



**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

**UNIVERSITE ABDELHAID IBN BADIS DE MOSTAGANEM
FACULTE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE**

THESE DE DOCTORAT

Pour l'obtention du Diplôme de Doctorat en Sciences

Spécialité : Génie Electrique
Option : Composantes, Signaux Et Système.

Présentée par

M^r. CHERIFI ABDELHAMID

THEME

**Analyse Et Evaluation Des Performance De la Modulation Multi porteuses
Dans La Transmission d'information**

Soutenue le :06/04/2017

Devant le jury composé de :

Professeur	HADRI Baghdad	Université Mostaganem	Président
Professeur	HAMADOUCHE Ahmed	Université Mostaganem	Examineur
Professeur	SOUAR Zegai	Université Mostaganem	Examineur
Professeur	AHMED Fouatih Zoubir	USTO Oran	Examineur
Professeur	ZOUAOUI Chama	Université Sidi Bel abbes	Examineur
Professeur	YAGOUBI Benabdelah	Université Mostaganem	Rapporteur

Année 2016-2017.

Résumé

Ce travail de thèse s'inscrit dans le cadre des systèmes hybride de modulation multi porteuse orthogonales, OFDM / OCDMA- L'accès multiple par répartition de codes optique (OCDMA : Optical Code Division Multiple Access) haut débit où la bande Passante de la fibre est partagée entre plusieurs utilisateurs. Ce type de systèmes conduit à s'intéresser aux techniques d'accès multiple déjà bien connues en communication radiofréquences pour le partage des ressources. L'accès multiple par répartition de codes optique (OCDMA) est considéré aujourd'hui dans ce contexte comme une solution attractive. Cependant, dans le domaine optique, cette technique a pour inconvénients d'être limitée en termes de capacité de multiplexage et de subir des interférences dues aux utilisateurs non désirés (l'interférence d'accès multiple (MAI)), Ce dernier est dû aux produits d'inter- corrélation non nuls des codes utilisés.

Dans le but d'augmenter le nombre d'utilisateurs de ces systèmes et le débit de données, d'améliorer la capacité de multiplexage, et de réduire l'impact des interférences d'accès multiple (MAI), cette étude propose une architecture de système hybride OFDM /OCDMA basé sur un nouveau code (ZCC) zéro corrélation croisée.

Le système proposé OCDMA- nouveau ZCC-OFDM, a été comparé au système OCDMA-FCC (Cross Flexible Corrélation) -OFDM en terme de rapport signal sur bruit (SNR) et le taux d'erreur binaire (BER). Les résultats ont montré que le système proposé avec le nouveau code ZCC amélioré la performance de la capacité du système en augmentant le nombre d'utilisateurs simultanés (cardinalité) jusqu'à environ 120% par rapport au système SCM (sous-porteuse de multiplexage)- FCC- OCDMA, et jusqu'à 7% par rapport au système OCDMA-FCC - OFDM . Le système adopté a des performances supérieures en enregistrant environ -3dBm de puissance au niveau du récepteur avec un meilleur BER, En outre, la puissance abouti due à l'augmentation du nombre d'utilisateurs à l'aide de nouveau code ZCC proposé est moins par rapport au code FCC, cette amélioration est due à l'effet des bonnes propriétés d'auto / inter corrélation du nouveau code ZCC.

Abstract

This thesis is part of hybrid systems of multi carrier modulation orthogonal OFDM / OCDMA- The division multiple access optical codes (OCDMA: Optical Code Division Multiple Access) broadband where bandwidth fiber is shared between multiple users. Such systems led to focus on the multiple access techniques already well known in radio frequency communication for sharing resources. The division multiple access optical codes (OCDMA) is now considered in this context as an attractive solution. However, in the optical domain, this technique has the disadvantages of being limited in terms of multiplexing capacity and suffer interference due to unwanted users (multiple access interference (MAI)), This is due to the non zero cross-correlation products of the codes used.

In order to increase the number of users and data rate, and to reduce the impact of multi access interference (MAI), this study proposes the optical code division multiple access (OCDMA) systems with orthogonal frequency division multiplexing modulation (OFDM) based on a new zero cross correlation (ZCC) code. The OCDMA, a new ZCC-OFDM suggested system, was compared to the OCDMA-FCC (Flexible Cross Correlation)-OFDM in terms of signal to noise ratio (SNR) and bit error rate (BER). The results showed that the proposed system with the new ZCC code improves the system capacity performance by increasing the number of simultaneous users (cardinality) up to approximately 120% as compared to SCM (subcarrier multiplexing) OCDMA-FCC, and up to 7% in comparison to OCDMA-FCC (Flexible Cross Correlation)-OFDM. The adopted system has superior performance by saving around -3 dBm of power at the receiver with better bit error rate in comparison to OCDMA-FCC-OFDM system. In addition, the resulting power due to the increased number of users using our proposed new ZCC code is less in comparison to the FCC code. This improvement is due to the effect of the good auto/cross correlation properties of the new ZCC code.

ملخص

هذه الأطروحة تناقش حالة من النظم الهجينة القائمة على تشكيل تقنية التعديل المتعدد الاستعمالات OFDM و تقنية التقسيم المتعدد الرموز البصرية (OCDMA) تقسيم متعدد الشفرات البصرية) واسع النطاق حيث يتم تقاسم الطيف على مجال عرض النطاق الترددي بين عدة مستخدمين. وأدت هذه الأنظمة إلى التركيز على تقنيات الاتصال المتعددة المعروفة سلفا في الاتصالات الترددات اللاسلكية لتقاسم الموارد. ويعتبر حاليا تقنية تقسيم اتصال متعددة الرموز البصرية (OCDMA) حلا فعال في المجال البصرية (الضوئية).

هذه التقنية لها مساوئ محدودة من حيث القدرة على الإرسال المتعدد وتعاني من التداخل من المستخدمين غير المرغوب فيها (أي تشويش) وتداخل المسارات المتعددة (MAI). وهذا الأخير هو نتيجة لعدم تماثل الجيد و الارتباط الحسن للرموز المستخدمة

. من أجل زيادة عدد مستخدمي هذه الأنظمة وسرعة نقل البيانات، وتحسين قدرة الإرسال المتعدد، والحد من تأثير تداخل المسارات المتعددة (MAI)، ويقترح هذا العمل على دراسة بنية النظام الهجين OFDM / OCDMA باستعمال تقنية الرموز البصرية الجديد (new code ZCC). لقد قمنا بمقارنة النظام المقترح (OCDMA- New ZCC- OFDM) مع النظام (OFDM) - (OCDMA-FCC (Code) من حيث نسبة الإشارة على الضجيج (SNR) ومعدل الخطأ (BER). وأظهرت النتائج أن النظام المقترح مع رمز الجديد ZCC أكثر فاعلية و حسن من أداء قدرة النظام عن طريق زيادة عدد المستخدمين المتزامنين (أصل) إلى نحو 120٪ مقارنة مع نظام (SCM)- FCC- OCDMA وتصل إلى 7٪ مقارنة مع نظام OCDMA-FCC - OFDM .

النظام المعتمد لديه الأداء الفائق من خلال تسجيل تخزين قوة -3dBm تقريبا على مستوى المستقبل مع أفضل معدل الخطأ (BER)، وبالإضافة إلى ذلك، فإن القوة الناتجة بسبب العدد المتزايد للمستخدمين باستخدام الرمز المقترح ZCC أقل بالمقارنة مع الرمز FCC، هذا التحسن يرجع إلى تأثير خصائص الرمز ZCC في البيئة ذات المسارات المتعددة.

Liste des matières

Résumé	i
Dédicace.....	ii
Remerciement	iii
Liste des matières	iv
Liste des figures	vii
Liste des tableaux	ii
Liste des abréviations.....	i
Introduction générale.....	ii

CHAPITRE I Le système OFDM

I.1. INTRODUCTION :	5
I.2. Problématique	5
I.3. Effets des multitrajets.....	7
I.3.1. Effet positif des multitrajets.....	7
I.3.2. Effet négatif des multitrajets.....	8
I.3.3. Modèle simplifié	8
I.4. La sélectivité des canaux	9
I.5. INTRODUCTION A L'OFDM	10
I.6. Principe et fonctionnement de l'OFDM.....	11
I.6.1. Modulation OFDM :	12
I.6.2. Démodulation OFDM :	14
I.7.PRINCIPE DU MODULATEUR ET DU DEMODULATEUR	15
I.7.1. UTILISANT LES TRANSFORMEES DE FOURIER DISCRETES	15
I.8. PROBLEME DES INTERFERENCES ENTRE SYMBOLES :	17
1.8.1. Intervalle de garde.....	17
I.8.2. Que doit contenir l'intervalle de garde ?	18
I.8.3. Notion d'orthogonalité :	20
I.8.4. Pourquoi des porteuses orthogonales ?.....	21
I.8.4.1. orthogonalité temporelle :	21
I.8.4.2.orthogonalité fréquentielle :.....	22
I.8.5. L'interférence entre symboles (IES) (mémoire tampon)	23

I.8.6. L'interférence entre porteuses (IEP).....	24
I.8.7. L'insertion de l'intervalle de garde	24
I.9. La chaîne de transmission OFDM.....	25
I.9.1. Avantages de l'OFDM.....	27
I.10. Conclusion :	28

CHAPITRE II les Techniques d'Accès Multiples

II.1. Introduction.....	30
II.2. Accès multiple par répartition de code optique.....	30
II.3. L'étalement de spectre au CDMA	31
II.3.1. Principes d'étalement de spectre.....	32
• DSSS :.....	32
• FHSS :.....	32
II.3.2. Les Avantages de l'étalement de spectre:.....	33
II.4. Le CDMA optique	33
II.4.1. Les avantages du CDMA aux réseaux d'accès optique.....	33
II.4.2. Architecture d'OCDMA	34
II.4.4. Les différentes méthodes d'OCDMA	35
II.5. Définition du SAC-OCDMA.....	38
II.6. Encodage et décodage d'un signal SAC-OCDMA.....	39
II.7. Conclusion.....	45

CHAPITRE III L'accès multiple dans les systèmes de communication optiques

III.1. Introduction.....	47
III.2. Le multiplexage de sous-porteuses ou Sub-carrier Multiplexing (SCM).....	48
III.2.1. Les avantages de multiplexage de sous porteuses SCM	48
III.2.2. Le Système Hybride SCM/OCDMA	49
III.3. Construction de codes bipolaires.....	51
III.3.1. Séquences de Walsh –Hadamard	52
III.3.2. Construction de codes optiques unipolaires	53
III.3.2.1. Codes optiques orthogonaux OOC.....	53
III.4. Les code avec inter corrélation nulle ZCC :	62
III.4.1. Construction des codes DW	62

III.4.2. Modification des codes DW	63
III.4.3. Critère de construction des codes ZCC	64
III.5. Méthodes de constructions	65
III.6. Conclusion	69

CHAPITRE IV Simulation d'un système hybride "Tout-Optique" OFDM-OCDMA

IV.1. Introduction	73
IV.2. Calcul de la probabilité d'erreur pour un système SAC-OCDMA avec détection directe	74
IV.2.1.1 Calcul du photo-courant ik	76
IV.2.1.2 Calcul de la variance du bruit	76
IV.2.2. Expression du BER	77
IV.3. Simulation du système SAC-OCDMA	83
IV.3.1. La Source lumineuse blanche (White Light Source)	85
IV.3.2. Calcul des paramètres de simulation	86
IV.3.2.1. Le BER	89
IV.4. Conclusion	92

Table des figures :

Figure (I.1) : Influence du multi trajet sur le brouillage inter symboles.....	03
Figure (I.2) : Effet positif de la propagation en contexte multitrajets.....	04
Figure (I.3) : Effet négatif de la propagation en contexte multitrajets.....	05
Figure (I.4) : Fonction de transfert d'un canal comportant un retard τ.....	05
Figure (I.5) : Schéma de principe de la modulation OFDM.....	09
Figure (I.6) : Spectre en sortie du modulateur OFDM.....	10
Figure (I.7) : Vision spectrale de la modulation OFDM.....	11
Figure (I.8) : Schéma de principe du démodulateur OFDM.....	11
Figure (I.9) : Spectre du signal transmis $s(t)$.....	12
Figure (I.10) : Spectre du signal transmis $s(t)$ en bande de base.....	12
Figure (I.11) : Chaîne de transmission d'une modulation OFDM.....	13
Figure (I.12) : Demodulateur utilisant la FFT.....	14
Figure (I.13) : Modulateur utilisant la IFFT.....	14
Figure (I.14) : Problème des interférences entre symboles.....	14
Figure (I.15) : Insertion d'un intervalle de garde 'Δ'.....	15
Figure (I.16) : Illustration de l'insertion du préfixe cyclique.....	16
Figure (I.17) : Ajout d'un intervalle de garde.....	17
Figure (I.18) : Exemple d'une base orthogonale.....	18
Figure (I.19) : Spectres des différentes porteuses.....	19
Figure (I.20) : Spectre du signal OFDM pour 10 porteuses.....	20
Figure (I.21) : Principe d'orthogonalité des sous porteuses en OFDM.....	21
Figure (I.22) : Illustration de l'effet de l'intervalle de garde précédent chaque symbole OFDM.....	22
Figure (I.23) : Schéma synoptique des modulations OFDM.....	23
Figure (I.24) : Schéma-bloc d'un système OFDM en bande de base.....	24
Figure (II.1) : Technique d'accès multiple CDMA.....	26
Figure (II.2) : OCDMA avec émetteurs et récepteurs optiques.....	32
Figure (II.3) : Représentation schématique du DS-OCDMA.....	34
Figure (II.4) : Représentation schématique du SPE-OCDMA.....	35
Figure (II.5) : Représentation schématique du SAC-OCDMA.....	36
Figure (II.6) : Technique de codage spectrale en SAC-OCDMA.....	37
Figure (II.7) : Encodage SAC-OCDMA effectué avec un masque d'amplitude...	38

Figure (II.8) : Encodage SAC-OCDMA à base d'AWG [3].....	39
Figure (II.9) : Réseaux de Bragg utilisés en transmission pour encodage SAC-OCDMA.....	40
Figure (II.10) : Encodage SAC-OCDMA pour 2 utilisateurs à based'un démultiplexeur et de deux multiplexeurs.....	40
Figure (II.11) : Récepteur pour un signal SAC-OCDMA ayant le code i.....	40
Figure (III.1) Block Diagram of SCM/OSCDM System with Direct Decoding Technique.....	45
Figure (III.2) OFDM–OCDMA scheme [notre article hamid].....	46
Figure (III.3) : Codage d'une donnée '1' et d'une donnée '0'.....	47
Figure (III.4) : Fonction d'auto-corrélation du code OOC [1 3 5 8].....	51
Figure (III.5) Fonction d'inter-corrélation entre les codes OOC [1 3 5 8] et [1 2 4 7].....	52
Figure (III.6) : Auto-corrélation a) code C_1 b) code C_2	55
Figure (III.7) : Inter-corrélation des codes C_1 et C_2	55
Figure (III.8): Shows the Structure of OFDM SAC-OCDMA.....	62
Figure (IV.1) : Fonction échelon unité $u \left[v - \left(v_0 - \frac{\Delta v}{2} \right) \right]$	65
Figure (IV.2) : Fonction échelon unité $-u \left[v - \left(v_0 - \frac{\Delta v}{2} + \frac{\Delta v}{L} \right) \right]$	65
Figure (IV.3) : Fonction porte représentant le chip de la position $i=1$	66
Figure (IV.4): BER against number of users for OCDMA-OFDM systems using two codes (New ZCC) code and (FCC) code With ($W= 4$).....	70
Figure (IV.6) : BER against number of users for ODCMA-OFDM systems using new ZCC code ($w=4$).....	71
Figure (IV.7) : BER against number of users for ODCMA-OFDM systems using three codes (New ZCC) code,(SCM-FCC) code and (FCC) code With ($W= 4$).....	72
Figure (IV.8) :ConfigurationOFDM-OCDMA sous Optisystem9.0.....	73
Figure (IV.9) : Configuration du générateur PRBS.....	74
Figure (IV.11) : Paramètresdesimulation.....	75
Figure (IV.13) : Le signal électrique à la sortie du photodétecteur.....	77
Figure (IV.14) : Le seuil de décision.....	77
Figure (IV.15) : Le signal électrique après fitrage de mis en forme.....	78
Figure (IV.16) : Evolution du BER durant le temps bit.....	78

Figure (IV.17) : Evolution de facteur Q durant le temps bit.....	79
Figure (IV.18) : Evolution du BER du premier utilisateur durant le temps bit...	79

Listes des Abréviations

ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Lines
AWGN	Additif white Gaussian Noise
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CP	Cyclic Prefix
DFT	Discret Fourier Transform
DVB	Digital Video Broadcasting
DVB-T	Digital Video Broadcasting terrestrial
FFT	Fast Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	Intersymbols Interference
MMSE	Minimum Mean Square Error
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PDP	Power Delay Profile
PSAM	Pilot Symbol Assisted Modulation
QAM	Modulation d'Amplitude en quadratique
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying
RMS	Root Mean Square
TEB	Taux d'Erreur Binaire
TSF	Transmission Sans Fil
SC	Selection Combining
UMTS	Universal Mobile Telecommunication Systems
ZF	Zero-Forcing
AWG	Arrayed Waveguide Grating.
BER	Bit Error Rate (taux d'erreurs binaires).
BIBD	Balanced Incomplete Block Design.
CDMA	Code Division Multiple Access.
DEC	DECodeur.
DS	Direct Sequence.
ENC	ENCodeur.
GSM	Global System for Mobile Communications.
LED	Light Emitting Diode.
MAI	Multiple Access Interference.
MZ	Mach-Zehnder.
NRZ	Non Return to Zero.
OCDMA	Optical Code Division Multiple Access.
OFDMA	Optical Frequency Division Multiple Access.
OOC	Optical Orthogonal Codes.

OTDMA	Optical Time Division Multiple Access.
PIIN	Phase Induced Intensity Noise.
PN	Pseudo Noise.
PON	Passive Optical Network.
SAC	Spectral Amplitude Coding.
SNR	Signal to Noise Ratio.
WDM	Wavelength Division Multiplexing. Multiplexing (multiplexage par longueur d'onde).
ZCC	Zero Cross Correlation.code
FCC	Flexible Cross Correlation code
SCM	Subcarrier multiplexing
PIIN	Phase Induced Intensity Noise.
MD	Multi Diagonal.

Introduction Générale

Depuis quelques décennies, on observe dans le domaine des télécommunications l'apparition de nouvelles technologies pour transporter de la voix, partager des données et communiquer de différentes manières. Le contenu à partager peut être très divers, i.e. de la parole, des messages texte, des photos, des vidéos, des jeux en réseaux, etc. Les premiers réseaux locaux ont permis l'échange de données numériques par le biais de câbles et de fibres optiques. Le réseau mondial internet créé en 1990 a connu un essor rapide grâce à l'équipement de paires cuivrées de nombreux foyers. Les réseaux locaux sans fil apparus à la fin des années 90 sont une alternative au câblage des bâtiments et ont des avantages comme la mobilité et la facilité de configuration.

L'émergence de nouveaux services, tels que la téléphonie sur IP, la vidéo à la demande, et les échanges de données (Peer to Peer) et autres..., entraînent des besoins en débits de plus en plus élevés.

Tous ces nouveaux services ont été rendus possible grâce aux avancées scientifiques dans de nombreux domaines tels que la micro-électronique, le traitement du signal, les communications numériques, le développement des fibres optiques et bien d'autres encore. Les opérateurs de télécommunications doivent par conséquent, développer et mettre en place l'infrastructure nécessaire pouvant permettre l'accès à ces nouvelles technologies, ceci pour un nombre d'utilisateurs de plus en plus élevé, tout en offrant un nombre de services de plus en plus important. Ainsi, il est prévu que les différentes techniques d'accès haut débit, comme l'Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) développé sur le réseau cuivré, utilisent dans un futur proche la fibre optique comme support de transmission.

La fibre optique présente des avantages parmi lesquels nous pouvons citer : une très faible atténuation du signal transmis, une insensibilité aux interférences extérieures ainsi qu'une absence d'échauffement. De plus, le débit de transmission au sein de la fibre est très élevé.

Afin de fournir un débit suffisant aux utilisateurs pour accéder à ces services, et d'améliorer leur capacité de transmission, De nombreuses techniques, souvent déjà utilisées dans les transmissions radiofréquences, sont proposées par la littérature dans ce sens. Ce travail de thèse se focalisera sur l'adaptation de l'architecture de système hybride

OCDMA/OFDM- (OCDMA: L'accès multiple par répartition de codes optique (Optical Code Division Multiple Access)), (OFDM: Modulation multi porteuse orthogonale (orthogonal frequency division multiplexing modulation), comprenant plusieurs utilisateurs, aux fibres optiques multi modes, qui présentent certaines similarités avec un canal radio. On cherche ainsi à augmenter la capacité des fibres optiques multi modes et de réduire l'impact des interférences d'accès multiple (MAI) à l'aide d'une architecture OCDMA/OFDM.

Les technologies FTTH : Fiber To The Home (fibre jusqu'à l'abonné) est remplacé par la mise en place des réseaux passifs optiques (Passive Optical Network : PON). Ces réseaux ont recours à des techniques d'accès multiples, permettant à plusieurs utilisateurs de partager un même canal physique (fibre optique de transmission). Parmi les techniques de multiplexage existantes, l'une repose sur l'accès multiple par répartition de codes (OCDMA : Optical Code Division Multiple Access). Elle permet un accès simultané par de multiples utilisateurs au même réseau optique haut débit sans gestion de temps ni de fréquence. En contrepartie, cette technique induit une dégradation du signal des utilisateurs causée par les interférences existant entre les utilisateurs accédant simultanément au réseau. Ces interférences d'accès multiple (MAI : Multiple Access Interference) diminuent les performances du système et réduisent le nombre maximal d'utilisateurs supportable simultanément sur le réseau. Cette technique a pour inconvénients d'être limitée en termes de capacité de multiplexage et de subir des interférences dues aux utilisateurs non désirés.

Pour résoudre ce problème, on s'intéresse ici à une technique de modulation multi porteuse orthogonale, l'OFDM. Cette modulation est déjà très utilisée dans le contexte de communication radio afin d'améliorer l'efficacité spectrale des signaux transmis et réduire l'interférence d'accès multiple (MAI), grâce à l'utilisation de sous porteuse de fréquence différentes et orthogonales entre elles.

Les travaux effectués dans cette thèse consistent à étudier les systèmes hybrides OFDM-OCDMA pour obtenir la meilleure efficacité spectrale possible, augmenter le nombre d'utilisateurs simultanés et de proposer des nouveaux codes pour améliorer les performances de ce système.

Le manuscrit est structuré en quatre chapitres.

Dans le chapitre-1 on va étudier le problème des trajets multiples et la nécessité des porteuses multiples -OFDM pour résoudre ce problème. Ensuite on va aborder le principe de l'OFDM et l'application de cette technique.

Au cours du chapitre 2, nous nous intéressons aux systèmes de communication OCDMA. Après une introduction générale des différentes techniques OCDMA, nous présentons les principes de base de ces systèmes dans le cas de familles de codes à une dimension et plus particulièrement de système à encodage spectral en amplitude (SAC-OCDMA). Puis nous effectuons une étude comparative des familles de codes les plus couramment utilisées et une étude de l'impact du choix de celles-ci sur les performances des systèmes.

Dans le chapitre-3, on va présenter le mode d'accès multiple optique OFDM, qui est l'OFDM-OCDMA. Ainsi nous introduisons notre nouveau code ZCC proposé, leurs propriétés et leurs performances, Nous finissons par l'évaluation de l'impact du nouveau code utilisé.

Le quatrième chapitre analyse l'évaluation du système hybride OFDM/OCDMA, une expression théorique du taux d'erreur binaire à été donné ; ensuite les résultats de simulation à l'aide du logiciel Optisystem.7 d'un système hybride OFDM/OCDMA en utilisant le nouveau code -ZCC proposé sont effectués.

Des conclusions et perspectives seront enfin présentées a la fin de cette thèse.

CHAPITRE I Le système OFDM

I.1. INTRODUCTION :	5
I.2. Problématique	5
I.3. Effets des multitrajets	7
I.3.1. Effet positif des multitrajets	7
I.3.2. Effet négatif des multitrajets	8
I.3.3. Modèle simplifié	8
I.4. La sélectivité des canaux	9
I.5. INTRODUCTION A L'OFDM	10
I.6. Principe et fonctionnement de l'OFDM	11
I.6.1. Modulation OFDM :	12
I.6.2. Démodulation OFDM :	14
I.7.PRINCIPE DU MODULATEUR ET DU DEMODULATEUR	15
I.7.1. UTILISANT LES TRANSFORMEES DE FOURIER DISCRETES	15
I.8. PROBLEME DES INTERFERENCES ENTRE SYMBOLES :	17
I.8.1. Intervalle de garde	17
I.8.2. Que doit contenir l'intervalle de garde ?	18
I.8.3. Notion d'orthogonalité :	20
I.8.4. Pourquoi des porteuses orthogonales ?	21
I.8.4.1. orthogonalité temporelle :	21
I.8.4.2.orthogonalité fréquentielle :	22
I.8.5. L'interférence entre symboles (IES) (mémoire tampon)	23
I.8.6. L'interférence entre porteuses (IEP)	24
I.8.7. L'insertion de l'intervalle de garde	24
I.9. La chaîne de transmission OFDM	25
I.9.1. Avantages de l'OFDM	27
I.10. Conclusion :	28

I.1. INTRODUCTION :

Un des problèmes majeurs en télécommunications est d'adapter l'information à transmettre au canal de propagation. Pour des canaux sélectifs en fréquence, une technique est l'utilisation de modulations multi-porteuses dans laquelle un bloc d'information est modulé par une transformée de Fourier. Cette technique connue sous le nom d'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) a connu un vif succès ces dernières années et est en phase de normalisation dans différents standards sans fils (IEEE802.11a, WiMAX, LTE, DVB). La technique OFDM a le grand mérite de transformer un canal multi-trajet large bande en un ensemble de sous-canaux mono-trajet très simples à égaliser. De plus, l'utilisation ingénieuse de redondance cyclique à l'émission permet de réduire la complexité des terminaux grâce à l'utilisation d'algorithmes à base de FFT rapides.

Le but de ce chapitre: nous exposons les caractéristiques du canal de transmission multi trajets et nous introduisons la modulation OFDM. Les principes généraux sont décrits (chaîne de transmission...) ainsi que les avantages (simplicité de l'égalisation, utilisation d'algorithmes FFT rapides).

I.2. Problématique

Un signal radiofréquences est émis sur un canal, qui constitue son support physique. Ainsi toute transmission numérique est limitée par les contraintes physiques de son support. Un canal est dit sélectif en fréquence lorsqu'il ne se comporte pas identiquement suivant la fréquence du signal. Certaines fréquences seront transmises plus rapidement que d'autres, ou encore seront atténuées plus que d'autres. Le signal sera alors déformé lors de la transmission, les données seront dispersées dans le temps, pouvant mener à des interférences entre symboles.

Ce phénomène de sélectivité en fréquence est aggravé par la présence de trajets multiples pour un même signal transmis. Du fait des nombreuses réflexions que le signal peut subir en environnement urbain, le récepteur recevra une série d'échos d'amplitudes et de retards variables. Cette problématique du canal à trajets multiples est critique dans le cas d'un canal radio mobile, c'est-à-dire lorsque le récepteur et l'émetteur ne sont pas fixes relativement. Les différents échos et amplitudes variant dans l'espace, ils varieront dans le temps dans le cas d'un récepteur mobile.

Le canal de transmission à trajets multiples est caractérisé par [1] :

_ T_m son retard maximum (ou étalement des retards). Si la durée d'un symbole est grand devant T_m , le canal est non sélectif en fréquence (ou dit plat dans le domaine fréquentiel) mais il peut être atténué ou amplifié.

_ T_c le temps de cohérence ou B_d son pendant fréquentiel appelé spectre Doppler.

Si $B \ll B_d$ le signal ne subit pas de distorsion dans le temps.

_ La fonction de transfert, $h(t, \tau)$, $\alpha_n(t)$ et $\tau_n(t)$ représentant l'atténuation et le retard en fonction du temps du nième écho, et f_c la fréquence porteuse :

$$h(t, \tau) = \sum_n \alpha_n(t) \cdot e^{-2j\pi f_c \tau_n} \delta(t - \tau_n(t)) \tag{I.1}$$

Ces différents trajets pourront alors générer des interférences constructives ou destructives, suivant la localisation du récepteur relativement à l'émetteur et suivant les caractéristiques des obstacles rencontrés. Des interférences destructives peuvent mener à la perte totale du signal.

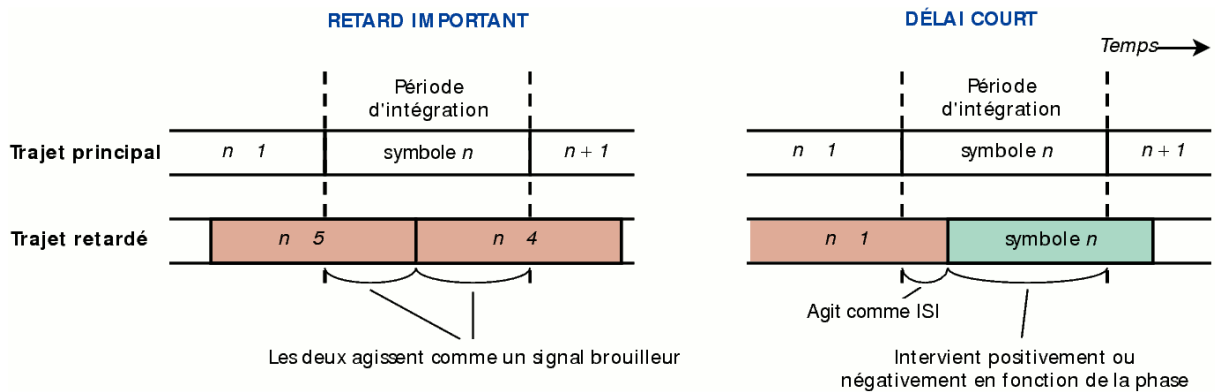


Figure (I-1) : Influence du multi trajet sur le brouillage inter symboles.

Ces problématiques sont d'autant plus d'actualité que les débits transmis augmentent exponentiellement, et donc la bande de fréquence nécessaire pour transporter ces informations à haut débit. Or l'effet de la sélectivité en fréquence des canaux sur la dégradation des performances augmente avec la largeur de bande de fréquence du signal transmis.

Les processus d'égalisation censés compenser les effets des multi trajets et de la sélectivité en fréquence des canaux sont cependant d'une grande complexité lorsque le canal varie beaucoup dans le temps ou suivant la fréquence du signal.

Ils nécessitent de plus la connaissance à tout instant de la fonction de transfert du canal de transmission.

La famille des modulations multi porteuses dont fait partie l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) permet de répondre à cet enjeu en utilisant des sous-porteuses peu sensibles aux multi trajets et à la sélectivité en fréquence, faciles à égaliser.

I.3. Effets des multi trajets :

Une onde se propage dans tout l'espace ou, suivant le type d'environnement, elle va être réfléchiée ou absorbée par les obstacles rencontrés. En zone urbaine, le nombre d'ondes réfléchies est plus important qu'en zone rurale puisque le nombre de réflecteurs y est plus important. L'onde radio peut en effet se réfléchir sur tout type d'obstacles : montagne, bâtiment, camion, avion, discontinuité de l'atmosphère ...

Les réflecteurs multiples provoquent donc, plusieurs trajets entre l'émetteur et le récepteur (multipath propagation). Elles ont pour conséquences deux effets, l'un positif et l'autre négatif.

I.3.1. Effet positif des multi trajets

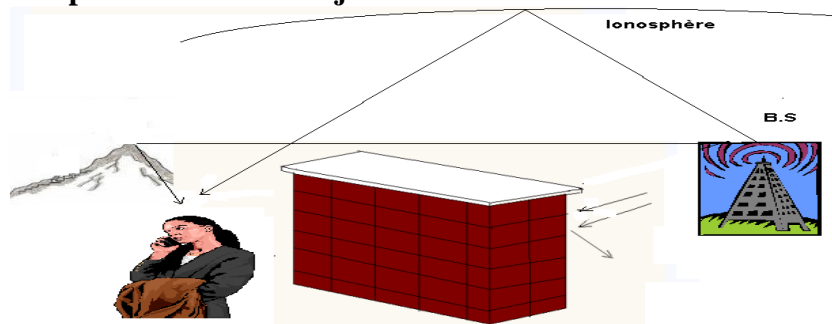


Figure (I.2) : Effet positif de la propagation en contexte multitrajets

Le principal avantage des trajets multiples est de permettre aux communications d'avoir lieu dans les cas où l'émetteur et le récepteur ne sont pas en visibilité directe (voir figure ci dessus).

En effet, les trajets multiples permettent aux ondes radio de s'affranchir des obstacles (montagnes, bâtiment, tunnels) et donc d'assurer une certaine continuité de la couverture radio.

I.3.2. Effet négatif des multi trajets

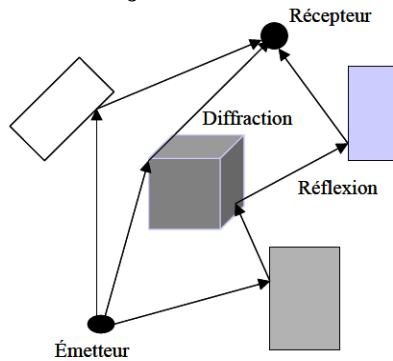


Figure (I.3) : Effet négatif de la propagation en contexte multi trajets

Les trajets multiples sont également à l'origine de plusieurs problèmes, dont les trois principaux sont : la dispersion des retards (Delay spread), l'interférence entre les trajets issus de l'émetteur qui créent des fluctuations rapides de la puissance de signal (Rayleigh fading) et la modulation aléatoire des fréquences due aux décalages Doppler sur les différents trajets.

I.3.3. Modèle simplifié

Considérons un modèle simple du canal à l'issue duquel le récepteur reçoit la somme du signal émis et des signaux ayant subis des échos, donc retardés de τ_i et d'amplitudes h_i .

La réponse impulsionnelle s'écrit :

$$h(t) = \sum_i h_i \delta(t - \tau_i) \tag{I.2}$$

Sa fonction de transfert est donc :

$$H(f) = \sum_i h_i e^{-j2\pi f \tau_i} \tag{I.3}$$

Prenons l'exemple encore plus simple de deux trajets, le direct et un retardé de τ .

La réponse impulsionnelle sera :

$$h(t) = 1 + \alpha \delta(t - \tau) \tag{I.4}$$

$$Et|H(f)|^2 = 1 + \alpha^2 + 2\alpha \cos(2\pi f \tau) \tag{I.5}$$

Et La fonction de transfert pour $\alpha = 0.316$ a l'allure suivante:

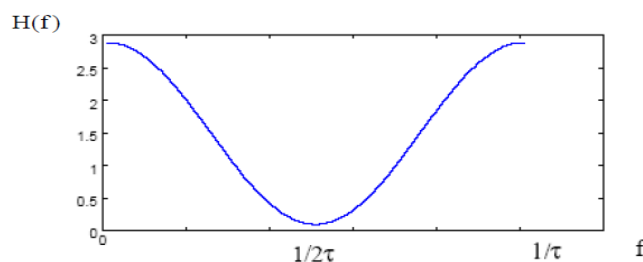


Figure (I.4) : Fonction de transfert d'un canal comportant un retard τ

On remarque que la fonction de transfert comporte des zones où le signal sera amplifié ($H(f) > 1$) et des zones où le signal sera très affaibli ($H(f) < 1$) (zones d'évanouissement ou fading). Sa période de variation est de l'ordre de $1/\tau$, où τ étant l'étalement des retards.

Suivant la valeur de la bande occupée B_s par le signal, deux cas peuvent se présenter [2] :

- $B_s \ll 1/\tau$: $H(f)$ peut être considérée constante sur la bande B_s : le signal ne subit pas de distorsion, mais il peut être très affaibli si la fréquence de modulation se situe près de $1/2\tau$ (les signaux issus du trajet direct et du trajet retardé sont en opposition de phase). Mais il peut aussi être amplifié (signaux en phase).
- $B_s \gg 1/\tau$: $H(f)$ n'est pas constante sur la bande de fréquence et le signal subit des distorsions qu'il faut corriger à l'aide d'un égaliseur (l'égaliseur de canal est un estimateur de la réponse fréquentielle du canal).

I.4. La sélectivité des canaux

La reconstruction des signaux transmis nécessite quelques suppositions pour un traitement numérique adéquat en aval. Les valeurs de la bande de cohérence et la fréquence de cohérence définissent la sélectivité du canal. Les multi-trajets ainsi que les déplacements de l'émetteur et/ou du récepteur sont les sources d'une sélectivité fréquentielle et temporelle. Un signal transmis peut être caractérisé par sa durée symbole T_s ainsi que sa bande B_s . La robustesse de ce signal dépendra des rapports T_s/T_c et B_s/B_c . Ainsi, quatre cas se présentent :

* $B_s \ll B_c, T_s \gg \tau$: si la bande occupée par le signal est inférieure à la bande de cohérence du canal, ou la durée du symbole émis est largement supérieure à la dispersion des retards, alors le canal est considéré comme non sélectif en fréquence.

* $B_s > B_c, T_s < \tau$: si la bande occupée par le signal est supérieure à la bande de cohérence du canal, ou la durée du symbole émis est inférieure à la dispersion des retards, alors le canal est dit sélectif en fréquence.

* $T_s < T_c, B_s > B_d$: si la durée du symbole émis est inférieure au temps de cohérence du signal, ou la bande occupée par le signal est supérieure à la bande Doppler, alors, le canal est dit non sélectif en temps. La réponse impulsionnelle du canal reste constante sur plusieurs symboles consécutifs.

* $T_s \gg T_c, B_s \ll B_d$: si la durée du symbole émis est largement supérieure au temps de cohérence du signal, ou la bande occupée par le signal est largement inférieure à la bande

Doppler, alors, le canal est dit sélectif en temps. Dans ces conditions, la réponse impulsionnelle du canal varie de façon significative pendant la durée d'un symbole [3,4].

Le canal multi-trajets à évanouissement est caractérisé par deux paramètres essentiels à savoir :

- . Bande de cohérence B_c
- . Temps de cohérence T_c

La variation de la réponse impulsionnelle du canal en fonction de la fréquence engendre des Interférences inter symboles (ISI).

Un signal transmis dans un canal variable dans le temps subit une nouvelle modulation due à la variation de la fréquence porteuse par l'effet Doppler. Pour remédier au problème de l'évanouissement, vient l'idée de la modulation multi porteuse (OFDM).

La modulation multiporteuses (MC, "multi carrier") ou OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est abondamment utilisée pour traiter la sélectivité d'un canal. Elle permet d'effectuer l'égalisation de manière élégante: grâce à une opération de IFFT et l'ajout d'une extension cyclique (CP, "cyclique préfix") en émission, on égalise très facilement par une opération de FFT suivie d'une correction de chaque sortie par un seul coefficient complexe.

1.5. INTRODUCTION A L'OFDM

Par rapport aux modulations mono porteuses, les modulations multi porteuses présentent l'avantage d'améliorer l'efficacité spectrale. Les premières études ([5] et [6]) sur les modulations multi porteuses ont vu le jour à la fin des années 50. Quelques années plus tard R.W.Chang et R.A. Gibby [7] introduisirent les signaux orthogonaux à bande limitée ce qui sera appelé « OFDM », Ce moyen de transmission fut ignoré pendant de nombreuses années, pour des raisons de complexité de mise en œuvre. L'usage d'algorithmes rapides de type (IFFT/FFT) ne sera proposé que plus tard [8], avec des réductions très significatives en complexité. Peled et Ruiz [9] proposeront une version modifiée (CP-OFDM) consistant à allonger la durée du symbole OFDM par l'insertion d'un intervalle de garde (cyclique).

Grâce à ses bonnes performances et à sa complexité raisonnable, l'OFDM a été retenue dans plusieurs standards tels que les standards de diffusion numérique (DAB, DVB),

les normes filaires (ADSL, PLC) et les réseaux locaux sans fil (WiFi, WiMax, etc) [10]. . Ainsi que dans l'étude des normes de communication pour réseaux locaux à l'intérieur des bâtiments.

En effet, les systèmes mono-porteuses, contrairement à l'OFDM, ne remplissaient pas les conditions de résistance aux trajets multiples et de débit élevé pour un taux d'erreur binaire faible requis par cette nouvelle application, Le multiplexage en fréquence est bénéfique pour les transmissions dans des canaux sélectifs en fréquence qui comportent des trajets multiples.

Les techniques qu'on appelle multi-porteuses consistent à transmettre des données numériques en les modulant sur un grand nombre de porteuses en même temps. Ce sont des techniques de modulation en fréquence qui existent depuis longtemps. Le regain d'intérêt actuel réside dans l'amélioration apportée pour augmenter l'efficacité spectrale en orthogonalisant les porteuses, ce qui permet d'implémenter la modulation et la démodulation à l'aide de circuits performants de transformée de Fourier rapide.

Enfin l'OFDM s'adapte parfaitement aux communications mobiles, et semble incontournable pour les futurs standards de troisième et quatrième générations.

I.6. Principe et fonctionnement de l'OFDM :

Les modulations multi porteuses (OFDM) consistent à répartir les symboles sur un grand nombre de porteuses à bas débit, à l'opposé des systèmes conventionnels qui transmettent les symboles en série, chaque symbole occupant alors toute la bande passante disponible.

Ainsi dans le cas de l'OFDM, pour un train de symboles initial de période T_{Si} , les symboles seront répartis en N trains plus lents et auront alors une durée $T_s = N \cdot T_{Si}$. Cette diminution du rythme symbole entraîne une diminution des interférences entre symboles d'un rapport N . Ainsi pour un débit symbole de $10 \text{ Msymboles.s}^{-1}$ transmis sur un canal radio de réponse impulsionnelle $250 \mu\text{s}$, un symbole interfère avec $k = \frac{250}{0,1} = 2500$ symboles.

