

INISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Université DJILLALI LIABES de Sidi- Bel-Abbes

Faculté de Génie Électrique

Département de Télécommunications

Laboratoire des télécommunications et de traitement numérique du signal

THESE DE DOCTORAT

Pour l'obtention du Diplôme de Doctorat en Sciences

Spécialité : Télécommunications

Option : Systèmes des Télécommunications

Présentée par

Par

Mr. Abdelhalim RABEHI

Conception d'un Récepteur Conventionnel Optimal et Adaptatif pour les Codes Optiques 2D

Soutenu le :

Devant le jury composé de :

M. ELAHMAR SID AHMED	Pr	Président	UDL-SBA
M. DJEBBARI Ali	Pr	Directeur de thèse	UDL-SBA
M. BORSALI Ahmed Riad	Pr	Examineur	Univ-Tlemcen
M. BENAÏSSA Mohammed	MCA	Examineur	CU-Ain Témouchent
M. BOUZIANI Merahi	Pr	Invité	UDL-SBA

Année Universitaire : 2017-2018

Remerciements

Ce travail a été réalisé dans le Laboratoire des télécommunications et de traitement numérique du signal de l'Université Djillali Liabes de Sidi Bel Abbés.

En premier lieu, je tiens à remercier monsieur ELAHMAR Sid Ahmed, professeur à l'Université Djillali Liabes de Sidi Bel Abbé, pour m'avoir fait l'honneur de participer à mon jury de thèse en tant que Président. Je le suis sincèrement reconnaissant.

Ce mémoire a été dirigé par le professeur DJEBBARI Ali que je remercie pour son enseignement, son encadrement, sa confiance, sa disponibilité, sa gentillesse, sa sagesse, et ses précieux conseils qu'il m'a apportés.

Monsieur BORSALI Ahmed Riad professeur à l'université de Tlemcen, et Mr BENAÏSSA Mohammed maître de conférences à CU-Ain Témouchent, ont aimablement acceptés de participer au jury, je tiens à vous présenter mes plus vifs remerciements pour l'intérêt que vous porté à ce travail.

Je suis honorée que monsieur BOUZIANI Merahi professeurs à l'université Djillali Liabès de Sidi Bel, fassent partie de mon jury de soutenance. Je tiens à lui exprimer ma profonde gratitude et mes sincères remerciements.

Mes vifs remerciements vont également aux, Pr S.A.Chouakri, Dr B.Fassi, Mr A.Souhlia, Dr M.Guermoui, Dr S.Benmahmoud, Dr A. Benziane, M^{eme} S.Driz, M^{eme} L.Dassi.

Merci beaucoup à vous.

يندرج عمل هذه الأطروحة ضمن مجال شبكات الاتصالات البصرية ذات التقسيم المتعدد بالتشفير ذي البعدين. تعاني هذه التقنية من إشكاليات تداخل النفاذ المتعدد وضوضاء AWGN الناتجة عن مختلف العناصر الكهربائية والضوئية المكونة لدارة الاتصالات. الهدف من هذا العمل هو تصميم مستقبل ارتباطي ذو عتبة مثالية و قابلة للتكيف لاسيما مع التغيرات الآنية لنظام الاتصالات. نقترح استخدام الشبكة العصبية الاصطناعية لتقدير العتبة المثلى للمستقبل مهما كان عدد المستخدمين النشطين أو مقدار الضوضاء. تم اعتماد شبكة عصبية من نوع MLP ببنية ناشرة للخطأ. يتم تقييم أداء النظام بمقدار احتمال الخطأ والمؤشرات الإحصائية.

Résumé

Ce travail de thèse s'inscrit dans le cadre des réseaux optique, à accès multiple par répartition de code à 2 dimensions. Cette technique de multiplexage est limitée par l'interférence d'accès multiple et le bruit AWGN engendré par les différents éléments électriques et optiques de la chaîne de transmission. L'objectif de ce travail est la conception d'un récepteur conventionnel à seuil optimal et adaptatif qui réponds mieux aux exigences d'un système de communication en temps réel. Nous proposons d'utiliser le réseau de neurones artificiels pour estimer le seuil optimal du corrélateur quel que soit le nombre d'utilisateur active sur le réseau ou la variance du bruit. Nous avons considéré une architecture à retro-propagation d'erreur de type MLP. Les performances du système sont évaluées en termes de probabilité d'erreur et des indicateurs statistiques.

Abstract

This thesis work is part of optical networks, with two dimensional code division multiple access. This multiplexing technique suffering from the multiple access interference and the AWGN noise generated by the different electrical and optical elements of the transmission chain. The objective of this work is the design of a conventional receiver with optimal and adaptive threshold that better meet the requirements of a real-time communication system. We propose to use the artificial neural network to estimate the optimal threshold of the correlator whatever the number of active users on the network or the variance of the noise. A multi-layer perceptron (MLP) neural network with back-propagation learning algorithm is considered. System performance is evaluated in terms of probability of error and statistical indicators.

Table des matières

ملخص.....	i
Résumé.....	i
Abstract.....	i
Table des matières.....	ii
Liste des figures.....	v
Liste des tableaux.....	viii
Liste des Acronymes et Abréviations.....	ix
Introduction générale.....	1
Chapitre 1 Les Techniques de multiplexage.....	5
1.1 Introduction.....	5
1.2 Partage fréquentiel des ressources.....	6
1.2.1 Multiplexage optique à répartition par longueur d'onde.....	6
1.3 Partage temporel des ressources.....	7
1.3.1 Accès multiple à répartition de temps électrique (ETDMA).....	8
1.2.2 Accès multiple à répartition de temps optique (OTDMA).....	8
1.4 Partage des ressources par codage.....	9
1.4.1 Implémentation optique du CDMA.....	10
1.4.2 Architecture d'un système CDMA optique.....	12
1.4.3 Les variantes du CDMA optique.....	12
1.5 Conclusion.....	17
Chapitre 2 Les Codes Optiques 1D et 2D.....	19
2.1 Introduction.....	19
2.2 Présentation des codes optiques unipolaires 1D.....	19
2.2.1 Définition.....	19
2.2.2 Autocorrélation et l'intercorrélation 1D.....	20
2.3 Les codes optiques orthogonaux.....	22
2.3.1 Cardinalité des OOC.....	23
2.2.2 Construction des codes OOC.....	24
2.4 Les Codes Optiques 2D.....	29
2.5 Présentation des codes 2D.....	30

2.5.1 Définition	30
2.5.2 L'autocorrélation et l'intercorrélacion 2D	31
2.6 Construction des codes optiques 2D.....	31
2.6.1 Construction directe 2D des codes optiques WH/TS.....	31
2.6.2 Construction basée sur le double étalement des codes 1D	33
2.7 Comparaison des codes 2D.....	42
2.8 Conclusion.....	43
Chapitre 3 Les Réseaux De Neurones (RNA)	45
3.1 Introduction	45
3.2 Les neurones biologiques et les neurones artificiels	45
3.3 Neurone artificiel élémentaire	46
3.4 Topologies des réseaux de neurones artificiels	48
3.4.1 Réseaux de neurones non récurrent	49
3.4.2 Réseaux de neurones récurrent	49
3.5 Apprentissage des RNA.....	50
3.5.1 Apprentissage supervisé.....	50
3.5.2 Apprentissage non supervisé.....	50
3.6 Réseau de Neurones multicouche (Multi Layer Perceptron).....	50
3.7 Apprentissage des réseaux MLP.....	51
3.7.1 Algorithme de rétro-propagation	51
3.7.2 Améliorations de l'algorithme de rétro-propagation	54
3.7.3 Méthode de Levenberg-Marquardt	54
3.8 Critères d'arrêt d'apprentissage.....	55
3.9 Autre type de réseaux de neurones	56
3.10 Conclusion.....	57
Chapitre 4 Récepteur Conventionnel par Corrélation à Seuil Optimal et Adaptatif.....	59
4.1 Introduction	59
4.2 Présentation de la partie émission	59
4.3 Présentation de la partie réception.....	61
4.3.1 Récepteur conventionnel par corrélation	61
4.3.2 Autres récepteurs multi-utilisateurs	63
4.4 Limitations.....	63
4.4.1 L'Interférence d'Accès Multiple.....	63

4.4.2 Influence des bruits	68
4.5 Récepteur conventionnel par corrélation avec un seuil optimal et adaptatif.....	73
4.5.1 Test du modèle.....	75
4.5.2 Evaluation des performances	75
4.6 Conclusion.....	80
Conclusion générale.....	82
Liste des références.....	88
Annexe A	84
Annexe B.....	85
Annexe C.....	86
Annexe D	87

Liste des figures

Figure 1.1 - Technique d'accès multiple FDMA	6
Figure 1.2 - Multiplexage optique à répartition par longueur d'onde	7
Figure 1.3 - Accès multiple à répartition dans le temps	7
Figure 1.4 - Accès multiple à répartition de temps électrique (ETDMA).....	8
Figure 1.5 - Système d'émission et de réception de la technique OTDMA	9
Figure 1.6 - Accès Multiple par Répartition de Codes.....	10
Figure 1.7 - Schémas d'un système OCDMA	12
Figure 1.8 - Codage spectrale.....	14
Figure 1.9 - Codage 2D longueur d'onde/temps	15
Figure 1.10 - OCDMA à codage Espace/Temps.....	15
Figure 1.11- OCDMA à codage espace/longueur d'onde	16
Figure 1.12 - Codage 3D temps/longueur d'onde/polarisation	16
Figure 2.1 - Exemple d'un code unipolaire.....	20
Figure 2.2 - Autocorrélation du code $\{1,3,6,9\}$ avec $F=13,w=4,ha=2$	21
Figure 2.3 - Intercorrélation des codes $\{1,3,6,9\},\{0,3,7,9\}$ avec $L=13,w=4,hc=2$	22
Figure 2.4 - Deux séquences de codes $\{1,3,9\}$ et $\{2,5,6\}$ [18]	23
Figure 2.5 - Les fonctions d'autocorrélations des codes $(0,4,17),(1,7,17),(2,9,17)$	26
Figure 2.6 - Les fonctions d'intercorrélations des codes $(0,4,17),(1,7,17),(2,9,17)$	27
Figure 2.7- Séquences des codes OOC	29
Figure 2.8 - Exemple d'un code 2D $\{(2,1),(4,3),(6,6)\}$	30

Figure 2.9 - Présentation graphique de deux codes GMWPC ($5 \times 125, 5, 0, 1$).....	33
Figure 2.10 - L'autocorrélation et l'intercorrélations des deux codes GMWPC ($5 \times 125, 5, 0, 1$).....	33
Figure 2.11- Présentation graphique des trois codes MWOOC($17 \times 17, 3, 1, 1$).....	36
Figure 2.12 - Autocorrélations et intercorrélations des trois codes MWOOC($17 \times 17, 3, 1, 1$)...	37
Figure 2.13 - Présentation graphique des trois codes MWOOC($7 \times 17, 3, 1, 1$).....	40
Figure 2.14 - Autocorrélations et intercorrélations des trois codes MWOOC($7 \times 17, 3, 1, 1$)....	40
Figure 2.15 - Présentation graphique des codes MWOOC($w \times F, w, 1, 1$).....	41
Figure 2.16 - Intercorrélations des codes MWOOC($3 \times 17, 3, 1, 1$).....	42
Figure 3.1 – (a) Neurone biologique / (b) Neurone formel.....	46
Figure 3.2 - Neurone artificielle.....	47
Figure 3.3 - Réseau de Neurones statique.....	49
Figure 3.4 - Réseau de Neurones dynamique.....	49
Figure 3.5 - Structure du perceptron multicouche.....	51
Figure 3.6 - Algorithme de la retro-propagation de gradient.....	52
Figure 3.7- Evolution de la courbe d'erreur durant la phase d'apprentissage.....	56
Figure 4.1- Principe d'émission d'un système OCDMA 2D.....	60
Figure 4.2 - Récepteur conventionnel par corrélation.....	61
Figure 4.3 - TEB théorique et simulé du RCC en fonction du nombre d'utilisateurs.....	65
Figure 4.4 -TEB théorique du RCC en fonction de l'étalement temporelle F.....	66
Figure 4.5 - TEB théorique du RCC en fonction de l'étalement spectrale L.....	66
Figure 4.6 -TEB théorique du RCC en fonction du poids du code W.....	67

Figure 4.7 - TEB théorique du RCC en fonction du seuil Th .	67
Figure 4.8 - Probabilité d'erreur théorique et simulée du RCC en fonction du seuil pour une famille de code MWOOC(29×5,5,1,1)	71
Figure 4.9 - Probabilité d'erreur théorique du RCC en fonction de seuil pour une famille de code MWOOC(97×8,8,1,1) pour différentes valeurs de N	72
Figure 4.10 - Probabilité d'erreur théorique du RCC en fonction du seuil pour une famille de code MWOOC(97×8,8,1,1) pour différentes valeurs de SNR	72
Figure 4.11 – RCC avec un Estimateur de seuil optimal et adaptatif	74
Figure 4.12 - Performance du MLP (phase d'apprentissage et validation)	76
Figure 4.13 – Facteur de corrélation entre seuils	77
Figure 4.14 (a) - 6200 points de seuils (calculés lors de la phase de test), (b) - un Zoom sur les seuils	78
Figure 4.15 - Probabilités d'erreurs du CCR en fonction du SNR pour 30 utilisateurs	80

Liste des tableaux

Tableau 2.1- Exemple des codes OOC ($F, w=2m+1, 1$)	28
Tableau 2.2 - Cardinalités des codes MWOOC	35
Tableau 2.3 - Comparaison entre les codes 2D	42
Tableau 3.1 - Quelques fonctions d'activations usuelles.	47
Tableau 4.1 - Intervalle des données	75
Tableau 4.2 - L'effet du nombre de couches cachées et le nombre de neurones pour une longueur d'entraînement 40000.	79
Tableau 4.3 - Effet de la longueur d'entraînement.....	79

Liste des Acronymes et Abréviations

Acronyme	Signification anglaise	Traduction française
1-D	One dimensional	Unidimensionnel
2-D	Two dimensional	Bidimensionnel
ASE	Amplified Spontaneous Emission	Bruit d'émission spontanée amplifié
AWGN	Additive white Gaussian noise	Bruit blanc additif gaussien
BIBD	Balanced Incomplete Block Design	Blocs incomplets équilibrés
CDMA	Code Division Multiple Access	Accès multiple par répartition de code
DEM	Demultiplexer	Démultiplexeur
DS-CDMA	Direct sequence CDMA	Accès multiple par répartition de code à séquence directe
FDMA	Frequency Division Multiple Access	Accès multiple par répartition de fréquence
FH-CDMA	Fast hopping CDMA	CDMA à saut rapide
GF	Galois Field	Corps de Galois
GMWPC	Generalized Multi Wavelength Prime Code	Code premier Multi-longueurs d'onde généralisé
MWOOC	Multi-wavelength Optical Orthogonal Codes	Codes optiques orthogonaux à longueur d'onde multiple
IAM	/	Interférences d'accès Multiple
LM	Levenberg-Marquardt	/
MLP	Multi Layer Perceptron	Perceptron multicouche
MPPR	Multiple Pulse Per Row	/
MSE	Mean Square Error	Erreur quadratique moyenne
MUX	Multiplexer	Multiplexeur
OCDMA	Optical Code Division Multiple Access	Accès multiple par répartition de code optique
OOC	Optical Orthogonal Code	Codes optiques orthogonaux
OOK	On-Off Keying	Modulation en tout-ou-rien
OTDMA	Optical Time Division Multiplexing Acces	Accès multiple par répartition de temps Optique
PIC	Parallel Interference Cancelation receiver	Récepteur à annulation d'interférence parallèle
PMD	Polarization mode dispersion	Dispersion de mode de polarisation
PON	Passive optical network	Réseaux optiques passifs
RBF	Radial basis function	Les réseaux de neurones à base Radiale

RCC	/	Récepteur conventionnel par corrélation
RIN	Relative intensity noise	Bruit d'intensité relatif
RMSE	Root Mean Square Error	Racine de l'erreur quadratique moyenne
RNA	/	Réseaux de neurones artificiels
RNN	Recurrent neural network	Les réseaux de neurones récurrents
rRMSE	Relative Root Mean Square Error	Racine relative de l'erreur quadratique moyenne
SAC	Spectral Amplitude Coding	Codage spectral d'amplitude
SDNN	Space Displacement Neural Networks	Réseau de neurones à déplacement spatial
SIC	Successive Interference Cancellation receiver	Récepteur à annulation d'interférence successive
SNR	Signal to Noise Ratio	Rapport signal sur bruit
SOM	Self organizing maps	Les cartes auto-organisatrices
SPPR	Single Pulse Per Row	/
TDMA	Time Division Multiple Acces	Accès multiple par répartition de temps
TDNN	Time Delay Neural Network	Réseau de neurones à décalage temporel
TEB	/	Taux d'erreur binaire
TH-CDMA	Time hopping CDMA	CDMA à saut de temps
WDMA	Wavelength Division Multiple Acces	Accès multiple par répartition de longueur d'onde
WH/TS	Wavelength-Hopping/Time-Spreading	Saut de longueur d'onde/Étalement temporel

Introduction générale

Motivations

L'accès multiple par répartition de code, ou CDMA, est une technique de multiplexage définie comme étalement de spectre [1], [2]. Cette dernière était initialement destinée aux applications militaires. Elle permet, par l'étalement de la puissance sur une largeur de bande beaucoup plus grande que celle nécessaire à la transmission des informations, de mieux résister aux évanouissements sélectifs en fréquences et pour donner au signal à transmettre la forme d'un bruit le rendant difficilement détectable par des récepteurs auxquels le message n'est pas destiné [3]. Les études liées à la transposition des techniques CDMA dans les systèmes de communications optiques datent des trente dernières années, voulant profiter des avantages de communication par fibre optique 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, une très grande bande passante de l'ordre de THz [4], [5].

Le CDMA appliqué à l'optique ou bien L'OCDMA est basé sur le même concept de base que le CDMA radiofréquence, la technique, consistant à attribuer un code spécifique à chaque utilisateur qui permet d'identifier le récepteur destinataire. En optique, la transmission CDMA se fait d'une façon asynchrone ce qui permet un partage flexible entre les différents utilisateurs de réseau, sans aucune gestion de temps ni de fréquence. Dans les systèmes CDMA optiques, le photo-détecteur, détecte plus facilement l'intensité que la phase du champ optique [6]. Donc nous nous sommes intéressés à un système OCDMA dit incohérent facilement réalisable par modulation directe de la puissance optique émise utilisant des codes à double étalement temps/longueur d'onde.

Le réseau optique utilise comme récepteur le récepteur dit conventionnel, dont la structure est fondée sur le principe du filtre adapté. En OCDMA, les bits de tous les utilisateurs sont encodés et envoyés à travers le canal (fibre optique). Le récepteur corrèle le signal reçu avec la signature de l'utilisateur désiré, c'est-à-dire son code, et rejette les signaux non désirés [7]. Du fait que les codes utilisés ne sont pas strictement orthogonaux à cause de leur unipolarité, le signal de l'utilisateur désiré subit des interférences dues aux autres utilisateurs. Les performances de la liaison sont donc diminuées par cette interférence, appelée Interférence d'Accès Multiple (IAM) [6].

Une autre limitation majeure sur les performances en OCDMA provient du bruit AWGN modélisant les bruits dus aux composants électroniques et optoélectroniques de la chaîne de communication par fibre optique. La probabilité d'erreur du récepteur conventionnel par corrélation RCC en présence du bruit AWGN a été développée dans [8]. Cette probabilité d'erreur dépend de la valeur du poids du code, de sa longueur, du nombre d'utilisateurs actifs sur le réseau et du rapport signal/bruit. Dans [8] et [9], ils ont montré, que le seuil optimal du RCC minimisant la probabilité d'erreur n'est pas constant, il varie en fonction du nombre d'utilisateurs et du rapport signal/bruit, ce qui représente une difficulté à résoudre. Pour garantir une probabilité d'erreur minimale, le seuil optimal doit être mise à jour à chaque changement de ces derniers.

Contribution

Les réseaux de neurones sont un outil puissant pour la modélisation des relations complexes entre les données d'entrée et de sortie. Leur capacité de mémorisation, d'apprentissage et d'adaptation sont utiles pour tout système non linéaire. Les réseaux de neurones peuvent fournir une solution pour les problèmes de la modélisation, de l'identification et de l'estimation [10]. Les réseaux de neurones, ressemblent au cerveau humain dans le sens où ils apprennent des connaissances par apprentissage, et ces connaissances sont stockées dans des connexions inter-neurones connues sous le nom « poids synaptiques ». L'approche neuronale consiste à ajuster ces poids selon une loi d'apprentissage jusqu'à ce que la sortie s'accorde avec celle calculée. En se basant sur les avantages qu'offrent les réseaux de neurones à savoir, leur parallélisme qui offre une grande adaptation aux divers problèmes, leur capacité d'approximation pour toutes fonctions mathématiques, en plus de l'aspect de généralisation (c-à-d leur capacité à traiter de nouveaux exemples différents des exemples d'apprentissage). On propose dans ce contexte, d'élaborer une nouvelle architecture de récepteur conventionnel par corrélation à seuil optimal et adaptatif quelle que soit la situation [11].

Organisation de la thèse

Ce travail de thèse est réparti en quatre chapitres, Le premier chapitre est consacré à la présentation de la technique d'accès multiple par codage optique. Tout d'abord, les différentes techniques de multiplexage utilisables dans les domaines radiofréquence et en optique sont décrites. Nous présentons, par la suite, le concept de l'OCDMA, l'intérêt de son utilisation et ses variantes.

Le second chapitre présente une étude des familles des codes optiques unidimensionnels (1D) et bidimensionnels (2D) utilisées en OCDMA à séquence directe, on y présente leurs propriétés et leurs méthodes de construction.

Le troisième chapitre est dédié à une présentation générale des réseaux de neurones artificiels (RNA), leur principe de fonctionnement, les types existants et leur apprentissage. Nous nous intéressons au RNA de type Perceptron Multicouches (MLP) par laquelle nous avons réalisé notre travail.

Le dernier chapitre est consacré à l'étude d'un récepteur conventionnel par corrélation à seuil optimal et adaptatif. Nous décrivons, dans un premier temps, le principe d'émission et de réception par corrélation d'un système DS-OCDMA 2D ainsi que le développement de calcul des probabilités d'erreur dans un canal avec et sans bruit. Ensuite, nous présentons notre approche basée sur les réseaux de neurones. Les performances du RCC seront analysées et évaluées en termes de probabilité d'erreur et des indicateurs statistiques.

La thèse se termine par une conclusion générale et perspective.

Chapitre 1 : Les techniques de multiplexage

Chapitre 1 Les Techniques de multiplexage

1.1 Introduction

L'évolution des réseaux de télécommunication vers le transport des données multimédia et interactives impose de rechercher des systèmes offrant une grande bande passante et un accès multiple aux ressources. Les réseaux optiques passifs (PON) répondent à un tel besoin, grâce aux avantages de la fibre optique et avec l'amélioration des réseaux d'accès et la disponibilité universelle des techniques optiques [12], [13]. La topologie de ce type de réseau conduit à s'intéresser aux techniques d'accès multiple bien connues en télécommunication mobiles comme techniques de partage de ressources entre différents utilisateurs. Le partage des ressources optique en bande passante obéit à trois schémas hérités des techniques radiofréquences dans lesquelles le partage se fait en temps (TDMA), en fréquence (FDMA), ou par code (CDMA).

La technologie PON à base du multiplexage temporel TDM semble insuffisante ou moins économique à cause du débit trop élevé pour un grand nombre d'utilisateurs et elle nécessite une synchronisation parfaite. La technique WDM qui est la translation du FDMA en optique nécessite des récepteurs optiques accordables en longueur d'onde, sur un grand nombre de longueurs d'onde. Ainsi, la technique CDMA optique est une des nouvelles techniques d'acheminement de données qui peut être envisagée, afin de s'affranchir des problèmes des deux précédentes techniques [12], [13].

Dans ce chapitre, Nous présentant l'étude des différentes techniques de partage des ressources entre plusieurs utilisateurs. Nous nous intéressons plus particulièrement au CDMA et à sa transposition dans le domaine des télécommunications optiques.

1.2 Partage fréquentiel des ressources

L'accès multiple par répartition en fréquence (ou AMRF, en anglais Frequency Division Multiple Access ou FDMA), il s'agit d'un découpage en bande de fréquences de manière à attribuer une partie du spectre à chaque utilisateur (Figure 1.1). De cette manière, chaque utilisateur se voit attribuer une bande de fréquences distincte. L'ensemble est juxtaposé et transmis sur un même canal de transmission. En réception, un filtre sélectif accordé sur la bande de fréquence de l'utilisateur désiré permet de récupérer les données.

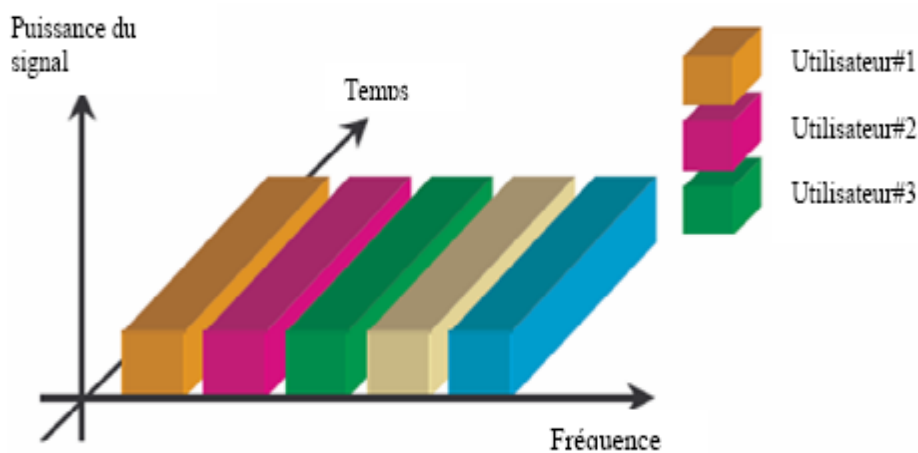


Figure 1.1 - Technique d'accès multiple FDMA [14]

La transposition du multiplexage en fréquence dans les systèmes de communications optiques est le multiplexage en longueur d'onde (WDM Wavelength Division Multiplexing).

1.2.1 Multiplexage optique à répartition par longueur d'onde

Dans un système WDM, les séquences de données de tous les utilisateurs modulent plusieurs lasers à longueurs d'ondes différentes (Figure 1.1). Les résultats de ces modulations sont transmis sur une même fibre optique par l'intermédiaire d'un multiplexeur. A la réception le signal optique reçu est démultiplié puis appliqué à l'entrée d'un filtre optique qui permet d'extraire le signal à la longueur d'onde correspondant au destinataire [15].

