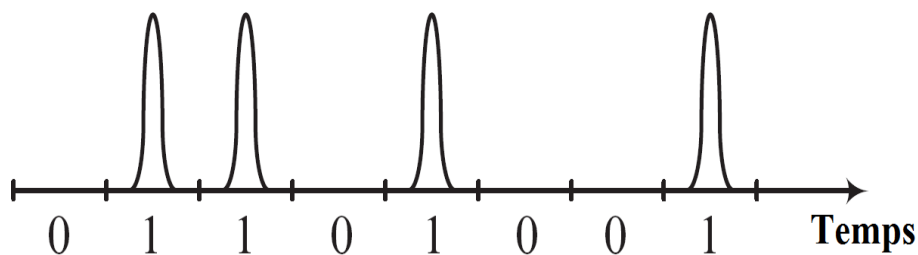


Figure 21 Signal RZ

L'utilisation de la signalisation numérique en bande de base réduit les problèmes de non-linéarité de la source optique (et parfois du détecteur) et de la dépendance à la température qui peuvent affecter gravement la transmission analogique.

Par conséquent, la plupart des systèmes de communication à fibre optique de grande capacité véhiculent des informations numériques dans la bande de base en utilisant une modulation d'intensité de la source optique.

1.8.3 Modulation d'intensité :

La modulation d'intensité est facile à mettre en œuvre avec les sources électroluminescentes disponibles actuellement (LED et lasers). Ces dispositifs peuvent être directement modulés simplement par la variation de leurs courants pilotés à des fréquences allant jusqu'à plusieurs gigahertz. Ainsi, une modulation directe de la source optique est satisfaisante pour la plupart des largeurs de bande de modulation actuellement utilisées. La modulation d'intensité peut être utilisée avec des signaux numériques et analogiques.

La modulation d'intensité analogique est généralement plus facile à appliquer, mais nécessite des rapports signal / bruit relativement élevés et, par conséquent, elle tend à être limitée à des applications à courte distance et à largeur de bande relativement étroite[47].

En revanche, la modulation d'intensité numérique améliore l'immunité au bruit mais nécessite des bandes passantes plus larges, bien que celles-ci puissent être faibles en comparaison avec la bande passante disponible. Elle convient donc parfaitement à la transmission par fibre optique lorsque la bande passante disponible est importante. Par conséquent, à l'heure actuelle, la plupart des systèmes à fibres de moyenne et longue distance utilisent une modulation d'intensité numérique.

D'une manière générale, pour transmettre une information numérique en une lumière incohérente, le flux lumineux émis correspond à deux niveaux énergétiques : un niveau haut et niveau bas (modulation en « tout ou rien »).

Pour produire ce type de modulation, deux techniques sont possible : modulation directe ou modulation externe.

1.8.3.1 La modulation directe :

La modulation du courant qui traverse un LASER semi-conducteur entraîne directement la modulation en intensité de la lumière émise. C'est la technique dite de modulation directe. Il suffit que les données à transmettre soient inscrites sur l'alimentation du LASER.

Le schéma de base de la modulation directe est représenté dans la figure suivante[4] :

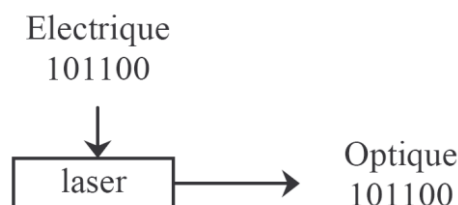


Figure 22 La modulation directe

1.8.3.2 La modulation externe :

Dans ce cas la modulation est effectuée sur un signal optique constant par un modulateur dit externe, commandé par une tension externe représentative de l'information à transmettre. Cette tension modifie le facteur de transmission en intensité en sortie. Le signal optique continu émis par le LASER est peu dégradé.

Le schéma de base de la modulation externe est représenté dans la figure suivante [4]:

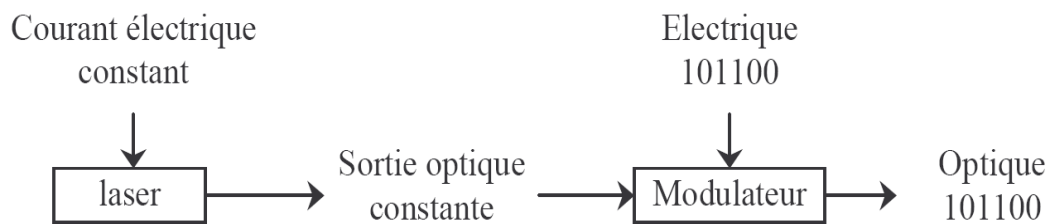


Figure 23 La modulation externe

Saad Naufal a constaté, dans [4], que lorsque le débit augmente ($D > 100$ Mbps) l'utilisation d'une modulation directe ne permet pas de mettre en œuvre de manière fiable la technique CDMA sur l'optique alors que la montée en débit, dans le cas d'une modulation externe, ne provoque pas l'instabilité des signaux.

Le modulateur Mach-Zehnder (MZ) est, dans sa version la plus simple, un interféromètre constitué généralement d'un bras de référence et d'un bras dans lequel une variation de phase est induite par effet électro-optique.

Ces deux bras sont deux guides optiques parallèles et de longueurs égales. En utilisant ce type de composant, il est possible de réaliser un émetteur optique par modulation d'amplitude. On peut de cette manière inscrire sur le faisceau lumineux l'équivalent optique de 0 et 1 électrique. Cette méthode reste à ce jour la technologie la plus efficace.

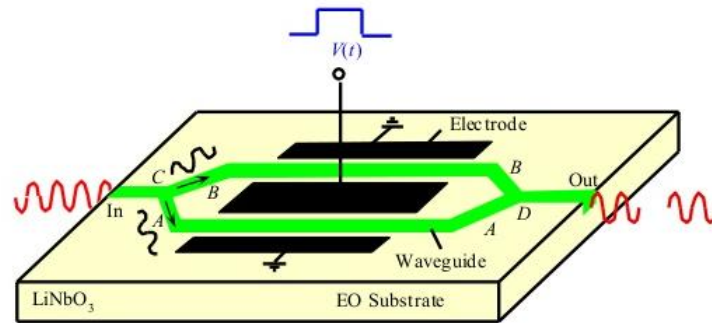


Figure 24 L'interféromètre Mach-Zehnder

1.9 Techniques de détection :

Il existe deux schémas de détection possibles largement adoptés dans les communications optiques: détection directe et les schémas cohérents. Le tableau 2 montre une comparaison entre les deux techniques.

Tableau 2 Détection directe vs détection Cohérente

Comparaison entre IM-DD et des schémas cohérents		
	IM-DD	cohérents
Paramètres de modulation	Intensité	I et Q
Méthode de détection	Détection directe	Détection hétérodyne ou homodyne
Contrôle adaptatif	Non nécessaire	Nécessaire pour la phase de transport et état de polarisation

Dans les communications optiques cohérentes, le signal optique est modulé par l'information en utilisant l'amplitude, la phase et la fréquence de l'onde lumineuse. En réception, un oscillateur local optique (OLO) est utilisé et en combinant l'OLO avec le signal reçu, une détection hétérodyne optique ou homodyne est effectuée.

1.9.1 Détection directe :

Dans une détection directe d'intensité de modulation (Figure 25), un seul degré de liberté, l'intensité de la lumière émise à partir d'un LASER ou une diode électroluminescente, est utilisée pour transmettre l'information dans le système de détection directe. Un oscillateur local n'a pas été utilisé dans le procédé de détection et pour ce type de récepteur pour récupérer l'information codée, il est essentiel que les informations transmises soient associées à la variation d'intensité du champ transmis[48].

1.9.2 Détection cohérente :

Dans les communications optiques cohérentes, le signal optique est modulé par l'information en utilisant l'amplitude, la phase et la fréquence de l'onde lumineuse. À la réception, un oscillateur local optique (OLO) est utilisé et en combinant l'OLO avec le signal reçu, une détection optique hétérodyne ou homodyne est effectuée. La fréquence de l'oscillateur local ne doit pas être la même que celle du rayonnement porteur d'informations entrant. Cette possibilité est donc responsable des deux variantes de détection cohérente[48].

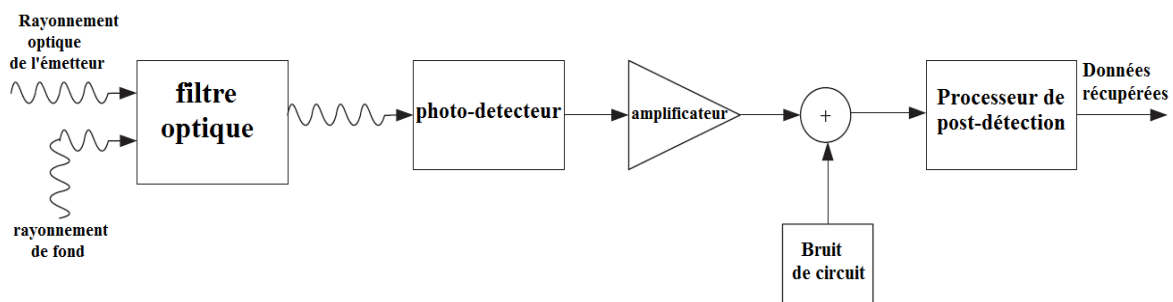


Figure 25 Récepteur optique utilisant la détection directe

1.9.2.1 Détection hétérodyne

Dans un récepteur optique de détection hétérodyne, le rayonnement entrant (porteur) est combiné à une onde de référence provenant de l'OLO (i.e., un laser) sur la surface du photo-détecteur, comme indiqué sur la Figure 26. Ce processus de mixage optique produit une autre onde à la fréquence intermédiaire ω_{IF} par les caractéristiques de loi carrée du photo-détecteur. Cette ω_{IF} , qui est la différence entre la porteuse laser entrante et les fréquences de signal OLO de référence, passe à travers un filtre passe-bande vers un second détecteur électrique (le processeur de post-détECTION de la Figure 26) pour la démodulation finale.

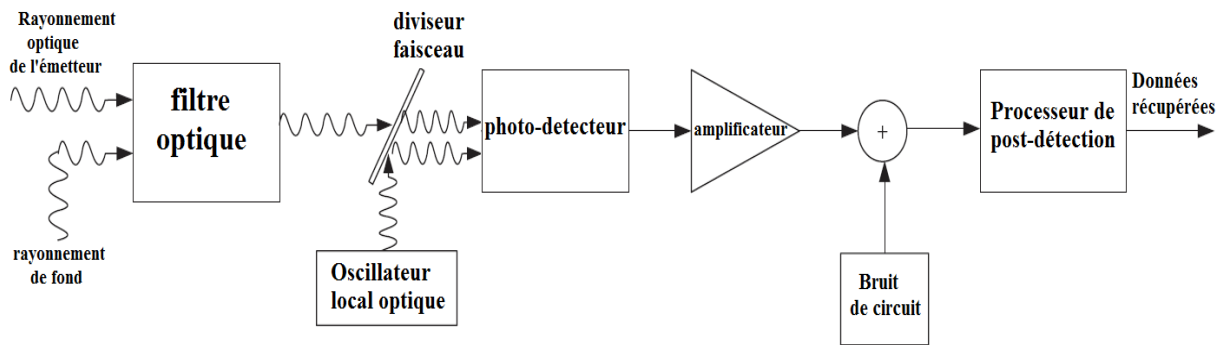


Figure 26 Récepteur optique utilisant la détection cohérente

1.9.2.2 Détection homodyne

Ceci est similaire au processus de détection hétérodyne décrit ci-dessus sauf que l'OLO a la même fréquence et la même phase que le rayonnement/porteuse optique entrant, de sorte que le signal lumineux modulé peut être directement démodulé au photo-détecteur dans le signal en bande de base.

1.10 Coupleurs de fibre :

Un coupleur à fibre optique est un dispositif qui distribue la lumière d'une fibre principale en une ou plusieurs fibres de branchement. Ce dernier cas est plus normal et de tels dispositifs sont connus sous le nom de coupleurs de fibres multiports. Les exigences augmentent en ce qui concerne l'utilisation de ces dispositifs pour diviser ou combiner des signaux optiques destinés à être utilisés dans des systèmes de distribution d'informations à fibres optiques, notamment des bus de données, des réseaux locaux, des réseaux informatiques et des réseaux d'accès de télécommunications.

Les coupleurs à fibre optique sont souvent des dispositifs passifs dans lesquels le transfert de puissance a lieu soit[1]:

- (a) à travers la section transversale du cœur de la fibre en joignant bout à bout les fibres ou en utilisant une certaine forme d'optique d'imagerie entre les fibres (type d'interaction de cœur) (Figure 27 (a)).
- (b) à travers la surface de la fibre et perpendiculaire à son axe en convertissant les modes de cœur guidés en modes de gaine et de réfraction qui permettent ensuite le mécanisme de partage de puissance (type d'interaction de surface) (Figure 27 (b)).

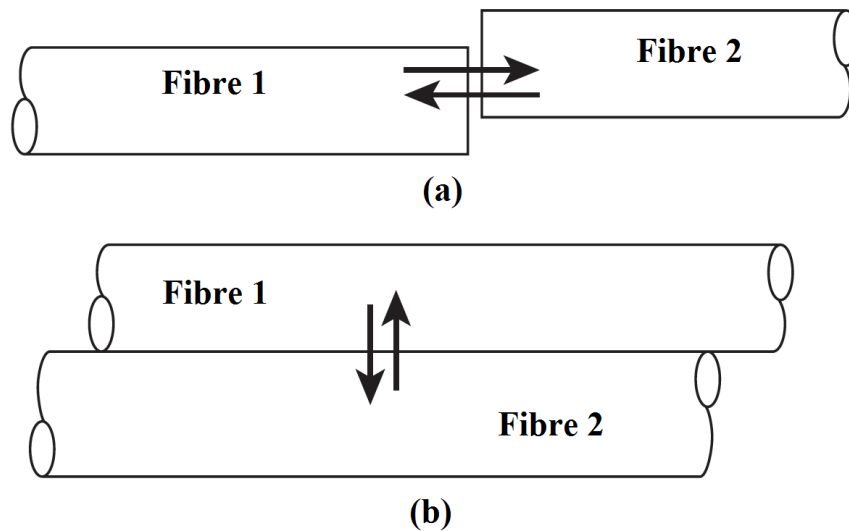


Figure 27 Classification des coupleurs de fibres optiques: a) type d'interaction de cœur; (b) type d'interaction de surface

Les mécanismes associés à ces deux grandes catégories sont illustrés dans la Figure 28. Des coupleurs directionnels de guides d'ondes actifs sont également disponibles, ils sont réalisés en utilisant des techniques de fabrication optique intégrées.

Les coupleurs de fibre optique multiports peuvent également être subdivisés en trois groupes principaux [1](Figure 28).

1. Coupleurs à trois et quatre ports (Figure 28 (a)), utilisés pour la division, la distribution et la combinaison de signaux.
2. Coupleurs en étoile, généralement utilisés pour distribuer un seul signal d'entrée à plusieurs sorties (Figure 28(c)) (Les coupleurs à quatre ports peuvent également être appelés coupleurs étoiles 2 x 2. (Figure 28 (b))).
3. Les dispositifs de multiplexage par répartition en longueur d'onde (WDM), qui sont une forme spécialisée de coupleur conçu pour permettre à un certain nombre de signaux optiques de longueur d'onde différente d'être transmis en parallèle sur une seule fibre.

Dans ce contexte, les coupleurs WDM combinent le signal optique de longueur d'onde différentes sur la fibre (c'est-à-dire le multiplexage) ou séparent les différents signaux optiques de longueur d'onde sortis de la fibre (c'est-à-dire démultiplexage) (Figure 28(d)).

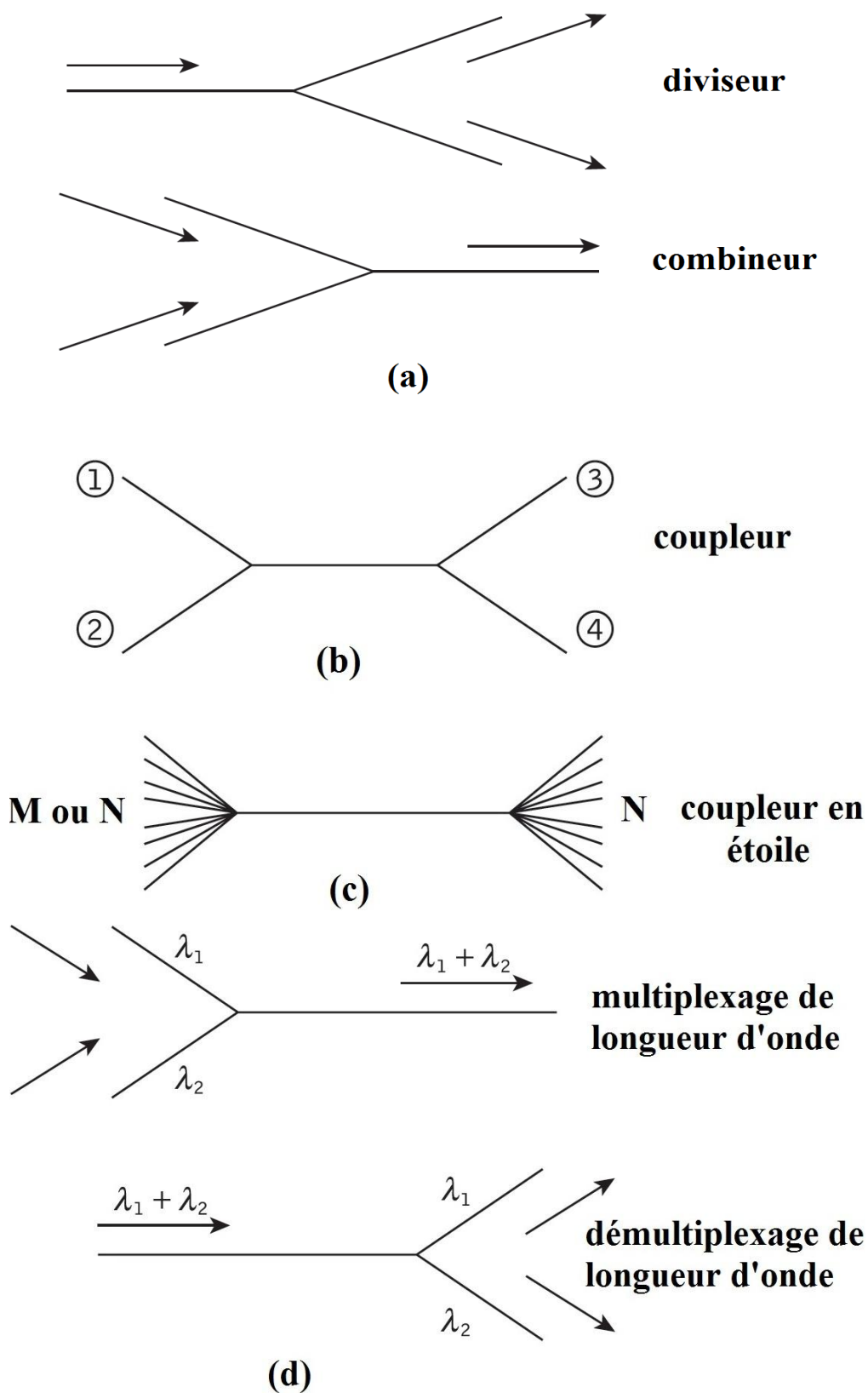


Figure 28 Types de coupleurs à fibres optiques: a) coupleurs à trois ports; (b) un coupleur à quatre ports; (c) coupleur en étoile; (d) des coupleurs de multiplexage WDM et de démultiplexage WDM

Les coupleurs de fibre idéaux devraient distribuer la lumière entre les fibres de branchement sans perte de diffusion (souvent appelée perte excessive) ou génération de bruit, et ils devraient fonctionner avec une insensibilité complète aux facteurs incluant la distribution de lumière entre les modes de fibre, ainsi que l'état de polarisation de la lumière.

Malheureusement, dans la pratique, les coupleurs à fibre passifs ne présentent pas toutes les propriétés ci-dessus et, par conséquent, les caractéristiques des dispositifs affectent les performances des réseaux à fibres optiques.

1.11 Les bruits en OCDMA incohérente :

Le bruit est un terme généralement utilisé pour désigner toute perturbation non désirée ou indésirable qui masque le signal reçu dans un système de communication. Habituellement, un système de communication optique se compose d'émetteurs, de canaux de transmission et de récepteurs.

Le bruit est partout dans le système en raison de l'influence de l'environnement et de l'imperfection des appareils. Le bruit est pris en compte dans les travaux de thèse afin de se rapprocher de la réalité. Une brève introduction du bruit est donnée dans cette section.

La Figure 29 représente le schéma bloc d'un système OCDMA en présence de différentes sources de bruit [1]:

- Les interférences d'accès multiples (IAM)
- Bruit d'intensité induit par la phase (PIIN) connu aussi sous le nom bruit de battement
- Bruit du récepteur : bruit de grenaille, bruit thermique

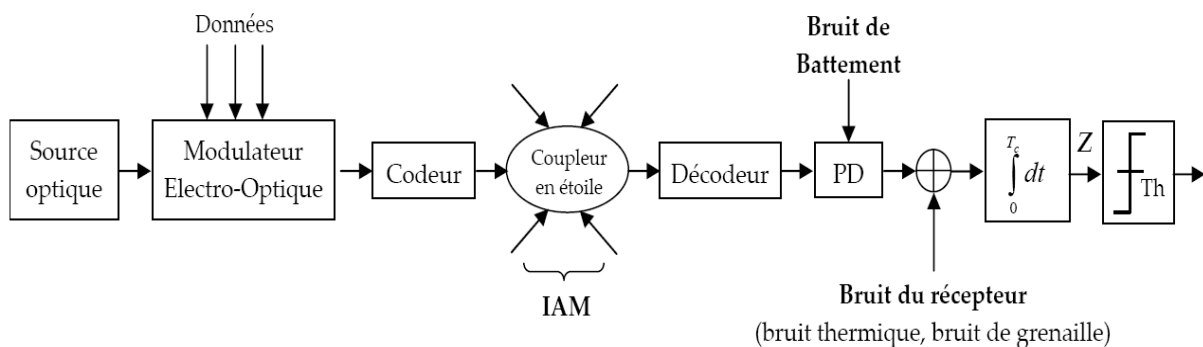


Figure 29 Schéma bloc d'un système OCDMA en présence de différentes sources de bruit [38]

1.11.1 Interférence d'Accès Multiple (IAM) :

Dans l'optique CDMA, différents utilisateurs dont les signaux peuvent se chevaucher en temps et en fréquence partagent un même support de communication. L'accès multiple est obtenu en affectant des séquences de codes interférant de manière minimale et différente à différents émetteurs, qui doivent ensuite être détectés en présence d'interférences d'accès multiples (IAM) provenant d'autres utilisateurs[1, 49].

Cette interférence appelée Interférence d'Accès Multiple (IAM), est une des principales limitations des performances.

1.11.2 Bruit d'intensité induit par la phase (phase induced intensity noise PIIN) :

Ce bruit est dû à l'émission spontanée de la source à large bande, et son effet est proportionnel à la puissance du photo-courant généré. Ainsi, la somme des signaux des différents utilisateurs à la fin du récepteur varie en intensité, ce qui augmente la variance du signal reçu.

Dans le système SAC-OCDMA, le PIIN est fortement lié à l'IAM dû au recouvrement spectral des différents utilisateurs. Le bruit de phase des champs au niveau du photo-détecteur surgit en raison du mélange de deux champs de lumières non-corrélés, d'intensité négligeable qui ont la même polarisation, de mêmes spectre et de la même intensité[5].

L'élargissement du spectre au delà de la largeur maximale de la bande électrique est une signature classique d'occurrence de PIIN. Pour supprimer le PIIN, la valeur de l'inter-corrélation devrait être maintenue le plus possible petite ou probablement égale à zéro.

1.11.3 Bruit de grenaille (Shot noise) :

Un signal optique est composé d'un nombre moyen \bar{N} de photons discret durant un intervalle Δt . \bar{N} est donné par l'équation suivante [1, 49]:

$$\bar{N} = \frac{I}{e} \times \Delta t \quad \text{Eq 1.35}$$

Où I désigne le courant moyen qui parcourt le composant, et e la charge élémentaire de l'électron.

Même si ce signal a une puissance constante, le nombre de photons reçu dans un intervalle de temps donné varie selon une distribution de Poisson :

$$\mathbf{Var}(N) = \bar{N} \quad \mathbf{Eq\ 1.36}$$

Où $Var(N)$ et \bar{N} représentent, respectivement, la variance et l'espérance du nombre de photons reçus durant un intervalle de temps. Cette variance engendre un bruit appelé bruit quantique (ou bruit de grenaille) présent dans tout système optique.

Dans la pratique, pour calculer le bruit de grenaille sur une bande de fréquences $B = \frac{1}{2\Delta t}$ (le coefficient 2 provenant du fait qu'en électronique on raisonne en fréquences positives uniquement), on utilise les équations 1.35 et 1.36 et on obtient :

$$\mathbf{Var}(I) = \mathbf{Var}(N) \times \frac{e^2}{\Delta t^2} = \bar{N} \frac{e^2}{\Delta t^2} = \frac{Ie}{\Delta t} \quad \mathbf{Eq\ 1.37}$$

La variance σ_{sh}^2 de ce bruit poissonnien est définie par :

$$\mathbf{\sigma}_{sh}^2 = 2eIB \quad \mathbf{Eq\ 1.38}$$

Où :

$$\mathbf{I} = \mathbf{I}_p + \mathbf{I}_d \quad \mathbf{Eq\ 1.39}$$

I_p et I_d représentent, respectivement, le courant moyen généré par la photodiode dans le récepteur et le courant d'obscurité. Le bruit du courant d'obscurité (courant de fuite inverse) est défini comme le bruit qui se produit dans un système OCDMA lorsqu'il n'y a pas de puissance optique incidente sur le photo-détecteur.

1.11.4 Bruit thermique (thermal noise)

Le bruit thermique est défini comme la fluctuation spontanée due à l'interaction thermique entre les électrons libres et les ions vibrants dans un milieu conducteur. Il introduit une variance σ_{th}^2 sur la tension à la sortie du photo-détecteur et peut être exprimé mathématiquement comme [1, 49]:

$$\sigma_{th}^2 = \frac{4 k_b T_n B}{R_l} \quad \text{Eq 1.40}$$

Où :

- k_b : est la constante de Boltzmann ($1.381 \cdot 10^{-23}$ [J.K⁻¹]).
- T_n : la température en [°K].
- B : la bande passante du récepteur en [Hz].
- R_l : la résistance de charge du système de photo détection en [Ω].

Conclusion :

Nous avons abordé dans ce chapitre les différents blocs d'une chaîne de transmission classique et quelques généralités nécessaires sur la théorie de l'information. Le choix de la fibre optique, comme milieu de transmission, pour notre système, a été justifié.

Nous avons également mis en évidence les différentes techniques d'accès multiples et en particulier la technique CDMA optique. Ensuite nous avons détaillé les techniques de modulation ainsi que les techniques de détection utilisées dans les systèmes OCDMA et enfin nous avons présenté les différents bruits que puisse subir une transmission optique.

Nous allons maintenant décrire, dans le chapitre suivant, les différentes techniques de codage et décodage pour les systèmes OCDMA à codage d'amplitude spectrale unidimensionnel et bidimensionnels ainsi que la protection d'un système OCDMA par un codeur correcteur d'erreurs.

2 CHAPITRE 2 Système LDPC/SAC-OCDMA 1D et 2D

Introduction :

Dans ce chapitre nous limitons notre analyse à un seul type d'OCDMA qui consiste l'axe de notre travail, il s'agit de l'encodage d'amplitude spectral (SAC pour Spectral Amplitude Coding ou FE pour Frequency Encoding), dont les sources optiques sont des sources incohérentes souvent considérées lors de leurs grandes largeurs de bandes optiques. Ce type d'encodage permet le découpage du spectre pour réaliser l'encodage. Toutefois, le bruit d'intensité relié aux sources optiques limite les performances du système.

Pour permettre à un grand nombre d'utilisateurs de communiquer simultanément, l'utilisation de la technique OCDMA basée sur les codes unidimensionnels (1D) présente des inconvénients. En effet, l'étalement dans le domaine temporel nécessite une longueur F importante ce qui diminue les débits offerts, et l'étalement dans le domaine spectral requiert un grand nombre de longueurs d'ondes L , ce qui augmente les bruits et rend les parties de codage/décodage complexes et coûteuses[7, 28].

Afin de répondre aux questions précédentes, nous proposons dans ce chapitre un codage à deux dimensions (2D) longueurs d'ondes\ espace (spatial), en se basant sur les codes MD, dont le but est d'assurer un nombre important des utilisateurs avec une bande passante suffisante pour le besoin de chaque utilisateur et aussi pour un coût moins cher des composants.

Les principaux bruits considérés dans cette étude sont le bruit thermique et le bruit de grenaille. Les performances des systèmes optiques lorsque le débit de données est plus élevé sont insatisfaisantes. Une façon d'atténuer ce problème consiste à utiliser les schémas de codage correcteur d'erreur (FEC). Parmi les codes correcteurs d'erreurs on a choisi le code de contrôle de parité à faible densité qui a récemment reçu plus d'attention en raison de sa capacité supérieure de correction d'erreur.

2.1 Système SAC-OCDMA 1-D :

La source à large bande incohérente génère un spectre optique qui peut être divisé en plusieurs fréquences appelées chips (puces). Le nombre de chips représente la longueur L du code. Le codeur (ENC) composé de filtres optiques réalise le codage spectral sur les tranches fréquentielles et attribue une signature spectrale unique à chaque utilisateur.

Le but d'un système de décodage SAC-OCDMA pour l'utilisateur est double. Premièrement, il doit détecter les données qui lui sont destinées. Le deuxième objectif est que le système de détection rejette les signaux provenant des interférents, ce qui implique qu'un signal électrique de moyenne nulle doit être produit lorsque seules les interférences sont actives, quel que soit leur nombre[50-52].