Le processus d'égalisation s'effectue alors par bloc et est très complexe. En revanche, en répartissant ces symboles sur $N = 2048$ porteuses, moins de 2 symboles sont en interférence, ce qui simplifie énormément l'égalisation.

I.6.1. Modulation OFDM :

Le principe du multiplexage en fréquence est de grouper des données numériques par paquets de N , qu'on appellera symbole OFDM et de moduler par chaque donnée une porteuse différente en même temps. La modulation OFDM consiste à répartir aléatoirement des symboles de durée T_s (temps symbole utile) sur différentes porteuses modulées en QAM ou bien en QPSK [11], appelons T_s la durée symbole c'est-à-dire le temps qui sépare deux séquences de N données.

Pour répartir les données à transmettre sur les N porteuses, les symboles sont groupés par paquets de N . Les C_k sont des nombres complexes définis à partir des éléments binaires par une constellation souvent de modulation MAQ à 4, 16, 64, 2^q états.

La séquence de N symboles C_0, C_1, \dots, C_{N-1} constitue un symbole OFDM. Le $K^{i\text{ème}}$ train de symboles parmi les N trains module un signal de fréquence f_k . Le signal individuel s'écrit sous forme Complexe: $C_k e^{j2\pi f_k t}$.

Le signal $s(t)$ total correspondant à toutes les données d'un symbole OFDM est la somme des Signaux individuels est donné par l'expression suivante :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j2\pi f_k t} \quad (1.6)$$

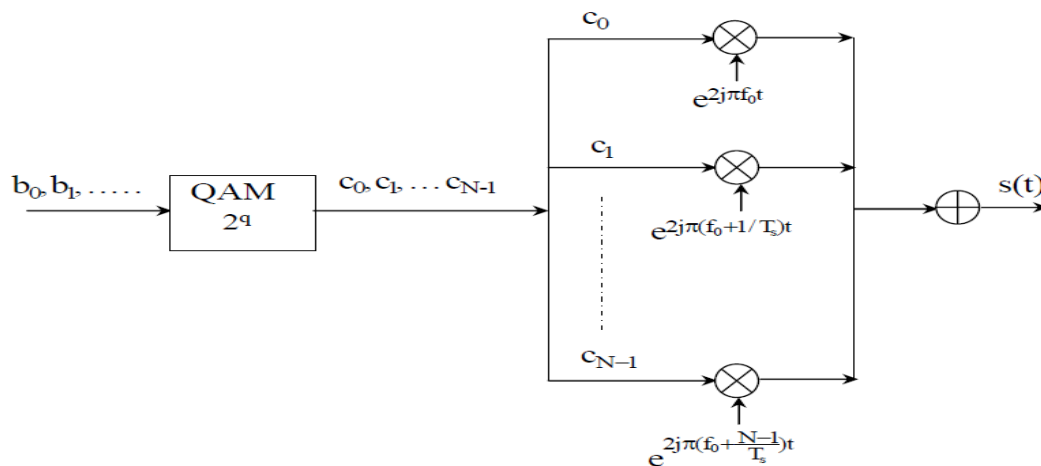


Figure (I.5) : Schéma de principe de la modulation OFDM.

Les fréquences sont orthogonales si l'espace entre deux fréquences adjacentes f_k et f_{k+1} est $\frac{1}{T_s}$. En effet, chaque porteuse modulant un symbole pendant une fenêtre rectangulaire temporelle de durée T_s , son spectre en fréquence est un sinus cardinal, fonction qui s'annule tous les multiples $\frac{1}{T_s}$. Alors $f_k = f_0 + \frac{k}{T_s}$, Avec f_0 est la fréquence porteuse.

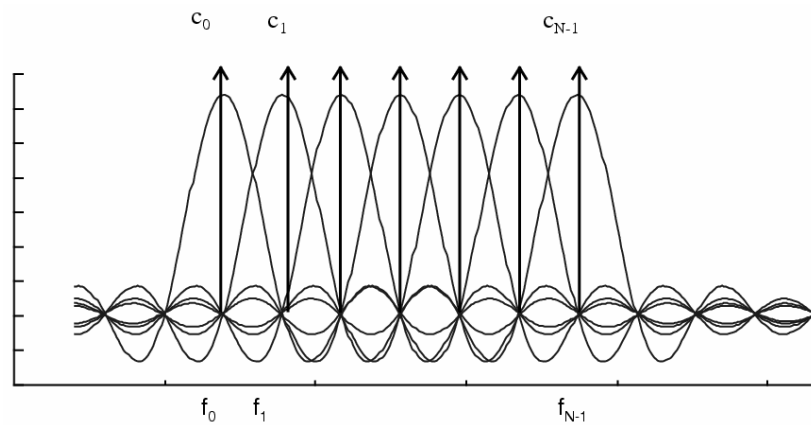
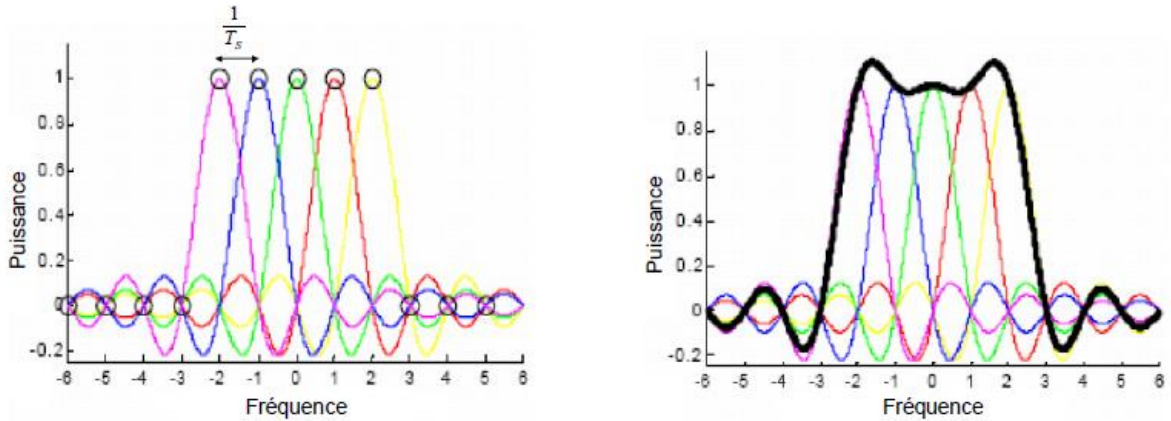


Figure (I.6) : Spectre en sortie du modulateur OFDM

$$\text{Et } s(t) = e^{j2\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{\frac{j2\pi kt}{T_s}} \tag{1.7}$$

Ainsi, lorsque l'échantillonnage est effectué précisément à la fréquence f_k d'une sous porteuse, il n'y a aucune interférence avec les autres sous-porteuses. C'est ce qui permet de recouvrir les spectres des différentes porteuses et d'obtenir ainsi une occupation optimale du Spectre. Le nombre de sous-porteuses N est choisi de manière à remplir les deux conditions primordiales $T_s \gg T_m$ afin de pouvoir considérer le canal plat, et $(T_s \ll \frac{1}{B_d})$.

La figure 1.7 présente les spectres des sous-porteuses d'un système OFDM, avec $N = 5$. Les fréquences sont orthogonales si l'espace entre deux fréquences adjacentes f_k et f_{k+1} est de $\Delta f = \frac{1}{T_s}$. En effet, chaque sous-porteuse est modulée par un symbole de donnée pendant une fenêtre rectangulaire temporelle de durée T_s , son spectre en fréquence est un sinus cardinal, fonction qui s'annule tous les multiples de Δf comme le montre la figure 1.7a. La forme du spectre multi-porteuse est illustrée sur la figure 1.7b.



(A) Orthogonalité entre les sous-porteuses OFDM

(b) Spectre global du multi porteuse OFDM

Figure (I.7) : Vision spectrale de la modulation OFDM

I.6.2. Démodulation OFDM :

Pour la démodulation, le signal parvenant au récepteur s'écrit sur une durée symbole T_s comme suit :

$$r(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k(t) e^{j2\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t} \quad (I.8)$$

Où $H_k(t)$ est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence $f_k = f_0 + \frac{k}{T_s}$ et au temps t .

Cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante sur la période T_s . La démodulation classique consiste à démoduler le signal suivant les N sous-porteuses comme le montre le schéma classique ci-dessous.

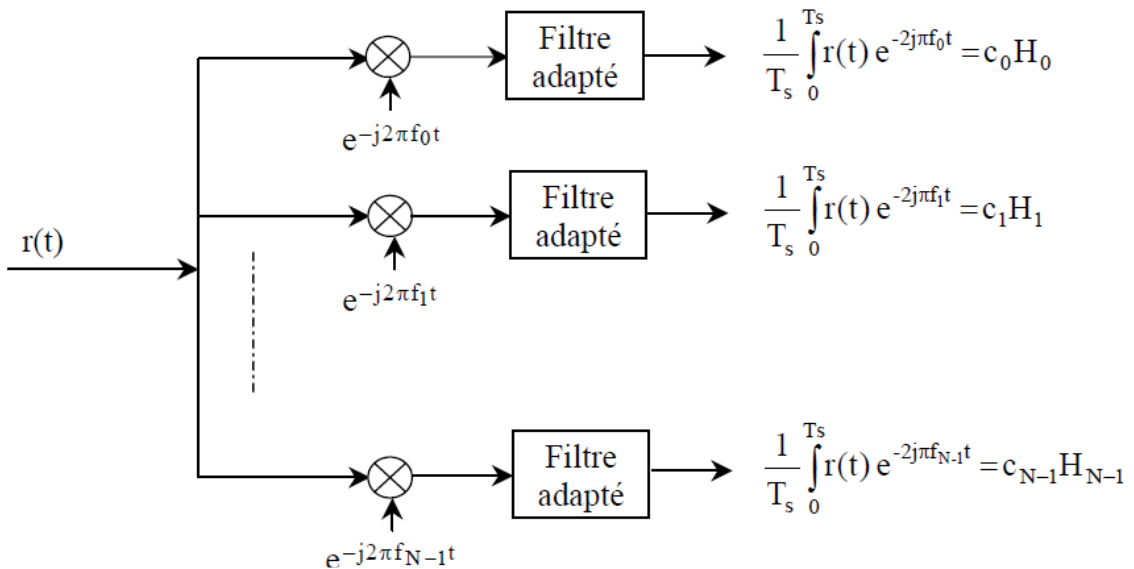


Figure (I.8) : Schéma de principe du démodulateur OFDM.

La condition d'orthogonalité nous montre que :

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} r(t) e^{-j2\pi f_i t} dt = \frac{1}{T_s} \sum_{k=0}^{N-1} \int_0^{T_s} c_k H_k(t) e^{j2\pi(k-i)\frac{t}{T_s}} dt = c_i H_i \quad (I.9)$$

Puisque
$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi(k-i)\frac{t}{T_s}} dt = \begin{cases} 0 & \text{si } k \neq i \\ 1 & \text{si } k = i \end{cases} \quad (1.10)$$

En pratique, comme pour la modulation, on remarque que la démodulation peut être réalisée par une transformée de Fourier.

I.7.Principe Du Modulateur Et Du Demodulateur :

I.7.1. Utilisant Les Transformees De Fourier Discrettes :

Pour discrétiser, il faut choisir une fréquence d'échantillonnage. Voyons comment la démodulation impose cette fréquence :

Le signal occupe la bande passante B à partir de la fréquence porteuse f_0 comme le montre la Figure suivante :

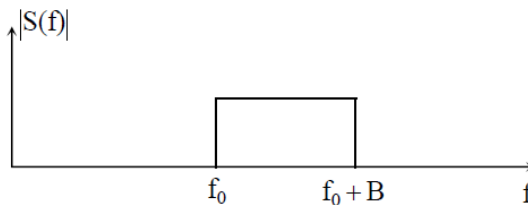


Figure (I.9) : Spectre du signal transmis s (t).

Pour démoduler, on va d'abord transposer le signal en bande de base, donc effectuer une Translation de $f_0 + B/2$, qui est la fréquence médiane de la bande spectrale du signal. Le Spectre occupera la bande $[-B/2, B/2]$, comme indiqué ci-dessous :

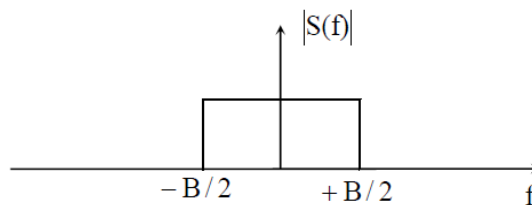


Figure (I.10) : Spectre du signal transmis s(t) en bande de base

La bande passante du signal étant $\frac{B}{2} = \frac{N}{2T_s}$, la fréquence d'échantillonnage doit être supérieure ou égale à $2B/2$ soit N/T_s . L'échantillonnage se fera aux temps $t_n = nT_s / N$.

La chaîne de transmission est schématiquement la suivante :

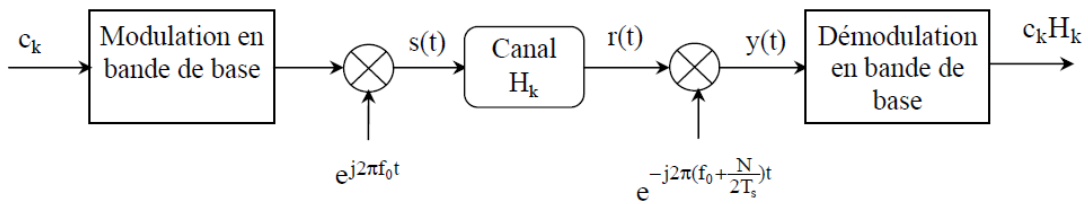


Figure (I.11) : Chaîne de transmission d'une modulation OFDM

Où le signal émis est :

$$s(t) = e^{j2\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j2\pi \frac{kt}{T_s}} \quad (I.11)$$

Et le signal reçu $r(t)$ est : $r(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k(t) e^{j2\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t}$ (I.12)

Le signal reçu en bande de base après le décalage en fréquence de $f_0 + B/2$ s'écrit alors :

$$y(t) = r(t) e^{j2\pi(f_0 + \frac{N}{2T_s})t} = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k(t) e^{j2\pi(\frac{2k-N}{2T_s})t} \quad (I.13)$$

Puis après échantillonnage de période T_s / N , on obtient :

$$y(t_n) = y\left(\frac{nT_s}{N}\right) = (-1)^n \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k e^{j2\pi \frac{kn}{N}} \quad (I.14)$$

On voit que y_n est la Transformée de Fourier discrète inverse de $C_k H_k$, la démodulation consiste donc à effectuer une Transformée de Fourier directe discrète.

L'intérêt de cette discrétisation est qu'on peut réaliser ces transformées de Fourier à l'aide d'algorithmes de FFT (direct) et IFFT (inverse).

Le schéma de principe du démodulateur se simplifie à :

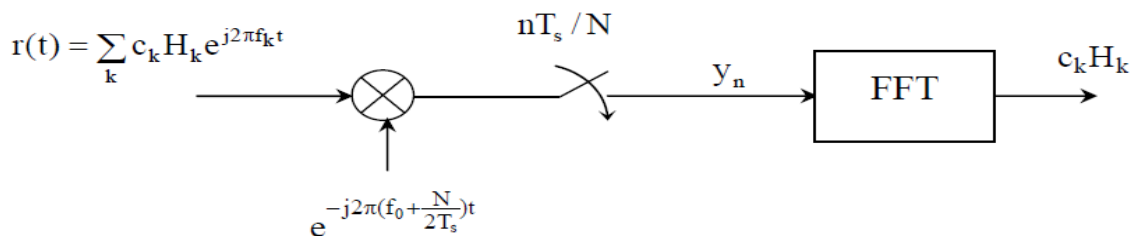


Figure (I.12) : Démodulateur utilisant la FFT.

Si on pose que le signal modulé en bande de base $s(t)$ est lui aussi discrétisé, les échantillons s_n s'écrivent alors :

$$s_n = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j2\pi \frac{kn}{N}} \quad (I.15)$$

Le schéma de principe du modulateur est le suivant :

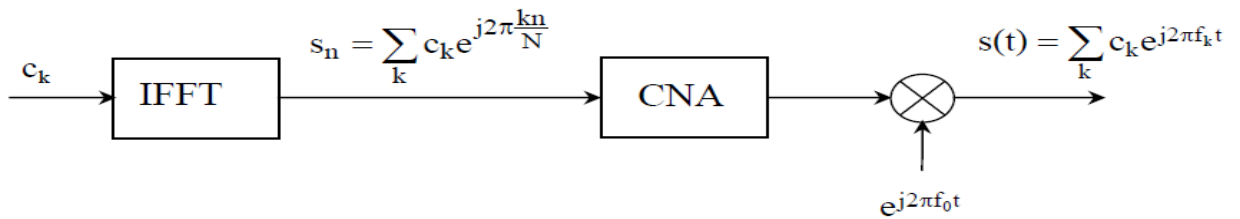


Figure (I.13) : Modulateur utilisant la IFFT.

Physiquement, les symboles numériques c_k sont des données dans l'espace fréquentiel, les échantillons du signal s_n sont des données dans l'espace temporel puisqu'on passe des premières aux secondes par une transformée de Fourier inverse.

I.8. Problème Des Interférences Entre Symboles :

1.8.1. Intervalle de garde

Comme nous l'avons vu, les symboles subissent des échos et un symbole émis parvient au récepteur sous forme de plusieurs symboles atténués et retardés. Un symbole émis lors d'une période (iT_s) peut se superposer à un écho provenant du symbole émis à la période $(i - 1)T_s$. Il se produit alors des interférences comme le montre la figure ci-dessous :

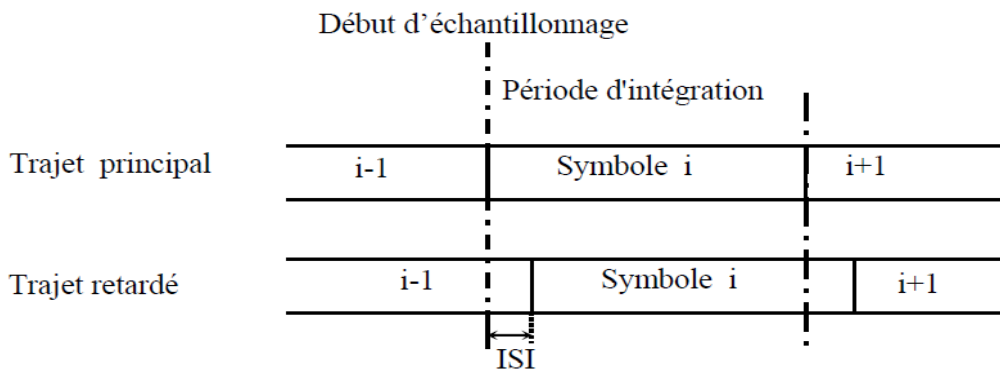


Figure (I.14) : Problème des interférences entre symboles

Pour éviter ces interférences, on ajoute un intervalle de garde d'une durée Δ . La durée du Symbole totale transmis est alors $(T = T_s + \Delta)$. Pour que les interférences soient éliminées, il faut que l'intervalle de garde soit plus grand que le plus grand des retards T_m qui apparaissent dans le canal comme indiqué ci-dessous.

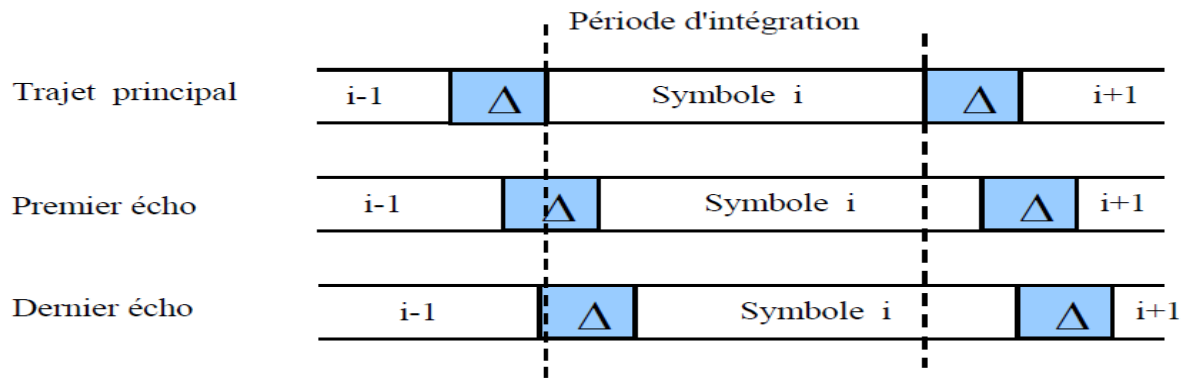


Figure (I.15) : Insertion d'un intervalle de garde 'Δ'

On voit sur cette figure que si l'échantillonnage est fait au début du symbole reçu *i*, l'écho le plus retardé du symbole *i-1* ne sera pas encore reçu, il faut donc que le récepteur reçoive les signaux provenant de tous les échos (ici au temps *i*) ce qui implique que le signal soit prolongé pendant les intervalles de garde précédant le symbole *i*.

Le débit qui était (qN/T_s) bits/s diminue et devient $(qN/(T_s + \Delta))$. L'intérêt de la technique OFDM est que la durée d'un symbole OFDM contenant *N* symboles numériques peut être grande. Si le nombre de porteuses est assez grand permettant une durée symbole T_s assez longue devant l'intervalle de garde Δ , alors le débit n'est que peu réduit [12].

I.8.2. Que doit contenir l'intervalle de garde ?

Puisque la durée d'émission des symboles est $T = T_s + \Delta$, le nombre d'échantillons

Temporels augmente et devient $N_{total} = N + N_\Delta$.

Dans ce cas, S_n sera comme suit :

$$s_n = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j2\pi \frac{nk}{N}} \quad \text{pour } -N_\Delta \leq n \leq N-1 \quad (1.16)$$

Ceci consiste à :

- Calculer les *N* échantillons S_n de l'IFFT des *N* échantillons C_k , c.-à-d. :

$$s_n = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j2\pi \frac{nk}{N}} \quad \text{pour } 0 \leq n \leq N-1 \quad (1.17)$$

- Recopier les N_Δ derniers échantillons de S_n précédemment calculés devant les *N* échantillons temporels comme le montre la figure ci-dessous, puisque :

$(S_{n+N} = S_n)$ alors, S_n pour $(-N_\Delta \leq n \leq -1)$ égales à s_n pour $(N - N_\Delta \leq n \leq N-1)$

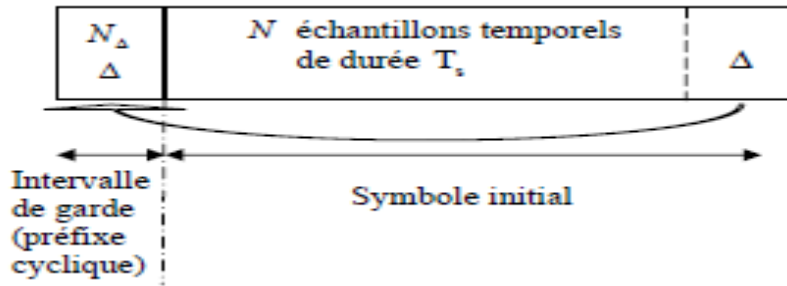


Figure (I.16) : Illustration de l'insertion du préfixe cyclique

En réception, on a une convolution du signal s_n par la fonction de transfert du canal, on obtient alors :

$$r_n = \sum_{i=0}^{N_D-1} h_i s_{n-i} \quad (I.18)$$

En supposant que la longueur temporelle du canal est inférieure ou égale à Δ (ici, on considère qu'elle est égale à Δ , si elle est inférieure, on complète par des échantillons nuls).

La démodulation consiste à effectuer la transformée de Fourier discrète des N derniers échantillons et donc " laisse tomber " l'intervalle de garde ou le préfixe cyclique : elle fournit

$$des \text{ échantillons } y_k \text{ donnés par : } y_k = \sum_{n=0}^{N-1} r_n e^{-j2\pi \frac{kn}{N}} \quad (I.19)$$

En remplaçant r_n par son expression, on obtient alors :

$$y_k = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N_D-1} h_i s_{n-i} e^{-j2\pi \frac{kn}{N}} \quad (I.20)$$

$$= \sum_{i=0}^{N_D-1} h_i e^{-j2\pi \frac{ki}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} s_{n-i} e^{-j2\pi \frac{k(n-i)}{N}} \quad (I.21)$$

$$y_k = \sum_{i=0}^{N_D-1} h_i e^{-j2\pi \frac{ki}{N}} \sum_{n'=-i}^{N-i-1} s_{n'} e^{-j2\pi \frac{kn'}{N}} \quad (I.22)$$

$$y_k = \sum_{i=0}^{N_D-1} h_i e^{-j2\pi \frac{ki}{N}} \left\{ \sum_{n'=-i}^{-1} s_{n'} e^{-j2\pi \frac{kn'}{N}} + \sum_{n'=0}^{N-i-1} s_{n'} e^{-j2\pi \frac{kn'}{N}} \right\} \quad (I.23)$$

Le premier terme dans l'accolade correspond à la modification des échantillons à l'intérieur de l'intervalle de garde, le second à la modification des échantillons dans le symbole. Proprement dit.

En tenant compte de $s_{n'+N} = s_{n'}$ et de $e^{-j2\pi \frac{kn'}{N}} = e^{-j2\pi \frac{k(n'+N)}{N}}$

$$s_{n'} e^{-j2\pi \frac{kn'}{N}} \text{ pour } -i \leq n' \leq -1 \text{ est égale à } s_{n'} e^{-j2\pi \frac{kn'}{N}} \text{ pour } N-i \leq n' \leq N-1$$

Le résultat de la démodulation est finalement :

$$y_k = \sum_{i=0}^{N_{\Delta}-1} h_i e^{-j2\pi \frac{ki}{N}} \sum_{n'=0}^{N-1} s_{n'} e^{-j2\pi \frac{kn'}{N}} = H_k C_k \quad (I.24)$$

Donc pour retrouver les données émises, il suffit de diviser les données démodulées par la valeur de la fonction de transfert du canal en fonction de la fréquence, ceci n'est vrai que parce que l'intervalle de garde dure plus longtemps que la fonction du canal et qu'il est constitué du préfixe cyclique. Cette opération d'estimation des symboles numériques C_k , s'appelle étape d'égalisation du canal.

I.8.3. Notion d'orthogonalité :

Dans la pratique, les porteuses sont modulées par des nombres complexes qui changent d'un symbole à l'autre. Si la période d'intégration porte sur deux symboles (cas des trajets retardés de la figure 1), on aura non seulement des interférences entre symboles (ISI) à l'intérieur de la même porteuse, mais aussi entre porteuses (ICI). Pour éviter ce phénomène, on ajoute un intervalle de garde pour garantir que toutes les informations intégrées viennent du même symbole et apparaissent constantes pendant sa durée.

La période du symbole T_s est prolongée de manière à être supérieure à la période d'intégration T_i . Toutes les porteuses étant cycliques à l'intérieur de T_s , il en va de même pour l'ensemble du signal modulé. Le segment ajouté au début du symbole pour former l'intervalle de garde est donc identique au segment de même longueur à la fin du symbole.

Tant que le retard d'un trajet par rapport au trajet principal (le plus court) est inférieur à l'intervalle de garde, les composantes du signal à l'intérieur de la période d'intégration viennent toutes du même symbole : le critère d'orthogonalité est satisfait. Les brouillages ICI et ISI ne se produisent que lorsque le retard relatif est plus long que l'intervalle de garde. La figure 22 illustre l'ajout d'un intervalle de garde.

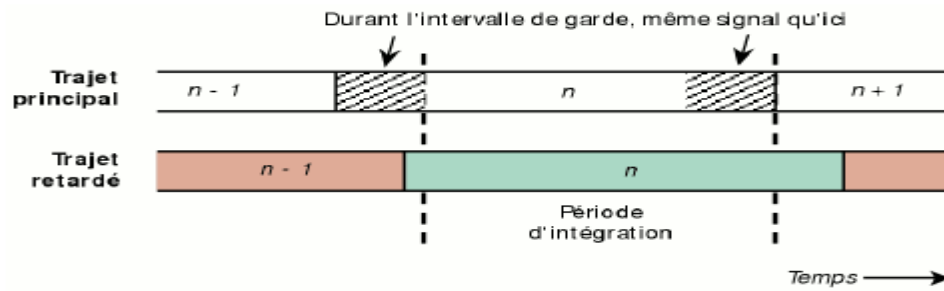


Figure (I.17) : Ajout d'un intervalle de garde

I.8.4. Pourquoi des porteuses orthogonales ?

On définit l'orthogonalité de deux fonctions $f(t)$ et $g(t)$ dans l'intervalle $[a,b]$ par la relation suivante :

$$\int_a^b f(t).g(t)dt = 0 \text{ (I.25)}$$

Cela signifie que ces deux fonctions sont disjointes sur le segment $[a,b]$. Pour réaliser une base orthogonale à N dimensions, il suffit de trouver N fonctions orthogonales deux à deux.

Comme la montre la figure (II.2), un ensemble de N fenêtres rectangulaires espacées d'un intervalle δ sur l'axe des temps constitue une base orthogonale.

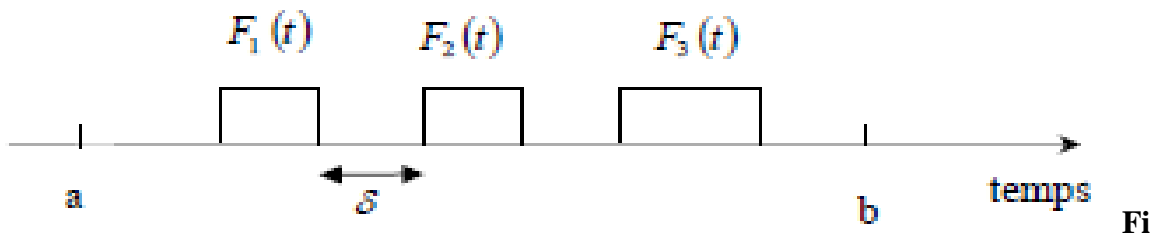


Figure (I.18) : Exemple d'une base orthogonale.

L'orthogonalité est la propriété fondamentale qui permet de transmettre des signaux d'informations multiples dans un même canal et de les détecter sans interférence.

I.8.4.1.orthogonalité temporelle :

Envisageons tout d'abord des signaux continus, donc non encore échantillonnés. Dans ce cas, un signal OFDM est composé d'une somme de N sinusoides de fréquences respectives

f_k , transmises durant une durée T_s , k variant de 1 à N , et définie par $f_k = \frac{k}{T}$, cette condition permettant, d'avoir un nombre entier de sinusoïdes sur chaque sous-porteuse durant T_s .

Chaque sous-porteuse $S_k(t)$ réelle et non modulée peut se mettre sous la forme suivante pour

$$k \in [1, N] : s_k(t) = \begin{cases} \sin\left(2\pi \frac{k}{T_s} t\right) & \text{pour } 0 \leq t < T_s \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (I.26)$$

Ainsi deux sous-porteuses $S_i(t)$ et $S_j(t)$, de fréquences respectives f_i et f_j , définis par L'expression (I-26), sont orthogonales sur l'intervalle $[0, T_s]$, puisqu'elles vérifient l'équation (I-25).

I.8.4.2.orthogonalité fréquentielle :

On peut aussi percevoir la notion d'orthogonalité du signal OFDM dans le domaine fréquentiel. En effet, si chaque sous-porteuse $S_k(t)$ est transmise pendant la durée T_q , cela revient à appliquer à la sous-porteuse une porte de durée T_s , dont l'enveloppe spectrale est un sinus cardinal qui s'annule aux premières fréquences $f_1 = f_k - \frac{1}{T_s}$ et $f_2 = f_k + \frac{1}{T_s}$. On obtient ainsi l'enveloppe spectrale représentée sur la figure (II-3), le sinus cardinal représente le spectre d'une sous-porteuse i , de bande $\Delta f = \frac{1}{T_s}$.

La figure (I-19) et figure (I-20) montre que l'espace entre chaque sous-porteuse $\frac{1}{T_s}$ permet, lorsque le spectre d'une sous-porteuse est maximal, d'annuler le spectre de toutes les autres : C'est la condition d'orthogonalité, (Orthogonal de OFDM). Cette condition permet ainsi d'avoir une occupation spectrale idéale et d'éviter les interférences entre sous-porteuses si l'échantillonnage est fait précisément à la fréquence d'une sous-porteuse.

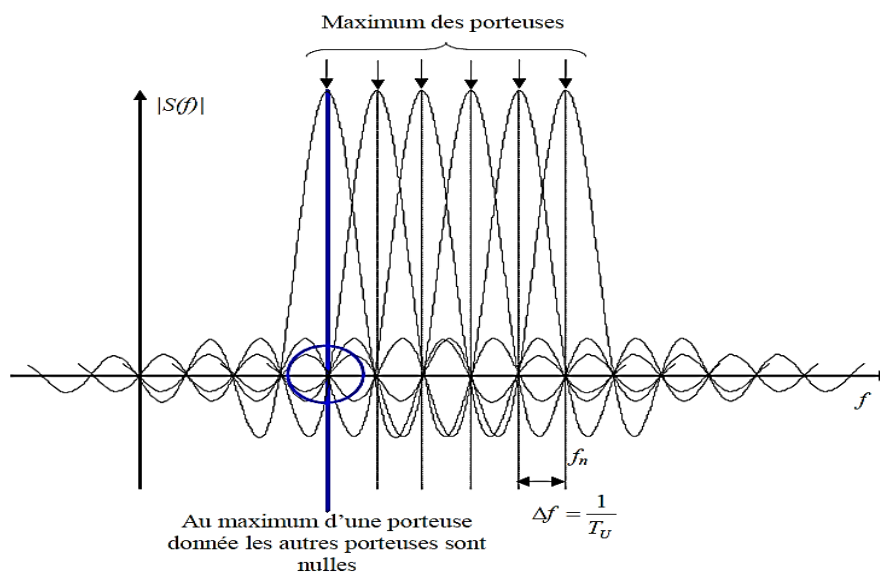


Figure (I.19) : Principe d'orthogonalité des sous portuses en OFDM.

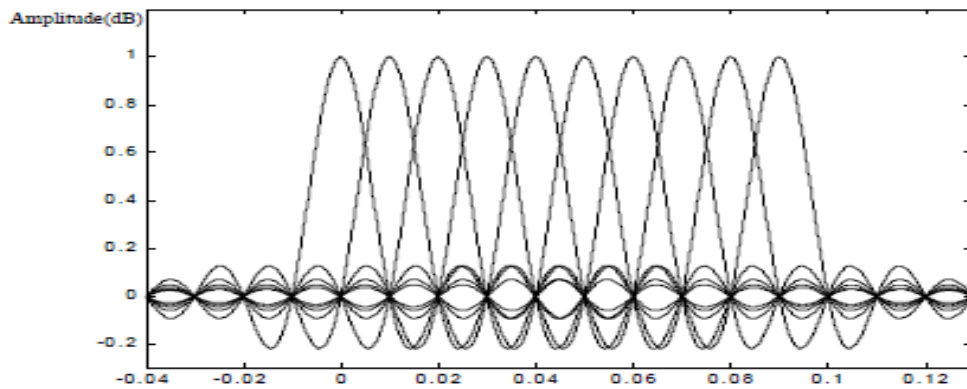


Figure (I.20) : Spectres des différentes porteuses.

Tous les symboles numériques C_k sont envoyés pendant la durée symbole T_s , donc le spectre total est la somme des spectres individuels comme indiqué dans la figure (I-21).

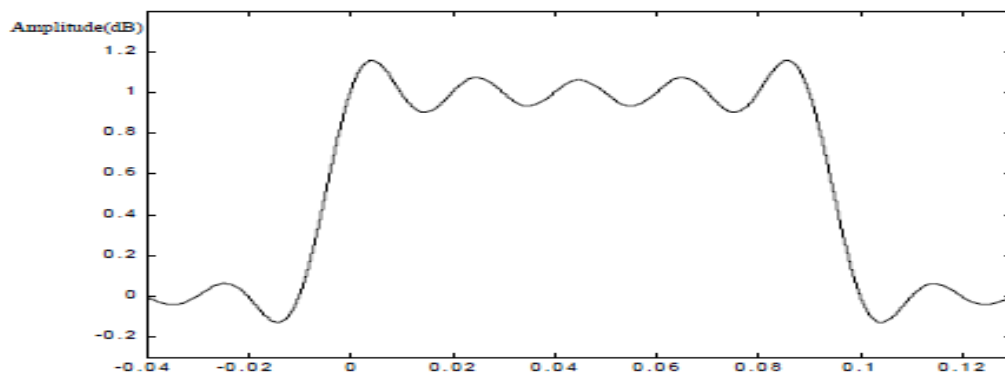


Figure (I.21) : Spectre du signal OFDM pour 10 porteuses.

La figure (I-21) montre qu'alors, la bande de fréquence est occupée de façon optimum, puisque le spectre est presque plat dans cette bande. La bande occupée est à peu près $= N/s$ (en excluant les lobes secondaires de part et d'autre de la bande).

I.8.5. L'interférence entre symboles (IES) :

Dans un environnement à trajets multiples, un symbole transmis prend différents retards pour arriver au récepteur par différents chemins de propagation. Du point de vue du récepteur, le canal présente une dispersion temporelle dans laquelle la durée du symbole reçu est étalée. Prolonger la durée de symbole fait chevaucher le symbole reçu courant avec les symboles reçus précédemment [13], ce qui donne naissance à l'interférence entre symboles (IES).

I.8.6. L'interférence entre porteuses (IEP) :

Dans les systèmes OFDM, les spectres des sous-porteuses se recouvrent mais demeurent orthogonaux entre eux. Ceci signifie qu'au maximum de chaque spectre de sous-porteuse, tous les spectres des autres sous-porteuses sont nuls [14]. L'interférence entre porteuses (IEP) est causée par la présence des symboles de données d'une sous-porteuse sur les sous-porteuses adjacentes. L'IEP se produit aussi quand le canal à trajets multiples change pendant la durée d'un symbole OFDM [15]. Quand ceci se produit, les effets Doppler sur chaque trajet causent un décalage de fréquence, ayant pour résultat la perte d'orthogonalité.

I.8.7. L'insertion de l'intervalle de garde :

Les perturbations du canal de propagation induisent, entre autre, la perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses et l'apparition d'interférences entre symboles, dues aux trajets multiples. Afin d'éliminer ces interférences, une solution simple consiste à accroître le nombre N de sous-porteuses pour augmenter la durée symbole T_s . Cependant cette technique se heurte à différentes contraintes. Le temps de cohérence du canal, l'effet Doppler ou les contraintes technologiques, tel que le bruit de phase des oscillateurs, limitent l'emploi de cette technique. Une autre technique permet d'annuler ces ISI. En effet, l'ajout d'un intervalle de garde d'une durée T_g , supérieure ou égale à l'étalement τ_{max} de la réponse impulsionnelle du canal, précédant le symbole OFDM à émettre permet de supprimer ces interférences. Dès lors la partie utile T_s de chaque symbole OFDM ne sera plus affectée par les IES. La durée totale T_{tot} du symbole OFDM se voit donc augmentée et devient égale à T_g+T_s . La mise en œuvre de cette technique conduit donc à une perte en efficacité spectrale n_g et en puissance I_g . Ces pertes peuvent s'exprimer comme suit [16]:

$$n_g = \frac{T_g}{T_g+T_s} \tag{1.27}$$

$$I_g = 10 \log \left(\frac{T_g}{T_g + T_s} \right) \tag{1.28}$$

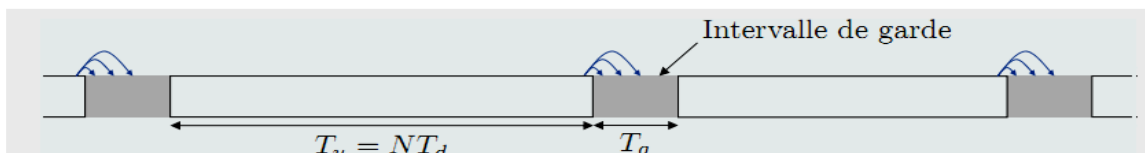


Figure (I.22) : Illustration de l'effet de l'intervalle de garde précédant chaque symbole OFDM.

En supposant que T_g est égale à 25% de T_s , la perte en efficacité spectrale est de 20%. L'insertion de l'intervalle de garde, se fait au début du symbole OFDM et est une copie de la fin de ce même symbole. Cette solution permet de s'affranchir des termes d'ICI pour Inter-Carrier Interférence. En effet, le choix d'un intervalle de garde nul annulerait l'IES. Néanmoins, en présence de trajets multiples, le nombre de périodes des répliques retardées de chacune des sous-porteuses contenues dans la partie utile T_s de chaque symbole OFDM n'est plus entier. Par conséquent, ce phénomène provoque un élargissement du spectre des sous-porteuses correspondantes et l'apparition d'ICI, induites par la perte d'orthogonalité entre ces sous-porteuses.

En réception, la suppression de l'intervalle de garde permet de restituer l'orthogonalité entre les sous-porteuses. De plus, comme l'intervalle de garde est la recopie des échantillons de fin de symbole OFDM, cet intervalle peut également être exploité en réception pour la synchronisation temporelle du signal OFDM.