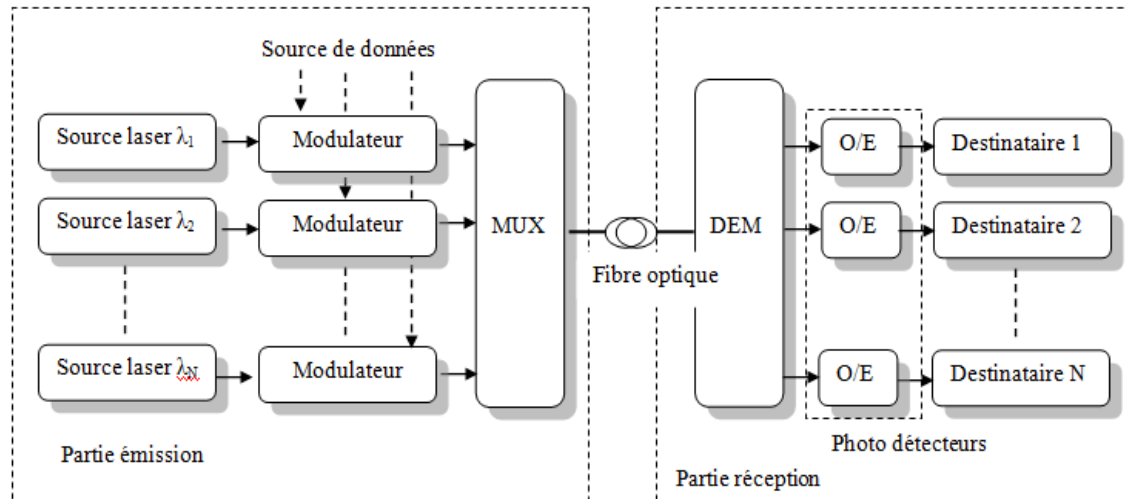


Figure 1.2 - Multiplexage optique à répartition par longueur d'onde [15]

1.3 Partage temporel des ressources

Les utilisateurs partagent la même bande passante et émettent les données dans les différents intervalles de temps ou « time slot » qui leur sont alloués. Le récepteur effectue l'opération de démultiplexage pour récupérer les données. Une synchronisation temporelle est nécessaire pour ce type de multiplexage. Le principe du système est décrit sur la Figure 1.3.

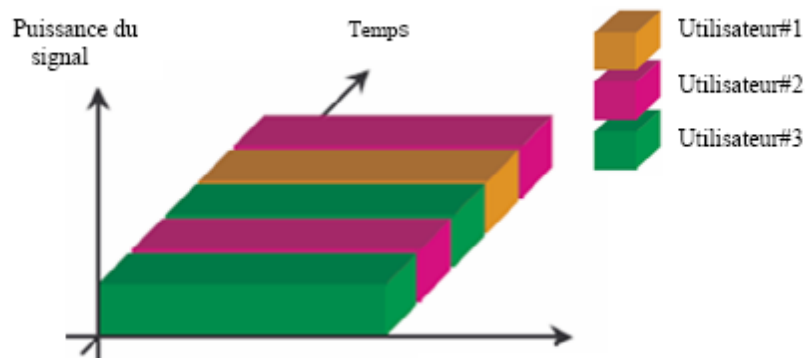


Figure 1.3 - Accès multiple à répartition dans le temps [14]

En optique, la technique TDMA est envisagée de deux façons :

- ETDM (Electrical Time Division Multiplexing) qui suppose que le multiplexage et démultiplexage soient réalisés de manière électronique.
- OTDM (pour Optical Time Division Multiplexing), qui suppose que le multiplexage et démultiplexage soient réalisés en optique [14-15].

1.3.1 Accès multiple à répartition de temps électrique (ETDMA)

Les signaux provenant de chaque utilisateur du support optique sont multiplexés de manière électronique, le signal résultant servant à moduler une source laser (Figure 1.4). La fréquence maximum du signal résultant généré de manière électronique sera donc limitée par les possibilités de l'électronique (quelques dizaines de gigahertz). En fonction du nombre de canaux, la fréquence autorisée pour chaque canal sera d'autant plus réduite. L'implémentation pose un problème de synchronisation. Les canaux devront être pilotés par une horloge commune ou utiliser des systèmes complexes de synchronisation [14]. De plus, il faut prendre en compte la latence nécessaire à l'attribution des slots par le nœud central du réseau, prévoir des marges de sécurité, des dispositifs compensateurs pour éviter que les signaux ne se chevauchent, ce qui pénalise encore les performances globales. Toutefois, les techniques électroniques étant beaucoup plus développées que les techniques optiques, l'ETDMA est réalisable à plus faible coût que la version optique de partage temporel.

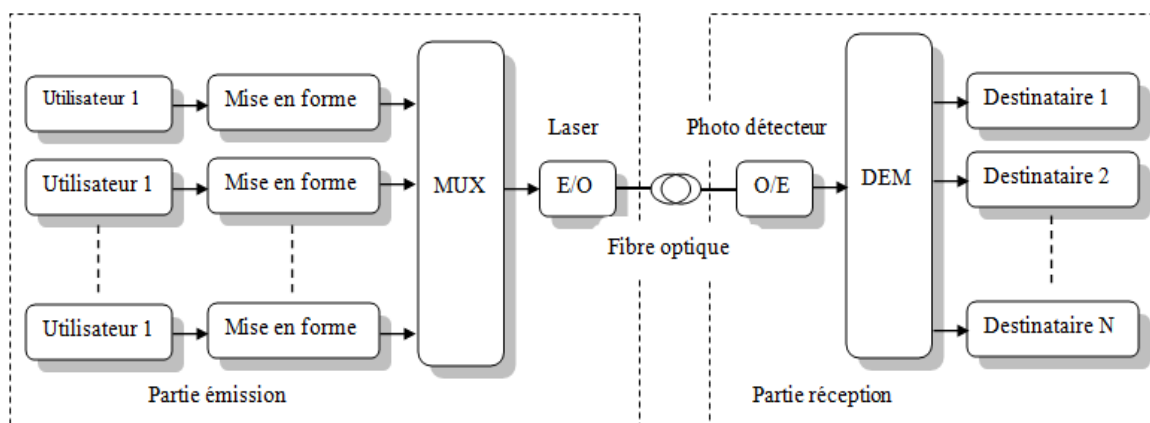


Figure 1.4 - Accès multiple à répartition de temps électrique (ETDMA) [15]

1.2.2 Accès multiple à répartition de temps optique (OTDMA)

Dans un système OTDMA (Optical Time Division Multiple Access) le multiplexage est réalisé de façon optique : on s'affranchit alors de la limite en fréquence de l'électronique que l'on ne retrouvera qu'au niveau de chaque canal à multiplexer. Comme le montre la Figure 1.5, une source laser produit des impulsions très courtes. Ces impulsions sont appliquées à l'entrée des modulateurs optiques, commandés par les données des utilisateurs. Les signaux modulés sont retardés puis recombinaison par un multiplexeur et envoyées dans la fibre optique. Dans cette technique les trains d'impulsions sont multiplexés en temps et de manière purement optique.

La réalisation de composants optiques effectuant le multiplexage OTDMA n'est pas simple (elle augmente naturellement en complexité avec le nombre de canaux à traiter), ce qui a une incidence en terme de coût. Les performances d'un réseau OTDMA sont légèrement supérieures à celles de l'ETDMA, grâce à une moindre interférence inter-symboles et un bruit moins important [15].

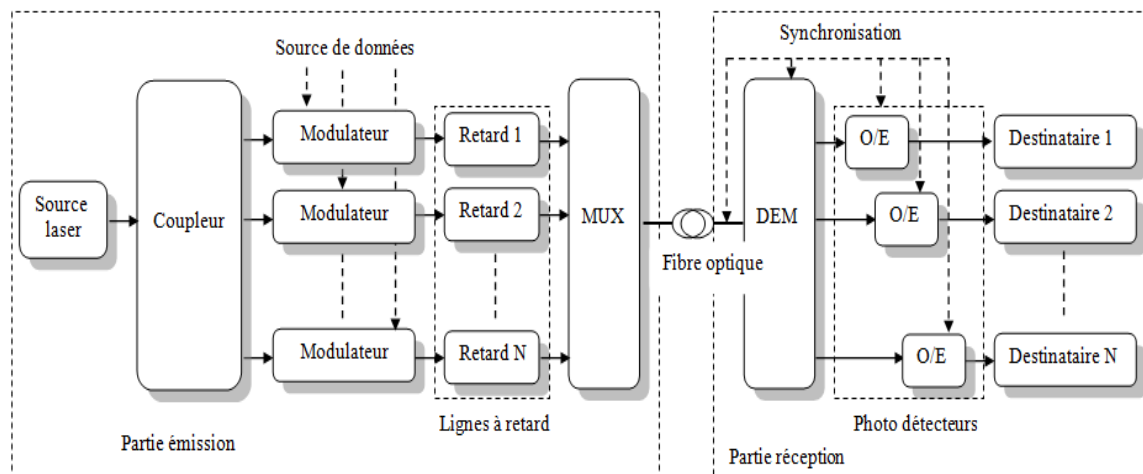


Figure 1.5 - Système d'émission et de réception de la technique OTDMA [14]

1.4 Partage des ressources par codage

L'étalement de spectre (Spread Spectrum) est une technique développée historiquement pour le cryptage : Un signal étalé par une technique adaptée ne peut être repéré par balayage des fréquences, il ne peut être brouillé par émission d'un message qui interférerait et de plus se confond avec le bruit « naturel » d'une transmission.

Les techniques d'étalement de spectre reposent sur l'élargissement de la bande spectrale d'un signal, elles peuvent être utilisées pour le multiplexage. L'élargissement de la bande permettant une meilleure reconnaissance du signal en réception (i.e. en présence de fort bruit), on peut autoriser l'émission des signaux d'autres utilisateurs sur la même bande sous certaines conditions. La bande n'est alors partagée ni selon les fréquences, ni en temps, mais sur la base d'un procédé de codage.

L'accès Multiple par Répartition de Codes, appelé aussi Code Division Multiple Access (CDMA), est une technique de multiplexage plus récente que le TDMA et le FDMA. Dans cette technique d'accès multiple, les utilisateurs partagent le même espace fréquentiel et transmettent sur les mêmes intervalles temporels (Figure 1.6). Le bruit est essentiellement constitué des messages d'autres utilisateurs. Pour que le récepteur reconnaisse le message qui lui est destiné,

l'étalement est produit par une séquence déterminée : le code, connu de l'émetteur et du récepteur [1].

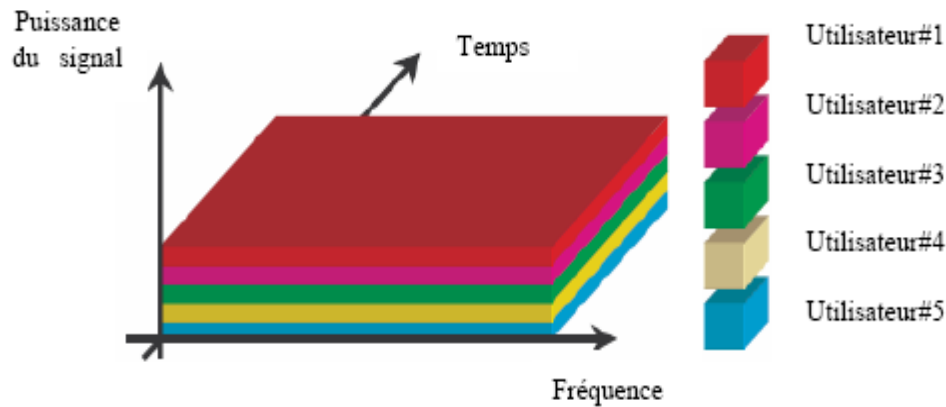


Figure 1.6 - Accès Multiple par Répartition de Codes [14]

La technique CDMA est généralement répertoriée en différentes classes :

- CDMA par modulation directe (DS-SS-CDMA) : les données sont directement modulées par le code, on procède à une multiplication entre la donnée à transmettre et le code de l'utilisateur correspondant.
- CDMA par saut de fréquence (FH-SS-CDMA) : les données sont émises sur des fréquences porteuses différentes qui changent périodiquement.
- CDMA par saut de temps (TH-SS-CDMA) : la transmission de la donnée n'est pas faite de manière continue, une séquence pseudo-aléatoire définissant la position temporelle de la donnée à transmettre.

1.4.1 Implémentation optique du CDMA

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

Le concept du l'OCDMA ou Optical Code Division Multiple Access (OCDMA) a été introduit vers le milieu des années 80 [16], [17]. Les systèmes de communication par fibre optique bénéficiant d'une bande passante très élevée (de l'ordre du THz). En effet, Les systèmes à fibres optiques sont donc avantageés.

Les travaux concernant la technique OCDMA se sont développés essentiellement dans le contexte des réseaux d'accès haut débit. Il s'agit dans ce cas pour les opérateurs, de proposer grâce à l'OCDMA de nombreux services à un nombre d'abonnés de plus en plus important.

La technique CDMA offre de nombreux avantages [8], [18].

- Transmission asynchrone : un réseau OCDMA peut fonctionner de manière totalement asynchrone, sans protocole complexe,
- Sécurité des transmissions : les informations transmises sont sécurisées, cela est dû au principe d'encodage des données à émettre (code spécifique et distinct) et à l'accès multiple,
- Faible temps d'accès au système : les temps de codage sont très courts puisque peut réaliser en optique et de manière passive,
- La technique, consistant à attribuer un code spécifique à chaque utilisateur, est flexible : il est simple d'ajouter ou d'enlever des utilisateurs en fonction de la demande,
- Possibilité d'évolution : de nouveaux services ou clients peuvent être déployés en fonction du nombre de codes. Le système est dans ce cas évolutif.

En peut distinguer deux types de system OCDMA

- Système OCDMA cohérent : les informations codées à transmettre utilisent l'amplitude et la phase du signal transmis [19], [20], [21]. De cette manière, il est possible d'utiliser des codes bipolaires (composés de +1 et de -1) [22], [23], [24]. Avec ces codes on peut avoir de meilleurs caractéristiques d'auto et d'intercorrélation, mais leur utilisation dans les systèmes optiques demande l'utilisation de dispositifs pour le contrôle de phase ce qui se manifeste d'une part par la complexité du système et d'autre part par l'augmentation du coût de la liaison. Dans cette catégorie de code, on distingue plusieurs familles : les m-séquences, les séquences de Gold, séquences de Kasimi, ...
- Système OCDMA incohérent : dans ce cas les informations codées à transmettre utilisent la puissance du signal transmis [6], [25], [26], [27]. 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.

1.4.2 Architecture d'un système CDMA optique

La Figure 1.7, extraite de [6], représente schématiquement un dispositif CDMA tout optique, le transmetteur est constitué d'une source optique modulée par les bits d'information, le signal de données traverse ensuite des composants optiques formant l'encodeur. Cet encodeur effectue un ensemble spécifique de transformations définissant ainsi un code particulier pour chaque transmetteur. Tous les signaux encodés transmis sont ensuite multiplexés et envoyés dans une fibre optique. Au niveau de chaque récepteur, des manipulations sur les paramètres du signal reçu sont effectuées à travers un ensemble des composants optiques formant le décodeur. Si le récepteur connaît le code du transmetteur désiré. Il sera capable de restaurer le signal.

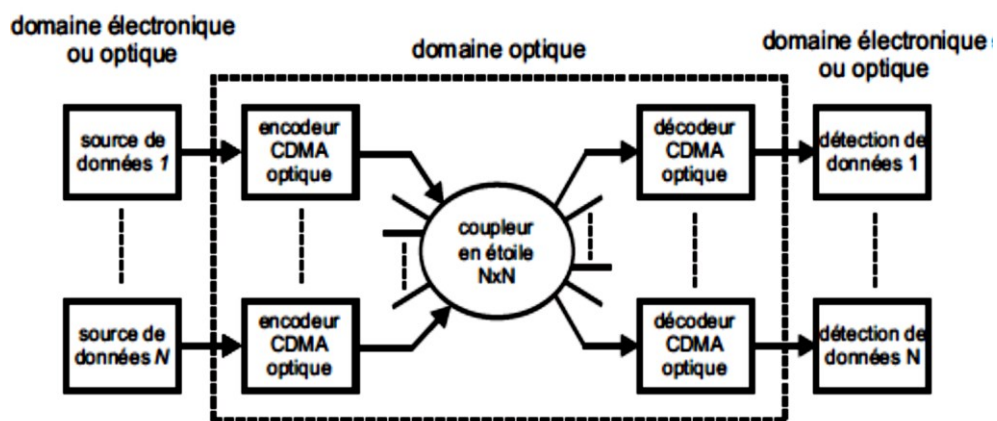


Figure 1.7 - Schémas d'un système OCDMA [6]

1.4.3 Les variantes du CDMA optique

La technique du CDMA la plus explorée en optique est la technique de l'OCDMA à séquence directe [18]. Elle peut être réalisée soit :

- En temporel (DS-OCDMA) : la donnée est multipliée par un code temporel, c'est-à-dire un code dont la variation est temporelle.
- En spectral (SAC-OCDMA) : un code spectral est envoyé pour la donnée '1', et rien pour une donnée '0'.
- En 2 dimensions (OCDMA-2D) : la donnée est multipliée par un code en 2 dimensions.
- En 3 dimensions (OCDMA-3D) : un autre degré de liberté est ajouté tel que la polarisation pour augmenter la cardinalité du système

1.4.3.1 OCDMA à séquence directe

Le temps bit des données à transmettre est divisé en un certains intervalles appelés (chips), le nombre de ces intervalles chips correspond à la longueur du code OCDMA. La technique DS-OCDMA consiste à la multiplication directe des données par la séquence code [6], [7], donc l'émetteur revient à envoyer le code lorsque la donnée est '1', et ne rien envoyer lorsque la donnée est '0' (modulation On-Off Keying).

La modulation OOK peut être réalisée :

- Partialement optique (électrique) : le signal électrique résultant de la multiplication des données par le code, activant une source optique qui transforme chaque bit de ce signal en un signal optique - en utilisant le principe de la modulation directe ou externe d'une diode laser- afin d'être injecter dans le coupleur optique. Dans un tel système il faut que les circuits électroniques acceptent un débit qui est égale au moins la longueur du code multiplier par le débit initial des données à transmettre.
- Optiquement : lorsque la donnée est '1', une diode laser émet une impulsion ultra courte et à haute intensité qui va attaquer un composant optique comme les lignes à retard [5], [16]. Ces dernières a pour rôle de générer un signal optique de même forme que celle de la séquence de code.

1.4.2.2 OCDMA à codage spectral

Dans le cas du codage spectral incohérent (Figure 1.8), un utilisateur émet un ensemble de plusieurs longueurs d'ondes simultanément. Ce type de codage est appelé SAC (Spectral Amplitude Coding) [15, 28, 29, 30, 31] car le codage est réalisé en amplitude sur plusieurs longueurs d'onde. Le code correspond aux longueurs d'ondes mises en jeu dans l'émission d'une donnée '1'. Le motif de code peut être physiquement réalisé de 2 façons :

- Avec un ensemble de lasers bande étroite, réalisant chaque composante spectrale du code.
- Avec un seul laser large bande, suivi d'un ensemble de filtres enlevant successivement une partie du spectre afin de ne laisser que les composantes constituant le code désiré.

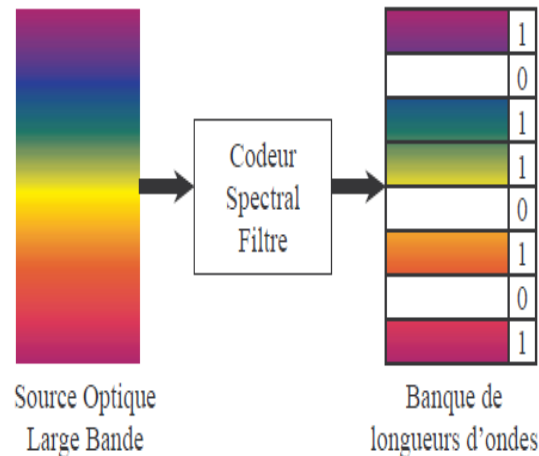


Figure 1.8 - Codage spectrale [14]

Chaque utilisateur a son propre code, défini par une combinaison spécifique des composantes spectrales et qui doit être orthogonal aux codes des autres utilisateurs. Les dispositifs optoélectroniques de codage/décodage spectral des données sont généralement dédiés à une séquence de code spécifique (réseaux de Bragg, par exemple). Le système est donc peu flexible une fois mis en place (pour changer de code il faut changer de réseau de Bragg). Quand le nombre d'utilisateurs est important, plus le nombre de longueurs d'ondes requis est important et plus le système d'encodage devient complexe, et ce d'autant plus que le poids des codes augmente.

1.4.3.3 OCDMA hybride et 2D

Le codage temporel est limité par la longueur des codes d'étalement, la technique spectrale peut être limitée par le nombre de longueurs d'onde disponible. Donc il peut être intéressant de combiner les avantages des deux techniques en utilisant deux degrés de liberté [18].

- OCDMA hybride : dans ce cas, chaque séquence signature en temporel est réutilisable et émise simultanément à des longueurs d'onde ou à des états de polarisation différentes [32].
- Codage 2D : dans ce cas le codage est effectué par étalement à la fois en temporel et en longueur d'onde (Figure 1.9), approche qui est appelée codage 2D par opposition au codage soit temporel soit spectral appelé 1D [18], [33], [34]. Dans la version la plus simple, le code 2D consiste en une matrice $m \times n$ où m est lié au nombre de longueurs d'onde disponibles et n est lié à la longueur du code étalé temporellement. Le temps bit est donc toujours subdivisé en n intervalles constitués de chips à 0 ou 1. Le i ème chip à 1 sera transmis avec la i ème longueur d'onde et un chip 0 ne correspond à aucune transmission

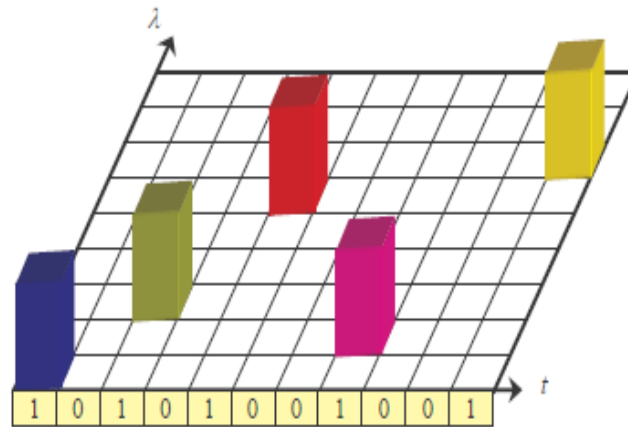


Figure 1.9 - Codage 2D longueur d'onde/temps [14]

On peut, aussi, citer d'autres types d'OCDMA 2D, dont le principe reste le même :

- Codage espace/temps.
- Codage espace/longueur d'onde

a) Codage 2D Espace/Temps

La figure 1.10 présente la structure d'un système OCDMA à codage espace/temps [35] ce système a été proposé afin d'augmenter le débit et l'efficacité spectrale, mais par contre il est plus complexe puisqu'il nécessite l'utilisation simultanée de w fibres optiques

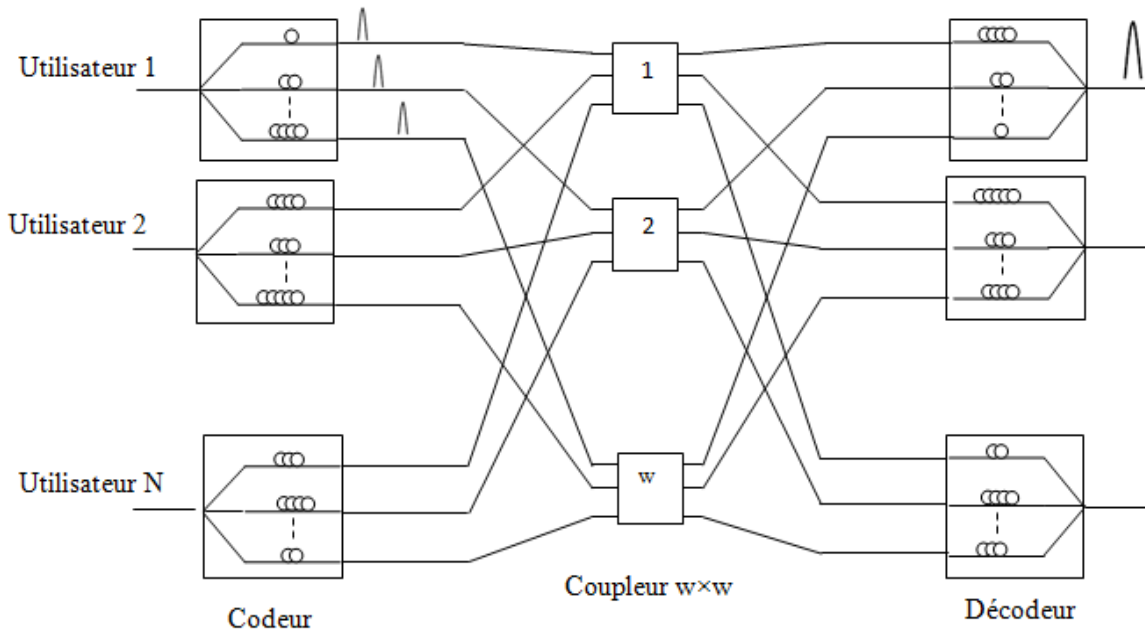


Figure 1.10 - OCDMA à codage Espace/Temps [36]

b) Codage 2D espace/longueur d'onde

Dans cette approche, il n'y a plus d'étalement temporel, les débits proposés sont nettement supérieurs à ceux des autres techniques mais son architecture très complexe [36, 37, 38] (Figure 1.11)

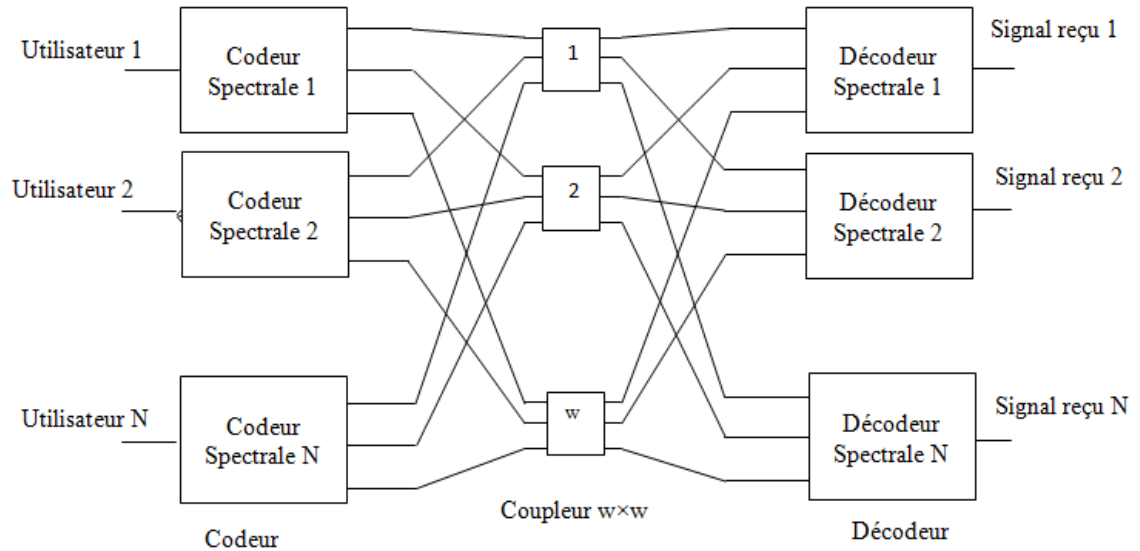


Figure 1.11- OCDMA à codage espace/longueur d'onde

1.4.3.4 OCDMA 3D

L'OCDMA 3D consiste à attribuer à chaque chips de code, un temps chips, une longueur d'onde et un état de polarisation (figure 1.12). L'ajout de polarisation permet d'augmenter la capacité de multiplexage. Ce codage est avantageux pour des systèmes OCDMA à distance faible car dans les fibres à des longues distances, l'état de polarisation n'est pas conservé à cause de la dispersion de mode de polarisation (PMD) [39, 40, 41].