2.1.1 Encodage

Dans cette section, nous allons voir comment l'on procède pour effectuer l'encodage d'un canal avec la technique du SAC-OCDMA. Ce processus d'encodage assigne une empreinte ou une signature spectrale unique aux données de l'utilisateur. La Figure 30 représente une chaîne de transmission optique, d'un système CDMA optique avec un codage d'amplitude spectrale.

Prenons l'exemple d'un code C de trois utilisateurs (K= 3, W= 4, L=12).

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{Eq 2. 1}$$

Ainsi, le mot de code pour chaque utilisateur, selon l'exemple cité ci-dessus serait comme suit:

$$\text{Le mot de code} = \begin{cases} \text{user 1} \Rightarrow \lambda_1, \lambda_4, \lambda_7, \lambda_{10} \\ \text{user 2} \Rightarrow \lambda_2, \lambda_5, \lambda_8, \lambda_{11} \\ \text{user 3} \Rightarrow \lambda_3, \lambda_6, \lambda_9, \lambda_{12} \end{cases} \quad \text{Eq 2. 2}$$

L'encodage à partir de fibre de Bragg (FBG) et l'encodage en utilisant des multiplexeurs sont les techniques les plus utilisées dans les systèmes SAC-OCDMA.

2.1.1.1 Encodage à partir de fibre de Bragg FBG :

Le signal fourni 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 modulée optiquement par une source optique large bande de l'utilisateur à l'aide d'un modulateur de Mach-Zehnder.

Les composantes de fréquence de modulation du signal optique sont ensuite codées (un code signature) et transmises conformément de manière sélective. Quatre réseaux de Bragg uniformes (FBG), avec des longueurs de Bragg différentes, sont utilisés pour obtenir les trois signatures, une à chaque usager (Voir Figure 31)[53].

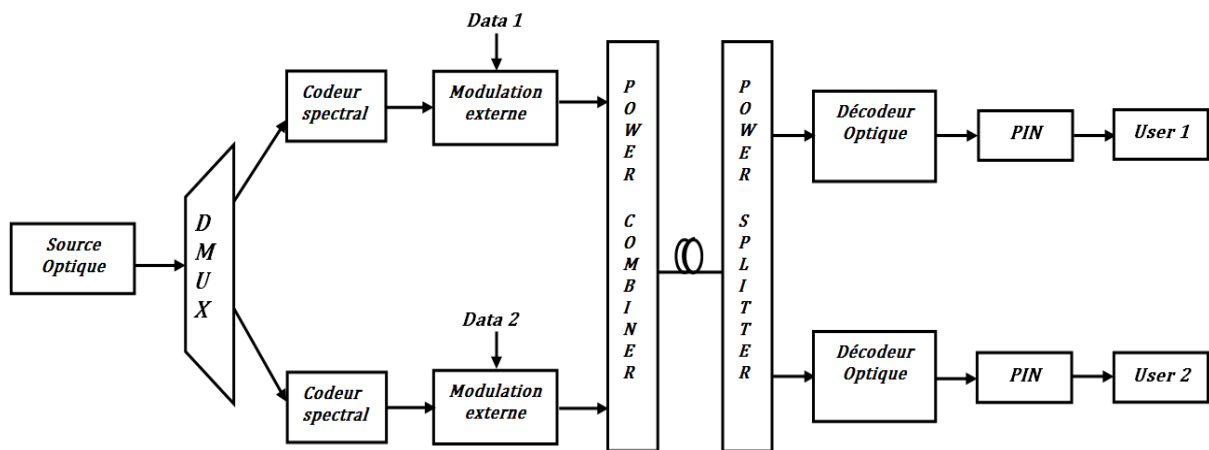


Figure 30 Architecture SAC OCDMA

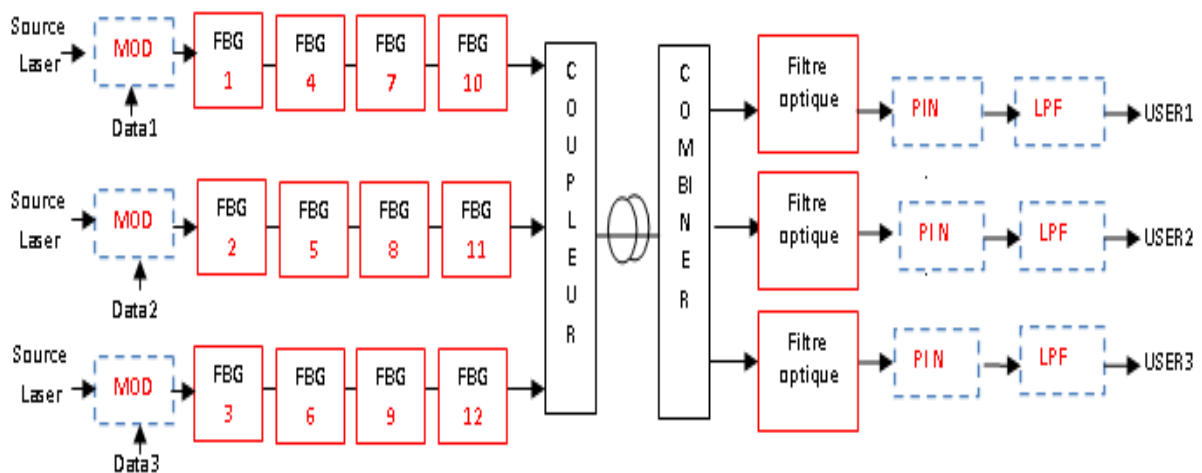


Figure 31 Système SAC-OCDMA avec l'encodage FBG

2.1.1.2 Encodage à partir de multiplexeur :

Contrairement à la technique d'encodage avec FBG, le spectre large bande de la LED est d'abord divisé en 12 longueurs d'ondes à l'aide d'un DEMUX, ensuite l'encodage se fait à partir de multiplexeur où se recombinent les ondes spectrales de chaque utilisateur et enfin la séquence de chaque utilisateur, générée par un générateur PRBS et encodée par un code NRZ, est modulée optiquement par un modulateur Mach-Zehnder (Voir Figure 32)[54, 55].

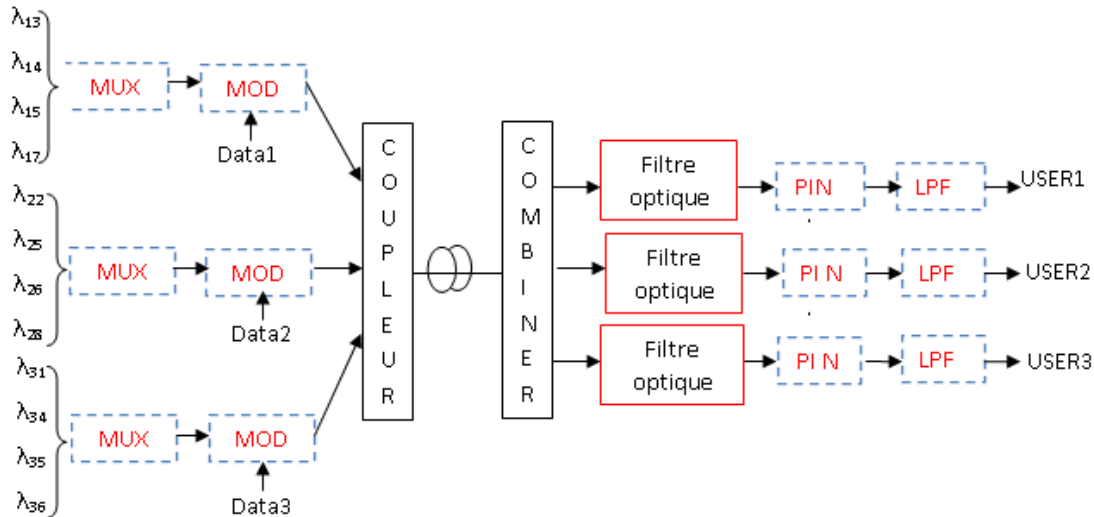


Figure 32 Système SAC-OCDMA avec encodage utilisant DEMUX / MUXs

2.1.2 Décodage

Il faut savoir que dans les systèmes fonctionnant sur le principe du SAC-OCDMA, l'utilisation de la bande optique est partagée. 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, contrairement aux systèmes WDM. Le but du décodage consiste en l'extraction du signal parmi tous les signaux en utilisant la signature spectrale comme discriminateur[54].

Il existe trois méthodes principales de détection: la technique de détection complémentaire, la technique de soustraction AND et la technique de détection directe.

2.1.2.1 Technique de la Soustraction complémentaire

L'implémentation de la technique de la soustraction complémentaire est montrée dans la Figure 33. La partie transmission est similaire dans les deux cas d'encodage : DEMUX/MUXs et FBG.

Au niveau du récepteur, le signal reçu est divisé en deux branches dont la première contient le même code que celui utilisé du côté de l'émetteur tandis que la seconde contient le complément du 1^{er} code. Ensuite, nous effectuons la soustraction qui indique qu'il n'y a aucune erreur, si le résultat obtenu est un zéro, sinon une erreur existe[54, 56].

La complémentaire de la suite (X) est donnée par (\bar{X}) dont les éléments sont obtenus de (X) par $\bar{x}_i = 1 - x_i$. Soit $X = 0110$ et $Y = 1100$ et donc $\bar{X} = 1001$. Dans la technique de soustraction complémentaire, la corrélation croisée entre (X) et (Y) est définie par l'équation suivante :

$$\theta_{xy}(\mathbf{k}) = \sum_{i=0}^{L-1} x_i y_{i+k} \quad \text{Eq 2.3}$$

Tableau 3 Elimination de l'inter-corrélation (détection complémentaire)

	Soustraction complémentaire			
	λ_1	λ_2	λ_3	λ_4
X	0	1	1	0
Y	1	1	0	0
\bar{X}	1	0	0	1
	$\theta_{xy} = 1$			
	$\theta_{\bar{x}y} = 1$			
Z	$Z = \theta_{xy} - \theta_{\bar{x}y} = 0$			

Le tableau 3 montre le calcul et la suppression de l'inter-corrélation entre X et Y en utilisant la technique de détection nommée « soustraction complémentaire ».

La technique de détection complémentaire est la méthode la moins efficace par rapport à tous les autres schémas évalués ici. La technique complémentaire nécessite beaucoup de matériel lourd que tout autre système de détection. Un matériel supplémentaire produira de plus en plus de bruit et, de ce fait, le niveau d'interférence est important.

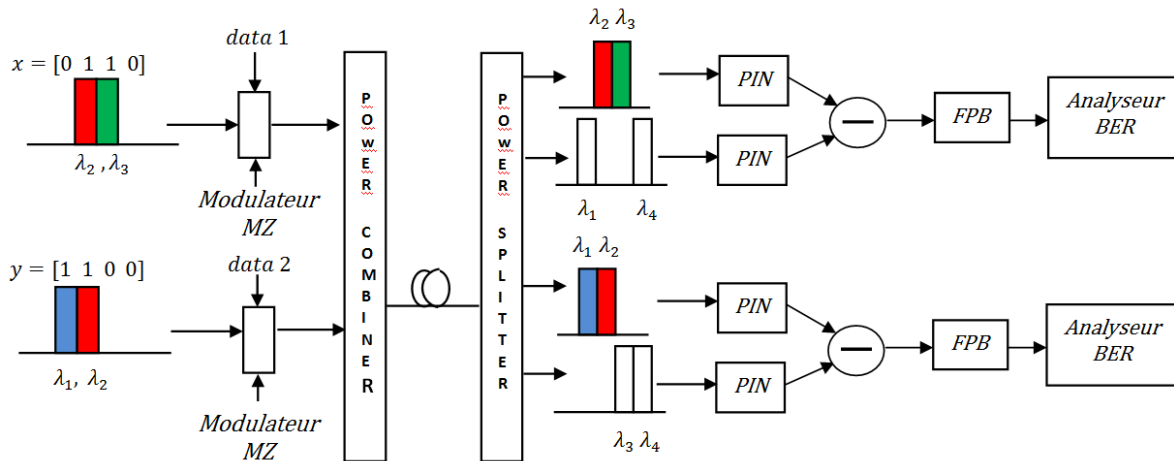


Figure 33 La détection de soustraction complémentaire

2.1.2.2 Technique de « AND soustraction » :

Dans la technique de soustraction AND, la corrélation croisée $\theta_{\bar{x}y}$ est remplacée par $\theta_{(x\&y)y}$, où $\theta_{(x\&y)}$ représente l'opération ET entre les séquences X et Y. Par exemple, soit $X = 0110$ et $Y = 1100$, et donc $X\&Y = 0100$ (voir Tableau 4). L'exemple d'un récepteur ET est représenté dans la Figure 34.

Tableau 4 Elimination de l'inter-corrélation (détection AND soustraction)

	AND Soustraction			
	λ_1	λ_2	λ_3	λ_4
X	0	1	1	0
Y	1	1	0	0
X&Y	0	1	0	0
	$\theta_{xy} = 1$			
	$\theta_{(x\&y)y} = 1$			
Z	$Z = \theta_{xy} - \theta_{(x\&y)y} = 0$			

L'équation ci-dessous montre qu'avec la technique d'AND soustraction, l'IAM peut être annulée. Cette technique de soustraction peut être implémentée avec n'importe quel code OCDMA ayant une inter-corrélation supérieure à zéro[56, 57].

Le tableau 4 montre également l'opération impliquée dans cette détection au récepteur :

$$Z = \theta_{xy}(k) - \theta_{(x\&y)y}(k) = 0 \quad \text{Eq 2.4}$$

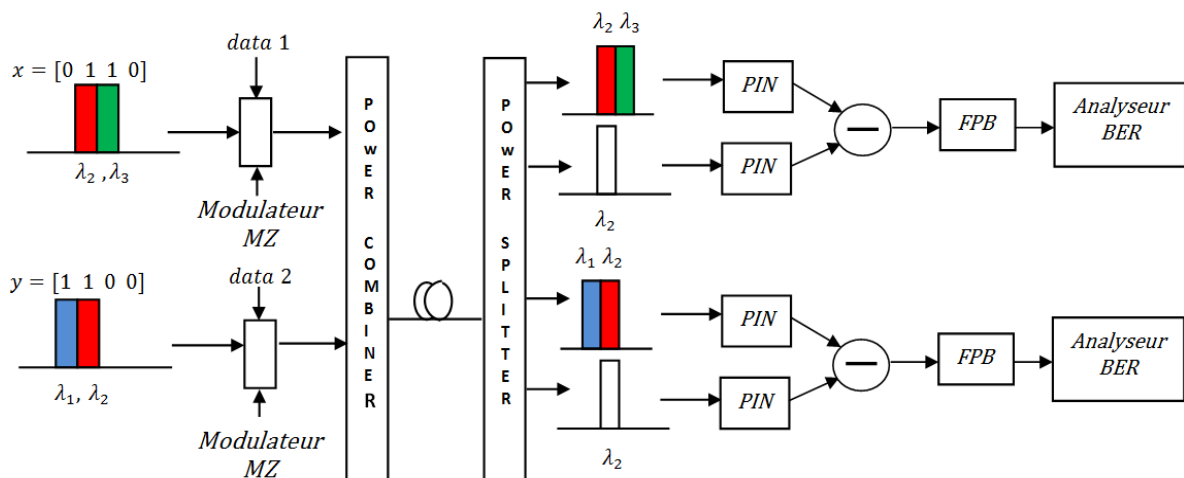


Figure 34 La détection AND soustraction

2.1.2.3 Technique de détection directe :

La figure 35 illustre la structure de l'encodeur et du décodeur d'un système SAC OCDMA avec trois utilisateurs et quatre chips pour chaque utilisateur. La matrice utilisée pour l'encodage est ci-dessous:

$$Z = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & \lambda_2 & \lambda_3 & 0 & \lambda_5 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \lambda_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \lambda_6 & \lambda_7 & 0 & \lambda_9 \\ 0 & 0 & \lambda_3 & \lambda_4 & 0 & 0 & 0 & \lambda_8 & \lambda_9 \end{bmatrix} \quad \text{Eq 2.5}$$

A la réception, les données de tous les utilisateurs seront rassemblées, il est donc nécessaire d'utiliser le code de chaque utilisateur pour restaurer les données souhaitées. La suppression de l'IAM et PIIN est atteinte en choisissant uniquement le spectre non-chevauchant de la séquence de code désirée [55-57].

Dans l'exemple étudié, λ_2 et λ_5 sont les longueurs d'ondes (chip) utilisées pour décoder le premier utilisateur, car lorsque l'on observe la matrice Z , λ_1 et λ_3 sont communs entre le premier utilisateur et les autres utilisateurs.

De la même manière, sont définis les chips pour le deuxième et le troisième utilisateur. Toute la puissance émise par l'utilisateur désiré ne peut être détectée que lorsque le code ZCC (Zero Cross-Correlation) est utilisé, ceci est dû à ses propriétés[55].

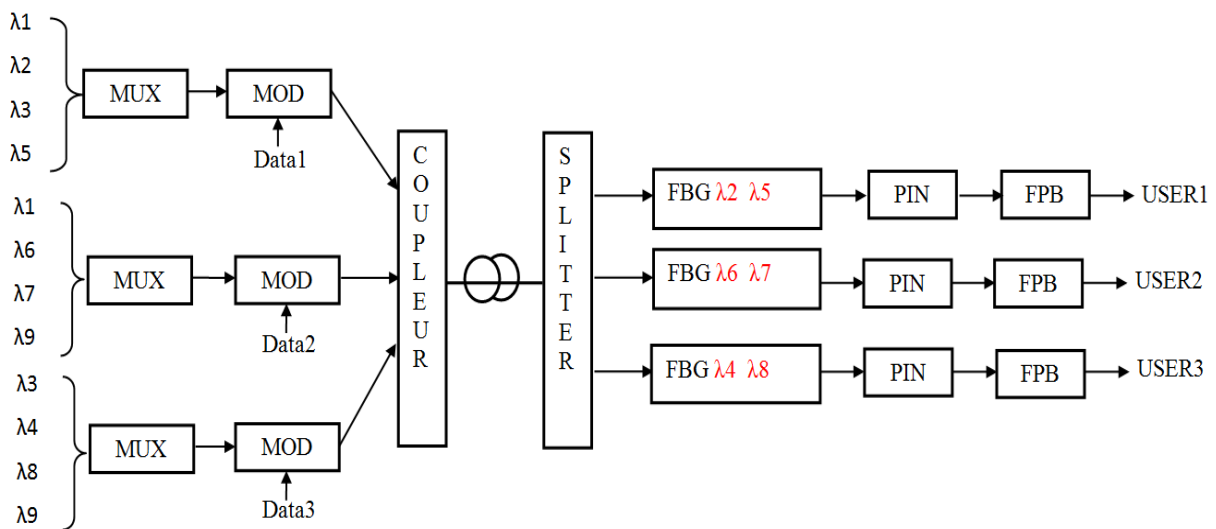


Figure 35 La technique de détection directe

Une version modifiée de la technique de détection directe a été proposée par GARADI dans [58], où il a proposé de choisir une seule longueur d'onde parmi les différentes longueurs d'onde qui ne se chevauchent pas entre elles. En utilisant l'exemple ci-dessus, on peut choisir λ_2 ou λ_5 pour le premier utilisateur, et le même processus sera utilisé pour les autres utilisateurs, comme le montre la Figure 36.

En raison du nombre réduit de filtres utilisés dans le processus de détection, le coût global et la complexité du système peuvent être réduits par rapport à un système utilisant la détection directe conventionnelle, mais l'inconvénient de cette version est que la puissance reçue par le photo-détecteur est faible par rapport à la technique de détection directe ce qui dégrade légèrement les performances du système SAC-OCDMA.

De nombreux chercheurs ont prouvé dans [56, 57, 59] que la technique de détection directe offre d'excellentes performances que la AND soustraction et la technique de détection complémentaire, ce qui justifié le choix de cette technique dans nos travaux.

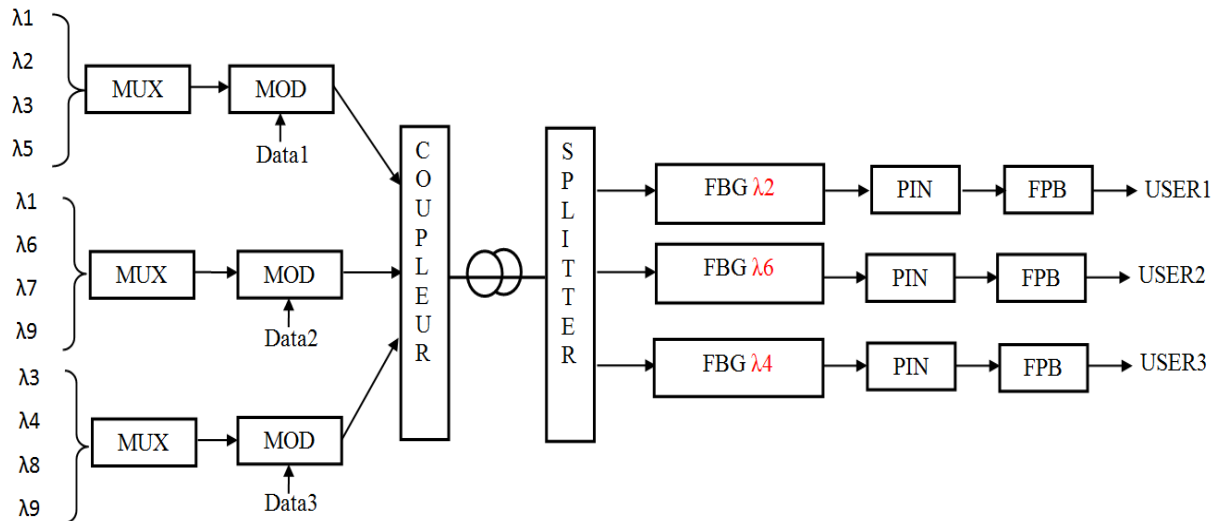


Figure 36 La technique de détection directe modifiée

Afin d'éliminer le PIIN dans le système SAC-OCDMA étudié, nous allons utiliser un code à corrélation croisée nulle appelé code multi-diagonal (MD).

2.1.3 Le code multi-diagonal (MD)

2.1.3.1 Critère de construction des codes MD

Toute construction de code MD doit satisfaire aux critères suivants [60]:

- ✓ Le code doit être unique pour chaque utilisateur.
- ✓ Le code doit avoir une inter-corrélation nulle, c'est-à-dire pas de superposition des '1' entre les différents utilisateurs.
- ✓ Le nombre d'utilisateurs doit être flexible et peut être augmenté à n'importe quel nombre.
- ✓ Le poids doit être flexible et peut être aussi facilement augmenté.
- ✓ Le code doit être pratique et peut être mis en œuvre en utilisant des dispositifs optiques.

2.1.3.2 Technique de construction du code MD

Le code MD est représenté dans une matrice de taille $(k \times L)$ et caractérisé par les paramètres L , w et λ_c , où L est la longueur du code (c'est-à-dire le nombre total de chip), W le poids du code (le nombre de chip ayant la valeur unitaire), et λ_c la corrélation croisée[61].

Maintenant, nous formulons le théorème de corrélation croisée. Premièrement nous définissons I_k la matrice d'identité de taille k (k est le nombre d'utilisateurs) comme une matrice carrée $k \times k$ avec des composants unitaires sur ses composantes principales diagonales et zéro ailleurs.

$$I_1 = [1], I_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \dots \dots \dots I_k = \left. \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \right\} k \text{ utilisateurs} \quad \text{Eq 2.6}$$

En utilisant une notation utilisée parfois pour décrire de façon concise des matrices diagonales, nous pouvons écrire $I_N = \text{diag}(1,1, \dots, 1)$. La matrice orthogonale représente une matrice carrée avec des entrées réelles dont les colonnes et les lignes sont des vecteurs unitaires orthogonaux.

En d'autres termes, une matrice A est orthogonale si sa transposée est égale à son inverse:

$$A^T A = A A^T = I \quad \text{Eq 2.7}$$

Le théorème de corrélation croisée indique que certains ensembles de séquences complémentaires ont des fonctions d'inter-corrélation qui totalisent zéro en utilisant toutes les permutations par paires. Ici, toutes les permutations de fonctions de corrélation croisée sont nécessaires pour que leur somme soit identiquement égale à zéro. Par exemple, si les lignes et les colonnes d'une matrice $(K \times N)$ sont orthogonales et que toutes les colonnes sauf une sont nulles, alors la somme de toutes les corrélations croisées entre les mots de code non identiques est nulle.

Donc, si x_{ik} est une entrée de X et y_{kj} est une entrée de Y, une entrée du produit $C = XY$ est donnée par $C_{ij} = \sum_{k=1}^N x_{ik}y_{kj}$.

Pour les séquences code $X = (x_1, x_2, x_3, \dots, x_n)$ et $Y = (y_1, y_2, y_3, \dots, y_n)$, la fonction de corrélation croisée peut être représentée par la relation $\lambda_c = \sum_{i=1}^L x_i y_i$. Quand $\lambda_c = 0$, il est considéré que le code possède les propriétés de corrélation croisée nulle.

La matrice du code MD représente une matrice $K \times L$ dépendant fonctionnellement du nombre d'utilisateurs K et du poids de code W. Pour le code MD, le choix de la valeur de poids est libre, bien qu'il doive être supérieur à l'unité ($W > 1$). Les étapes suivantes expliquent comment le code MD est construit.

Étape 1

Tout d'abord, commençons par la construction d'une séquence de matrices diagonales en utilisant des valeurs spécifiques du poids W et du nombre d'utilisateurs K. Selon ces valeurs, nous avons l'ensemble (i, j_w) . Ici, K et W sont des nombres entiers positifs, de sorte que $(i = 1, 2, 3, 4 \dots, i_n = K)$ sont définis par le nombre de lignes dans chaque matrice, et $(j_w = 1, 2, 3, 4 \dots, w)$ représentent le nombre de matrices diagonales.

Étape 2

Les séquences MD sont calculées pour chaque matrice diagonale basée sur les relations [60, 61]:

$$S_{i,j_w} = \begin{cases} (i_n + 1 - i) & \text{for } j_w = \text{nombre pair} \\ i & \text{for } j_w = \text{nombre impair} \end{cases} \quad \text{Eq 2.8}$$

$$S_{i,1} = \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ \cdot \\ \cdot \\ k \end{bmatrix}, S_{i,2} = \begin{bmatrix} k \\ \cdot \\ \cdot \\ 3 \\ 2 \\ 1 \end{bmatrix}, S_{i,3} = \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ \cdot \\ \cdot \\ k \end{bmatrix}, \dots; S_{i,w} = \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ \cdot \\ \cdot \\ k \end{bmatrix} \quad \text{Eq 2.9}$$

Il est évident que $T_{i,1} = [S_{i,1}]_{k \times k}$, $T_{i,2} = [S_{i,2}]_{k \times k}$ et $T_{i,w} = [S_{i,w}]_{k \times k}$. Par conséquent, nous obtenons :

$$T_{i,1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & & 0 & 0 \\ & \vdots & \ddots & \vdots & \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & & 0 & 1 \end{bmatrix}_{k \times k}, T_{i,2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & & 1 & 0 \\ & \vdots & \ddots & \vdots & \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & & 0 & 0 \end{bmatrix}_{k \times k} \dots,$$

$$T_{i,w} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & & 0 & 0 \\ & \vdots & \ddots & \vdots & \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & & 0 & 1 \end{bmatrix}_{k \times k} \quad \text{Eq 2. 10}$$

Étape 3

La combinaison totale de matrices diagonales données par l'équation 2.12 représente le code MD comme matrice $K \times L$ [62]:

$$MD = [T_{i,1}, T_{i,2}; \dots; T_{i,w}]_{k \times L} \quad \text{Eq 2. 11}$$

$$MD = \begin{bmatrix} a_{1,1} & a_{1,2} & \dots & a_{1,L} \\ a_{2,1} & a_{2,2} & \dots & a_{2,L} \\ a_{3,1} & a_{3,2} & \dots & a_{3,L} \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ a_{i_n,1} & a_{i_n,2} & \cdot & a_{i_n,L} \end{bmatrix} \quad \text{Eq 2. 12}$$

Il est à remarquer que l'association entre le poids de code, la longueur de code et le nombre d'abonnés peut être exprimée comme :

$$L = k \times w \quad \text{Eq 2. 13}$$

Prenons l'exemple d'une matrice MD avec un nombre d'utilisateurs $K = 4$ et $w = 4$. Ensuite, $i = 1,2,3,4$; $i_n + 1 = 5$, et $j_w = 1,2,3,4$. Les matrices diagonales sont représentées ainsi :

$$S_{i,1} = \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ \cdot \\ \cdot \\ k \end{bmatrix}, S_{i,2} = \begin{bmatrix} k \\ \cdot \\ \cdot \\ 3 \\ 2 \\ 1 \end{bmatrix}, S_{i,3} = \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ \cdot \\ \cdot \\ k \end{bmatrix}, S_{i,4} = \begin{bmatrix} k \\ \cdot \\ \cdot \\ 3 \\ 2 \\ 1 \end{bmatrix} \quad \text{Eq 2. 14}$$

La séquence de code MD pour chacune des matrices diagonales est définie par :

$$T_{i,1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}_{k \times k}, T_{i,2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{k \times k}, T_{i,3} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}_{k \times k}, T_{i,4} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{k \times k} \quad \text{Eq 2.}$$

15

Et la séquence de code MD totale serait :

$$MD = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq 2. 16}$$

Où K = 4 et L = 16.

Notez que cette matrice conserve la corrélation croisée nulle entre les utilisateurs (lignes). En outre, les avantages du code MD, tels que l'élimination de MAI, la simplicité de construction et le multiplexage des grands utilisateurs, font du code un concurrent sérieux pour la technologie OCDMA de nouvelle génération.

2.1.4 Analyse du système SAC-OCDMA 1D-MD utilisant la détection directe:

Trois critères de qualité sont utilisés pour mesurer les performances du système SAC-OCDMA :

- Le taux d'erreur binaire.
- Le facteur Q.
- Le diagramme de l'œil.