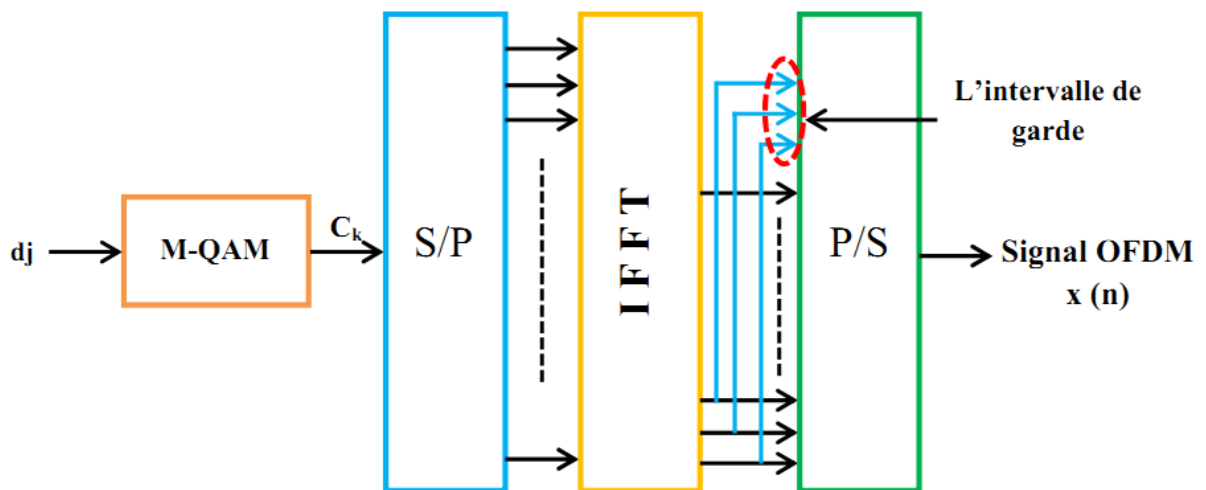


Figure (I.23) : Schéma synoptique des modulations OFDM.

I.9. La chaîne de transmission OFDM :

Le synoptique de la figure (I.24) illustre les différents modules qui composent la chaîne de transmission OFDM. Le modulateur M-QAM transforme les données binaires *b* de durée T_b en symboles complexes X_k de durée $T_q = \log_2 M T_b$, où M est la taille de la constellation de la modulation QAM utilisée.

Le convertisseur série-parallèle dispose les symboles X_k en groupes (trames) de N symboles, la durée d'une trame T_u est N fois plus grande que la durée d'un symbole en série T_q . Par

conséquent, l'effet de canal devient moins nuisible. En appliquant ensuite une transformée de Fourier inverse, on obtient la trame (symbole) OFDM.

L'IFFT est utilisée afin de transformer le spectre du signal OFDM au domaine temporel pour la transmission à travers le canal. Un préfixe cyclique de durée T_g copie les N_g derniers symboles de la trame OFDM et les ajoute ensuite au début de la trame.

Après conversion parallèle-série, on obtient enfin le symbole OFDM qui contient $N_s=N+N_g$ symboles de durée totale $T_s=T_u+T_g$ que l'on transmet à travers un canal à évanouissements de Rayleigh.

À la réception, les opérations inverses sont réalisées, commençant par la suppression du préfixe cyclique. La décomposition spectrale des échantillons reçus calculée en utilisant l'algorithme FFT, et enfin la démodulation pour retrouver les données binaires transmises [17, 18,19].

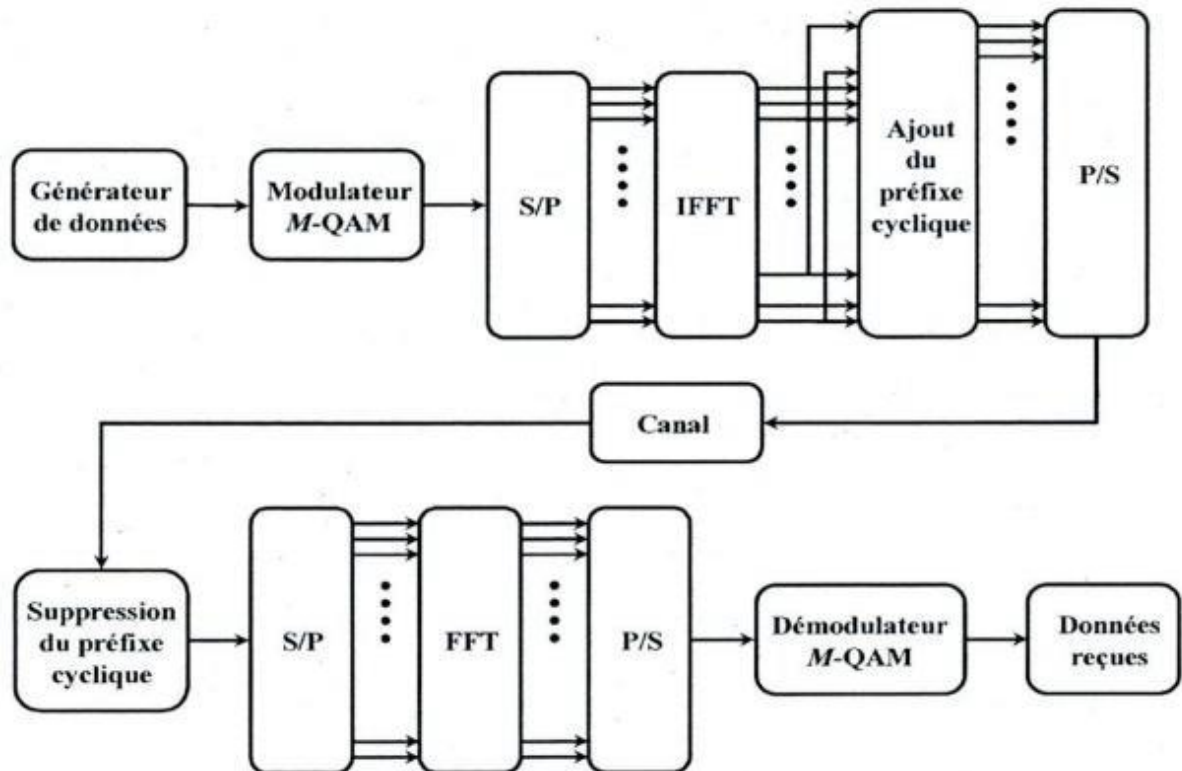


Figure (I.24) : Schéma-bloc d'un système OFDM en bande de base.

I.2.2- Accès multiple par répartition de fréquences optique

L'accès multiple à répartition en fréquence optique (OFDMA pour **O**ptical **F**réquency **D**ivision **M**ultiple **A**ccess) consiste à découper le spectre en N canaux de largeur suffisant et attribuer un de ces canaux à chaque utilisateur qui désire établir une communication. Cette technique est facile à implémenter puisqu'en réception, les utilisateurs sont séparés par filtrage. En revanche, la largeur de la bande allouée à chaque utilisateur diminue en fonction de leur nombre. L'adaptation de l'OFDMA en optique a donné naissance au multiplexage en longueur d'onde WDM (Wavelength Division Multiplexing). Cette technique est considérée comme une solution simple et économique afin d'augmenter la capacité des systèmes de communication optique en relâchant les contraintes technologiques (sources DFB, amplificateurs EDFA, ...) et physique (dispersion chromatique, dispersion de polarisation et effets non-linéaires dans les fibres optiques, ...) [1].

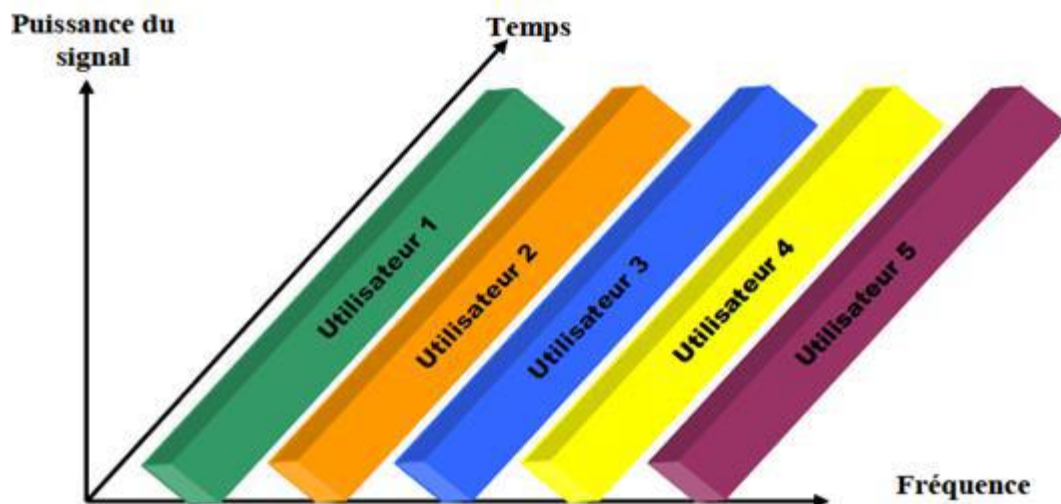


Figure I.25 : Technique d'accès multiple OFDMA.

I.9.1. Avantages de l'OFDM:

Les avantages de l'OFDM sont nombreux :

- l'utilisation de la bande de fréquence allouée est optimale par orthogonalité des porteuses (Une haute efficacité spectrale).
- la modulation est basée sur un algorithme bien connu et peu complexe : la FFT.
- un codage et entrelacement adapté permettent d'améliorer la qualité de la transmission des données.

- l'OFDM permet une égalisation simple grâce à l'ajout du "préfixe cyclique" ou du "zéro pudding", même en présence de canaux multi trajets denses.
- La diminution des taux de transmission et l'ajout de préfixes cycliques permettent d'éliminer ou de limiter l'interférence inter symboles et de simplifier l'égalisation au récepteur.
- Les effets des parcours multiples dû aux évanouissements sélectifs en fréquence sont réduits en divisant le spectre en N sous porteuses ayant des évanouissements plats.
- Le chevauchement en fréquence des sous porteuses permet de conserver une grande efficacité spectrale.
- Réduction de la complexité des récepteurs due à la possibilité d'éviter les ISI et ICI par insertion d'un intervalle de garde.

I.10. Conclusion :

Le principe de la technique OFDM consiste à répartir un flux de données à haut débit sur plusieurs flux à faible débit. Ces derniers sont transmis simultanément sur des sous-porteuses orthogonales. La somme de ces sous-porteuses constitue le signal OFDM transmis. Le signal transmis se propage dans un canal à trajets multiples et subit des distorsions. A la réception, des versions décalées du même signal sont reçues avec des interférences entre symboles OFDM. Pour éliminer cette interférence, un préfixe cyclique (CP) de durée supérieure à l'étalement maximal des retards du canal est ajouté au début de chaque symbole OFDM à l'émission. En réception, les opérations inverses sont réalisées, ainsi que les opérations d'estimation et d'égalisation du canal.

Nous avons présenté dans ce chapitre une étude des systèmes multi porteuse OFDM. Dans le chapitre suivant nous allons citer le système optique en utilisant la technique d'accès multiple OCDMA.

Table des matières

II.1. Introduction	30
II.2. Accès multiple par répartition de code optique	30
II.3. L'étalement de spectre au CDMA	31
II.3.1. Principes d'étalement de spectre	32
• DSSS :.....	32
• FHSS :	32
II.3.2. Les Avantages de l'étalement de spectre:	33
II.4. Le CDMA optique	33
II.4.1. Les avantages du CDMA aux réseaux d'accès optique	33
II.4.2. Architecture d'OCDMA	34
II.4.4. Les différentes méthodes d'OCDMA	35
II.5. Définition du SAC-OCDMA	38
II.6. Encodage et décodage d'un signal SAC-OCDMA	39
II.7. Conclusion	45

II.1. Introduction

Avec le développement rapide des nouvelles technologies de l'information, le trafic de données transporté par les réseaux de communication est en augmentation intéressante. Cela a encouragé les opérateurs de télécommunications à développer des systèmes de télécommunications à haut débit et à grande capacité de multiplexage. Actuellement, le 'Last mile', segment le plus critique dans un réseau d'accès, doit fournir différents services à la clientèle grand public et aux entreprises, La nouvelle génération de réseaux d'accès doit garantir la distribution de différents services, à haut débit symétrique avec une bonne qualité de service. La fibre optique dans les systèmes de communication a constitué une avancée majeure pour satisfaire la demande croissante en débit d'information de la part des abonnés. Les réseaux passifs optiques (Passive Optical Network : PON) en offrant bande passante suffisante, répondent à un tel besoin.

Dans ce chapitre, nous présentons les techniques d'accès multiple utilisées dans les systèmes de télécommunications optiques. Et nous parlerons à un seul type d'OCDMA qui constitue l'axe de notre thèse, il s'agit de l'encodage spectral d'amplitude (SAC) dont les sources optiques sont des sources incohérentes souvent considérées lors de la conception des systèmes SACOCDMA en raison de leurs faible cout et de leurs grande largeur de bande optique qui permet le découpage du spectre pour réaliser l'encodage. Toutefois, le bruit d'intensité relié ces sources limite les performances du système. Nous parlerons dans un premier temps des principes de base de la technique SAC-OCDMA : l'encodage et le décodage du signal.

II.2. Accès multiple par répartition de code optique

L'accès Multiple par Répartition de Codes optiques (AMRCO), appelé aussi Optical Code Division Multiple Access (OCDMA) est une technique d'étalement de spectre utilisée dans un premier temps par les militaires grâce à sa résistance aux interférences et pour les niveaux de sécurité qu'elle offre. Chaque utilisateur a un code d'étalement ou une signature qui lui est propre. Le nombre d'utilisateurs est lié au nombre de séquence d'étalement générées par une famille de donnée. L'OCDMA consiste donc à étaler ou à redistribuer le signal sur une très grande bande passante, jusqu'à le rendre "invisible" pour les autres utilisateurs qui partagent la même bande passante, à la réception, l'opération d'étalement exécutée lors de l'émission est répétée pour " dés étaler" le signal en bande de base tandis que les autres signaux transmis (interférant) sont perçus par le récepteur comme étant du bruit. Contrairement aux techniques OTDMA et OFDMA, dans l'OCDMA « tout le monde parle en

même temps et au même endroit mais chacun dans sa langue ». Elle permet à plusieurs utilisateurs d'un réseau de partager le même canal de transmission sans gestion de temps ni de fréquence. Cette technique apporte un accès multiple et un partage de ressource flexible, reconfigurable et sécurisé.

Contrairement aux techniques OTDMA et OFDMA où la capacité en nombre d'utilisateurs est limitée respectivement par les ressources fréquentielles et temporelles, en OCDMA, le nombre d'utilisateurs est déterminé par les propriétés des codes d'étalement utilisés. L'OCDMA est donc une alternative aux techniques OFDMA et OTDMA permettant d'augmenter la capacité de multiplexage et d'améliorer la fonctionnalité des systèmes. Ces techniques peuvent être combinées entre elles pour former des techniques hybrides, améliorant la capacité de multiplexage et le débit de chaque utilisateur [20].

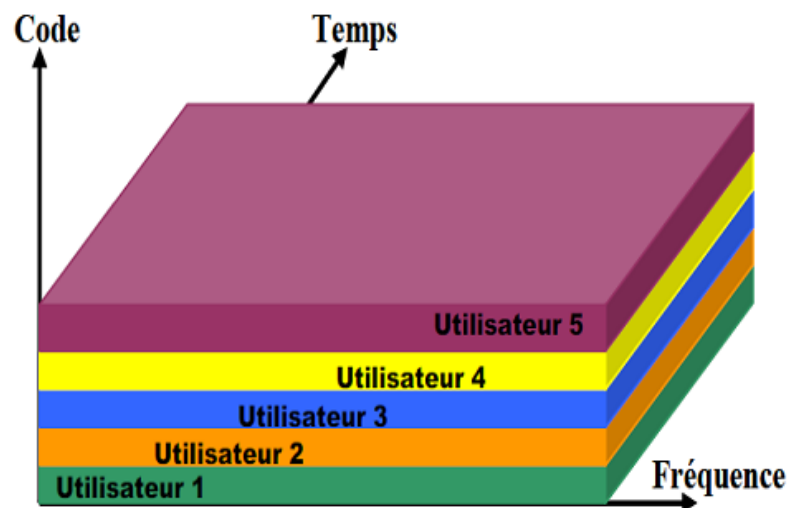


Figure (II.1): Technique d'accès multiple OCDMA.

II.3. L'étalement de spectre au CDMA

Les techniques d'étalement de spectre, qui reposent sur l'élargissement de la bande spectrale d'un signal, peuvent être utilisées pour le multiplexage. L'étalement de spectre consiste à transformer le signal de façon à Multiplier la largeur de son occupation spectrale par une quantité nommée gain de codage. L'élargissement de la bande permettant une meilleure reconnaissance du signal en réception, on peut autoriser l'émission de signaux d'autres utilisateurs sur la même bande sous certaines conditions, ces autres utilisateurs sont considérés comme bruit, l'interférence multiutilisateur (IAM) désigne ce bruit.

La bande n'est alors partagée ni selon les fréquences, ni en temps, mais sur la base d'un procédé de codage. Le terme CDMA (Code Division Multiple Access) désigne toute forme d'utilisation du principe d'étalement de spectre par multiples émetteurs qui

transmettent une information simultanément avec un même récepteur et sur une même bande de fréquence, le tout avec un minimum d'interférences [22].

II.3.1. Principes d'étalement de spectre

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

- **DSSS :**

Dans le DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum ou en français étalement de spectre à séquence directe), l'utilisateur a une séquence chipping (code) qui détermine comment l'information est codée et décodée. Voici le protocole entre l'émetteur et le récepteur :

Émetteur: Prend chaque bit de l'information de l'utilisateur et applique un XOR avec séquence de code d'étalement (chipping séquence), ex : 10110111000. Qui correspond au bit "1" du message. Et pour le bit "0" du message on a une " chipping séquence " avec tous les bits inversé, 01001000111. On a une séquence de 11 bits.

Récepteur : Prend le message reçu, applique un XOR avec le chipping séquence. Après sommé chaque'un des 11 bits.

Si la somme est inférieure ou égale a 5 alors on prend ce bit comme « 0 », sinon le bit est un "1" [21].

- **FHSS :**

La technique FHSS (FrequencyHopping Spread Spectrum, en français étalement de spectre par saut de fréquence ou étalement de spectre par évation de fréquence) consiste à découper la large bande de fréquence en un minimum de 75 canaux (hops ou sauts d'une largeur de 1MHz), puis de transmettre en utilisant une combinaison de canaux connue de toutes les stations de la cellule. Dans la norme 802.11, la bande de fréquence 2.4 - 2.4835 GHz permet de créer 79 canaux de 1 MHz. La transmission se fait ainsi en émettant successivement sur un canal puis sur un autre pendant une courte période de temps (d'environ 400 ms), ce qui permet à un instant donné de transmettre un signal plus facilement reconnaissable sur une fréquence donnée. L'étalement de spectre par saut de fréquence a originalement été conçu dans un but militaire afin d'empêcher l'écoute des transmissions radio. En effet, une station ne connaissant pas la combinaison de fréquence à utiliser ne pouvait pas écouter la communication car il lui était

impossible dans le temps imparti de localiser la fréquence sur laquelle le signal était émis puis de chercher la nouvelle fréquence.

Aujourd'hui les réseaux locaux utilisant cette technologie sont standards ce qui signifie que la séquence de fréquences utilisées est connue de tous, et l'étalement de spectre par saut de fréquence n'assure donc plus cette fonction de sécurisation des échanges. En contrepartie, le FHSS est désormais utilisé dans le standard 802.11 de telle manière à réduire les interférences entre les transmissions des diverses stations d'une cellule [23].

II.3.2. Les Avantages de l'étalement de spectre:

1. Lutte contre les brouilleurs.
2. Camouflage l'information.
 - Interception délicate.
 - Décodage difficile si code $c(t)$ inconnu.
3. Bonne résistance aux brouilleurs du même type.
 - Faible inter corrélation entre deux codes $c_1(t)$ et $c_2(t)$.
 - Facile séparation d'un empilement de signaux étalés.

II.4. Le CDMA optique

L'application du CDMA aux systèmes de télécommunication optiques a pour but de surmonter les limites des systèmes d'accès TDMA et WDMA en termes de capacité de multiplexage de débit et de flexibilité. L'utilisation des convertisseurs électrique/optique et optique /électrique est un verrou technologique à lever lors de l'utilisation de la technique CDMA électrique appliqué aux réseaux d'accès optique. Une manière de surmonter cette limitation et de minimiser le cout élevé d'implémentation consiste à réaliser le codage et décodage dans le domaine optique en utilisant des composants optiques. Cela conduit à ce qu'on appelle : les systèmes CDMA "tout optique". La réalisation des systèmes CDMA "tout optique" pour les réseaux d'accès a vu le jour grâce au développement des composants optique passifs [20].

II.4.1. Les avantages du CDMA aux réseaux d'accès optique

- ✓ Large couverture.
- ✓ Efficacité spectrale bit/HZ.
- ✓ Gestion de plan de fréquence.
- ✓ Immunité par rapport au brouilleur.
- ✓ Diversité en fréquence.

- ✓ Efficacité de la concentration du trafic.
- ✓ Souplesse de modification sur les débits transmis.
- ✓ Capacité théorique plus grande.

II.4.2. Architecture d'OCDMA

L'OCDMA est basée sur deux domaines de transmission des données : temporelle et spectrale, dans le domaine temporelle les données sont étalées électriquement (réseau partiellement optique) et dans le domaine optique c'est la conception de l'encodeur optique qui détermine de manière matérielle le code utilisé (réseau tout optique).

La figure (II.2) représente un système CDMA tout optique de type de réseau en étoile. Le signal issu de la source de données, optique ou électronique activant une source optique, étalé à l'aide du code de l'utilisateur. La séquence est couplée avec les données des autres utilisateurs du système, le signal résultant transmis via une fibre optique. À la réception, le signal reçu est comparé avec les codes de tous les utilisateurs pour estimer la donnée émise [21].

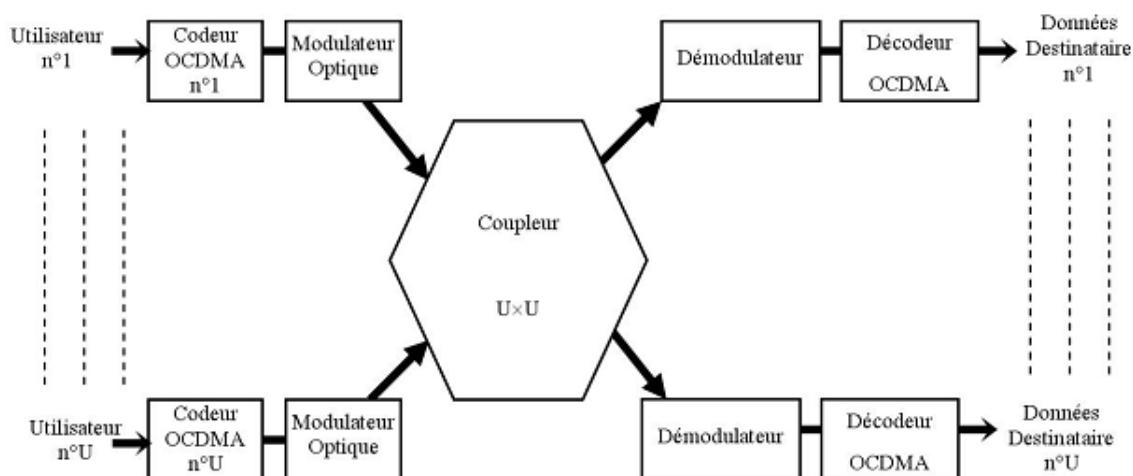


Figure (II.2) : OCDMA avec émetteurs et récepteurs optiques.

II.4.3. Les différentes approches de l'OCDMA

L'OCDMA dit cohérent

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 de 1). Cette bipolarité permet aux différents codes d'être strictement orthogonaux de la même manière que pour le CDMA hertzien.

Des familles de codes bien connues permettent de construire des séquences orthogonales : codes de Gold, Walsh,.... Cependant, ce type de codage nécessite l'utilisation de composants qui rendent le système plus complexe et donc l'infrastructure à mettre en place plus onéreuse.

L'OCDMA dit incohérent

Dans ce cas les informations codées à transmettre utilisent la puissance du signal transmis. De cette manière, on ne détecte que la puissance (quantité positive). Le canal est donc unipolaire et les codes 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 implique que les données émises par les différents utilisateurs du système interfèrent les unes avec les autres. Cette interférence appelée Interférence d'Accès Multiple (IAM), est une des principales limitations des performances.

Dans la suite de l'étude, nous intéressons aux systèmes OCDMA incohérents pour une solution potentielle à "bas-coût" ainsi qu'une implantation plus simple et plus flexible dans le contexte des réseaux d'accès haut débit et multimédia. Pour l'émission des données nous utilisons la technique du "tout ou rien", également appelée On-Off Keying (OOK). Le principe consiste à émettre la séquence de code associée à l'utilisateur si la donnée à transmettre est un '1', sinon rien n'est émis lorsque la donnée est un '0'. Pour cela nous considérons un système à modulation directe, cela signifie qu'on effectue une multiplication entre la donnée à émettre dans le canal optique et le code associé à l'utilisateur. Cette technique est appelée DS-OCDMA : Direct Séquence- OCDMA.

Un réseau Optique CDMA permet d'établir des communications multiutilisateurs. Si U est le nombre d'utilisateurs qui communiquent de manière simultanée, la chaîne de transmission est composée de U couples émetteurs– récepteurs, et peut être présentée comme sur la figure II.2. Le codeur est un élément important de la chaîne. Nous présentons dans la suite les différents types de codes OCDMA utilisés pour les systèmes incohérents.

II.4.4. Les différentes méthodes d'OCDMA

En OCDMA, le code peut être implémenté de différentes manières. Par exemple, il peut être à la fois fréquentiel, temporel ou spatial et basé sur les polarisations ou la phase. Il existe également un choix à faire en ce qui concerne la source optique à utiliser. Les principales sources utilisées en OCDMA sont les sources incohérentes à large bande, les

lasers à impulsions courtes ou encore des sources lasers continues multi longueurs d'onde. Dans cette section, nous présentons brièvement les méthodes qui suscitent le plus d'intérêt dans la littérature par leur possibilité d'implémentation et par leur efficacité [24].

- **L'OCDMA par encodage temporel**

L'OCDMA par encodage temporel (DS) consiste à subdiviser un bit en plusieurs impulsions optiques courtes dont les intervalles de temps entre les impulsions représentent le code (figure II.3). Pour des taux de transmission élevés, la génération de plusieurs impulsions par bit ne peut se faire dans le domaine électrique avec un niveau de complexité et un coût raisonnables.

Différentes propositions existent donc afin de réaliser l'encodage de manière tout-optique.

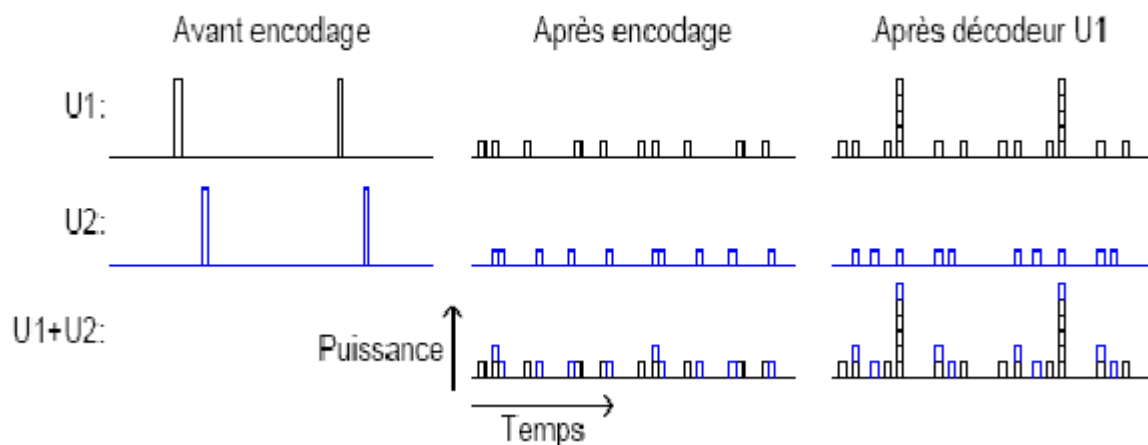


Figure (II.3) : Représentation schématique du DS-OCDMA.

Par exemple, l'impulsion peut être divisée en passant par un coupleur optique $1 \times N$ comportant N branches. Chacune de ces branches se voit imposer un délai particulier et un coupleur $N \times 1$ recombine les impulsions retardées. Le décodeur est lui aussi composé d'un coupleur $1 \times N$ et d'un autre $N \times 1$. Les délais imposés à l'encodeur sont donc compensés au décodeur et une impulsion d'auto-corrélation est recouverte. On note que de tels encodeurs et décodeurs peuvent être intégrés sur des circuits photoniques planaires dans la silice. Toutefois, un désavantage de cette méthode réside dans les pertes d'insertion subies à chaque coupleur traversé par les impulsions. La méthode d'encodage par treillis ou échelle cause moins de pertes d'insertion et consiste en l'utilisation de plusieurs interféromètres Mach-Zehnder (MZ) en série avec différents délais dans les bras des MZ. Les différents délais dans les bras du MZ imposent des délais particuliers aux impulsions, ce qui

constitue le code. Dans ce cas, l'encodeur et le décodeur ont deux sorties et donc seulement la moitié de la puissance est perdue à chaque passage dans un encodeur ou décodeur [24].

- **OCDMA par encodage spectral de phase**

Une seconde méthode utilise également les sources cohérentes à impulsions courtes en OCDMA. Il s'agit du l'OCDMA par encodage spectral de phase (SPE). Les sources MLL émettent des impulsions de manière cyclique, le spectre optique correspondant est donc également périodique.

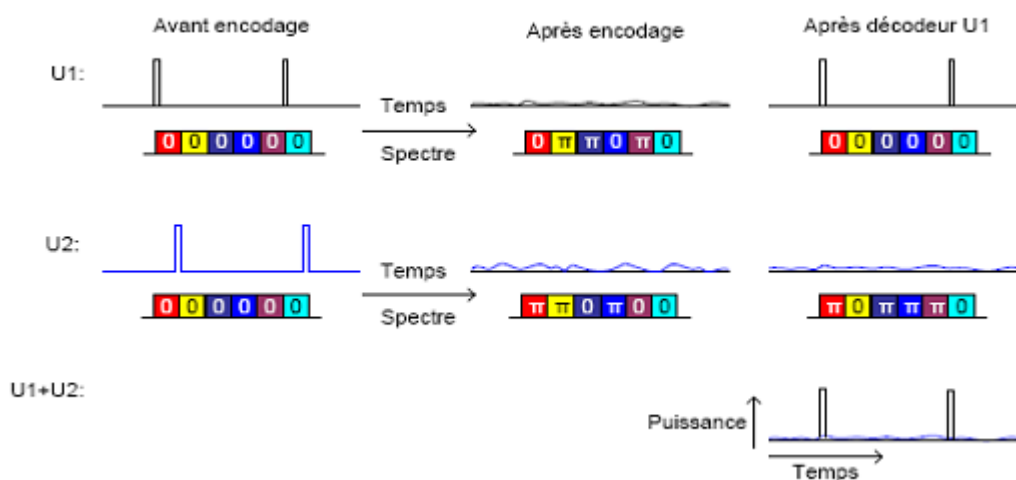


Figure (II.4) : Représentation schématique du SPE-OCDMA.

Pour l'encodage SPE, les composantes spectrales sont encodées avec des phases particulières au décodeur correspondant, les phases appropriées sont appliquées et l'impulsion originale est recouverte (U1 après décodeur U1 sur la figure II.4). Pour un interférent sur le décodeur, les phases ne sont pas compensées et la combinaison des composantes fréquentielles avec phases pseudo-aléatoires donne un bruit étalé temporellement (U2 après décodeur U1 sur la figure II.4) [24].

- **OCDMA par encodage spectral d'amplitude**

Une autre manière de réaliser un système OCDMA est d'utiliser un encodage spectral d'amplitude (SAC). Avec cette méthode, chaque usager se voit assigner une partie du spectre optique comme code. Les usagers ont généralement un nombre fixe de longueurs d'onde en commun. La combinaison d'un décodeur identique à l'encodeur et d'un décodeur complémentaire permet théoriquement d'obtenir des codes parfaitement orthogonaux par l'utilisation d'une détection équilibrée (figure II.5). Afin de réaliser

l'encodage spectral, des sources larges spectralement telles des sources incohérentes ou des lasers multi longueurs d'onde doivent être utilisées. La majorité des propositions SACOCDMA utilise des sources incohérentes puisque ces sources ont la particularité d'être intrinsèquement larges spectralement.

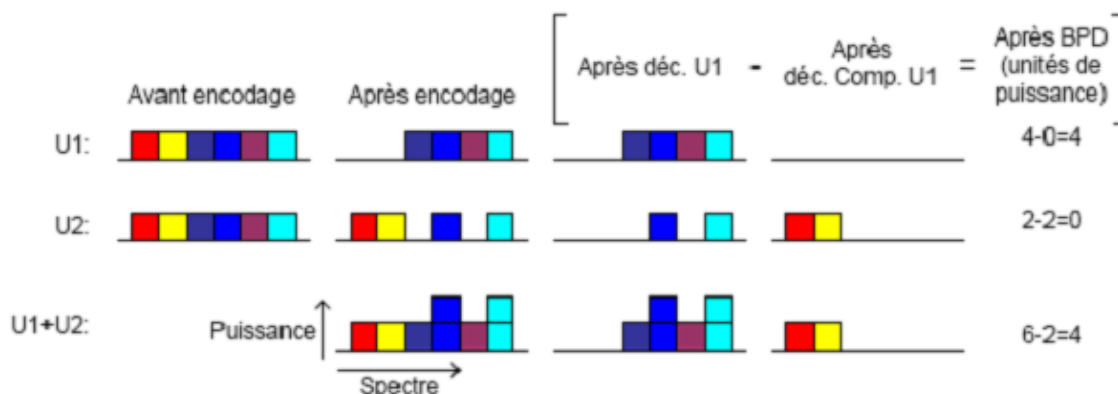


Figure (II.5) : Représentation schématique du SAC-OCDMA.

Des sources MLL à impulsions courtes pourraient aussi être utilisées, mais elles ne sont pas nécessaires ici puisque le format des données peut être non-retour-à-zéro et qu'elles impliquent une complexité et un coût plus élevés. Chaque couleur représente une case fréquentielle différente [24].

II.5. Définition du SAC-OCDMA

Dans un système SAC-OCDMA chaque usager se voit assigner son propre code spectral qui constitue sa signature ou son empreinte de façon à ce que cette dernière soit unique.

Autrement dit, comme l'illustre la figure II.6 chaque code d'utilisateur se verra attribuer une combinaison de longueur d'onde bien spécifique.

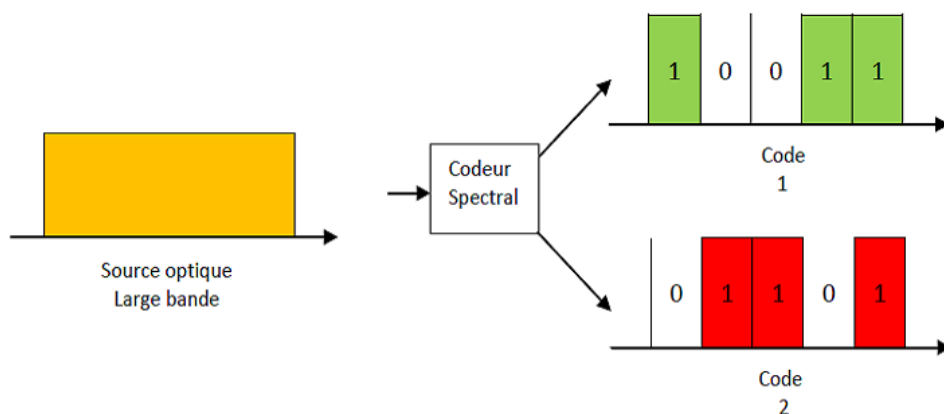


Figure (II.6) : Technique de codage spectrale en SAC-OCDMA.

Une source large bande incohérente émet un spectre. L'encodeur a pour rôle d'assigner une signature spectrale unique à chaque usager comme l'illustre la figure II.3, à titre d'exemple : en vert l'utilisateur 1 dont le code est « 10011 », et en rouge l'utilisateur 2 dont le code est « 01101 ». Ils existent plusieurs technologies utilisées pour l'encodage [21] :

II.6. Encodage et décodage d'un signal SAC-OCDMA

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. 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.

- **Encodage**

Les technologies utilisées pour l'encodage sont :

- **Encodage avec masque d'amplitude**

Cette première méthode a été proposée en 1990, le principe de fonctionnement de cette méthode est présenté dans la figure II.7 Le rôle du premier réseau de diffraction est de séparer angulairement les différentes composantes fréquentielles. Ce réseau est placé au point focal d'une lentille f_1 afin de rejeter le point image à l'infini. Un masque d'amplitude est inséré dans un plan orthogonal à l'axe de propagation et permet de supprimer les composantes spectrales voulues. Une autre lentille f_2 associée au deuxième réseau de diffraction recombine les composantes spectrales restantes [21].

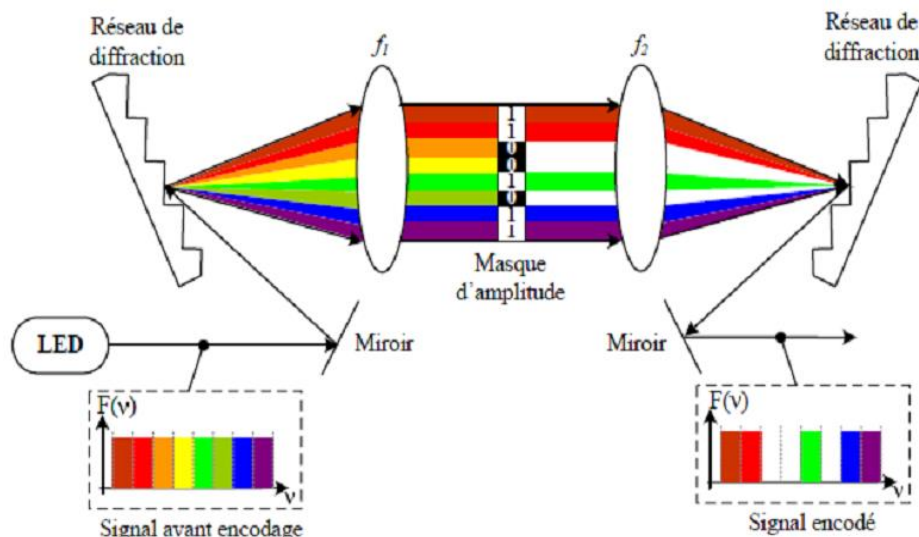


Figure (II .7) : Encodage SAC-OCDMA effectué avec un masque d'amplitude.

- Encodage avec l'utilisation d'AWG :(Arrayed Waveguide Gratingou réseau sélectif planaire).

Le principe est d'utiliser une cascade de deux AWGs $1 \times N$ comme le montre la figure II.8 . 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.

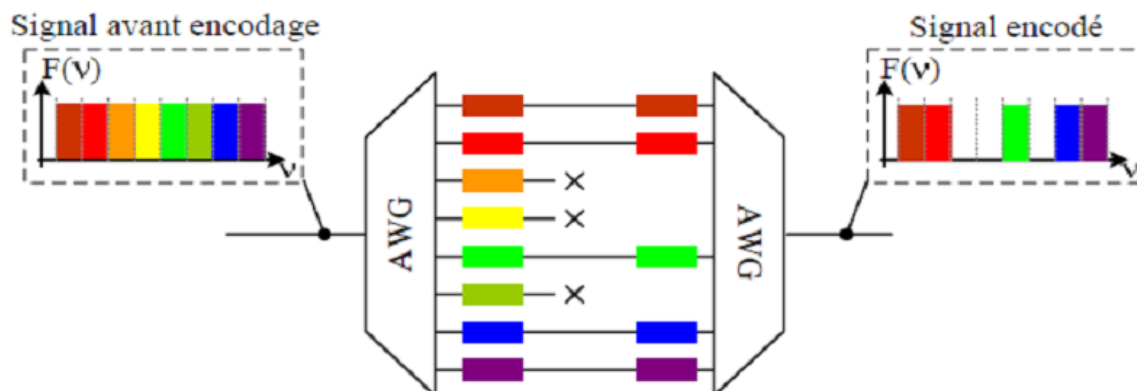


Figure (II .8) : Encodage SAC-OCDMA à base d'AWG [3].

Cette technique est intéressante, car elle utilise des composants déjà éprouvés sur le terrain dans les systèmes WDM mais nécessite tout de même deux AWGs à l'encodage pour chaque utilisateur [21].

- **Utilisation de réseaux de Bragg**

Le principe physique d'un réseau de Bragg consiste en une variation périodique de l'indice de réfraction (du cœur de la fibre dans notre cas) afin de créer des phénomènes d'interférences et ainsi d'obtenir un composant sélectif spectralement. Il est donc possible de réaliser un montage SAC-OCDMA à base de réseaux de Bragg comme le montre la figure (II .9). Chacun des réseaux de Bragg permet de supprimer une bande de fréquences qui n'est pas contenue dans le code SAC-OCDMA [21].

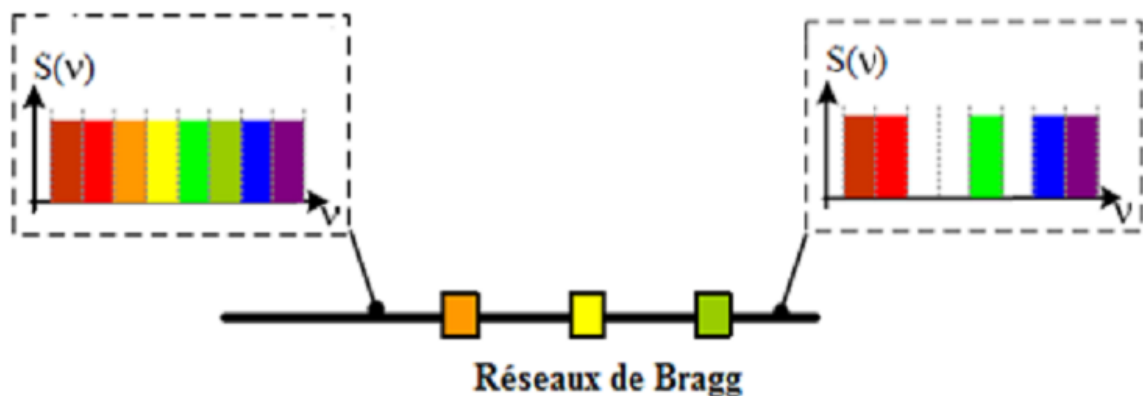


Figure (II .9) : Réseaux de Bragg utilisés en transmission pour encodage SAC-OCDMA

- **Encodage à l'aide de démultiplexeurs et multiplexeurs optiques**

C'est la technique la plus utilisée à ce jour, son principe étant assez simple. Le spectre large bande de la LED est divisée en plusieurs longueurs d'ondes de largeur égale à la l'aide d'un démultiplexeur. A partir des sorties de ce dernier, chaque utilisateur pourra rassembler les longueurs d'onde qui constituent sa signature spectrale à la l'aide d'un multiplexeur comme l'illustre la figure II .10 (Le nombre d'entrées du multiplexeur est égal au nombre de longueurs d'onde qui constituent la signature spectrale).