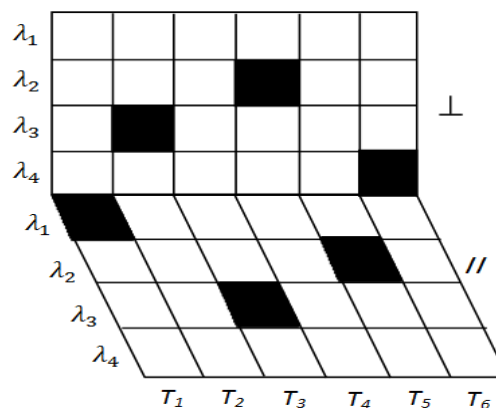


Figure 1.12 - Codage 3D temps/longueur d'onde/polarisation [36]

1.5 Conclusion

Nous avons présenté dans ce premier chapitre les modes de multiplexage les plus utilisés dans le domaine des radiofréquences et leur adaptation en optique. Une attention particulière est portée sur le CDMA optique et ses multiples implémentations. Cette technique est envisagée pour les réseaux d'accès optiques afin d'utiliser au mieux la bande passante fournie par la fibre optique.

Pour que les différents utilisateurs potentiels puissent accéder de manière simple et asynchrone au réseau, nous envisageons l'utilisation de la technique d'émission des données par modulation directe (DS-OCDMA). De plus, Pour des raisons de coût et de faisabilité d'implantation un système incohérent sera considéré.

Nous avons montré, que le nombre d'utilisateur étant lié au nombre de codes disponibles, on peut obtenir une capacité de multiplexage plus importante en utilisant des codes optiques à deux de dimensions (temps / longueur d'onde). Nous présentons au prochaine chapitre les codes optiques 1D et 2D.

Chapitre 2 : Les Codes Optiques 1D et 2D

Chapitre 2 Les Codes Optiques 1D et 2D

2.1 Introduction

Dans les systèmes de communication optique utilisant la technique OCDMA incohérents, les caractéristiques des codes optiques sont un facteur déterminant pour la mise en œuvre du système.

Les familles des codes que nous recherchons pour le système doivent posséder les caractéristiques suivantes [6, 17, 18].

- Chaque séquence doit être facilement distinguable de toutes les autres séquences de la famille (facteur d'intercorrélation).
- Une séquence doit être facilement distinguable d'une version décalée d'elle-même, et cela, pour toutes les séquences de la famille (facteur d'autocorrélation).
- On cherche à obtenir le plus grand nombre de mots de code dans une famille donnée (la cardinalité).

2.2 Présentation des codes optiques unipolaires 1D

2.2.1 Définition

Les codes optiques les mieux adaptés à un système OCDMA 1D sont les codes unipolaires. Ce sont des séquences qui prennent des valeurs de l'ensemble $\{0, +1\}$, mais on ne peut pas avoir une orthogonalité stricte avec ces codes (facteur d'auto et d'intercorrélation nul). Les codes qui ont fait l'objet de plus d'attention sont les Codes Optiques Orthogonaux (OOC) [6].

Ces codes sont généralement représentés sous la forme d'un vecteur caractérisé par les paramètres (F, w, h_a, h_c) . F est la longueur du code, w est le poids du code (nombre de 1 dans la séquence), h_a et h_c sont respectivement les contraintes d'autocorrélation et l'intercorrélation.

Les codes unipolaires peuvent être présentés de différentes manières [6, 18]

- Avec un vecteur donnant les positions des chips à 1.
- Un vecteur correspondant à l'ensemble des valeurs des intervalles relatifs entre 2 impulsions à 1.
- Avec un vecteur donnant la valeur de chaque chip.

Représentation avec un vecteur donnant les positions des chips à 1

Ce vecteur est un vecteur ligne de dimension $(1 \times w)$. Chaque élément du vecteur indique la position dans la séquence de longueur F d'un chip unité. Tous les autres chips sont mis par défaut à 0. La figure 2.1 présente un exemple code $\{1,3,9\}$ avec $F=13$, $w=3$.

Représentation avec un vecteur donnant les retards relatifs

C'est un vecteur ligne de dimension $(1 \times W)$. Chaque élément du vecteur indique le retard entre deux chips unité consécutifs. Le vecteur retard du code de la figure 2.1 est $\{2,6,5\}$.

Représentation avec un vecteur donnant la valeur de chaque chip

C'est un vecteur ligne de dimension $(1 \times F)$. Chaque élément du vecteur indique la valeur du chip concerné. Par exemple, le vecteur chip du code présenté dans la figure 2.1 est : $[010100000100]$.

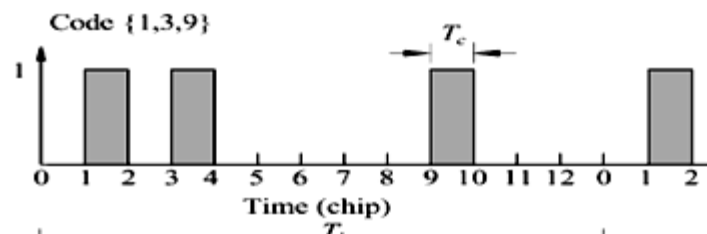


Figure 2.1 - Exemple d'un code unipolaire [18]

2.2.2 Autocorrélation et l'intercorrélation 1D

Les valeurs d'auto et d'intercorrélation des codes sont des paramètres clés pour les performances du système en présence de plusieurs utilisateurs. Pour h_a et h_c fixés, les codes d'une famille doivent vérifier [18]

$$|S_{xx}(\tau)| = \left| \sum_{i=0}^{F-1} c_i \cdot c_{i \oplus \tau} \right| = \begin{cases} w & \tau = 0 \\ \leq h_a & 1 \leq \tau \leq F-1 \end{cases} \quad (2.1)$$

$$|S_{xy}(\tau)| = \left| \sum_{i=0}^{F-1} c_i \cdot c_{j \oplus \tau} \right| \leq h_c \quad 1 \leq \tau \leq F-1 \quad (2.2)$$

Avec \oplus est la somme modulo F

La première relation (2.1) 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 unité de deux codes différents occupent la même position. Par exemple, en compare le code $c=[0101001001000]$, avec un décalage τ de 1 à 3.

[0 1 0 1 0 0 1 0 0 1 0 0 0], le code initial

[0 0 1 0 1 0 0 1 0 0 1 0 0] $\tau = 1$, 0 chips en commun $S_{xx}(1) = 0$

[0 0 0 1 0 1 0 0 1 0 0 1 0] $\tau = 2$, 1 seul chips en commun $S_{xx}(2) = 1$

[0 0 0 0 1 0 1 0 0 1 0 0 1] $\tau = 3$, 2 chips en commun $S_{xx}(3) = 2$

Pour un décalage circulaire, on obtient la fonction d'autocorrélation (Figure 2.2)

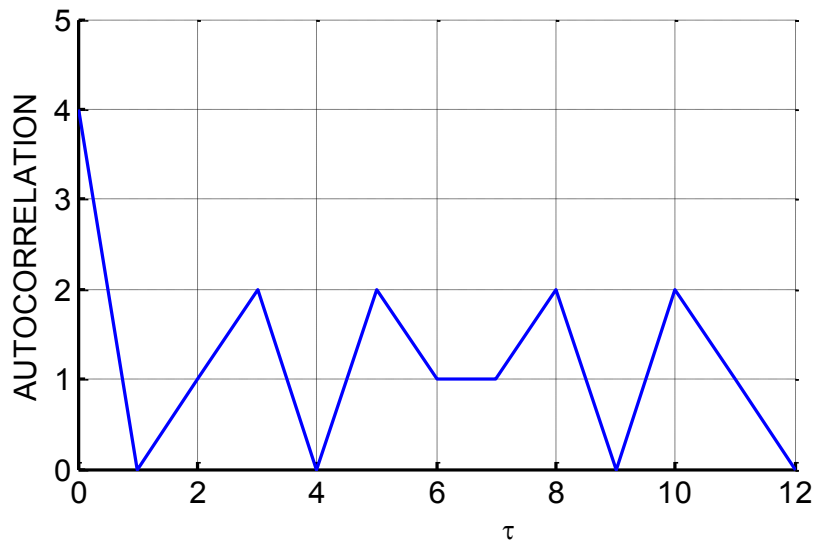


Figure 2.2 - Autocorrélation du code {1,3,6,9} avec F=13, w=4, ha=2

Une autre définition de la fonction d'autocorrélation peut être tirée à partir du vecteur des retards relatifs [6], [15]. On définit le vecteur des retards :

$$\tau_c = [\tau_0, \tau_1, \dots, \tau_{w-1}]$$

$$\tau_i = \begin{cases} j_{i+1} - j_i & i = 0, 1, \dots, w-2 \\ L + j_0 - j_{w-1} & i = w-1 \end{cases} \quad (2.3)$$

j correspond au vecteur des positions à 1 du code

À partir l'équation (2.3) on construit la matrice des retards :

$$r_c(i, j) = \sum_{k=0}^i \tau_{j \oplus k} \quad \oplus \text{ est la somme modulo } w \quad (2.4)$$

La condition de l'équation (2.1) est vrai si et si seulement tous les éléments de la matrice r_c ne sont répétées au maximum que h_a fois [6]. Reprenons l'exemple du code {1,3,6,9} précédent, donc le vecteur $r_c = \{2, 3, 3, 5\}$ et

$$r_c = \begin{bmatrix} \tau_0 = 2 & \tau_1 = 3 & \tau_2 = 3 & \tau_3 = 5 \\ \tau_0 + \tau_1 = 5 & \tau_1 + \tau_2 = 6 & \tau_2 + \tau_3 = 8 & \tau_3 + \tau_0 = 7 \\ \tau_0 + \tau_1 + \tau_2 = 8 & \tau_1 + \tau_2 + \tau_3 = 11 & \tau_2 + \tau_3 + \tau_0 = 10 & \tau_3 + \tau_0 + \tau_1 = 10 \end{bmatrix}$$

D'après la matrice r_c ci-dessus, on remarque que les éléments 3,5,8,10 sont répétés 2 fois donc $h_a=2$, voir Figure 2.3.

La deuxième relation (2.2) 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.

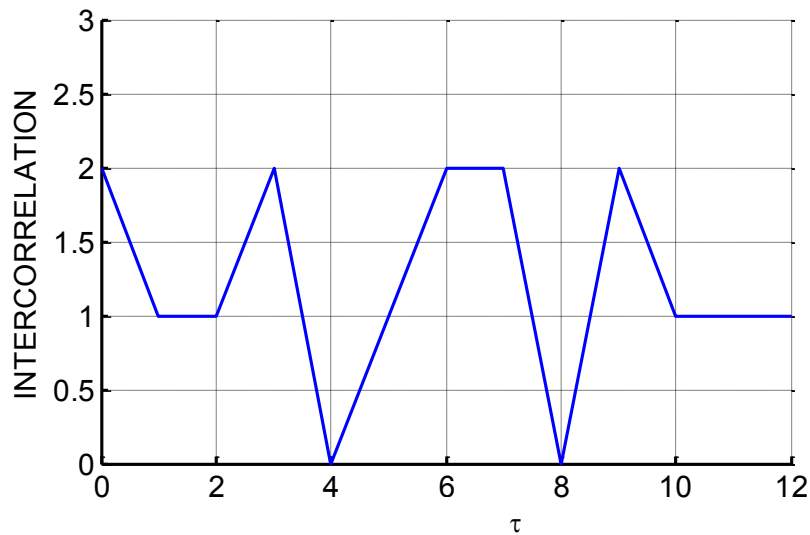


Figure 2.3 - Intercorrélation des codes $\{1,3,6,9\}, \{0,3,7,9\}$ avec $L=13, w=4, h_c=2$

2.3 Les codes optiques orthogonaux

Les codes optiques orthogonaux (OOC) ont été présentés par Salehi [6, 17, 18] afin de résoudre les problèmes rencontrés par l'utilisation, dans le domaine optique, de séquences bipolaires et de système à détection cohérente. Les OOC font partie de la famille des séquences unipolaires définie par les paramètres (F, w, h_a, h_c) . Comme déjà mentionner la longueur de la séquence notée F représentant son nombre de chips, le poids du code w indiquant le nombre de chips de niveau 1 dans une séquence de code.

Les OOC satisfais aux équations (2.1, 2.2), le calcul de (2.1) permet d'obtenir la fonction d'autocorrélation. La valeur de cette fonction doit être maximale (égale au poids du code de valeur w) dans le cas où le décalage τ est égal à 0. Pour des valeurs de τ comprises entre 1 et $F-1$, la fonction d'autocorrélation doit être inférieure à h_a qui représente un seuil fixé au préalable [7, 25]. Ce seuil doit être minimum que possible et à cause de l'unipolarité du code l'orthogonalité stricte ne peut être atteinte ($h_a=0$), donc le seuil h_a sera fixé à 1. Pour l'équation (2.2) il s'agit de calculer la fonction intercorrélation de deux séquences de code distinctes, celle-ci devant être limitée à une valeur h_c de manière à réduire autant que possible les interférences

induites par ces corrélations croisées. Pour les OOC, la valeur de h_c sera aussi, fixée à 1. Quand, $h_a = h_c = h$ les codes OOC sont dits codes optiques orthogonaux symétriques (F, w, h) et asymétriques (F, w, h_a, h_c) lorsque $h_a \neq h_c$ [18].

La Figure 2.4 montre deux séquences de code OOC symétrique $(13,3,1)$ $\{0101000001000\}$, $\{0010011000000\}$

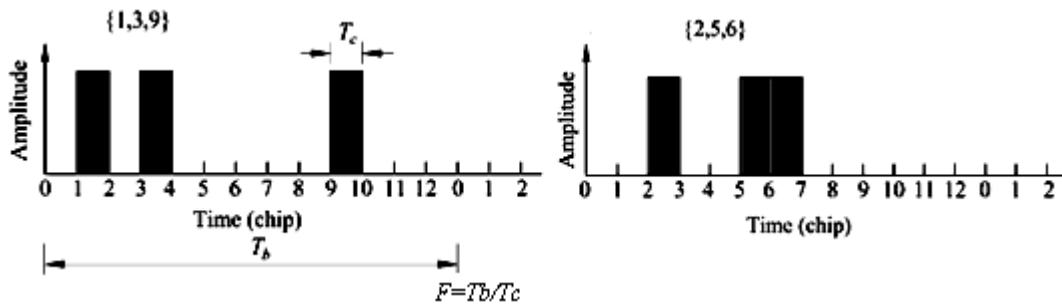


Figure 2.4 - Deux séquences de codes $\{1,3,9\}$ et $\{2,5,6\}$ [18]

2.3.1 Cardinalité des OOC

Les OOC se caractérisent par la cardinalité N qui est la capacité de multiplexage. Elle représentant le nombre d'utilisateurs qu'il est possible de multiplexer en utilisant cette famille de séquences. Il été montré dans [17], que le nombre maximal de séquences de code OOC symétrique pouvant être générées est :

$$N(F, w, 1) = \left\lfloor \frac{F - 1}{w(w - 1)} \right\rfloor \tag{2.5}$$

où $\lfloor \cdot \rfloor$ est la partie entière par valeur inférieure.

Dans le cas $h_a=h_c=h$ le nombre N est limité par la borne dite de Johnson [18] :

$$N(F, w, h) \leq \left\lfloor \frac{1}{w} \left\lfloor \frac{F - 1}{w - 1} \left\lfloor \frac{F - 2}{w - 2} \right\rfloor \dots \left\lfloor \frac{F - h}{w - h} \right\rfloor \right\rfloor \tag{3.6}$$

Pour les OOC asymétrique [18] le nombre N est défini par l'équation :

$$N(F, w, h_a, h_c) \leq \left\lfloor \frac{h_a}{w} \left\lfloor \frac{F - 1}{w - 1} \left\lfloor \frac{F - 2}{w - 2} \right\rfloor \dots \left\lfloor \frac{L - h_c}{w - h_c} \right\rfloor \right\rfloor \tag{2.7}$$

Dans (2.7) quand $h_c = h$, en remarque que $N(F, w, h_a, h_c) = h_a N(F, w, h)$. Donc la cardinalité pour une famille de codes OOC asymétrique est h_a plus grandes que celle des OOC symétrique, c.-à-d. Le nombre d'utilisateurs va augmenter h_a fois.

2.2.2 Construction des codes OOC

Plusieurs méthodes de génération de codes OOC peuvent être mises en œuvre : premièrement de manière exhaustive en testant, pour une longueur et un poids donné, toutes les séquences possibles et en ne gardant que celles qui vérifient les conditions décrites par les équations (2.1 et 2.2). L'avantage de cette méthode réside dans la possibilité de fixer arbitrairement les paramètres F , w , h_a , h_c par contre cette méthode nécessite beaucoup de temps de calcul lorsque le poids et la longueur du code augmentent. Dans ce qui suit, on va étudier deux autres méthodes de constructions appelées respectivement : la méthode du "Greedy Algorithm" [9, 19] et la méthode "BIBD" (Balanced Incomplete Block Design) [8, 14, 18].

- **Algorithme de Greedy**

Cette méthode a été élaborée pour générer des familles de codes vérifiant les contraintes $h_a = h_c = 1$. L'algorithme du Greedy a comme paramètres d'entrée le nombre N de codes, et le poids w désirés. A partir de ces valeurs, la longueur F du code sera déterminée par l'algorithme.

L'objectif est de déterminer les valeurs des retards relatives des w éléments pour les N séquences, ainsi que la longueur d'étalement minimale F permettant de respecter la contrainte $h_a = h_c = 1$. Il a été montré dans [6] que pour obtenir une valeur d'intercorrélacion minimale entre deux séquences de code, il ne doit y avoir aucune valeur de retard (éq 2.4) commune à ces deux séquences. L'algorithme va déterminer progressivement les retards permettant de n'avoir aucune valeur commune entre chaque couple de codes.

L'algorithme de génération peut être décrit de la façon suivante :

- ▶ **Initialisation** : premier retard du premier utilisateur vaut 1, la liste des retards à ne plus utiliser est vide.
- ▶ **La génération des premiers $w-1$ retards** :
 1. On attribue à chaque utilisateur le premier retard non utilisé par les autres codes $r_c(1,1) = 1$, $r_c(2,1) = 2$, $r_c(3,1) = 3$
 2. On ajoute à la liste toutes les combinaisons de retards qu'il ne faut pas utiliser.
 3. On incrémente le dernier retard et vérifier leur appartenance dans la liste (si oui en incrémente à nouveau).
 4. Le dernier retard obtenu sera le deuxième retard relatif.
 5. On répète cette opération jusqu'à obtenir $w - 1$ retards relatifs par code.

► Calcul de la valeur du dernier retard :

1. Pour chaque séquence on calcule la longueur, puis on prend M la plus grande de la longueur comme référence

$$M = \max(\text{long}(i)) = \max\left(\sum_{j=0}^{w-1} \tau(i, j)\right)$$

2. Pour tous les utilisateurs on calcule le dernier retard
 $\tau(i, w) = \text{retard} + 1 + M - \text{long}(i)$.
3. On vérifie les fonction d'auto et l'intercorrélation ($h_a=h_c=1$), sinon on répète l'opération 2 jusqu'à les contraintes soit vérifiées.

Cet algorithme est intéressant dans le sens où il est capable de générer des codes quel que soit le poids et le nombre d'utilisateurs désirés. Il peut cependant être long en termes de temps d'exécution lorsque le nombre d'utilisateurs est important.

Exemple : on veut générer une famille de code dans le poids $w=3$, nombre d'utilisateur $N=3$.
 Donc on obtient avec cet algorithme :

La génération des premiers $w-1$ retards : liste=()

$$\begin{array}{ll} \tau_{1,1}=1, \text{ liste}=(1) & \tau_{1,2}=4, \text{ liste}=(1,2,3,4,5) \\ \tau_{2,1}=2, \text{ liste}=(1,2) & \tau_{2,2}=6, (5 \in \text{liste}), \text{ liste}=(1,2,3,4,5,6,8) \\ \tau_{3,1}=3, \text{ liste}=(1,2,3) & \tau_{3,2}=7, \text{ liste}=(1,2,3,4,5,6,8,7,10) \end{array}$$

Calcul de la valeur du dernier retard : $F(i) = \begin{pmatrix} 5 \\ 8 \\ 10 \end{pmatrix}$, $F=10$,

$$\tau_{1,3}=7+1+10-5=13$$

$$\tau_{2,3}=7+1+10-8=10$$

$$\tau_{3,3}=7+1+10-10=8$$

Donc les trois codes sont :

$$\tau_{c1} = \{1,4,13\}, \tau_{c2} = \{2,6,10\}, \tau_{c3} = \{3,7,8\} \quad / \text{ avec la définition de retards relatifs}$$

$$p_{c1} = (0,4,17), p_{c2} = (1,7,17), p_{c3} = (2,9,17) \quad / \text{ avec la définition du position à 1}$$

Les figures 2.5 et 2.6 montrent que l'auto et l'intercorrélation sont bien vérifiées

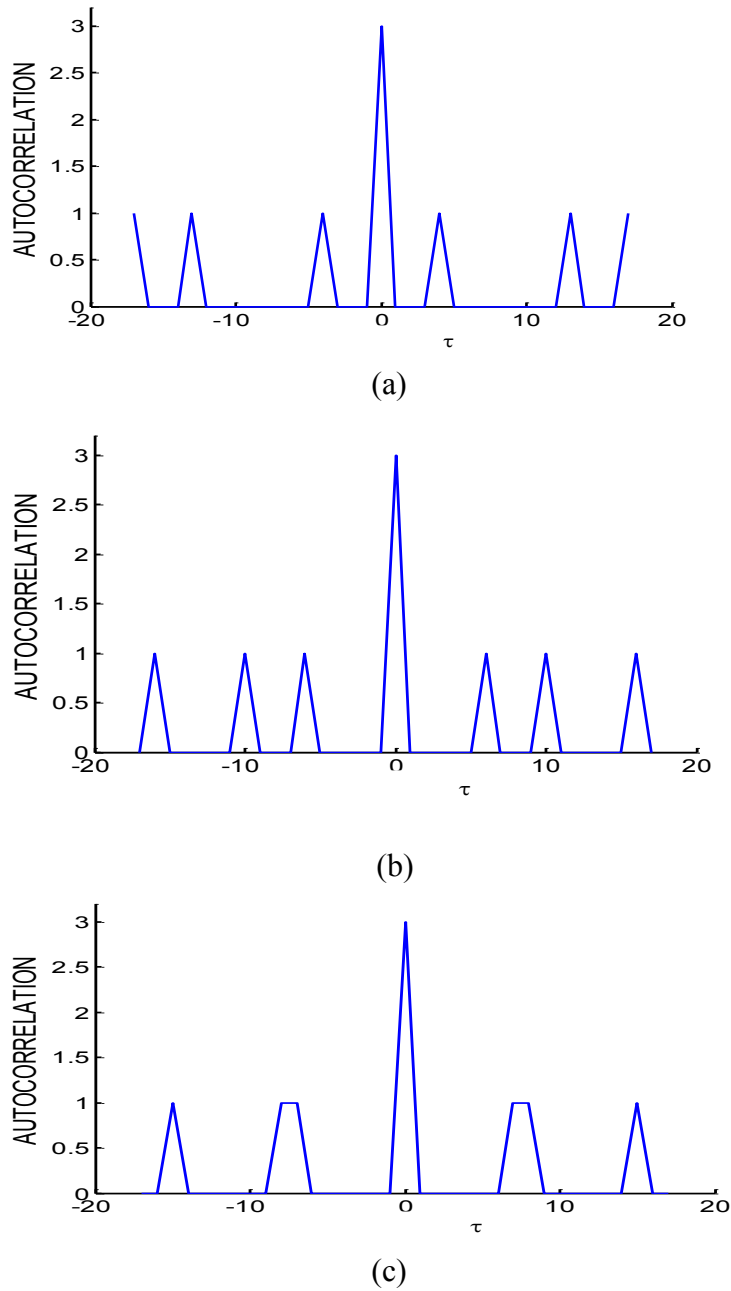
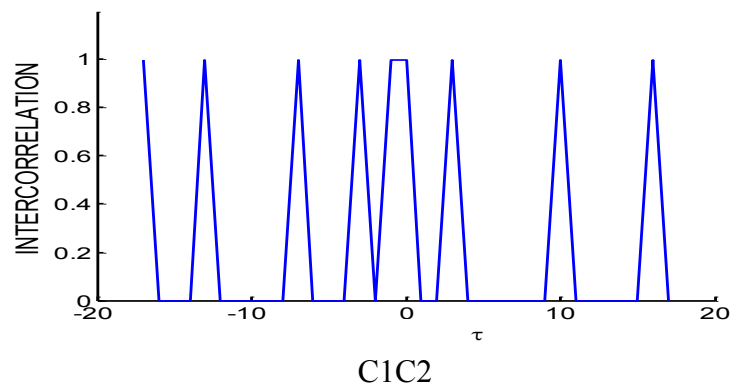
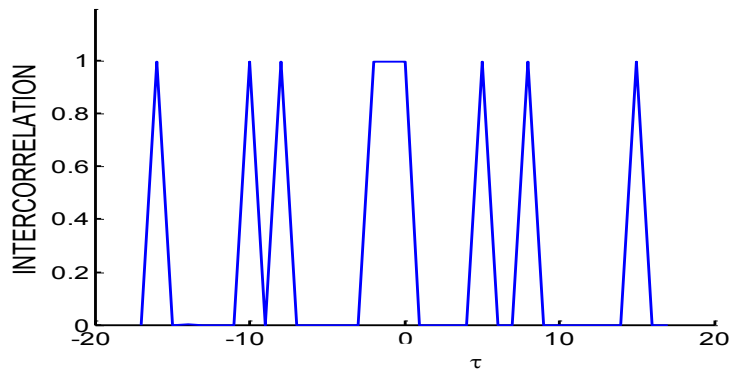
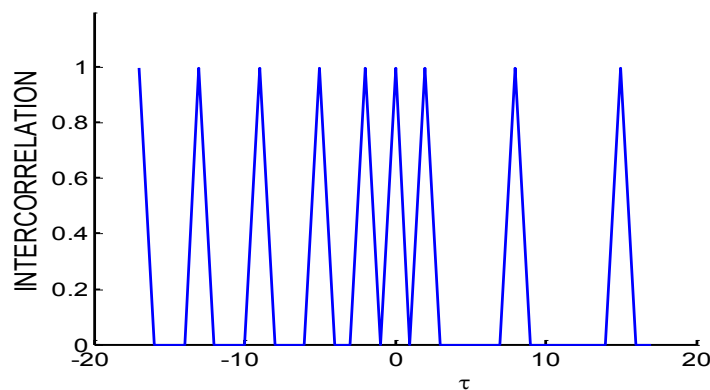


Figure 2.5 - Les fonctions d'autocorrélations des codes (0,4,17),(1,7,17),(2,9,17)





C1C3



C2C3

Figure 2.6 - Les fonctions d'intercorrélations des codes (0,4,17),(1,7,17),(2,9,17)

- **Balanced Incomplete Block Design**

La méthode BIBD (Balanced Incomplete Block Design) permet de générer des séquences de codes OOC ($F, W, h_a = 1, h_c = 1$) lorsque la longueur d'étalement souhaitée est un nombre premier [18]. Cette méthode repose sur des équations mathématiques basées sur les propriétés liées aux racines primitives issues d'un corps de Galois. (cf. Annexe A). Cette méthode permet d'obtenir N vecteurs positions optimal, à partir de la longueur de code F , et du poids w . (équation 2.5).