Afin d'analyser notre système, nous utilisons l'approximation gaussienne pour calculer le taux d'erreur binaire(BER). Nous supposons dans ce qui suit que [5, 40, 50, 60-62]:

- Chaque spectre de source de lumière est non polarisé et plat sur toute sa bande passante $\left[\nu_0 - \frac{\Delta\nu}{2N}; \nu_0 + \frac{\Delta\nu}{2N}\right]$, où ν_0 est la fréquence optique centrale et $\Delta\nu$ est la largeur de bande de source optique exprimée en Hertz;
- Chaque composante spectrale de puissance a une largeur spectrale identique;
- Chaque utilisateur dispose d'une puissance égale à l'émetteur;
- Chaque flux de bits à partir de chaque utilisateur est synchronisé.

Les hypothèses ci-dessus sont importantes pour les calculs mathématiques. Dépourvus de ces hypothèses (par exemple, si la puissance de chaque composante spectrale n'est pas identique, et chaque utilisateur a une puissance différente au niveau du récepteur), il serait difficile d'analyser notre système.

L'effet du bruit thermique σ_{th} et le bruit de grenaille σ_{sh} dans un photo-détecteur sont pris en considération dans nos calculs. En raison des propriétés de corrélation croisée du code MD (il n'y a pas de chevauchement dans les spectres associés aux différents utilisateurs), l'effet du bruit d'intensité induit par la phase (PIIN) a été ignoré [60-62].

$$\sigma^2 = \sigma_{th} + \sigma_{sh} \quad \text{Eq 2. 17}$$

$$\sigma^2 = 2eBI + \frac{4K_b T_n B}{R_L} \quad \text{Eq 2. 18}$$

Où e représente la charge de l'électron, B la bande passante électrique, K_b la constante de Boltzmann, T_n la température de bruit du récepteur et R_L la résistance de charge du récepteur.

Le SNR, qui représente le rapport de la puissance moyenne de signal électrique (I^2) sur la puissance de bruit, σ^2 est défini par:

$$\text{SNR} = \left[\frac{I^2}{\sigma^2} \right] \quad \text{Eq 2. 19}$$

En réalité

$$\mathbf{I} = \mathbf{I}_k + \mathbf{I}_{obs} \quad \text{Eq 2. 20}$$

Le courant d'obscurité I_{obs} est le courant électrique résiduel d'un photo-détecteur en l'absence de la lumière. Ce courant est de l'ordre de 5 à 10nA, ce qui nous donne la possibilité de négliger son effet devant I_k ($I_k \gg I_{obs}$) [51]. I_k représente le courant du $k^{ème}$ utilisateur à la réception.

Le calcul du courant I_k :

Le photo-courant I_k au récepteur est défini par [60-62]:

$$I_k = R \int_0^{+\infty} r(v) dv \quad \text{Eq 2. 21}$$

Où R est la responsivité (sensibilité) des photo-détecteurs donnée par :

$$R = (\eta \cdot e) / (h \cdot v_c) \quad \text{Eq 2. 22}$$

Ici, η est l'efficacité quantique, e est la charge de l'électron, h est la constante de Planck et v_c est la fréquence centrale de l'impulsion optique à large bande d'origine.

$r(v)$ est la densité spectrale de puissance (DSP) des signaux optiques reçus et peut être écrite sous la forme suivante :

$$r(v) = \frac{P_{sr}}{\Delta v} \sum_{k=1}^K d_k \sum_{i=1}^L C_K(i) \text{rect}(i) \quad \text{Eq 2. 23}$$

Où P_{sr} représente la puissance effective reçue, de la source à large bande, au niveau du récepteur, K est le nombre d'utilisateurs actifs, N la longueur du code (MD) et d_k le bit de données de l'utilisateur K^{th} qui est soit '1' ou '0'. La fonction $\text{rect}(i)$ dans est une fonction porte appartenant au spectre $\left[v_0 - \frac{\Delta v}{2L}, v_0 + \frac{\Delta v}{2L} \right]$, $\text{rect}(i)$ est donnée par [60-62]:

$$\begin{aligned} \text{rect}(i) &= u \left[v - v_0 - \frac{\Delta v}{2L} (-L + 2i - 2) \right] - u \left[v - v_0 - \frac{\Delta v}{2L} (-L + 2i) \right] \\ \text{rect}(i) &= u \left[v - v_0 + \frac{\Delta v}{2} - \frac{\Delta v}{L} i + \frac{\Delta v}{L} - v + v_0 - \frac{\Delta v}{2} + \frac{\Delta v}{L} i \right] \end{aligned} \quad \text{Eq 2. 24}$$

$$\text{rect}(i) = u \left[\frac{\Delta v}{L} \right] \quad \text{Eq 2. 25}$$

Où $u(v)$ est la fonction échelon unitaire :

$$\mathbf{U}(v) = \begin{cases} \mathbf{1}, & v \geq 0 \\ \mathbf{0}, & v < 0 \end{cases} \quad \text{Eq 2.26}$$

Soit $C_k(i)$ le $i^{\text{ème}}$ élément de la $k^{\text{ème}}$ séquence de code MD. Selon les propriétés du code MD et l'utilisation de la détection directe, l'auto-corrélation et l'inter-corrélation de ce code peut s'écrire sous la forme suivante:

$$\sum_{i=1}^L C_k(i) \cdot C_l(i) = \begin{cases} \mathbf{w} & \text{for } k = l \\ \mathbf{0} & \text{for } k \neq l \end{cases} \quad \text{Eq 2.27}$$

L'intégration de la densité spectrale de puissance au photo-détecteur de l' $i^{\text{ème}}$ récepteur pendant une période peut s'écrire:

$$\int_0^{+\infty} r(v) dv = \frac{P_{sr}}{\Delta v} \sum_{k=1}^K d_k \sum_{i=1}^L C_k(i) \cdot C_l(i) \int_0^{+\infty} \Pi(i) dv$$

$$\int_0^{+\infty} \mathbf{r}(v) dv = \frac{P_{sr}}{\Delta v} \sum_{k=1}^K \mathbf{d}_k \sum_{i=1}^L C_k(i) \cdot C_l(i) \int_{v-v_0-\frac{\Delta v}{2L}(-L+2i-2)}^{v-v_0-\frac{\Delta v}{2L}(-L+2i)} \mathbf{u}\left[\frac{\Delta v}{L}\right] dv \quad \text{Eq 2.28}$$

On a:

$$\int_{v-v_0-\frac{\Delta v}{2L}(-L+2i-2)}^{v-v_0-\frac{\Delta v}{2L}(-L+2i)} \mathbf{u}\left[\frac{\Delta v}{L}\right] dv = \frac{\Delta v}{L} \quad \text{Eq 2.29}$$

L'équation 2.28 peut être simplifiée alors et donne:

$$\int_0^{+\infty} r(v) dv = \frac{P_{sr}}{\Delta v} \sum_{k=1}^K d_k \sum_{i=1}^L C_k(i) \cdot C_l(i) \cdot \frac{\Delta v}{L}$$

$$\int_0^{+\infty} \mathbf{r}(v) dv = \frac{P_{sr}}{L} \sum_{k=1}^K \mathbf{d}_k \sum_{i=1}^L C_k(i) \cdot C_l(i) + \frac{P_{sr}}{L} \sum_{k=1}^K \mathbf{d}_k \sum_{i=1}^L C_k(i) \cdot C_l(i) \quad \text{Eq 2.30}$$

D'après les propriétés de l'équation 2.27, le deuxième facteur de l'équation 2.30 est nul, ce qui nous permet d'écrire l'équation 2.30 sous la forme suivante :

$$\int_0^{+\infty} \mathbf{r}(v) dv = \frac{P_{sr}}{L} \sum_{k=1}^K \mathbf{d}_k \sum_{i=1}^L C_k(i) \cdot C_l(i) \quad \text{Eq 2.31}$$

Lorsque tous les utilisateurs transmettent le bit "1":

$$\sum_{k=1}^K \mathbf{d}_k = \mathbf{w} \quad \text{Eq 2.32}$$

Par conséquent, le photo-courant I_k peut être exprimé comme:

$$\mathbf{i}_k = \mathbf{R} \int_0^{+\infty} \mathbf{r}(\mathbf{v}) \mathbf{d}\mathbf{v} = \mathbf{R} \cdot \frac{P_{sr} \cdot \mathbf{w}}{L} \quad \text{Eq 2.33}$$

En remplaçant l'équation 2.33 dans l'équation 2.18, on obtient:

$$\sigma^2 = \frac{2eBRP_{sr}w}{L} + \frac{4K_B T_n B}{R_L} \quad \text{Eq 2.34}$$

Il est à souligner que la probabilité d'envoyer le bit "1" à tout moment pour chaque utilisateur est de 1/2, donc l'équation 2.34 devient:

$$\sigma^2 = \frac{eBRP_{sr}w}{L} + \frac{4K_B T_n B}{R_L} \quad \text{Eq 2.35}$$

Enfin, nous pouvons calculer le rapport signal sur bruit moyen (SNR), en utilisant l'équation 2.19, en fonction des propriétés du code MD, soit:

$$\text{SNR} = \frac{\left(\frac{RP_{sr}w}{L}\right)^2}{\frac{eBRP_{sr}w}{L} + \frac{4K_B T_n B}{R_L}} \quad \text{Eq 2.36}$$

Le taux d'erreur binaire, en utilisant l'approximation gaussienne, peut être calculé par l'équation suivante:

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{\text{SNR}}{8}} \quad \text{Eq 2.37}$$

2.2 Système SAC-OCDMA 2-D :

Pour augmenter le nombre d'utilisateurs des systèmes OCDMA unidimensionnels, des techniques OCDMA hybrides ont été proposées. Le codage hybride consiste à coder l'information en utilisant simultanément deux dimensions différentes : longueur

d'onde/temps, longueur d'onde/spatial, longueur d'onde/polarisation ou bien deux techniques d'accès multiples simultanément.

Dans ce cas, l'efficacité spectrale en bits/s/Hz qui est en fonction du nombre d'utilisateurs K , augmente. Elle caractérise la capacité à transmettre un débit maximum D_b dans une bande passante optique minimale B_o et elle s'exprime par [5]:

$$\eta = \frac{KD_b}{B_o} \quad \text{Eq 2. 38}$$

2.2.1 Codage 2D Longueur d'onde - Temps

Si un code utilise l'étalement spectral (longueur d'onde) et l'autre utilise l'étalement temporel, on parle alors du codage 2D (W/T). Autrement dit, chaque utilisateur émet sur plusieurs longueurs d'onde, à des instants différents spécifiques à chaque longueur d'onde[7].

L'intérêt de ce codage en 2D est qu'il permet d'augmenter le nombre d'utilisateurs possible dans la famille de code, et permet également de diminuer les contraintes sur la longueur des codes, sur le nombre de codes disponibles ainsi que sur les performances du système en terme de Taux d'Erreur Binaire (BER), pour un nombre d'utilisateurs actifs donné (voir la Figure 37).

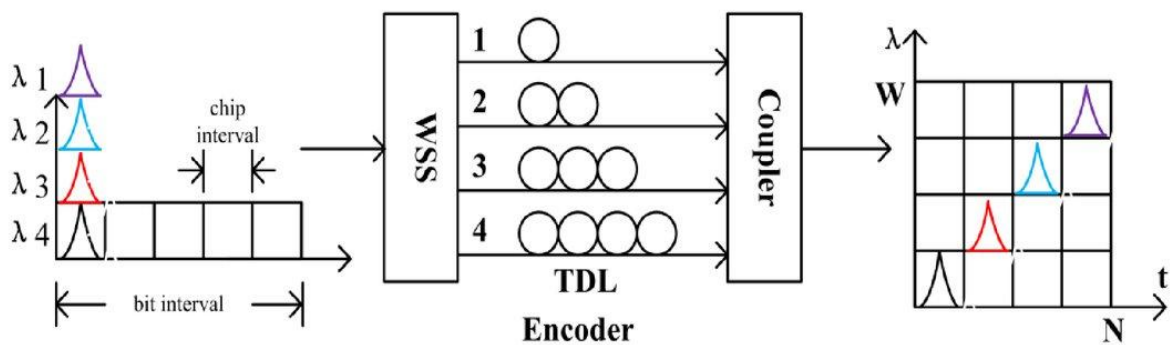


Figure 37 Codage 2D (longueur d'onde/Temps)

2.2.2 Codage 2D longueur d'onde - polarisation (W/P)

Un moyen efficace de générer un code optique 2D consiste à appliquer un code 1D développé dans un schéma qui combine les deux dimensions : la longueur d'onde et la polarisation. Le codage de polarisation consiste à transmettre différentes informations selon deux états de polarisation orthogonaux du signal optique (Figure 38)[63].

L'avantage est de pouvoir transmettre deux fois les données avec la même signature spectrale. La densité spectrale d'information est ensuite doublée. Nous utilisons le multiplexage de polarisation à la transmission.

En effet, un séparateur de polarisation utilisé suivant la source optique permet de séparer la bande passante suivant les deux axes Oy à 90° et Ox à 0°, puis de diviser chaque bande en N longueurs d'ondes.

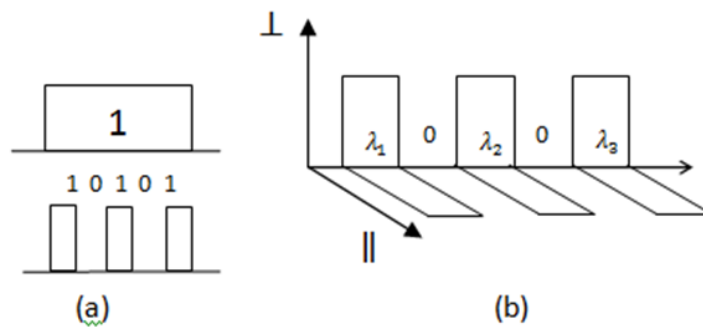


Figure 38 La représentation d'un bit de donnée dans un système SAC-OCDMA 1-D (b) une représentation en deux dimensions (polarisation, longueur d'onde) des bits de données représentés en (a)

2.2.3 Codage 2D longueur d'onde - spatial (W/S)

Il s'agit d'un codage (W/S), si le code utilise une dimension pour l'étalement spectral et l'autre dimension pour l'étalement spatial. A travers des fibres optiques différentes chaque utilisateur émet plusieurs longueurs d'onde, l'émission des codes sur différentes fibres optiques et sur différentes longueurs d'ondes nécessite une infrastructure très complexe[33, 64]. Le codeur/décodeur est illustré dans la Figure 39.

Une large bande, fournie par une source lumineuse, est recopiée en K_1 fois (K_1 représente le nombre d'utilisateur), chaque donnée de ces utilisateurs est codée par un code optique et modulée par un modulateur optique (Mach-Zehnder) : on appelle cette technique le codage en dimension longueur d'onde. Par l'opération de faire passer chaque longueur d'onde à travers un diviseur de puissance $1 \times K_2$, et en couplant chaque sortie de ce diviseur avec un coupleur ainsi de suite pour chaque utilisateur, la technique de codage en dimension spatiale est effectué [7].

A la réception, les signaux issus de chaque coupleur sont envoyés à une branche de détection unique. Au niveau de la branche, il est nécessaire d'utiliser le code de chaque utilisateur pour restaurer les données souhaitées.

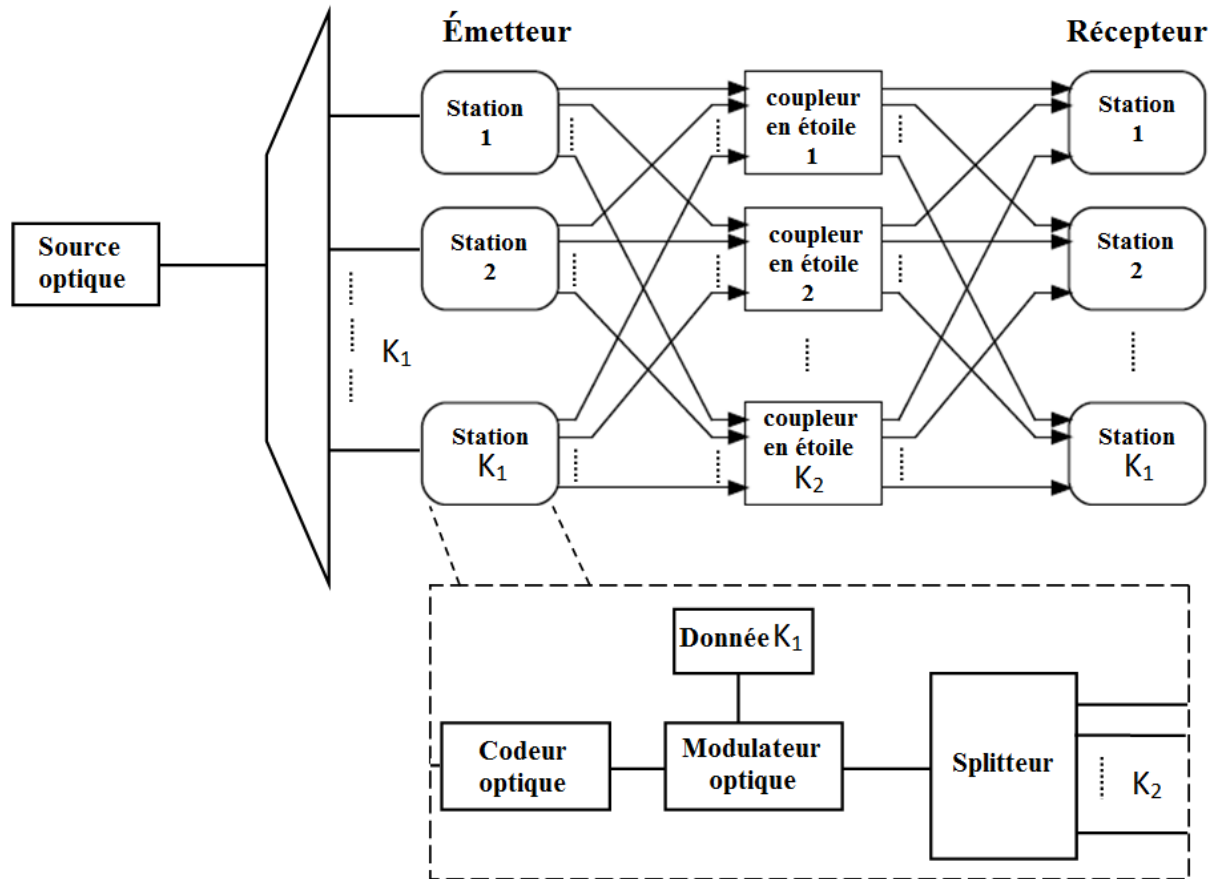


Figure 39 Codage 2D (longueur d'onde/ spatial)

2.2.4 Les codes en 2 Dimensions :

Différentes approches du codage en 2D ont été étudiées. Parmi les méthodes de construction des codes 2D on trouve celle qui consiste à utiliser deux familles de codes 1D, l'une étant utilisée pour l'étalement temporel, l'autre pour l'étalement spectral. L'utilisation conjointe de ces deux familles de code permet de générer de nombreux codes 2D différents en fonction du type de code 1D utilisé. Nous nous intéresserons, dans ce qui suit, au système SAC-OCDMA à deux dimensions (longueur d'onde/spatial). Le code Multi-Diagonal en deux dimensions (2D-MD) est généré à partir d'un code Multi-Diagonal unidimensionnel (1D-MD). T.H.Abd et al. [62] ont prouvé que le code MD suggéré pour SAC-OCDMA présente une meilleure performance par rapport au code MQC et au code RD.

En outre, les avantages du code MD, tels que l'élimination des interférences d'accès multiples, la simplicité de construction et le multiplexage des grands nombres d'utilisateurs, font de ce code un concurrent sérieux pour la prochaine génération de technologie OCDMA. Pour créer le code 2D-MD W/S, nous générons deux matrices 1D-MD. MD_w pour coder la première dimension, qui représente la longueur d'onde, et MD_s pour coder la dimension spatiale.

Pour simplifier la construction du code 2D, nous prenons un exemple où $k_1 = k_2 = 2$ et $w_1 = w_2 = 1$ (k_1 représente le nombre d'utilisateurs et k_2 représente le nombre de coupleurs). $k_1 = 2$, ce qui implique que nous devons construire une matrice 2x2 de la manière suivante :

$$MD_w = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 \\ 0 & \lambda_2 \end{bmatrix} \quad \text{Eq 2. 39}$$

De la même manière, $k_2 = 2$ ce qui implique que MD_s est créée selon:

$$MD_s = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{Eq 2. 40}$$

Le Tableau 5 montre le concept d'un codage Multi-Diagonal bidimensionnel spectral/spatial pour un système SAC OCDMA.

Tableau 5 Codage 2D-MD W/S

		Longueur d'onde				
		λ_1	0	0	λ_2	
spatial	1	λ_1	0	0	λ_2	Coupleur 1
	0	0	0	0	0	
	0	0	0	0	0	Coupleur 2
	1	λ_1	0	0	λ_2	

Les séquences qui n'ont pas de puissance ne sont pas connectées avec des coupleurs.

2.2.4.1 La description de l'architecture proposée:

Dans [65], Kadhim et al. proposent une nouvelle structure de récepteur pour le système SAC-OCDMA W/S. Un combineur de puissance, qui reçoit les signaux de chaque coupleur, est placé à l'entrée de chaque branche de détection. Cette structure provoque l'apparition du bruit d'intensité induit par la phase (PIIN), malgré la corrélation croisée nulle du code MD.

On peut voir d'après la Figure 40 (a) que l'influence du PIIN n'apparaît que lorsque les données transmises sont "0"; il change après la détection à "1". Ceci est dû à la sommation des sorties de chaque coupleur. Afin de surmonter le problème cité ci-dessus, une nouvelle architecture est suggérée dans cette étude. D'abord, l'émetteur code la source optique de chaque utilisateur en fréquence (encodage spectral) puis transmet chaque sortie de ces utilisateurs à travers le coupleur (encodage spatial).

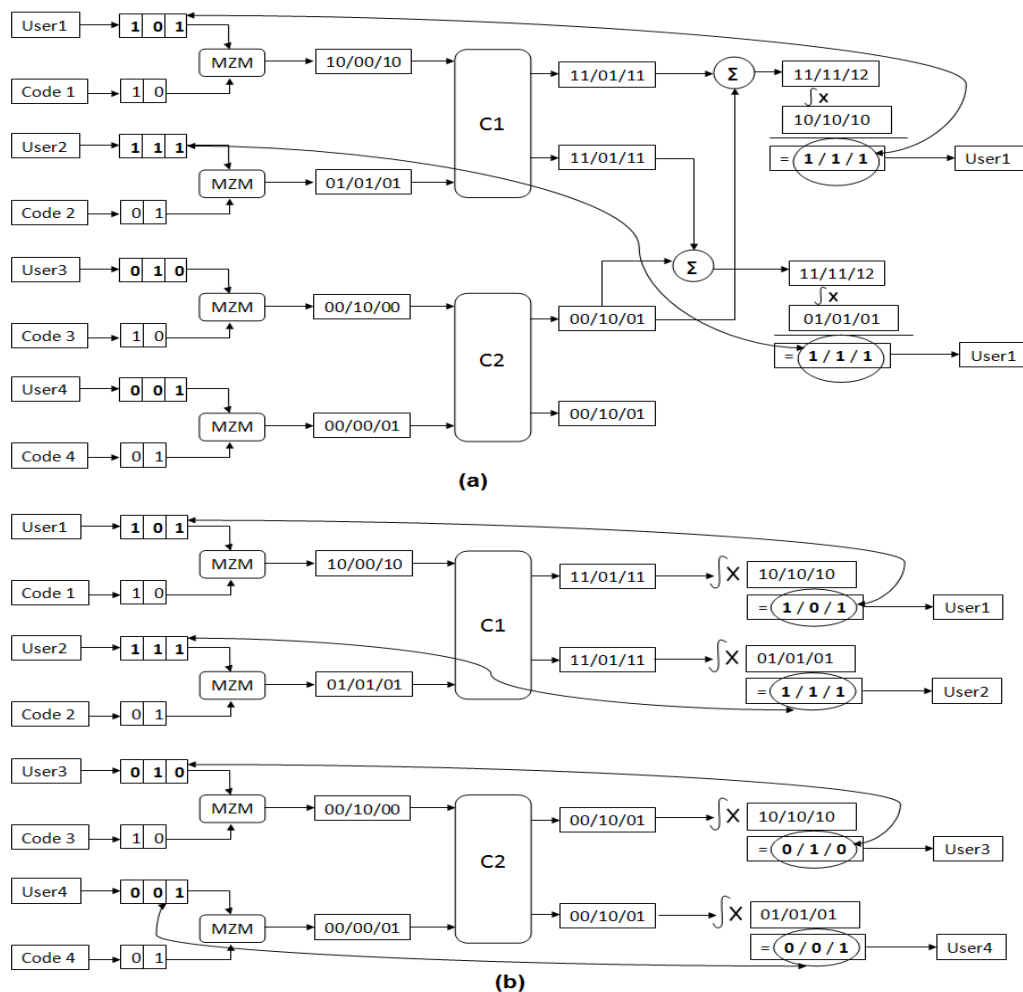


Figure 40 Architecture du système SAC-OCDMA (a) avec combineur de puissance (b) le système proposé sans combineur de puissance

Dans la partie de la réception proposée, illustrée dans la Figure 40 (b), chaque sortie de coupleur est envoyée à une branche de détection unique. Au niveau de la branche, il est nécessaire d'utiliser le code de chaque utilisateur pour restaurer les données souhaitées. Cette structure élimine non seulement le PIIN, mais réduit l'architecture du système en supprimant le combineur de puissance placé devant chaque branche de détection.

2.2.4.2 Analyse du système 2D W/S

Dans l'analyse du système 2D W/S, le bruit de grenaille et le bruit thermique dans le photo-détecteur sont pris en considération. En raison de la condition du code MD, le PIIN est négligé et aucun spectre ne se chevauche entre différents utilisateurs[65]. La variation du photo-détecteur à la suite de la détection est générée par émission spontanée et donnée par:

$$\sigma^2 = \sigma_{sh}^2 + \sigma_{th}^2 \quad \text{Eq 2. 41}$$

$$= 2eIB + \frac{4K_b T_n B}{R_L} \quad \text{Eq 2. 42}$$

Une approximation gaussienne est utilisée pour faciliter l'analyse des performances du système. La densité spectrale de puissance (DSP) des signaux optiques reçus du l -ième coupleur peut être exprimée par l'équation qui suit:

$$\mathbf{r}_l(\mathbf{v}) = \left[\frac{P_{sr}}{\Delta v} \sum_{k=1}^{K_1} \mathbf{d}_{(l-1)K_2+k} \sum_{i=1}^L \mathbf{C}_k(\mathbf{i}) \cdot \left[\mathbf{u} \left[\mathbf{v} - \mathbf{v}_0 - \frac{\Delta v}{2L} (-L + 2\mathbf{i} - 2) \right] - \mathbf{u} \left[\mathbf{v} - \mathbf{v}_0 - \frac{\Delta v}{2L} (-L + 2\mathbf{i}) \right] \right] \right] \quad \text{Eq 2. 43}$$

Où P_{sr} représente la puissance effective de la LED, K est le nombre d'utilisateurs actifs, d_k est le bit de données du k -ième utilisateur et $u(v)$ est la fonction échelon unité.

L'intégration de la densité spectrale de puissance du l -ième récepteur pendant une période peut s'écrire comme suit:

$$\int_0^{+\infty} r_l(v) dv = \frac{P_{sr}}{\Delta v} \left[\sum_{k=1}^{K_1} \mathbf{d}_{(l-1)K_1+k} \sum_{i=1}^L \mathbf{C}_k(\mathbf{i}) \cdot \frac{\Delta v}{L} \right]$$

$$\int_0^{+\infty} \mathbf{r}_l(\mathbf{v}) d\mathbf{v} = \frac{P_{sr}}{L} \left[\sum_{k=1}^{K_1} \mathbf{d}_{(l-1)K_1+k} \sum_{i=1}^L \mathbf{C}_k(\mathbf{i}) \right] \quad \text{Eq 2. 44}$$

Afin de mieux comprendre le déroulement des calculs du $r_l(v)$ dans l'équation 2.44, nous allons proposer un exemple (Figure 41) où $l = \{1, 2, 3\}$, $k_1=4$, $k_2=3$.