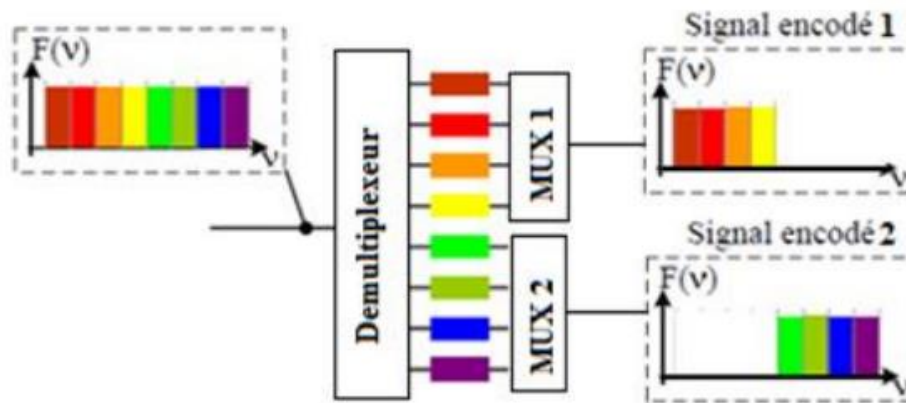


Figure (II .10) : Encodage SAC-OCDMA pour 2 utilisateurs à base d'un démultiplexeur et de deux multiplexeurs

Cependant cette méthode impose une contrainte : aucune longueur d'onde ne doit être commune entre les utilisateurs [21].

- **Décodage en SAC OCDMA**

A la réception les données de tous les utilisateurs seront réunies il faut donc utiliser le code de chaque utilisateur pour restituer la donnée qui lui est propre, pour cela il existe trois principales méthodes :

- **Détection balancée par la méthode complémentaire**

Nous présentons à la (figure II .11) la structure d'un décodeur pour un système SAC-OCDMA permettant de détecter le signal de l'utilisateur i . Cette structure est composée d'un coupleur 1×2 . Dans le bras supérieur, un décodeur DC_i est inséré dont la réponse spectrale est identique au i^{eme} code utilisé à l'émission. Dans l'autre bras, un décodeur complémentaire CDC_i est inséré dont la réponse spectrale est complémentaire au décodeur i . Cela signifie simplement que son code spectral sera le complément binaire de celui du décodeur i [25].

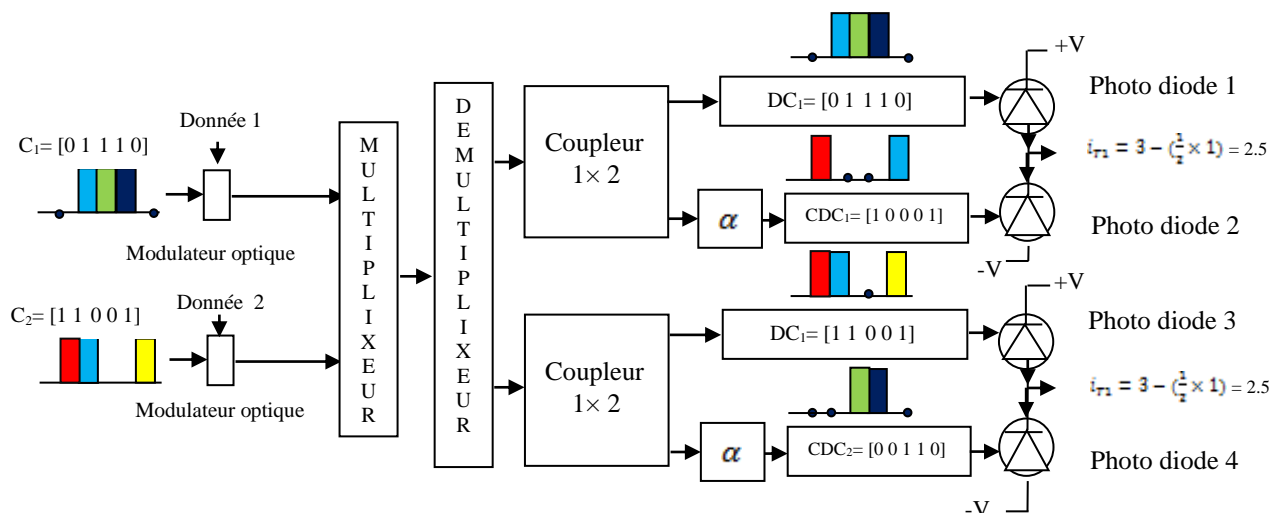


Figure (II.11) : Récepteur pour un signal SAC-OCDMA ayant le code i

L'utilisation d'une photodiode balancée permet d'obtenir la soustraction des photocourants issus des deux photodiodes distinctes. Un atténuateur de paramètre α est également inséré pour ajuster la détection balancée avec précision. Il est calculé comme le montre l'équation (II.1).

$$\alpha = \lambda c / (w - \lambda c) \text{ (II.1)}$$

Avec :

- w : le poids du code (nombre de 1 qu'il contient).
- λc : la corrélation croisée (nombre de 1 commun entre les codes).

De cette manière, les effets MAI dues aux autres utilisateurs seront étouffés au niveau du détecteur tout en favorisant l'utilisateur désiré [21].

II .6.1- Méthode de détection spectrale directe

C'est une technique similaire à la première technique, mais avec $\lambda c = 0$ donc une seule branche de décodeur et de détecteur est nécessaire,

$\alpha = 0 / (W - 0) = 0$, ce qui correspond à une suppression de la deuxième branche, ceci est réalisable pour la simple raison que l'information est suffisamment récupérable par l'un des « chips » (voir figure II .12 a), où la totalité du code (voir figure II .12 b).

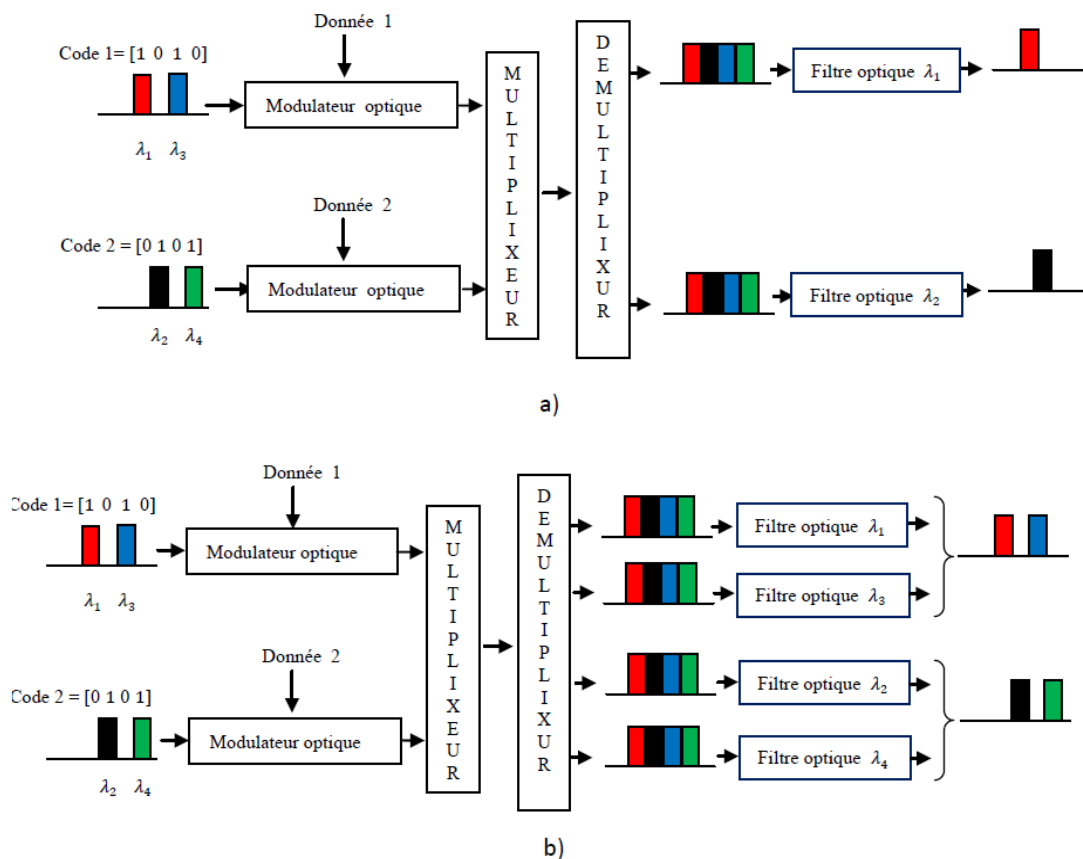


Figure II .12 Méthode de détection spectrale directe a) d'une longueur d'onde b) avec la totalité des longueurs d'ondes.

II .6.2- Méthode de détection dite « AND soustraction »

Dans cette méthode, le signal reçu passe à travers un coupleur 1×2 dans le bras supérieurs, on trouve un décodeur DCi dont la réponse spectrale est identique à celui du code Ci utilisé à l'émission. Dans le deuxième bras, un décodeurs AND est inséré comme il est illustré à la (figure II .13), à sa sortie, on obtient un code résultant de l'intersection des différents codes. L'utilisation d'une photodiode balancée permet d'obtenir la soustraction de la photo courante issue des deux photodiodes distinctes. Cette méthode a été proposée pour les codes RD (Random Diagonal) [21].

Dans la figure II .13, on a :

Le code de l'utilisateur 1 est : $C1 = [0 1 1 1 0]$, le code de l'utilisateur 2 est

$C2 = [1 1 0 1]$.

Les deux bras sont :

a) Cas de l'utilisateur 1 :

$DC1 = [0 1 1 1 0]$ et $XAND = C1 \cap C2 = [0 1 0 0 0]$ (puisque seulement deux utilisateurs sont actifs).

b) Cas de l'utilisateur 2 :

$DC_2 = [1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1]$ et $X_{AND} = C_2 \cap C_1 = [0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]$ (puisque seulement deux utilisateurs sont actifs).

Au niveau du détecteur, de la soustraction des photos courantes générées sur chacune des photodiodes, on obtient:

$$i_{Totale} = i_{PD1} - i_{PD2} \quad (II.2)$$

Dans notre cas, on a : $i_{Totale} = 2.5$ (II.3)

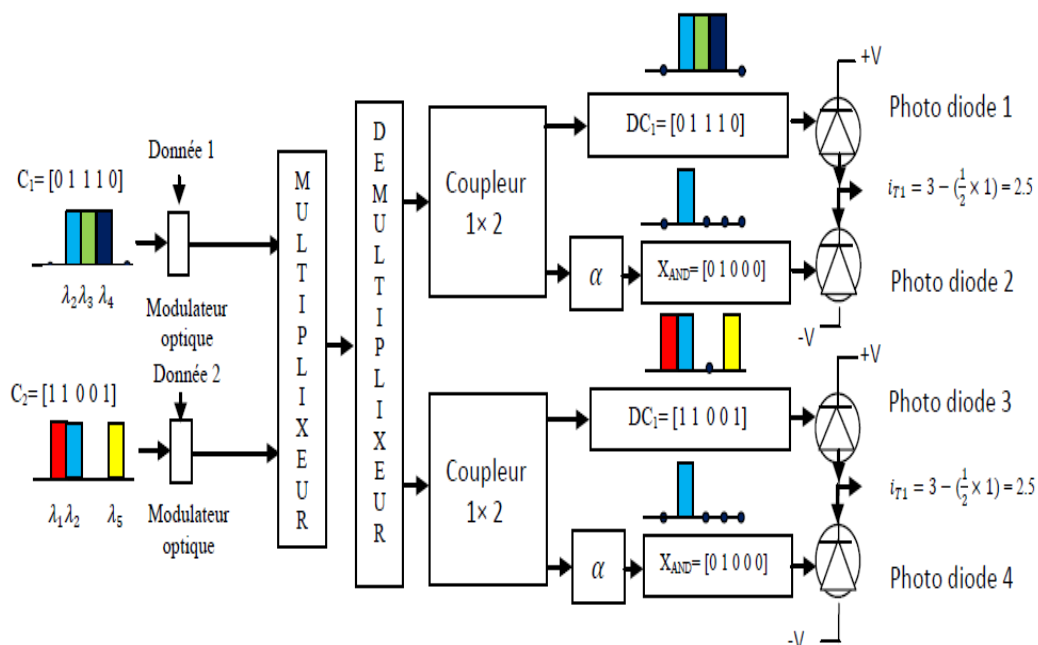


Figure II. 13 : Méthode de détection AND soustraction.

II.7. Conclusion

L'augmentation des besoins de transmission des données introduit des techniques d'étalement de spectre telles que le CDMA optique qui représente une des solutions possible pour le partage des ressources dans les réseaux optiques. De nombreux systèmes de codage OCDMA ont été développés ces vingt dernières années puisque qu'il est considéré comme un candidat potentiel pour les réseaux d'accès optiques, c'est pourquoi cette technique fait l'objet de nombreux travaux, c'est pour ça nous avons choisi d'étudier l'encodage de l'amplitude spectral SAC-OCDMA dans ce chapitre.

Le but de ce chapitre est de connaître les techniques d'encodage, décodage.

Table des matières

III.1. Introduction	47
III.2. Le multiplexage de sous-porteuses ou Sub-carrier Multiplexing (SCM)	48
III.2.1. Les avantages de multiplexage de sous porteuses SCM	48
III.2.2. Le Système Hybride SCM/OCDMA	49
III.3. Construction de codes bipolaires	51
III.3.1. Séquences de Walsh –Hadamard	52
III.3.2. Construction de codes optiques unipolaires	53
III.3.2.1. Codes optiques orthogonaux OOC	53
III.4. Les code avec inter corrélation nulle ZCC :	62
III.4.1. Construction des codes DW	62
III.4.2. Modification des codes DW	63
III.4.3. Critère de construction des codes ZCC	64
III.5. Méthodes de constructions	65
III.6. Conclusion	69

III.1. Introduction

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

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

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

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

OCDMA technique a pour inconvénients d'être limitée en termes de capacité de multiplexage et de subir des interférences dues aux utilisateurs non désirés.

Dans le but d'augmenter le nombre d'utilisateurs de ces systèmes, nous avons présenté l'étude de la performance du système hybride SCM/OCDMA et OFDM/OCDMA, Ensuite, nous présentons les différents types des codes unidimensionnels, les codes unipolaires comme les codes de Walsh Hadamard, les codes bipolaires comme les Prime Codes et les codes OOC (Optical Orthogonal Code), le code FCC, le nouveau code ZCC propose et leur propriétés d'auto-corrélation, d'inter-corrélation puisque les performances d'un système SAC-OCDMA sont conditionnées par ces propriétés.

III.2. Le multiplexage de sous-porteuses ou Sub-carrier Multiplexing (SCM)

Le multiplexage de sous-porteuses ou Sub-carrier Multiplexing (SCM) est un multiplexage optique qui permet le passage d'un multiplex RF électrique à un signal optique modulé en puissance. Le laser est modulé directement par le multiplex électrique auquel s'ajoute une intensité continue qui permet d'atteindre le point de fonctionnement. Il est donc possible de transmettre plusieurs signaux optiques sur une porteuse optique et l'intérêt réside dans la simplicité de récupération des signaux puisque de simples filtres électriques sont suffisants après démodulation de la porteuse optique.

L'inconvénient est que c'est un multiplexage fragile dans la mesure où le rapport signal sur bruit par porteuse diminue avec le nombre de porteuses et il est de par sa nature (multiplex fréquentiel) très sensible aux non linéarités. Le laser doit donc être exclusivement modulé dans sa partie linéaire.

Le SCM est donc une technique de multiplexage intéressante pour transporter des signaux RF sur fibre optique (application avec la technologie ADSL) mais ses capacités en nombre de porteuses sont trop limitées pour penser à adresser un grand nombre d'utilisateurs par allocation d'une fréquence électrique par client.

III.2.1. Les avantages de multiplexage de sous porteuses SCM

La technologie SCM simple et rentable. Elle fournit un moyen tirant partie de la bande passante multi-gigahertz des fibres optiques en utilisant des techniques de micro-ondes bien établies dont les composantes sont arrivées à échéance et disponibles dans le commerce [43]26. En outre, celle-ci est moins coûteuse que la technologie correspondant à multiplexage par répartition en longueur d'onde (WDM) [44].

Les systèmes optiques (OCDMA) ont reçu plus d'attention parce que CDMA a permis à de nombreux utilisateurs de partager le même support de transmission asynchrone et simultanément avec un haut niveau de sécurité de transmission [45].

Cependant, l'accès multiple d'interférences (AMI) est la principale raison de la dégradation des performances en OCDMA surtout quand un grand nombre d'utilisateurs est impliqué. Dans cette section, nous avons présenté l'étude de la performance des systèmes hybrides SCM/OCDMA

Ces systèmes hybrides sont proposés dans le but de combiner les avantages des deux techniques. Il est proposé comme moyen d'augmenter le nombre maximal admissible

d'utilisateurs actifs simultanément en augmentant la SCM (et / ou) le mot de code OCDMA. Ainsi, le système hybride qui en résulte est robuste contre les interférences, possède une sécurité de transmission élevée et augmente la capacité de canal dans les fibres optiques existants.

III.2.2. Le Système Hybride SCM/OCDMA

La figure 1 représente le schéma synoptique du système hybride SCM/OCDMA. A l'émission, les données numériques avec des codes unipolaires indépendants sont mélangées par différentes porteuses hyperfréquence. Les sous-porteuses sont combinées et optiquement modulées à l'aide d'un modulateur optique externe (OEM). Alors "m" signaux modulés sont combinés et transmis par la fibre optique.

Au niveau du récepteur, un séparateur optique est utilisé pour séparer les différentes séquences de codes modulés. Le signal reçu peut être décodé en utilisant une séquence de codes identifiés et les composants non appariés seront filtrés.

Ensuite, le signal décodé est détecté par le photo-détecteur. Un séparateur et un filtre passe-bande électrique (FPB) sont utilisés pour diviser les signaux de sous-porteuse multiplexé et de rejeter les signaux indésirables, respectivement. Afin de récupérer les données transmises d'origine, le signal d'entrée est mélangé électriquement avec une fréquence de micro-onde locale (f_i) et filtré en utilisant un filtre passe-bas (LPF).

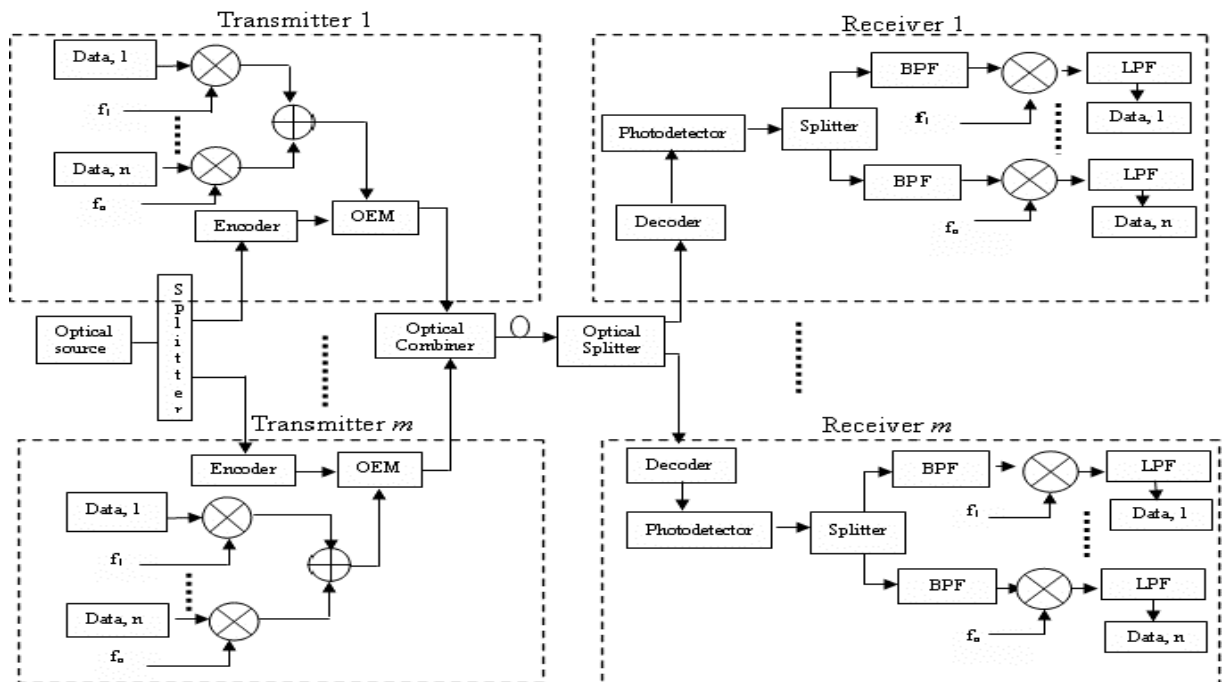


Figure (III.1) Block Diagram of SCM/OCDMA System with Direct Decoding Technique

Dans ce système hybride, chaque utilisateur est associé à une séquence particulière de code (C_i), et la fréquence de sous-porteuse " f_i ", où la paire de (C_i) est unique par rapport à tous les autres utilisateurs. Seul le destinataire prévu est capable de démoduler correctement le signal détecté, rendu possible par le système de décodage. Chaque récepteur est adapté à une paire de (c_i, f_i). Chaque récepteur doit se régler sur une fréquence correcte et un code de séquence pour recevoir les données souhaitées. Donc les autres signaux sont rejetés.

Le Système Hybride proposé OFDM/OCDMA

Ce système hybride permet d'augmenter la capacité de multiplexage du réseau offert par les codes OCDMA, La figure III. 2 illustre le schéma synoptique du système hybride OFDM/OCDMA. En partie électrique les données sont modulées par le signal QAM-OFDM et convertis en un signal optique. Dans un système typique OCDMA, à l'émetteur, une source optique à longueurs d'onde multiples, tel qu'un réseau de lasers DFB ou une diode émettrice de lumière super-luminescente (SLED) est envoyée au codeur. Le codeur optique peut être mis en œuvre par les technologies de filtre WDM intégrées tels que des réseaux de Bragg sur fibre (FBG), plusieurs utilisateurs peuvent partager le même support de transmission. Les signaux de codeur optique sont modulés par le modulateur externe avec signal OFDM généré. Au niveau du récepteur, le signal reçu passe à travers une branche de puce spectrale reconnues par filtrage adapté, comme illustré la Fig. III.2. Ce signal résulte est détecté par une photo détecteur (PIN) ; qui peut convertir le signal optique en signal électrique. Enfin, le signal original peut être récupéré après démodulateur OFDM et un autre traitement électrique. En outre Cette conception peut être effectuée en utilisant les fibres de Bragg-réseaux (FBG) pour décoder le signal reçu en raison de leurs faibles pertes d'insertion, une bonne résolution spectrale de petite taille et poids léger [46, 47].

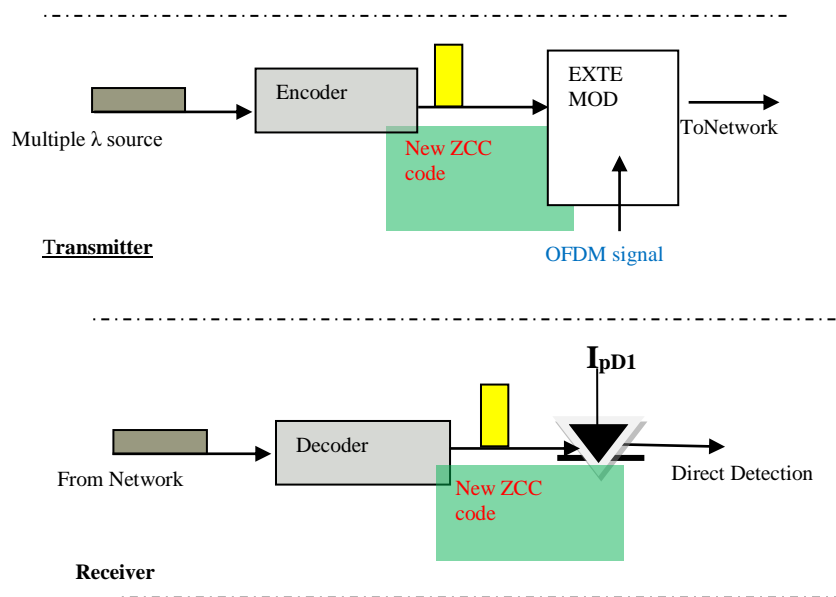


Figure (III.2) Schéma illustre le système hybride (OFDM-OCDMA) utilise le nouveau code ZCC [49].

La technique de CDMA est basée sur l'allocation d'un code à chaque utilisateur qui lui permet d'extraire du signal reçu, les informations qui lui sont destinées. Pour le CDMA hertzien, les codes utilisés sont bipolaires, c'est-à-dire constitués de '-1' et de '1'. Cependant, cette bipolarité est complexe et onéreuse à conserver pour les communications optiques. Nous nous sommes donc intéressés à chercher et utiliser des codes simples (non complexe), flexibles et facilement réalisables.

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

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

III.3. Construction de codes bipolaires

Une séquence bipolaire est définie comme étant une suite d'impulsions pouvant prendre deux états distincts (+1 ou -1) par rapport à un niveau de référence transmis. L'utilisation de ces codes bipolaires dans un système CDMA, optique ou radiofréquence, est déterminée par leurs propriétés d'auto et d'inter-corrélation, pour les systèmes synchrones que pour les systèmes asynchrones. Les conditions posées sur les propriétés de corrélation permettent de contrôler, de minimiser l'effet des interférences d'accès multiple (MAI) sur le taux d'erreurs binaires (TEB) à la réception.

Les séquences de type bipolaire 'Walsh Hadamard', 'Pseudo Noise' (PN) ou 'Gold', sont les principaux exemples qui prennent en compte dans leur construction tout ou partie des conditions et limites posées sur les propriétés de corrélation [48].

III.3.1. Séquences de Walsh –Hadamard

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

Définissons, en premier lieu, les fonctions de corrélation et les critères d'orthogonalité. Soient x et y deux séquences distinctes, les fonctions d'auto et d'inter-corrélation, λ_a et λ_c , sont respectivement, définies par [50]:

$$\begin{cases} \lambda_a = \sum_1^{L-1} x(i).x(i - \tau) \\ \lambda_c = \sum_1^{L-1} x(i).y(i - \tau) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Avec

τ : représente le retard.

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

$$\lambda_c = \sum_1^{L-1} x(i).y(i - \tau) = 0 \quad (\text{III.2})$$

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

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

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

Ou

$$W(1) = [1]$$

Les codes sont donnés par les lignes de la matrice.

Exemple :

$$W(4) = \begin{bmatrix} W(2) & W(2) \\ W(2) & -W(2) \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

$$W(2) = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad -W(2) = \begin{bmatrix} -1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

Donc, $W(4)$ devient :

$$W(4) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

L'inconvénient majeur que présentent les séquences bipolaires est qu'elles ne possèdent plus les mêmes propriétés d'orthogonalité dans le cas d'une émission asynchrone des différents utilisateurs [48]. De plus les propriétés d'auto-corrélation des différentes séquences, pour une valeur non nulle de τ , sont, elles aussi, mauvaises, ce qui ne les privilèges pas dans le cas dans le cas de l'émission asynchrone.

Comme nous l'avons déjà mentionné, l'écrasement de la phase des signaux bipolaires lors de leur transmission par le canal optique à détection directe nécessite l'utilisation de détection cohérente dont l'implémentation se révèle généralement complexe, difficilement intégrable et coûteuse. Même si les codes bipolaires présentent de bonnes propriétés de corrélation dans des configurations synchrones, le niveau de ces inter-corrélations augmente dans des configurations asynchrones [50].

III.3.2. Construction de codes optiques unipolaires

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

III.3.2.1. Codes optiques orthogonaux OOC

Les OOC ont été les premiers codes développés pour le CDMA optique. Ils ont été proposés en 1989 par J. Salehi [50] et sont définis sous la forme: OOC $(L, W, \lambda_a, \lambda_c)$ où :

- L est la longueur du code.
- W est le poids du code.
- λ_a la contrainte d'auto-corrélation, c'est-à-dire le degré de ressemblance du code avec ses versions décalées. Plus cette valeur sera faible, plus il sera possible de différencier le code désiré d'une version décalée de ce code.
- λ_c la contrainte d'intercorrélacion, c'est-à-dire le degré de ressemblance du code avec les autres codes de la famille. Plus cette valeur sera faible, plus il sera possible de différencier le code désiré des autres codes de la famille.

a- Représentation

Il existe plusieurs façons de représenter mathématiquement les codes d'étalements :

1. **Avec un vecteur donnant les positions des chips à 1** : ce vecteur est une matrice ligne de dimension $(1 \times W)$. Chaque élément du vecteur indique la position dans la séquence de longueur L d'un chip unité. Toutes les autres chips sont mises par défaut à 0. Par exemple, la matrice position du code présenté dans la figure III.3 est $tP = [1\ 3\ 5\ 8]$, avec $L = 8$. Nous considérons que les positions sont numérotées de 1 jusqu'à L . Ce vecteur permet de décrire de façon concise le code, donc nous utiliserons cette notation pour définir les codes utilisés.

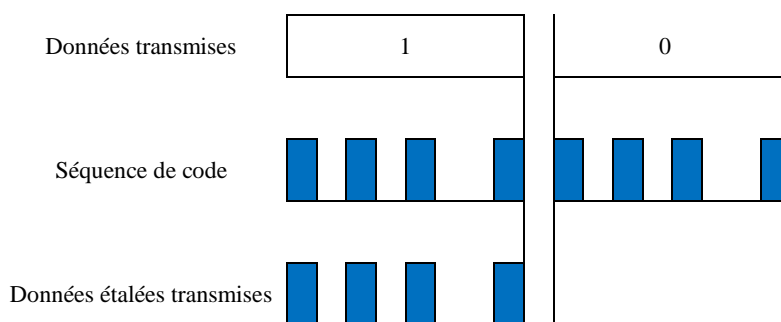


Figure (III.3) : Codage d'une donnée '1' et d'une donnée '0'.

2. **Avec un vecteur donnant les retards relatifs** : c'est une matrice ligne de dimension $(1 \times W)$. Chaque élément du vecteur indique le retard entre deux chips unité consécutifs. Comme pour la matrice position, toutes les autres chips sont par défaut une valeur 0. Par exemple, le vecteur retard du code de la figure III. 3 est : $[1\ 2\ 2\ 3]$. Cette notation est surtout utilisée dans certaines méthodes de construction des codes, lorsque la génération des codes se fait à partir des retards relatifs.

3. **Avec un vecteur donnant la valeur de chaque chip** : c'est une matrice ligne de dimension $(1 \times L)$, le code de l'utilisateur i s'écrit : $c_i = [c_{i,j}]$. Chaque élément du vecteur indique la valeur du chip concerné. Par exemple, le vecteur chip du code présenté dans la figure II.1 est : $[1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 1]$. Cette notation est principalement utilisée pour décrire et expliquer par l'exemple le fonctionnement du système.

4. **Avec une expression mathématique** : $c_i(t) = \sum_{j=1}^L c_{i,j} P(t - jT_c)$ ou $c_{i,j}$ correspond au $j^{\text{ème}}$ chip du code $i^{\text{ème}}$ utilisateur, et $P_{T_c}(t)$ est une porte unitaire de durée T_c . Cette expression mathématique décrit l'évolution temporelle du code pendant le temps bit. Contrairement aux représentations précédentes qui décrivent un code en particulier, cette expression est utilisée pour décrire l'ensemble des codes dans le cas général. Elle est utilisée

pour décrire mathématiquement le système, quelques soient les codes choisis dans une famille.

b- Auto-corrélation et inter-corrélation des codes d'étalement OOC

Les valeurs d'auto et d'inter-corrélation des codes OOC sont des paramètres clés pour les performances du système en présence de plusieurs utilisateurs. Pour λ_a et λ_c fixés, les codes d'une famille OOC doivent vérifier :

$$Z_{c_i c_i}(l) = \sum_{j=1}^L c_{i,j} \times c_{i,j+l} = \begin{cases} W & \text{pour } l = 0 \\ \leq \lambda_a & \text{pour } 1 \leq l \leq L-1 \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Et

$$Z_{c_i c_k}(l) = \sum_{j=1}^L c_{i,j} c_{k,j+l} \leq \lambda_c \text{ pour } 0 \leq l \leq L-1 \quad (\text{III.8})$$

La relation (III.7) revient à déterminer, pour toutes les valeurs de décalage circulaire, le nombre de chips à '1' en commun entre le code et sa version décalée. Il y a des « chips en commun » lorsque deux chips unitaire de deux codes différents occupent la même fenêtre temporelle. Par exemple, pour le code de la figure III.4, pour un décalage circulaire $l = 3$, on compare les motifs suivants :

[1 0 1 0 1 0 0 1] sans décalage.

[0 0 1 1 0 1 0 1] avec un décalage $l = 3$.

Les motifs possèdent 2 chips unitaire en commun donc $Z(3) = 2$. Ce calcul est réalisé pour tous les décalages circulaires, et on obtient la fonction d'auto-corrélation du code (voir figure III.4).

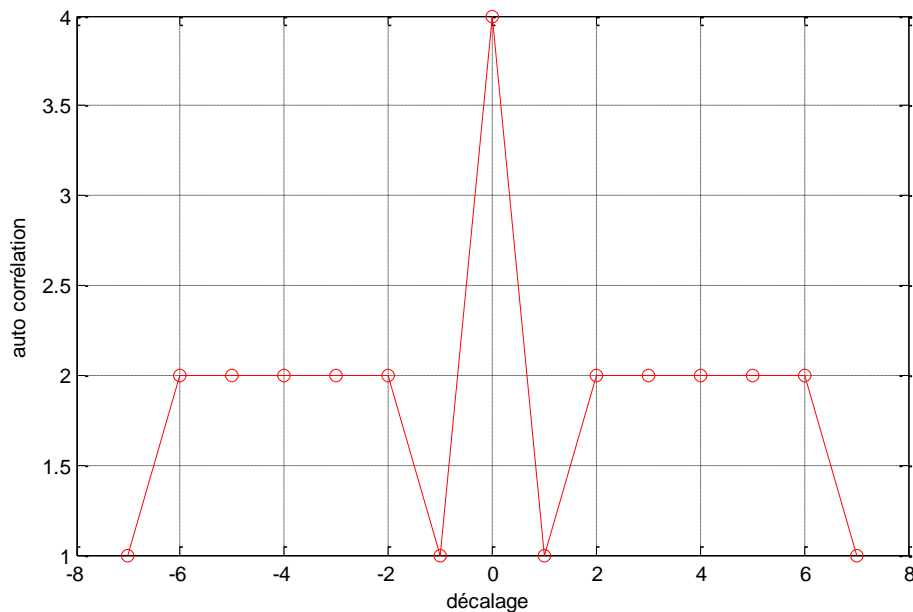


Figure (III.4) : Fonction d'auto-corrélation du code OOC [1 3 5 8].

On peut vérifier qu'on obtient un maximum d'auto-corrélation pour $l = 0$ ($Z(0) = 4$), c'est-à-dire lorsque le code est comparé à sa réplique. De plus, on observe que les valeurs d'auto-corrélation sont toujours positives et qu'il existe des décalages pour lesquels l'auto-corrélation n'est pas nulle. Ceci est dû à l'uni polarité des codes : comme les codes sont constitués de '0' ou de '1', le résultat de la multiplication entre deux chips est soit '0' soit '1'. Donc, l'auto-corrélation ne peut prendre que des valeurs positives ou nulles. De plus, comme il existe toujours un décalage non nul tel que les codes aient un de leurs chips unité en commun, donc une auto-corrélation au moins égale à '1', la fonction d'auto-corrélation aura toujours certaines valeurs non nulles pour $l \neq 0$.

Enfin, comme la valeur maximale de l'auto-corrélation pour un décalage non nul égal à 5, ce code vérifié $\lambda_c=2$.

La relation (III.7) revient à déterminer, le nombre de chips unité en commun entre deux codes de la famille, pour toutes les valeurs de décalage circulaire entre les 2 codes. Par exemple, la fonction d'inter-corrélation du code [1 3 5 8] et du code [1 2 4 7] est représentée dans figure III.5:

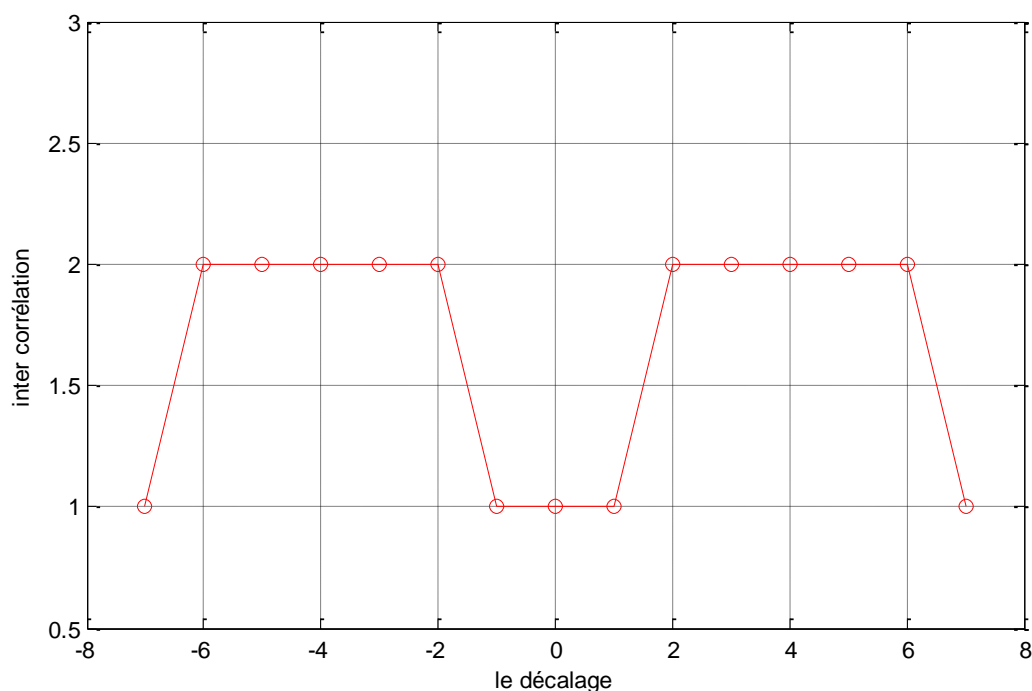


Figure (III.5) Fonction d'inter-corrélation entre les codes OOC [1 3 5 8] et [1 2 4 7].

On observe, comme pour la fonction d'auto-corrélation, que l'inter-corrélation est toujours positive ou nulle, et qu'il existe des décalages pour lesquels l'inter-corrélation n'est pas nulle, du fait de l'uni polarité des codes. Comme la valeur maximale de l'inter-corrélation est 2, ces codes vérifient $\lambda_c = 2$.

Pour obtenir la valeur λ_a (respectivement λ_c) d'une famille de code, on calcule les fonctions d'auto-corrélation (respectivement d'inter-corrélation) pour tous les codes (respectivement tous les couples de codes), et on conserve la valeur maximale.

Dans le cas idéal, pour pouvoir reconnaître les codes de leurs versions décalées il faut que $\lambda_a = 0$. De plus, pour ne pas avoir d'interférence entre les codes, il faut que $\lambda_c = 0$. Dans ce cas, les codes sont dits strictement orthogonaux. Cependant, cette orthogonalité stricte ne peut pas être obtenue pour les OOC car leur uni polarité ne permet pas d'avoir une auto et inter-corrélation nulle quelque soit le décalage. En conséquence, la meilleure orthogonalité possible pour les OOC est obtenue pour $\lambda_a = 1$ et $\lambda_c = 1$ [51]. Il existera donc des cas pour lesquels deux codes auront un chip en commun. On dira alors qu'il y a recouvrement.

c- Cardinalité des OOC

Il a été montré par Salehi [52] que la cardinalité (nombre d'utilisateurs) d'un code $(L, W, \lambda_a = 1, \lambda_c = 1)$ est donnée par :

$$K \leq \left\lfloor \frac{L-1}{W(W-1)} \right\rfloor \quad (\text{III.9})$$

Où $\lfloor \cdot \rfloor$ est l'opérateur qui prend la partie entière d'un nombre par valeur inférieure. Il est noté que cette expression théorique donne une borne supérieure du nombre d'utilisateurs possibles dans une famille de code. Ainsi, certaines familles auront un nombre réel de codes inférieur à la valeur théorique.

On peut extrapoler des travaux de Johnson [50] que le nombre d'utilisateurs possibles dans une famille OOC $(L, W, \lambda_a, \lambda_c)$, telle que $\lambda_a = \lambda_c = \lambda$, est donné par:

$$K(L, W, \lambda) = \left\lfloor \frac{1}{W} \left\lfloor \frac{L-1}{W-1} \left\lfloor \frac{L-2}{W-2} \left\lfloor \frac{L-3}{W-3} \dots \left\lfloor \frac{L-\lambda}{W-\lambda} \right\rfloor \right\rfloor \right\rfloor \right\rfloor \right\rfloor \quad (\text{III.10})$$

d- Construction des codes

Pour construire les codes OOC, il existe plusieurs méthodes [38][50][40], la méthode BIBD, qui est à la base de l'une des deux méthodes de construction des codes ZCC proposées est présentée dans le paragraphe suivant:

d-1. Construction par la méthode BIBD

La méthode BIBD [35] est une méthode de construction utilisable seulement lorsque la longueur souhaitée du code est un nombre premier, cette méthode fait appel à l'utilisation de racines primitives (voir annexe A).