A partir des paramètres de la famille de code que l'on souhaite construire, et d'une racine primitive de F notée α nous pouvons obtenir pour chaque séquence de code les positions des w chips à 1 de la $i^{\text{ème}}$ séquence de code $C_i = [p_{i,0}, p_{i,1}, \dots, p_{i,w-1}]$ en fonction de la parité de w :

► Si w est pair (w= 2m)

$$P_{i,j} = \{\alpha^{mi+jk}\} \cup 0 \text{ mod } F \quad \text{avec} \begin{cases} k = wN = 2mN \\ i = 0,1 \dots N-1 \\ j = 0,1, \dots w-2 \end{cases} \quad (2.8)$$

► Si w est impair (w= 2 m + 1) :

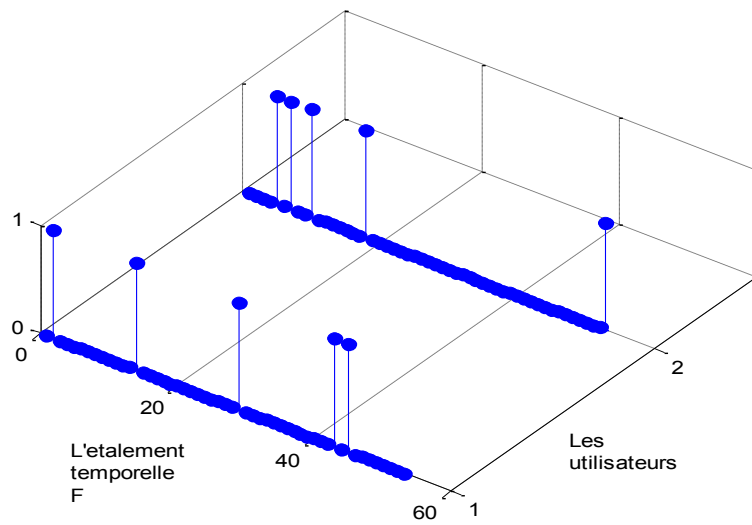
$$P_{i,j} = \{\alpha^{mi+jk}\} \text{ mod } F \quad \text{avec} \begin{cases} k = (w-1)N = 2mN \\ i = 0,1 \dots N-1 \\ j = 0,1, \dots w-1 \end{cases} \quad (2.9)$$

Cette méthode de construction est intéressante puisqu'elle permet de générer de manière immédiate des séquences de code OOC respectant les contraintes sur les valeurs de corrélation. Bien que cette méthode impose l'utilisation d'un nombre premier, le choix des autres paramètres de la famille de code (N et w) reste relativement souple. De plus les valeurs d'autocorrélation et d'intercorrélation sont minimales ($h_a = h_c = 1$). Le tableau 2.1 présente quelque exemple de construction w impaire et $h_a = h_c = 1$.

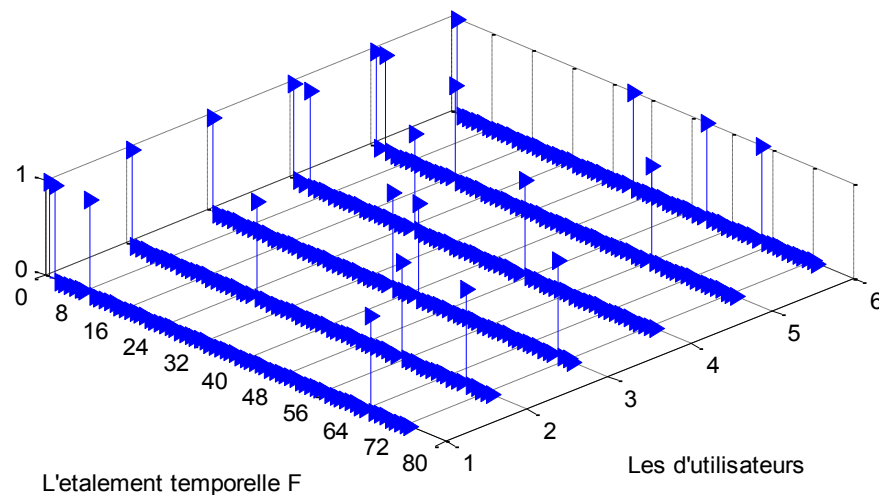
La figure 2-7 présente les positions des 1 dans des séquences de codes OOC (F=53,w=5,1,1) et (F=73,w=4,1,1) réalisés par la méthode BIBD.

Tableau 2.1- Exemple des codes OOC (F,w=2m+1,1)

w	M	F	α	$P_{i,j}$	N
5	2	61	2	$P_{i,j} = (2^{2i+12j} 0 \leq i \leq 2 \quad 0 \leq j \leq 4)$	3
		241	7	$P_{i,j} = (7^{2i+48j} 0 \leq i \leq 11 \quad 0 \leq j \leq 4)$	1
7	3	337	1	$P_{i,j} = (10^{3i+48j} 0 \leq i \leq 7 \quad 0 \leq j \leq 6)$	8
		421	2	$P_{i,j} = (2^{3i+60j} 0 \leq i \leq 9 \quad 0 \leq j \leq 6)$	1
		463	3	$P_{i,j} = (3^{3i+60j} 0 \leq i \leq 10 \quad 0 \leq j \leq 6)$	1
9	4	115	5	$P_{i,j} = (5^{4i+128j} 0 \leq i \leq 15 \quad 0 \leq j \leq 8)$	1
		187	1	$P_{i,j} = (10^{4i+208j} 0 \leq i \leq 25 \quad 0 \leq j \leq 8)$	2



a) OOC (53,5,1,1)



b) OOC (73,4,1,1)

Figure 2.7- Séquences des codes OOC

2.4 Les Codes Optiques 2D

Le codage en 2 dimensions consiste à utiliser simultanément les deux codages (temporel et spectral). Dans ce type de codage, chaque utilisateur émet sur plusieurs longueurs d'onde, à des instants différents spécifiques à chaque longueur d'onde [32]. L'intérêt de ce codage en 2D est d'effectuer à la fois un étalement en temps et un étalement en longueur d'onde ou spectral, ceci pour augmenter la cardinalité du code. La technique 2D permet de réduire les contraintes imposées par le codage 1D [8]. En effet le codage temporel est limité par la longueur des codes d'étalement, tandis que le codage spectral requiert un grand nombre de longueurs d'onde. Donc il serait intéressant de combiner les deux techniques en utilisant le codage à deux dimension.

2.5 Présentation des codes 2D

2.5.1 Définition

Par analogie avec les codes 1D, un code en 2D est généralement représenté par une matrice de dimension $(L \times F)$, où L est le nombre longueurs d'ondes disponible et F correspondant à l'étalement temporel. Un exemple de code 2D est représenté sur la figure 2.8. Comme les codes OOC, Une famille de code 2D est souvent présenté de la manière suivante $(L \times F, w, h_a, h_c)$, où w est le poids des matrices de code. h_a et h_c sont respectivement les valeurs d'autocorrélation et l'intercorrélation [32].

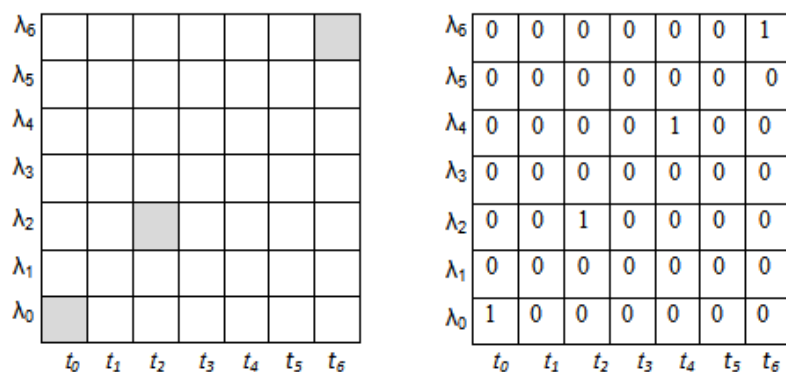


Figure 2.8 - Exemple d'un code 2D $\{(2,1),(4,3),(6,6)\}$ [18]

Une famille de codes OCDMA 2D WH/TS (Wavelength-Hopping/Time-Spreading) est un ensemble de N matrices binaires $\{0,1\}$ de dimension $L \times F$ et de poids w . Chaque utilisateur du réseau OCDMA considère une matrice comme son propre signature. Pour un système utilisant une modulation On-Off Keying, l'émetteur renvoi le $i^{\text{ième}}$ "1" binaire du matrice de code avec la $i^{\text{ième}}$ longueur d'onde lorsque la donnée transmise est '1' (voir figure 2.8), et ne rien envoyer lorsque la donnée est '0', $i \in [0 L - 1]$. La répartition des impulsions à 1 dans la matrice de code à un rôle important dans les performances des codes 2D. En effet, si les matrices n'y ont qu'un seul chip à 1 par ligne. Ces matrices sont alors dites (SPPR : Single Pulse Per Row), dans ce cas où come chaque ligne représente une longueur d'onde distincte, les matrices de codes ont une valeur d'autocorrélation nulle ($h_a = 0$). Par contre, dans le cas des MPPR (Multiple Pulse Per Row) la valeur minimale d'autocorrélation est égale à 1 tandis que la cardinalité est supérieure par rapport les SPPR.

2.5.2 L'autocorrélation et l'intercorrrelation 2D

L'autocorrélation et l'intercorrrelation du code 2D dont l'étalement se fait simultanément dans les domaines temporel et spectral est définie par [18, 32]:

$$|Z_{c_i, c_i}(\tau)| = \left| \sum_{m=0}^{L-1} \sum_{j=0}^{F-1} c_i(m, j) c_i(m, j \oplus_F \tau) \right| = \begin{cases} w & \text{pour } \tau = 0 \\ \leq h_a & \text{pour } 0 \leq \tau \leq F - 1 \end{cases} \quad (2.10)$$

$$|Z_{c_i, c_k}(\tau)| = \left| \sum_{m=0}^{L-1} \sum_{j=0}^{F-1} c_i(m, j) c_k(m, j \oplus_F \tau) \right| \leq h_a \text{ pour } 0 \leq \tau \leq F - 1 \quad (2.11)$$

où c_i et c_k sont deux matrices d'une famille de code, les éléments $c_i(m, j)$, $c_k(m, j) \in [0, 1]$ pour $m \in [0, L - 1]$ et $j \in [0, F - 1]$, τ représente le décalage entre deux codes c_i et c_k . Et ' \oplus_F ' indique la somme modulo F.

2.6 Construction des codes optiques 2D

Il existe deux approches pour la construction et la génération des codes WH/TS 2D, la première permet de générer les matrices de code directement à partir d'équations mathématiques, sur le même principe que les codes 1D, en peut citer par exemple les Generalized Multi Wavelength Prime Code (GMWPC) [18, 32]. L'autre méthode est basée sur la combinaison de deux familles de codes 1D l'une étant utilisée pour l'étalement spectral, l'autre pour l'étalement temporel. Dans ce qui suit en va étudier deux approches, en particulier les GMWPC pour la construction directe 2D et les Multi-wavelength Optical Orthogonal Codes MWOOC pour le double étalement OOC/OOC.

D'une façon générale, pour toutes les méthodes de construction, chaque matrice de code est représentée par un ensemble de w paires (u, v) qui représente les positions de chip '1' dans la matrice. Avec u les positions en longueur d'onde et v les positions d'étalement temporel F.

2.6.1 Construction directe 2D des codes optiques WH/TS

Dans cette partie on a intéressé à choisir d'étudier GMWPC. Les codes GMWPC sont appelés parfois, par Carrier Hopping Prime Code (CHPC) [18]. La construction directe 2D utilise le principe de saut de fréquence modifié [18, 42]. La construction des codes GMWPC $(C \times P_1 \cdots P_k, P_k, C, 0, 1)$, comme l'indique son nom est basée sur une séquence des nombres premiers P_k, P_{k-1}, \dots, P_1 .

Les caractéristiques des codes GMWPC sont :

- Étalement en longueur d'onde $L=C$.

- Étalement temporel $F = P_1 \cdots P_{k-1} P_k$.
- Poids du code $w = C$.
- L'autocorrélation $h_a = 0$.
- L'intercorrélation $h_c = 1$.
- La cardinalité $N = P_1 \cdots P_{k-1} P_k$.

Méthode de construction des codes GMWPC $(C \times P_1 \cdots P_{k-1} P_k, C, 0, 1)$

Soit un nombre entier C , et une séquence de nombres premiers P_k, P_{k-1}, \dots, P_1 avec $P_k \geq P_{k-1} \geq \dots \geq P_1 \geq C$. Les indices des matrices des codes GMWPC sont :

$$\begin{aligned}
 & (0, 0), (1, i_1 + i_2 p_1 + \dots + i_k p_1 p_2 \cdots p_{k-1}), \\
 & (2, 2 \otimes_{p_1} i_1 + (2 \otimes_{p_2} i_2) p_1 + \dots + (2 \otimes_{p_k} i_k) p_1 p_2 \cdots p_{k-1}), \dots \quad (2,12) \\
 & ((C-1), (C-1) \otimes_{p_1} i_1 + ((C-1) \otimes_{p_2} i_2) p_1 + \dots + ((C-1) \otimes_{p_k} i_k) p_1 p_2 \cdots p_{k-1}) \\
 & i_1 \in [0, p_1 - 1], i_2 \in [0, p_2 - 1], \dots, i_k \in [0, p_k - 1].
 \end{aligned}$$

Exemple : soit à générer des codes GMWPC avec un poids : $w = L = 5$. La longueur d'étalement temporelle $F = 125$. D'abord développant 125 en un produit de nombre premier, à cet effet un programme en Matlab a été élaboré, ayant pour tâche de trouver la séquences $P_1 P_2 \cdots P_{k-1}$.

La figure 2.9 présente deux séquences (C_{67}, C_{123}) de codes GMWPC $(5 \times 125, 5, 0, 1)$. Pour le code C_{67} les blocs correspondants sont $\{(0,0), (1,42), (2,59), (3,96), (4,113)\}$, et celles du code C_{123} sont $\{(0,0), (1,74), (2,118), (3,37), (4,81)\}$.

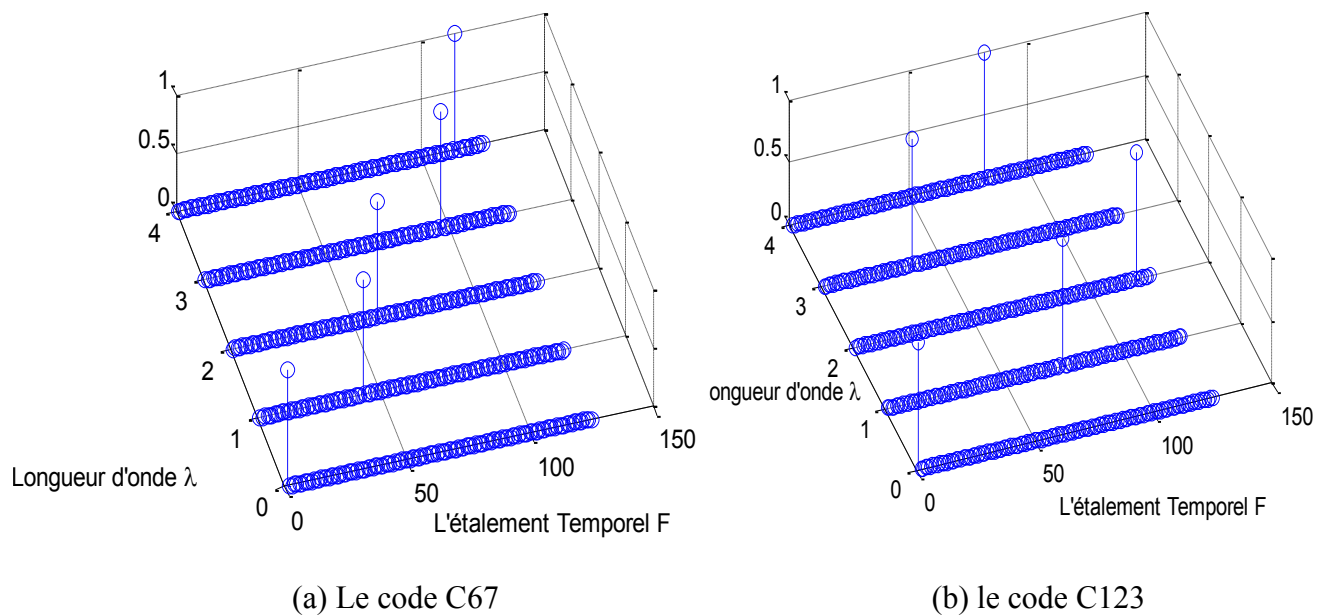


Figure 2.9 - Présentation graphique de deux codes GMWPC (5×125,5,0,1)

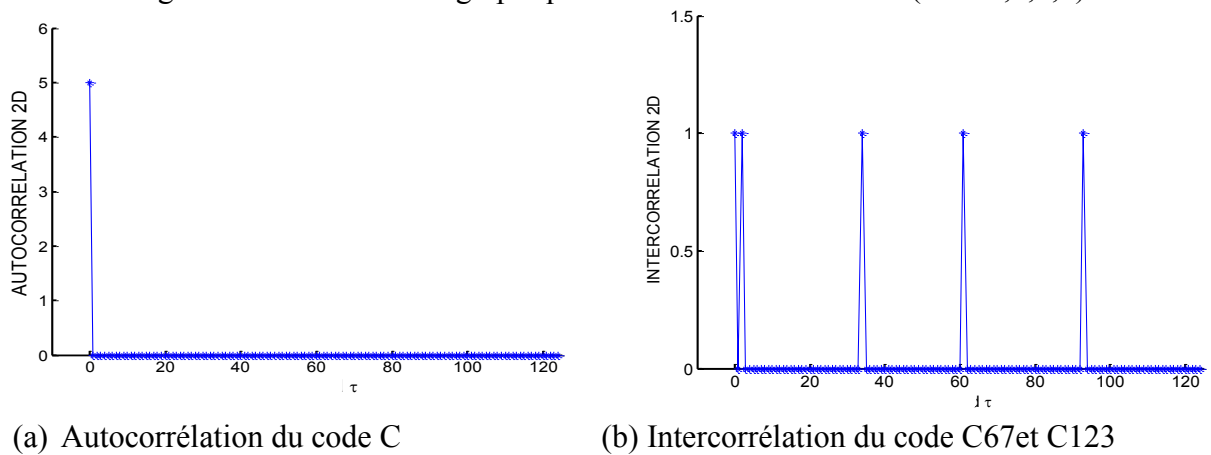


Figure 2.10 - L'autocorrélation et l'intercorrélation des deux codes GMWPC (5×125,5,0,1).

D'après la figure 2.10, on remarque bien que les contraintes d'autocorrélation et d'intercorrélation sont bien vérifiées ($h_a=0, h_c=1$).

2.6.2 Construction basée sur le double étalement des codes 1D

Les codes 2D étudiés ici sont basés sur un double étalement spectral/temporel réalisé à partir de codes 1D. Donc de nombreuses sortes de familles de codes peuvent être générées, si on combine toutes les familles des codes 1D. Le but est d'avoir une grande cardinalité, tout en respectant les contraintes minimale d'auto et d'intercorrélation, en conséquence, les familles de codes OOC semblaient être plus adéquates pour le double étalement (OOC/OOC) [32] du fait

que ces codes OOC présentent une grande flexibilité dans le choix des paramètres surtout pour les contraintes d'auto et d'intercorrélacion puisqu'elles sont optimale. Ces codes sont appelés dans la suite Multi-Wavelength OOC (MWOOC). Nous allons présenter les différentes méthodes de construction de ces codes.

2.6.2.1 Construction des codes MWOOC ((L=F)×F, w, 1, 1)

La première méthode de génération de familles de codes 2D MWOOC a été publiée dans la référence [32], elle permet de générer des matrices de codes carrées dont l'étalement spectrale est égal à l'étalement temporel. Les codes générés sont de forme MWOOC ((L=F)×F,w,1,1).

La première étape de construction consiste à générer les N_{OOC} séquences de codes 1D OOC(F,w,1,1). On obtient des séquences de la forme $p_i = [p_{i,0}, p_{i,1}, \dots, p_{i,j}, \dots, p_{i,w-1}]$ avec $i \in [0, N_{OOC} - 1]$, ces séquences seront utilisées pour l'étalement en longueur d'onde et en temps. p_i correspond aux vecteurs positions. Puis, on détermine les w paires (u,v) des chips unité dans les matrices du code 2D de la manière suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} (p_{i,0} \oplus_F j, k \otimes_F p_{i,0}) \\ (p_{i,1} \oplus_F j, k \otimes_F p_{i,1}) \\ \vdots \\ ((p_{i,w-1} \oplus_F j, k \otimes_F p_{i,w-1})) \end{array} \right\} \quad (2.13)$$

où $i \in [0, N_{OOC} - 1], j \in [0, F - 1], k \in [0, F - 1]$.

les opérateurs \oplus_F et \otimes_F présentent l'addition et la multiplication modulo F.

Avec les différentes valeurs de i, j, et k, l'équation (2,13) permet de générer ($N_{ooc} \times F^2$) matrice de code MWOOC SPPR. On peut augmenter la cardinalité de ces codes en utilisant la combinaison (OCDMA+WDMA), en effet, chaque séquence de code 1D OOC sera utilisée avec les différentes longueur d'ondes, ceci se fait par l'utilisation de l'équation (2,14) suivante

$$[(m, p_{i,0}), (m, p_{i,1}), (m, p_{i,2}), \dots, (m, p_{i,w-1})], i \in [0, N_{OOC} - 1], m \in [0 F - 1] \quad (2.14)$$

La nouvelle cardinalité du code MWOOC sera égale à $N_{MWOOC} = N_{OOC} \times F^2 + N_{OOC} \times F$. A cause de l'augmentation de la cardinalité, les performances sont altérées, car les MWOOC sont maintenant composés de $N_{OOC} \times F^2$ codes SPPR et $N_{OOC} \times F$ codes MPPR. La valeur d'autocorrélation vaut 1 plutôt que 0 pour les SPPR. Étant donné que les matrices de code MPPR ainsi construites sont en effet des séquences de même famille de code 1D émises sur plusieurs longueur d'onde. Elle respecte les valeurs d'autocorrélation et d'intercorrélation définies par les OOC 1D $h_a = h_c = 1$.

Les caractéristiques des codes MWOOC sont :

- Étalement en longueur d'onde $L = F$.
- Étalement temporel F .
- Poids du code $w = w_{OOC}$.
- L'autocorrélation $h_a = 1$.
- L'intercorrélation $h_c = 1$.
- La cardinalité $N_{MWOOC} = N_{OOC} \times F^2 + N_{OOC} \times F$.

Le tableau 2.1 présente les cardinalités maximales possibles pour trois famille de codes, pour un poids $w = 4$ et différentes valeurs d'étalement temporel F . Sachant que $N_{OOC} = \left\lfloor \frac{F-1}{w(w-1)} \right\rfloor$ et $N_{(ocdma+WDMA)} = N_{OOC} \times F$.

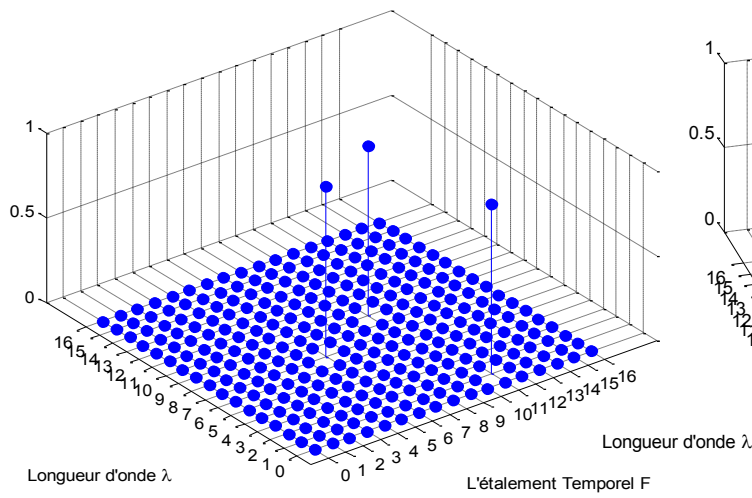
Tableau 2.2 - Cardinalités des codes MWOOC

F	7	13	17	19	37	73
$N_{OOC}(F, w, 1, 1)$	/	1	1	1	3	6
$N_{(ocdma+WDMA)}$	/	13	17	19	111	438
$N_{MWOOC}(F \times F, w, 1, 1)$	/	182	306	380	4218	32412

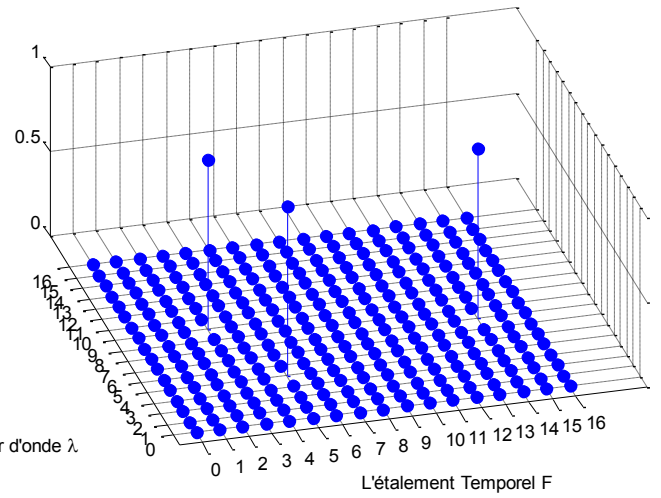
On remarque bien que les code 2D MWOOC permettent d'obtenir un nombre de codes nettement plus important que ceux obtenu par les 1D.

Avec $L = F = 17$ et $w = 3$. On peut avoir deux code OOC 1D, 34 codes hybride (OCDMA+WDMA) et 612 code 2D MWOOC.

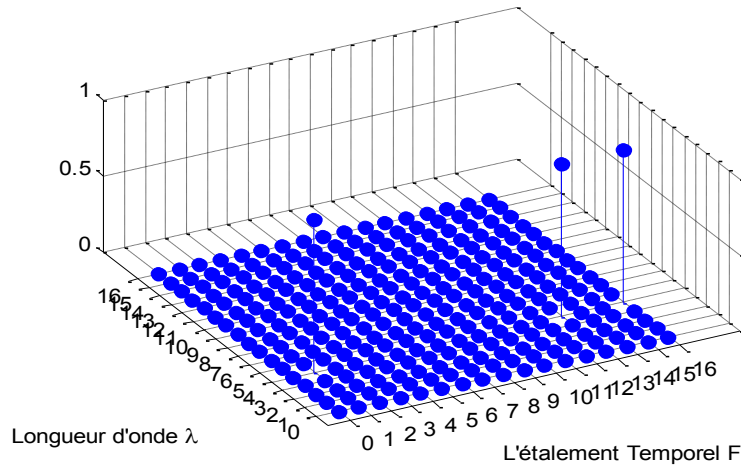
Les figure 2.11 et 2.12 présentent trois codes MWOOC $(17 \times 17, 3, 1, 1)$ et des valeurs d'autocorrélations et d'intercorrélations.