Pour $l=1$:

$$\int_0^{+\infty} r_1(v)dv = \frac{P_{sr}}{L} \left[\sum_{k=1}^4 d_{(1-1)4+k} \sum_{i=1}^L C_k(i) \right]$$

$$= \frac{P_{sr}}{L} \left[\mathbf{d}_1 \sum_{i=1}^L C_k(i) + \mathbf{d}_2 \sum_{i=1}^L C_k(i) + \mathbf{d}_3 \sum_{i=1}^L C_k(i) + \mathbf{d}_4 \sum_{i=1}^L C_k(i) \right] \quad \text{Eq 2. 45}$$

Pour $l=2$:

$$\int_0^{+\infty} r_2(v)dv = \frac{P_{sr}}{L} \left[\sum_{k=1}^4 d_{(2-1)4+k} \sum_{i=1}^L C_k(i) \right]$$

$$= \frac{P_{sr}}{L} \left[\mathbf{d}_5 \sum_{i=1}^L C_k(i) + \mathbf{d}_6 \sum_{i=1}^L C_k(i) + \mathbf{d}_7 \sum_{i=1}^L C_k(i) + \mathbf{d}_8 \sum_{i=1}^L C_k(i) \right] \quad \text{Eq 2. 46}$$

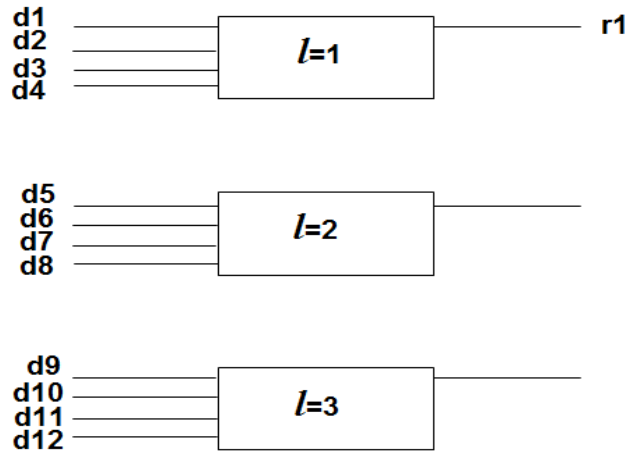


Figure 41 L'entrée et la sortie de 3 coupleurs

Pour $l=3$:

$$\int_0^{+\infty} r_3(v)dv = \frac{P_{sr}}{L} \left[\sum_{k=1}^4 d_{(3-1)4+k} \sum_{i=1}^L C_k(i) \right]$$

$$= \frac{P_{sr}}{L} \left[\mathbf{d}_9 \sum_{i=1}^L C_k(i) + \mathbf{d}_{10} \sum_{i=1}^L C_k(i) + \mathbf{d}_{11} \sum_{i=1}^L C_k(i) + \mathbf{d}_{12} \sum_{i=1}^L C_k(i) \right] \quad \text{Eq 2. 47}$$

La DSP à l'entrée du photo-détecteur (PD) du l -ième récepteur sur une période de bit de données peut être exprimée par:

$$\int_0^{+\infty} G_l(v)dv = \int_0^{+\infty} r_l(v) \cdot \sum_{i=1}^L C_l(i) \cdot dv$$

$$\int_0^{+\infty} \mathbf{G}_l(v)dv = \left[\frac{P_{sr}}{L} \cdot \sum_{k=1}^K \mathbf{d}_{(l-1)K_2+k} \sum_{i=1}^L C_k(i) C_l(i) \right] \quad \text{Eq 2. 48}$$

Lorsque tous les utilisateurs transmettent le bit "1":

$$\int_0^{+\infty} G_l(v) dv = \frac{P_{sr}}{L} \cdot \left\{ \sum_{i=1}^L d_{(l-1)K_2+1} \cdot C_1(i) \cdot C_l(i) + d_{(l-1)K_2+2} \cdot C_2(i) \cdot C_l(i) + \dots + d_{(l-1)K_2+K_1} \cdot C_{K_1}(i) \cdot C_l(i) \right\} \quad \text{Eq 2.49}$$

Si $C_l(i)$ désigne l' i -ème élément de la l -ième séquence de codes MD, dans un système optique utilisant une détection directe, les propriétés du code peuvent s'écrire alors par la sommation suivante:

$$\sum_{i=1}^L C_k(i) \cdot C_l(i) = \begin{cases} w & \text{For } k = l \\ 0 & \text{Else} \end{cases} \quad \text{Eq 2.50}$$

L'équation 2.49 peut être alors simplifiée et devient :

$$\begin{aligned} \int_0^{+\infty} G_l(v) dv &= \frac{P_{sr}}{L} \cdot \left\{ \sum_{i=1}^L d_{(l-1)K_2+1} \cdot 0 + d_{(l-1)K_2+2} \cdot 0 + \dots + d_{(l-1)K_2+K_1} \cdot w + \dots + d_{(l-1)K_2+K_1} \cdot 0 \right\} \\ &= \frac{P_{sr}}{L} \cdot w \quad \text{Eq 2.51} \end{aligned}$$

Le photo-courant I , peut être exprimé par:

$$i_k = \Re \int_0^{+\infty} G_l(v) dv$$

$$i_k = \Re \cdot \frac{P_{sr}}{L} \cdot w \quad \text{Eq 2.52}$$

Le SNR d'un signal électrique, pour le système proposé, est égal i_k^2/σ^2 [16]. D'après l'équation 2.42, et 2.52, le SNR peut être donné selon l'équation qui suit:

$$\text{SNR} = \frac{i_k^2}{\sigma^2} = \frac{\left[\Re \cdot \frac{P_{sr}}{L} \cdot w \right]^2}{2 \cdot e \cdot \Re \cdot \frac{P_{sr}}{L} \cdot w \cdot B + \frac{4 \cdot K_b \cdot T_n \cdot B}{R_L}} \quad \text{Eq 2.53}$$

Pour le système de codage d'amplitude spectrale OCDMA utilisant une source de lumière à large bande avec une DSP plate, les performances sont principalement dominées par le bruit de grenaille et le bruit thermique. Le BER est exprimé par la fonction :

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{\text{SNR}}{8}} \quad \text{Eq 2.54}$$

2.3 Adaptation du code correcteur d'erreurs aux transmissions optiques :

En raison du bruit naturel qui peut perturber les données transférées, tout système moderne de communication numérique ou de communication optique utilise une sorte de codage de canal qui transforme une séquence de bits d'information en une séquence de symboles, ce qui permettra au récepteur de détecter et de corriger les erreurs dans une certaine mesure.

La technique de correction d'erreur (FEC) est un schéma de contrôle d'erreur commun dans lequel des informations redondantes sont ajoutées au message source pour permettre au récepteur de corriger les erreurs sans nécessiter une retransmission de données qui est une opération coûteuse. C'est le plus grand avantage d'utiliser la technique FEC.

Parmi les systèmes FEC, les codes de contrôle de parité à faible densité (LDPC) [11, 19, 66] ont récemment reçu plus d'attention en raison de la capacité supérieure de correction d'erreur. Vasic et al. [11], montrent que les codes LDPC surpassent d'autres schémas FEC pour les systèmes WDM.

Bien que le débit de données soit faible, il n'est pas nécessaire d'appliquer des codes LDPC à ce réseau OCDMA en raison de l'excellente performance. Cependant, alors que le débit de données est supérieur à 1,25 Gb / s, personne ne peut transmettre avec un BER meilleur que 10^{-9} . Pour améliorer cela, Chun-Ming Huan et al. ont proposé dans [67] une nouvelle famille de codes EWC pour les réseaux WDM/SAC-OCDMA protégés par un code LDPC.

Les résultats de la simulation montrent que les performances du réseau hybride à grande vitesse peuvent être grandement améliorées en utilisant les codes LDPC qui sont des codes correcteur d'erreurs les plus utilisés.

2.3.1 Code de contrôle de parité à faible densité:

Le code de parité à faible densité (Low-Density Parity Check LDPC) est un nouveau type de code en bloc qui est décodé en utilisant un graphe. Il a été présenté pour la première fois par Gallager en 1962 [68] mais qui n'est devenu populaire que lorsque Mackay l'a redécouvert en 1995 [69]. Il a été démontré qu'avec le décodage itératif à décision douce, les codes LDPC peuvent être aussi performants, voire meilleurs[70], que les turbo codes [71].

Comme leur nom l'indique, les codes LDPC sont des codes en bloc avec des matrices de vérification de parité qui ne contiennent qu'un très petit nombre d'entrées non nulles. C'est cette caractéristique de la matrice H qui garantit à la fois une complexité de décodage qui croît linéairement, seulement, avec la longueur du code et une distance minimale qui augmente, également, linéairement avec la longueur du code[72].

Mis à part l'exigence que la matrice H soit creuse, un code LDPC lui-même n'est pas différent de tout autre code en bloc. En effet, les codes en blocs existants peuvent être utilisés avec succès avec les algorithmes de décodage itératif LDPC, s'ils peuvent être représentés par une matrice de contrôle de parité creuse. Généralement, cependant, trouver une matrice de contrôle de parité creuse pour un code existant n'est pas pratique. Au lieu de cela, les codes LDPC sont conçus en construisant d'abord une matrice de vérification de parité creuse, puis en déterminant ensuite une matrice génératrice pour le code[73].

La plus grande différence entre les codes LDPC et les codes en bloc classiques est la façon dont ils sont décodés. Les codes en blocs classiques sont généralement décodés avec un maximum de vraisemblance comme algorithme de décodage et sont donc généralement courts et conçus algébriquement pour rendre cette tâche moins complexe. Les codes LDPC sont, cependant, décodés itérativement en utilisant une représentation graphique de leur matrice de contrôle de parité et sont donc conçus en prenant les propriétés de la matrice H comme éléments plus importants[11, 66, 68, 69, 73].

2.3.1.1 Représentation de la matrice H :

Regardons d'abord un exemple de matrice de contrôle de parité à faible densité. La matrice définie dans l'équation 2.55 est une matrice de contrôle de parité de dimension $n \times m$ pour un code (8, 4). Nous pouvons maintenant définir deux nombres décrivant ces matrices : w_r pour le nombre de « 1 » dans chaque rangée et w_c pour les colonnes.

Pour qu'une matrice soit à faible densité les deux conditions $w_c \ll n$ et $w_r \ll m$ doivent être satisfaites. Pour ce faire, la matrice de contrôle de parité doit généralement être très grande, de sorte que la matrice d'exemple ne puisse pas vraiment être appelée à faible densité.

$$H_{m \times n} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq 2.55}$$

2.3.1.1.1 Représentation graphique de H :

En 1981, Tanner [74] a introduit une représentation graphique efficace pour les codes LDPC. Cette technique ne fournit pas seulement à ces graphiques une représentation complète du code, elle aide également à décrire l'algorithme de décodage.

Les graphiques de Tanner sont des graphiques bipartites. Cela signifie que les nœuds du graphe sont séparés en deux ensembles distincts et que les arêtes ne sont que des nœuds de connexion de deux types différents. Les deux types de nœuds dans un graphe de Tanner sont appelés nœuds variables (nœuds-v) et les nœuds de parité (contrôle) (nœuds-c).

La Figure 42 est un exemple pour un tel graphe de Tanner et représente le même code que la matrice dans 1. La création d'un tel graphe est plutôt simple, les carrés symbolisent les nœuds de parité, et leur nombre correspond au nombre de bits participant à l'équation de parité. Il y en a donc autant que de lignes dans la matrice H, c'est-à-dire m . Les ronds symbolisent les nœuds de variable, et leur nombre correspond au nombre de bits incidents au décodeur qui sont testés par les équations de parité, il y en a donc N (c'est-à-dire le nombre de colonnes de H).

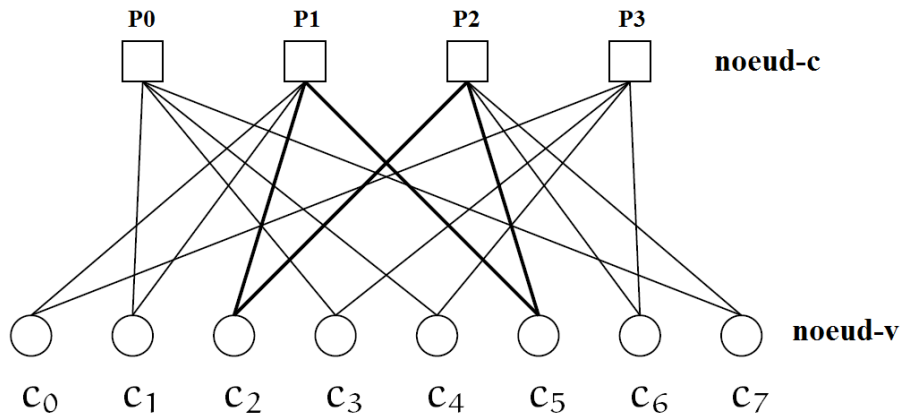


Figure 42 Graphe de Tanner correspondant à la matrice de contrôle de parité dans l'équation 2.55

Chaque bit à « 1 » dans la matrice de parité est représenté sur le graphe de Tanner par une liaison entre le nœud de variable et le nœud de parité, correspondant à sa position dans la matrice. Lors du décodage, les opérations de contrôle de parité se représentent par des échanges via ces liaisons entre les nœuds de variables et ceux de parité.

On remarque que le nombre de branches connectées à un nœud de variable est constant égal à w_c , et le nombre de branches connectées à un nœud de parité est constant égal à w_r .

2.3.1.1.2 Codes LDPC réguliers et irréguliers:

Un code LDPC est appelé régulier si w_c est constant pour chaque colonne et $w_r = w_c(n / m)$ est également constant pour chaque ligne. La matrice d'exemple de l'équation 2.55 est régulière avec $w_c = 2$ et $w_r = 4$. Il est également possible de voir la régularité de ce code en regardant la représentation graphique[75].

Il y a le même nombre d'arêtes entrantes pour chaque nœud virtuel et également pour tous les nœuds c. Si H est de faible densité mais que les nombres de « 1 » dans chaque ligne ou colonne ne sont pas constants, le code est appelé un code LDPC irrégulier.

2.3.1.1.3 Codes LDPC Aléatoires – Déterministes :

Les méthodes aléatoires consistent à placer les '1' dans la matrice de parité sur des positions au hasard. A l'opposé les méthodes déterministes consistent à construire la matrice selon une

procédure particulière. Dans chacun des deux cas, le nombre de '1' par ligne et par colonne peut être constant ou non. Il y a donc des codes aléatoires réguliers ou irréguliers ainsi que des codes déterministes réguliers ou non.

Les codes Gallager originaux sont des codes LDPC binaires réguliers. La taille de H est généralement très grande, mais la densité de l'élément non nul est très faible. Le code LDPC de longueur N peut être noté comme un code LDPC $(N, w_c; w_r)$.

Pour un code régulier, nous avons $(N - k) \cdot w_r = N \cdot w_c$, donc $w_c < w_r$. Si toutes les lignes sont linéairement indépendantes, le taux de codage est $\frac{w_r - w_c}{w_r}$; sinon, c'est $\frac{k}{N}$. Typiquement, $w_c \geq 3$ une matrice de contrôle de parité avec un poids de colonne minimum w_c aura une distance minimale $d_{min} \geq w_c + 1$.

Lorsque $w_c \geq 3$, il existe au moins un code LDPC dont la distance minimale d_{min} croît linéairement avec la longueur du bloc N [75]; ainsi, une longueur de code plus longue donne un meilleur gain de codage. La plupart des codes LDPC réguliers sont construits avec w_c et w_r de l'ordre de 3 ou 4.

2.3.1.1.4 Méthode Gallager pour la construction aléatoire de H pour les codes LDPC :

Dans cette méthode, la transposition de la matrice de contrôle de parité régulière $(N, w_c; w_r)$ a la forme [68]:

$$\mathbf{H}^T = [\mathbf{H}_1^T \mathbf{H}_2^T \mathbf{H}_3^T \dots \dots \mathbf{H}_{w_c}^T] \quad \text{Eq 2.56}$$

La matrice H_1 a N colonnes et N/w_r lignes. Le H_1 contient un seul « 1 » dans chaque colonne et contient des « 1s » dans sa $i^{\text{ème}}$ ligne de la colonne $((i - 1) \cdot w_r + 1)$ jusqu'à la colonne $(i \cdot w_r)$ [76]. Permuter de façon aléatoire les colonnes de H_1 avec une probabilité égale, les matrices H_2 à H_{w_c} sont obtenues.

Le code de matrice de contrôle de parité pour $(N = 20, w_c = 3; w_r = 4)$ construit par Gallager est donné comme suit :

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

2.3.1.1.5 Construction algébrique (déterministe) de H pour les codes réguliers:

La construction de la matrice de contrôle de parité H utilisant la construction algébrique se fait selon [76]. Considérons une matrice d'identité I_a où $a > (w_c - 1)(w_r - 1)$ et obtenons la matrice suivante en déplaçant cycliquement les lignes de la matrice d'identité I_a une position vers la droite.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq 2.57}$$

Définir $A^0 = I_a$, la matrice de contrôle de parité H peut être construite alors :

$$H = \begin{bmatrix} A^0 & A^0 & A^0 & \dots & A^0 \\ A^0 & A^1 & A^2 & \dots & A^{(w_r-1)} \\ A^0 & A^2 & A^4 & \dots & A^{2(w_r-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ A^0 & A^{(w_c-1)} & A^{2(w_c-1)} & \dots & A^{(w_c-1)(w_r-1)} \end{bmatrix} \quad \text{Eq 2.58}$$

La matrice H construite a $w_c \cdot a$ lignes et $w_r \cdot a$ colonnes, et elle est régulière $(w_r \cdot a; w_c; w_r)$ ayant le même nombre de w_r dans chaque ligne et le même nombre de w_c dans chaque colonne. C'est la construction libre de quatre cycles. Les codes LDPC algébriques sont plus faciles à décoder que les codes aléatoires. Pour l'intermédiaire N, des codes algébriques bien conçus donnent un BER faible.

L'exemple suivant donne une idée plus claire sur la construction de ces codes. Construisant la matrice H avec $w_c = 2$ et $w_r = 3$ en utilisant la méthode de construction algébrique. On a l'inégalité suivante : $a > (w_c - 1)(w_r - 1) = 2 \Rightarrow a = 3$

$$A^0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, A^1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq 2. 59}$$

$$H = \begin{bmatrix} A^0 & A^0 & A^0 \\ A^0 & A^1 & A^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq 2. 60}$$

2.3.1.2 Encodage LDPC :

2.3.1.2.1 Méthode de prétraitement :

A l'aide de l'élimination gaussienne en arithmétique modulo-2, nous pouvons déduire une matrice de générateur G de la matrice de contrôle de parité H pour les codes LDPC. La matrice G est utilisable dans tout le codage des messages puisque elle est générée une fois pour une matrice de contrôle de parité. Cette méthode peut être considérée comme la méthode de prétraitement. La matrice génératrice des codes LDPC est définie par :

$$G = [P : I_k] = [H_2 H_1^{-1} : I_k] \quad \text{Eq 2. 61}$$

Où I_k est la matrice d'identité $k \times k$ et la façon de calcul de $P = H_2 H_1^{-1}$ est bien détaillée dans[76]. Il est maintenant facile de générer le mot-code par la relation suivante :

$$C = m . G \quad \text{Eq 2. 62}$$

2.3.1.3 Décodage LDPC :

2.3.1.3.1 Décodage dur (Hard) Vs (en fonction) Décodage souple (soft) :

Les informations reçues du canal ne sont pas nécessairement représentées de la même manière que celles qui ont été envoyées depuis la source. Cette différence est principalement due aux limites du canal lui-même.

La décision prise par le récepteur sur la base des informations reçues est appelée décision dure si la valeur d'un seul bit peut être 0 ou 1. Cependant, si le récepteur est capable de distinguer entre un ensemble de valeurs quantifiées entre 0 et 1, alors on l'appelle un récepteur à décision douce [19]. Dans notre étude on a utilisé le décodage dur à cause de sa simplicité et sa rapidité dans les calculs.

2.3.1.3.2 Décodage dur (Bit-Flipping) :

Le décodage est bien illustré, en utilisant la représentation de Tanner de la matrice de parité et en initialisant les N nœuds de variable avec les valeurs du mot reçu y , comme suite :

1. Chaque nœud de variable émet sa valeur vers les w_c nœuds de parité auquel il est lié.
2. A partir de toutes les informations reçues par les différents nœuds de variable, chaque nœud de contrôle effectue le contrôle de parité (somme des éléments reçus, hors celui du nœud de contrôle en question, modulo 2 = 0), et renvoie à chaque nœud de variable la valeur nécessaire pour satisfaire cette équation de parité par rapport aux autres nœuds de variable.
3. Chaque nœud de variable actualise la valeur à émettre aux nœuds de contrôle en fonction des w_r valeurs qu'il reçoit et de la valeur qu'il possédait avant, en choisissant la valeur (0 ou 1) qui a la majorité.
4. Ces dernières valeurs constituent les valeurs décidées sur les nœuds de variable. Si elles sont identiques à celles établies au tour précédent, l'algorithme s'arrête. Sinon, il recommence à l'étape 2.

2.3.1.4 Performances d'un système OOK-AWGN non codé :

Le modèle utilisé pour caractériser le canal optique est le plus simple c'est-à-dire le modèle AWGN où $y = x + n$ avec x le signal émis et n le bruit, dit bruit blanc additif gaussien.

La qualité du canal est mesurée en termes de rapport signal sur bruit (SNR), qui est habituellement mesuré en décibels (dB) et défini ici comme [66, 75]:

$$SNR = \frac{E_b}{E_n} = \frac{A^2}{4\sigma^2} \quad \text{Eq 2. 63}$$

Où :

- $E_b = \frac{A^2}{2}$ on suppose que le signal prend l'amplitude A dans le cas où « 1 » est émis et 0 dans le cas contraire et on prend en considération que les bits sont émis d'une façon équiprobable.
- la densité spectrale de puissance du bruit $\sigma^2 = \frac{N_0}{2} \Rightarrow N_0 = 2 \cdot \sigma^2$

$$SNR_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{E_b}{N_0} \right) \quad \text{Eq 2. 64}$$

Dans le cas d'une modulation d'intensité OOK et une détection directe avec une émission équiprobable des bits « 1 » et « 0 » la probabilité d'erreurs est :

$$P_{e(ook)non\ codé} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{A}{2\sigma\sqrt{2}} \right) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{A^2}{8\sigma^2}} \right) \quad \text{Eq 2. 65}$$

Dans notre cas l'amplitude $A = i_k$ et la probabilité d'erreurs devient :

$$P_{e(ook)non\ codé} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{i_k^2}{8\sigma^2}} \right) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR}{8}} \right) \quad \text{Eq 2. 66}$$

Ce qui est conforme avec 2.37 ou 2.54, c'est ce qui renforce notre choix du canal.

2.3.1.5 Performances d'un système OOK-AWGN codé :

Prenant l'exemple du code LDPC(N, K) avec un rendement $R = \frac{K}{N}$. l'énergie émise pour un bit $E_b = \frac{A^2}{2}$, on en déduit que pour un paquet de taille N : $E_b = \frac{A^2 N}{2}$.

Puisque dans ce codage on ajoute $N - K$ bits de redondance, l'énergie émise pour K bits utiles parmi les N bits utiles est égale à $E_b = \frac{A^2 N}{2K}$ [66, 75, 77].

La probabilité d'erreurs dans le cas codé est égale à :

$$P_{e(ook) \text{ codé}} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{A^2 \cdot N}{8 \cdot \sigma^2 \cdot K}} \right)$$

$$P_{e(ook) \text{ codé}} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{A^2}{8 \cdot \sigma^2 \cdot R}} \right) \quad \text{Eq 2. 67}$$

Avec R est le rendement du code. Dans notre cas l'amplitude $A = i_k$ et la probabilité d'erreurs devient :

$$P_{e(ook) \text{ codé}} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{i_k^2 \cdot N}{8 \cdot \sigma^2 \cdot K}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR}{8 \cdot R}} \right) \quad \text{Eq 2. 68}$$

Conclusion :

Nous nous sommes concentrés dans ce chapitre sur le système OCDMA à codage spectral d'amplitude. Nous avons étudié en premier lieu, les différents blocs constituant un système SAC-OCDMA unidimensionnel, et nous avons fait une analyse mathématique bien détaillée .

En deuxième phase, nous avons proposé une architecture d'un système SAC-OCDMA bidimensionnel afin d'augmenter la cardinalité du système (c'est-à-dire le nombre d'utilisateurs) et de garder en même temps l'absence du bruit d'intensité d'accès multiple (IAM).

Finalement, nous avons vu un exemple d'un code correcteur d'erreurs qui est le plus utilisé dans les transmissions optiques, code dit LDPC. La construction de sa matrice de contrôle, la représentation graphique ainsi que le codage et décodage ont été déterminés dans ce chapitre.

Le chapitre suivant porte sur l'évaluation des performances théoriques du système SAC-OCDMA 1D et 2D sous le logiciel MATLABM et les performances expérimentales par un logiciel de simulation des systèmes optiques appelé OPTISYSTEM. Nous introduirons ensuite le code LDPC pour voir son effet sur les performances du système SAC OCDMA 1D et 2D.

3 CHAPITRE 3 Simulation est interprétations des résultats

Introduction :

La modélisation par simulation résout les problèmes du monde réel de manière sûre et efficace. C'est une méthode d'analyse importante qui est facilement vérifiée, communiquée et comprise. Dans l'ensemble des industries et des disciplines, la modélisation par simulation fournit des solutions utiles en donnant des indications claires sur des systèmes complexes.

OptiSystem est un logiciel de simulation de système de communication optique pour la conception, le test et l'optimisation de pratiquement n'importe quel type de liaison optique dans la couche physique d'un large éventail de réseaux optiques[60, 62, 78]. Un simulateur de niveau système basé sur la modélisation réaliste de systèmes de communication à fibre optique, OptiSystem possède un puissant environnement de simulation et une définition véritablement hiérarchique des composants et des systèmes. Ses capacités peuvent être facilement étendues avec l'ajout de composants utilisateur et d'interfaces transparentes à une gamme d'outils largement utilisés.

OptiSystem répond à un large éventail d'applications, de la conception de réseaux WDM, OCDMA à la conception de boucles SONET / SDH en passant par la conception de transmetteurs, de canaux, d'amplificateurs et de récepteurs. Les caractéristiques, citées ci-dessus, de ce logiciel nous ont conduits à le choisir pour étudier notre système[78].

Dans ce chapitre, nous allons évaluer les performances du système SAC-OCDMA unidimensionnel et bidimensionnels, utilisant une modulation d'intensité (IM) à l'émetteur et la détection directe à la réception, ainsi que le comportement des codes multi diagonaux (MD) dans de tels systèmes.

Trois critères de qualité sont utilisés pour mesurer les performances du système SAC-OCDMA:

- Le taux d'erreur binaire TEB ou BER en anglais.
- Le facteur de qualité Q.
- Le diagramme de l'œil.

3.1 SAC-OCDMA 1D utilisant le code MD

Les Figures 43 et 44, montrent la configuration d'un émetteur SAC-OCDMA et récepteur SAC OCDMA respectivement, en utilisant un code MD multi diagonal pour quatre usagers et un poids W qui est égal à 4, dans l'intention de démontrer les principaux paramètres qui limitent les performances du système.

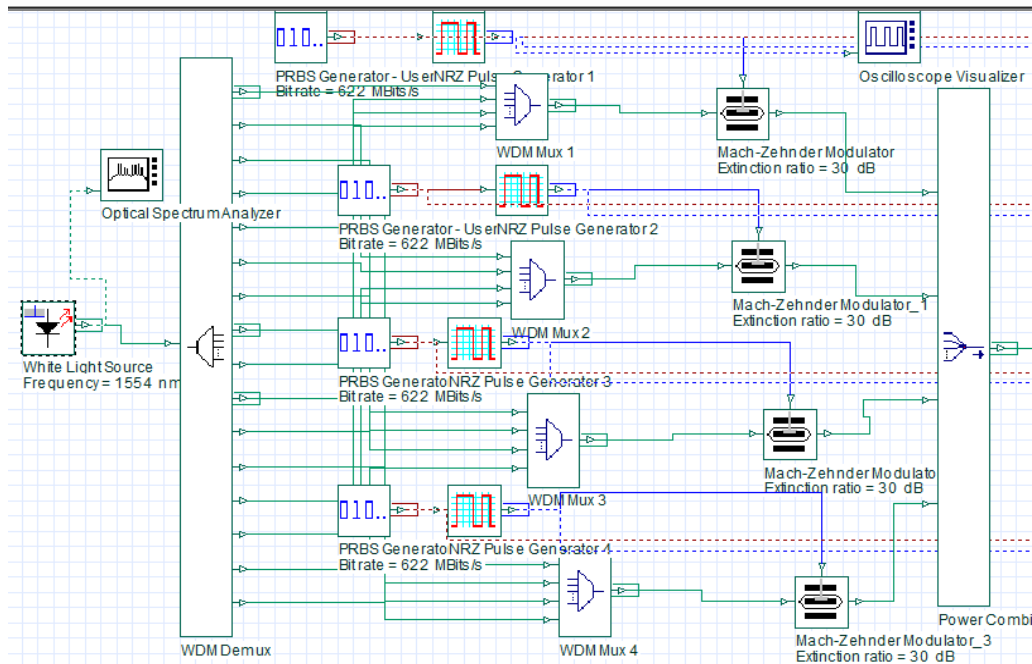


Figure 43 Schéma du système SAC-OCDMA pour quatre utilisateurs (émetteur)

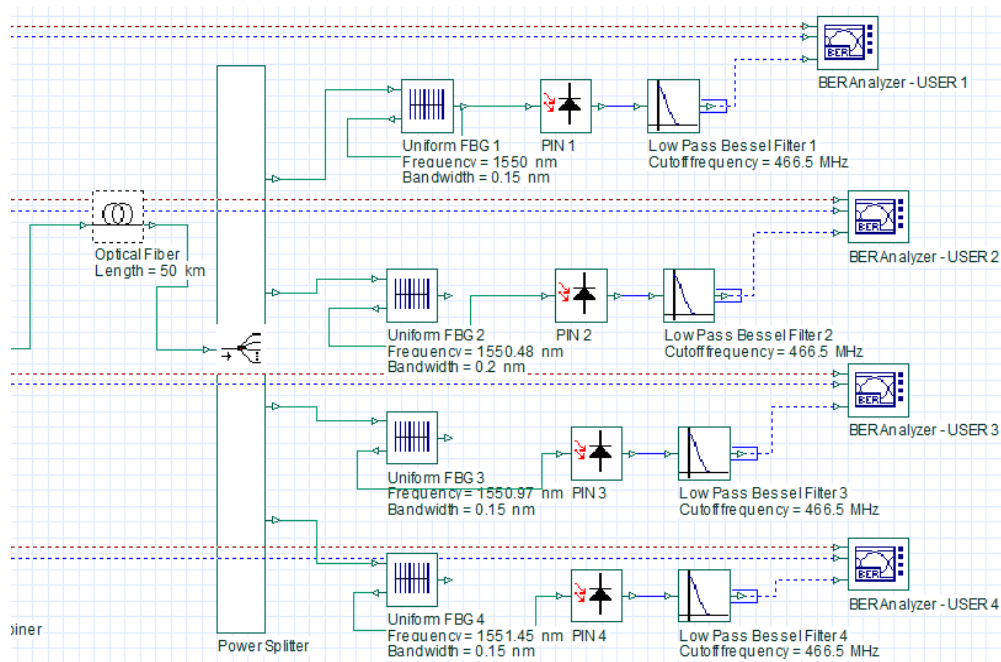


Figure 44 Schéma du système SAC-OCDMA pour quatre utilisateurs (récepteur)

3.1.1 Les composants optiques :

3.1.1.1 La Source lumineuse blanche (White Light Source)

Une source lumineuse blanche est utilisée pour fournir une bande de 7.5 nm qui est nécessaire pour implémenter notre code. Cette bande va de 1550.25 nm à 1557.75 nm (voir Figure 45).