Une racine primitive est un nombre α d'un corps de Galois $GF(q)$ (corps fini, qui contient q éléments dont α [36] . Chaque élément de $GF(q)$ (excepté 0) peut être généré par une puissance de α . On peut donc écrire (voir annexe A):

$$GF(q) = \{0\} \cup \{\alpha^i \pmod{q}, i=1, 2, \dots, q-1\} \quad (\text{III.11})$$

Cette méthode de construction est basée sur un calcul mathématique, permettant d'avoir un vecteur de position des codes. A partir d'une longueur de code L (L étant un nombre premier), et du poids W . Le nombre des codes possibles est donné par l'équation (III.10). Selon la parité de W deux types de vecteur de position des codes peuvent être obtenus [37]:

Si W est pair ($W = 2.m$), avec m entier

$$P_{c_i} = \{(\alpha^{mi+jk}) \pmod{L}\} \cup \{0\}. \quad (\text{III.12})$$

Avec

$$k = W \times K = 2mK \quad \text{Et} \quad i \in [0, K-1], j \in [0, W-2].$$

Si W est impair ($W = 2.m + 1$)

$$P_{c_i} = \{(\alpha^{mi+jk}) \pmod{L}\} \quad (\text{III.13})$$

Avec

$$k = (W-1) \times K = 2.m.K \quad \text{Et} \quad i \in [0, K-1], j \in [0, W-1].$$

Par exemple, pour $L = 13, W = 3, \lambda_a = 1, \text{ et } \lambda_c = 1$: on obtient une racine primitive $\alpha = 2$ (voir annexe A).

Alors d'après l'équation (III.10) on trouve:

$$K \leq \left\lfloor \frac{L-1}{W(W-1)} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{13-1}{3(3-1)} \right\rfloor = \frac{12}{6} = 2 \quad (\text{III.14})$$

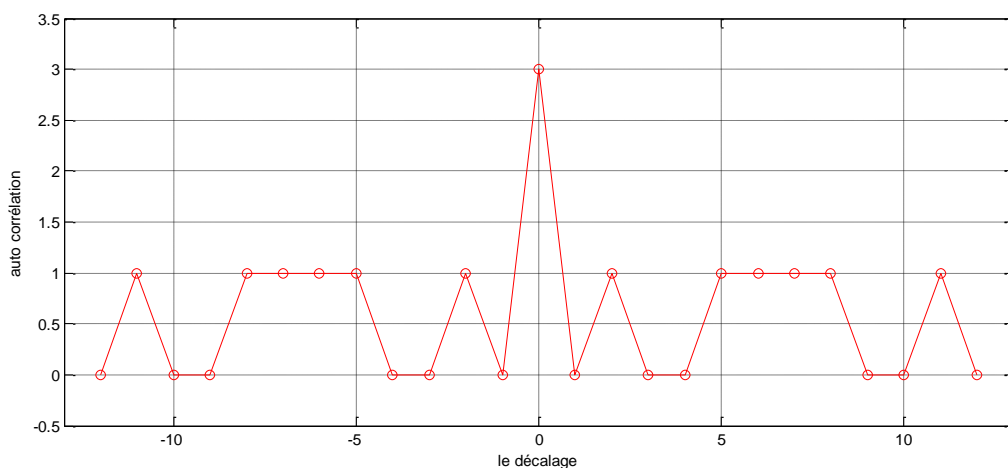
Donc il est possible de construire $K = 2$ codes (deux utilisateurs), les vecteurs de position des codes obtenus sont :

$$P_{c_0} = [1 \ 3 \ 9] \text{ et } P_{c_1} = [2 \ 6 \ 5].$$

Comme nous considérons que les positions sont numérotées de 1 jusqu'à L , et non de 0 jusqu'à $L-1$, les codes correspondants, aux vecteurs de position, sont les suivants:

$C_1 = [2 \ 4 \ 10]$ et $C_2 = [3 \ 7 \ 6]$.

Cette méthode de construction donne immédiatement une famille de codes quasi orthogonaux, cependant, la longueur du code doit être un nombre premier, et les codes doivent vérifier que $\lambda_a = \lambda_c = 1$ (car ce n'est pas toujours le cas). La figure III.6 et la Figure III.7 représentent respectivement la fonction d'auto-corrélation et d'inter-corrélation pour les deux codes C_1 et C_2 .



La figure (III.6) : Auto-corrélation a) code C_1 b) code C_2

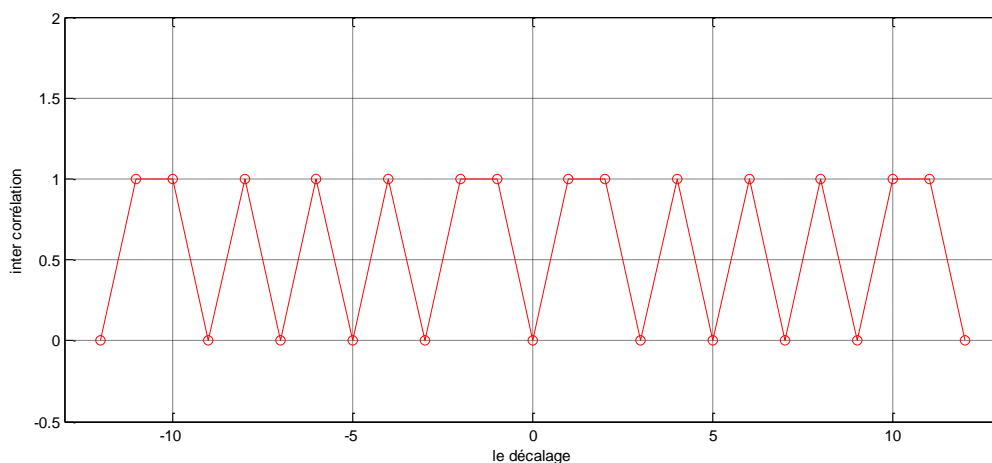


Figure (III.7): Inter-corrélation des codes C_1 et C_2 .

On observe que, quelque soit le décalage, les deux codes ont une auto et une inter-corrélation maximale égale à 1 ($\lambda_a = \lambda_c = 1$). Les codes OOC reste parmi les meilleurs codes pour les systèmes asynchrones pour une inter-corrélation $\lambda_c = 1$. Cependant, dans les systèmes synchrones tel que le SAC-OCDMA, les codes OOC, pour un nombre d'utilisateurs donnés, garantis une inter-corrélation nulle ($\lambda_c = 0$), cette condition ne peut être satisfaite

que pour des longs longueurs de codes, non adéquats lors de l'implémentation du système en question [32] [29].

III.3.2.2. Les code avec inter corrélation flexible (FCC- Flexible Cross Corrélation Code) :

Les codes FCC a des avantages, comme la propriété de flexibilité de corrélation croisée à n'importe quel nombre d'utilisateurs et de poids, supprimé l'impact du bruit d'intensité induite par phase (PIIN) et à de Propriété d'annulation accès multiple interférences (AMI).

Les codes optiques FCC sont la famille de K (pour les k utilisateurs) est constitue par: une séquences binaire [0, 1], une longueur N, de poids du code W (le nombre de "1" dans chaque mot de code) et l'auto-corrélation maximale λ_{max} .

Dans le système OCDMA, Pour permettre au récepteur de distinguer le maximum des utilisateurs possibles, pour réduire les interférences de canal et pour accommoder un grand nombre d'utilisateurs, les codes optiques devraient avoir de grandes valeurs de W et la taille K[39].

Etape 1

Le Code optique FCC pour les K utilisateurs est compose de (N, W, λ_{max}).le KxN matrice de A_k^w est appelé la matrice tridi agonales de code. Ces ensembles de codes sont représentés par:

$$A_k^w = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & 0 & 0 & \dots \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} & 0 & \dots \\ 0 & a_{32} & a_{33} & a_{34} & a_{35} & 0 \\ 0 & a_{32} & a_{33} & a_{34} & a_{35} & 0 \\ \vdots & \ddots & & \ddots & \ddots & \ddots \\ 0 & & 0 & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ A_1 \\ A_2 \\ A_3 \\ \vdots \\ A_k \end{bmatrix} \quad (III.15)$$

où,

$$\begin{aligned} A_1 &= a_{11}, a_{12}, a_{13}, \dots a_{1N} \\ A_2 &= a_{21}, a_{22}, a_{23}, a_{24} \dots a_{2N} \\ A_3 &= a_{31}, a_{32}, a_{33}, a_{34} \dots a_{3N} \\ A_k &= a_{k1}, a_{k2}, a_{k3}, \dots a_{kN} \end{aligned} \quad (III.16)$$

Les lignes de A1, A2 et A_K représente le mot de code K , et on suppose que le poids du code est W.

Etape 2;

Une fois que les K codes représentés

par K lignes de KxN code matrice A_k^w dans l'équation (1), doivent représenter un ensemble valable K avec mot de code en phase auto corrélation λ_{\max} et le poids de code W; il doit remplir les conditions suivantes:

Les éléments $\{a_{ij}\}$ doivent avoir des valeurs de "0" ou "1"

$a_{ij} = "0" \text{ ou } "1" \text{ pour } i = 1,2, \dots K, j = 1,2, \dots N$

dans la phase de l'auto-corrélation λ_{\max} , entre chacun des mots de code K (k lignes de la

matrice, A_k^w); le Code du poids W ne doit pas excéder, $X_i X_j^T = \begin{cases} \leq \lambda_{\max} & \text{for } i \neq j \\ = W & \text{for } i = j \end{cases}$ (III.17)

Le poids de code de chaque mot de code doit être égale à W où,

$$\sum_{j=1}^N a_{ij} = W, \quad i = 1,2 \dots K \quad (\text{III.18})$$

A partir de l'équation (3), on voit que le $W = X_i X_i^T$ est la fonction d'auto-corrélation de code.

$X_i Y_j^T$ Est l'inter corrélation entre l'ième et le jème codes. Il résulte que $X_i X_i^T$ doit être supérieure à $X_i Y_j^T$. En d'autres termes, $W > \lambda_{\max}$

Toutes les K lignes de A_k^w devraient être linéairement indépendants, parce que chaque mot de code doit être unique et différent des autres mots de code. C'est-à-dire le rang de la KxN matrice, A_k^w devrait être K. De plus, pour la A_k^w avoir rang K, les codes doit être vérifié la condition $N \geq K$.

Étape 3

à Partir des cinq conditions précédentes dans l'étape 2, l'une des matrices de séquences binaires comme indiqué dans l'équation (1) à l'étape 1, la première ième ligne pour le premier utilisateur K est donnée par;

$$A_i = \overbrace{0 \dots 0}^{r(i-1)} \quad \overbrace{11 \dots 1}^w \quad \overbrace{0 \dots 0}^{r(k-i)}$$

La longueur de codes N qui est la longueur des lignes de la matrice de code K x N, est donnée par;

$$N = WK - \lambda_{\max}(k - 1) \quad (\text{III.19})$$

On peut voir que la longueur N est minimale dans les conditions supposées. Le tableau 1 montre le code FCC pour un nombre donné d'utilisateurs K = 5, le poids W = 4 et corrélation croisée flexible $\lambda_{max} \leq 1$.

Tableau 1: Exemple de Code FCC [39].

		$A_i = r(i - 1),$				$W,$	$r(K - i)$								
K_1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
K_2	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
K_3	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0
K_4	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
K_5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1

III.4. Les code avec inter corrélation nulle ZCC :

Les codes ZCC ont été obtenus pour la première fois à partir des codes MDW (Modified double Weight) [32][40].

III.4.1. Construction des codes DW

Les codes DW représentés dans [29] utilise 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:

$$H_{M=1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \tag{III.20}$$

M : indique l'ordre du mapping.

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.

Pour la matrice de base, on a au maximum 2 utilisateurs dont le code est de longueur 3. Afin d'augmenter le nombre d'utilisateur ainsi que la longueur du code tout en maintenant une inter-corrélation maximale égale à 1 (la combinaison des chips des séquences reste 1, 2, 1 pour chacune des colonnes), une technique de mapping a été proposée dans [41] .

Cette technique précise que le nombre de colonnes et de lignes doit être doublé comme suit [32] :

$$H_M = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & H_{M-1} \\ H_{M-1} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (\text{III.21})$$

Pour $M=2$, on a :

$$H_M = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{1} & \mathbf{1} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{1} & \mathbf{1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} & \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{1} & \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (\text{III.22})$$

On constate qu'une augmentation du nombre d'utilisateurs entrainera une augmentation de la longueur du code, la relation entre les deux paramètres est donnée par l'équation (III.23) [29]:

$$L = \frac{3.K}{2} + \frac{1}{2} \left[\sin\left(\frac{K.\pi}{2}\right) \right] \quad (\text{III.23})$$

III.4.2. Modification des codes DW

Pour augmenter le rapport signal sur bruit (augmenter le 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) [32] [29]. La structure de la matrice de base des codes MDW est donnée par la matrice suivante :

$$H_M = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{bmatrix} \quad (\text{III.24})$$

Avec : $M = w$

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

\mathbf{B} : est une matrice de $1 \times 3n$, avec $n = \frac{w}{2}$ répétitions du vecteur $[X1] = [0 \ 1 \ 1]$

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

\mathbf{D} : est matrice de $n \times (n \times \text{dimension de } [X2] = [1 \ 1 \ 0])$ et dont la structure est montrée dans l'équation ci dessous.

$$D = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & [X2] \\ \vdots & [X2] & \vdots & & \\ [X2] & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}$$

Pour $M=4$ la matrice obtenue est :

$$H_{M=4} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{1} & \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{1} & \mathbf{1} \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} & \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{1} & \mathbf{1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{1} & \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{1} & \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}$$

La longueur du code L et le nombre d'utilisateurs K sont donnés par les expressions (III.25) .

$$L = 3 \times \sum_{m=1}^{\frac{w}{2}} m \quad (\text{III.25})$$

$$K = \frac{w}{2} + 1 \quad (\text{III.26})$$

L'idée de base pour la construction des codes ZCC consiste à supprimer les colonnes dont les combinaisons des chips de séquences sont maximales dans les matrices DW et MDW [32].

La matrice de base des codes ZCC s'obtient en supprimant la deuxième colonne de la matrice $H_{M=1}$ comme suit :

$$H_{M=1} = \begin{bmatrix} 0 & \boxed{1} & 1 \\ 1 & \boxed{1} & 0 \end{bmatrix} \rightarrow ZCC_{w=1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

On remarque que l'inter-corrélation entre les deux codes ($C_k, k = 1, 2$) de la matrice de base des codes ZCC est égale à 0, les propriétés des codes ZCC sont :

1. La condition d'auto-corrélation des codes:

$$\lambda_{C_k, C_k} = \sum_{j=0}^{L-1} C_j^k \cdot C_{j+l}^k \begin{cases} = w & \text{pour } l = 0 \\ \leq w & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

2. La condition d'inter-corrélation des codes :

$$\lambda_{C_k, C_h} = \sum_{j=0}^{L-1} C_j^k \cdot C_{j+l}^h \begin{cases} 0 & \text{pour } l = 0 \\ \leq w & \text{ailleurs} \end{cases} \text{ avec } k \neq h \quad (\text{III.28})$$

Pour augmenter le nombre des utilisateurs ainsi la longueur du code, plusieurs méthodes ont été proposées [29]- [34], [37].

III.4.3. Critère de construction des codes ZCC

Toute construction de code ZCC doit satisfaire aux critères suivants [37].

1. Dans un code CDMA, Le code doit être unique pour chaque utilisateur.
2. Le code doit avoir une inter-corrélation nulle, c'est-à-dire pas de superposition des '1' entre les différents utilisateurs.
3. Le code doit être aléatoire et imprédictible, c'est délibérément pour la sécurité.
4. Le nombre d'utilisateurs doit être flexible et peut être augmenté à n'importe quel nombre.
5. Le poids doit être flexible et peut être aussi facilement augmenté.
6. Le code doit être pratique et peut être mis en œuvre en utilisant des dispositifs optiques.

Les codes ZCC sont dédiés au système SAC-OCDMA [31], [37] Ces codes permettent d'étouffer les interférences MAI et le bruit PIIN. Plusieurs méthodes de construction ont été proposées [29]-[34], néanmoins ces méthodes restent complexes à construire (avec un nombre d'utilisateur important), non flexibles (nombre d'utilisateur dépend du poids du code) et générant des codes non adaptés à l'implémentation. Pour toutes ces raisons, nous proposons deux méthodes de construction des dits codes toute en remédiant aux inconvénients cités ci-dessus.

III.5. Méthodes de constructions

Pour surmonter le problème de la limitation du poids qui est en fonction du nombre d'utilisateurs dans les méthodes existantes [29], [31]. Et pour réduire la longueur du code (une longueur courte facilite l'implémentation du système) constaté dans [29] et la complexité de plusieurs méthodes de construction ont été proposées [38], [34]. Parmi eux en cite :

a) La méthode de BIBD

Cette méthode est basée sur l'algorithme dit BIBD, la longueur du code L est un nombre premier, ce qui nécessite l'utilisation des racines primitives (voir annexe A).

Construction :

Soit L un nombre premier, α un nombre primitive de L et m entier, les $(L - 1)$ éléments du vecteur $P_m = [P_0 P_1 \dots P_{L-2}]$ Seraient tous distincts [29]. La relation donnant les différents éléments est donnée comme suit :

$$P_m = \{(\alpha^m) \bmod L \quad \text{avec} \quad 0 \leq m \leq L - 2\} \quad (\text{III.29})$$

L'algorithme ci-dessus a été adapté pour être appliqué à la construction de la matrice des codes ZCC comme suit [34] :

- **Première étape** : détermination du nombre d'utilisateurs

Le nombre d'utilisateur K est donné comme suit :

$$K \leq \left\lfloor \frac{L-1}{w} \right\rfloor \quad (\text{III.30})$$

Où $\lfloor \cdot \rfloor$ est l'opérateur qui prend la partie entière d'un nombre par valeur inférieure.

- **Deuxième étape** : détermination des positions des chips à '1'

Le code de l'ième utilisateur qui contient w '1' s'écrit comme suit :

$$C_i = [\{P_{i-1} + 1\} \{P_{K+i-1} + 1\} \{P_{(2 \times K)+i-1} + 1\} \dots \{P_{((w-1) \times K)+i-1} + 1\}]$$

Où $\{P_{i-1} + 1\}$, $\{P_{K+i-1} + 1\}$, $\{P_{(2 \times K)+i-1} + 1\}$... $\{P_{((w-1) \times K)+i-1} + 1\}$ sont les positions des '1' dans le codes. La matrice des codes est:

$$P_{i,j} = \{(\alpha^{i+jK}) \bmod L\} \quad \text{avec} \quad 0 \leq i \leq K-1 \quad \text{et} \quad 0 \leq j \leq L-1 \quad (\text{III.31})$$

Exemple : L=13 et w=3, les racines primitives de 13 sont : 2, 6, 7 et 11, pour $\alpha = 2$, d'après l'Equation III.30, le nombre d'utilisateur est :

$$K \leq \frac{13 - 1}{3} = 4.$$

La matrice des codes obtenue, on utilisant l'équation (III.31), est illustrée dans le tableau suivant : (Les positions des '1' dans la matrice des codes).

$i \backslash j$	0	1	w-1=2
$P_{0,j} = \frac{2^{0+j5}}{13} \bmod 13$	1	3	9
$P_{1,j} = \frac{2^{1+j5}}{13} \bmod 13$	2	6	5
$P_{2,j} = \frac{2^{2+j5}}{13} \bmod 13$	4	12	10
$P_{3,j} = \frac{2^{3+j5}}{13} \bmod 13$	8	11	7

Les codes correspondant sont :

$$C_1 = [1 \ 3 \ 9]$$

$$C_2 = [2 \ 6 \ 5]$$

$$C_3 = [4 \ 12 \ 10]$$

$$C_4 = [8 \ 11 \ 7]$$

La matrice des codes est :

$$ZCC = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

La méthode proposée, le nouveau code ZCC [33]. :

Le nouveau code ZCC dans le système hybride permet d'augmenter le nombre d'utilisateurs, améliorer la capacité du canal et d'éliminer les interférences (AMI).

Le nouveau code ZCC proposée est représenté dans une matrice K x C, la méthode de

construction est la suivante: $ZCC = \begin{bmatrix} Z_i \\ Rot180^\circ(Z_i) \end{bmatrix}$ (III.33)

Où Z_i est la demi matrice, se composent de $(k/2, k \times w)$, la construction de la demi matrice est donnée par:

$$Z \left(\frac{k}{2}, k \times w \right) = \begin{bmatrix} c_1 \\ \vdots \\ c_i \\ \vdots \\ c_{\frac{k}{2}} \end{bmatrix} \text{ where } 1 \leq i \leq \frac{k}{2}. \tag{III.34}$$

Le code c_i a un $(k \times w)$ chips, w Chips”1” and “ $(k \times w) - w$ ” chips ‘0. Donc on peut écrire: $c_{ij} = i + (\frac{k}{2} \times j)$ Ou $0 \leq j \leq w-1$.

$$Z_i = \begin{cases} C_i, & \text{for } i \text{ odd} \\ Rot180^\circ(c_i) & \text{for } i \text{ even} \end{cases} \tag{III.35}$$

L'autre moitié de la matrice est la rotation de $180^\circ Z_i$, donc le code ZCC est la suivante:

$$ZCC = \begin{bmatrix} Z_i \\ Rot180^\circ(Z_i) \end{bmatrix} \tag{III.36}$$

Par exemple, soit $K = 6$ et $w = 2$ et la longueur d'onde est limitée à 12. La génération de la demi-matrice est indiquée dans le tableau 1 [33].

Tableau 1
Les positions de «1» dans la matrice de Nouveau code ZCC

	J=	
	0	1
i=1	1	4
i=2	2	5
i=3	3	6

La matrice de la moitié est la suivante::

$$Z_i = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{III.37}$$

La matrice est la rotation de 180° de la matrice Z_i .

$$\text{rot } 180^\circ (Z_i) =$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{III.38}$$

Le nouveau code ZCC est donné par :

$$ZCC = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{III.39}$$

Z_i (pointing to the first row) and $\text{Rot}180^\circ(Z_i)$ (pointing to the last row)

La relation entre les différents paramètres w , k et C est donnée par: $C = W \times K$.

Tableau 2
la longueur du code: le code FCC et le nouveau code ZCC.

Codes	Code length (C)	Cross correlation
FCC code	$C = (W \times K) - (K-1)$	0
Proposed ZCC code	$C = W \times K$	0

III.6. Conclusion

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

De nombreux systèmes de codage OCDMA ont été développés ces vingt dernières années puisque qu'il est considéré comme un candidat potentiel pour les réseaux d'accès optiques, c'est pourquoi cette technique fait l'objet de nombreux travaux, c'est pour ça nous avons choisi d'étudier l'encodage de l'amplitude spectral SAC-OCDMA dans ce chapitre.

Le but de ce chapitre est de connaître les techniques d'encodage, décodage, les différentes sources de bruits, les différents types de codes 1 D et les propriétés nécessaires pour le choix de code dans un système SAC-OCDMA.

Le contenu de ce chapitre a donné une nouvelle idée pour l'amélioration du système SAC-OCDMA que nous allons voir dans le chapitre suivant.

Table des matières

IV.1. Introduction	73
IV.2. Calcul de la probabilité d'erreur pour un système SAC-OCDMA avec détection directe	74
IV.2.1.1 Calcul du photo-courant i_k	76
IV.2.1.2 Calcul de la variance du bruit	76
IV.2.2. Expression du BER	77
IV.3. Simulation du système SAC-OCDMA	83
IV.3.1. La Source lumineuse blanche (White Light Source)	85
IV.3.2. Calcul des paramètres de simulation	86
IV.3.2.1. Le BER	89
IV.4. Conclusion	92

IV.1. Introduction

Nous présentons dans ce chapitre, l'évaluation des performances du système hybride OFDM-OCDMA avec détection directe, en utilisant le nouveau code ZCC proposé, en termes de rapport signal à bruit (SNR) et de taux d'erreur binaire (BER). Afin d'étudier les deux systèmes de transmission de signaux, que ce soient le système OCDMA afin d'assurer l'opération de codage et de décodage, ou de système OFDM afin de mieux appréhender l'effet des MAI. La figure IV. Illustre le système hybride (OFDM-OCDMA) utilise le nouveau code ZCC.

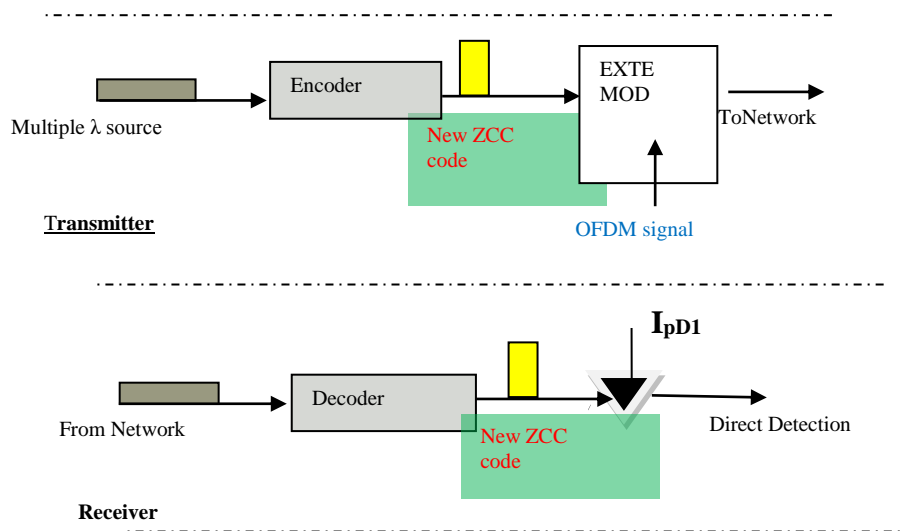


Fig. IV. Schéma illustre le système hybride (OFDM-OCDMA) utilise le nouveau code ZCC [33].

Les résultats obtenues sont évalués et comparés avec le système hybride SCM-OCDMA, ainsi les codes proposés sont aussi comparés avec les codes FCC. Le logiciel Optisystem 7.0 est utilisé pour la simulation de la chaîne complète. Trois critères de qualité sont utilisés pour mesurer les performances du système hybride OFDM-OCDMA ; le taux d'erreur binaire (BER Bit Error Rate), le facteur Q et le diagramme de l'œil du signal. Nous décrivons dans ce qui suit les étapes permettant la détermination de l'expression du rapport signal à bruit (SNR Signal to Noise Ratio), nous exposons ensuite les différents résultats obtenus afin de déterminer les avantages apportés par le code proposé.

IV.2. Calcul de la probabilité d'erreur pour un système SAC-OCDMA avec détection directe

Dans ce paragraphe, nous calculons le BER du système hybride OFDM-OCDMA avec détection directe (voir figure IV) utilisant le code ZCC proposé [33].

Pour le calcul du SNR, nous supposons [34], [37] :

1. La source de lumière est non polarisée, son spectre est plat dans la largeur de bande $[v_0 - \frac{\Delta v}{2}, v_0 + \frac{\Delta v}{2}]$, où v_0 est la fréquence centrale et Δv est la bande de la source en Hertz.
2. Les différents utilisateurs ont la même puissance à la réception.
3. Les trains de bits de chaque utilisateur sont synchronisés.
4. i_{MAI} est le courant résultant des interférences d'accès multiple, i_{obs} le courant d'obscurité de la photodiode et i_k le courant du $k^{ième}$ utilisateur à la réception. i_{MAI} sera considéré nul du fait de l'utilisation des codes ZCC et i_{obs} sera supposé très faible devant i_k ($i_{obs} \ll i_k$) [34].

La densité spectrale de puissance (DSP) des signaux optiques reçus est exprimée selon [38] comme étant :

$$r(v) = \frac{P_{sr}}{\Delta v} \sum_{k=1}^K d_k \sum_{i=1}^L C_k(i) \cdot \pi(i) \quad (IV.1)$$

Où

- P_{sr} est la puissance effective de la LED ;
- k est le nombre d'utilisateurs actifs ;
- d_k est le bit de donnée du $k^{ième}$ utilisateur ;

$\pi(i)$ est la fonction porte de la $i^{ième}$ impulsion, de largeur $\frac{\Delta v}{L}$, appartenant au spectre $[v_0 - \frac{\Delta v}{2}, v_0 + \frac{\Delta v}{2}]$ avec :

$$\pi(i) = u\left[v - v_0 - \frac{\Delta v}{2L}(-L + 2i - 2)\right] - u\left[v - v_0 - \frac{\Delta v}{2L}(-L + 2i)\right]$$

Où $u(v)$ est la fonction échelon unité définie comme $u(v) = \begin{cases} 0, & v < 0 \\ 1, & v \geq 0 \end{cases}$

Prenons l'exemple de la première impulsion $i=1$, illustrée par les figures IV.1, IV.2 et IV.3.

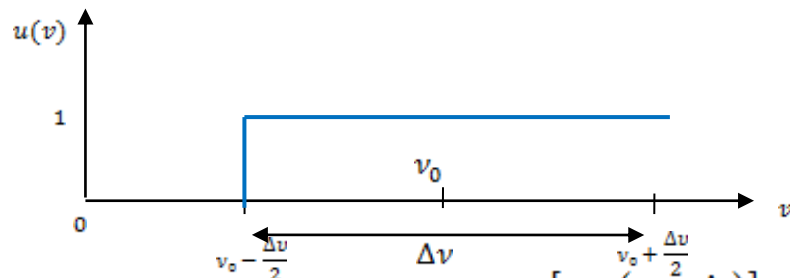


Figure (IV.1) : Fonction échelon unité $u \left[v - \left(v_0 - \frac{\Delta v}{2} \right) \right]$

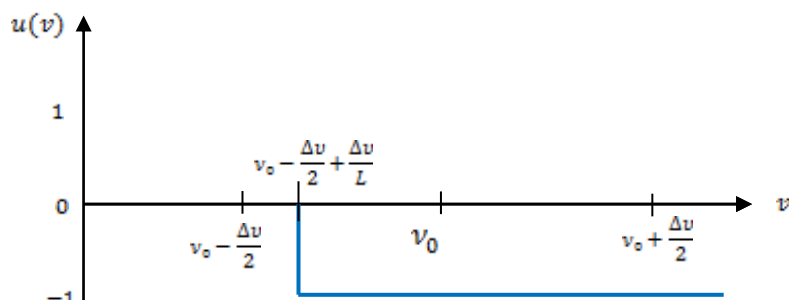


Figure (IV.2) Fonction échelon unité $-u \left[v - \left(v_0 - \frac{\Delta v}{2} + \frac{\Delta v}{L} \right) \right]$

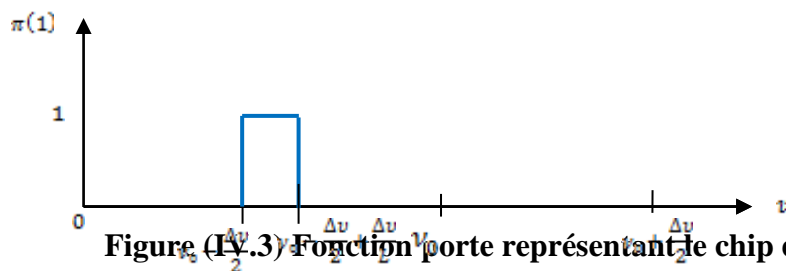


Figure (IV.3) Fonction porte représentant le chip de la position $i=1$

La DSP au niveau de la photodiode du i^{eme} utilisateur durant la durée d'un bit est:

$$r(v) = \frac{P_{sr}}{\Delta v} \sum_{k=1}^K d_k \sum_{i=1}^L C_k(i) C_i(i) \pi(i) \quad (IV.1)$$

En intégrant la DSP :

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

$$\int_0^{+\infty} r(v) dv = \frac{P_{sr}}{\Delta v} \sum_{k=1}^K d_k \sum_{i=1}^L C_k(i) C_l(i) \int_{v-(v_0-\frac{\Delta v}{2})}^{v-(v_0-\frac{\Delta v}{2}+\frac{\Delta v}{L})} 1 dv$$

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

$$\int_0^{+\infty} r(v) dv = \frac{P_{sr}}{\Delta v} \cdot \frac{\Delta v}{L} \cdot [d_1 \sum_{i=1}^L C_1(i) \cdot C_l(i) + d_2 \sum_{i=1}^L C_2(i) \cdot C_l(i) + \dots + d_K \sum_{i=1}^L C_K(i) \cdot C_l(i)]$$

$C_l(i)$: représente le code de l'utilisateur désiré l d'où :

$$\sum_{i=1}^L C_K(i) \cdot C_l(i) = \begin{cases} w & \text{pour } l = k \\ 0 & \text{pour } l \neq k \end{cases}$$

Lorsque tous les utilisateurs transmettent des bits '1' (cas défavorable), prenant le cas ou $l=1$:

$$\int_0^{+\infty} r(v) dv = \frac{P_{sr}}{\Delta v} \cdot \frac{\Delta v}{L} \cdot [1 \sum_{i=1}^L C_1(i) \cdot C_1(i)] = P_{sr} \cdot \frac{w}{L} \quad (IV.2)$$

Le photo-courant i_k à la réception est défini par l'équation (IV.1) comme étant [32],

$$i_k = \Re \int_0^{+\infty} r(v) dv \quad (IV.3)$$

\Re Étant le rendement de la photodiode donnée par $\Re = \frac{\eta \cdot e}{h \cdot v_0}$. Où η est l'efficacité quantique, e la charge de l'électron et h la constante de Planck ($6,626068 \times 10^{-34}$ m² kg /s). En remplaçant (IV.1) dans (IV.2)

$$i_k = \Re \cdot P_{sr} \cdot \frac{w}{L} \quad (IV.4)$$

IV.2.1.1 Calcul du photo-courant i_k

IV.2.1.2 Calcul de la variance du bruit

Elle est défini par [31] comme étant :

$$\sigma^2 = \sigma_{sh}^2 + \sigma_{th}^2 \quad (IV.5)$$

Où σ_{sh}^2 est la variance du bruit de grenaille et σ_{th}^2 celle du bruit thermique.

- Calcul de σ_{sh}^2

Le bruit de grenaille est dû au caractère aléatoire de la création de paires électron-trou dans la photodiode. Il introduit une variance σ_{sh}^2 :

$$\sigma_{sh}^2 = 2 e B (i_k + i_{obs}) \quad (IV.6)$$

Où B est la bande passante du récepteur en [Hz].

Le courant d'obscurité est considéré négligeable ($i_{obs} \ll i_k$) d'où :

$$\sigma_{sh}^2 = 2 e B i_k = 2 \cdot e \cdot B \cdot \mathfrak{R} \cdot P_{sr} \cdot \frac{w}{L} \quad (IV.7)$$

- Calcul de σ_{th}^2

Le bruit thermique est dû à l'agitation thermique des porteurs de charges dans la jonction de la photodiode [31]-[34], il introduit une variance :

$$\sigma_{th}^2 = \frac{4 k_b T_n B}{R_L} \quad (IV.8)$$

Où k_b est la constante de Boltzmann ($1.381 \cdot 10^{-23} \text{J.K}^{-1}$), T_n la température en [$^{\circ}\text{K}$], B la bande passante du récepteur en [Hz] et R_L la résistance de charge du système de photo détection en [Ω]. En remplacement les équations (IV.7) et (IV.8) dans (IV.5), en obtient

$$\sigma^2 = 2 \cdot e \cdot B \cdot \mathfrak{R} \cdot P_{sr} \cdot \frac{w}{L} + \frac{4 k_b T_n B}{R_L} \quad (IV.9)$$

IV.2.2. Expression du BER

Le taux d'erreur binaire peut être déterminé par [25]:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{i_1 - i_0}{2\sqrt{2}\sigma} \right) \quad (IV.10)$$

Les expressions des courants i_1, i_0 sont représentées par les équations suivantes [41] :

$$i_0 = i_{MAI} + i_{obs} \quad (IV.11)$$

$$i_1 = i_k + i_{MAI} + i_{obs} \quad (IV.12)$$

$$\sigma^2 = \sigma_{sh}^2 + \sigma_{th}^2$$

σ_{sh}^2 est la variance du bruit de grenaille et σ_{th}^2 celle du bruit thermique [34], Le SNR pour une détection directe est défini comme étant [31], [32]:

$$\Rightarrow SNR = \frac{i_k^2}{\sigma^2} \quad (IV.13)$$

La phase de démodulation de signal OFDM, le signal reçu par le photo courant I_k est exprimée comme suit [33] :

$$[I_k]^2 = \left(\frac{\mathfrak{R} P_{sr} \cdot w}{L} \right)^2 \cdot \sum_{n=1}^K C_n e^{j2\pi f_n t}, n = 1, 2, \dots, k \quad (IV.14)$$

La condition d'orthogonalité est mise pour assurer l'absence d'interférences entre les différentes porteuses qui est donné par l'expression suivante: [43] $f_n = \frac{n-1}{k}$.

BER est donné par la relation (IV.6), on utilisant l'approximation Gaussien (voir annexe B):

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{i_k^2}{(2\sqrt{2})^2 \sigma^2}} \right) \quad (IV.15)$$

En remplaçant (IV.5) dans (IV.6) on obtient [30], [41], [25], [32], [34]:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{SNR}{8}} \quad (IV.16)$$

En remplaçant les équations (IV.4) et (IV.13) dans (IV.14)

$$SNR = \frac{[I_k]^2}{I^2} = \frac{\left(\frac{\Re P_{Sr} \cdot W}{L} \cdot \sum_{n=1}^K C_n e^{j2\pi f_n t}\right)^2}{\frac{2 \cdot e \cdot B \Re \dots P_{Sr} \cdot W}{L} + \frac{4 K_b T_{nB}}{R_l}} \quad (IV.17)$$

Par approximation gaussienne le taux d'erreur binaire est exprimé comme étant [25]

$$\text{(voir annexe B)} : \Rightarrow BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{\left(\Re P_{Sr} \cdot \frac{W}{L} \cdot \sum_{n=1}^K C_n e^{j2\pi f_n t}\right)^2}{8 \left(\frac{2 \cdot e \cdot B \Re \dots P_{Sr} \cdot W}{L} + \frac{4 K_b T_{nB}}{R_l}\right)}} \quad (IV.18)$$

Le BER pour la méthode proposée est calculé en remplaçant la longueur L du code par:

$$L = w \times K \quad (IV.19)$$

Les paramètres utilisés dans notre calcul numérique sont listés dans le tableau IV.1[33], [39] :

η	Rendement quantique	0.6
ν_0	La fréquence centrale	3.75 THz
λ_0	longueur d'onde d'exploitation	(1550 nm)
R_b	débit de données	622 Mbps
K	Nombre de sous-porteuses	256
h	Constante de Plank	$6.62 \times 10^{-34} \text{ m}^2 \text{ kg /s}$
P_{sr}	Puissance d'émission	-10 dBm (10^{-4} W)
B	Bande passante électrique à la réception	311 Mhz
T_n	Température de bruit au niveau du récepteur	300 K
e	La charge d'électron	$1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$
K_b	Constante de Boltzmann	$1.3806503 \times 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$
R_l	Résistance de charge	1030 Ω
W	Poids du code	4

Tableau IV.1 Paramètres utilisés dans le calcul numérique

La Fig. IV.4 illustre la variation du BER avec le nombre d'utilisateurs k pour le système OFDM-OCDMA utilise les deux codes ; le code ZCC et le code FCC. On observe que le BER du système proposé avec le nouveau code ZCC est mieux performant par rapport au code FCC ; cette amélioration est due de l'effet de la longueur du code et de bonne propriété d'auto/ inter-corrélation.

Pour un BER acceptable on remarque que le nombre d'utilisateurs simultanément du système OCDMA-OFDM avec le nouveau code ZCC et avec code FCC sont 107 et 100 respectivement ; on constate que la cardinalité est augmentée jusqu'à 7 % si on utilise le nouveau code ZCC ; donc ; l'amélioration de rendement de notre système est augmentée en terme du nombre d'utilisateurs est donné par : $\frac{107-100}{100} = 7\%$

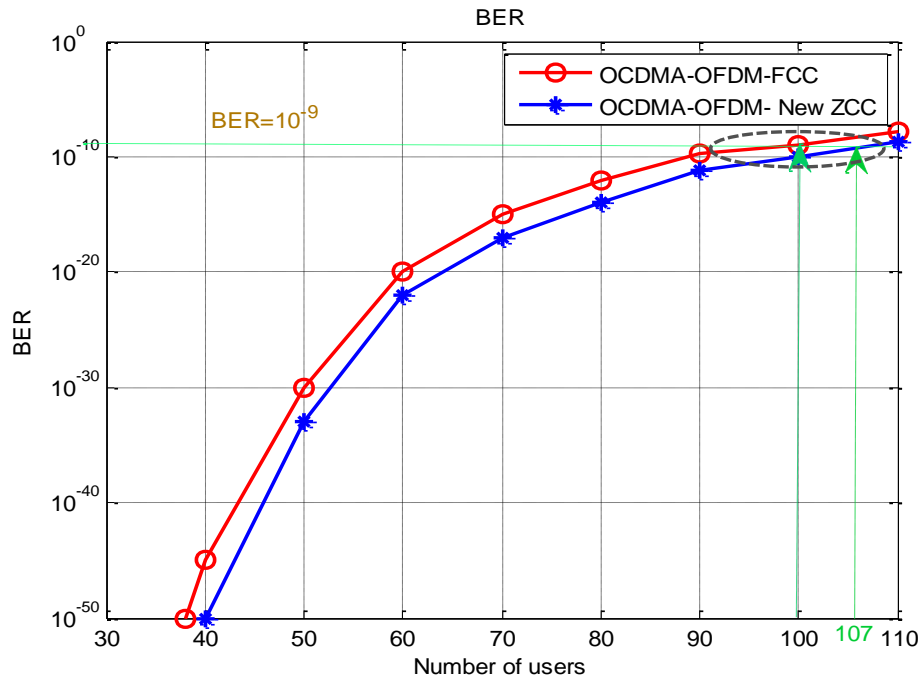


Figure (IV.4) BER against number of users for OCDMA-OFDM systems using two codes (New ZCC) code and (FCC) code With (W= 4).