(a) Code 2D MWOOC SPPR C_{142}

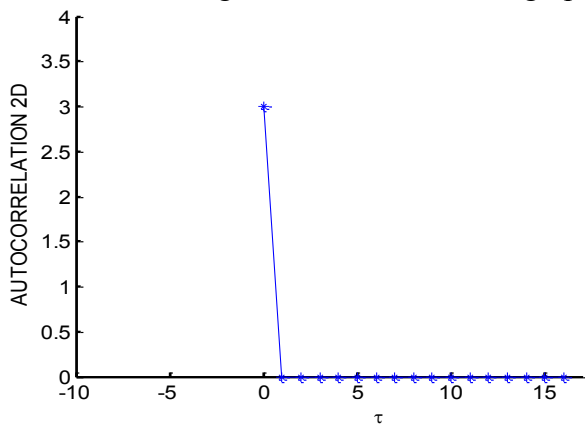


(b) Code 2D MWOOC SPPR C_{279}

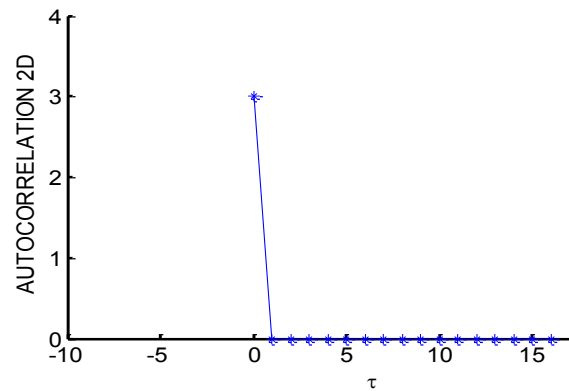


(c) Code 2D MWOOC MPPR C_{587}

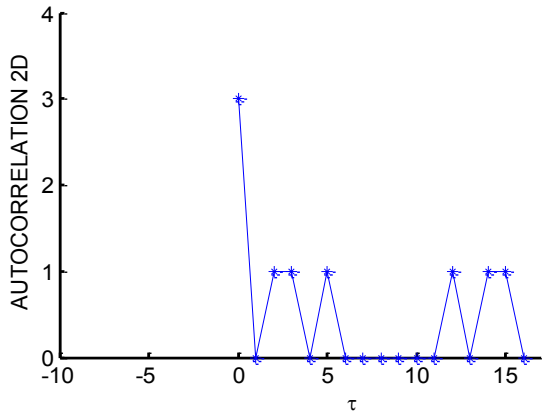
Figure 2.11- Présentation graphique des trois codes MWOOC(17×17,3,1,1)



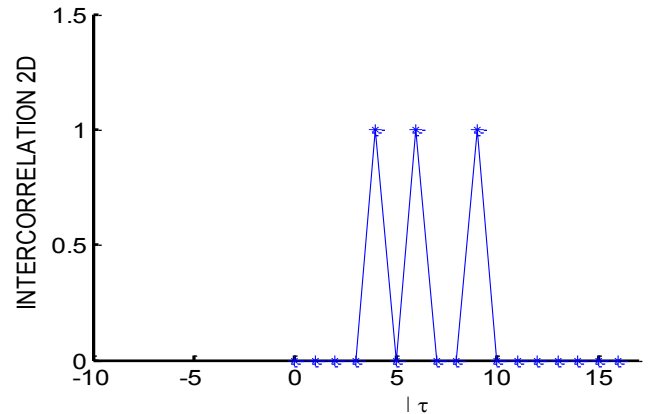
(a) Autocorrélation du code C_{142}



(b) Autocorrélation du code C_{279}



(c) Autocorrélation de code C587



(d) L'intercorrélation des codes C279 et C587

Figure 2.12 - Autocorrélations et intercorrélations des trois codes MWOOC(17×17,3,1,1)

2.6.2.2 Construction MWOOC ($L \times F$, $w = h_c + 2$, $h_a = 1$, h_c)

La construction précédente des codes MWOOC ($F \times F$, w , 1 , 1) impose que le nombre de longueurs d'onde soit égal à l'étalement temporel ce qui peut être limitatif pour le système surtout quand F est grand. Pour diminuer le nombre de longueurs d'ondes, une méthode de construction des codes MWOOC a été proposée dans la référence [43]. Cette méthode génère des codes de la forme ($L \times F$, $h_c + 2$, 1 , h_c) de tel sorte que $L \neq F$

La méthode de construction des codes MWOOC ($L \times F$, $h_c + 2$, 1 , h_c) utilise deux familles de code 1D OOC. La première sera utilisée pour l'étalement spectral OOC (L , $h_c + 2$, 1 , h_c) et l'autre pour l'étalement temporel OOC (F , $h_c + 2$, 1 , h_c).

Les différentes séquences de codes sont :

$$A = [a_{i,0}, a_{i,1}, \dots, a_{i,h_c+1}] \text{ avec } i \in [0, N_{(OOC)_L} - 1]. \quad (2.15)$$

$$B = [b_{j,0}, b_{j,1}, \dots, b_{j,h_c+1}] \text{ avec } j \in [0, N_{(OOC)_F} - 1]. \quad (2.16)$$

A partir de la première famille de code 1D, nous construisons un nouvel ensemble C_p composé de $(h_c + 2)!$ permutations possible des séquences de code A OOC(L , $h_c + 2$, 1 , h_c).

$$C_p = [c_{p_{k,0}}, c_{p_{k,1}}, \dots, c_{p_{k,h_c+1}}] \text{ avec } k \in [0, ((h_c + 2)! N_{(OOC)_L}) - 1]. \quad (2.16)$$

Enfin, nous construisons les matrices de code 2D à partir de :

$$\left[\left(c_{p_{k,0}} \oplus_L l, b_{j,0} \right), \left(c_{p_{k,1}} \oplus_L l, b_{j,1} \right), \dots \dots \dots, \left(c_{p_{k,h_c+1}} \oplus_L l, b_{j,h_c+1} \right) \right] \quad (2.17)$$

$$\left[\left(a_{i,0} \oplus_L l, 0 \right), \left(a_{i,1} \oplus_L l, 0 \right), \dots \dots \dots, \left(a_{i,h_c+1} \oplus_L l, 0 \right) \right] \quad (2.18)$$

$$\left[\left(l, b_{j,0} \right), \left(l, b_{j,1} \right), \dots \dots \dots, \left(l, b_{j,h_c+1} \right) \right] \quad (2.19)$$

Avec $i \in [0, N_{(OOC)_L} - 1]$, $j \in [0, N_{(OOC)_F} - 1]$,

$$k \in \left[0, \left((h_c + 2)! N_{(OOC)_L} \right) - 1 \right], l \in [0, L - 1]$$

L'équation (2.17) permet de générer $L \cdot (h_c + 2)! \times N_{(OOC)_L} N_{(OOC)_F}$ matrices .

L'équation (2.18) permet de générer $L \cdot N_{(OOC)_L}$ matrices dont les chips 1 sont répartis dans le premier colonne.

L'équation (2.19) permet de générer $L \cdot N_{(OOC)_F}$ matrices dont les chips 1 sont répartis chaque line.

La cardinalité maximale qui peut être généré par cette méthode est :

$$N_{MWOOC} = L \cdot (h_c + 2)! \times N_{(OOC)_L} N_{(OOC)_F} + L \cdot N_{(OOC)_L} + L \cdot N_{(OOC)_F} \quad (2.20)$$

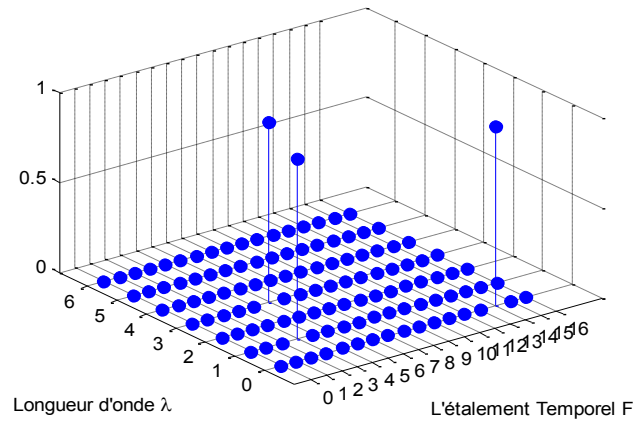
Les caractéristiques des codes MWOOC sont :

- Étalement en longueur d'onde L.
- Étalement temporel F.
- Poids du code $w = h_c + 2$.
- L'autocorrélation $h_a = 1$.
- L'intercorrélation h_c .
- La cardinalité $N_{MWOOC} = L \cdot \left[(h_c + 2)! \times N_{(OOC)_L} \cdot N_{(OOC)_F} + N_{(OOC)_L} + N_{(OOC)_F} \right]$.

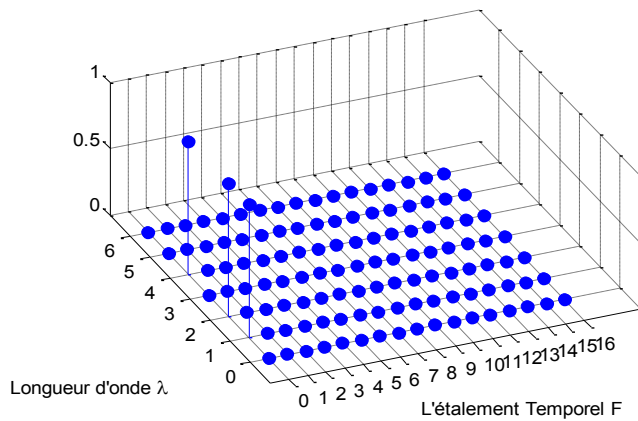
Cette méthode de construction génère des matrices de code MWOOC $(L \times F, hc+2, 1, hc)$ dont l'étalement spectral L est différent de la longueur l'étalement temporel F. Par contre, la valeur d'intercorrélation n'est optimale que dans le cas $w = 3$. Dans [33] un poids égale à 3 a été considéré pour minimiser l'interférence d'accès multiple. Pour cette méthode, le nombre premier minimale de longueur d'onde utilisé pour l'étalement spectrale vaut 7, donc soit 56 utilisateurs au minimum. En utilisant cette méthode, on a pu générer différentes codes MWOOC $(L \times F, hc+2, 1, hc)$ avec $L \neq F$.

Exemple :

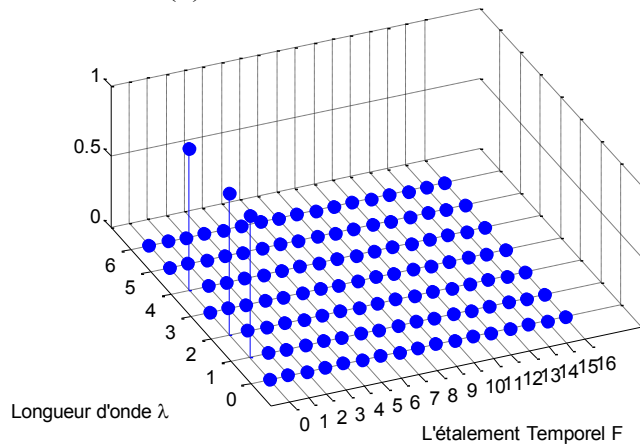
Pour $L=7$, $F=17$, $w=3$, on peut avoir 105 utilisateurs.
 Nous présentons dans les Figures 2.13 et 2.14 trois codes de cette famille MWOOC ($7 \times 17, 3, 1, 1$) ainsi que leur propriétés d'auto et d'intercorrélation.



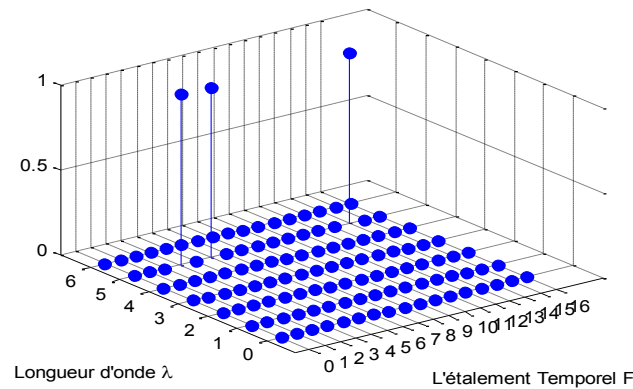
(a) Code 2D MWOOC SPPR C_{84}



(b) Code 2D MWOOC SPPR C_{84}

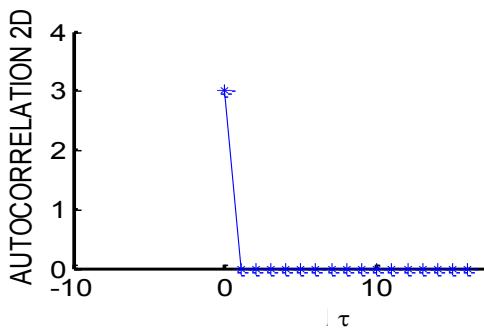


(c) Code 2D MWOOC SPPR C_{85}

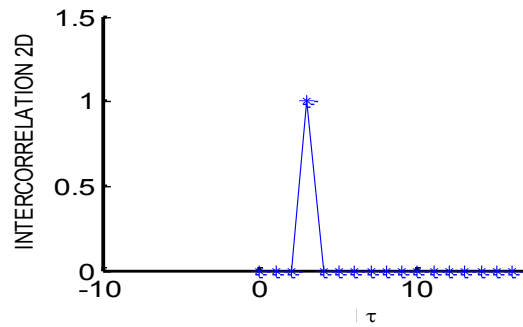


(d) Code 2D MWOOC MPPR C_{104}

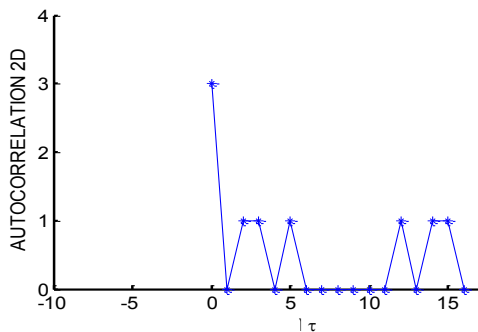
Figure 2.13 - Présentation graphique des trois codes MWOOC($7 \times 17, 3, 1, 1$)



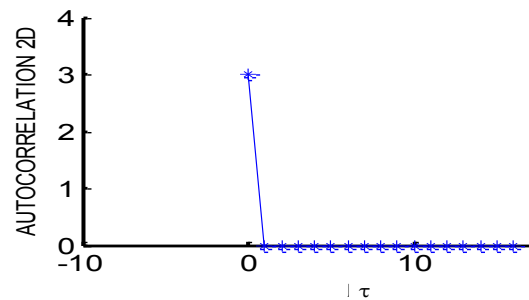
(a) Autocorrélation du code C84



(b) l'Autocorrélation du code C85



(c) Autocorrélation du code C104



(d) Intercorrélation des codes C84 et C85

Figure 2.14 - Autocorrélations et intercorrélations des trois codes MWOOC($7 \times 17, 3, 1, 1$)

2.6.2.3 Construction MWOOC ($w \times F, w, 1, 1$)

La méthode présentée précédemment est souple, mais elle présente un inconvénient qui est le choix du poids du code. Il doit être fixé à ($w=3$) pour rendre l'intercorrélations minimale [33]. Nous présentons maintenant une méthode où le nombre de longueur d'onde est égale au poids du code [34].

Pour les codes MWOOC, le nombre minimal de longueurs d'ondes nécessaires pour construire des matrices de code est $L = w$.

Le principe de construction est comme suit [33-34] :

- Générer la première séquences d'un code 1D OOC $(F, w, 1, 1)$.

$$p_0 = [p_{0,0}, p_{0,1}, \dots, p_{0,j}, \dots, p_{0,w-1}].$$

- Construire les matrices de codes par les équations suivantes :

$$[(0, k \otimes_F p_{0,0}), (1, k \otimes_F p_{0,1}), \dots \dots \dots, (w - 1, k \otimes_F p_{0,w-1})] \tag{2.21}$$

$$[(l, p_{0,0}), (l, p_{0,1}), \dots \dots \dots, (l, p_{0,w-1})] \tag{2.22}$$

$$k \in [0, F - 1], l \in [0, w - 1]$$

Avec cette méthode, on peut générer $N_{MWOOC} = F + w$ codes, en remarque bien que le la cardinalité est très faible par rapport aux deux autres méthode MWOOC $(F \times F, w)$ et MWOOC $(L \times F, 3)$, mais supérieure à GMWPC. Cette méthode reste une solution pour minimiser les contraintes du réalisation pratique du système.

Les caractéristiques de ces codes MWOOC sont :

- Etalement en longueur d'onde $L=w$.
- Etalement temporel F .
- Poids du code w .
- L'autocorrélation $h_a=1$.
- L'intercorrélation $h_c=1$.
- La cardinalité $N_{MWOOC} = F + w$.

La figure 2.15 présente deux exemples de famille de code MWOOC $(w \times F, w, 1, 1)$

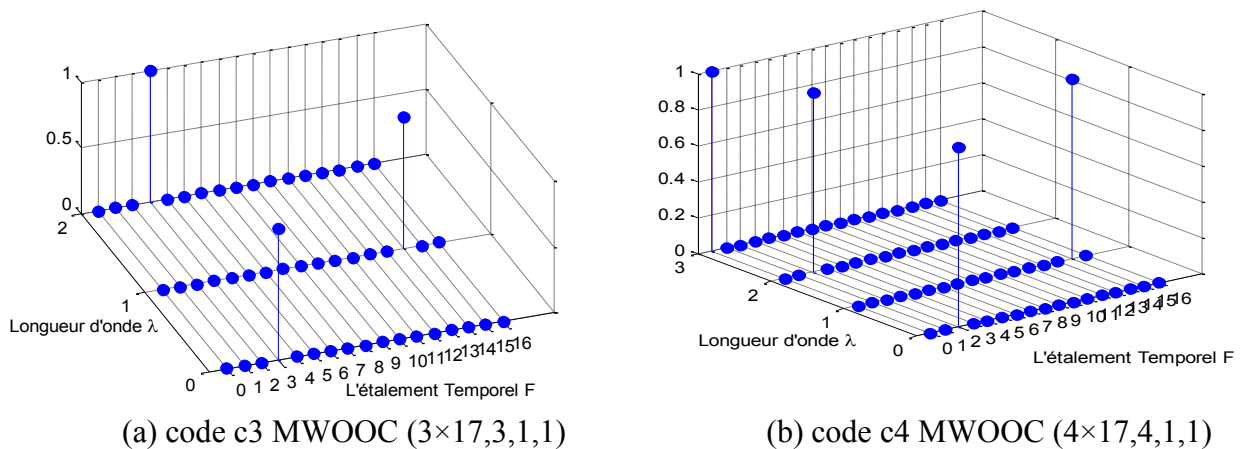


Figure 2.15 - Présentation graphique des codes MWOOC $(w \times F, w, 1, 1)$

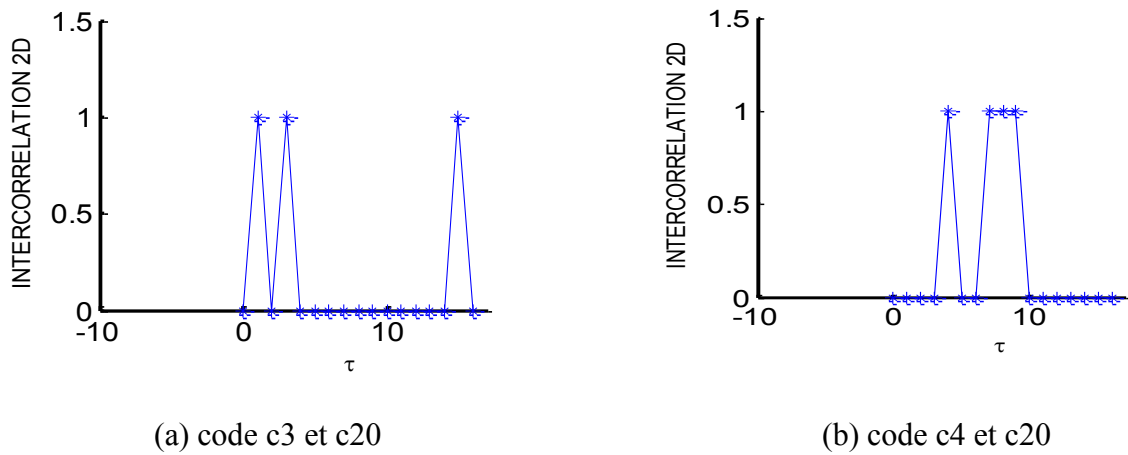


Figure 2.16 - Intercorrélations des codes MWOOC(3×17,3,1,1)

2.7 Comparaison des codes 2D

Le tableau 2.3 présente une comparaison des différentes propriétés des codes 2D étudiés précédemment.

Tableau 2.3 - Comparaison entre les codes 2D

Famille des codes	La cardinalité N	Longueur d'onde L	Etalement temporel F	Poids du code	h_a	h_c
GMWPC [32]	$N=F$	L	$F= P_1 \cdot P_k$	$w=L$	0	1
MWOOC $F \times F$ [32]	$N_{ooc} \times F^2 + N_{ooc} \times F$	F	F	w	1	1
MWOOC $L \times F$ [43]	$L \cdot [(h_c + 2)! \cdot N_{(ooc)L} \cdot N_{(ooc)} + N_{(ooc)L} + N_{(ooc)F}]$	L	F	h_c+2	1	$w-2$
MWOOC $w \times F$ [33]	$F+w$	w	F	w	1	1

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons abordé la notion de codage à une dimension et deux dimensions utilisables dans un système OCDMA à séquence directe. Les codes 2D permettent d'avoir une grande cardinalité, et préservent l'optimalité des contraintes d'auto et d'intercorrélation. Nous avons implémenté les différents algorithmes de constructions des codes 2D, basés directement sur des équations mathématiques et sur une combinaison de deux familles de code OOC/OOC. L'utilisation de la première famille des codes MWOOC ($F \times F, w, 1, 1$) du $L=F$ pour la première famille des codes peut être irréalisable quand F devient grand. La deuxième famille MWOOC ($L \times F, L, 1, 1$) est flexible mais le poids est fonction de la valeur de l'intercorrélation, donc pour minimiser les IAM, la méthode nous impose de fixer le poids à 3, ceci peut être considéré comme une limitation de cette famille. La dernière famille MWOOC ($w \times F, w, 1, 1$) peut résoudre le problème du poids fixe, sa cardinalité est minimale, mais elle est supérieure à celle de la famille de code GMWPC. Cette dernière famille sera considérée lors de la conception du récepteur RCC à seuil optimale et adaptatif.

Nous présentons au chapitre 3, des généralités sur les réseaux de neurones, ces derniers sont utilisés pour l'estimation du seuil du CCR.

Chapitre 3 : Les Réseaux de Neurones Artificiels (RNA)

Chapitre 3 Les Réseaux De Neurones (RNA)

3.1 Introduction

Les réseaux de neurones artificiels sont des systèmes de traitement de l'information dont la structure s'inspire de celle du système nerveux. Ils sont destinés à effectuer des tâches auxquelles les approximateurs traditionnels semblent moins adaptés. Les réseaux de neurones artificiels sont des réseaux fortement connectés de processeurs élémentaires fonctionnant en parallèle. Un réseau de neurones entraîné peut être vu comme un "expert" capable de catégoriser l'information à analyser et de fournir des réponses à des nouvelles informations ou situations [44].

Dans ce chapitre, nous présentons des généralités sur les réseaux de neurones, nous intéressons en particulier sur les réseaux à couches multiples MLP (Multi Layer Perceptron) en association avec la méthode d'apprentissage de rétro propagation du gradient de l'erreur, communément appelée "back-propagation".

3.2 Les neurones biologiques et les neurones artificiels

L'idée principale des réseaux de neurones artificiels est de donner une unité simple, un neurone, qui est capable de réaliser quelques calculs élémentaires. On relie ensuite entre elles un nombre important de ces unités et on essaye de déterminer la puissance de calcul du réseau ainsi obtenu [45]. Un réseau de neurones possède les avantages suivants :

- un apprentissage adaptatif : qui est sa capacité d'apprendre comment résoudre de nouvelles tâches basées sur l'expérience initiale ou les données d'apprentissage.
- l'auto-Organisation : qui est la capacité d'un réseau de neurones à créer sa propre architecture ou sa propre représentation d'information qu'il reçoit au cours de la phase d'apprentissage.
- exécution en temps réel : les calculs d'un réseau de neurones se font en temps réel comme ils peuvent être effectués en parallèle à l'aide des dispositifs particuliers.

Le modèle biologique illustré dans la figure 3.1 décrit un modèle simple du neurone biologique qui a servi à la mise en place des premiers neurones formels.

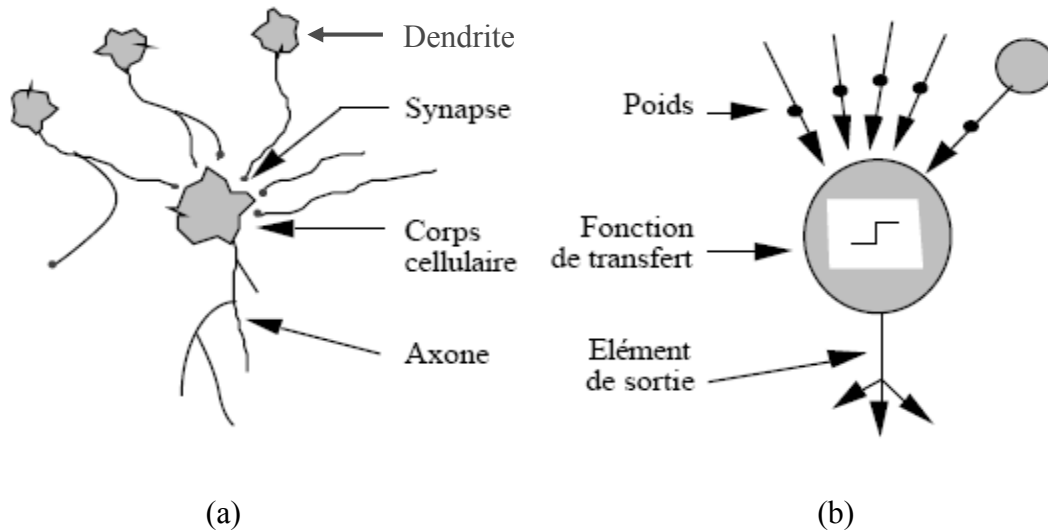


Figure 3.1 – (a) Neurone biologique / (b) Neurone formel [45]

Dans le cerveau, les neurones sont reliés entre eux par l'intermédiaire d'axones et de dendrites. En première approche, on peut considérer que ces sortes de filaments (dendrites) sont conductrices d'électricité et peuvent ainsi véhiculer des messages depuis un neurone vers un autre. Les dendrites représentent les entrées du neurone et son axone sa sortie.

Un neurone émet un signal en fonction des signaux qui lui proviennent des autres neurones. On observe en fait au niveau d'un neurone, une intégration des signaux reçus au cours du temps, c'est-à-dire une sorte de sommations des signaux. En général, quand la somme dépasse un certain seuil, le neurone émet à son tour un signal électrique [45].

3.3 Neurone artificiel élémentaire

Un neurone artificiel est une unité élémentaire qui reçoit un nombre d'entrées (dendrites) ou des sorties (axones) en provenance des autres neurones du réseau, un poids (synapses) est associé à chacune de ces entrées qui représente la puissance de sa connexion avec un neurone. Chaque neurone élémentaire est doté d'une fonction de transfert (fonction d'activation) qui donne une sortie unique Y . La figure 3.2 montre le modèle du neurone artificiel.