La longueur d'onde centrale du spectre considéré à l'émission est :

$$\lambda_{\text{centrale}} = \frac{1550 \text{ nm} + 1557.5 \text{ nm}}{2} = 1554 \text{ nm} \quad \text{Eq 3.1}$$

Le code est composé de 16 chips, autrement dit nous devons disposer de 16 spectres de largeur Δv :

$$\Delta v = \frac{7.5 \text{ nm}}{16} = 0.484375 \text{ nm} \quad \text{Eq 3.2}$$

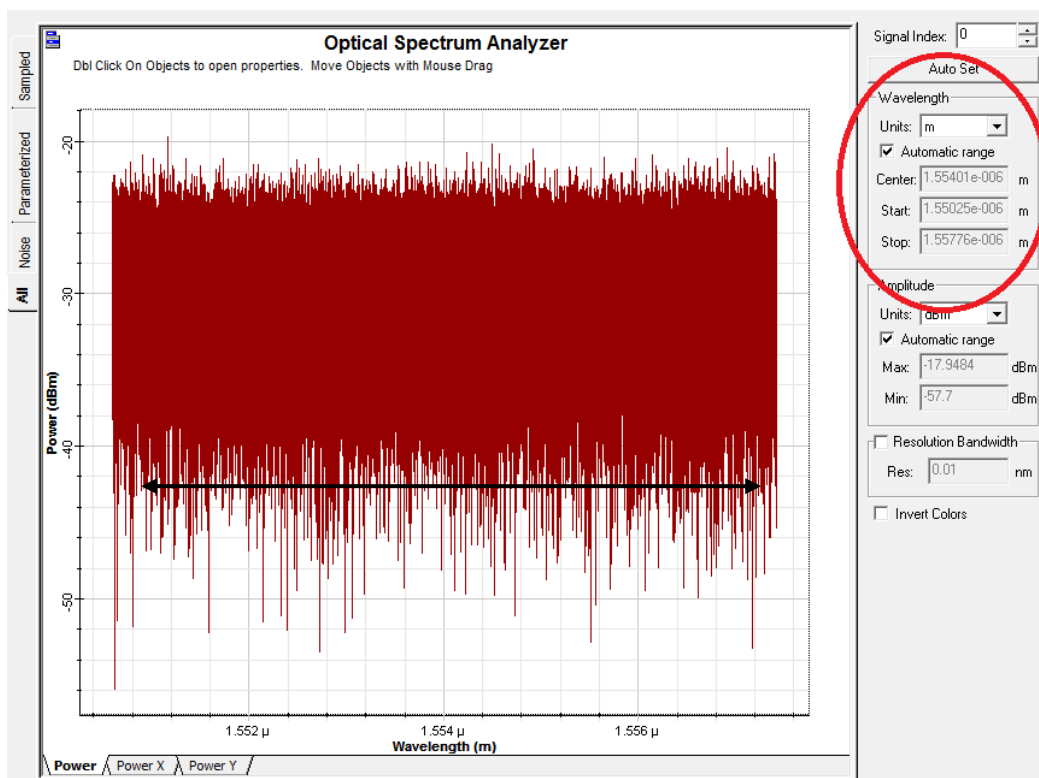


Figure 45 La bande de la source lumineuse

3.1.1.1.1 Calcul des paramètres de la simulation :

La bande considérée est égale au paramètre « Sample Rate, paramètre spécifié dans le logiciel ». Ce paramètre est calculé comme suit :

Calcul de la bande B en HZ de la source optique (Sample rate) :

Sachant que $\lambda = c/f$ étant « c » la vitesse de la lumière => $f = c/\lambda$, selon la bande considérée nous avons :

$$f_{max} = \frac{c}{\lambda_{min}} = \frac{3 \times 10^8}{1550 \times 10^{-9}} = 193.41 \text{ THz} \quad \text{Eq 3.3}$$

$$f_{min} = \frac{c}{\lambda_{max}} = \frac{3 \times 10^8}{1557.5 \times 10^{-9}} = 192.48 \text{ THz} \quad \text{Eq 3.4}$$

Donc :

$$B = f_{max} - f_{min} = 0.93 \text{ THz} \quad \text{Eq 3.5}$$

En introduisant B, les différents paramètres de simulation sont calculés automatiquement par le logiciel, comme le montre la Figure 46.

Name	Value	Units	Mode
Simulation window	Set sample rate		Normal
Reference bit rate	<input checked="" type="checkbox"/>		Normal
Bit rate	14531250000	Bits/s	Normal
Time window	1.761720430108e-008	s	Normal
Sample rate	930000000000	Hz	Normal
Sequence length	256	Bits	Normal
Samples per bit	64		Normal
Number of samples	16384		Normal

Figure 46 Paramètres de simulation

Un démultiplexeur optique est placé après la source optique afin de diviser la bande passante en 16 longueurs d'ondes (Figure 47). Pour chaque utilisateur, un multiplexeur regroupe un ensemble de longueurs d'ondes dans le but de constituer la signature spectrale du code.

Pour notre système SAC OCDMA, chaque code contient 4 longueurs d'ondes. La signature spectrale est ensuite modulée avec la donnée binaire (Figure 48).

Label: WDM Demux Cost\$: 0.00

Main Channels Ripple Simulation Noise

Disp	Name	Value	Units	Mode
<input type="checkbox"/>	Frequency[0]	1550	nm	Normal
<input type="checkbox"/>	Frequency[1]	1550.484375	nm	Normal
<input type="checkbox"/>	Frequency[2]	1550.96875	nm	Normal
<input type="checkbox"/>	Frequency[3]	1551.453125	nm	Normal
<input type="checkbox"/>	Frequency[4]	1551.9375	nm	Normal
<input type="checkbox"/>	Frequency[5]	1552.421875	nm	Normal
<input type="checkbox"/>	Frequency[6]	1552.90625	nm	Normal
<input type="checkbox"/>	Frequency[7]	1553.390625	nm	Normal
<input type="checkbox"/>	Frequency[8]	1553.875	nm	Normal
<input type="checkbox"/>	Frequency[9]	1554.359375	nm	Normal
<input type="checkbox"/>	Frequency[10]	1554.84375	nm	Normal
<input type="checkbox"/>	Frequency[11]	1555.328125	nm	Normal
<input type="checkbox"/>	Frequency[12]	1555.8125	nm	Normal
<input type="checkbox"/>	Frequency[13]	1556.296875	nm	Normal
<input type="checkbox"/>	Frequency[14]	1556.78125	nm	Normal
<input type="checkbox"/>	Frequency[15]	1557.265625	nm	Normal

Figure 47 Les 16 longueurs d'ondes

La matrice de codage utilisée pour le système SAC OCDMA est la suivante :

$$\mathbf{MD} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{Eq 3.6}$$

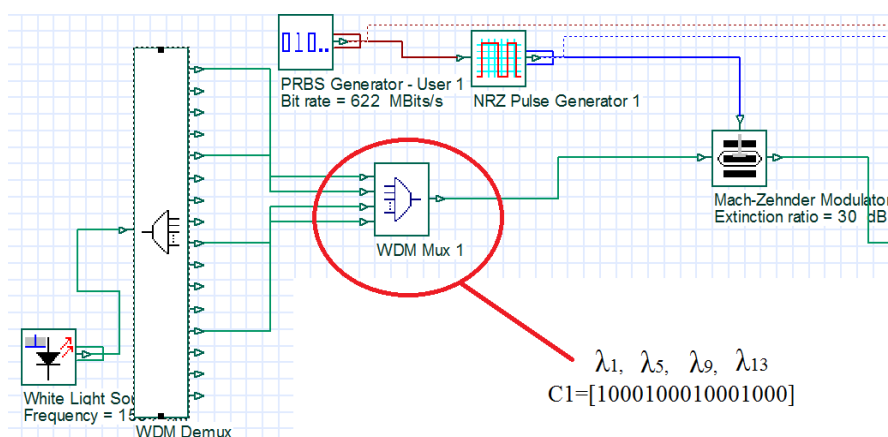


Figure 48 La technique d'encodage du premier utilisateur

Les séquences de code construit par les multiplexeurs auront, la forme illustrée dans la Figure 49:

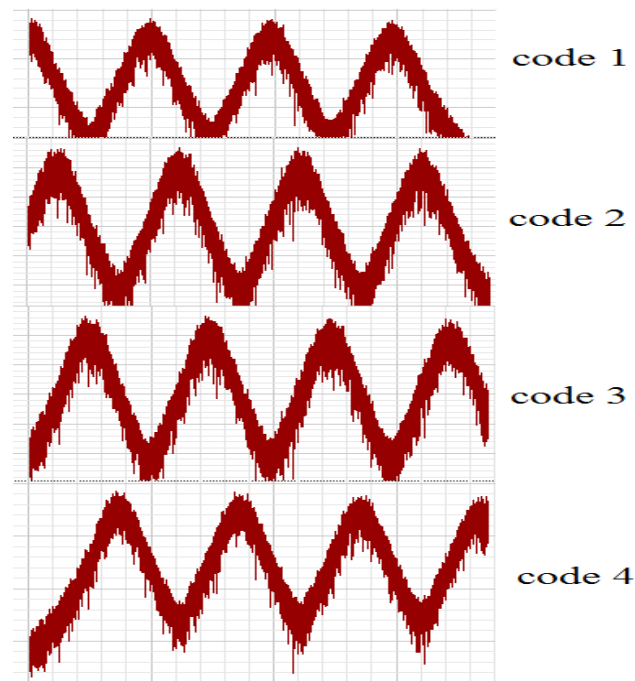


Figure 49 Le spectre optique des différents codes

3.1.2 Les composants électriques :

Nous trouvons deux blocs, le premier appelé « générateur PRBS ce qui veut dire (Pseudo Random Bit Sequence Generator) ». Le second quant à lui, est un générateur NRZ dont le nom complet est « Non Return to Zero » (Figure 50). La séquence de données délivrées est illustrée dans la Figure 51.

Les séquences de bits de débit $D_b = 622 \text{ Mbit/s}$ et le temps bit est : $T_b = \frac{1}{D_b} = 1.6 \text{ ns}$ (Figure 52), sont délivrées par le PRBS de façon aléatoire avec une équiprobabilité entre les '0' et les '1' ($P(0) = P(1) = 1/2$) voir la Figure 53.

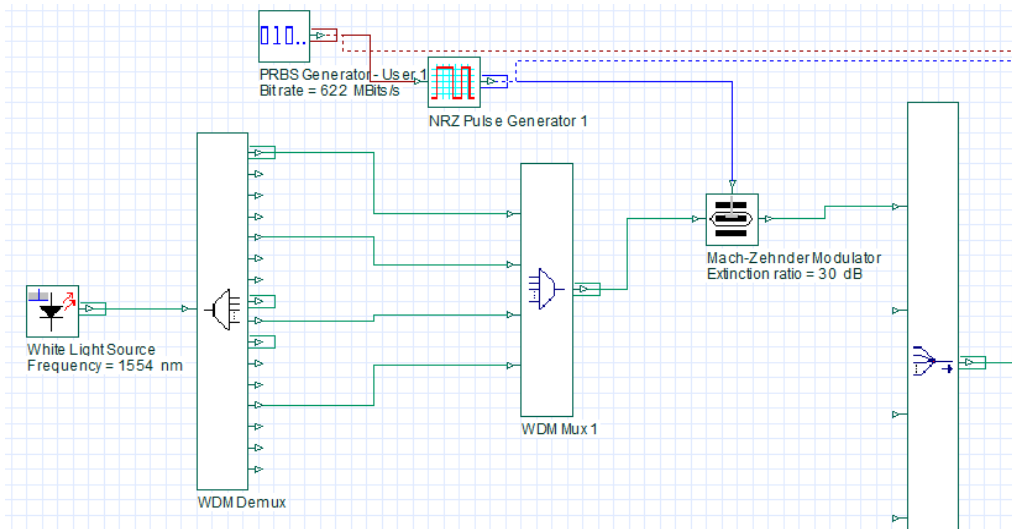


Figure 50 Schéma block côté émission pour un seul utilisateur

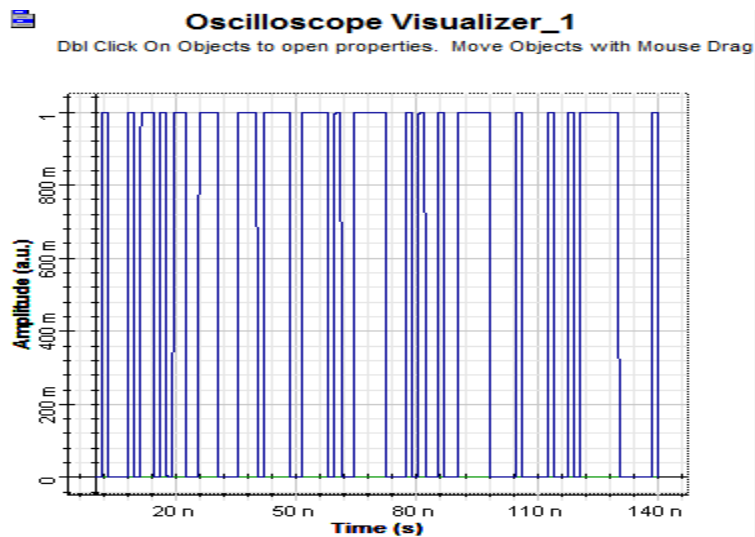


Figure 51 Séquence de données

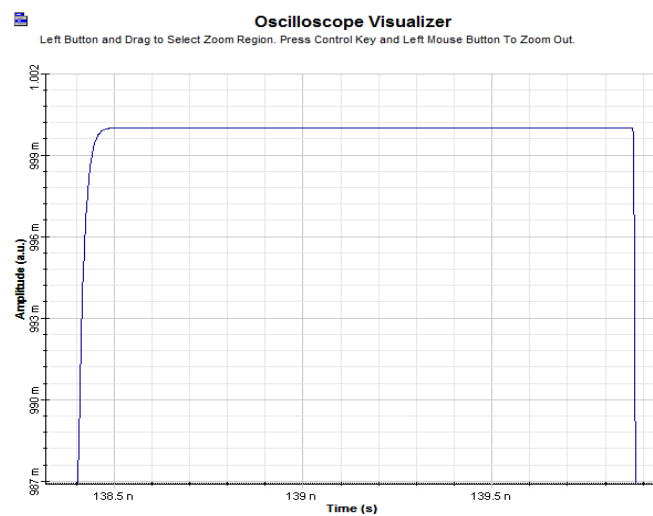


Figure 52 Durée d'un seul bit

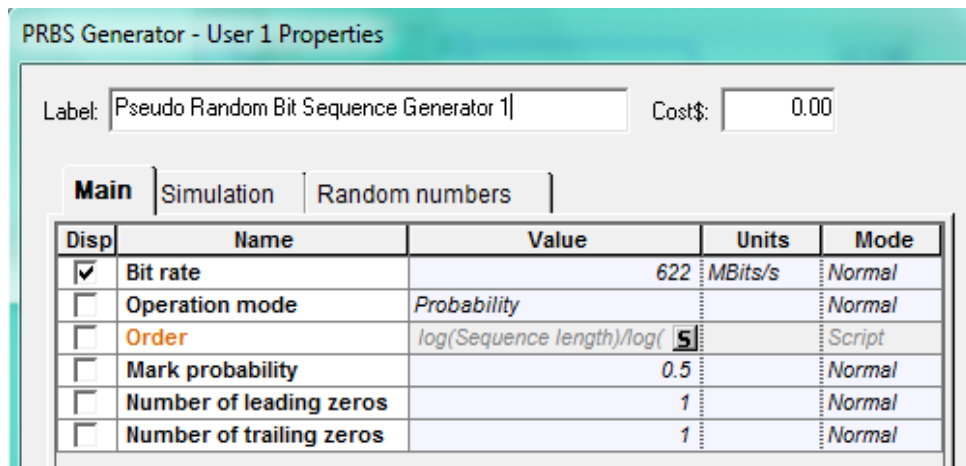


Figure 53 La configuration du générateur PRBS

Après ces configurations, on applique un modulateur externe MZ afin d'adapter les données binaires qui seront véhiculées dans la fibre optique. Les données étalées, issues de tous les utilisateurs, sont reliées par un combineur de puissance et transmises via la fibre.

3.1.3 Combineur de puissance (Power Combiner) :

A l'aide de ce bloc, on peut combiner les données étalées optiquement des quatre utilisateurs : c'est l'équivalent de la sommation en codage temporel.

3.1.4 La fibre optique

La fibre utilisée, introduit une atténuation de 0.2 dB/km, pour une longueur de 50 km, nous avons une atténuation de 10 dB ($50 \text{ km} \times 0.2 \text{ dB/km}$). Des paramètres supplémentaires sont ajoutés pour rendre la simulation proche du système réel, tel que :

- Dispersion = 16.75 PS/nm /km
- Courant d'obscurité des photodiodes = 5 nA
- La DSP du bruit thermique = 10^{-23} W/Hz .
- Fibre optique monomode en silice (ITU-G652) de longueur 100 km.

3.1.5 Diviseur de puissance (Power Splitter) :

Le diviseur de puissance est un dispositif passif, son rôle est de copier le signal d'entrée en plusieurs versions à la sortie. Les quatre versions sont identiques au signal d'entrée, chacune passe à travers le bras de chaque destinataire.

3.1.6 Fibre de Bragg :

En tant que structure résonnante, la fibre à réseau de Bragg agira comme un miroir sélectif de la longueur d'onde ; c'est un filtre à bande étroite. Dans notre système, on a choisi la détection directe où seule les longueurs d'onde $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4$ sont autorisées à passer alors que les autres spectres seront bloqués. La Figure 54 illustre les spectres filtrés des 4 longueurs d'ondes.

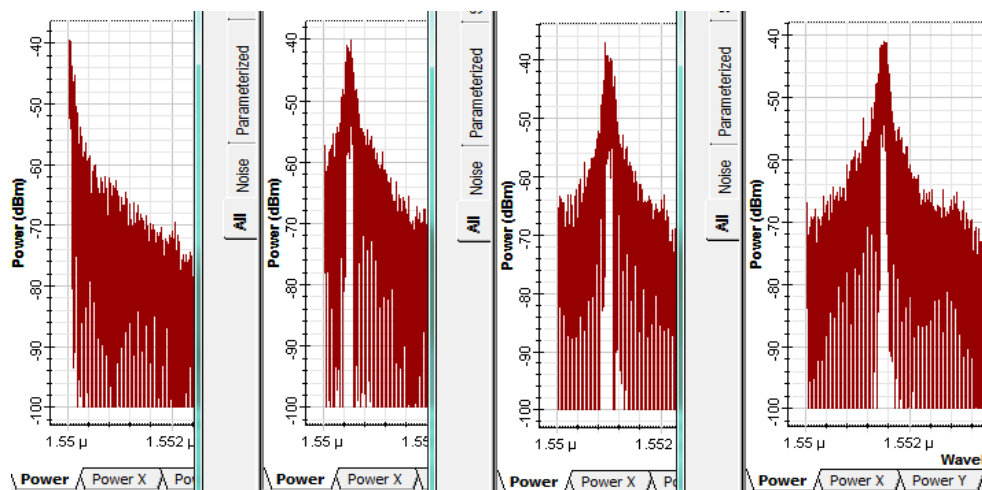


Figure 54 Le spectre des longueurs $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4$ filtré par FBG

3.1.7 Le photo-détecteur :

Après le filtrage optique on détecte directement le signal optique par une photodiode PIN, qui convertit la puissance reçue en un signal électrique comme le montre la Figure 55 où le signal désiré est en bleu et le bruit est en vert.

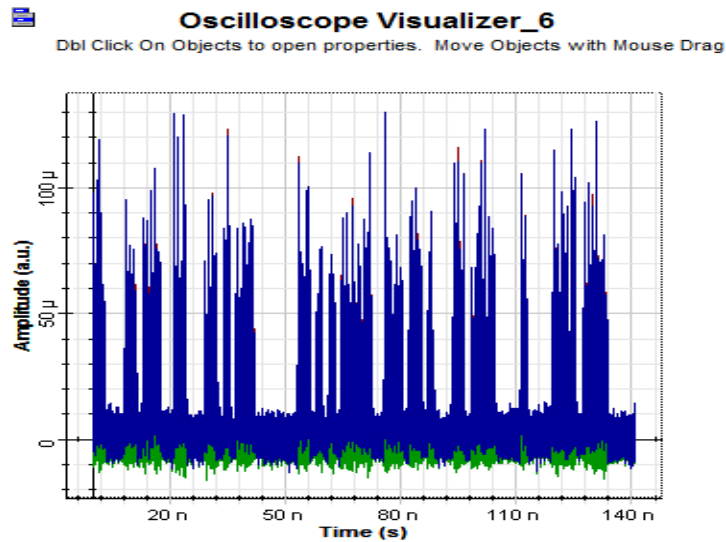


Figure 55 Le signal électrique à l'issue du PIN

3.1.8 Filtre électrique passe-bas de type Bessel

Pour faciliter l'opération de décision le signal doit subir une remise en forme (Figure 56). Ce processus est assuré par un filtre de Bessel passe bas qui doit être inséré juste après la photodiode. Sa fréquence de coupure est égale à $f_c = 0.75 \times D_b = 0.75 \times 622 \times 10^6 = 466.5 \text{ Mhz}$

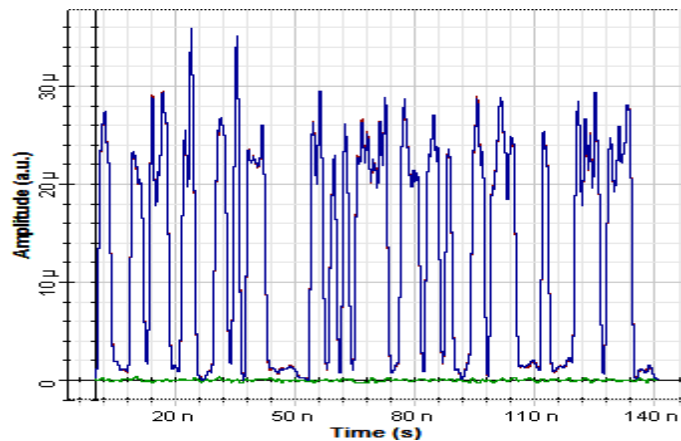


Figure 56 Le signal électrique à l'issue du Bessel

3.1.9 La décision

BER ANALYSER est un bloc qui nous permet de visualiser la forme du diagramme de l'œil, la valeur du facteur de qualité Q et le taux d'erreurs binaire BER (Figure 57), par l'intermédiaire du seuil de décision optimal [79].

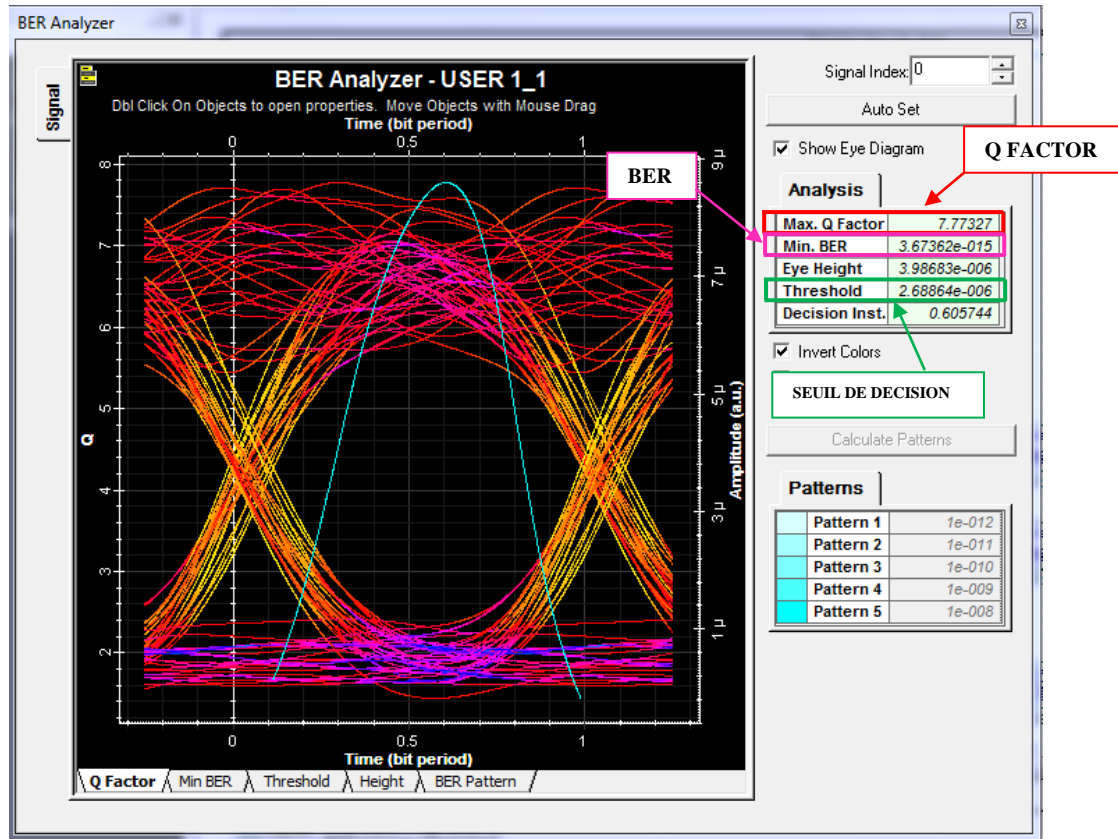


Figure 57 Diagramme de l'œil pour un système SAC-OCDMA 1D avec 4 utilisateurs, $w=4$ et $D_b=622$ Mbps

3.2 SAC-OCDMA 2D W/S utilisant le code MD

Les performances du système 2D-MD sont mathématiquement comparées à celles du système 1D-MD. Le Tableau 6 représente les paramètres types utilisés pour calculer le taux d'erreur binaire sur les bits déjà exprimés dans le chapitre 2.

La Figure 58 illustre la variation du BER en fonction du nombre actif d'utilisateurs pour le système 2D-MD et 1D-MD. La bande passante électrique du récepteur est égale à $0,75 * D_b$ et le débit binaire (D_b) est de 1 Gbps. Les courbes montrent que le code 2D-MD est plus puissant qu'un code 1D-MD.

Pour un taux d'erreur binaire de 10^{-9} , le système 2D-MD utilisant 3 coupleurs atteint 180 utilisateurs actifs, 240 utilisateurs pour 4 coupleurs et 300 utilisateurs pour 5 coupleurs, tandis que le système 1D-MD n'atteint que 60 utilisateurs, ce qui implique que le nombre d'utilisateurs atteint du système proposé, est la multiplication du nombre d'utilisateurs du système 1D et le nombre de coupleurs.

Tableau 6 les paramètres de simulation

symbole	paramètre	Valeur
η	Rendement quantique du photo-detector	0.6
P_{sr}	Puissance d'émission du signal	-10dBm
ν_c	La fréquence centrale	1550nm
B	La largeur de bande électrique	750 MHz
R_b	Débit binaire	1 Gbps
T_n	La température de bruit de récepteur	300 K
R_L	Résistance de charge	1030 Ω
e	La charge d'électron	1.6×10^{-19} C
h	Constante de Planck	$6.62607004 \times 10^{-34}$ Js
K_B	constante de Boltzmann	$1.38064852 \times 10^{-23}$ m ² kg s ⁻² k ⁻¹

La Figure 59 représente la variation du BER en fonction du nombre actif d'utilisateurs pour les systèmes 2D-MD et 1D-MD. Le système conserve les paramètres précédents, sauf que le débit binaire est de 2,5 Gbps. Pour un taux d'erreur binaire de 10^{-10} , le système 2D-MD utilisant 5 coupleurs atteint 175 utilisateurs actifs, tandis que le système 1D-MD n'atteint que 35 utilisateurs.

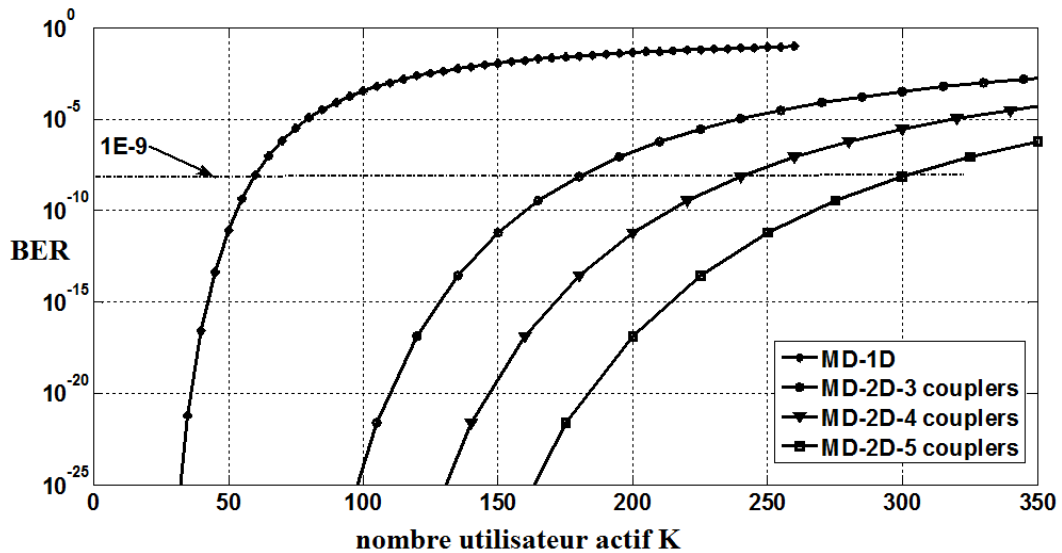


Figure 58 BER vs nombre d'utilisateurs actifs pour différentes dimensions et débit de données = 1 Gbps

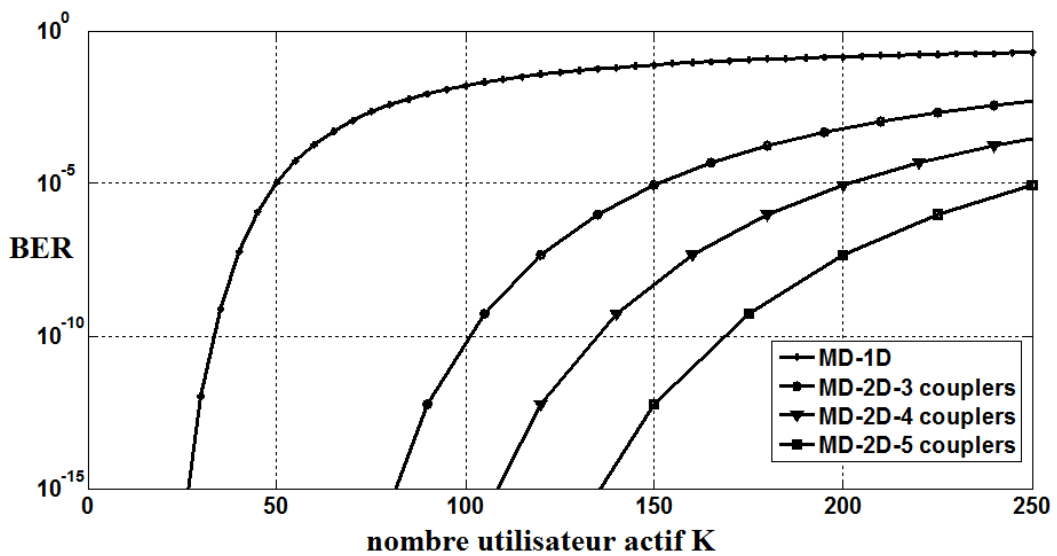


Figure 59 BER vs nombre d'utilisateurs actifs pour différentes dimensions et débit de données = 2,5 Gbps

Afin d'enrichir cette étude, un schéma de principe du système 2D-MD SAC OCDMA pour 4 utilisateurs est montré dans la Figure 60. Les résultats ont été obtenus en utilisant le logiciel OPTISYSTEM. Le code MD utilisé dans le système proposé, code les informations de données à la fois spectrales et spatiales en utilisant des coupleurs en étoile.