Fig. IV.5 représente le BER en fonction de la puissance reçue pour les deux systèmes, OFDM-OCDMA- nouveau code ZCC et OFDM-OCDMA- code FCC à 622 Mbps de débit de données et à $k = 50$ (k est le nombre d'utilisateurs). Nous observons que la puissance reçue pour OFDM-OCDMA nouveau code ZCC et OFDM-OCDMA-FCC sont -24dBm et -27dBm respectivement au BER acceptable (10^{-9}). Par conséquent, lorsque nous utilisons le système OFDM-OCDMA nouveau code ZCC, les performances deviennent meilleures par rapport au système OFDM-OCDMA- code FCC et nous pouvons économiser environ -3 dBm de puissance, la performance du système en termes de puissance reçue est calculée comme suit $(-27 - (-24) = -3 \text{ dBm})$.

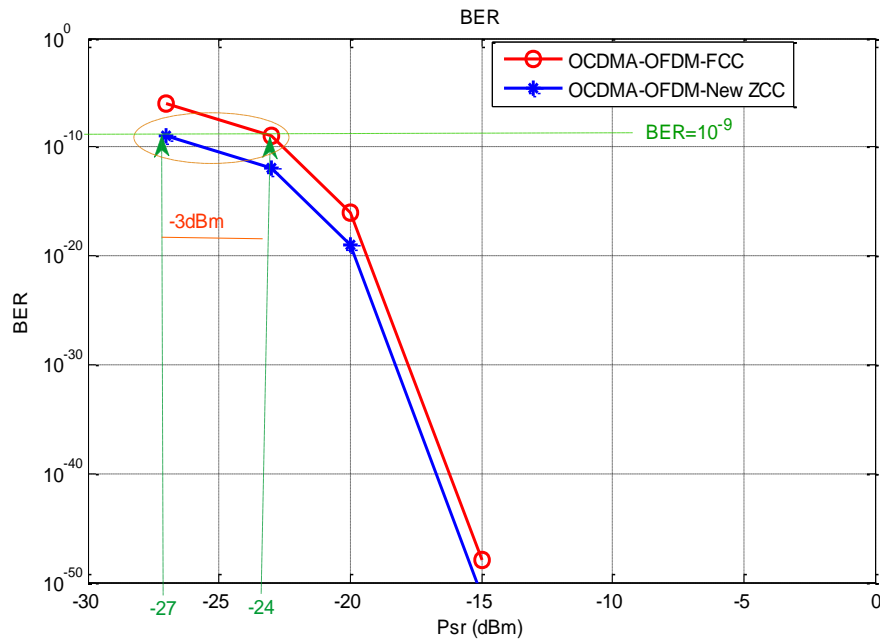


Figure (IV.5) BER against power receive (Psr) for OCDMA-OFDM systems using two codes (New ZCC) code and (FCC) code at 622 Mbps data rate and (W=4).

Fig. IV.6 représente le BER en fonction du nombre d'utilisateurs à un BER acceptable de 10^{-9} quand nous fixons Psr à -20dBm. L'expression de BER est donnée par la largeur de bande électrique de détection directe ($B = 0,5R$), et R est le débit binaire. Nous constatons que, à débit de données pour 2,5 Gbs, OFDM-OCDMA nouveau ZCC système, nous obtenons 107 utilisateurs par rapport à OFDM-OCDMA-code FCC système qui est 100 utilisateurs [33]. Ainsi, au débit de données pour 10Gbs, OFDM-OCDMA nouveau ZCC, nous obtenons 78 utilisateurs par rapport à OFDM-OCDMA-FCC, qui est de 43 utilisateurs [33]; apparemment le système proposé en utilisant le nouveau code ZCC a de meilleures performances que d'utiliser le code FCC.

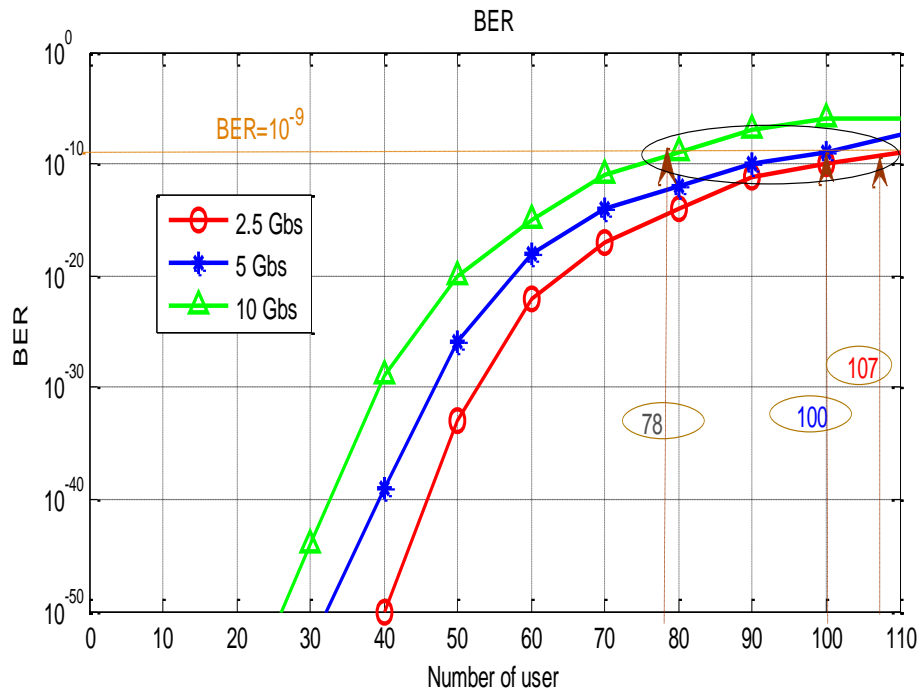


Figure (IV.6) BER against number of users for ODCMA-OFDM systems using new ZCC code (w=4).

Fig. IV.7 indique la comparaison du BER en fonction du nombre d'utilisateurs entre les trois systèmes, OFDM-OCDMA- nouveau code ZCC, OFDM-OCDMA- code FCC et SCM /OCDMA- code FCC à la puissance reçue ($P_{sr} = -20$ dBm) et à un BER acceptables (10^{-9}), on peut voir la performance de notre système proposé devient meilleur ; car le BER dégradé et le nombre d'utilisateurs augmente.

Le nombre d'utilisateurs trouvés en utilisant SCM (sous-porteuse de multiplexage) -OCDMA- code FCC est de 48 [39], dans notre système proposé, le nombre d'utilisateurs obtenus avec OFDM- OCDMA-Nouveau ZCC est 107, donc, l'amélioration de la performance du système (Cardinality) est augmenté en termes de nombre d'utilisateur, et calculé comme suit : $\frac{107 - 48}{48} = 120\%$.

A.O. Aldhaibani et al [39] ont trouvé 100 utilisateurs lors de l'utilisation du OFDM-OCDMA- le code FCC, dans ce cas, la cardinalité par rapport à 48 pour SCM / OCDMA-FCC est $\frac{100 - 48}{48} = 108\%$, La cardinalité obtenu par le code FCC, est

renforcée dans notre travail en utilisant le nouveau code ZCC par $\frac{107 - 100}{100} = 7\%$:

OFDM-OCDMA- nouveau code ZCC système peut accueillir 107 utilisateurs par rapport à 100 utilisateurs de OFDM-OCDMA- code FCC système et 48 pour SCM / OCDMA- code FCC système, dans notre code proposé (nouveau code ZCC), on remarque que le rendement est augmenté en termes de nombre d'utilisateurs de 7% par rapport à l'OFDM-OCDMA-FCC , et également 120% par rapport SCM / OCDMA-FCC, cette amélioration de la capacité de notre système est due à l'effet du nouveau code ZCC proposé, qui peut être construit facilement pour fournir un nombre d'utilisateurs simultanément élevé, et une bonne propriété de corrélation.

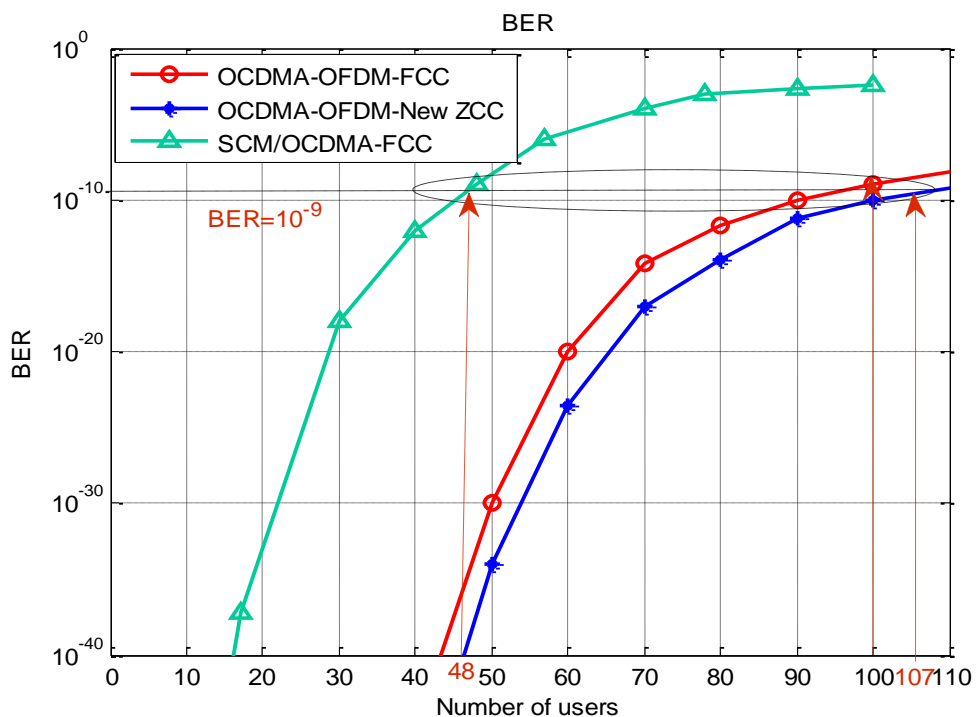


Figure (IV.7) BER against number of users for ODCMA-OFDM systems using three codes (New ZCC) code,(SCM-FCC) code and (FCC) code With (W= 4).

IV.3. Simulation du système SAC-OCDMA

Pour compléter ce travail, une deuxième partie de simulation à l'aide du logiciel Optisystem7.0 , qui est un outil innovant permettant de réaliser des chaînes de transmission optiques à l'aide des schémas à blocs [38].Une configuration OFDM-OCDMA a été simulée en considérant trois utilisateurs. Les codes utilisés, issus de la méthode de construction proposée [33] est donné dans le tableau IV.2.

Codes	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
C ₁	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
C ₂	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
C ₃	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0
C ₄	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0
C ₅	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0
C ₆	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1

Tableau IV.2 Le Nouveau Code ZCC [33]

Dans cette première phase un système OFDM-OCDMA, transmettant des données étalées avec les signatures spectrales des six utilisateurs C₁...C₆(voir tableaux IV.2) à été simulé. La figure IV.8 présente la configuration simulée.

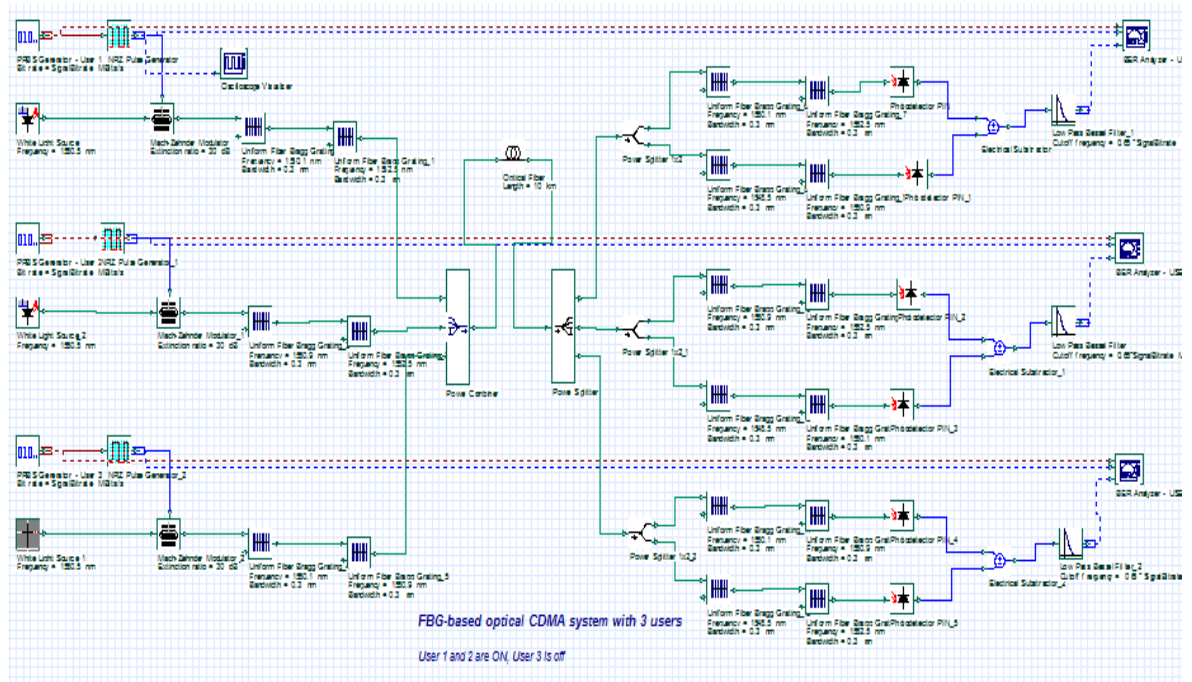


Figure (IV.8) Configuration OFDM-OCDMA sous Optisystem7.0

Les deux blocs, Le générateur PRBS (Pseudo Random Bit Sequence Generator) et le générateur NRZ (Non Return to Zéro), délivre une séquence de bits de débit, $D_b = 622 \text{ Mbit/s}$, de façon aléatoire avec une équiprobabilité entre les '0' et les '1' ($P(0) = P(1) = \frac{1}{2}$). Le générateur PRBS permet le réglage de Débit binaire des données (data bit rate), $D_b = 622 \text{ Mbits/s}$. le temps bit est :

$T_b = \frac{1}{D_b} \approx 1,6 \text{ ns}$. Les données de chaque utilisateur sont générées de façon aléatoire avec une équiprobabilité entre les '0' et les '1' ($P(0) = P(1) = \frac{1}{2}$).

Disp	Name	Value	Units	Mode
<input checked="" type="checkbox"/>	Bit rate	622	MBits/s	Script
<input type="checkbox"/>	Operation mode	Probability		Normal
<input type="checkbox"/>	Order	$\log(\text{Sequence length})/\log(5)$		Script
<input type="checkbox"/>	Mark probability	0.5		Normal
<input type="checkbox"/>	Number of leading zeros	1		Normal
<input type="checkbox"/>	Number of trailing zeros	1		Normal

Tableau IV.3 Configuration du générateur PRBS

IV.3.1. La Source lumineuse blanche (White Light Source)

Pour généré la bande nécessaire, on utilise une source lumineuse blanche fournissant une bande de 9.2 nm. Cette bande va de 1550 nm à 1559.2 nm (voir figure IV.9).

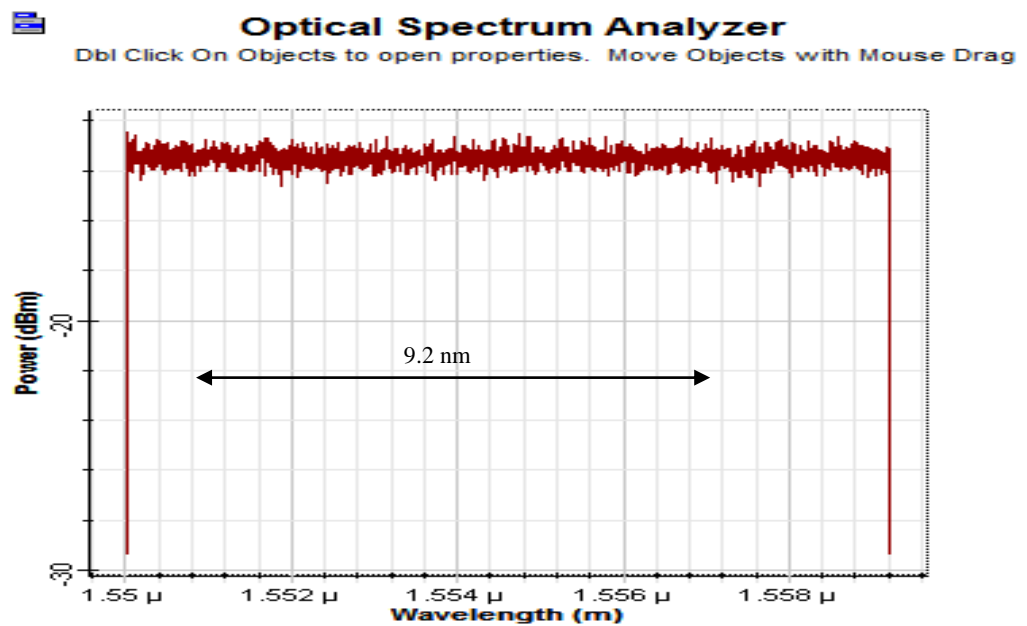


Figure (IV.9) la bande de la source lumineuse.

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

$$\lambda_{centrale} = \frac{1559.2 \text{ nm} + 1550 \text{ nm}}{2} = 1554.6 \text{ nm}$$

1. Le code est composé de 20 longueurs d'onde (voir tableau IV.2), autrement dit, nous devons disposer de 20 ondes de largeur $\Delta\nu = \frac{9.2 \text{ nm}}{12} = 0.76 \text{ nm}$.

IV.3.2. Calcul des paramètres de simulation

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

- Calcul de la bande B_L en HZ de la source optique (Sample rate)

Sachant que $\lambda = \frac{c}{f}$, c étant la vitesse de la lumière $\Rightarrow f = \frac{c}{\lambda}$, selon la bande considérée on a :

$$\Rightarrow f_{\max} = \frac{c}{\lambda_{\min}} = \frac{3 \times 10^8}{1550 \times 10^{-9}} = 193.5483 \text{ THz}$$

$$\Rightarrow f_{\min} = \frac{c}{\lambda_{\max}} = \frac{3 \times 10^8}{1559.2 \times 10^{-9}} = 192.4063 \text{ THz}$$

Donc :

$$B_L = f_{\max} - f_{\min} = 1.142 \text{ THz}$$

En introduisant la bande de la source (sample rate, Tableau IV.4) les différents paramètres de simulation sont calculés automatiquement par le logiciel (voir détails à l'annexe C) [38].

Simulation			
Name	Value	Units	Mode
Simulation window	Set sample rate		Normal
Reference bit rate	<input checked="" type="checkbox"/>		Normal
Bit rate	17843750000	Bits/s	Normal
Time window	1.147740805604e-007	s	Normal
Sample rate	1142000000000	Hz	Normal
Sequence length	2048	Bits	Normal
Samples per bit	64		Normal
Number of samples	131072		Normal

Tableau IV.4 Paramètres de simulation.

Afin que la simulation soit la plus proche possible de la réalité, certaines contraintes doivent être prises en considération. Pour cela les paramètres suivants, identiques à ceux existants dans le domaine de l'industrie, sont utilisés [34]:

- Atténuation = 0.2 dB/km;
- 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-T G.652) de longueur30km.

Dans cette première configuration mono-utilisateur, sans la présence des utilisateurs interférents, la puissance d'émission P_{ST} est de 3.6 mW (5.573 dBm).

Le phot détecteur

A la réception, un photo détecteur est inséré pour détecter la signature spectrale reçu, c'est la détection direct, la puissance reçu est ensuite convertie en un signal électrique voir figure (IV.10).

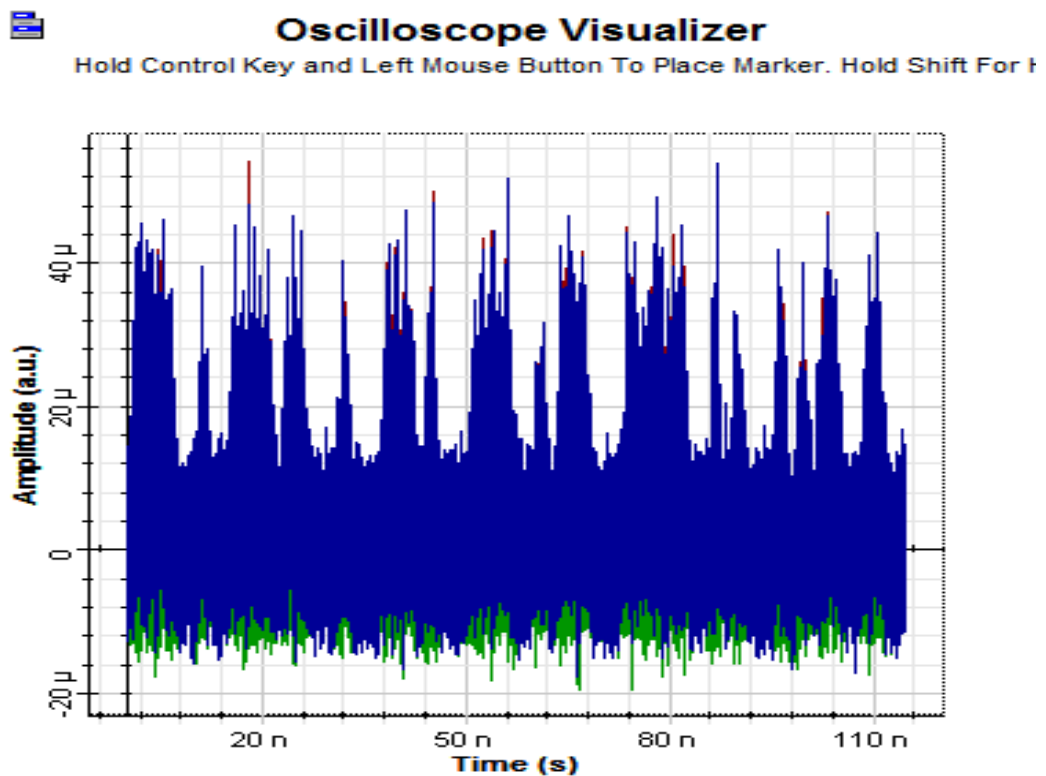


Figure (IV.10) Le signal électrique à la sortie du photo détecteur.

Après conversion électrique, un filtre de Bessel passe bas fait office de filtre de mise en forme afin de donner au signal une forme qui facilitera l'opération de décision. Sa fréquence de coupure est égale à : $f_c = 0.5 \times D_b = 0.5 \times 622 \times 10^6 \text{ Mhz} = 311 \text{ Mhz}$.

IV.3.1.4.5 Le seuil de décision

Le bloc 'BER analyser' calcule le seuil de décision (voir figure IV.5). ainsi ce bloc nous permet de visualiser certaines courbes qui permettent d'évaluer le système tel que celle du BER, du facteur Q ainsi que le digramme de l'œil.

Analysis	
Max. Q Factor	6.06616
Min. BER	6.51041e-010
Eye Height	5.94818e-005
Threshold	5.93956e-005
Decision Inst.	0.527778

Tableau IV.5 : Le seuil de décision

Le calcul de seuil de décision est réalisé par la relation suivante (voir annexe B):

$$S = \frac{i_0 + i_1}{2}$$

Où i_0 et i_1 sont les courants associés respectivement aux bits 0 et 1. Ils ont des valeurs variables en fonction du temps dû à l'altération du canal de transmission. Il est à préciser que chaque bit contient 64 échantillons, chacun de ces échantillons aura une amplitude différente au cours du temps bit. La figure IV.11 représente le signal électrique reçu.

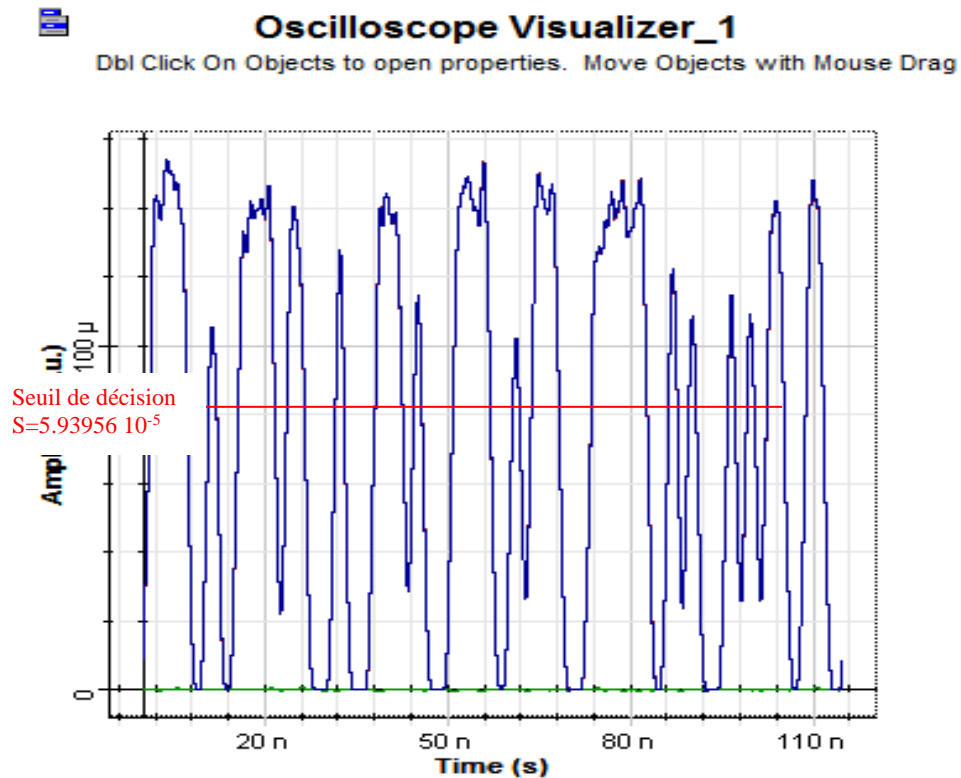
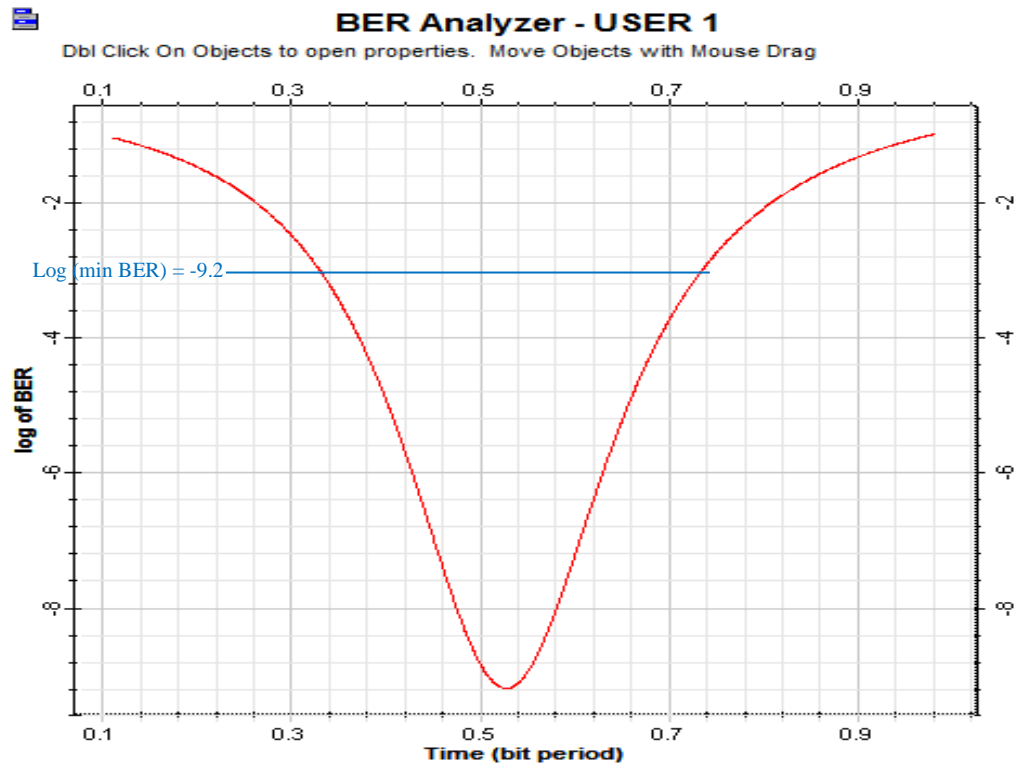


Figure (IV.11) : Le signal électrique après filtrage de mis en forme

La valeur du seuil de décision peut donc être représentée en fonction du temps bit comme le montre la figure III.16. Le seuil optimal de décision pour l'utilisateur se situe toujours à une valeur proche du milieu entre i_0 et i_1 . Cela est due au fait que la séquence binaire émise suit un codage NRZ.

IV.3.2.1. Le BER

Dans la figure IV.12, on peut lire la valeur du BER minimale obtenue (voir annexe C), relatif au seuil minimum, qui est de $6,51041 \times 10^{-10}$ ($\log(\text{BER}) = -9.2$). Cette valeur est inférieure à 10^{-9} acceptée pour la transmission optique.



Figure

(IV.12) : Evolution du BER durant le temps bit.

Pour obtenir un BER inférieur à 10^{-9} , le nombre de bits transmis doit être au moins 10^{10} , il n'est plus envisageable d'utiliser des méthodes de comptages d'erreurs pour évaluer les performances des systèmes. Dans ce cas, le BER est estimé par l'intermédiaire du facteur de qualité Q (voir annexe C). La figure IV.13, illustre la variation du facteur Q durant le temps bit, la valeur retenue est celle correspondant au seuil minimum. Dans le cas étudié, le facteur Q obtenu est supérieur à la valeur minimale acceptable qui est de 6.

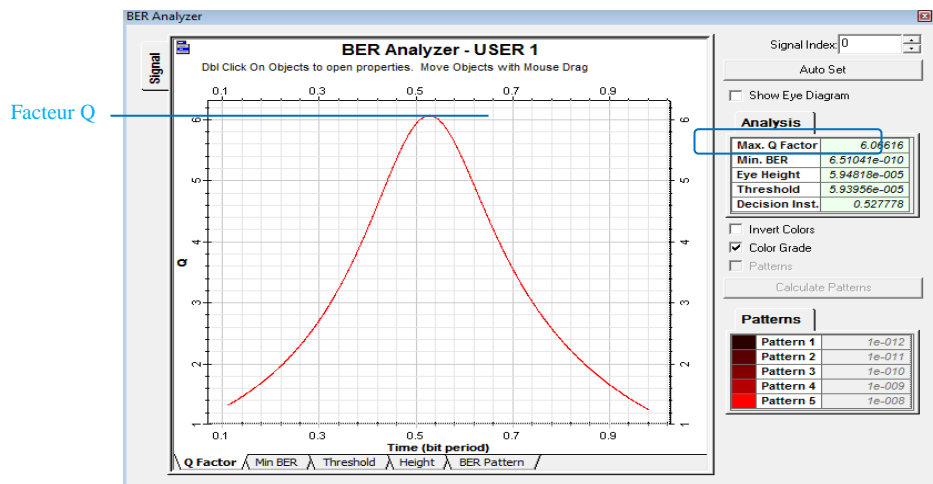


Figure (IV.13) : Evolution de facteur Q durant le temps bit

Les résultats obtenus pour le premier utilisateur, en termes de BER, sont donnés par la Figure IV.14.

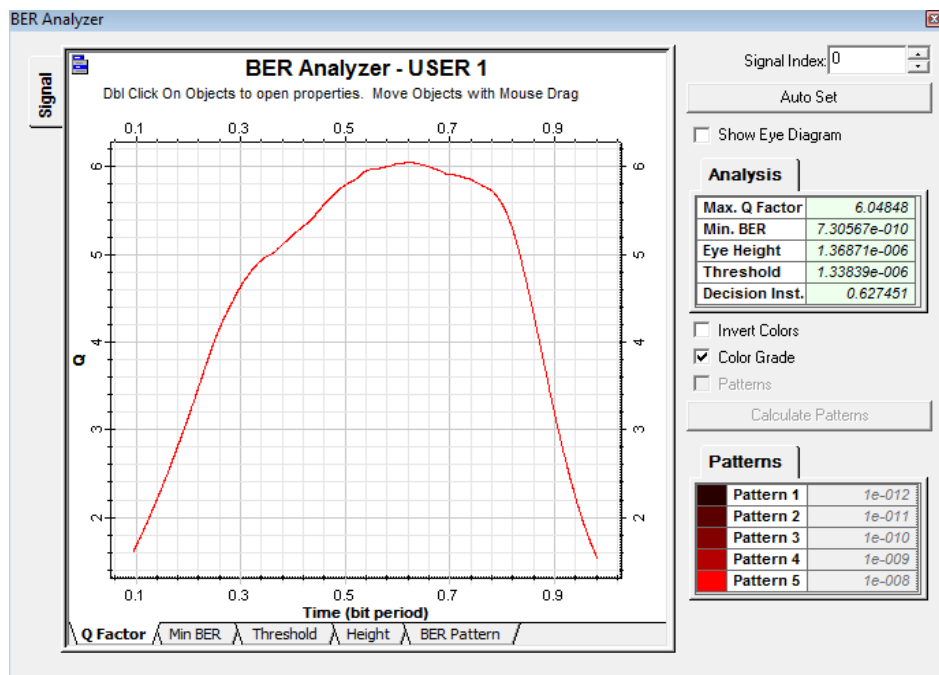


Figure (IV.14) : Evolution du BER du premier utilisateur durant le temps bit.

Le BER acceptable (inférieur à 10^{-9}) est obtenu pour une longueur de liaison de la fibre de 4,75 Km, ce qui montre qu'un système OFDMA-OCDMA nécessite une amplification en raison notamment des pertes de puissances engendrées par la configuration de multiplexage et démultiplexage. Pour une longueur de 26Km et BER exigé inférieur 10^{-9} , il faut une puissance, de la source optique, égale à $P_{sr} = 36.139\text{mw}$ (-105 dBm).

IV.4. Conclusion

Dans ce chapitre, l'évaluation des performances du système OFDM-OCDMA avec détection directe, utilisant le code ZCC proposé, en termes de rapport signal à bruit et du taux d'erreur binaire a été effectuée. Il est à noter que l'expression analytique du SNR, pour une détection directe, a été établie en se basant sur des approches précises.

Afin d'assurer l'opération de codage et de décodage, une configuration OFDM-OCDMA basées sur les codes proposés, ont été implémentées sous le logiciel Optisystem 7.0. L'effet MAI et PIIN ont été mise en œuvre par les trois critères de qualité ; le BER, le facteur Q et le diagramme de l'œil. Les résultats obtenus permettent de considérer le code ZCC proposé comme code de référence pour le système OFDM-OCDMA à détection directe.

Le système proposé avec le nouveau code ZCC offre de meilleures performances par rapport au code FCC. Les avantages principaux du code proposé sont la longueur du code court et grandes propriétés de flexibilité.

Conclusion Générale

Le travail effectué dans cette thèse se concentre sur l'amélioration de la fibre optique en tant que canal physique de transmission. On s'intéresse ici à une technique de modulations multi-porteuses orthogonales, l'OFDM. Cette modulation est déjà très utilisée dans le contexte des communications radio afin d'améliorer l'efficacité spectrale des signaux transmis, grâce à l'utilisation de sous-porteuses de fréquences différentes et orthogonales entre elles. Les symboles à transmettre sont repartis sur plusieurs voies en parallèle et vont servir à moduler les différentes sous-porteuses. Le traitement OFDM comprend plusieurs étapes, Tout d'abord, on réalise une transformée de Fourier inverse (IFFT) suivie d'une conversion parallèle/série.

Un convertisseur numérique/analogique permet ensuite d'obtenir une trame temporelle à transmettre. Pour la démodulation, après filtrage, échantillonnage et conversion analogique /numérique, le principe inverse est appliqué.

L'objet du travail décrit dans cette thèse concerne la problématique de la transmission sur fibres optiques. Le support essentiel de transmission considéré étant la fibre optique. Pour ces besoins de transmission optique, il est également nécessaire de s'intéresser aux différentes techniques d'accès multiples exploitées dans les domaines radiofréquence et optique.

Notre étude se focalise sur l'analyse et l'évaluation des systèmes hybrides ; nous avons proposé d'étudier deux concepts d'architectures différentes de systèmes hybrides afin d'augmenter la capacité de multiplexage en nombre d'utilisateurs. La première architecture est une architecture hybride SCM/OCDMA à encodage spectral pour transporter des signaux RF sur fibre optique. La seconde architecture est une architecture hybride OFDM/OCDMA à encodage spectral dans laquelle nous découpons le spectre d'une source cohérente à large bande afin de multiplier le nombre d'utilisateurs multiplexés OCDMA par le nombre de sous-porteuses OFDM générées.

La transmission des données dans une liaison de CDMA optique peut introduire plusieurs limitations, comme l'interférence d'accès multiple (IAM). Ce dernier est dû aux produits d'inter-corrélation non nuls des codes utilisés.

Le nombre des utilisateurs actifs est limité due à l'utilisation des codes FCC, de ce fait il est nécessaire d'utiliser d'autre code avec une bonne propriété d'auto/inter corrélation.

Dans les recherches actuelles, une nouvelle famille des codes optiques a été proposée avec une inter corrélation nulle nommé ZCC, permet d'augmenter la capacité de multiplexage

Conclusion Générale

et de sécurisé l'information transmise. Les méthodes de construction des codes ZCC existant sont complexes et non flexibles, pour cela nous avons proposé une nouvelle méthode de construction simple et flexible des codes ZCC.

Le système hybride OFDM/OCDMA-basé sur les nouveaux codes ZCC, nous permet d'augmenté le nombre d'utilisateurs, amélioré la capacité de multiplexage et de réduire l'impact des interférences d'accès multiple (MAI) par rapport au système hybride OFDM/OCDMA utilisé les codes FCC.

Quelques suggestions pour les futurs travaux.

- Recherche de codes (1D ,2D voir 3 D) présentant un compromis en termes de taille de capacité de multiplexage et critère de corrélation.
- Recherche de système hybride simples, performants et adaptés aux codes construits.

Les travaux présentés dans cette thèse ont donné lieu aux publications suivantes :

- [1] New Method for the Construction of Optical Zero Cross Correlation Code Using Block Matrices in OCDMA-OFDM System, ISSN: 2180 – 1843 e-ISSN: 2289-8131 Vol. 8 No. 1 January – April 2016, A.Cherifi, B.Yagoubi, B.S.Bouazza, A.O.Dahman.
- [2] Performance analysis of blind equaliser OFDM systems based on CMA with MRC diversity A.CHERIFI, B.S.BOUAZZA, B.YAGOUBI (IEEE explore 978-1-4673-6298-6/13/2013 IEEE) (ECMSM 2013), Laboratory Technology of Communication University of Tahar Moulay Saida, Algeria.
- [3] DEVELOPMENT AND PERFORMANCE OF NEW-ANTENNA DIVERSITY TECHNIQUES FOR OFDM SYSTEMS, A Cherifi, et al International Journal of Computer and Electronics Research [Volume 2, Issue 1, February 2013] Laboratory Technology of Communication, University of Tahar Moulay Saida, Algeria
- [4] New result for Optical OFDM in Code Division Multiple Access systems using direct detection, A.Cherifi , B. Bouazza , A.O.DAHMAN , B.YAGOUBI XIII international conference on electronic design PARIS, FRANCE January 23-24,2015 Laboratory Technology of Communication, University of Tahar Moulay Saida, Algeria.
- [5] The Optical OFDM Equalization Based on the Fractional Fourier Transform , World Academy of Science, Engineering and Technology International Journal of Electronics and Communication Engineering Vol:2, No:5, 2015, ICCIIT 2015 : 18th International Conference on Communication, Internet and Information Technology.

Conclusion Générale

- [6] A.Cherifi, F.Bouasria, A.Yagoubi, “ L’Algorithme CMA et ces Extensions pour l’Egalisation Aveugle », second International Conférence on Systems and information Processing, 15-17 2011 Guelma, Algérie.

1. Introduction

Dans un secteur où la rentabilité et la productivité sont des impératifs pour le succès, le primé Optisystem peut minimiser les exigences de temps et de coût liés à la conception des systèmes optiques, des liens et des composants.

Optisystem est donc un outil innovant, qui évolue rapidement, il a une puissance de conception qui permet aux utilisateurs de planifier, tester et de simuler chaque type de liaison optique dans la couche de transmission d'un large éventail de réseaux optiques du LAN, SAN, et MAN. Il offre la couche de transmission de conception optique et de planification des composants au niveau du système, et présente visuellement l'analyse des scénarios.

Crée pour répondre aux besoins des chercheurs, ingénieurs télécoms optiques, des intégrateurs systèmes, des étudiants et d'une grande variété d'autres utilisateurs, Optisystem satisfait la demande de l'évolution du marché de la photonique.

2. Démarrage du Logiciel

Pour lancer OptiSystem, nous devons effectuer l'action suivante : Dans le menu Démarrer, sélectionnez **Programs > Optiwave Software> OptiSystem 7 > OptiSystem**. Ainsi l'interface graphique apparaîtra comme l'illustre la figure B.1.