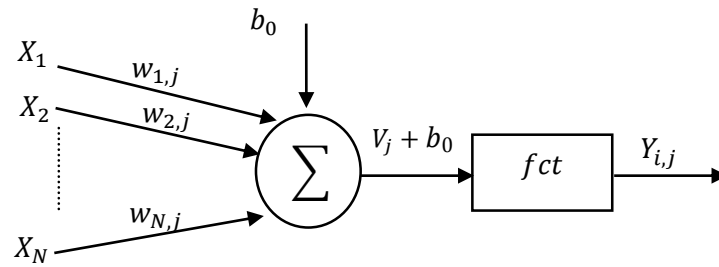


Figure 3.2 - Neurone artificielle

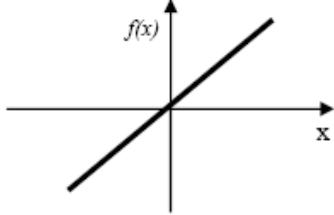
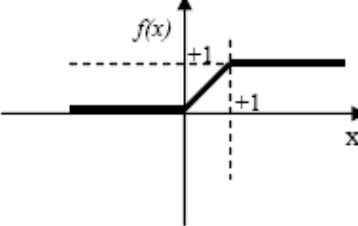
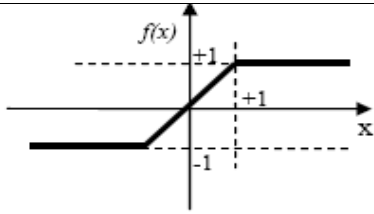
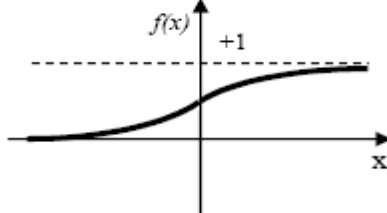
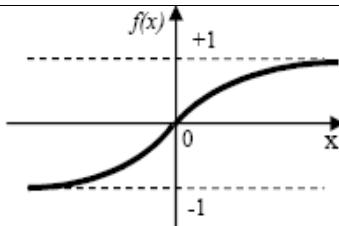
La sortie $Y_{i,j}$, est la somme pondérée des entrées X_i , sera transmise aux neurones aval.

$$Y_{i,j} = fct \left(\left(\sum_{i=1}^N w_{i,j} \cdot X_i \right) + b_0 \right) \quad (3.1)$$

La fonction d'activation fct qui est une fonction non linéaire de saturation servant à limiter l'amplitude du signal de sortie du neurone. Plusieurs types de fonctions d'activation peuvent être utilisés, les plus courantes [43] sont énumérées dans le tableau 3.1 ci-dessous :

Tableau 3.1 - Quelques fonctions d'activations usuelles.

Type	Nom de la fonction	Equation	Allure
Seuil	Binaire	$f(x) = \begin{cases} 0 & \text{si } x < 0 \\ 1 & \text{si } x \geq 0 \end{cases}$	
	Signe	$f(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x > 0 \\ -1 & \text{si } x \leq 0 \end{cases}$	

Linéaire	Identité	$f(x) = x$	
	Saturée positive	$f(x) = \begin{cases} 0 & \text{si } x < 0 \\ 1 & \text{si } x \geq 1 \\ x & \text{si non} \end{cases}$	
	Saturée symétrique	$f(x) = \begin{cases} -1 & \text{si } x \leq -1 \\ 1 & \text{si } x \geq 1 \\ x & \text{si non} \end{cases}$	
Non-Linéaire	Logistique Sigmoide	$f(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}}$	
	Tangente hyperbolique	$f(x) = \frac{2}{1 + e^{-x}} - 1$	

3.4 Topologies des réseaux de neurones artificiels

Un réseau de neurones consiste en un ensemble de neurones reliés entre eux par les connexions pondérées. Il se caractérise principalement par le type des unités utilisées et par sa topologie. On distingue généralement deux classes de réseaux de neurone : Réseaux non récurrent (statique ou feed-forward) et réseaux récurrent (dynamique ou feed-back).

3.4.1 Réseaux de neurones non récurrent

Ces réseaux sont représentés graphiquement par un ensemble de neurones connecté entre eux (Figure 3.3), le flux de l'information circule des entrées vers les sorties sans "retour en arrière" [46]. Si on se déplace dans le réseau, à partir d'un neurone quelconque, en suivant les connexions, on ne peut pas revenir au neurone de départ [47].

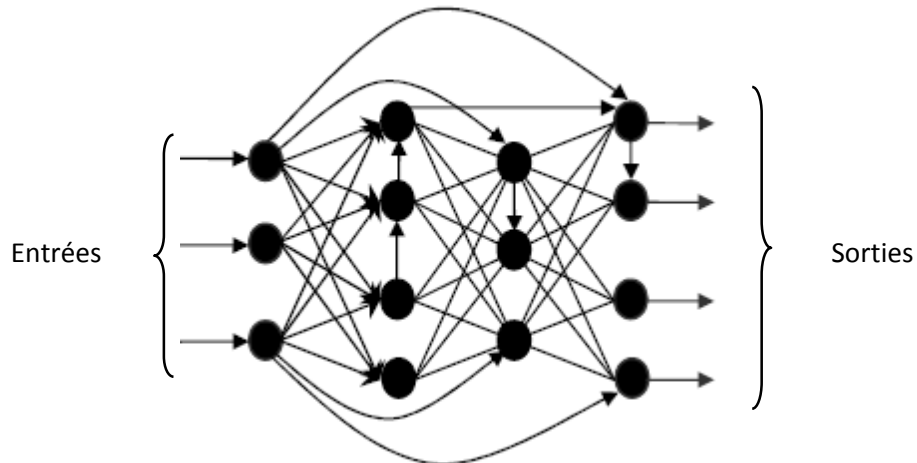


Figure 3.3 - Réseau de Neurones statique [46]

3.4.2 Réseaux de neurones récurrent

L'architecture la plus général pour un réseau de neurones est bien les réseaux bouclés, dont le graphe des connexions est cyclique (Figure 3.4). Les connexions récurrentes ramènent l'information en arrière par rapport au sens de propagation défini dans un réseau multicouche. Lorsqu'on se déplace dans le réseau en suivant le sens des connexions il est possible de trouver au moins un chemin qui revient à son point de départ [46].

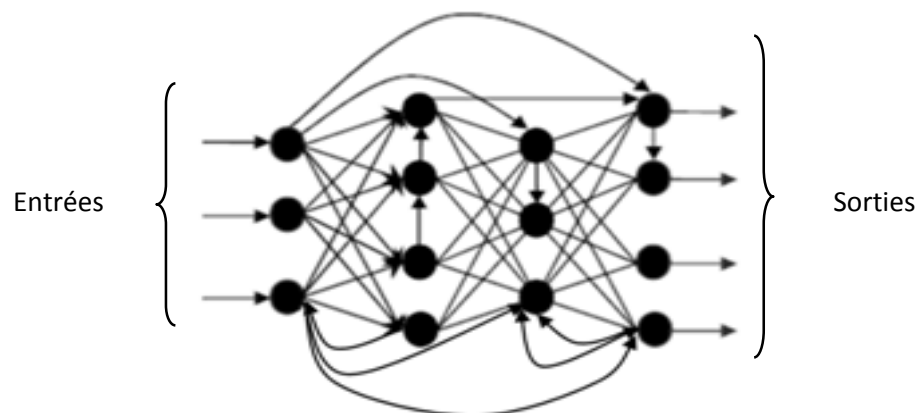


Figure 3.4 - Réseau de Neurones dynamique

3.5 Apprentissage des RNA

L'apprentissage est vraisemblablement la propriété la plus intéressante des réseaux neuronaux. L'apprentissage est une phase du développement d'un réseau de neurones durant laquelle le comportement du réseau est modifié jusqu'à l'obtention du comportement désiré en modifiant les poids d'interconnexion [48]. Celui-ci peut s'effectuer par présentation répétée d'une série de d'échantillons et peut être supervisé ou non.

3.5.1 Apprentissage supervisé

Ces algorithmes utilisent une base de données composée d'un ensemble de paires entrée-sortie. L'apprentissage dans ce cas, consiste à calculer les poids d'interconnexion de telle manière que les sorties du réseau de neurones soient, pour les exemples utilisés lors de l'apprentissage, aussi proches que possibles des sorties désirées. L'algorithme de la rétro-propagation du gradient de l'erreur "back propagation" est le plus utilisé. Le principe consiste à la modification des poids des connexions en minimisant une fonction de cout (erreur quadratique) [45, 48, 49]. Il est le mieux adapté à la modélisation statique par le perceptron multicouche MLP.

3.5.2 Apprentissage non supervisé

Le calcul des coefficients dans ce cas, se fait sur la base de la suite des vecteurs d'entrées en optimisant une fonction de cout. L'apprentissage non supervisé est bien adapté à la modélisation des données complexes (images, sons, ...), généralement des données symboliques [46], où l'on possède des règles moins précises qui gouverne le comportement de systèmes à modélisé par les réseaux de neurones.

3.6 Réseau de Neurones multicouche (Multi Layer Perceptron)

Dans les réseaux de neurones multicouches les neurones sont arrangés par couche. Il n'y a pas de connexion entre neurones d'une même couche et les connexions ne se font qu'avec les neurones des couches en aval. Habituellement, chaque neurone d'une couche est connecté à tous les neurones de la couche suivante et celle-ci seulement. Ceci nous permet d'introduire la notion de sens de parcours de l'information (de l'activation) au sein d'un réseau et donc définir les concepts de neurone d'entrée, neurone de sortie. Par extension, on appelle couche d'entrée l'ensemble des neurones d'entrée, couche de sortie l'ensemble des neurones de sortie. Les couches intermédiaires n'ayant aucun contact avec l'extérieur sont appelées couches cachées. Comme illustré dans la Figure 3.5, il y a 3 neurones dans la couche d'entrées, 4 neurones sur la

première couche cachée, trois neurones sur la deuxième couche cachée et 4 neurones sur la couche de sortie.

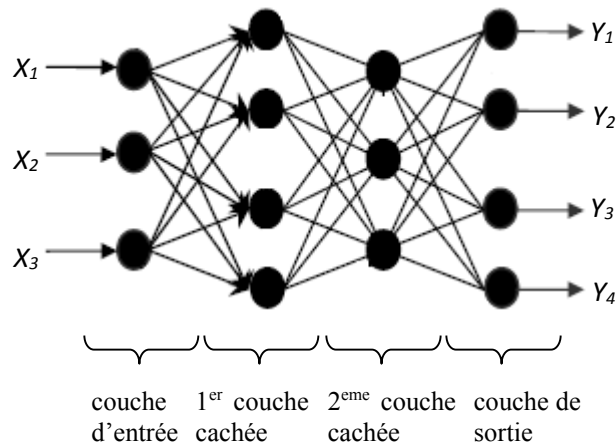


Figure 3.5 - Structure du perceptron multicouche [46]

La mise en œuvre des MLP comporte à la fois une partie conception, dont l'objectif est de permettre de choisir la meilleure architecture possible, et une partie de calcul numérique, pour réaliser l'apprentissage d'un réseau de neurones. Dans le cas général, un MLP peut posséder un nombre de couches quelconque et un nombre de neurones par couche également quelconque, mais en vue de perfectionner le fonctionnement du MLP d'un côté et minimisé au maximum le temps de calcul d'autre part, on doit chercher une architecture optimale au point de vue nombre de couche et nombre de neurones par couche [43].

3.7 Apprentissage des réseaux MLP

3.7.1 Algorithme de rétro-propagation

Cet algorithme évalue l'erreur de gradient pour chaque neurone dans le réseau depuis la dernière couche jusqu'à la première. Les poids produisant une erreur significative seront modifiés en grande valeur par rapport aux poids produisant une erreur marginale. La rétro-propagation par descente de gradient a été efficacement employée pour l'apprentissage d'un MLP ; La Figure 3.6 schématise les principales étapes de l'algorithme de la retro-propagation de gradient [44].

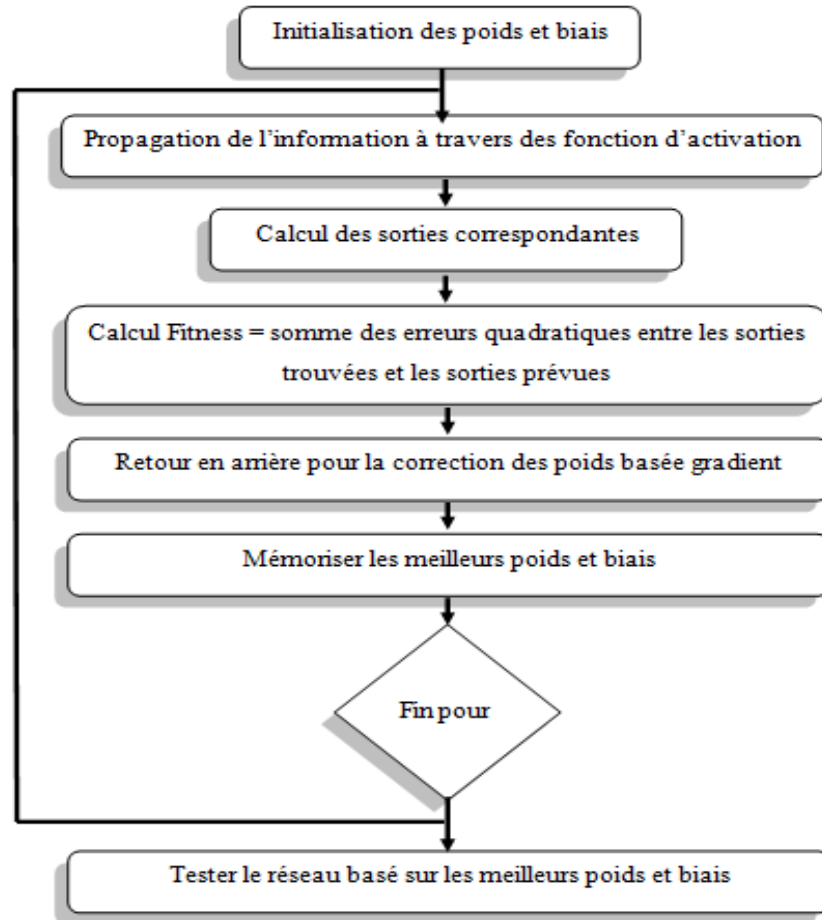


Figure 3.6 - Algorithme de la retro-propagation de gradient [44]

Cet algorithme repose sur la minimisation de l'erreur quadratique entre les sorties calculées y_k et celles souhaitées d_k . Le terme rétropropagation du gradient provient du fait que l'erreur calculée en sortie est transmise en sens inverse vers l'entrée [50].

Le signal d'erreur à la sortie du neurone k à l'instant d'itération n est :

$$e_k(n) = d_k(n) - y_k(n) \quad (3.2)$$

L'objectif de l'algorithme est d'adapter les poids w des connexions du réseau de manière à minimiser la somme des erreurs quadratique sur tous l'ensemble C des neurones de sorties définie par l'équation $E(n)$ [46].

$$E(n) = \frac{1}{2} \sum_{k \in C} e_k^2(n) \quad (3.3)$$

L'énergie d'erreur moyenne est calculée par :

$$E_{moy} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N E(n) \quad (2.4)$$

Pour minimiser, l'erreur observée E_{moy} , il faut modifier le poids $\omega_{k,j}^i$ dans le sens opposé au Gradient $\frac{\partial E(n)}{\partial \omega_{k,j}^i}$, On exprime la variation de poids $\nabla \omega_{k,j}^i$ sous la forme:

$$\nabla \omega_{k,j}^i = -\eta \cdot \frac{\partial E(n)}{\partial \omega_{k,j}^i} \quad (2.5)$$

Avec : $0 \leq \eta \leq 1$, représentant un taux d'apprentissage ou gain de l'algorithme de rétro-propagation. L'associativité des dérivées partielles permet d'obtenir la règle suivante :

$$\nabla \omega_{k,j}^i = \eta \cdot g_k^i(n) y_k^i(n) \quad (2.6)$$

Où g_k^i est le gradient local de la couche i définie par:

$$g_k^i(n) = -\frac{\partial E(n)}{\partial v_{k,j}^i} = e_k^i(n) \text{fct}(v_k^i(n)) \quad (2.7)$$

Si i est une couche de sortie, l'erreur se calcule directement d'après la relation (2.2). Sinon on peut montrer que [46] :

$$e_k^i(n) = \sum_j g_k^{i+1}(n) \omega_{j,k}^{i+1}(n) \quad (2.8)$$

Cet algorithme souffre néanmoins de nombreux défauts [51], parmi lesquels :

- Temps de calcul excessif ; apprentissage très long.
- Une grande sensibilité aux conditions initiales, c'est-à-dire à la manière dont sont initialisés les poids des connexions.
- De nombreux problèmes sont dus à la géométrie de la fonction d'erreur : minimums locaux. Ce problème est en partie résolu avec le gradient stochastique, mais il subsiste quand même.
- Le problème de dimensionnement du réseau : La rétro-propagation apprend une base d'apprentissage sur un réseau dont la structure est fixée a priori. La structure est définie par le nombre de couches cachées, le nombre de neurones par couches et la topologie des connexions. Un mauvais choix de structure peut dégrader considérablement les performances du réseau.

2.7.2 Améliorations de l'algorithme de rétro-propagation

Les méthodes d'amélioration de l'algorithme de rétro-propagation sont basées sur le développement en série de Taylor de la fonction coût :

$$E(\omega(n) + \Delta\omega(n)) = E(\omega(n)) + g^T(n)\Delta\omega^T(n)H(n)\Delta\omega(n) + o(w) \quad (2.9)$$

Où $g(n)$ est le gradient local et $H(n)$ est la matrice Hessienne locale:

$$g(n) = \left. \frac{\partial E(n)}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega(n)}$$

$$H(n) = \left. \frac{\partial^2 \partial E_{moy}(n)}{\partial \omega^2} \right|_{\omega=\omega(n)}$$

L'approximation de Newton permet de calculer l'optimum de la fonction cout : []

$$\Delta\omega^*(n) = -H^{-1}(n)g(n) \quad (2.10)$$

La convergence vers l'optimum se fait ainsi en une seule étape. Cependant, elle implique l'existence de l'inverse du Hessienne. D'autre part, même s'il existe, le calcul de celui-ci nécessite beaucoup de mémoire. Une alternative consiste à approximer le Hessienne. Plutôt que de le calculer. C'est ce qui est fait dans l'algorithme de Levenberg-Marquardt [52] présenté ci-après.

2.7.3 Méthode de Levenberg-Marquardt

Cette méthode est particulièrement astucieuse car elle s'adapte d'elle même à la forme de la fonction de coût [52]. Elle effectue un compromis entre la direction du gradient et la direction donnée par la méthode de Newton. En effet, si $\mu_{k-1} = \eta_{k-1}$ est grand, on reconnaît la méthode du gradient (dans ce cas la valeur du pas est donnée par $\frac{1}{\mu_{k-1}}$) et μ_{k-1} est petit, la modification des paramètres correspond à celle de la méthode de Newton.

Algorithme de Levenberg-Marquardt

1/ Présenter les entrées $X(n)$ au réseau, calculer les sorties correspondantes, le vecteur

$$e(n) \text{ et le calculer la fonction de coût } E_n(\omega_n) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N e_k^n(\omega_n)$$

2/ Calculer la matrice jacobéenne: $J_n(\omega)$

3/Mettre à jour les poids :

$$\omega_{n+1} = \omega_n - \omega_{n+1} (J_n^T(\omega_n) J_n(\omega_n) + \mu_n I) J_n^T(\omega_n) E_n(\omega)$$

4/Calculer:
$$E_n(\omega + 1) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N e_k^n(\omega_{n+1})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Si } E_n(\omega_{n+1}) < E_n(\omega_n) \text{ alors } \mu_{n+1} = \mu_n - v, \text{ où } v \text{ est une constante} \\ \text{puis retourner à l'étape 1} \\ \\ \text{Si } E_n(\omega_{n+1}) > E_n(\omega_n) \text{ alors } \mu_{n+1} = \mu_n + v, \\ \text{puis retourner à l'étape 3 pour mettre à jour } \mu_{n+1} \end{array} \right.$$

5/ Itération des étapes 2 à 4 jusqu'à avoir rencontré un critère d'arrêt.

3.8 Critères d'arrêt d'apprentissage

Il n'est pas pratique de laisser indéfiniment la phase d'apprentissage sans contrôle : la capacité d'apprentissage d'un réseau de neurones est tellement forte qu'au bout d'un certain nombre d'itérations (Epoches). Les poids synaptiques parviennent à prédire quasiment sans erreur les données. A ce stade, en fait, le réseau de neurones ne se trompe plus dans ses prédictions, mais il y a un très grand risque pour que ces prédictions ne soient justes que pour les données sur lesquelles l'apprentissage s'est basé. On parle alors d'apprentissage par cœur ou de sur-apprentissage [10]. On prévient l'apprentissage par cœur en divisant les données en trois sous-ensembles. Le premier sous-ensemble est l'ensemble d'apprentissage, qui est utilisé pour calculer le gradient et mettre à jour les poids et les biais du réseau. Les données du deuxième sous-ensemble de validation sont neutres dans la détermination des poids ; elles ne servent qu'à arrêter l'apprentissage à une itération précédente le début du sur-apprentissage. Le troisième sous ensemble servira de test pour évaluer les capacités de réseau de neurone à prédire les données [46]. Pendant la phase d'apprentissage, l'erreur moyenne quadratique de l'ensemble de validation doit être surveillée. Il y'a un risque que l'erreur entre les données estimée et les données jamais vus par le réseau de neurones augmente. Contrairement à l'erreur d'apprentissage qui diminuera toujours. Lorsque l'erreur de validation augmente pour un nombre d'itérations successives, l'apprentissage est arrêté et les poids et biais dont l'erreur de validation est minimale seront maintenus [51, 53]. La figure 3.7 illustre le rôle joué par le contrôle de validation.

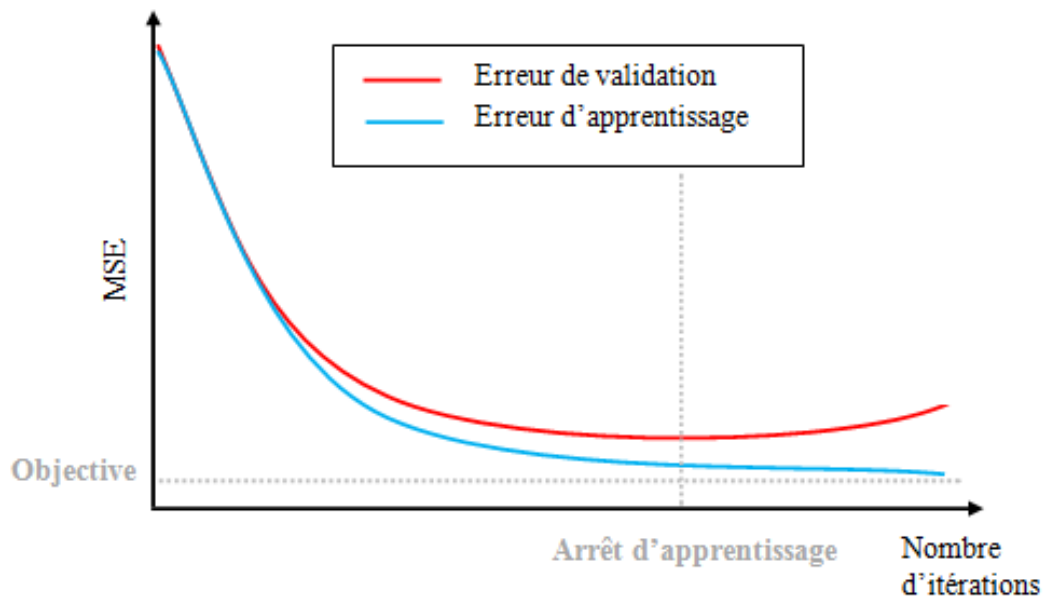


Figure 3.7- Evolution de la courbe d'erreur durant la phase d'apprentissage

La phase d'apprentissage est aussi arrêtée lorsque l'erreur calculée sur l'ensemble de la base d'apprentissage est inférieure à un objectif fixé par l'utilisateur ou, on une limite de nombre d'itérations.

3.9 Autre type de réseaux de neurones

Il existe d'autres types de réseaux de neurones [10, 44], on peut citer :

- Les réseaux de neurones à Base Radiale (RBFs) : sont basés sur le calcul de la distance euclidienne entre les entrées et les centres des fonctions représentant les neurones cachés dits à base radiale.
- Les cartes auto-organisatrices (SOMs) sont basées sur le principe de réduction de l'espace d'entrée à une dimension inférieure représentant l'espace de la carte auto-organisatrice. Les coordonnées d'un nœud de la carte disposant le vecteur de poids le plus proche au vecteur d'entrée seront assignées au vecteur d'entrée. Les cartes auto-organisatrices (SOMs) possèdent une structure complètement différente où les nœuds (neurones) sont uniformément organisés sous la forme d'une grille hexagonale ou rectangulaire.
- Les réseaux de neurones récurrents (RNNs) sont généralement indiqués pour les problèmes dynamiques (temporels) grâce à leur capacité de mémorisation à travers les cycles dans leurs graphes d'interconnexions.

- Des réseaux de neurones plus récents ont été également développés parmi lesquels on distingue les réseaux de neurones convolutionnels, les réseaux de neurones à délais temporels et les réseaux de neurones à déplacement spatial (Space Displacement Neural Networks : SDNN).

3.10 Conclusion

Au cours de ce chapitre nous avons effectué une étude générale sur les réseaux de neurones. Nous nous sommes intéressés plus particulièrement aux réseaux de neurones à apprentissage supervisé de type MLP, réseaux de neurones les plus utilisés pour des problèmes d'approximation, par laquelle nous allons réaliser notre travail.

Nous présentons au chapitre suivant notre contribution de RCC à seuil optimal et adaptatif.

Chapitre 4 : Récepteur Conventionnel par Corrélation à seuil optimal et adaptatif

Chapitre 4 Récepteur Conventionnel par Corrélation à Seuil Optimal et Adaptatif

4.1 Introduction

Dans tous les schémas de réception envisagés pour l'OCDMA, on retrouve le principe de la corrélation du signal reçu avec le code de l'utilisateur désiré [7]. Ce principe de base, dénommé réception conventionnelle par corrélation (RCC) constitue la base des autres techniques de réception.

Dans ce chapitre, nous décrivons, dans un premier temps le système DS-OCDMA 2D de l'émission à la réception, puis, nous proposons une nouvelle architecture de réception basée sur le principe de corrélation. Elle a l'avantage que d'avoir un seuil de décision optimal et auto-adaptable quel que soit les paramètres du système considéré. A cet effet, différents programmes de simulation (MATLAB) de la chaîne OCDMA 2D ont été réalisés. Les simulations menées permettent de calculer de manière numérique le taux d'erreur binaire (TEB) afin de valider le calcul théorique de la probabilité d'erreur à la réception. On suppose dans ce qui suit, que le codage et le décodage des données à transmettre se fait de manière électrique. Les performances sont évaluées, dans un premier temps pour un canal idéal (absence du bruit) ou seul les interférence d'accès multiple sont considérées. Puis nous évaluons ensuite l'effet du bruit, supposé blanc gaussien, sur les performances du système. Nous commençons ce chapitre par la présentation de la partie émission.

4.2 Présentation de la partie émission

Les codes transmis par les utilisateurs sont des codes 2D MWOOC ($L \times F$) issues de la construction présentée dans le chapitre précédent. Pour une modulation OOK chaque utilisateur émet une matrice C_i composée de L vecteurs lignes. Chaque lignes contiennent F éléments $c_i^l = [c_{i,1}^l, c_{i,m}^l, \dots, c_{i,F}^l]$ avec $l \in [0, L], m \in [1, F]$.

La figure 4.1 présente le principe d'émission des données dans la chaîne de transmission 2D OCDMA [9]. Les différentes étapes d'émission se résument comme suit :

- La multiplication des données binaire $b_i^{(k)}$ par la matrice de code C_i .
- Une sommation des données codées de tous les utilisateurs.
- Chaque ligne de la matrice R est envoyée avec une longueur d'onde qui correspond au numéro de la ligne de la matrice de code.
- Dans le cas d'un canal idéal, le signal à l'entrée de la structure de réception, peut être représenté par une matrice de $R_{L,F}$ dimension $(L \times F)$ composée des données codées émises par tous les utilisateurs.