Dans la partie de codage, le démultiplexeur WDM divise la large bande fournie par une source lumineuse en L éléments (dans cet exemple $L = 2$ et représente la longueur du code). Le multiplexeur WDM attribue à chaque utilisateur, parmi les utilisateurs M , un code spectral unique. La séquence spectrale codée de chaque utilisateur traverse un diviseur de puissance de dimension N ($N = 2$ représente le nombre de coupleurs) afin d'envoyer chacune de ces sorties à un coupleur en fonction du code spatial utilisé.

Dans la partie réceptrice, un réseau de Bragg à fibre (FBG), utilisé comme filtre optique, décode le signal provenant du coupleur en utilisant la technique de détection directe modifiée détaillée dans la section ci-dessus. Après chaque filtre FBG, un photo-détecteur (PD) est placé, puis un filtre passe-bas (LPF) et enfin un détecteur d'erreur. Le débit de données pour chaque utilisateur est de 1 Gbps et la puissance d'émission utilisée est de -10 dBm. Le bruit aux récepteurs a été considéré comme aléatoire et totalement décorrélé, et les atténuations et les effets non linéaires ont été activés et spécifiés comme dans [21] and [22]. Le BER et le diagramme de l'œil sont utilisés comme critère de qualité pour mesurer le système de performance SAC-OCDMA.

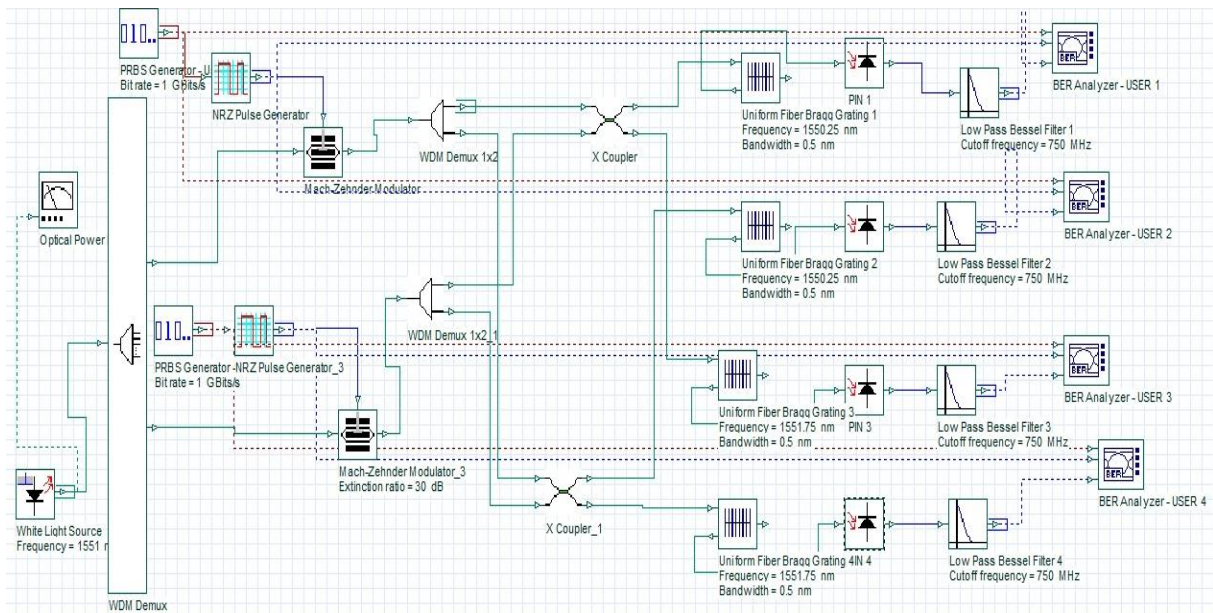
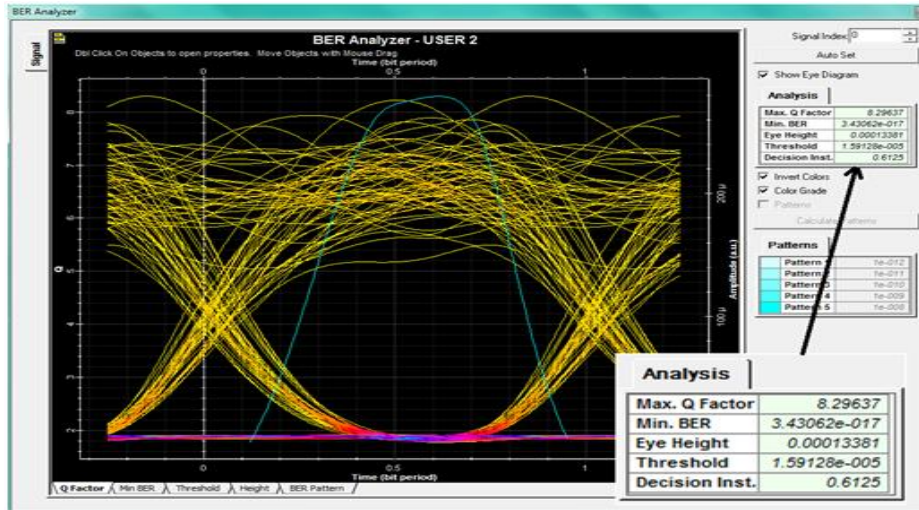


Figure 60 Le schéma fonctionnel du système SAC OCDMA proposé

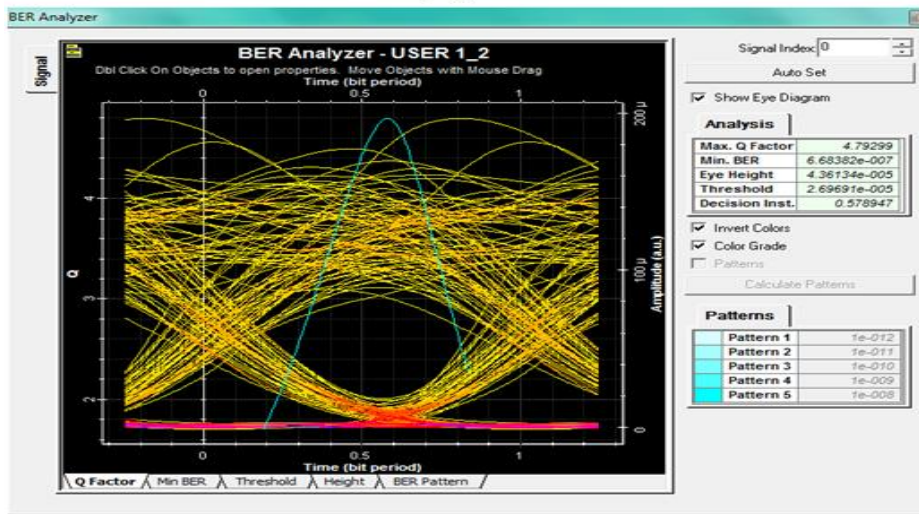
Il est clair, à partir de la Figure 61, que le système 2D-MD suggéré donne de meilleures performances et supasse celles du système 1D-MD, ayant une grande ouverture du diagramme de l'œil et a donné un BER ($3.43062e-17$) sans utiliser d'amplificateur. Nous avons aussi gagné en terme de bande passante c'est-à-dire qu'au lieu de diviser la bande passante en 4 longueurs d'ondes il suffit de la découper en deux longueurs d'ondes et utiliser une autre dimension.

Comme prévu, nos simulations ont prouvé que les performances du système sont améliorées et nous remarquons un léger mieux du BER justifié par le fait que nos tests sur le système n'utilisent que quatre utilisateurs. Les tests ont été effectués à un débit de données égal à 1 Gbps, 1,5 Gbps, 2 Gbps et 2,5 Gbps comme le montre la Figure 62.

Le principal avantage de cette structure est l'augmentation de la cardinalité du système, l'élimination du combineur de puissances au niveau du récepteur ainsi que le nombre de réseaux de Bragg qui est significativement réduit. En réalité les avantages offerts, ci-dessus, par l'architecture proposée sont pour un système SAC-OCDMA non codé. Dans le cas d'un système codé OCDMA 1D ou 2D le problème de la superposition des « 1s », due aux propriétés du code ou bien l'architecture du système, impose l'utilisation d'un limiteur optique dur pour chaque utilisateur afin de pouvoir introduire un code correcteur d'erreur [80], ce qui n'est pas le cas pour notre système, et c'est encore un autre avantage offert par le système proposé.



(a)



(b)

Figure 61 SAC-OCDMA 4 utilisateurs, $w=1$ et $D_b=1\text{Gbps}$: (a) 2D-MD, (b) 1D-MD

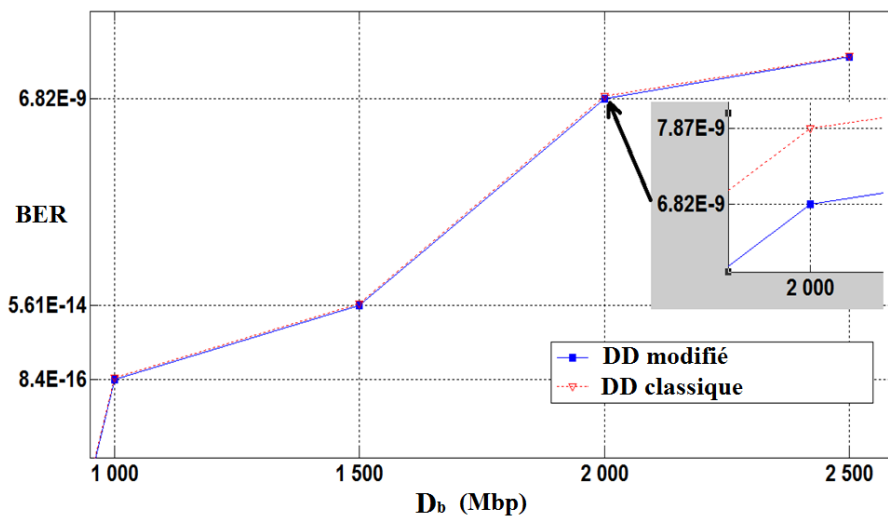


Figure 62 Comparaison entre la détection directe modifiée et conventionnelle pour différents débits binaires

3.3 Système optique codé LDPC/SAC-OCDMA :

Pour mesurer l'immunité de notre système contre les perturbations internes et externes, la structure ci-dessous montre les différents blocs utilisés dans la chaîne de transmission LDPC/SAC-OCDMA-MD :

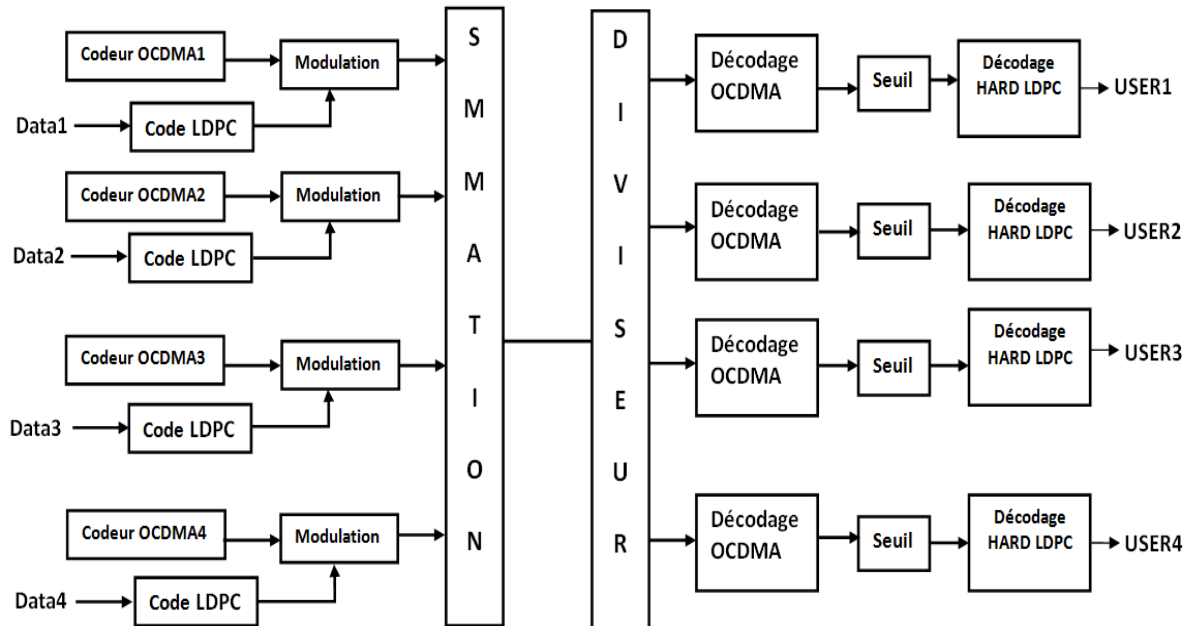


Figure 63 La chaîne de transmission SAC-OCDMA utilisant le code LDPC

La Figure 64 illustre les comportements d'un système SAC-OCDMA 1D , avec et sans l'utilisation d'un code de contrôle de parité à faible densité (LDPC(64800,32400)) de rendement $R = \frac{1}{2}$. D'après les résultats il est clair qu'un système avec codage est plus performant par rapport à un système sans codage ce qui justifie la nécessité de l'utilisation du code LDPC. Et surtout l'introduction d'un code LDPC entraîne une augmentation du nombre d'utilisateurs d'environ 20~30 utilisateurs.

La Figure 65 montre l'intérêt de l'inclusion du code correcteur d'erreurs dans un système SAC-OCDMA 2D, ce qui a permis de multiplexer plus de 60 utilisateurs par rapport un système SAC-OCDMA 2D sans codage, et, plus de 130 utilisateurs par rapport un système SAC-OCDMA 1D utilisant le code LDPC. Mais il faut toujours mentionner que le comportement du code correcteur d'erreur dépend non seulement du nombre d'utilisateurs mais aussi du nombre d'itération, les dimensions du code (le rendement) et la façon dont la matrice de contrôle est structurée.

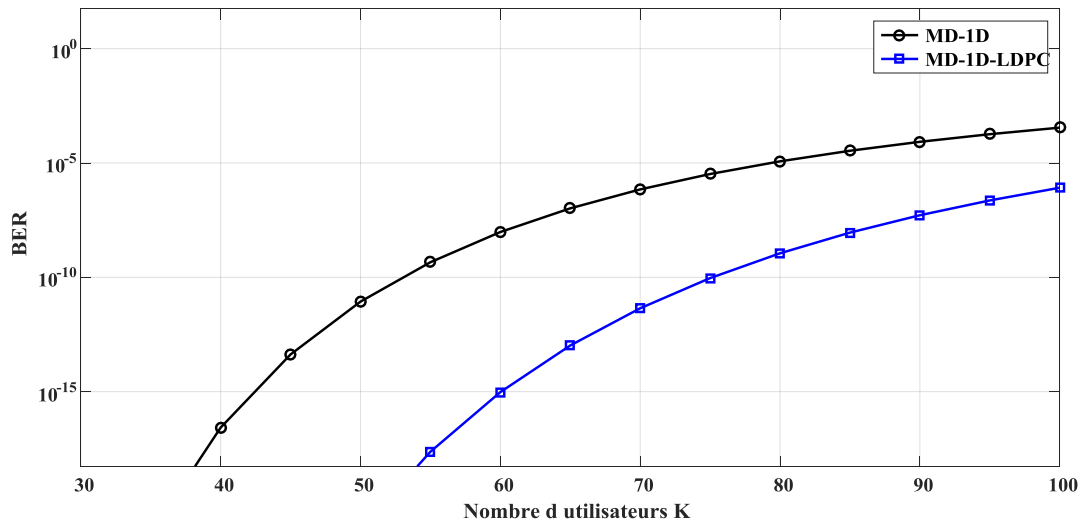


Figure 64 Comparaison entre un système OCDMA-1D avec et sans codage (Db = 1 Gbps)

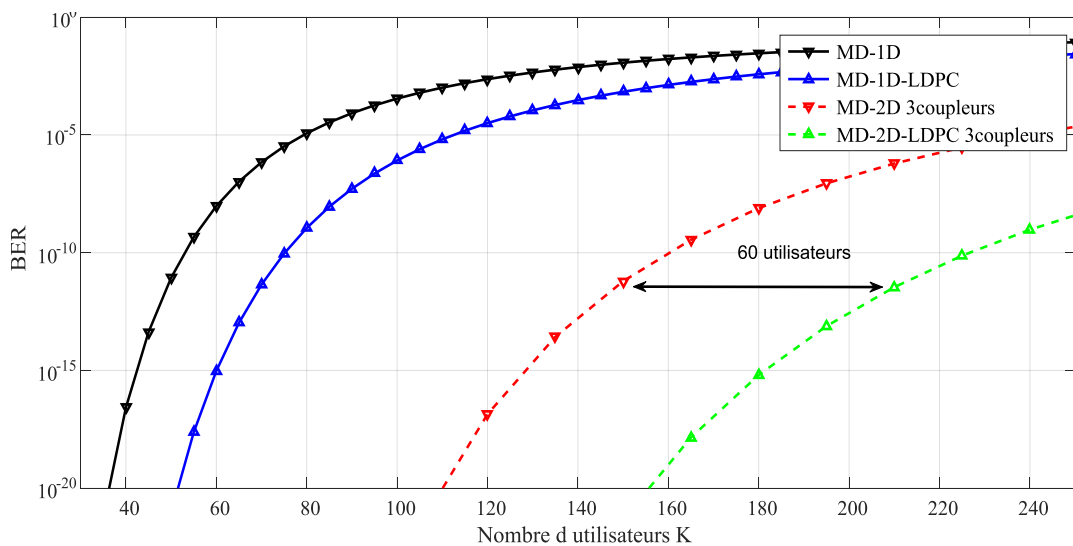


Figure 65 Comparaison entre un système OCDMA-1D et 2D avec et sans codage (Db = 1 Gbps)

Maintenant, nous présentons une simulation d'une chaîne de transmission OCDMA de 4 utilisateurs selon la Figure 63. Les données émises seront sous forme de paquets (frame), chaque paquet contient K bits (l'entrée du codeur LDPC), c'est-à-dire qu'on va émettre pour chaque SNR F (frame) x K bits. Les performances (en terme de BER) seront évaluées pour un seul utilisateur.

Le déroulement de la simulation sera exécuté de la manière suivante :

- La construction de la matrice de contrôle H selon (N, K) .
- Le choix du nombre d'itérations et le nombre de paquets.
- Pour chaque SNR faire :
 - Générer 4 sources pseudo-aléatoires et équiprobables en fonction de K et le nombre de paquets. Pour chaque source faire :
 - Coder chaque paquet par un code LDPC.
 - Etaler chaque bit du paquet par un code d'étalement MD.
 - Moduler chaque paquet par une modulation OOK.
 - Faire la sommation de ces 4 sources.
 - Introduire le bruit blanc additif gaussien.
 - Multiplier la donnée bruitée par le code d'étalement de l'utilisateur « 1 » afin de récupérer les bits désétales.
 - Faire un seuil pour rendre l'information binaire $\{0,1\}$.
 - Décoder l'information binaire à l'aide du décodeur itératif à décision hard.
 - Comparer la source générée au début de l'utilisateur « 1 » avec la suite binaire issue du décodeur hard et compter le nombre d'erreurs.
 - Le BER est égal aux nombres de bits erronés sur le nombre de bits transmis.
- Fin du SNR.
- Afficher le graphe du BER en fonction du SNR.

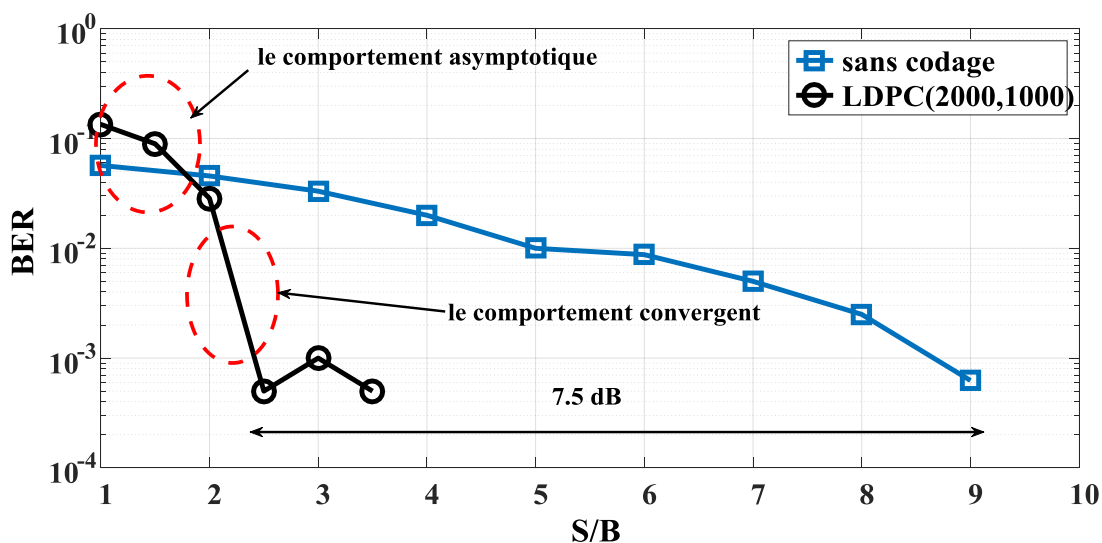


Figure 66 Comparaison entre un système OCDMA avec et sans codage

D'après la Figure 66, il est clair que les performances d'un système codé surpassent celles du système non codé. On remarque que le code LDPC montre un bon seuil de convergence (la vitesse de correction) dans les $SNR > 2$, et qu'il y a un gain de codage de 7.5 dB entre le système codé et non codé ce que justifie l'intérêt du code LDPC dans les systèmes optiques. Mais en revanche, on remarque un faible comportement asymptotique dans les $SNR < 2$ dû à la complexité de l'algorithme de décodage. Cela veut dire que le code LDPC est inutile dans cet intervalle et que les bits de redondance dégradent les performances de notre système

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons étudié théoriquement et par simulation le comportement du système SAC-OCDMA unidimensionnel utilisant le code MD avec une détection directe et un système SAC-OCDMA bidimensionnel (fréquentiel et spatial) utilisant le code à corrélation croisée nulle MD. Nous avons pris en compte les différentes limitations telles que : le bruit thermique, le bruit de grenaille, l'atténuation de la fibre.....etc.... D'après les résultats, nous avons pu rendre compte du bon comportement d'un système SAC-OCDMA 2D (W/S) par rapport à un système SAC-OCDMA 1D.

Enfin, nous avons évalué les performances d'un système OCDMA protégé par un code correcteur d'erreurs. Les résultats tirés de cette simulation démontrent l'intérêt de l'association d'un code LDPC à une transmission optique OCDMA.

4 Conclusion générale

Le sujet de thèse porte sur l'étude des performances des codes adaptés aux transmissions optiques haut débit. Ce travail constitue donc une initiative à l'optimisation des codes LDPC dans les systèmes SAC-OCDMA utilisant les codes à corrélation croisée nulle.

Dans le premier chapitre, nous avons abordé les notions sur la théorie de l'information. Nous avons également mis en évidence les différentes techniques d'accès multiples TDMA, WDMA, FDMA et la technique CDMA optique. Ensuite nous avons détaillé les techniques de modulation d'intensité NRZ et RZ ainsi que les techniques de détection (directe, cohérente) utilisées dans les systèmes OCDMA, et enfin, nous avons présenté les différents bruits que puisse subir une transmission optique tel que bruit de grenaille et bruit thermique....etc..

Dans le second chapitre, Nous nous sommes concentrés d'abord sur l'étude mathématique et architecturale des différents blocs constituant un système SAC-OCDMA 1D. En deuxième phase, nous avons proposé une architecture d'un système SAC-OCDMA bidimensionnel afin d'augmenter la cardinalité du système tout en gardant l'absence du IAM. Nous avons abordé quelques généralités sur les codes correcteurs d'erreurs en blocs, ensuite nous avons décrit le code le plus utilisé dans les transmissions optiques le code dit LDPC, la construction de sa matrice de contrôle, la représentation graphique de cette matrice ainsi que le codage et le décodage.

Le chapitre trois est considéré comme le plus important puisque il introduit l'étude des performances théoriques du système SAC-OCDMA 1D comparées aux performances du SAC-OCDMA 2D, sous MATLAB, suivi par une étude simulée par le logiciel optique. Les performances théoriques du code LDPC ont été étudiées avec un rendement 0.5 dans un système OCDMA. La chaîne de transmission optique OCDMA simulée tient compte de 4 utilisateurs, elle est protégée par un code LDPC.

La simulation a concerné aussi l'évaluation des performances des systèmes optiques, 1D et 2D, étudiés afin de voir l'impact de l'utilisation d'un code à corrélation croisée nulle dans de tels systèmes. Les bonnes performances du code LDPC et la facilité de l'implémentation de son encodage et décodage, nous ont amenés naturellement vers l'architecture du système optique 2D qui a pu nous offrir une augmentation du nombre d'utilisateurs et une adaptation aisée et simple du code LDPC. Les résultats obtenus certifient l'importance des codes LDPC dans les systèmes OCDMA optiques.

Le travail accompli dans cette thèse constitue un point de départ à toute une série de travaux possibles. Voici quelques suggestions pour les futurs travaux :

- Etude des performances des codes LDPC dans les systèmes OCDMA 2D, 3D et même hybrides.
- Etude du comportement des codes LDPC dans les systèmes OCDMA utilisant le décodage itératif pondéré.

5 Liste des Publications

- **A.Bouarfa** and M. Kandouci, "Performance of Spectral Amplitude Coding OCDMA Using Multi-identity High Power Code," Journal of Advances in Computer Networks vol. 4, no. 4, pp. 184-188, 2016.
- **Bouarfa, A.**, Kandouci, M., Garadi, A., et al. (2017). PIIN Cancellation Using a Novel Receiving Architecture for Spectral/Spatial SAC-OCDMA System. Journal of Optical Communications, from doi: 10.1515/joc-2017-0179
- **Abdelkader Bouarfa**, Malika Kandouci, and Hannane Djellab. (2017). A New MIHP Code Using Direct Detection for SAC-OCDMA System Dec2017, Vol. 9 Issue 4, p825-833. 9p. from doi: 10.15676/ijeei.2017.9.4.14
- Garadi, A., Bouazza, B., **Bouarfa, A.**, et al. (2018). Enhanced Performances of SAC-OCDMA System by Using Polarization Encoding. Journal of Optical Communications, from doi: 10.1515/joc-2017-0182
- Djellab, H., Doghmane, N., **Bouarfa, A.**, et al. (2018). Study of the Different Optical Filters in SAC-OCDMA System. Journal of Optical Communications, from doi: 10.1515/joc-2017-0223

Conférences internationales:

- **A. Bouarfa**, M. Kandouci and B. Hachemi « Étude et comparaison entre le code CRS binaire et le code CRS duo-binaires autour d'un canal AWGN » The First International Conference on Electrical Engineering and Control Applications ICEECA'12 Khenchela 20-22 November, Algeria.
- H. Belkacem, Z. Chama and **A. Bouarfa** « Étude des codes CRS m-binaire autours d'un canal gaussien et Rayleigh » The First International Conference on Electrical Engineering and Control Applications ICEECA'12 Khenchela 20-22 November, Algeria
- **A.Bouarfa**, M.Kandouci, «Design and performance analysis of MDHP code for spectral amplitude coding optical code division multiple access (OCDMA) », Communication à la conférence « Conference on Electrical Engineering and Control Applications ICEECA'2014», 18 -20 November 2014, Constantine, Algeria.