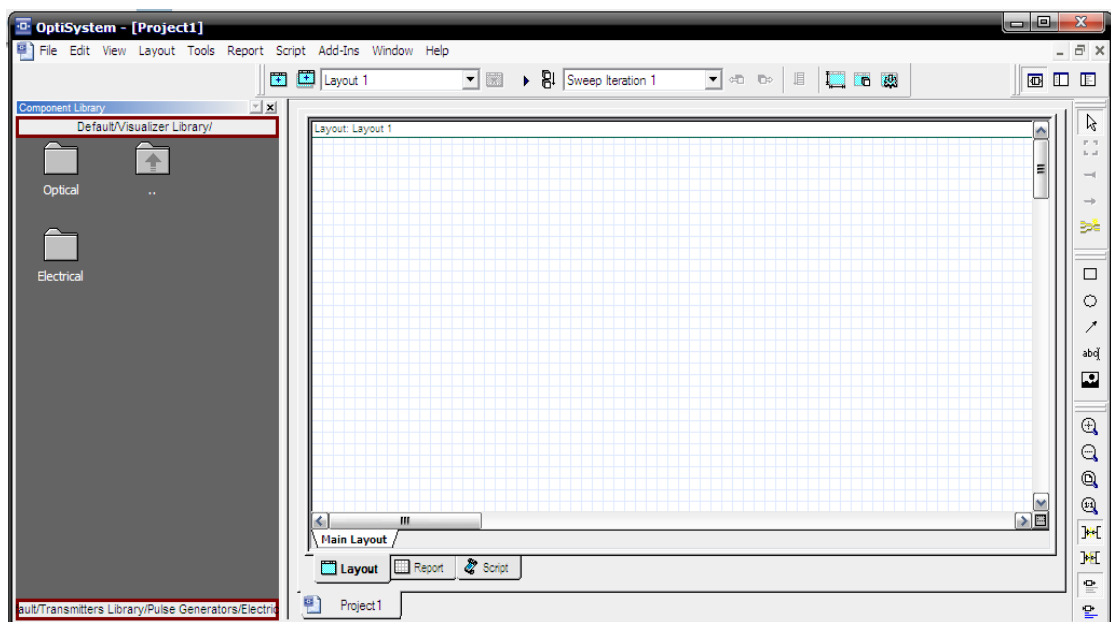


Figure B.1 : Interface graphique du logiciel.

3. Librairie des Composants

La librairie nous donne accès aux composants afin de créer le système désiré elle est apparait comme le montre la figure B.2.

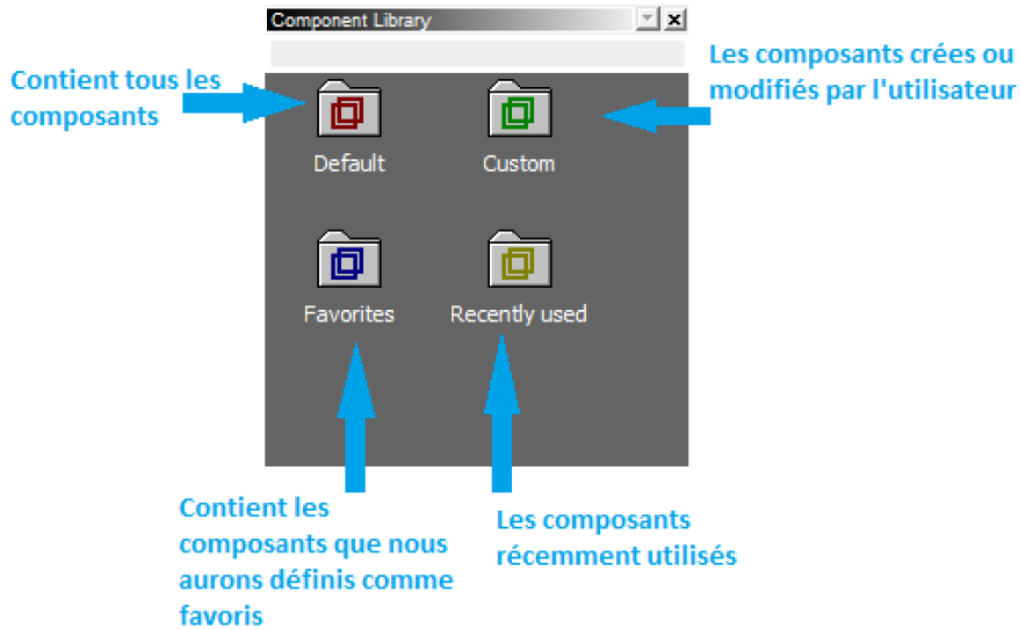


Figure B.2 : Librairie des composants.

4. Navigateur du Projet

C'est une sorte de banque qui contient tous les composants utilisés lors du projet afin de pouvoir y accéder plus rapidement, particulièrement dans le cas d'un projet complexe qui contient un nombre important de composants. La figure B.3 représente le navigateur de

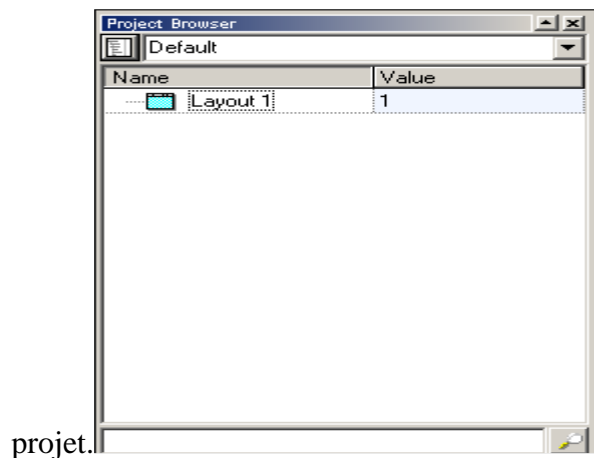


Figure B.3 : Navigateur du Projet.

5. Représentations des Signaux

Pour rendre l'outil de simulation plus souple et plus efficace, il est essentiel qu'il fournisse des modèles à différents niveaux d'abstraction, y compris le système, sous-système, et les niveaux de composants.

Optisystem dispose d'une définition hiérarchique de composants et systèmes, nous permettant d'utiliser des outils spécifiques pour l'optique intégrée et permettant à la simulation d'aller aussi profond que la précision désirée l'exige. Différents niveaux d'abstraction impliquent des représentations de signaux différents. La représentation du signal doit être aussi complète que possible afin de permettre une simulation efficace. Il ya cinq types de signaux dans la bibliothèque du logiciel tous régis par un code de couleur comme le montre le tableau B.1 et la figure B.4.

Signal	Couleur du Connecteur
Binaire	Rouge
M- aire	Rouge foncé
Electrique	Bleu
Optique	vert
Tout type	vert foncé

Tab B.1: Code de Couleur des Signaux sous Optisystem.

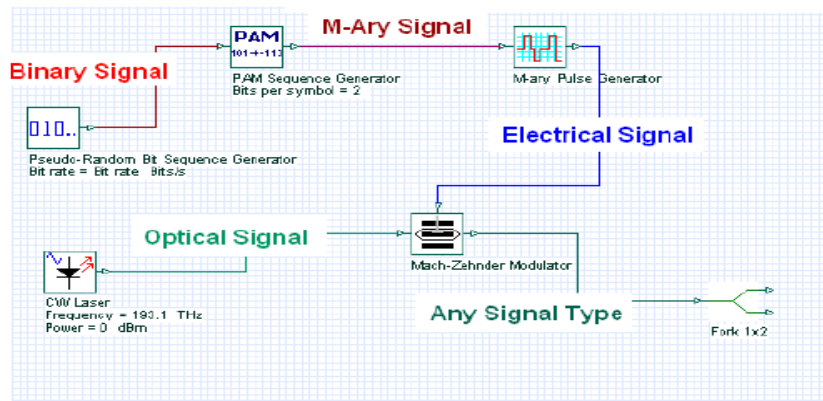


Figure B.4 : Représentation des Signaux sous Optisystem.

6. Paramètres de simulation

Lors de la création d'un nouveau design, il est indispensable de définir les paramètres de simulation.

Ces paramètres montrent la vitesse, la précision, et les besoins en mémoire pour une simulation particulière au cours de la phase de conception du système. Il est important de

comprendre ce que les paramètres globaux sont, parce qu'ils ont un impact sur tous les composants qui utilisent ces paramètres.

En cliquant sur le projet, la fenêtre des paramètres généraux de simulation s'affiche comme dans la figure B.5.

Name	Value	Units	Mode
Simulation window	Set bit rate		Normal
Reference bit rate	<input checked="" type="checkbox"/>		Normal
Bit rate	10e+009	Bits/s	Normal
Time window	0.1024e-006	s	Normal
Sample rate	640e+009	Hz	Normal
Sequence length	1024	Bits	Normal
Samples per bit	64		Normal
Number of samples	65536		Normal

Figure B.5 : Paramètres de simulation (par défaut).

Avec :

Bit rate : débit de simulation.

Time Window (T_w) : Durée de la fenêtre de visualisation.

Sample rate (ou fréquence d'échantillonnage f_e) : Nombre d'échantillons en une seconde.

Sequence length : Longueur de la séquence.

Samples per bit : Nombre d'échantillons par bit.

Number of samples : Nombre total d'échantillons.

➤ Calcul des paramètres manuellement :

a. Time Window

$$\text{Bit rate} = 10 \text{ Gbits/s} = 10 \times 10^9 \text{ bits/s.}$$

$$\Rightarrow 10 \times 10^9 \rightarrow 1s$$

$$1024 \rightarrow T_w$$

$$\Rightarrow T_w = \frac{1024}{10 \times 10^9} = 0.1024 \times 10^{-6} s = 102.4 \text{ ns}$$

b. Sample rate (fréquence d'échantillonnage)

$$1s \rightarrow 64 \text{ échantillons}$$

$$10 \times 10^9 \rightarrow \text{Nombre d'échantillons en une seconde}$$

$$\Rightarrow \text{Nombre d'échantillons en une seconde} = 64 \times 10 \times 10^9 \text{ échantillons}$$

$$\Rightarrow f_e = 0.64 \text{ THZ (C'est la bande offerte par la LED).}$$

c. Number of sample

Nombre total d'échantillons = Longueur de la séquence \times nombre d'échantillons par bit.

\Rightarrow Nombre total d'échantillons = $1024 \times 64 = 65536$.

7. Relations entre les paramètres

La figure B.6 représente les relations entre les différents paramètres dans les domaines temporel et fréquentiel

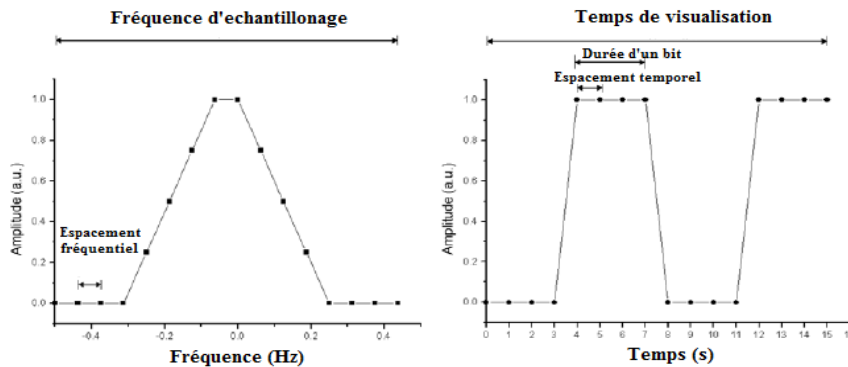


Figure B.6: Paramètres de Simulation dans les Domaines Temporel et Fréquentiel.

Détermination des valeurs théoriquement

a. En utilisant l'espaceur fréquentiel (f_s)

$$f_s = \frac{1}{T_w} = \frac{1}{102.4 \times 10^9}$$

$$\Rightarrow f_s = 0.009765625 \times 10^9 \text{ HZ}$$

Sachant que :

$$f_s = f_s \times \text{Nombre d'échantillons}$$

$$f_s = 0.64 \text{ THZ.}$$

b. En utilisant l'espaceur temporel T_s :

$$\text{Durée d'un bit} = T_b = \frac{1}{\text{Debit de simulation}}$$

$$\Rightarrow T_b = 01 \text{ ns}$$

$$T_s = \frac{T_b}{\text{Nombre d'échantillons par bit}} = 0.0015625 \text{ ns}$$

Sachant que :

$$f_s = \frac{1}{T_s}$$

$$\Rightarrow f_s = 0.64 \text{ THZ.}$$

Les résultats trouvés en 'a' et 'b' sont identiques à ceux données par le logiciel (figure B.6).

8. Modes de simulation

Optisystem offre trois différents modes de simulation :

- Le mode normal : où il suffit d'entrer la valeur du paramètre désiré.
- Le mode de balayage (Sweep) : Où la valeur du paramètre varie suivant une courbe donnée.
- Le mode scripte : où le paramètre est évalué comme une expression arithmétique.

Annexe C : programme MATLAB pour simuler et calculer l'auto et inter corrélation.

1. Auto-corrélation

```
clear all
clc;
r=zeros(1,13);
    r(1)=1;
    r(3)=1;
    r(9)=1;
corr=sum(r.*r);
    for i=1:12
q=circshift(r,[0 i]);
corr(i)=sum(q.*r);
q=circshift(r,[0 -i]);
corr1(13-i)=sum(q.*r);
    end
    corrt=[corr1 corr corr];
    x=-12:12;
    plot(x,corrt);
grid on
xlabel('Le decalage')
ylabel('autocorrelation')
axis ([-13 13,-0.25 3.25])
```

1. Inter-corrélation

```
clear all
clc;
r=zeros(1,13);
f=zeros(1,13);
    r(1)=1;
    r(3)=1;
    r(9)=1;
    f(2)=1;
    f(6)=1;
    f(5)=1;
incorr=sum(r.*f);
    for i=1:13
q=circshift(r,[0 i]);
corr(i)=sum(q.*f);
q=circshift(r,[0 -i]);
corr1(14-i)=sum(q.*f);
    end
    corrt=[corr1 incorr corr];
    x=-13:13;
    plot(x,corrt);
grid on
xlabel('Le decalage')
ylabel('intercorrelation')
axis ([-14 14,-0.25 1.25])
```

New Method for the Construction of Optical Zero Cross Correlation Code Using Block Matrices in OCDMA-OFDM System

A.Cherifi¹, B.Yagoubi², B.S.Bouazza¹, A.O.Dahman³

¹Technology of Communication Laboratory (LTC) University Of Tahar Moulay Saida, Algeria.

²University of Abdelhamid Ibn Badis Mostaganem, Algeria.

³Laboratory of Microsystems and Telecommunications (LMST), University Of Quebec – Canada.
cherifi.abdelhamid@gmail.com

Abstract— In order to increase the number of users and data rate, and to reduce the impact of multi access interference (MAI), this study proposes the optical code division multiple access (OCDMA) systems with orthogonal frequency division multiplexing modulation (OFDM) based on a new zero cross correlation (ZCC) code. The OCDMA, a new ZCC-OFDM suggested system, was compared to the OCDMA-FCC (Flexible Cross Correlation)-OFDM in terms of signal to noise ratio (SNR) and bit error rate (BER). The results showed that the proposed system with the new ZCC code improves the system capacity performance by increasing the number of simultaneous users (cardinality) up to approximately 120% as compared to SCM (subcarrier multiplexing) OCDMA-FCC, and up to 7% in comparison to OCDMA-FCC (Flexible Cross Correlation)-OFDM. The adopted system has superior performance by saving around -3 dBm of power at the receiver with better bit error rate in comparison to OCDMA-FCC-OFDM system. In addition, the resulting power due to the increased number of users using our proposed new ZCC code is less in comparison to the FCC code. This improvement is due to the effect of the good auto/cross correlation properties of the new ZCC code.

Index Terms— Optical CDMA, OFDM, New ZCC code, Flexible Cross Correlation (FCC) code, OCDMA-FCC-OFDM systems, OCDMA-New ZCC-OFDM systems.

I. INTRODUCTION

Currently, the most common way to allow several transmitters to send information at the same time by a single channel is code division multiple access (CDMA). It is a unique code given to each transmitter; a spread spectrum technique by the same physical resources. The main advantages of OCDMA are to provide multiple simultaneous users with the same bandwidth along with high security, and to improve optical communication applications [1]. It can be considered as a good solution for optical networks. Thus, to obtain the best spectral efficiency possible at a reduced cost, a practical optical system that combines the technical orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) and CDMA is used to enhance the data rate transmission and to increase the number of simultaneous users. This combination has received increased attention as a means to overcome various limitations of optical transmission systems, such as the multipath dispersion and multi access interference (MAI). OFDM has become a popular transmission

technique for high-data-rate wireless communications in recent years due to its high spectral efficiency and good resistance to multipath fading [2]. Thus, by using this method, we can get a better utilization of spectrum, increase the transmission rate, and generate higher number of sub-carrier. In this article, we examined and evaluated the advantages of (OCDMA-new ZCC-OFDM) Optical system. The expression SNR was derived by taking into account the non-linearity of subcarriers using a new ZCC code. OFDM modulation provided many orthogonal subcarriers, which are transmitted to a single optical fiber. In the reception part, the desired user will be detected from a few subcarriers by using the optical filters (FBG narrowband), the code signature, similar to those using in the emission part. The use of this filter removes the effect of multi access interference. The main goal of this study is to combine OFDM technique with a system (new ZCC-OCDMA) to improve the performance of optical network. The results of the proposed technique (OCDMA-new ZCC-OFDM) has been reported by A.O. Aldhaibani et al. in [4]. This paper is organized as follows: Section II provides (OCDMA -OFDM) system based on the new ZCC code. In Section III, the performances of OCDMA-OFDM are presented. Section IV introduces our proposed design of the new ZCC codes, their properties and performances. In Section V, results of the simulation are presented and the conclusions are drawn in Section VI.

II. PRINCIPLE OF OCDMA-OFDM SYSTEM

In the part of OFDM signal, data bits are encoded using a QAM constellation. This electrical signal passes through the IFFT block, and then the guard interval is inserted between these blocks. This eliminates interference between successive blocks in the presence of multipath channels and facilitates more equalization.

Each OFDM symbols is modulated with an optical ZCC code using the external modulator. This code is implemented by the Wavelength Division Multiplexing (WDM), such as a Fiber Bragg grating (FBGs), which is a technique used in optical communications. This allows transmitting several wavelength signals on a single optical fiber. In the receiver part, the received signal is detected by the photo-detector (see Figure 1).

Finally, the signal can be recovered after using OFDM demodulator, FFT operations, matched filtering and other electrical treatments.

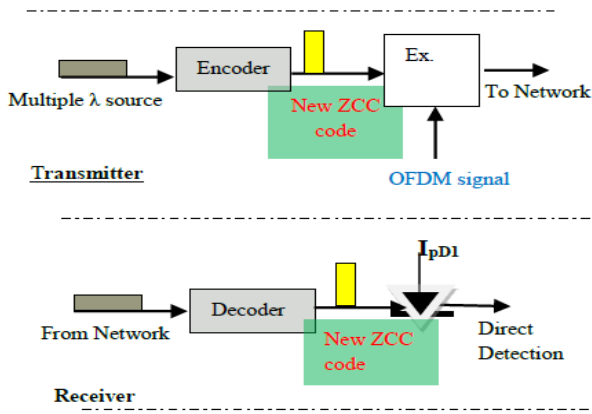


Figure 1: Scheme illustrates the (OFDM-OCDMA) system

III. OCDMA-OFDM PERFORMANCE

To analyze and evaluate the performance of the proposed method (OFDM -CDMA optical) with the new ZCC code, Gaussian approximation for computing the signal to noise ratio (SNR) and bit error rate (BER) was used. As shown in Figure 1, SNR is expressed by: $SNR = \frac{I^2}{\sigma^2}$ where I^2 : represents the current received at the photodiode given by $I^2 = I_{sh}^2 + I_{th}^2$ and σ^2 is the variance of the noise signal. The effect of the induced intensity noise (PIIN) phase is neglected due to the zero cross correlation condition with no overlapping of spectra from multi-user [5], [6]. The first stage concerns with studying the design of the new ZCC code. The general form of ZCC code is:

$$ZCC1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

We use the mapping technique in ZCC code to avoid the overlapping of 1 for both users, in addition to increasing the number of users and the code length.

$$ZCCn = \begin{bmatrix} 0 & ZCC_{n-1} \\ ZCC_{n-1} & 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

For example:

$$ZCC2 = \begin{bmatrix} 0 & ZCC_1 \\ ZCC_1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$ZCC2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$Km = 2^M$$

$$Cm = 2^M \times w$$

To extend the number of weight and transform the code $w = "N-1"$ to $w = N$, ($N \geq 2$), the matrix form is given by:

$$ZCCN = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (3)$$

where: [A] comprises a matrix of $[2, 2 \times w]$, in which this matrix contains the w replication of the matrix $(Zw-1)$.

[B] comprises a matrix of zero of $[2, 2 \times w]$.

[C] comprises a matrix of zero of $[(K-2), w \times 2]$.

[D] comprises a matrix of zero of $[(K-2), w \times (K-2)]$

Taking an example for $k = 3$, the transformation code for $w = 1$ to $w = 2$ are presented as:

$$ZCC2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

where the expression between w , k and C is defined by:

$$C = W \times K \quad (4)$$

To increase the number of users and the code length without modifying the weight, a mapping technique is used as:

$$ZCCm = \begin{bmatrix} 0 & ZCC_{m-1} \\ ZCC_{m-1} & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

The expression of the equation which connects the coefficients of mapping (mapped number of users' Cm , the code length Lm and the mapping processes m) are expressed as:

$$Cm = 2^M \times (CB)$$

$$Lm = 2^M \times (L) \quad (6)$$

IV. THE PROPOSED DESIGN

The newly proposed ZCC code is represented in a matrix $K \times C$, the construction method is as follows:

$$ZCC = \begin{bmatrix} Z_i \\ Rot180^0(Z_i) \end{bmatrix} \quad (7)$$

where Z_i is the half matrix; consist of $(\frac{k}{2}, k \times w)$, the construction of half matrix is given by:

$$Z(\frac{k}{2}, k \times w) = \begin{bmatrix} c_1 \\ \vdots \\ c_i \\ \vdots \\ c_{\frac{k}{2}} \end{bmatrix} \quad (8)$$

where $1 \leq i \leq \frac{k}{2}$.

The code C_i has $(k \times w)$ chips, w Chips "1" and $((k \times w) - w)$ chips '0. So we can write:

$$c_{ij} = i + (\frac{k}{2} \times j)$$

where, $0 \leq j \leq w - 1$.

$$Z_i = \left\{ \begin{array}{l} C_i, \text{ for } i; \text{ odd} \\ Rot180^\circ(c_i), \text{ for } i; \text{ even} \end{array} \right\} \quad (9)$$

The other half of the matrix is the rotation of 180° of the matrix Z_i . So, the ZCC code is:

$$ZCC = \begin{bmatrix} Z_i \\ Rot180^\circ(Z_i) \end{bmatrix} \quad (10)$$

For example, let $K=6$ and $w = 2$ and the wave length is limited to 12. The generation of the half matrix is shown in Table 1.

Table 1
The positions of '1' in New ZCC matrix

i	J	
	0	1
i=1	1	4
i=2	2	5
i=3	3	6

The half matrix is:

$$z_i = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

The matrix is the rotation of 180° of the matrix Z_i :

$$rot180^\circ(Z_i) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

The ZCC code is given by:

$$ZCC = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (13)$$

z_i (pointing to the top half of the matrix)
 $rot180^\circ(z_i)$ (pointing to the bottom half of the matrix)

The relation between the different parameters is given by Equation 4.

Table 2
Codes length of ZCC ([4], [7], [8], [9], [10]) code, FCC code and new ZCC code

Codes	Code length (C)	Cross correlation
ZCC [7]	$C = W \times (W + 1)$ $K = W + 1$	0
ZCC[4]-[8]	$C_m = 2m.C$ $K_m = 2m.K$ With $m = W$	0
ZCC[9]-[10]	$C = W \times K$	0
FCC code	$C = (W \times K) - (K-1)$	0
Proposed ZCC code	$C = W \times K$	0

The properties comparison of the different construction methods of ZCC codes and the new ZCC codes are listed in Table 2. Table 2 shows the code length required by the different codes with zero cross-correlation. We can remark that the proposed ZCC has good code length compared to the other methods. Long code lengths are considered as disadvantageous, but the proposed method is easier to construct. The new ZCC code properties for Direct Detection technique is given as:

$$\sum_{i=1}^N C_K(i) \cdot C_L(i) \begin{cases} w, \text{ for } k=1 \\ 0, \text{ else} \end{cases} \quad (14)$$

Let $C_k(i)$ denotes the i -th element of new ZCC code sequence with weight w . K denotes the number of each user, in Figure 2, all users send the same data bits $d_m = \frac{w}{L}$ equal to "1". With:

$$\sum_{k=1}^K d_k = d_1 + \dots + d_K = K \times \frac{w}{L} = 1, \quad (15)$$

The power spectral density (PSD) at the receiving end during a single bit period for PIN photodiode detection can be defined as follows [11, 12]:

$$r(v) = \frac{P_{sr}}{\Delta v} \sum_{k=1}^K d_k \sum_{i=1}^L C_k(i) \cdot C_i(i) \cdot rec(i)$$

$$r(v) = \frac{P_{sr}}{\Delta v} \sum_{k=1}^K d_k \sum_{i=1}^L C_k(i) \cdot C_i(i) \cdot U \left[\begin{matrix} v - v_0 - \frac{\Delta v}{2L} \\ (-L + 2i - 2) \end{matrix} \right] \quad (16)$$

$$- U \left[v - v_0 - \frac{\Delta v}{2} (-L + 2i) \right]$$

where P_{sr} is the power received of a broadband source and $u(v)$ represents a unit step function:

$$U(v) = \begin{cases} 0, & v < 0 \\ 1, & v \geq 0 \end{cases}$$

Then, integrating the equation of the PSD can be determined by:

$$\int_0^{+\infty} r(v) dv = \int_0^{+\infty} \frac{P_{sr}}{\Delta v} \sum_{k=1}^K d_k \sum_{i=1}^L C_k(i) C_i(i) U \left(\frac{\Delta v}{L} \right) \quad (17)$$

$$= \frac{P_{sr}}{\Delta v} \left[\sum_{k=1}^K d_k \cdot \underbrace{w}_{L=K} \cdot \frac{\Delta v}{L} + \sum_{k=1}^K d_k \cdot \underbrace{0}_{L \neq K} \cdot \left(\frac{\Delta v}{L} \right) \right] \quad (18)$$

From Equation 18, when all the users are transmitting bit "1," using the average value as:

$$\sum_{k=1}^K d_k = d_1 + \dots + d_K = K \times \frac{w}{L} = 1, \quad (19)$$

$$so: \int_0^{+\infty} r(v) dv = \frac{P_{sr} \cdot w^2}{L}$$

The photocurrent, I_{dd} can be expressed as:

$$I_{dd} = \Re \int_0^{+\infty} r(v) dv = \frac{\Re P_{sr} \cdot w}{L} \quad (20)$$

where \Re represents the response of the PDs given $\Re = \frac{\eta \cdot e}{h \cdot \nu_0}$. Here, η is the quantum efficiency, e is the electron's charge, h is the Plank's constant $6.626068 \times 10^{-34} \text{ m}^2 \text{ kg} / \text{s}$, and ν_0 is the central frequency of broad-band optical pulse [13].

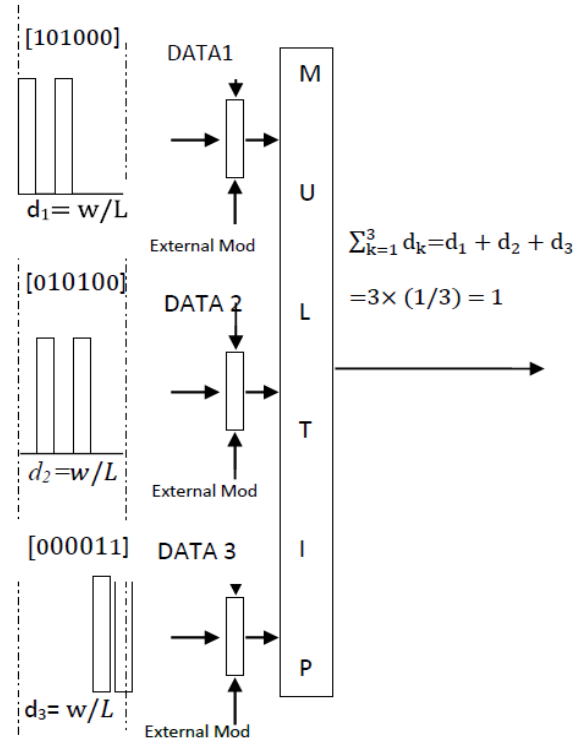


Figure 2: Block diagram of a new ZCC code transmitter system.

$$[I_{dd}]^2 = \left(\frac{\Re P_{sr} \cdot w}{L} \right)^2 \quad (21)$$

The OFDM signal demodulation phase, which is the signal received by the photocurrent (I_{dd}) can be expressed as:

$$[I_{dd}]^2 = \left(\frac{\Re P_{sr} \cdot w}{L} \right)^2 \cdot \sum_{n=1}^K C_n e^{j2\pi f_n t}, n = 1, 2, \dots, k \quad (22)$$

The orthogonality conditions are put to ensure the absence of interference between the different carriers, which is given by the following expression [14].

$$f_n = \frac{n-1}{k}$$

The noise power of PIN can be written as:

$$I^2 = I_{sh}^2 + I_{th}^2 \quad (23)$$

where I_{sh} = Shot noise,

$$I^2 = 2eBI_{dd}$$

I_{th} : Thermal noise

$$I_{th}^2 = \frac{4K_b T_{nB}}{R_l} \quad (24)$$

Noting that the probability of sending bit '1' at any time by each subscriber is $\frac{1}{2}$ [15], then Equation 23 becomes:

$$I^2 = \frac{\Re.e.B.P_{Sr}.w}{L} + \frac{4K_b T_{nB}}{R_l} \quad (25)$$

Now using Equations 21, 23 and 24, the signal to noise ratio (SNR) of direct detection technique is derived by using the value of properties in [15]; the new expression of SNR can be written as:

$$SNR = \frac{[I_{dd}]^2}{I^2} = \frac{\left(\frac{\Re P_{Sr}.w}{L} \sum_{n=1}^K C_n e^{j2\pi n t}\right)^2}{\frac{e.B\Re.P_{Sr}.w}{L} + \frac{4K_b T_{nB}}{R_l}} \quad (26)$$

Thus, BER can be obtained as:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{SNR}{8}}$$

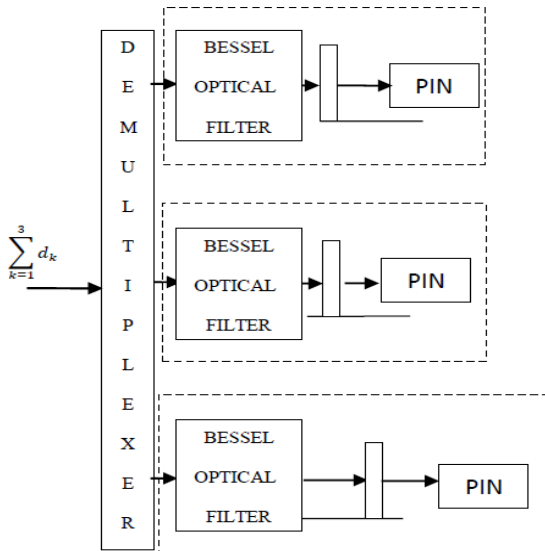


Figure 3: ZCC code receiver system

Table 3
Parameters used in the calculation of the proposed systems

Parameters	Value
Photodetector quantum efficiency(η)	0.6
Line-width broadband source ($\Delta\nu$)	3.75 THz
Operating wavelength (λ_0)	1550 nm
Electrical band width(B)	311 MHz
Data bit rate(R_b)	622 Mbps
Receiver noise temperature(T_n)	300 K
Receiver load resistor (R_l)	1030 Ω
Number of subcarriers(k)	256
Electron charge (e)	1.6 x10 ⁻¹⁹ c
Planck's constant (h)	1.38 x 10 ⁻²³ J/K
Boltzmann's constant (Kb)	6.66 x10 ⁻³⁴ Js

V. NUMERICAL RESULTS

In order to evaluate the performance of new ZCC code using OFDM-OCDMA systems, the current study used the same parameters previously reported in [1, 4, 16, and 17]. Table 3 indicates the chosen parameters for the calculation of the new ZCC code to reduce the BER, to increase the number of simultaneous users, and to improve the power received. These results were simulated using Matlab. The weight used in optical system (OCDMA-OFDM) for this study is $w=4$ at data rate 622Mbps and power received equal to -20 dBm.

We have used Table 3, which is a same as Table 1 of A.O. Aldhaibani et al. [4], so, if we take a look at Table 1 in A.O. Aldhaibani et. al. [4] we can read ($B=311$ MHz) and ($R=622$ Mbps), whereas using their formula ($B=0.75R$), we found, $B=446.5$ MHz which is incorrect. In order to obtain the exact value of $B=311$ MHz, which is mentioned in Table 3 and in Table 1 of A.O. Aldhaibani [4], we should use $B=0.5R$ instead of $B=0.75R$.

In a case, where responsivity of the photodiode = 0.5, R is the bit rate ($R=622$ Mbps) and B is the electrical bandwidth ($B=311$ MHz). Figure 4 shows the variations of the BER with the number of users k for OCDMA-OFDM systems using the two codes: the new ZCC code and FCC Code. We observe that the BER of the proposed system using the new ZCC code has better performance than using FCC code. This enhancement is due to the effect of the new ZCC codes length and the good properties of auto and cross correlation. At an acceptable BER of 10^{-9} , we note that the number of simultaneous users for OCDMA-OFDM code - new ZCC and OCDMA-OFDM - FCC Code are 107 and 100 respectively; we said that the cardinality has increased up to 7% when we use the new ZCC Code, so, the amelioration of the rate of our system performance (cardinality) is increased in terms of number of user is calculated as follows:

$$\frac{107 - 100}{100} = 7\%$$

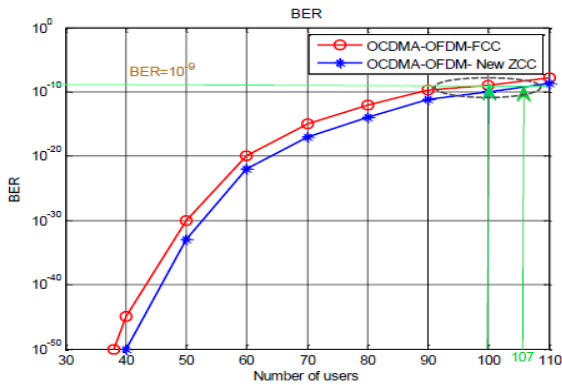


Figure 4: BER against number of users for OCDMA-OFDM systems using two codes (New ZCC) code and (FCC) code With (W= 4)

Figure 5 represents the BER against the received power for the two systems, OFDM-OCDMA- new ZCC and OFDM-OCDMA-FCC at 622 Mbps of data rate and at k=50 (k is the number of users). We observed that the power received for OFDM-OCDMA-new ZCC and OFDM-OCDMA-FCC are -24 dBm and -27dBm respectively at the acceptable BER (10⁻⁹). Therefore, when we use OFDM-OCDMA-new ZCC system, the performance becomes better compared to FDM-OCDMA-FCC and we can save around -3 dBm of power, the system performance in terms of power receiver is calculated as follows: (-27 – (-24) = -3 dBm).

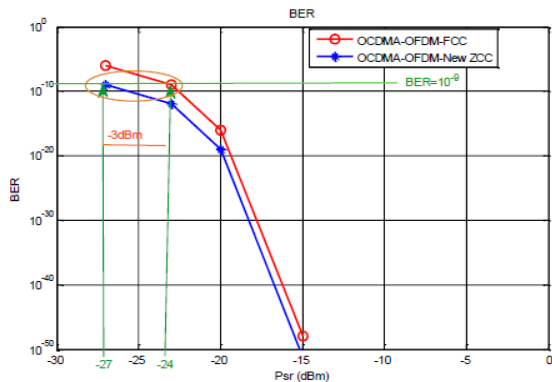


Figure 5: BER against power receive (Psr) for OCDMA-OFDM systems using two codes (New ZCC) code and(FCC) code at 622 Mbps data rate and (W=4)

Figure 6 represents the BER as a function of number of users at an acceptable BER of 10⁻⁹ when we fix Psr at -20dBm. The BER expression is given by the electrical bandwidth of direct detection (B=0.5R), and R is the bit rate. We notice that at the data rate for 2.5 Gbs, OFDM-OCDMA-new ZCC, we obtain 107 users compared to OFDM-OCDMA-FCC, which is 100 users in A.O. Aldhaibani et al. [4]. Thus, at the data rate for 10Gbs, OFDM-OCDMA-new ZCC, we obtain 78 users compared to OFDM-OCDMA-FCC, which is 43 users in A.O.

Aldhaibani et al. [4]. Apparently the proposed system using the new ZCC code has better performance than using the FCC code.

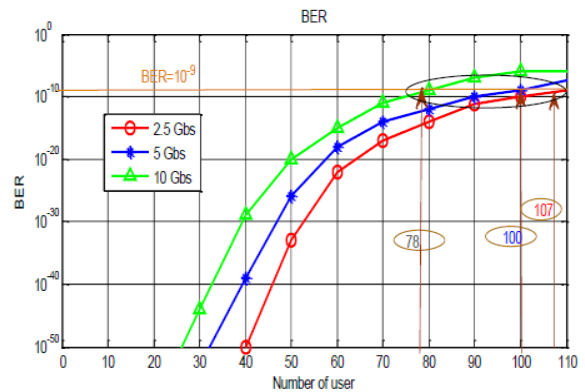


Figure 6: BER against number of users for OCDMA-OFDM systems using new ZCC code (w=4).

Figure 7 indicates the performance comparison of the BER as a function of the number of users between the three systems, OFDM-OCDMA- new ZCC, OFDM-OCDMA-FCC and SCM/OCDMA-FCC. At the received power (Psr = -20 dBm) and at an acceptable BER of 10⁻⁷, it can be seen that there is an increase in our system represented by BER, which is degraded as the number of users.

The number of users found using SCM (subcarrier multiplexing)-OCDMA-FCC is 48 [4], while in our work, the number of users obtained with OFDM- OCDMA-New ZCC is 107. This result indicate that there is an improvement in the system performance (Cardinality), as there is an increase ss the number of users is calculated as follows:

$$\frac{107 - 48}{48} = 120\%$$

A.O. Aldhaibani et al. [4] have found 100 users when using the OFDM-OCDMA-FCC. In this case, the cardinality compared to 48 for SCM/OCDMA-FCC is:

$$\frac{100 - 48}{48} = 108\%$$

The cardinality obtained by FCC code is enhanced in our work using the new ZCC by:

$$\frac{107 - 100}{100} = 7\%$$

The OFDM-OCDMA- new ZCC can accommodate 107 users compared to 100 users of OFDM-OCDMA-FCC and 48 for SCM/OCDMA-FCC. In our code, we remark the rate of performance is increased in terms of number of user by 7% of OFDM-OCDMA-FCC and, also 120% of SCM/OCDMA-FCC. This improvement of capability for our system is due to the

effect of the proposed new ZCC code, which can be constructed easily to provide a high number of simultaneous K users, and good correlation property.

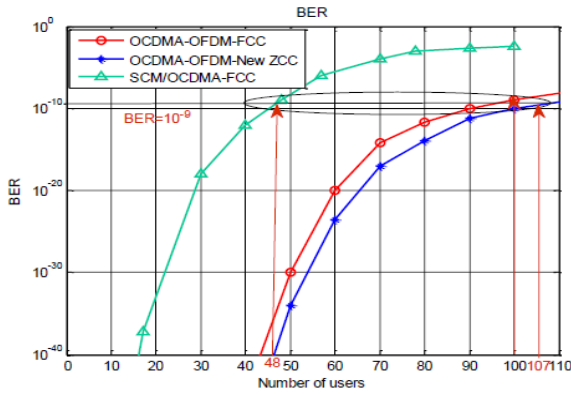


Figure 7: BER against number of users for OCDMA-OFDM systems using three codes (New ZCC) code, (SCM-FCC) code and (FCC) code with (W= 4).

VI. CONCLUSION

In this paper, we have derived a SNR analytical expression of OCDMA- OFDM systems based on a new ZCC code. The performance evaluated in terms of BER and the proposed system with the new ZCC code provided better performance compared to the FCC code. The major advantages of the proposed code are its short code lengths and the large flexible properties.