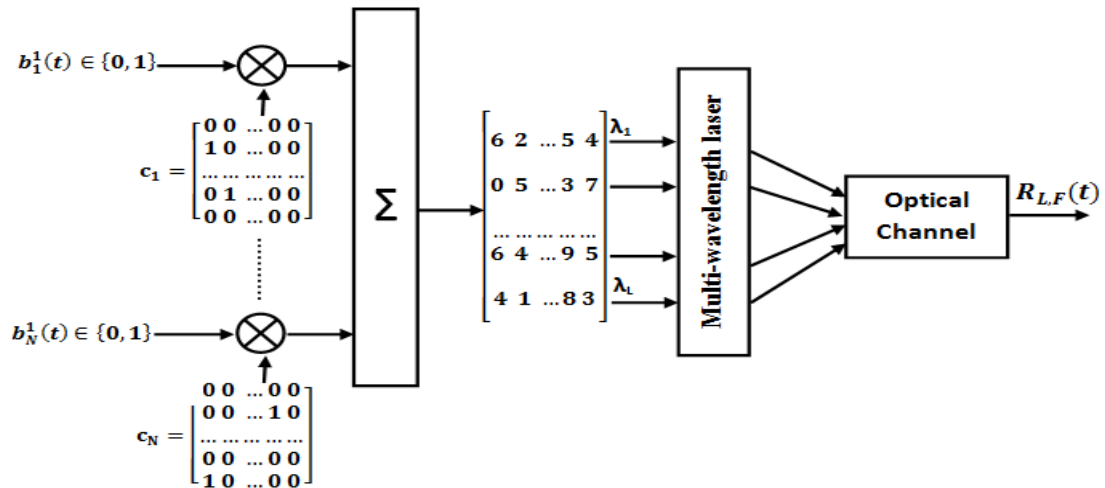


Figure 4.1- Principe d'émission d'un système OCDMA 2D [9]

Soit $R_{L,F}$ une matrice constitué de r_l signal émis à une longueur d'onde distincte avec $l \in [0, L]$

$$R_{L,F} = \begin{bmatrix} r_1(t) \\ r_2(t) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ r_l(t) \end{bmatrix} \tag{4.1}$$

Le signal r_l est la somme de toutes les données binaires codées envoyées sur la même longueur d'onde :

$$r_l(t) = \sum_{i=1}^N b_i^{(k)} \cdot c_i^l \tag{4.2}$$

Avec c_i^l est la l^{iem} ligne de la matrice du code de i^{iem} utilisateur, et k désigne le k^{ieme} bit.

4.3 Présentation de la partie réception

4.3.1 Récepteur conventionnel par corrélation

Un récepteur RCC est un récepteur mono-utilisateur qui ne détecte que les données émises par l'utilisateur désiré. Dans ce cas, seule la connaissance du code de l'utilisateur désiré est nécessaire. Les codes des autres utilisateurs non désirés ne sont pas pris en compte. La Figure 4.2 présente la structure d'un RCC utilisé pour un système OCDMA 2D [9]. Il estime la puissance présente dans les chips unité du code, pour la comparer au seuil de décision T_h .

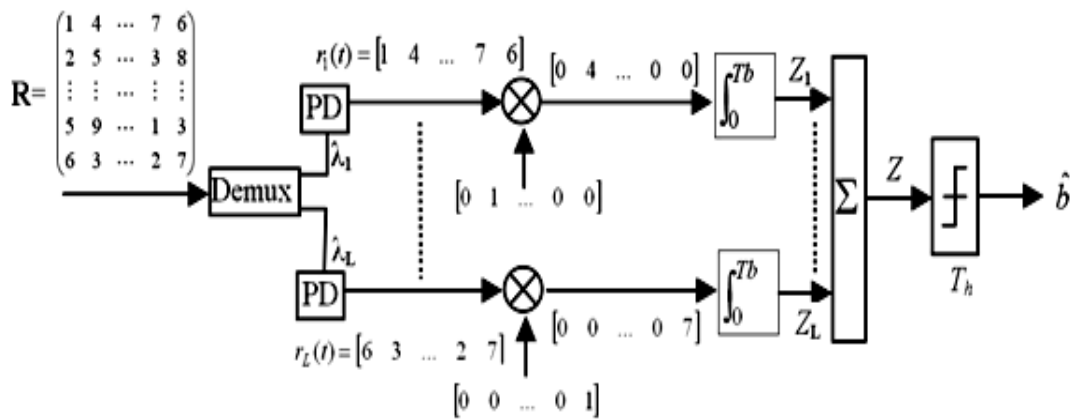


Figure 4.2 - Récepteur conventionnel par corrélation [9]

La réception du signal OCDMA 2D est comme suit :

- Chaque ligne de la matrice de réception $R_{L,F}$ correspond à la longueur d'onde utilisée. Avec un démultiplexeur la matrice $R_{L,F}$ est séparée en L lignes pour fournir les signaux $r_l(t)$.
- Chaque signal $r_l(t)$ est multiplié par $l^{i\text{em}}$ ligne de la matrice de code de l'utilisateur désiré

$$R_{L,F} \cdot C_j = \begin{bmatrix} r_1(t) \cdot c_j^1 \\ r_2(t) \cdot c_j^2 \\ \vdots \\ r_l(t) \cdot c_j^l \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Avec c_j^l est la $l^{i\text{em}}$ ligne de la matrice du code de $j^{i\text{em}}$ utilisateur .

- Les résultats de la multiplication sont intégrés sur un temps bit T_b pour fournir les variables décisionnelles Z_L :

$$Z_j = \int_0^{T_b} R_{L,F} \cdot C_j = \begin{bmatrix} z_1 = \int_0^{T_b} r_1(t) \cdot c_j^1 dt \\ z_2 = \int_0^{T_b} r_2(t) \cdot c_j^2 dt \\ \vdots \\ z_L = \int_0^{T_b} r_L(t) \cdot c_j^L dt \end{bmatrix}$$

La variable décisionnelle finale Z_j est la somme de toutes les variables décisionnelles z_l :

$$Z_j = \sum_{l=1}^L z_l = \sum_{l=1}^L \int_0^{T_b} r_l(t) \cdot c_j^l dt$$

$$Z_j = \sum_{l=1}^L \int_0^{T_b} \sum_{i=1}^N b_i^{(k)} \cdot c_i^l \cdot c_j^l dt$$

Z_j peut être exprimé par :

$$Z_j = \sum_{l=1}^L \int_0^{T_b} b_j^{(k)} \cdot c_j^l c_j^l dt + \sum_{l=1}^L \int_0^{T_b} \sum_{i=1, i \neq j}^N b_i(t) \cdot c_i^l \cdot c_j^l dt \quad (4.4)$$

L'opération $c_j^l \cdot c_j^l$ a pour résultat c_j^l , l'intégration fournit alors le nombre d'impulsions 1 présent dans la matrice, c'est-à-dire le poids w .

$$\text{Le terme : } \sum_{l=1}^L \int_0^{T_b} b_j^{(k)} \cdot c_j^l c_j^l dt = b_j \cdot w \text{ et } h_{i,j} = \sum_{l=1}^L \int_0^{T_b} c_i^l \cdot c_j^l dt$$

$$\text{L'équation (4.4) devienne: } Z_j = b_j^{(k)} \cdot w + \sum_{i=1, i \neq j}^N b_i^{(k)} \cdot h_{i,j} \quad (4.5)$$

Finalement la donnée estimée \hat{b}_j de l'utilisateur désiré "j" est produite en comparant le Z_j à un seuil T_h définie par la règle suivante:

$$\begin{cases} \text{si } Z_j \geq T_h \text{ alors } \hat{b}_j = 1 \\ \text{si } Z_j < T_h \text{ alors } \hat{b}_j = 0 \end{cases} \quad (4.6)$$

4.2.2 Autres récepteurs multi-utilisateurs

Un récepteur multi-utilisateurs nécessite par définition la connaissance au niveau du récepteur des codes des différents utilisateurs actifs. Le principe repose alors sur l'estimation des interférences des utilisateurs non désirés avant de soustraire au signal utile. Parmi les différents récepteurs multi-utilisateurs, on peut citer les récepteurs ayant une structure parallèle (PIC : Parallel Interference Cancellation receiver) [8, 9] ou série (ou successif SIC : Successive Interference Cancellation receiver) [14]. Cependant, la complexité de tels schémas au niveau de la réception, qui nécessitent la connaissance des codes de tous les utilisateurs actifs, ainsi que le calcul des corrélations relatives à chacun des utilisateurs rend le système plus lourd en termes de calcul. Ainsi, l'utilisation de récepteurs multi-utilisateurs ne sera pas envisagée dans cette thèse, et l'étude se limitera au RCC.

4.4 Limitations

4.4.1 L'Interférence d'Accès Multiple

L'interférence d'Accès Multiple (IAM) constitue une limitation inhérente dans une transmission OCDMA utilisant des codes quasi-orthogonaux. Due à l'inter corrélation non nulle, et à la sommation en puissance des données sur chaque temps chip, la variable décisionnelle qui est un terme toujours positif, dépend du terme d'interférence I définie par

$$I = \sum_{i=1, i \neq j}^N b_i \cdot h_{i,j}.$$

Sa valeur dépend des données émises b_i des utilisateurs non désirés et le nombre de chips en commun entre les matrices de code des utilisateurs i et j (le paramètre $h_{i,j}$), ce dernier ne peut prendre comme valeur que 0 ou 1, car l'intercorrélation $h_c=1$.

4.4.1.1 Expression de la probabilité d'erreur

On considère que la dégradation des performances est due uniquement à l'effet de cette IAM. Pour calculer les probabilités d'erreur on suppose que :

- L'utilisateur désiré est l'utilisateur N°1.
- La transmission des données est équiprobable.
- Tous les utilisateurs sont asynchrones en temps bit et synchrones en temps chip. Cette considération correspond au pire cas d'interférence possible [6].

Il est bien claire qu'il y a une erreur de détection lorsque la donnée émise par l'utilisateur désiré b_j est égale à '0' (resp. '1') et, que la donnée estimée \hat{b}_j vaut '1' (resp. '0'). Ceci, se traduit par

$$P_{e_{RCC}} = \frac{1}{2}Pr(\hat{b}_j^k = 0/b_j^k = 1) + \frac{1}{2}Pr(\hat{b}_j^k = 1/b_j^k = 0) \quad (4.7)$$

D'après la règle de décodage définie par l'équation (4.6), l'équation (4.7) devient:

$$P_{e_{RCC}} = \frac{1}{2}Pr(Z < T_h / b_j^k = 1) + \frac{1}{2}Pr(Z \geq T_h / b_j^k = 0) \quad (4.8)$$

En utilisant l'équation (4.5) nous obtiendrons :

$$P_{e_{RCC}} = \frac{1}{2}Pr(b_j \cdot w + I < T_h / b_j^k = 1) + \frac{1}{2}Pr(b_j \cdot w + I \geq T_h / b_j^k = 0) \quad (4.9)$$

$$P_{e_{RCC}} = \frac{1}{2}Pr(I < T_h - w) + \frac{1}{2}Pr(I \geq T_h) \quad (4.10)$$

Il est montré dans [6, 8, 9] que le seuil optimal de détection est $T_h = w$. Le terme d'interférence I est positif (entre 0 et $N-1$), donc la probabilité $\frac{1}{2}prob(I < 0) = 0$, en conséquence, le récepteur ne peut faire des erreurs que si la donnée émise est un 0. Alors, la probabilité d'erreur du RCC peut se réduire seulement au deuxième terme de l'équation (4.9) dans le cas d'une détection optimale :

$$P_{e_{RCC}} = \frac{1}{2}prob(I \geq T_h) \quad (4.11)$$

L'expression(4.11) du taux d'erreur binaire dépend de la probabilité que (I) soit supérieur au seuil optimale représentant le poids du code. Il faut donc déterminer la probabilité que les utilisateurs génèrent une IAM supérieure au poids du code ($I=w+u$). Cet IAM implique qu'il y ait exactement u utilisateurs parmi les ($N-1$) qui interfèrent avec la matrice de code de l'utilisateur désiré et ($N-1-u$) qui n'interfèrent pas, car l'inter corrélation est égal à 1 [8]. La probabilité d'avoir exactement u utilisateurs qui interfèrent parmi les ($N-1$) est une distribution binomiale [8, 9] définie par :

$$Pr(I = u) = C_{N-1}^u \cdot \left(\frac{1}{2}R_c\right)^u \cdot \left(1 - \frac{1}{2}R_c\right)^{N-1-u} \quad (4.12)$$

R_c représente la probabilité qu'un chip d'un utilisateur non-désiré soit au même emplacement qu'un chip de l'utilisateur désiré [8].

Pour les différentes valeurs de l'IAM, nous obtiendrons l'expression du TEB finale du récepteur RCC :

$$P_{e_{RCC}} = \frac{1}{2}P(I \geq T_h)$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{2} (P(I = T_h) + P(I = T_h + 1) + \dots + P(I = N - 1)) \\
P_{e_{RCC}} &= \frac{1}{2} \cdot \sum_{u=T_h}^{N-1} C_{N-1}^u \cdot \left(\frac{1}{2} R_c\right)^u \cdot \left(1 - \frac{1}{2} R_c\right)^{N-1-u} \quad (4.13)
\end{aligned}$$

Pour les codes 2D, la probabilité de recouvrement R est égale à $R_c = \frac{W^2}{L \times F}$ [8]

4.4.1.2 Validation

Avant d'utiliser l'expression de la probabilité d'erreur théorique, nous vérifions tout d'abord par la simulation que l'expression (4.13) est correcte. La famille des codes 2D qui seront considérés ici c'est la famille des codes MWOOC ((L=5) × (F=29), (L=w=5),1,1). L'étude des performances du RCC sera effectuée en fonction des différents paramètres des codes MWOOC. La figure 4.3 représente les résultats de simulation du RCC avec la famille de code MWOOC (5×29, 5,1,1). Le TEB ($P_{e_{RCC}}$) dépend du nombre d'utilisateurs active simultanément. En remarque que les résultats de simulation concordes fort bien avec ceux déterminés théoriquement. Les performances se dégradent quand le nombre d'utilisateurs augmente, ceci est dû au fait qu'il y'a plus d'interférence d'accès multiple.

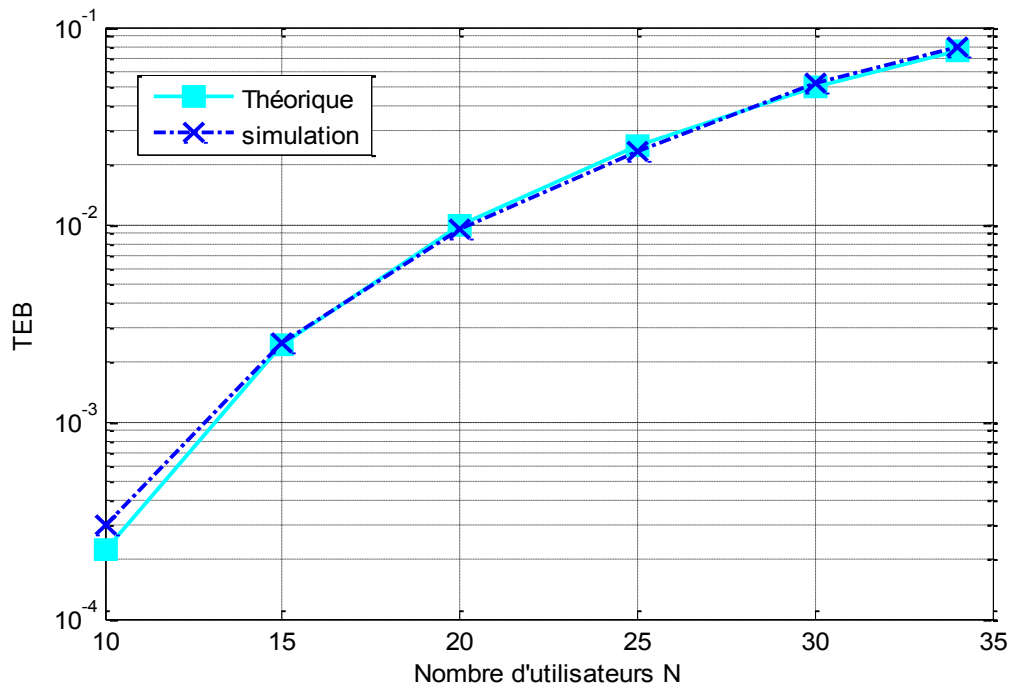


Figure 4.3 - TEB théorique et simulé du RCC en fonction du nombre d'utilisateurs.

La longueur d'étalement temporelle F , le nombre de longueur d'onde L , et le poids du code w , ainsi que le seuil optimal de détection Th , ont tous une influence sur les performances du système OCDMA-2D. Nous allons par conséquent évaluer l'impact de ces différents paramètres sur les performances du système en utilisant l'expression de la probabilité d'erreur (4.13). Les résultats sont illustrés dans les figures (4.4, 4.5, 4.6, 4.7).

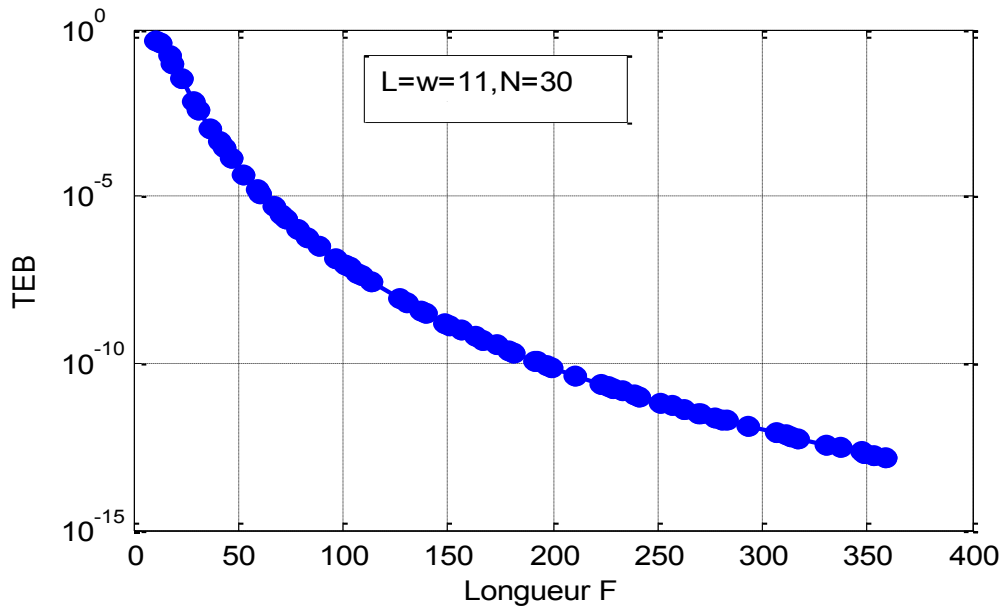


Figure 4.4 - TEB théorique du RCC en fonction de l'étalement temporelle F

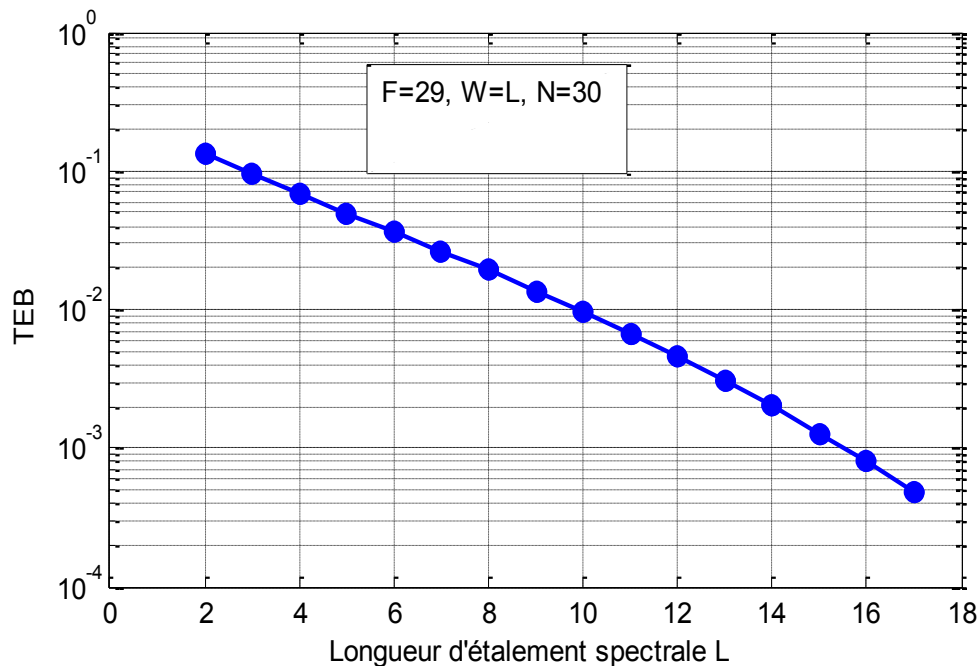


Figure 4.5 - TEB théorique du RCC en fonction de l'étalement spectral L

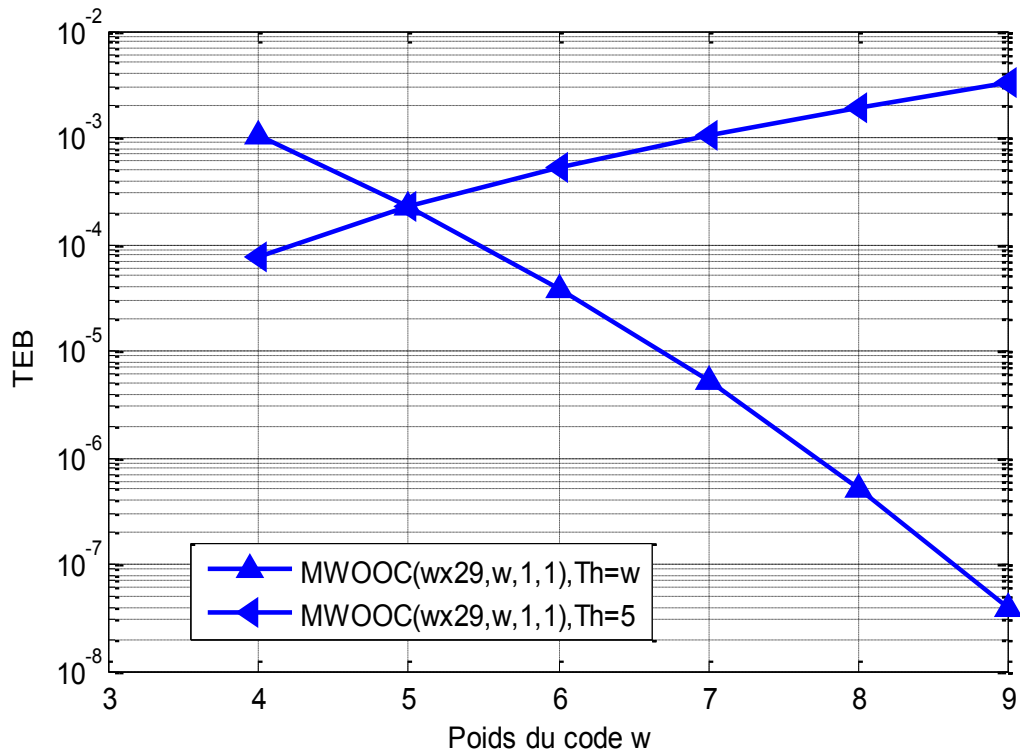


Figure 4.6 -TEB théorique du RCC en fonction du poids du code W.

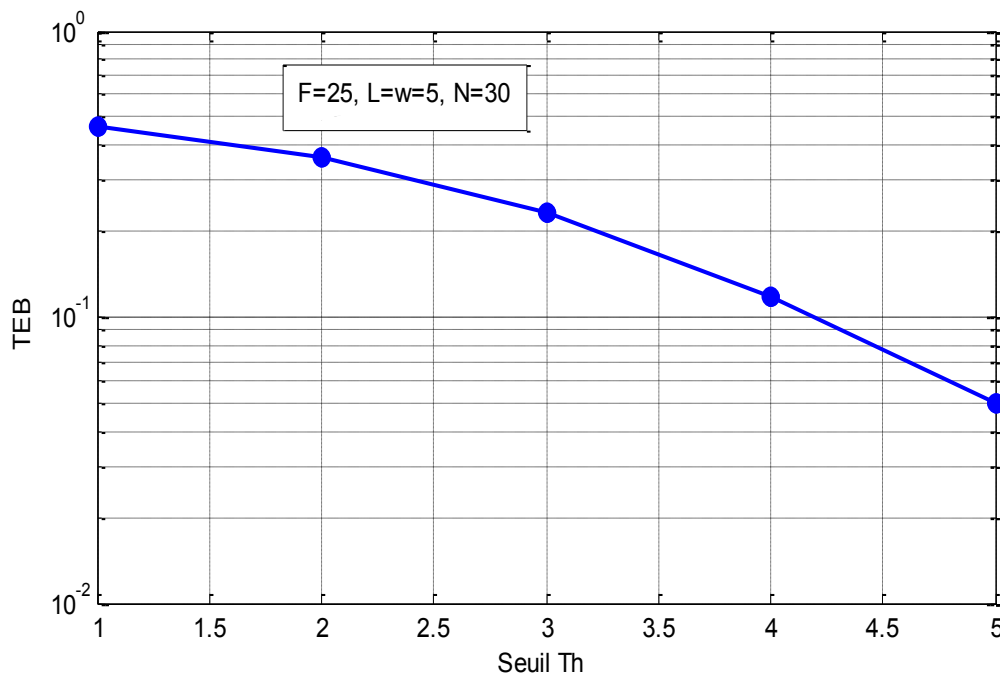


Figure 4.7 - TEB théorique du RCC en fonction du seuil Th .

D'après les Figures 4.4 et 4.5 on remarque que le TEB s'améliore lorsque les deux longueurs étalements temporelle et spectrale augmentent. Ceci est dû au fait que plus les longueurs d'étalements sont importantes moins il y a de chance que l'un des chips à 1 des utilisateurs interférents : se superpose à l'un des chips à 1 de l'utilisateur désiré. En effet la probabilité de recouvrement R_c est inversement proportionnelle aux deux longueurs F et L ($R_c = \frac{W^2}{L \times F}$). Plus la valeur $F \times L$ est importante, moins il y'a des IAM. La Figure 4.6 montre l'évolution du TEB des différents codes en fonction de leurs poids w , pour un seuil fixe $Th=5$, et un seuil optimale $Th=w$. Pour un seuil fixe, on constate que le TEB se dégrade avec l'augmentation du poids, ceci s'explique par le fait que la probabilité de recouvrement R_c est proportionnelle au poids w . Cependant, l'augmentation du poids avec l'utilisation d'un seuil optimal $Th=w$ permet d'améliorer les performances malgré l'augmentation d'IAM. D'après la Figure 4.7, on remarque que la valeur du TEB la plus minimale correspond au seuil qui égale au poids du code. On peut conclure que le seuil optimal pour le RCC est bien $Th=w$.