6 Références:

1. Senior, J.M. and M.Y. Jamro, *Optical fiber communications: principles and practice*2009: Pearson Education.
2. Salehi, J.A., *Code division multiple-access techniques in optical fiber networks. I. Fundamental principles*. IEEE transactions on communications, 1989. **37**(8): p. 824-833.
3. Forestieri, E., *Optical communication theory and techniques*2004: Springer Science & Business Media.
4. Saad, N.M., *Contribution à l'étude de l'application de la technique CDMA aux systèmes de transmission optique*, 2005, Limoges.
5. Ghafouri-Shiraz, H. and M.M. Karbassian, *Optical CDMA networks: principles, analysis and applications*. Vol. 38. 2012: John Wiley & Sons.
6. Lee, S.-S. and S.-W. Seo, *New construction of multiwavelength optical orthogonal codes*. IEEE transactions on communications, 2002. **50**(12): p. 2003-2008.
7. Kwong, W.C. and G.-C. Yang, *Optical coding theory with prime*2013: CRC Press.
8. Ayotte, S. and L.A. Rusch, *Increasing the capacity of SAC-OCMDA: Forward error correction or coherent sources?* IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 2007. **13**(5): p. 1422-1428.
9. ITU, T.S.S., *Forward error correction for submarine systems*. Tech. Recommendation G. **975**: p. G709.
10. Mizuochi, T., et al., *Forward error correction based on block turbo code with 3-bit soft decision for 10-Gb/s optical communication systems*. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 2004. **10**(2): p. 376-386.
11. Vasic, B., I.B. Djordjevic, and R.K. Kostuk, *Low-density parity check codes and iterative decoding for long-haul optical communication systems*. Journal of Lightwave Technology, 2003. **21**(2): p. 438.
12. Shannon, C., *Weaver W. 1949*. The mathematical theory of communication: p. 1-117.
13. Dumas, J.-G., et al., *Théorie des codes: Compression, cryptage, correction*2007: Dunod.
14. Arefin, M.T. and F.R. Reza, *AWGN & Rayleigh Fading Channel: A Throughput Analysis for Reliable Data Transmission*2011: VDM Verlag.
15. Meyr, H., M. Moeneclaey, and S. Fechtel, *Digital communication receivers: synchronization, channel estimation, and signal processing*1997: John Wiley & Sons, Inc.
16. Proakis, J.G., *Compenders*2001: Wiley Online Library.
17. Glavieux, A., *Channel coding in communication networks: from theory to turbocodes*2013: John Wiley & Sons.
18. Berrou, C., *Codes et turbocodes*2007: Springer Science & Business Media.
19. Franceschini, M., G. Ferrari, and R. Raheli, *LDPC coded modulations*2009: Springer.
20. Kaminow, I., T. Li, and A.E. Willner, *Optical fiber telecommunications VB: systems and networks*2010: Elsevier.
21. Keiser, G., *Optical fiber communications*2003: Wiley Online Library.

22. Maini, A.K. and V. Agrawal, *Multiple Access Techniques*. Satellite Technology, Second Edition, Second Edition: p. 235-270.
23. Prucnal, P.R., *Optical Code Division Multiple Access: Fundamentals and Applications*2005: CRC Press.
24. Peterson, R.L., R.E. Ziemer, and D.E. Borth, *Introduction to spread-spectrum communications*. Vol. 995. 1995: Prentice hall New Jersey.
25. Sharma, A. and V.K. Kakar. *Security performance and enhancement of physical layer in optical-CDMA with multicode keying encryption*. in *Emerging Trends in Computing and Communication Technologies (ICETCCT), International Conference on*. 2017. IEEE.
26. Lourdiane, M., *CDMA à séquence directe appliqué aux systèmes de communications optiques*2005: École nationale supérieure des télécommunications.
27. Ayotte, S., *Systèmes optiques à accès multiple par répartition des codes: études des performances et de l'impact du bruit d'intensité*, 2007, Université Laval.
28. Morelle, M., *Codage en 2 Dimensions pour les systèmes de communications Optiques CDMA (OCDMA): application aux transmissions multimédia*, 2008, Limoges.
29. Weiner, A.M., J.P. Heritage, and J.A. Salehi, *Encoding and decoding of femtosecond pulses*. Optics Letters, 1988. **13**(4): p. 300-302.
30. Zaccarin, D. and M. Kavehrad, *An optical CDMA system based on spectral encoding of LED*. IEEE photonics technology letters, 1993. **5**(4): p. 479-482.
31. *Réduction du bruit d'intensité dans les systèmes SAC-OCDMA incohérents utilisant des réseaux de Bragg*2009: Université Laval.
32. Chung, F.R., J.A. Salehi, and V.K. Wei, *Optical orthogonal codes: design, analysis and applications*. IEEE Transactions on Information theory, 1989. **35**(3): p. 595-604.
33. Yang, C.-C., J.-F. Huang, and I.-M. Chiu, *Performance analyses on hybrid MQC/M-sequence coding over frequency/spatial optical CDMA system*. IEEE transactions on communications, 2007. **55**(1): p. 40-43.
34. Eramo, V., *Impact of the MAI and beat noise on the performance of OCDM/WDM Optical Packet Switches using Gold codes*. Optics express, 2010. **18**(17): p. 17897-17912.
35. Huang, J.-F., C.-C. Yang, and S.-P. Tseng, *Complementary Walsh–Hadamard coded optical CDMA coder/decoders structured over arrayed-waveguide grating routers*. Optics communications, 2004. **229**(1-6): p. 241-248.
36. Zaccarin, D. and M. Kavehrad, *New architecture for incoherent optical CDMA to achieve bipolar capacity*. Electronics letters, 1994. **30**(3): p. 258-259.
37. Le Bas, C.m., *Système de télésurveillance médicale utilisant la technologie de transmission optique sans fil*, 2017, Université de Limoges.
38. Fsaifes, I., *Encodage et décodage temporels" tout-optique" à réseaux de Bragg pour l'accès multiple*, 2007, Télécom ParisTech.
39. Aljunid, S., et al., *A new family of optical code sequences for spectral-amplitude-coding optical CDMA systems*. IEEE photonics technology letters, 2004. **16**(10): p. 2383-2385.
40. Anuar, M.S., et al., *New design of spectral amplitude coding in OCDMA with zero cross-correlation*. Optics communications, 2009. **282**(14): p. 2659-2664.

41. Babekir, E., et al., *Study of optical spectral CDMA zero cross-correlation code*. Int. J. Comput. Sci. Network Security, 2007. **7**: p. 315-320.
42. Kwong, W.C. and G.-C. Yang, *Double-weight signature pattern codes for multicore-fiber code-division multiple-access networks*. IEEE communications letters, 2001. **5**(5): p. 203-205.
43. Hmud, I.S., F.N. Hasoon, and S. Shaari, *Optical CDMA system parameters limitations for AND subtraction detection scheme under enhanced double weight (EDW) code based on simulation experiment*. Optica Applicata, 2010. **40**(3): p. 669-676.
44. Binh, L.N., *Optical Modulation: Advanced Techniques and Applications in Transmission Systems and Networks* 2017: CRC Press.
45. Winzer, P.J., *Optical transmitters, receivers, and noise*. Encyclopedia of Telecommunications, 2003.
46. Ali, M.A.A., *Comparison of NRZ, RZ-OOK Modulation Formats for FSO Communications under Fog Weather Condition*. International Journal of Computer Applications, 2014. **108**(2).
47. Malhotra, R., et al., *Analysis of Intensity Modulation and Switched Fault Techniques for Different Optical Fiber Cables*. Computer and Information Science, 2011. **4**(5): p. 36.
48. Osche, G.R., *Optical detection theory for laser applications*. Optical Detection Theory for Laser Applications, by Gregory R. Osche, pp. 424. ISBN 0-471-22411-1. Wiley-VCH, July 2002., 2002: p. 424.
49. Gafur, A., *Dispersion Effects on OCDMA system performance*, 2009.
50. Hasoon, F.N., M.H. Al-Mansoori, and S. Shaari, *Different detection schemes using enhanced double weight code for OCDMA systems*, in *IAENG Transactions on Engineering Technologies* 2013, Springer. p. 287-299.
51. Karbassian, M.M., *Design and analysis of spreading code and transceiver architectures for optical CDMA networks*, 2009, University of Birmingham.
52. BAKARMAN, H.A.A., *SECURITY PERFORMANCE AND ENHANCEMENT FOR SPECTRAL AMPLITUDE CODING OPTICAL CODE DIVISION MULTIPLE ACCESS NETWORKS*.
53. Kaur, A. and G. Singh, *Improved Performance of SAC-OCDMA system using SPD Detection Technique*. International Journal of Advanced Research in Electronics and Communication Engineering (IJARECE), 2015. **4**(11): p. 2759-2761.
54. Penon, J., *Réduction du bruit d'intensité dans les systèmes SAC-OCDMA incohérents utilisant des réseaux de Bragg*, 2009, Université Laval.
55. Rashidi, C., M.S. Anuar, and S. Aljunid. *Study of direct detection technique for zero cross correlation code in OCDMA*. in *Computer and Communication Engineering (ICCCE), 2010 International Conference on*. 2010. IEEE.
56. Norazimah, M., et al. *Analytical comparison of various SAC-OCDMA detection techniques*. in *Photonics (ICP), 2011 IEEE 2nd international conference on*. 2011. IEEE.
57. Othman, M., et al. *Comparison of detection techniques in optical CDMA access network for point to multipoint configuration*. in *Electronic Design, 2008. ICED 2008. International Conference on*. 2008. IEEE.

58. Garadi, A., & Al, *Exact analysis of signal-to-noise ratio for SAC-OCDMA system with direct detection*. Optik-International Journal for Light and Electron Optics, 2017. **145**: p. 89-94.
59. Sahbudin, R., M. Abdullah, and M. Mokhtar, *Performance improvement of hybrid subcarrier multiplexing optical spectrum code division multiplexing system using spectral direct decoding detection technique*. Optical Fiber Technology, 2009. **15**(3): p. 266-273.
60. Abd, T.H., et al., *Development of a new code family based on SAC-OCDMA system with large cardinality for OCDMA network*. Optical Fiber Technology, 2011. **17**(4): p. 273-280.
61. Abd, T.H., et al., *Design And Simulation A New Code With Zero Cross-Correlation For SAC-OCDMA Networks*. Australian Journal of Basic and Applied Sciences, 2012. **6**(3): p. 112-119.
62. Abd, T.H., et al., *Modelling and simulation of a 1.6 Tb/s optical system based on multi-diagonal code and optical code-division multiple-access*. Ukrainian journal of physical optics, 2012(13,№ 2): p. 54-66.
63. McGeehan, J.E., et al., *Experimental demonstration of OCDMA transmission using a three-dimensional (time-wavelength-polarization) codeset*. Journal of Lightwave Technology, 2005. **23**(10): p. 3282.
64. Yang, C.-C. and J.-F. Huang, *Two-dimensional M-matrices coding in spatial/frequency optical CDMA networks*. IEEE photonics technology letters, 2003. **15**(1): p. 168-170.
65. Kadhim, R.A., et al., *A new two dimensional spectral/spatial multi-diagonal code for noncoherent optical code division multiple access (OCDMA) systems*. Optics communications, 2014. **329**: p. 28-33.
66. Sahuguede, S., A. Julien-Vergonjanne, and J.-P. Cances. *Adapted LDPC Error Correction Scheme for 2D Optical CDMA Multimedia System*. in *Spread Spectrum Techniques and Applications, 2008 IEEE 10th International Symposium on*. 2008. IEEE.
67. Huang, C.-M., J.-F. Huang, and C.-C. Yang, *Performance analysis of WS-EWC coded optical CDMA networks with/without LDPC codes*. Optical Fiber Technology, 2010. **16**(5): p. 265-270.
68. Gallager, R., *Low-density parity-check codes*. IRE Transactions on information theory, 1962. **8**(1): p. 21-28.
69. MacKay, D.J. and R.M. Neal, *Near Shannon limit performance of low density parity check codes*. Electronics letters, 1996. **32**(18): p. 1645.
70. Fagervik, K. and A.S. Larssen. *Performance and complexity comparison of low density parity check codes and turbo codes*. in *Proc. Norwegian Signal Processing Symposium,(NORSIG'03)*. 2003.
71. Berrou, C., A. Glavieux, and P. Thitimajshima. *Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes. 1*. in *Communications, 1993. ICC'93 Geneva. Technical Program, Conference Record, IEEE International Conference on*. 1993. IEEE.

72. Barry, J.R., *Low-density parity-check codes*. Georgia Institute of Technology, 2001: p. 1-20.
73. Mannoni, V., *Optimisation des codes LDPC pour les communications multi-porteuses*, 2004, Reims.
74. Tanner, R., *A recursive approach to low complexity codes*. IEEE Transactions on Information theory, 1981. **27**(5): p. 533-547.
75. Castan, S., *Codage de canal pour les communications optiques*, 2009, Limoges.
76. Rao, K.D., *Channel coding techniques for wireless communications* 2016: Springer.
77. Fan, J.L., *Constrained coding and soft iterative decoding for storage* 2000: Stanford University.
78. Ong, C.J., *Optical code division multiple access*, 2011, UTAR.
79. GARADI, A. & Al., *Contribution à l'étude des codes optiques ZCC: application au système SAC-OCDMA*, 2015.
80. Liu, M.-Y., Y.-K. Hsu, and J.-A. Jiang, *Utilization of LDPC code and optical hard-limiter in OCDMA communication systems*. IEEE Photonics Journal, 2014. **6**(5): p. 1-11.

A. Bouarfa*, M. Kandouci, A. Garadi and H. Djellab

PIIN Cancellation Using a Novel Receiving Architecture for Spectral/Spatial SAC-OCDMA System

<https://doi.org/10.1515/joc-2017-0179>

Received October 16, 2017; accepted December 7, 2017

Abstract: Increasing the number of users presents a limitation in one-dimensional (1D) spectral amplitude coding (SAC) for Optical Code Division Multiple Access (OCDMA) system. In order to overcome this disadvantage, a new architecture of the two-dimensional wavelength/spatial SAC-OCDMA system using the multi-diagonal (MD) code has been proposed. The 2D-MD code possesses the same properties of 1D-MD code, which leads to total suppression of the multiple access interference. Unlike conventional receivers used in precedent studies, where the phase-induced intensity noise (PIIN) is a drawback, the suggested structure not only eliminates PIIN but reduces the system architecture. The results show that the user's number reached by the proposed system is the user number's multiplication of the 1D system and the couplers' number. Moreover, the new 2D-MD system presents good performances at the high data rate.

Keywords: multi diagonal code, optical code division multiple access, modified direct detection, phase induced intensity noise

1 Introduction

CDMA for optical communication is a technology for performing the capacity of transmission by encoding in the optical domain. This technique allows multiple simultaneous users to share the same time interval and frequency [1]. Optical CDMA is based on the same basic concepts of the CDMA radiofrequency, assigning to each user transmitting data through the transmission medium, which is

*Corresponding author: **A. Bouarfa**, Laboratoire d'électronique de photonique et d'optique (LEPO), Sidi bel abbes University, BP 892 Sidi Bel Abbès, Algeria, E-mail: abdelkader.bouarfa@univ-saida.dz
M. Kandouci, Laboratoire d'électronique de photonique et d'optique (LEPO), Sidi bel abbes University, BP 892 Sidi Bel Abbès, Algeria
A. Garadi, Laboratory Technology of Communications, University of Tahar Moulay, Saida, Algeria
H. Djellab, Laboratoire des Télécommunications, 8 mai 1945 Guelma University, Guelma, Algeria

constituted by an optical fibre, a signature or code sequence which identifies the destination receiver.

One of the most common schemes for OCDMA is spectral encoding which consists of spectral amplitude coding (SAC) and spectral phase coding (SPC) [2]. SAC-OCDMA is less expensive compared to the SPC-OCDMA due to the incoherent optical source [3]; this leads us, in this work, to be interested in SAC-OCDMA.

In the incoherent SAC-OCDMA system, the signal wavelengths from a light source are encoded by transmitting or rejected them according to a signature code. To allow a communication between a large active user's numbers, the use of the OCDMA technique based on the one-dimensional (1D) coding has disadvantages. Indeed, spreading in the spectral range requires a large number of wavelengths L , which increases the noise and makes the coding/decoding parts complex and expensive.

The 2D coding approach involves simultaneously using two coding dimensions (time, wavelength, space and polarization) rather than just one. The use of an additional degree of freedom thus makes it possible to reduce the various constraints on the code length, the number of available codes, as well as with regard to system performance bit error rate (BER) for a given number of active users [4]. Wavelength-spatial amplitude coding, which presents our centre of interest, uses 2D code words to carry data bits "1" in space and frequency simultaneously in order to reduce the limitation of a large number of spectra in 1D SAC-OCDMA system. The spatial domain is provided by multiple transmission channels, such as free space, multiple fibres or a multi-core fibre [5].

Several architectures of 2D frequency/spatial OCDMA system have been suggested in [6–8] and [9], which consolidate the fact that 2D system capacity is larger than the traditional 1D system. Kadhim et al. [10] proposed a new 2D-MD code for SAC-OCDMA system using Avalanche Photodiode (APD) photodiode. The suggested code presents a good quality with high data rate.

We propose, in this article, a novel architecture of SAC in both wavelength and space for OCDMA system using a modified version of direct detection technique.

This report is structured as follows: first, a concise overview of SAC-OCDMA system is given. The second section analyses the difference between conventional direct detection and modified direct detection, then the construction of 2D-MD code is described, and a new structure for 2D-MD SAC-OCDMA system is outlined. A theoretical analysis of the proposed system is presented in Section 4. The performance of the suggested system has been simulated and evaluated in Section 5. Our conclusions are drawn in the final section.

2 1D system design

The incoherent broadband source generates an optical spectrum which can be split into several frequencies called chips. The number of chips represents the length of the code. The encoder (ENC) composed of optical filters realizes the spectral encoding on the spectral slices and assigns a unique spectral signature to each user.

The purpose of a SAC-OCDMA decoding system for the user is dual. First, it must detect the data that are intended for it. The second goal is that the detection system should reject the signals from the interferers, which imply that an

electric signal of zero average must be produced when only the interferences are active, regardless of their number (see Figure 1).

There are three main methods used in detection: complementary detection technique, AND subtraction technique and direct detection technique.

Many researchers have proven in [11–13] and [14] that direct detection technique offers the excellent performance than AND subtraction and complementary detection technique.

2.1 Conventional direct detection for SAC-OCDMA system

Figure 2 illustrates the structure of SAC-OCDMA system encoder and decoder network with three users and four chips for each user. The matrix used for encoding is as follows:

$$Z = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & \lambda_2 & \lambda_3 & 0 & \lambda_5 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \lambda_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \lambda_6 & \lambda_7 & 0 & \lambda_9 \\ 0 & 0 & \lambda_3 & \lambda_4 & 0 & 0 & 0 & \lambda_8 & \lambda_9 \end{bmatrix}$$

At the reception, the data of all users will be gathered, so it is necessary to use the code of each user to restore the

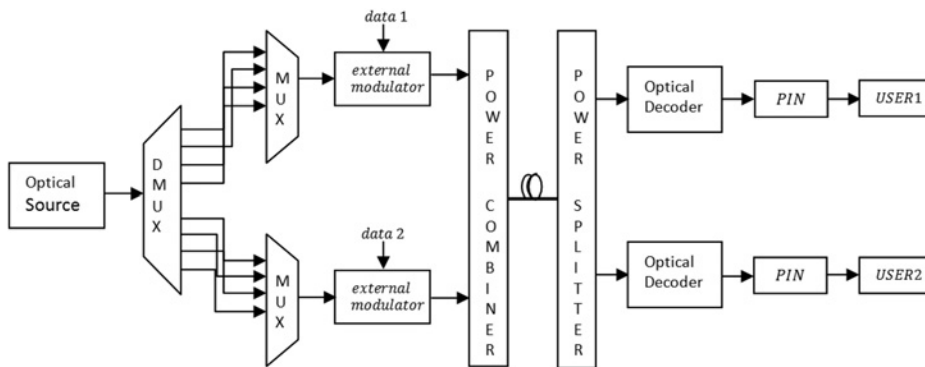


Figure 1: Architecture of SAC-OCDMA system.

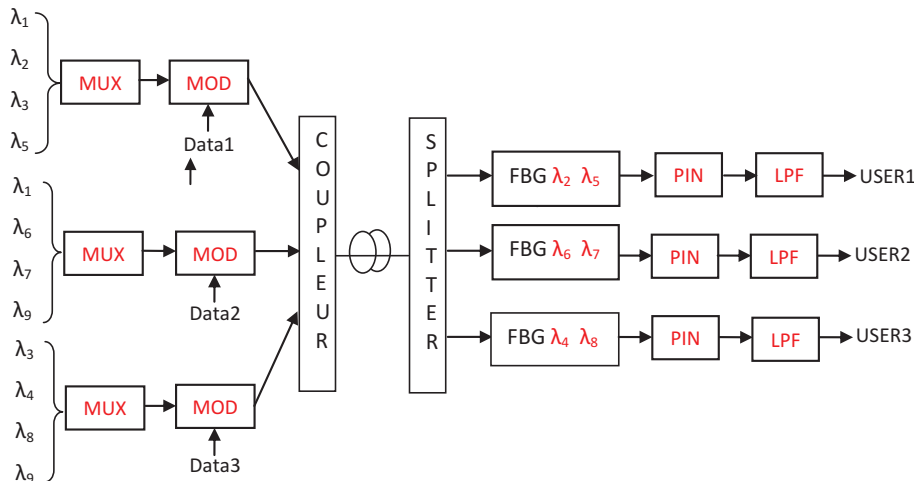


Figure 2: Architecture of SAC-OCDMA system using conventional direct detection.

desired data. Removing multiple access interference (MAI) and phase-induced intensity noise (PIIN) is reached by choosing only the non-overlapping spectrum of the desired code sequence.

In the example studied, λ_2 and λ_5 are the tow chips used for decoding the first user, because when we observe the matrix, λ_1 and λ_3 are common between the first user and the other users. In the same way, the chips are defined for the second and the third users. All the power emitted by the desired user can be detected only when zero cross-correlation (ZCC) code is used; this is due to its properties [15].

2.2 Modified direct detection for SAC-OCDMA system

Using the example above, and in order to remove PIIN and MAI, we choose a single wavelength among the different wavelengths that do not overlap between them [15].

Therefore, for this example, one can choose either λ_2 or λ_5 for the first user, and the same process will be used for other users as shown in Figure 3.

Due to the lower number of filters used in the detection process, the global cost and the complexity of the system can be reduced than a system using conventional direct detection.

3 2D SAC-OCDMA system design

3.1 2D-MD code construction

The 2D-MD code is generated from 1D-MD code. Abd et al [16] proved that the suggested MD code for SAC-OCDMA presents better performance compared to MQC and RD

code. In addition, the MD code advantages, such as the elimination of MAI, simplicity in construction and multiplexing of large users numbers, make the code a strong contender for next-generation OCDMA technology.

MD code is represented in a matrix of size $(k \times N)$, where rows represent the number of users and columns represent the code length.

Let I_k the identity matrix $(k \times k)$ as follows:

$$I_1 = [1], I_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \dots, I_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

The number of “1” in each row is equal to ‘1’ and $\lambda_c = \sum_{i=1}^N x_i y_i$ which represents the cross-correlation between any rows is equal to zero.

The MD matrix is constructed from the adjacent repetition of an identity matrix, and the number of repetition is equal to w . The code weight (w) is the number of “1” in each row [10, 16–18].

Take the example of an MD matrix with a number of users $k=4$ and $w=4$.

The MD matrix is created as follows:

$$MD = [I_{4,4}] = [I_{4,1}, I_{4,2}, I_{4,3}, I_{4,4}] \quad (2)$$

$$MD = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

The MD code length N is given by:

$$N = k \times w \quad (4)$$

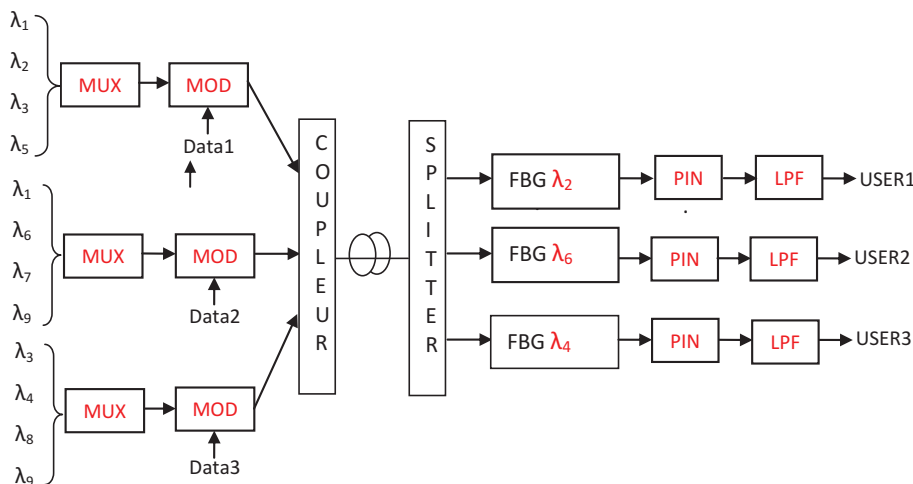


Figure 3: Architecture of SAC-OCDMA system using modified direct detection.

Note that this matrix keeps the ZCC property between users (rows). This property suppresses the PIIN in SAC-OCDMA system, which leads consequently to good performances.

To create 2D-MD code, we generate two 1D-MD matrices: MD_w to code the first dimension, which represents wavelength, and MD_s to code the spatial dimension.

To simplify the 2D code construction, we take an example where $k_1 = k_2 = 2$ and $w_1 = w_2 = 1$.

$k_1 = 2$ implies that we must construct a 2×2 matrix as follows:

$$MD_w = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 \\ 0 & \lambda_2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

In the same way, $k_2 = 2$ implies that MD_s is created as follows:

$$MD_s = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

The following table shows the concept of 2D spectral/spatial coding.

Table 1: 2D-MD matrix for SAC-OCDMA (W/S) system.

Wavelength Spatial	λ_1	0	0	λ_2	
1	λ_1	0	0	λ_2	Coupler 1
0	0	0	0	0	
0	0	0	0	0	Coupler 2
1	λ_1	0	0	λ_2	

The sequences which have no power are not connected with couplers.

Let $C_k(i)$ denote the i th element of the k th MD code sequence. According to the MD code properties in our system, using modified direct detection, autocorrelation and inter-correlation can be written as:

$$\sum_{i=1}^L C_k(i) \cdot C_l(i) = \begin{cases} 1 & \text{for } k=l \\ 0 & \text{for } k \neq l \end{cases} \quad (7)$$

3.2 The proposed architecture description

Kadim et al. [10] proposed a new receiver structure. A power combiner, which receives the signals from each coupler, is placed at the input of each detection branch. This structure causes the appearance of the PIIN.

It can be seen in Figure 4(a) that the influence of the PIIN appears only when the transmitted data is “0”; it

changes after detection to “1.” This is due to the summation of the outputs from each coupler.

In order to overcome the problem cited above, a new architecture is suggested in this study. First, the emitter encodes the optical source of each user in frequency (spectral encoding) and then transmits each output of these users through the coupler (space encoding). In the proposed receiving part illustrated in Figure 4(b), each output coupler is sent to a unique detection branch. At the branch, it is necessary to use the code of each user to restore the desired data. This structure not only eliminates PIIN but reduces the system architecture by removing the power combiner placed in front of each detection branch.

4 Analysis of 2D W/S system

In the analysis of the 2D W/S system, shot noise and thermal noise in the photo-detector (PD) is being considered. Because of ZCC condition, the PIIN is neglected and no spectrum overlaps between different users.

The variation of PD as a result of the detection is generated by spontaneous emission and given by:

$$\sigma^2 = \sigma_{sh}^2 + \sigma_{th}^2 \quad (8)$$

$$= 2eIB + \frac{4K_b T_n B}{R_L} \quad (9)$$

where e is the electronic charge, K_b is Boltzmann’s constant, T_n is the absolute temperature in degrees Kelvin; R_L is the receiver load resistance; and B is the bandwidth of the electrical receiver. A Gaussian approximation is used to facilitate the analysis of system performance. The power spectral density (PSD) of the received optical signals from the l th coupler can be expressed as:

$$r_l(v) = \left[\frac{P_{sr}}{\Delta v} \sum_{k=1}^{K_1} d_{(l-1)K_2+k} \sum_{i=1}^L C_k(i) \cdot \left[u \left[v - v_0 - \frac{\Delta v}{2L} (-L + 2i - 2) \right] - u \left[v - v_0 - \frac{\Delta v}{2L} (-L + 2i) \right] \right] \right] \quad (10)$$

where P_{sr} represents the effective power of the LED, K is the number of active users, d_k is the data bit of the k th user and $u(v)$ is the unit step function expressed as:

$$u(v) = \begin{cases} 0 & v < 0 \\ 1 & v \geq 0 \end{cases} \quad (11)$$

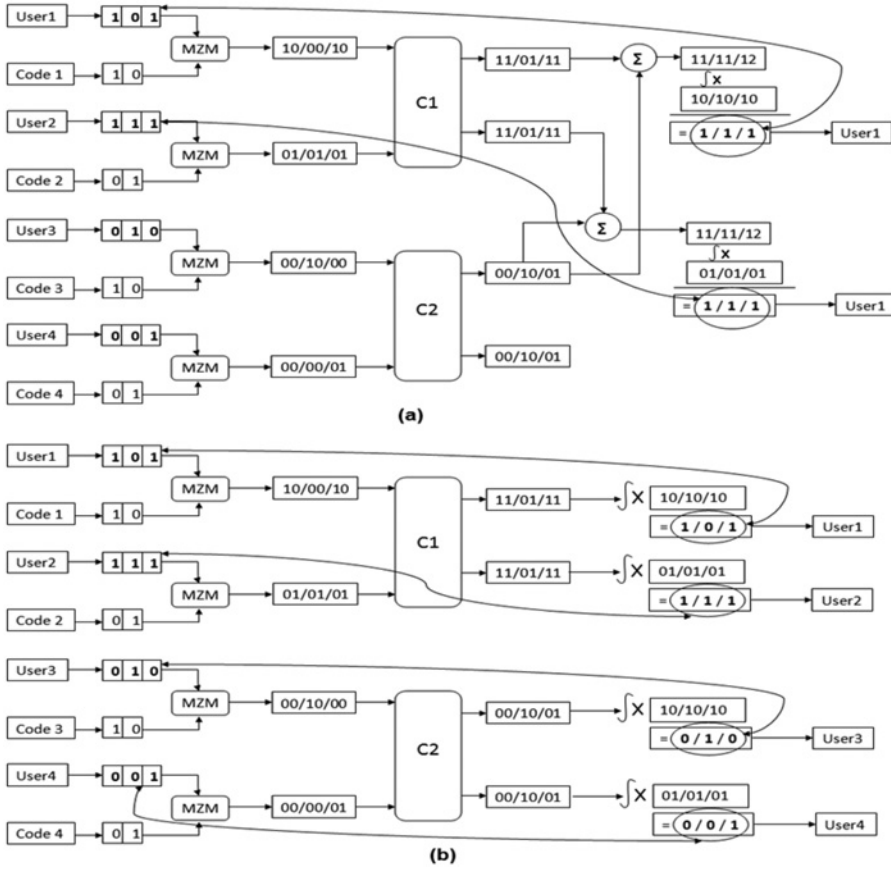


Figure 4: Architecture of SAC-OCDMA system (a) with power combiner (b) and the proposed system without power combiner.