REFERENCES

[1] R. k. z. Sahbudin, M. k. Abdullah and M.Mokhtar, "Performance improvement of hybrid subcarrier multiplexing optical spectrum code division multiplexing system using spectral direct decoding detection technique", *J. Optical Fiber Technol.*, vol. 15, 2009, pp. 266-273.
 [2] A. Cherifi, "Performance analysis of blind equalizer OFDM systems based on CMA with MRC diversity", *Electronics, Control, Measurement,*

Signals and their application to Mechatronics (ECMSM), 2013 IEEE, 11th International Workshop.
 [3] M.S. Anuar, S.A. Aljunid, N.M. Saad, S.M. Hamzah, "New design of spectral amplitude coding in OCDMA with zero cross-correlation", *Optic. Commun.* 282 (2009)2659–2664.
 [4] A.O. Aldhaibani, S.A. Aljunid, M.S. Anuar, A.R. Arief, C.B.M. Rashidi "Development of OCDMA system based on Flexible Cross Correlation [FCC] code with OFDM modulation", *Optical Fiber Technology*, Volume 22, March 2015, Pages 7-12
 [5] M.S. Anuar a, S.A. Aljunida, N.M. Saad, I. Andonovic, "Performance analysis of optical zero cross correlation in OCDMA system", *J. Appl. Sci.* 7 (23) (2007) 3819–3822.
 [6] E.I. Babekir, N.M. Saad, N. Elfadel, A. Mohammed, A. Aziz, M.S. Anuar, S.A. Aljunid, M.K. Abdullah, Study of optical spectral CDMA zero cross-correlation code, *Int. J. Comput. Sci. Network Security* 7 (July (7)) (2007).
 [7] S.A. Aljunid, M. Ismail, A.R. Ramli, A new family of optical code sequences for spectral-amplitude-coding optical CDMA systems, *IEEE Photon. Technol. Lett.* 16 (October (10)) (2004).
 [8] M.S. Anuar, S.A. Aljunid, N.M. Saad, S.M. Hamzah, New design of spectral amplitude coding in OCDMA with zero cross-correlation, *Optic. Commun.* 282 (2009) 2659–2664.
 [9] T.H. Abd, S.A. Aljunid, H.A. Fadhil, R.B. Ahmad, M.A. Rashid, "New approach for evaluation of the performance of spectral amplitude coding-optical code division multiple access system on high-speed data rate", *Commun. IET* 6 (2012) 1742–1749.
 [10] A.I. Waqas, N. Ahmed, "cardinality enhancement of SAC-OCDMA Systems Using New Diagonal double weight code". *International journal of communication networks and information security (IJCNIS)* vol.6, No.3, (December 2014) 226-232
 [11] C.S. Weng and J. Wu, Optical Orthogonal Codes With Non-ideal Cross-Correlation. *Journal of Lighthwave Technology*, Vol. 19, 1856 1863 (2001).
 [12] L. Kazovsky, S. Benedetto, A. Willner, "Optical Fiber Communication Systems", *Artech House, Inc.*, 1996.
 [13] S. William, D. Ivan, "OFDM for Optical Communications", Academic Press is an imprint of Elsevier, California, US, 2007.
 [14] A.O. Aldhaibani, S.A. Aljunid, H.A. Fadhil, M.S. Anuar, "Performance analysis of hybrid OFDM/SAC–OCDMA systems based on MD code", *Jokull J.* 63 (2013) 34–44
 [15] M.S. Anuar, S.A. AlJunid, A.R. Arief, M.N. Junita, N.M. Saad, "PIN versus Avalanche photodiode gain optimization in zero cross correlation optical code division multiple access system", *Optik article in press.*
 [16] Salehi J.A. 1989. "Code division multiple access technique in optical fiber networks". Part II: System performance analysis. *IEEE Trans. Commun.* 37: 834–842.
 [17] Aljunid S A, Ismail M and Ramila R, 2004. "A new family of optical code sequence for spectral-amplitude-coding optical CDMA systems". *IEEE Photon. Technol. Lett.* 16: 2383–2385.

Performance analysis of blind equaliser OFDM systems based on CMA with MRC diversity

A.CHERIFI, B.S.BOUAZZA

Technology of Communication Laboratory
University Of Tahar Moulay, Saida, Algeria.
Email: master2005_78@yahoo.fr

B.YAGOUBI

University of Abdelhamid Ibn Bdis Mostaganem
Algeria
Email: cherifi.abdelhamid@gmail.com

Abstract— In this paper, in order to improve the Bit Error Rate (BER) of digital communication OFDM in a multipath channel, we combine the algorithm Maximal-Ratio Combining (MRC) diversity with orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system, the main idea of using MRC diversity is to improve the signal received at the receiver. One of the many methods which can be used to reduce the impacts multipath due to mobile radio channel is to employ an adaptive equalization. Simulation results are given and discussed.

Keywords— Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); maximal ratio combining (MRC); Spatial diversity; Performance analysis; Adaptive equalizer; Bit error rate

I. INTRODUCTION

OFDM Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) has become a popular transmission technique for high-data-rate wireless communications in recent years due to its high spectral efficiency and good resistance to multipath fading [1]. The OFDM modulation, which transform a frequency selective channel into multiple non frequency selective channels. Is particularly well adapted to the conception of transmit diversity receivers with low complexity. Many techniques allowing to improve the exploitation of frequency and/or temporal diversity are associated with OFDM One of the many methods which can be used to improve system performance is to linear diversity methods such as MRC maximal ratio combining technique which was shown to be effective and efficient [2]. The only major drawback of OFDM systems is the presence of ICI which severely degrades OFDM system performance [3], especially in multi-path fading environments. OFDM has recently attracted a large amount of research work because of its robustness, diversity and high bit rates. Transmit diversity was shown to be able to reduce the complexity of signal detection in OFDM system [4]. This paper is organized as follows. In Section 2 we provide a definition Maximal ratio combining diversity, their properties, and their representation techniques. Section 3 gives an overview of Adaptive equalizers.

II. SPATIAL ANTENNA DIVERSITY

The main idea of using diversity is to improve the signal received at the receiver. To achieve that, the input signal is sent not only over one path but simultaneously over L paths where $L = 1, \dots, L$. At the receiver, signals over all L paths are collected and processed. For different diversity techniques, the received signals are processed differently which may affect the output of the decision device. There are two main types of diversity: MRC, and SC. Consider transmission of an input signal $x(t)$ over a Rayleigh fading channel with Lth-order maximal ratio combining (MRC) diversity as shown in Fig. 1. To find the transmitted symbol C_i , if you divide the

signal combined \hat{y}_i^{MRC} by the value \hat{H}_i^{MRC} scalar.

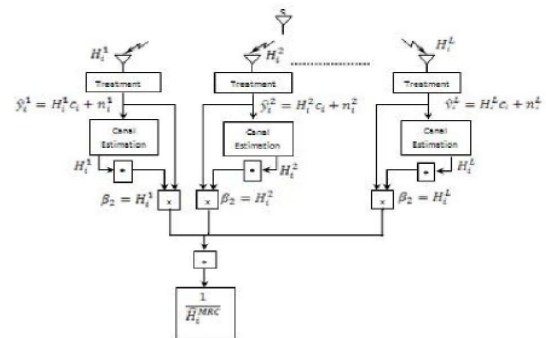


Fig. 1. Maximal ratio combining diversity.

A. Adaptive Equalizers

In radio mobile channels, a variety of adaptive equalizers can be used to cancel interference while providing diversity. Since the mobile fading channel is random and time varying, equalizers must track the time varying characteristics of the mobile channel, and thus are called adaptive equalizers. The general operating modes of an adaptive equalizer include training and tracking. First, a known, fixed-length training sequence is sent by the transmitter so that the receiver's

equalizer may adapt to a proper setting for minimum bit error rate (BER) detection.

Fig 2 shows a block diagram of a communication system with an adaptive equalizer in the receiver. If $x(t)$ is the original information signal and $f(t)$ is the combined complex baseband impulse response of the transmitter.

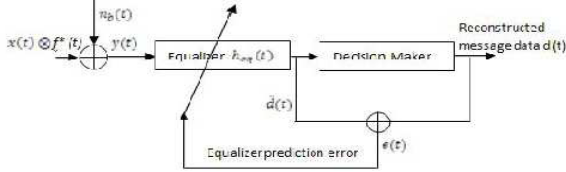


Fig. 2. Block diagram of an adaptive equalizer in the receiver.

Signal received by equalizer can be expressed as:

$$y(t) = x(t) \otimes f^*(t) + n_b(t) \quad (1)$$

Where $f^*(t)$ denotes complex conjugate of $f(t)$, $n_b(t)$ is the baseband noise at the input of the equalizer, and \otimes denotes the convolution operation. If the impulse response of the equalizer is $h_{eq}(t)$, then the output of equalizer is,

$$d(t) = x(t) \otimes f^*(t) \otimes h_{eq}(t) + n_b(t) \otimes h_{eq}(t) \quad (2)$$

$$= h(t) \otimes g(t) + n_b(t) \otimes h_{eq}(t) \quad (3)$$

$g(t)$ is the combined response of the transmitter, and the equalizer at the receiver. The complex base band impulse response of the transversal filter equalizer is given by:

$$h_{eq}(t) = \sum_n c_n \delta(t - nT) \quad (4)$$

Where c_n are the complex filter coefficients of the equaliser. The desired output of the equalizer is $x(t)$, the original source data. Assume that $n_b(t)$. Then, in order to force $d(t) = x(t)$ in equation 3, 4, $g(t)$ must be equal to:

$$g(t) = f^*(t) \otimes h_{eq}(t) = \delta(t) \quad (5)$$

The goal of equalization is to satisfy the given equation.

$$h_{eq}(t) \otimes f^*(t) = 1 \quad (6)$$

Where $H_{eq}(f)$ and $F(f)$ are Fourier transforms of $H_{eq}(t)$ and $f(t)$ respectively. So that the combination of the transmitter, channel, and receiver appear to be an all pass channel. [5]

III. SIMULATION AND RESULT

A. Rayleigh Fading Channel

Rayleigh Fading is one kind of statistical model which propagates the environment of radio signal. According to Rayleigh distribution magnitude of a signal which has passed through the communication channel and varies randomly. Rayleigh Fading works as a reasonable model when many objects in environment which scatter radio signal before

arriving of receiver. When there is no dominant propagation during line of sight between transmitter and receiver on that time Rayleigh Fading is most applicable.

TABLE I. PARAMETER OF SIMULATION.

Different parameter	Numerical Value
Sampling Frequency	4.8Mhz
Number Of Used Subcarrier	112
NFFT(smallest power of 2 greater than N used)	128
Symbol Time, T_S	$T_S = 26.67\mu s$
Subcarrier Spacing, Δf	$\Delta f = 37.5 \text{ kHz}$
CP Time, T_g	$T_g = 26.67\mu s$
Nominal Channel Bandwidth, Bw	B = 4.2 Mhz

B. Numerical and simulation results

In this section, we simulate the influence of spatial diversity applied to the system OFDM. The Simulation model was realized in Matlab 7. We will first consider the case of two receiving antennas combined by the MRC method and the case of a three-antenna diversity.

Concerning the simulation parameters, we use two types of channels UMTS (Universal Mobile Telephone Systems): (A) Indoor channel and (B) outdoor channel. We simulate the performance of BER vs Signal to Noise Ratio (SNR). The simulation scheme is given in Fig. 3.

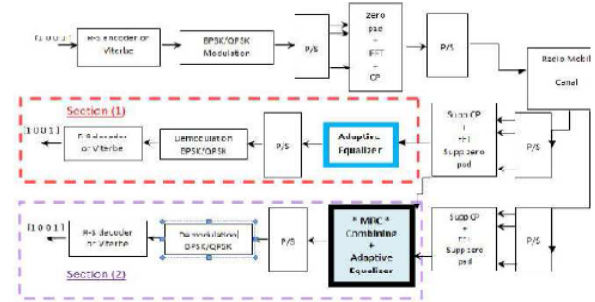


Fig 3. Schema illustration the block of simulation, (1) OFDM with Adaptive equalizers (2) OFDM with Adaptive equalizers using MRC.

C. The case Adaptive equalizers

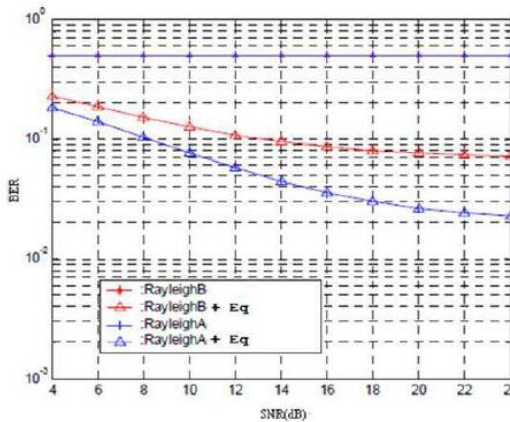


Fig 4. Simulation of OFDM system with and without Adaptive equalizer.

D. The case of two antennas at the reception

In this section, the simulations represent a comparison of the performance of OFDM system with and without diversity. The simulation results are reported in Fig. 5. We applied the MRC diversity with two antennas; we remark that it allowed us to improve considerably the bit error rate, by achieving very significant values. Consider the $BER=10^{-3}$ achieving for $SNR=10dB$. From the plot, we see that the system performance becomes better with MRC diversity.

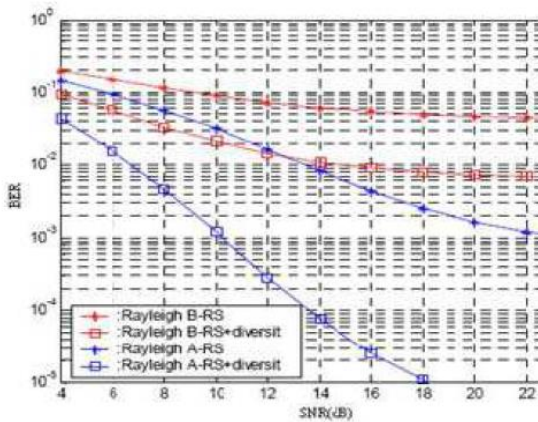


Fig 5. Simulation of OFDM system with and without diversity.

E. The case of three antennas at the reception .

In this part of simulation, we add another antenna to form three-antenna diversity. The curves below Fig. 6 represent a comparison of the performance of OFDM system for a diversity of antennas 2 and 3. In the analyzing these, we see that the system performance becomes better, when increasing the number of receiving antennas. This improvement is due to the fact of diversity techniques we can compensate the

degradation due to the channel but at detriment of receiver complexity. Gains in terms of error rates is very significant, for a relation SNR more than 6 dB (C Model), we always win more than 3 dB for a system of three antennas at the reception .concerning the influence of model type on system performance was recorded a model for bit error rate of about 2×10^{-5} for an $SNR= 8$ db.

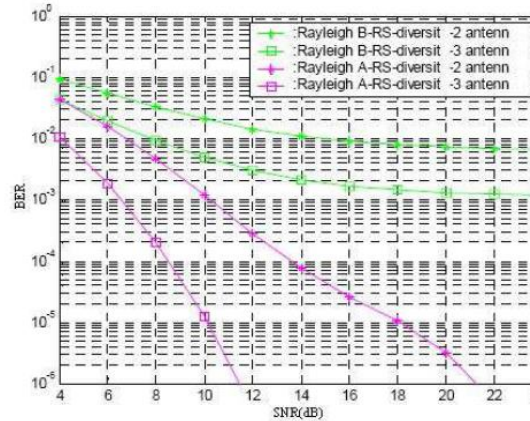


Fig 6. Simulation of OFDM system with and without diversity.

CONCLUSION

This paper propose a spatial diversity scheme over adaptive equalizer OFDM, where the systems performance is increases, we remark that the 3-antenna system is more performance than using 2 or 1 antenna reception, so we can say that the system performance increases with the number of receiving antennas Spatial diversity technique is rather powerful to control against vomiting caused by the mobile radio channel but in practice for a mobile system increasing the number of antennas, while respecting the distance of coherence implies increasing the size of the receiver. So we have a compromise size / quality In particular, we sought to reduce the bit error rate an OFDM transmission by introducing spatial diversity for a two antenna diversity reception in it was found that the performance is much better comparing than with the OFDM system without diversity. Equalization techniques are of enormous importance in the design of high data rate wireless systems. They can combat for inter symbol interference even in mobile fading Channel with high efficiency. In this paper performance of different equalization techniques has been analyzed to find out suitable equalizer for 2x2 MIMO channel in Rayleigh multipath fading environment.

REFERENCES

- [1] Ramjee Prasad, "OFDM for wireless communications system", Artech House, 2004.
- [2] Russell, M.; Stuber, G.L.; "Interchannel interference analysis of OFDM in a mobile environment", Vehicular Technology Conference, 1995 IEEE 45th, vol. 2, pp. 820 -824, Jul. 1995.
- [3] V. Kumbasar, O. Kucur, ICI reduction in OFDM systems by using improved sinc power pulse, Digital Signal Process. 17 (6) (2007) 997-1006. J. Kim, R.W. Heath, E.J. Powers, Reduced complexity signal detection for OFDM systems with transmits diversity, J. Commun. Networks 9 (1) (2007) 75-83.
- [5] "Adaptive Equalization" by SHAHID U. H. QURESHI, SENIOR MEMBER, IEEE

New Result for Optical OFDM in Code Division Multiple Access Systems Using Direct Detection

Authors : Cherifi Abdelhamid

Abstract : In optical communication systems, OFDM has received increased attention as a means to overcome various limitations of optical transmission systems such as modal dispersion, relative intensity noise, chromatic dispersion, polarization mode dispersion and self-phase modulation. The multipath dispersion limits the maximum transmission data rates. In this paper we investigate OFDM system where multipath induced intersymbol interference (ISI) is reduced and we increase the number of users by combining OFDM system with OCDMA system using direct detection Incorporate OOC (orthogonal optical code) for minimize a bit error rate.

Keywords : OFDM, OCDMA, OOC (orthogonal optical code), (ISI), prim codes (Pc)

The Optical OFDM Equalization Based on the Fractional Fourier Transform

Authors : A. Cherifi, B. S. Bouazza, A. O. Dahman, B. Yagoubi

Abstract : Transmission over Optical channels will introduce inter-symbol interference (ISI) as well as inter-channel (or inter-carrier) interference (ICI). To decrease the effects of ICI, this paper proposes equalizer for the Optical OFDM system based on the fractional Fourier transform (FrFFT). In this FrFT-OFDM system, traditional Fourier transform is replaced by fractional Fourier transform to modulate and demodulate the data symbols. The equalizer proposed consists of sampling the received signal in the different time per time symbol. Theoretical analysis and numerical simulation are discussed.

Keywords : OFDM, fractional fourier transform, internet and information technology

Conference Title : ICCIIT 2015 : 18th International Conference on Communication, Internet and Information Technology

Conference Location : Paris, France

Conference Dates : May 18-19, 2015

DEVELOPMENT AND PERFORMANCE OF NEW-ANTENNA DIVERSITY TECHNIQUES FOR OFDM SYSTEMS

A.Cherifi¹, B.Yagoubi², B.S.Bouazza³, A.Garadi⁴

^{1,2}University of Mostaganem, Algeria.

^{3,4}Technology of Communications Laboratory, University of Tahar Moulay Saida, Algeria

¹cherifi.abdelhamid@gmail.com

Abstract - This paper proposes a new technique using in diversity reception for OFDM systems and presents the comparative performance. Their performance is studied over time-dispersive Rayleigh fading channels, of the proposed technique with the existing techniques especially Delay Diversity (DD), Cyclic Delay Diversity (CDD) and Maximum Ratio Combining (MRC), this technique add redundancy and diversity in time and frequency direction. We can be implemented to already existing OFDM systems without changing the standard. The introduced diversity technique is applied exemplarily to the DVB-T system.

Keywords - (OFDM) Orthogonal Frequency Division Multiplexing, (DAB) Digital Audio Broadcasting, (CDD) Cyclic Delay Diversity, (DSDD) Diagonal Shift Delay Diversity

1. INTRODUCTION

Recently, multiple-antenna concepts have become popular, since they offer higher spectral efficiency and therefore, increase the achievable data throughput in wireless communications systems [1]. Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is a multicarrier modulation scheme that achieves high spectral efficiency by using minimally densely spaced orthogonal subcarriers without increasing the transmitter and receiver complexities [2], is implemented in new broadcast standards like digital audio broadcasting (DAB) [3] or terrestrial digital video broadcasting (DVB-T) [4] as well as wireless local area network (WLAN) standards [5] such as HIPERLAN/2 or IEEE 802.11a.

OFDM has proved to be very effective in mitigating adverse multipath effects of a broadband wireless channel. Because of the poor error performance of OFDM in multipath environments, it is necessary for wireless communications systems to use techniques like interleaving and channel coding in addition to OFDM. These techniques add redundancy and diversity in time and frequency direction. For many scattering environments, spatial diversity is

another effective way to improve the error performance of wireless radio systems. In traditional space diversity system, Maximum Ratio Combining (MRC), Equal Gain Combining (EGC) and selection Combining (SC) is used to obtain a better link quality by exploiting antenna diversity. MRC is more complex compared to SC and EGC, but yields the highest Signal -to-noise (SNR). Using any of those techniques in OFDM system requires multiple DFT blocks in the receiver [2].

The main goal of this study is to develop a new scheme space diversity system to improve the performance of wireless communications systems. This paper is organized as follows. Section 2 we will investigate standard conformable antenna diversity techniques, which are well suited for the extension of existing standardized OFDM systems, it is shown in Section 3 how the proposed diversity technique is applicable to the DVB-T system in order to improve the bit error performance in multipath environments, finally, simulation results for the bit error rates are presented. Conclusions are drawn in Section 5.

2. SPATIAL ANTENNA DIVERSITY

The idea of increasing diversity by using multiple transmit antenna was not new at that time (see fig. 1), in [3] and [4], for example, the additional signal delays and Doppler shift, have already been identified as sources of diversity. This idea was adopted to wireless communications system using cyclic extensions as guard intervals, in particular OFDM system, with CDD as variant of DD.

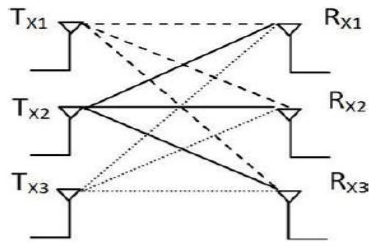


Figure 1: Signals diversity

3. DELAY DIVERSITY

Delay Diversity (DD) is represented in [1]. In DD, The OFDM modulated signal is transmitted over N antennas, whereas the original signal is transmitted via the first antenna and the particular signals are transmitted in the other antennas, τ_n where $n = 1, \dots, N - 1$, with simple time shift only differ in an antenna specific delay. Before shifting, an additional cyclic prefix as guard interval may be inserted, which is illustrated in Fig.2.

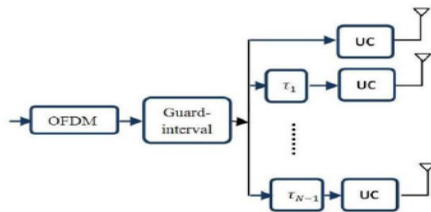


Figure 2: OFDM transmitter with DD [5]

The functional block (UC) stands for up conversion from the baseband into the RF-band.

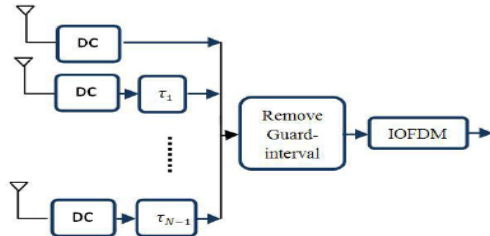


Figure 3: OFDM receiver with DD [5]

The appropriate block diagram of an M antenna receiver with DD is shown in Fig. 3. The received signals are down-converted (DC) into the baseband, DD yield the same signal at the receiver after guard interval removal; this signal is free of

Inter-Symbol Interference (ISI) [1]. To reduce (ISI) the guard interval must hold the condition:

$$\tau_g \leq \tau_n + \tau_{max} \quad n = 1, \dots, N - 1 \quad (1)$$

Where

τ_g : guard interval length.

τ_{max} : the multipath channel delay spread.

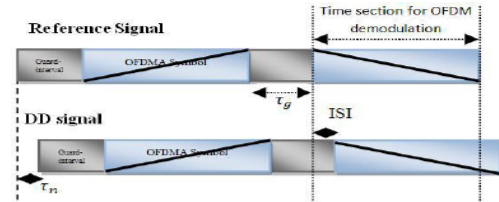


Figure 4: Time signals for OFDM transmitters with DD [5].

It is clear that from Eq. (1), for tight dimensioned guard intervals, where τ_g is slightly larger than τ_{max} , is strongly restricts the choice of the time delays τ_n (see Fig.4).

4. CYCLIC DELAY DIVERSITY

To overcome this limiting problem, Cyclic Delay Diversity has been proposed in [1]-[3]. In this case, the signal is not truly delayed between respective antennas but cyclically shifted and thus, there are no restrictions of time delay.

The receiver has the identical structure like DD. An equivalent representation of CDD in the frequency domain is Phase Diversity (PD) [3] that provides the same properties, the equivalence between PD and CDD is a property of the Discrete Fourier Transformation (DFT) is given by:

$$S(l) = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k=0}^{K-1} S(k) \cdot \exp\left(j \cdot \frac{2\pi}{K} \cdot k \cdot l\right) \quad (2)$$

$$S(l - \delta^{cy}) \text{ mod } K = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k=0}^{K-1} S(k) \cdot \exp\left(j \cdot \frac{2\pi}{K} \cdot k \cdot \delta^{cy}\right) \cdot \exp\left(j \cdot \frac{2\pi}{K} \cdot k \cdot l\right) \quad (3)$$

PD signal

The equation under accolade represent PD signal. Where l is the discrete time frequency, $s(l)$ is the complex valued signals in time domain and $s(k)$ is the complex valued signals in frequency domain. Fig. 5 illustrates the difference between DD and CDD in the time domain and shows the transmission of 2 consecutive OFDM symbols with their cyclic prefixes as guard intervals. We can see that there is no overlapping of CDD OFDM

symbols with the reference signal OFDM symbols, whereas the time signals of DD and CDD in the time section used for OFDM demodulation are totally equal. The number of antennas is also restricted to the number of sub-carriers [1].

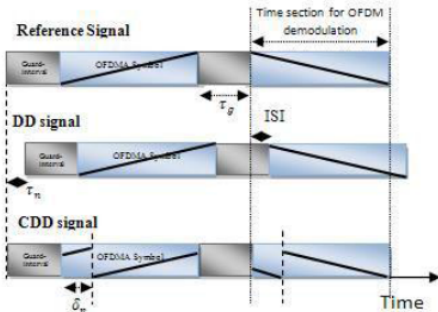


Figure 5: Time signals for OFDM transmitters with DD and CDD [5].

Up to the inverse FFT (IFFT), which is used to modulate data constellations on the OFDM sub-carriers and whose output is the time-domain OFDM signal, a conventional OFDM system is present. In order to generate signals for a number of transmit antennas [7].

5. PROPOSED DESIGN

The novel transmitter with Diagonal Shift Delay Diversity (DSDD) is depicted in Fig. 6.

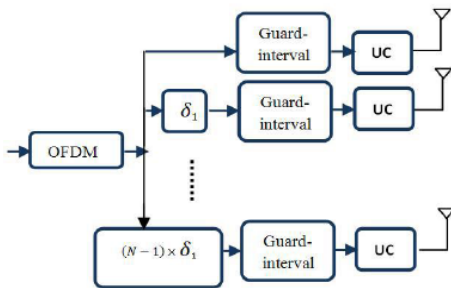


Figure 6: The OFDM transmitter with new Diagonal shift delays techniques.

This technique means that the n_i samples, equal to τ_g guard-interval samples, where $n = 1, 2, \dots, N - 1$ presented the number branch less one, shifted beyond the effective part are transmitted in the beginning of that part of the symbol. The guard-interval of the next symbol consists of the last part of n_i samples replication (see Fig. 7). In Fig. 6, shows the block diagram of an N-transmitter-antenna OFDM system with DSDD. The signal is

split after the OFDM modulation, i.e. the Inverse Fast Fourier Transform (IFFT), to N antenna branches. In each branch the OFDM symbol is cyclically shifted by an antenna diagonal delay of (δ_n^{CY} samples; $n = 1, 2, \dots, N$ or δ^{CY} seconds).

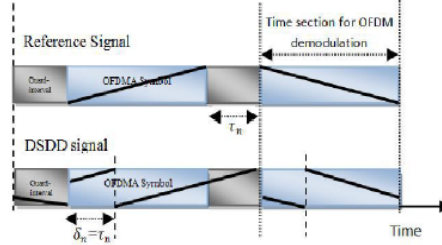


Figure 7: applying diagonal shift delay diversity to the effective part of the OFDM symbol.

Transmitter/receiver-antenna DSDD system consist of $M_{[N, N]}$ matrix of δ^{CY} with zeros diagonal is shown as below:

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & \dots & \dots & \dots \\ \vdots & \dots & \dots & 1 \\ 1 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \delta_n \\ \vdots \\ \delta_n \end{bmatrix}$$

$$M = \begin{bmatrix} 0 & \delta_n & \dots & \delta_n \\ \delta_n & \dots & \dots & \delta_n \\ \vdots & \dots & \dots & \delta_n \\ \delta_n & \dots & \delta_n & 0 \end{bmatrix}$$

$$M = \begin{bmatrix} 0 & \delta_n & \dots & \delta_n \\ \delta_n & \dots & \dots & \delta_n \\ \vdots & \dots & \dots & \delta_n \\ \delta_n & \dots & \delta_n & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \delta_n & \dots & \delta_n \\ 0 & \dots & \dots & \delta_n \\ 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$TP = \begin{bmatrix} 0 & \delta_n & \dots & \delta_n \\ \delta_n & \dots & \dots & \delta_n \\ \vdots & \dots & \dots & \delta_n \\ \delta_n & \dots & \delta_n & 0 \end{bmatrix}$$

$$RP = \begin{bmatrix} 0 & \delta_n & \dots & \delta_n \\ \vdots & \dots & \dots & \delta_n \\ 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

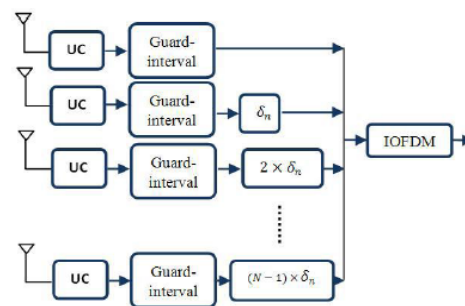


Figure 8: OFDM receiver of N antennas with diagonal shift delay technique

6. SYSTEM PERFORMANCE

In this section we analysis the performance of OFDM system with diagonal shift delay diversity scheme for two and three antennas in Rayleigh fading channels, the block diagram of each channel response coefficient h_{ij} is inserted.

Both complex-valued symbol streams are combined and BPSK demodulated with soft-out values. The noise power is increased progressively with each simulation run to calculate the bit error rate at different signal to noise ratios, Note that the SNR here equals E_b/N_0 (the signal energy divided by noise power spectral density).

Bit error rate is calculated by comparing the input binary data stream at the input to the transmitter b_k and output binary data stream at the output of the receiver \hat{b}_k .

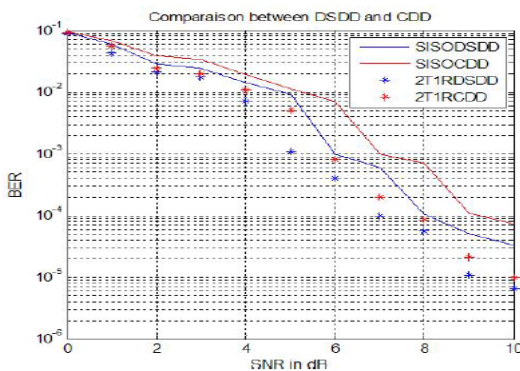


Figure 9: Comparison between OFDM receives with diagonal shift delays and cyclic delays techniques.

The performances of the applied CDD and DSDD technique are compared in Fig. 10, as it can be seen, the receiver DSDD system outperforms the single antenna system about 8.3 dB in SNR at a BER of 2×10^{-3} . The reason therefore is the 2nd receiver antenna, which provides the receiver with additional signal power. Furthermore the two propagation paths (channel transfer functions) are uncorrelated.

So subcarriers, which are in a deep fade for receiver single-antenna may have good channel properties for both-antenna. With additional transmitter-DSDD, a further gain of about 1.6 dB can be achieved using a diagonal

delay of $\delta = 8.8\mu.s$. Fig. 10 shows the influence of the diagonal delay to the BER and the SNR gain at the cell border. At the cell border there is no influence due to DSDD, i.e, $\delta_n = 0$). Two characteristics of the performance can be highlighted; the best performance can be achieved for an existing higher Diagonal shift. The SNR gain performance for a target BER of 10^{-2} depicts also the influence of the increased cyclic delay. For higher delays the performance saturates at a gain of 6.4 dB. For a two antenna diversity reception in it was found that the performance is much better comparing them with the OFDM system with only antenna diversity reception. In the case of a three - antenna diversity the system becomes very performing reaching values of rate bit error rate very low.

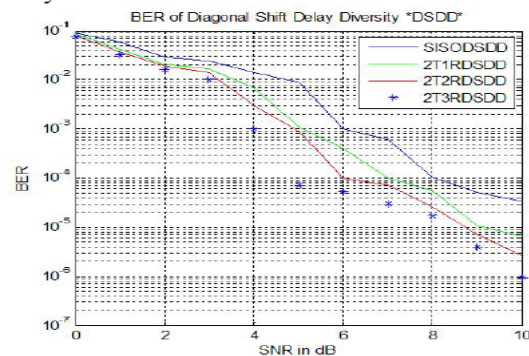


Figure 10: BER of Diagonal Shift Delay Diversity.

7. CONCLUSION

In this paper, we have briefly introduced the concept of diagonal Shift delay diversity (DSDD). Compared to CDD techniques, DSDD is capable to offer a larger degree of diversity since they increase the number of resolvable channel propagation paths. From Fig. 9 we remark that the 3-antenna system is more performance than using 2 or 1 antenna reception this improvement is due to effect of the using DSDD technique, so we can say that the system performance Progresses with increasing the number of receiving antennas. DSDD provides the advantage of standard compatibility and lower computation cost, when all the signal processing needed is performed in time domain, so the duplication of the DFT operation for each receiving antenna branch is not requirement any more.

REFERENCES

- [1] Ramjee Prasad, "OFDM for wireless communications system", Artech House, 2004.
- [2] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction. IEEE Transactions on Information Theory, vol. 44, no. 2, pp. 744-764, Mar. 1998.
- [3] Thomas Keller, Lorenzo Piazza, Paolo Mandarini, and Lajos Hanzo. Orthogonal Frequency Division Multiplex Synchronization Techniques for Frequency-Selective Fading Channels. IEEE journal on selected areas in communications, VOL. 19, NO. 6, JUNE 2001.
- [4] Alexandra Duel-Hallen, Hans Hallen, and Tung-Sheng Yang. Long Range Prediction and Reduced Feedback for Mobile Radio Adaptive OFDM Systems. IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS, VOL. 5, NO. 10, OCTOBER 2006.
- [5] S. Kaiser. Spatial transmit diversity techniques for broadband OFDM systems. In Proc. of IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2000), pages 1824- 1828, November 2000.
- [6] Lizhong Zheng, Member, IEEE, and David N. C. Ts. Diversity and Multiplexing: A Fundamental Tradeoff in Multiple-Antenna Channels. IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY, VOL. 49, NO. 5, MAY 2003.
- [7]. Mohammad Torabi. Antenna selection for MIMO-OFDM systems. Signal Processing 88 (2008) 2431- 2441.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Geneviève BAUDOIN, Radiocommunications numériques, Tome 1 : Principes, modélisation et simulation, Dunod Electronique, 2002.
- [2] Digital Communications, John G. Proakis Ed. Mac Graw Hill
- [3] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas", Wireless Personal Communications, volume 6, pages 311-335, March 1998.
- [4] P. Guguen, Les Techniques Multi-Antennes pour les Réseaux sans Fil. ISBN 2-7462-0883-0, Hermes, Décembre 2004.
- [5] M. Doelz, E. Heald, and D. Martin, "Binary data transmission techniques for linear systems," Proceedings of the IRE, vol. 45, no. 5, pp. 656–661, May 1957.
- [6] R. R. Mosier and R. G. Clabaugh, "Kineplex, a bandwidth-efficient binary transmission system," American Institute of Electrical Engineers, vol. 76, pp. 723–728, 1958.
- [7] R. Chang and R. Gibby, "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multi-channel data transmission," Bell System Technical Journal, vol. 45, Dec. 1966.
- [8] S. Weinstein and P. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform," IEEE Transactions on Communications, vol. 628–634, no. 5, pp. 628–634, Oct. 1971.
- [9] A. Peled and A. Ruiz, "Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms," in International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 5, 2008.
- [10] S. Wendt, P. Gelpi, D. Duponteil, "An Equivalent multipath Channel Chip Model for CDMA Systems", IEEE ISCCSP, Mars 2004.
- [11] Annick Le Glaunec "Modulations multiporteuses, " version à approfondir, 2001.
- [12] ETS 300 421 : " Digital broadcasting systems for television, sound and data services, Framing structure, channel coding and modulation for 11/12 GHz services ", Dec 1999.
- [13] Proakis, J.G.(2001). Digital communications (4th ed.). New York, N.Y: McGraw-Hill.
- [14] R. Van Née et R. Prasad, "OFDM for Wireless Multimedia Communications" ,Artech House Publishers, 2000.
- [15] S. Kaiser et P. Robertson , The Effects of Doppler Spreads in OFDM(A) Mobile Radio Systems», IEE E Vehicular Technology Conférence , Vol. 1, pp . 329-333, septembre 1999.

- [16] Arnaud Massiani, "Prototypage de Systèmes Haut Débit combinant étalement de Spectre, Multi-porteuses et Multi- antennes", Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées, Rennes, Novembre 2005.
- [17] B. Le Floch, M. Alard, and C. Berrou. "Coded orthogonal frequency division multiplex." IEEE Proceedings, 83(6):982–996, 1995.
- [18] L. J. Cimini. "Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing.", IEE E Transactions on Communications , Vol. 33, No. 7, pp . 665-675, juillet 1985.
- [19] J. J. van de Beek , P. Odling, S. K. Wilson et P. O . Borjesson , "Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)" . International Union of Radio Science (URSI), 2002.
- [20] I. Fsayfes, "Encodage et décodage temporels « tout optique » à réseaux de Bragg pour l'accès multiple", Thèse de doctorat, Ecole doctorale d'informatique et de télécommunications et électronique de paris, 2007.
- [21] G. Pille "Multiplexage optique à répartition par codes spectraux en optique intégrée", Thèse de doctorat, Université de Montpellier II, discipline : électronique composants et systèmes, 2005.
- [22] Simon Ayotte, « Systèmes optiques a accès multiple par répartition de codes : étude des performances et de l'impact du bruit d'intensité », Thèse de doctorat, université Laval Québec des sciences et de génie, 2007.
- [23] J. Penon, « Réduction du bruit d'intensité dans les systèmes SAC OCDMA incohérents utilisant des réseaux de Bragg, Thèse de doctorat, Université de Laval, 2009.
- [24] I. Joindot et M. Joindot, "Les Télécommunications par fibres optiques," Dunod et CNET-ENST, Paris, 1996
- [25] Ihssan Sh. H, Feras N. Hasoon, Sahbudin Shaari, "Optical CDMA system parameters limitations for AND subtraction detection scheme under enhanced double weight (EDW) code based on simulation experiment". Optica Applicata, vol. XL, pp.669-676, 2010.

- [26] Hongxi Yin, David J. Richardson, "Optical code division multiple access communication networks theory and applications", Tsinghua University Press, Beijing and Springer-Verlag GmbH Berlin Heidelberg, 2007.
- [27] Stéphanie Casta, "Codage de canal pour les communications optiques", thèse de doctorat, l'université de Limoges, 2009.
- [28] Mikael morelle, "Codage en 2 Dimensions pour les systèmes de communications Optiques CDMA(OCDMA) – Application aux transmissions multimédia", Université de LIMOGES, 2008.
- [29] Thanaa Hussein Abd, S.A. Aljunid, Hilal Adnan Fadhil, R.A. Ahmad, N.M. Saad, "Development of a new code family based on SAC-OCDMA system with large cardinality for OCDMA network", Optical Fiber technology, vol. 17, pp. 273-280, 2011.
- [30] Jaswinder Singh and Maninder Lal Singh, "Design of 3-D Wavelength/Time/Space codes for asynchronous fiber-optic CDMA systems". IEEE Photonics Technology Letters, vol. 22, pp. 131-133, 2010.
- [31] M.S. Anuar, S.A. Aljunid, N.M. Saad, A. Mohammed, E.I. Babekir, "PIN versus avalanche photodiode gain optimization in zero cross correlation optical code division multiple access system", Optik, International Journal for Light and Electron Optics, vol. 124, pp. 371-375, 2013.
- [32] F.R.K. Chung, Jawad A. Salehi and V. K. Wei, "Optical orthogonal codes: design, analysis, and applications". IEEE Transactions on Information theory, vol. 35, pp. 595-605, 1989.
- [49] A.Cherifi, B.Yagoubi, B.S.Bouazza, A.O.Dahman." New Method for the Construction of Optical Zero Cross Correlation Code Using Block Matrices in OCDMA-OFDM System", ISSN: 2180 – 1843 e-ISSN: 2289-8131 Vol. 8 No. 1 January – April 2016,
- [34] M.S. Anuar, S.A. Aljunid, N.M. Saad, S.M. Hamzah, "New design of spectral amplitude coding in OCDMA with zero cross-correlation", Optic. Commun, vol. 282, pp. 2659–2664, 2009.

- [35] J.M. Nordin, S.A. Aljunid, R.A. Rahim, M.S. Anuar, A.R. Arief, R.B. Ahmad, M. N. Saad, "Performance evaluation of Fi-Wi network based on SCM–optical code division multiple access architecture", *Optik, International Journal for Light and Electron Optics*, vol. 124, pp. 4046– 4051, 2013.
- [36] Hilal A. Fadhil, Syed A. Aljunid, Hassan Y. Ahmed, Hamza M.R. AlKhafaji, "Variable cross-correlation code construction for spectral amplitude coding optical CDMA networks", *Optik, International Journal for Light and Electron Optics*, vol. 123, pp. 956– 963, 2012.
- [37] Naufal M. Saad, "Contribution à l'étude de l'application de la technique CDMA aux systèmes de transmission optique ", Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2005.
- [38] K. S. Nisar, "Construction of zero cross correlation code using a type of antidiagonal identity column block matrices", *Optik, International Journal for Light and Electron Optics*, vol. 125, pp. 6586-6588, 2014.
- [39] A.O. Aldhaibani , S.A. Aljunid, M.S. Anuar, A.R. Arief, C.B.M. Rashidi "Development of OCDMA system based on Flexible Cross Correlation[(FCC) code with OFDM modulation", *Optical Fiber Technology*, Volume 22, March 2015, Pages 7-12
- [40] Jean. Philippe laflamme, "Suppression de l'interférence d'accès multiple dans un réseau CDMA optique par égalisation", Thèse de doctorat, Université Laval, 1999.
- [41] Z.Wei, H. M. H. Shalaby, and H. Ghafouri-Shiraz, "Modified quadratic congruence codes for fiber Bragg-grating-based spectral-amplitude-coding optical CDMA systems".*J. Lightwave Technol*, vol. 19, pp.1274–1281, 2001.
- [52] Julien Penon, "réduction du bruit d'intensité dans les systèmes SAC-OCDMA incohérents utilisant des réseaux de bragg.", thèse de doctorat, université Laval Québec 2009.
- [43] S. William, D. Ivan, *OFDM for Optical Communications*, Academic Press is an imprint of Elsevier, California, US, 2007.