The integration of the PSD of the l th receiver during one period can be written as:

$$\int_0^{+\infty} r_l(v) dv = \left[\frac{P_{sr}}{\Delta v} \sum_{k=1}^{K_1} d_{(l-1)K_2+k} \sum_{i=1}^L C_k(i) \cdot \int_{v-v_0-\frac{\Delta v}{2L}(-L+2i-2)}^{v-v_0-\frac{\Delta v}{2L}(-L+2i)} u \left[v-v_0-\frac{\Delta v}{2L}(-L+2i-2) \right] - u \left[v-v_0-\frac{\Delta v}{2L}(-L+2i) \right] \right] dv \quad (12)$$

Now, let

$$\begin{aligned} & \left[u \left[v-v_0-\frac{\Delta v}{2L}(-L+2i-2) \right] - u \left[v-v_0-\frac{\Delta v}{2L}(-L+2i) \right] \right] \\ &= u \left[v-v_0-\frac{\Delta v}{2L}(-L+2i-2) \right] - u \left[v-v_0-\frac{\Delta v}{2L}(-L+2i) \right] \\ &= u \left[v-v_0+\frac{\Delta v}{2}-\frac{\Delta v}{L}i+\frac{\Delta v}{L}-v+v_0-\frac{\Delta v}{2}+\frac{\Delta v}{L}i \right] \\ &= u \left[\frac{\Delta v}{L} \right] \end{aligned} \quad (13)$$

Also, let

$$\int_{v-v_0-\frac{\Delta v}{2L}(-L+2i-2)}^{v-v_0-\frac{\Delta v}{2L}(-L+2i)} u \left[\frac{\Delta v}{L} \right] dv = \frac{\Delta v}{L} \quad (14)$$

From eq. (13), eq. (12) becomes as follows:

$$\begin{aligned} \int_0^{+\infty} r_l(v) dv &= \frac{P_{sr}}{\Delta v} \left[\sum_{k=1}^{K_1} d_{(l-1)K_2+k} \sum_{i=1}^L C_k(i) \cdot \frac{\Delta v}{L} \right] \\ \int_0^{+\infty} r_l(v) dv &= \frac{P_{sr}}{L} \left[\sum_{k=1}^{K_1} d_{(l-1)K_2+k} \sum_{i=1}^L C_k(i) \right] \end{aligned} \quad (15)$$

To clarify the calculation of $r_l(v)$ in eq. (15), as shown in Figure 5, we set in the example below the following parameters:

$$l=3, k_1=4, k_2=3:$$

For $l=1$:

$$\begin{aligned} \int_0^{+\infty} r_1(v) dv &= \frac{P_{sr}}{L} \left[\sum_{k=1}^4 d_{(1-1)4+k} \sum_{i=1}^L C_k(i) \right] \\ \int_0^{+\infty} r_1(v) dv &= \frac{P_{sr}}{L} \left[d_1 \sum_{i=1}^L C_k(i) + d_2 \sum_{i=1}^L C_k(i) \right. \\ & \quad \left. + d_3 \sum_{i=1}^L C_k(i) + d_4 \sum_{i=1}^L C_k(i) \right] \end{aligned} \quad (16)$$

For $l=2$:

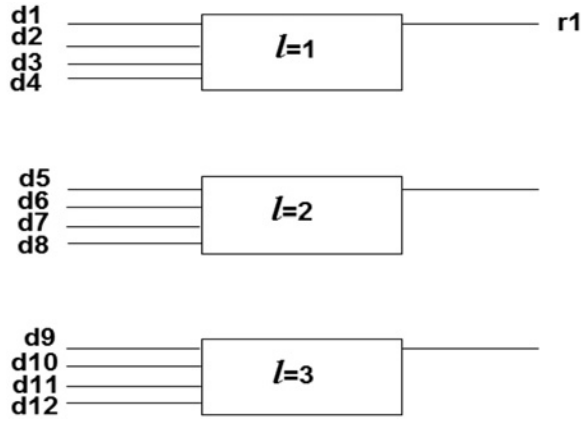


Figure 5: Couplers with four inputs and one output.

$$\int_0^{+\infty} r_2(v) dv = \frac{P_{sr}}{L} \left[\sum_{k=1}^4 d_{(2-1)4+k} \sum_{i=1}^L C_k(i) \right]$$

$$\int_0^{+\infty} r_2(v) dv = \frac{P_{sr}}{L} \left[d_5 \sum_{i=1}^L C_k(i) + d_6 \sum_{i=1}^L C_k(i) + d_7 \sum_{i=1}^L C_k(i) \right. \\ \left. + d_8 \sum_{i=1}^L C_k(i) \right]$$

For $l=3$:

$$\int_0^{+\infty} r_2(v) dv = \frac{P_{sr}}{L} \left[\sum_{k=1}^4 d_{(3-1)4+k} \sum_{i=1}^L C_k(i) \right]$$

$$\int_0^{+\infty} r_2(v) dv = \frac{P_{sr}}{L} \left[d_9 \sum_{i=1}^L C_k(i) + d_{10} \sum_{i=1}^L C_k(i) + d_{11} \sum_{i=1}^L C_k(i) \right. \\ \left. + d_{12} \sum_{i=1}^L C_k(i) \right]$$

The PSD at the input of PD of the l th receiver over one data bit period can be expressed as:

$$\int_0^{+\infty} G_l(v) dv = \int_0^{+\infty} r_l(v) \cdot \sum_{i=1}^L C_l(i) \cdot dv$$

$$\int_0^{+\infty} G_l(v) dv = \left[\frac{P_{sr}}{L} \cdot \sum_{k=1}^K d_{(l-1)K_2+k} \sum_{i=1}^L C_k(i) C_l(i) \right]$$

When all users are transmitting bit “1”:

$$\int_0^{+\infty} G_l(v) dv = \frac{P_{sr}}{L} \cdot \left\{ \sum_{i=1}^L d_{(l-1)K_2+1} \cdot C_1(i) \cdot C_l(i) \right. \\ \left. + d_{(l-1)K_2+2} \cdot C_2(i) \cdot C_l(i) + \dots \right. \\ \left. + d_{(l-1)K_2+l} \cdot C_l(i) \cdot C_l(i) + \dots \right. \\ \left. + d_{(l-1)K_2+K_1} \cdot C_{K_1}(i) \cdot C_l(i) \right\}$$

If $C_n(i)$ denotes the i th element of the n th MD code sequence, in an optical system using conventional direct detection, the code properties can be written as:

$$\sum_{i=1}^L C_k(i) \cdot C_n(i) = \begin{cases} w & \text{for } k=n \\ 0 & \text{Else} \end{cases} \quad (21)$$

Equation (18) can be simplified as follows:

$$\int_0^{+\infty} G_l(v) dv = \frac{P_{sr}}{L} \cdot \left\{ \sum_{i=1}^L d_{(l-1)K_2+1} \cdot 0 + d_{(l-1)K_2+2} \cdot 0 + \dots \right. \\ \left. + d_{(l-1)K_2+l} \cdot w + \dots + d_{(l-1)K_2+K_1} \cdot 0 \right\}$$

$$= \frac{P_{sr}}{L} \cdot w \quad (22)$$

The photocurrent I , for a system using conventional direct detection technique, can be expressed as:

$$I_c = \Re \int_0^{+\infty} G_l(v) dv = \Re \cdot \frac{P_{sr}}{L} \cdot w \quad (23)$$

Referring to eq. (7), the photocurrent I , for a system using modified direct detection, can be expressed as:

$$I_m = \Re \int_0^{+\infty} G_l(v) dv = \Re \cdot \frac{P_{sr}}{L} \cdot 1 \quad (24)$$

where R is the responsivity of the PDs given by $R = (\eta e) / (h \nu)$ [6]. Here, η is the quantum efficiency, h is Planck's constant and ν is the central frequency of the original broadband optical pulse.

The signal to noise ratio (SNR) of an electrical signal, for conventional direct detection, is equal to I_c^2 / σ^2 [16]; from eqs. (8), (9) and (21), SNR_c can be given as:

$$\text{SNR}_c = \frac{I_c^2}{\sigma^2} = \frac{[\Re \cdot \frac{P_{sr}}{L} \cdot w]^2}{2 \cdot e \cdot \Re \cdot \frac{P_{sr}}{L} \cdot w \cdot B + \frac{4 \cdot K_b \cdot T_n \cdot B}{R_l}} \quad (25)$$

The SNR for modified direct detection is defined as I_m^2 / σ^2 . From eqs. (8), (9) and (22), SNR_m can be given as:

$$\text{SNR}_m = \frac{I_m^2}{\sigma^2} = \frac{[\Re \cdot \frac{P_{sr}}{L}]^2}{2 \cdot e \cdot \Re \cdot \frac{P_{sr}}{L} \cdot B + \frac{4 \cdot K_b \cdot T_n \cdot B}{R_l}} \quad (26)$$

For SAC-OCDMA system using a broadband light source with flat PSD, the performance is mainly dominated by PIIN, shot and thermal noise.

The BER is expressed as [10, 16, 19]:

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{\text{SNR}}{8}} \quad (27)$$

5 Analytical results

The 2D-MD system performance is mathematically compared with that of the 1D-MD system. Table 2 represents the typical parameters used to calculate the BER already expressed in eq. (27).

Table 2: Typical parameters used in the analysis.

Symbol	Parameter	Value
η	Photo-detector quantum efficiency	0.6
P_{sr}	The effective power	-10 dBm
ν_c	Operating wavelength	1550 nm
B	Electrical bandwidth	750 MHz
R_b	Data bit rate	1 Gbps
T_n	Receiver noise temperature	300 K
R_L	Receiver load resistor	1030 Ω
e	Electron charge	1.6×10^{-19} C
h	Planck's constant	$6.62607004 \times 10^{-34}$ Js
K_B	Boltzmann's constant	$1.38064852 \times 10^{-23}$ m ² kg s ⁻² K ⁻¹

Figure 6 illustrates the BER variation in accordance with the active number of users for 2D-MD and 1D-MD systems. The receiver electrical bandwidth is equal to $0.75 \times Br$ [20] and the bit rate (Br) is 1 Gbps. The curves show that the 2D-MD code is more powerful than a 1D-MD code. For a binary error rate of 10^{-9} , the 2D-MD system using three couplers reaches 180 active users, 240 users for four couplers and 300 users for five couplers, while the 1D-MD system achieves only 60 users, which implies that the

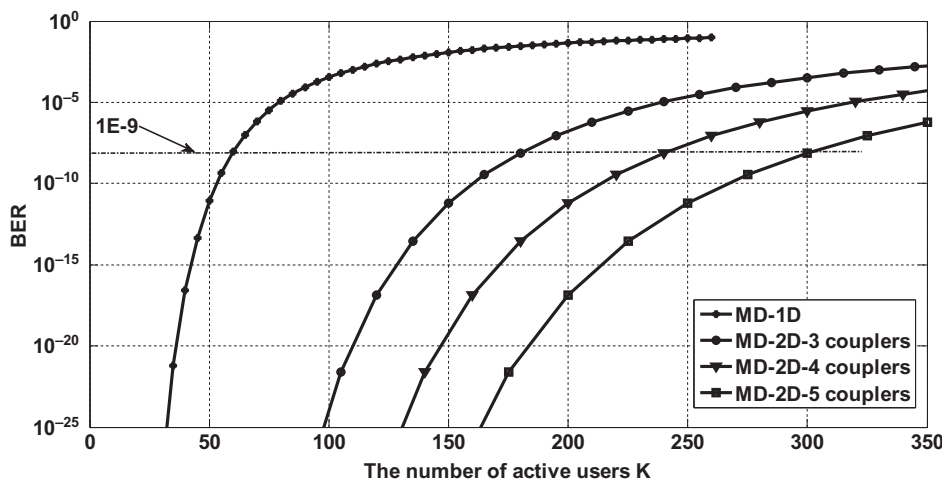


Figure 6: BER against number of active users for different dimension and data rate = 1Gbps.

user's number reached of the proposed system is the user's number's multiplication of the 1D system and the couplers' number.

Figure 7 depicts the BER variation according to the active number of users for both system 2D-MD and 1D-MD. The system maintains the previous parameters, except the bit rate is 2.5 Gbps. We notice from the curves that the greater the active user's number, the better the 2D-MD system performance. For a binary error rate of 10^{-10} , the 2D-MD system using five couplers reaches 175 active users, while the 1D-MD system achieves only 35 users.

In order to enrich this study, a block diagram of 2D-MD SAC-OCDMA system for four users is shown in Figure 8. The results were obtained using the Optisystem software. The proposed system using MD code (see Table 1) encodes the data information in both spectral and spatial using multiple optical fibres and star couplers.

In coding part, WDM demultiplexer divides the wide-band provided by a light source into L chips (in this example, $L=2$ and represents the code length). WDM multiplexer assigns for each user, among M users, a unique spectral code. The coded spectral sequence from each user passes through a power splitter of N dimension ($N=2$ represents the number of couplers) in order to send each of these outputs to a coupler in accordance with the spatial code used.

In the receiving part, a fibre Bragg grating (FBG), used as an optical filter, decodes the signal coming from coupler using modified direct detection technique detailed in the section above. The optical signal is converted to an electrical signal using a photodiode PIN. At the end of each

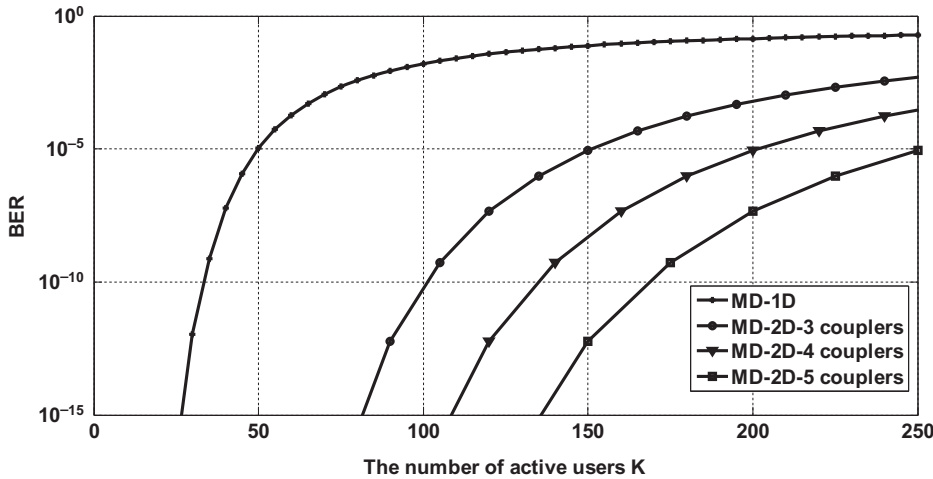


Figure 7: BER versus number of active users for different dimension and data rate = 2.5 Gbps.

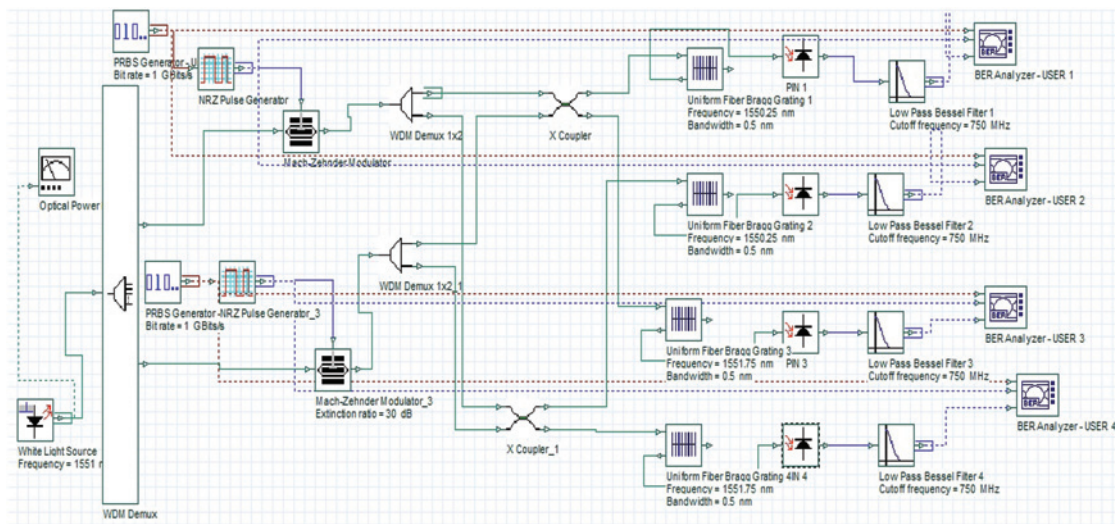


Figure 8: Block diagram of the proposed SAC-OCDMA system.

photodiode, a low pass electrical Bessel filter is applied. Finally, a bit error rate analyzer is used to evaluate the overall performances of the system. The data rate for each user is 1 Gbps and the transmit power used was -10 dBm. The noise at the receivers was considered random and totally uncorrelated, and both attenuations and nonlinear effects were activated and specified as in [21] and [22]. BER and eye diagram are used as a quality criterion for measuring the SAC-OCDMA performance system.

It is clear, from Figure 9, that the suggested 2D-MD system gives better performance, having a large

eye opening and gave a BER ($3.43062e-17$) without using any amplifier. The narrower the eye, the more difficult it is to differentiate the zeros from ones in the signal.

As expected, our experiments proved that the system performance is enhanced and we notice a slight improvement in the BER justified by the fact that our system tests use only four users. The tests were carried out at a data rate equal to 1 Gbps, 1.5 Gbps, 2 Gbps and 2.5 Gbps as shown in Figure 10. The major benefit of this structure is that no power combiners are needed at the receiver; moreover, the number of FBG is significantly reduced.

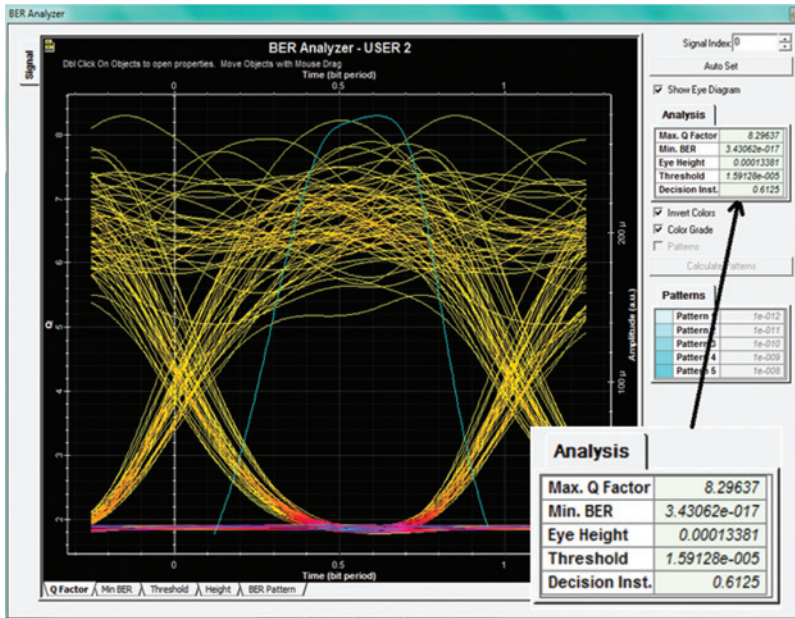


Figure 9: The eye diagram of the first user for a data rate = 1Gbps.

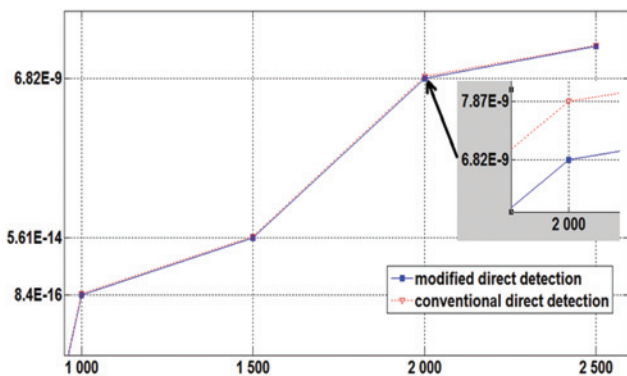


Figure 10: Comparisons between modified and conventional direct detection for different data bit rate.

6 Conclusion

This paper investigated the performance of 2D wavelength/spatial SAC-OCMA system using MD code. Our study provides an encouragement for a new way to eliminate PIIN and reduces the architecture complexity.

The theoretical results of this work indicate that the 2D-MD optical system outperforms that of the 1D-MD system in terms of BER. Furthermore, we have obtained satisfactory results demonstrating that the number of users of the 1D system is multiplied by the number of couplers in the 2D W/S system.

The structure of the proposed system showed good transmission quality compared to the conventional system for different high data rates.

Despite the fact that the suggested structure does not allow all users to be accessed in each detection branch, it can be highlighted that our technique may be exploited in the transmission networks where the degree of importance of the users varies.

References

1. Yin H, Richardson DJ. Optical code division multiple access communication networks: theory and applications. Beijing: Tsinghua University Press, 2007.
2. Ghafouri-Shiraz H, Karbassian MM. Optical CDMA networks: principles, analysis and applications. New York, NY: Wiley-IEEE Press, 2012.
3. Karbassian MM, Ghafouri-Shiraz H. Optical CDMA transceiver architecture: polarization modulation with dual-balanced detection. In: Gelman L, Ao SI, editors. Advances in electrical engineering and computational science. Springer, Netherlands, 2009:47–57. ISBN: 978-90-481-2310-0.
4. Morelle M, Goursaud C, Julien-Vergonjanne A, Aupetit-Berthelemot C, Cances JP, Dumas JM. 2-dimensionnal code design for an optical cdma system with a parallel interference cancellation receiver. Eur Trans Telecommun. 2007;18:761–8.
5. Yang GC, Kwong WC. Prime codes with applications to CDMA optical and wireless networks. Norwood, MA: Artech House, 2002.
6. Yang CC, Huang JF. Two-dimensional M-matrices coding in spatial/frequency optical CDMA networks [J]. IEEE Photon Technol Lett. 2003 Feb;15(1):168–70.

7. Tsai CM. Optical wavelength/spatial coding system based on quadratic congruence code matrices. *IEEE Photon Technol Lett.* 1843–1845;18:2006.
8. Yang CC, Huang JF, Chiu IM. Performance analyses on hybrid MQC/M-sequence coding over frequency/spatial optical CDMA system. *IEEE Trans Commun.* 2007;55:40–3.
9. Yeh BC, Lin CH, Yang CL, Wu J. Noncoherent spectral/spatial optical CDMA system using 2-D diluted perfect difference codes. *J Light Wave Technol.* 2009;27(13):2420–28.
10. Kadhim RA, Fadhil HA, Aljunid SA, Razalli MS. A new two dimensional spectral/spatial multidagonal code for noncoherent optical code division multiple access (OCDMA) systems. *Opt Commun.* 2014;329:28–33.
11. Norazimah MZ, Aljunid SA, Fadhil HA, Md Zain AS. Analytical comparison of various SAC-OCDMA detections techniques. In: *IEEE 2 International Conference on Photonics (ICP 2011)*, art. no. 6106864. 2011:167–71.
12. Sahbudin RK, Abdullah MK, Mokhtar M. Performance improvement of hybrid subcarrier multiplexing optical spectrum code division multiplexing system using spectral direct decoding detection technique. *J Opt Fiber Technol Elsevier.* 2009;15:266–73.
13. Hasoon FN, Al-Mansoori MH, Shaari S. Different detection schemes using enhanced double weight code for OCDMA systems. In: Yang GC, Ao S, Gelman L, editors. *IAENG transactions on engineering technologies. Lecture notes in electrical engineering*, vol. 229. Dordrecht: Springer, 2013.
14. Rashidi CB, Anuar MS, Aljunid SA. Study of direct detection technique for zero cross correlation code in OCDMA. In: *Proc international conference on computer and communication engineering.* 11–13 May 2010, Kuala Lumpur, Malaysia.
15. Garadi A, Djebbari A, Abdelmalik TA. Exact analysis of signal-to-noise ratio for SAC-OCDMA system with direct detection. *Optik Int J Light Opt.* 2017;145:89–94. DOI:10.1016/j.ijleo.2017.07.038
16. Abd TH, Aljunid SA, Fadhil HA, Ahmad RA, Saad NM. Development of a new code family based on SAC-OCDMA system with large cardinality for OCDMA network. *Opt Fiber Technol.* 2011 May;17:273–80.
17. Jellali N, Najjar M, Ferchichi M, Rezig H. Three-dimensional multi-diagonal codes for OCDMA system. *Optik Int J Light Opt.* 2017;145: 428–35. ISSN 0030-4026.
18. Abd TH, Aljunid SA, Fadhil HA, Junita MN, Saad NM. Modelling and simulation of a 1.6 Tb/s optical system based on multi-diagonal code and optical code-division multiple access. *Ukr J Phys Opt.* 2012;13(2):54–66.
19. Bouarfa A, Kandouci M. Performance of spectral amplitude coding OCDMA using multi-identity high power code. *J Adv Comput Networks.* 2016;4(4):184–88.
20. Fadhil HA, Aljunid SA, Ahmed RB. Effect of random diagonal code link of an OCDMA scheme for high-speed access networks. *J. Opt Fiber Technol.* 2009 June;15:237–41.
21. Rashidi CB, Anuar MS, Aljunid SA. Study of direct detection technique for zero cross correlation code in OCDMA.” In: *International Conference on Computer and Communication Engineering (ICCCCE 2010)*, 11–13 May 2010, Kuala Lumpur, Malaysia.
22. Imtiaz WA, Ahmad N. Cardinality enhancement of SAC-OCDMA systems using new diagonal double weight code. *Int J Commun Networks Inf Security (IJCNIS).* 2014;6:226.

ملخص:

في نظام بصري غير متناظر بالتقسيم عن طريق الكود متعدد التوصيل (OCDMA)، باستخدام نظام تشفير طيفي (SAC)، والذي يتجاوز 1.5 جيجابت في الثانية، يكون من الصعب أو المستحيل إجراء إرسال بمعدل خطأ ثنائي أكبر من 10^{-9} . لهذا، من الضروري ربط رمز تصحيح الخطأ (ECC) بنظام SAC-OCDMA. في هذا العمل، اقترحنا بنية لنظام SAC-OCDMA ثنائي الأبعاد (طيفي (w) ومكاني (S)) باستخدام الرمز متعدد الأقطار (MD) كرمز للتمدد ورمز التحقق من التماثل منخفض الكثافة (LDPC) كرمز تصحيح الخطأ. اعتمادًا على خصائص شفرة MD والبنية المقترحة، تم التخلص من ضوضاء شدة الطور (PIIN)، مما أدى إلى تحسين أداء النظام. تبين النتائج النظرية أن النظام LDPC/2D-SAC-OCDMA يجعل من الممكن مضاعفة عدد المستخدمين بأكثر من 40 مستخدم مقارنة بنظام 2D-SAC-OCDMA غير مشفر. سمحت لنا هذه التركيبة بزيادة عدد المستخدمين لنظام LDPC/SAC-OCDMA (W/S) دون استخدام محدد بصري صلب.

الكلمات المفتاحية: SAC; OCDMA; ECC; MD; LDPC; PIIN; W/S.

Abstract:

In an incoherent optical code division multiple access (OCDMA) system using amplitude spectral coding (SAC), which exceeds 1.5Gbps, it is difficult or impossible to make a transmission with a bit error rate better than 10^{-9} . For this, it is necessary to associate an error correction code (ECC) to the SAC-OCDMA system. In this work, we proposed an architecture of a two-dimensional SAC-OCDMA system (spectral (w) and spatial (s)) using multi-diagonal code (MD) as spreading code and low-density parity check code (LDPC) as ECC. According to the properties of the MD code and the proposed architecture, the phase induced intensity noise (PIIN) is eliminated, which has improved the performance of the system. The theoretically results shows that LDPC/2D-SAC-OCDMA allowing more than 40 users to be multiplexed compared to a non-coded 2D SAC-OCDMA system. This combination enhances the cardinality of the LDPC/SAC-OCDMA (W/S) system without using an optical hard limiter.

Keywords: SAC; OCDMA; ECC; MD; LDPC; PIIN; W/S.

Résumé:

Dans un système optique incohérent d'accès multiple par répartition en code (OCDMA) utilisant un codage spectral d'amplitude (SAC), qui dépasse 1,5 Gbps, il est difficile ou impossible d'effectuer une transmission avec un taux d'erreur binaire supérieur à 10^{-9} .

Pour cela, il est nécessaire d'associer un code de correction d'erreur (CCE) au système SAC-OCDMA. Dans ce travail, nous avons proposé une architecture d'un système bidimensionnel SAC-OCDMA (spectral (w) et spatial (s)) en utilisant le code multi-diagonal (MD) comme code d'étalement et le code de contrôle de parité de faible densité (LDPC) comme CCE. Selon les propriétés du code MD et de l'architecture proposée, le bruit d'intensité induit par la phase (PIIN) est éliminé, ce qui a amélioré les performances du système. Les résultats théoriques montrent que le LDPC/2D-SAC-OCDMA permet de multiplexer plus de 40 utilisateurs par rapport à un système 2D SAC-OCDMA non codé. Cette combinaison améliore la cardinalité du système LDPC/SAC-OCDMA (W/S) sans utiliser de limiteur optique dur.

Mots-clés: SAC; OCDMA; ECC; MD; LDPC; PIIN; W/S.