4.4.2 Influence des bruits

Dans les paragraphes précédents nous avons considéré que les éléments électroniques et optoélectroniques de la chaîne de communication étaient idéaux, c'est à dire que les erreurs de détection ne pouvaient provenir que des interférences d'accès multiple IAM. Cependant, il existe des imperfections dans la chaîne de transmission, qui déforment le signal émis et peuvent également introduire des erreurs de détection. Due essentiellement aux bruits ajouter par les composants électroniques et optoélectroniques de la chaîne de transmission par fibre optique. Il existe plusieurs types de bruit :

- Un bruit d'amplitude dit RIN (Relative Intensity Noise) dû à l'émission spontanée du laser d'émission. Ce bruit est faible à l'émission, mais peut se retrouver fortement amplifié par l'utilisation d'amplificateurs optiques [54].
- Chaque amplificateur optique amplifie non seulement le bruit présent en amont, mais génère aussi une émission spontanée de lumière [54]. Ce bruit global nommé bruit d'émission spontanée amplifié ASE (Amplified Spontaneous Emission) est indépendant du signal utile. Comme sa densité spectrale de puissance est pratiquement constante [54], il est assimilé par la suite à un bruit blanc additif gaussien (AWGN).
- Le bruit thermique généré par l'agitation aléatoire des électrons sous l'action de la chaleur il est assimilé à un processus gaussien [54].

- Le bruit de grenaille (shot noise) lié à la nature discrète du champ optique qui génère ainsi une succession discrète et aléatoire d'électrons dans le photo-courant. Ce bruit a une statistique poissonnienne, qui peut être également approchée par une loi gaussienne [54].
- Le bruit de battement (beat noise), dû à la loi quadratique de la photo-détection, qui revient à élever au carré le signal reçu. Plusieurs études ont été menées, avec des modèles de distributions approchées différents. Le beat noise dans les systèmes OCDMA, à une ou deux dimensions, est modélisée par un bruit gaussien [55, 56, 57, 58].

A noter que dans le contexte de l'OCDMA pour le réseau d'accès à faible puissance, nous considérons une fibre monomode du type G652 de longueur inférieure à 20 km. L'atténuation de la fibre optique, la dispersion chromatique, la dispersion intermodale, la dispersion de polarisation, et les effets non linéaires qui introduisent des interférences entre les longueurs d'onde sont tous négligeables [8]. Nous considérons dans la suite que le canal est AWGN, c'est-à-dire que le signal reçu au niveau de la prise de décision est constitué du signal émis auquel est ajouté un bruit blanc gaussien. Ce bruit modélise de manière la plus simple possible l'ensemble des bruits perturbant le signal, qu'ils proviennent de l'émission, de la transmission ou de la détection. Le bruit global est entièrement caractérisé par sa variance obtenue comme la somme des variances des différents bruits supposés tous gaussiens et indépendants.

4.4.2.1 Expression de la probabilité d'erreur du RCC dans le cas du bruit AWGN

Dans le cas d'un canal bruité par un bruit AWGN $b(t)$ de variance σ_b^2 le signal à l'entrée du récepteur s'écrit sous la forme:

$$R_{L,F}(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^N b_i^{(k)} \cdot c_i^l + b(t)$$

La variable décisionnelle du RCC, Z_j peut se mettre sous la forme :

$$Z_j = \sum_{l=1}^L \int_0^{T_b} \left(\sum_{i=1}^N b_i^{(k)} \cdot c_i^l + b(t) \right) \cdot c_j^l dt$$

$$Z_j = \sum_{l=1}^L \int_0^{T_b} b_j^{(k)} \cdot c_j^l c_j^l dt + \sum_{l=1}^L \int_0^{T_b} \sum_{i=1, i \neq j}^N b_i^{(k)} \cdot c_i^l \cdot c_j^l dt + \sum_{l=1}^L \int_0^{T_b} b(t) \cdot c_j^l(t) dt$$

$$I = \sum_{l=1}^L \int_0^{T_b} \sum_{i=1, i \neq j}^N b_i^{(k)} \cdot c_i^l \cdot c_j^l dt$$

$$B = \sum_{l=1}^L \int_0^{T_b} b(t) \cdot c_j^l(t) dt$$

$$Z_j = w \cdot b_j^{(k)} + I + B \quad (4.14)$$

Où I correspond au interférence lié par les autres utilisateurs de réseaux et B représente la contribution du bruit global $b(t)$.

4.4.2.2 Expression de la probabilité d'erreur

La probabilité d'erreur est développée dans [8, 9] comme suit :

$$P_{e_{RCC}} = \frac{1}{2} Pr(w \cdot b_j^{(k)} + I + B < T_h / b_j^{(k)} = 1) + \frac{1}{2} Pr(b_j^{(k)} + I + B \geq T_h / b_j^{(k)} = 0)$$

$$P_{e_{RCC}} = \frac{1}{2} Pr(B < T_h - w - I) + \frac{1}{2} Pr(B \geq T_h - I)$$

L'interférence I peut prendre une valeur u de 0 à $(N-1)$, donc l'expression $P_{e_{RCC}}$ peut-être décomposée en :

$$P_{e_{RCC}} = \frac{1}{2} \sum_{u=0}^{N-1} Pr(I = u) Pr(B < T_h - w - u) + \frac{1}{2} \sum_{u=0}^{N-1} Pr(I = u) Pr(B \geq T_h - u)$$

$$P_{e_{RCC}} = \frac{1}{2} \sum_{u=0}^{N-1} Pr(I = u) \cdot [Pr(B < T_h - w - u) + Pr(B \geq T_h - u)] \quad (4.15)$$

En utilisant l'équation (4.12) et l'expression de la probabilité qu'une variable gaussienne soit supérieure ou inférieure à un seuil (Annexe B), la probabilité d'erreur finale est exprimée comme suit :

$$Pr(B < T_h - w - u) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{w + u - Th}{\sigma_b \sqrt{2}} \right) \quad (4.16)$$

$$Pr(B \geq T_h - u) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Th - u}{\sigma_b \sqrt{2}} \right) \quad (4.17)$$

$$P_{e_{CCR}} = \frac{1}{4} \sum_{u=0}^{N-1} C_{N-1}^u \left(\frac{R_c}{2} \right)^u \left(1 - \frac{R_c}{2} \right)^{N-1-u} \left(\operatorname{erfc} \left(\frac{w + u - Th}{\sigma_b \sqrt{2}} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{Th - u}{\sigma_b \sqrt{2}} \right) \right) \quad (4.18)$$

La probabilité d'erreur du RCC (éq 4.18) est en fonction du poids et longueur du code, du nombre d'utilisateurs actifs, de la variance de bruit et du seuil de récepteur. Le rapport signal sur bruit (SNR) est défini comme le rapport E_b/N_0 donné par [9, 8] :

$$(SNR)_{dB} = 10 \log \left(\frac{w^2}{4\sigma_b^2} \right) \quad (4.19)$$

Avec une émission équiprobable, la puissance normalisée par bit varie et vaut en moyenne $E_b = w/2$. La variance du bruit gaussien qui s'ajoutant sur chaque temps chip est $\sigma_c^2 = \frac{N_0}{2}$, donc $N_0 = 2\sigma_c^2$. Cette variance est reliée à la variance du bruit global par la relation $\sigma_c^2 = \sigma_b^2/w$, d'où l'obtention de (4.19).

4.4.2.3 Validation

Selon l'algorithme présenté dans (l'annexe c), Nous vérifions par simulation (comme dans le cas sans bruit) que l'expression de la probabilité d'erreur théorique est correcte.

D'après la figure 4.8, nous pouvons remarquer que le TEB obtenu par la simulation se confond avec celui obtenu par l'expression analytique (4.18). Cette dernière, validé par simulation, sera utilisée pour évaluer les performances du RCC.

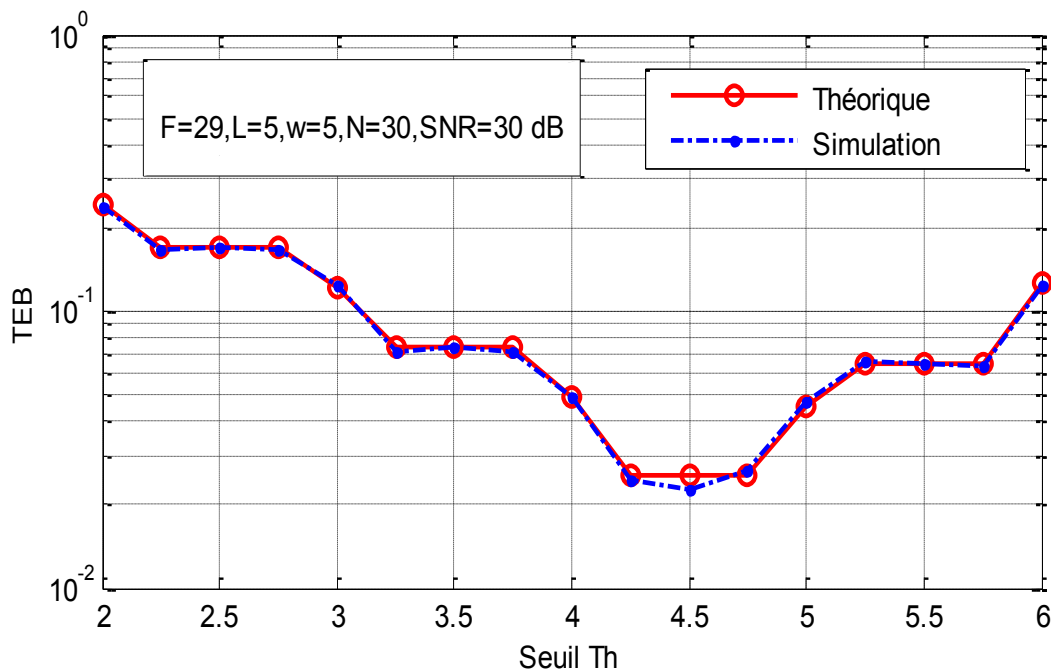


Figure 4.8 - Probabilité d'erreur théorique et simulée du RCC en fonction du seuil pour une famille de code MWOOC(29×5,5,1,1)

Les figures 4.9 et 4.10 présentent les probabilités d'erreur théorique (P_{eCCR}) pour une famille de code MWOOC(97×8,8,1,1) pour différents nombre d'utilisateurs et différents valeurs de SNR.

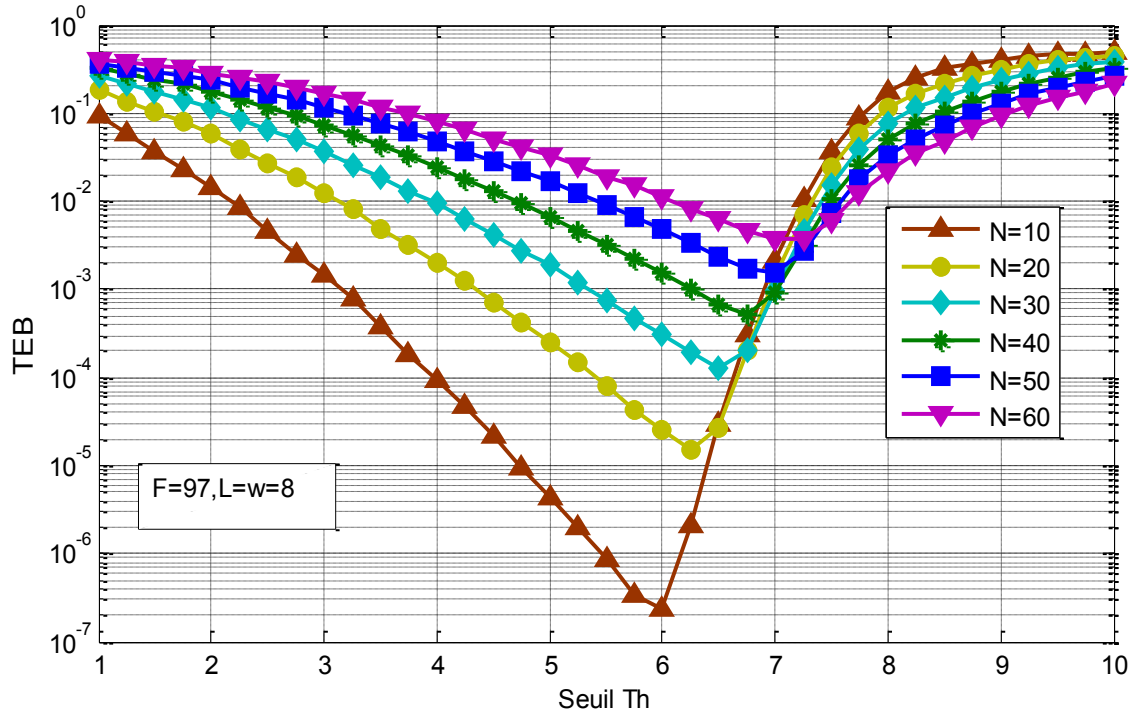


Figure 4.9 - Probabilité d'erreur théorique du RCC en fonction de seuil pour une famille de code MWOOC(97×8,8,1,1) pour différentes valeurs de N

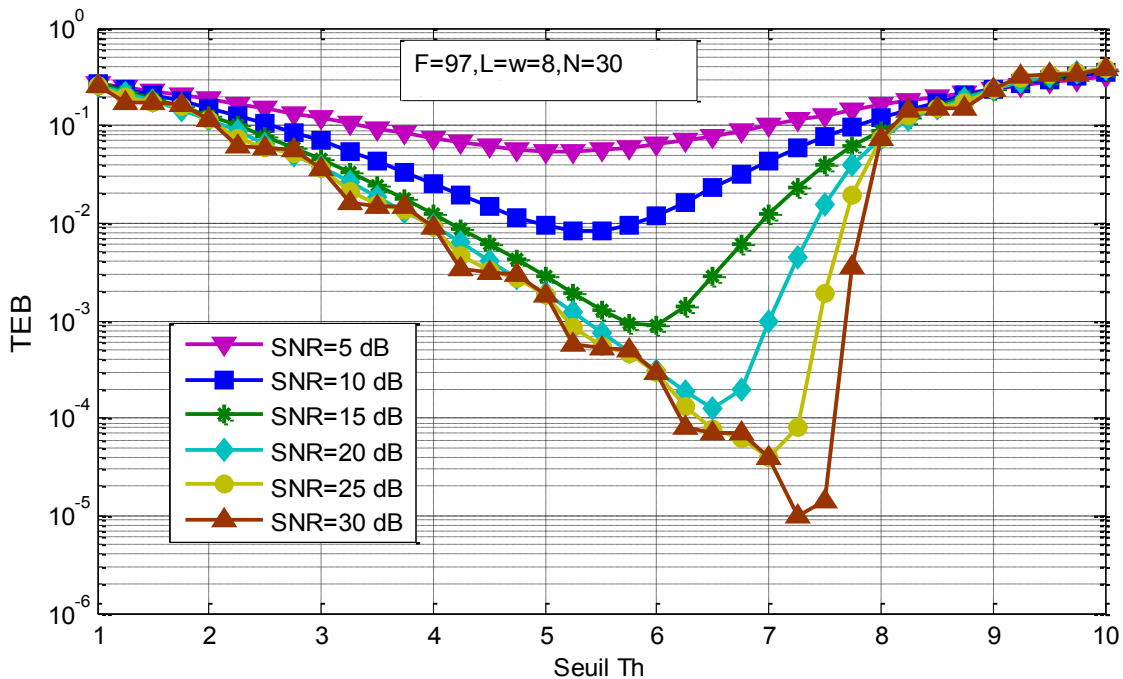


Figure 4.10 - Probabilité d'erreur théorique du RCC en fonction du seuil pour une famille de code MWOOC(97×8,8,1,1) pour différentes valeurs de SNR

D'après les Figures 4.9 et 4.10, on peut remarquer que, plus le nombre d'utilisateurs actifs sur le réseau est grand plus les performances se dégradent, cela est due à l'augmentation de l'IAM. De plus, comme tout système de communication, plus le SNR est fort, plus les performances sont bonnes. On peut remarquer aussi, qu'à l'inverse du cas du RCC sans bruit, le seuil optimal n'est plus égal au poids, sa valeur dépend du nombre utilisateurs actifs ainsi qu'au du rapport SNR.

A partir de (èq 4.20), on peut constater que dans le cas l'IAM est minimum ($N=1$), le bruit prédomine l'IAM, et le seuil optimal sera égal à $Th = \frac{w}{2}$ (voir l'annexe E).. Par contre dans le cas où le SNR est fort, l'IAM prédomine le bruit, le seuil optimal se rapproche au celle du RCC sans bruit $th = w$ Donc, selon la valeur du SNR et N , le seuil optimal sera compris entre $\frac{w}{2}$ et w , en se rapprochant de w pour une forte valeur de SNR et en s'en éloignant pour des faibles valeurs.

$$\frac{dP_{e_{CCR}}}{dTh} = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}\sigma_b} \sum_{u=0}^{N-1} C_{N-1}^u \left(\frac{R_c}{2}\right)^u \left(1 - \frac{R_c}{2}\right)^{N-1-u} \left(+e^{-\left(\frac{w+u-Th}{\sigma_b\sqrt{2}}\right)^2} - e^{-\left(\frac{Th-u}{\sigma_b\sqrt{2}}\right)^2} \right) \quad (4.20)$$

La valeur optimale exacte du seuil qui minimise la probabilité d'erreur doit être déterminé en résolvons analytiquement l'équation (4.20). Ce qui est difficile à faire. Dans [8] et [9], ils ont recours aux méthodes numériques pour déterminer le seuil optimal à partir de (l'éq 4.18), ils ont proposé la méthode de bisection pour sélectionner un seuil optimal de une large gamme de seuils (de $\frac{w}{2}$ à w). C'est un processus qui prend beaucoup du temps et il n'est pas convenable dans la pratique, du fait que, des changements possibles du nombre d'utilisateurs ou du SNR- pendant la communication. Dans le paragraphe suivant, nous proposons comme une solution alternative d'utilisé les réseaux de neurones comme une méthode auto adaptative qui estime la valeur du seuil optimal. Après une phase d'apprentissage, le récepteur sera autonome et donnera directement un seuil optimal adaptatif sans recourir à la recherche et la sélection à partir d'une large gamme de seuils.

4.5 Récepteur conventionnel par corrélation avec un seuil optimal et adaptatif

Dans la figure 4.11, on propose un RCC avec un estimateur de seuil optimal et adaptatif, basé sur une architecture perceptron multicouche [11]. L'entraînement du RNA se fait par l'algorithme de la rétro-propagation du gradient à base de l'approche de Levenberg-Marquardt (LM) [52, 44].

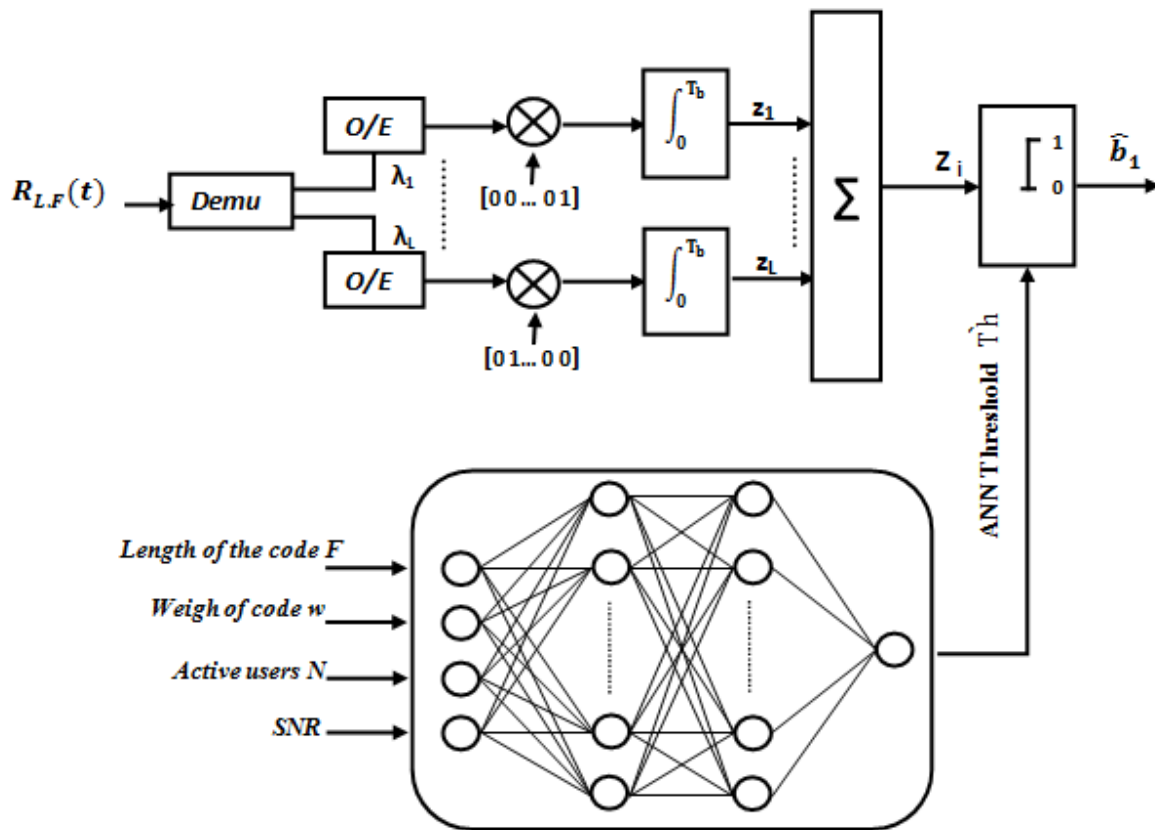


Figure 4.11 – RCC avec un Estimateur de seuil optimal et adaptatif [11]

Le seuil optimal estimé $\hat{T}h$ est en fonction des quatre entrées ; poids (w) et longueur du code (F), le nombre d'utilisateurs actifs (N) et le SNR .

$$\hat{T}h = fct(F, w, N, SNR) \quad (4.21)$$

Où, fct est une fonction non linéaire qui mappe les quatre entrées vers le seuil désiré $\hat{T}h$.

L'architecture retenue du MLP correspond à quatre neurones relative aux quatre entrées, deux couches cachées qui contiennent 15 neurones chacun, et un seul neurone de sortie correspond au seuil désiré $\hat{T}h$. Un ensemble de 46200 points de données sont utilisées par notre RNA. 85% de l'ensemble sont utilisées pour l'apprentissage et la validation du modèle et 15% pour le test. Pour chaque points de l'ensemble (F, w, N, SNR), le seuil optimal T_h est calculé par la méthode de bisection. L'organigramme présenté dans l'annexe D, résume les différentes étapes utilisées par le RNA. Les marges des entrées présentées dans le tableau 4.1, ont été définies à partir d'une probabilité d'erreur minimale ($P_{e_{CCR}} = 10^{-9}$) obtenue en utilisant un code MWOOC ($F=137, L=w=12$) avec 30 utilisateurs et un SNR de 30 dB [34].

Tableau 4.1 - Intervalle des données

Paramètres	Intervalle
Longueur (F)	130:140
Poids (w)	10:13
Nombre d'utilisateurs (N)	1:30
SNR	1:35

4.5.1 Test du modèle

Les performances de l'estimateur proposé sont évaluées en comparant les seuils estimés \hat{Th} et ceux calculés par la méthode de bisection Th par trois indicateurs statistiques: RMSE (Root Mean Square Error), rRMSE (relative Root Mean Square Error) et le coefficient de corrélation (R) [59]. Ces indicateurs sont déterminés par :

$$1/ \text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\hat{Th}_i - Th_i)^2} \quad (4.22)$$

$$2/ \text{rRMSE} = \frac{\sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\hat{Th}_i - Th_i)^2}}{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (Th_i)^2} \times 100 \quad (4.23)$$

Pour le rRMSE, les performances du model sont considérés [60]:

Excellente si: $\text{rRMSE} < 10\%$

Bonne si: $10\% < \text{rRMSE} < 20\%$

Acceptable si: $12\% < \text{rRMSE} < 30\%$

Faible si: $\text{rRMSE} > 30\%$

$$3/ R = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^n (\hat{Th}_i - Th_i)^2}}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (\hat{Th}_i - \bar{\hat{Th}})^2}} \quad (4.24)$$

- $\bar{\hat{Th}}$: est la valeur moyenne des seuils estimés par la méthode proposée.

- n est le nombre de points.

4.5.2 Evaluation des performances

Dans un premier temps nous évaluons les performances de l'estimateur du seuil optimal et adaptatif proposé, puis nous présentons par la suite, la probabilité d'erreur en fonction du SNR du RCC utilisant cet estimateur comparé avec un RCC qui utilise un seuil fixe ($Th = w, Th = w/2$) [3].

4.5.2.a Performance de l'estimateur

La figure 4.12 présente l'évolution de l'erreur quadratique moyenne en fonction de nombre d'époques lors de la phase d'apprentissage et de validation. Nous pouvons observer que l'MSE diminue jusqu'à la valeur de $9.3 \cdot 10^{-4}$ à l'époque N° 281. A noter que les critères d'arrêts de l'apprentissage de notre RNA –définis dans le programme de simulation- sont 500 époques ou une $MSE=10^{-6}$. Une MSE faible (proche de zéros) signifie que notre RNA est bien entraîné et que les seuils estimés sont très proches aux seuils utilisés lors de l'entraînement.

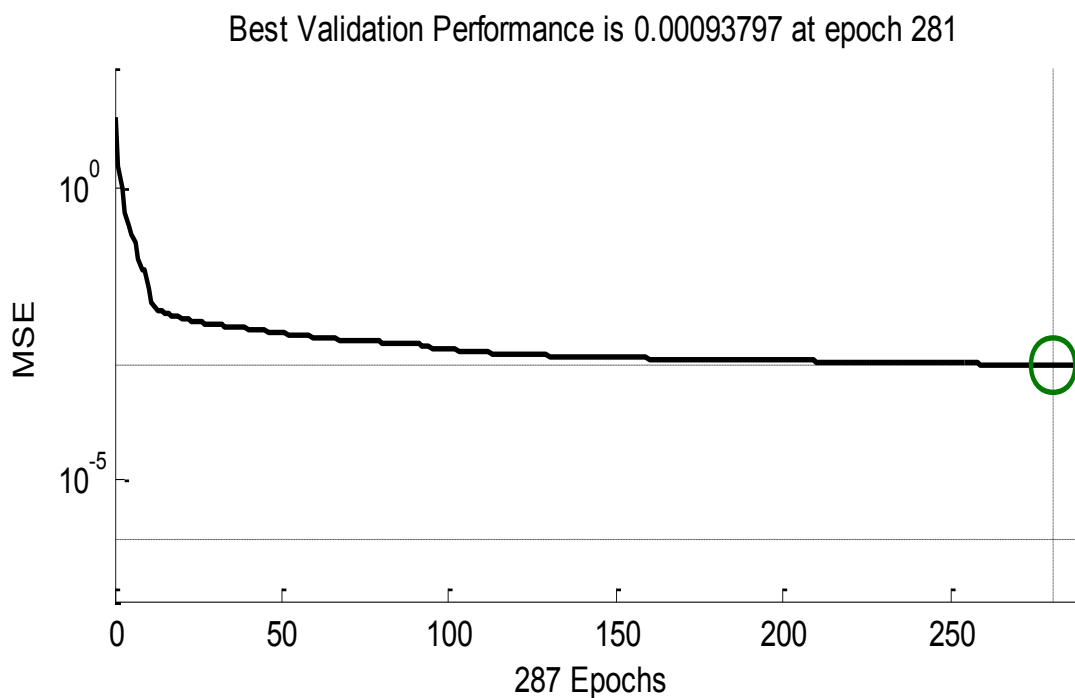


Figure 4.12 - Performance du MLP (phase d'apprentissage et validation) [11]

La Figure 4.13 présente la corrélation entre les seuils obtenus lors de la phase de test par les deux méthodes. Le coefficient de corrélation élevé ($r = 0,99984$) indique que les seuils obtenus par les deux approches sont fortement liés. Les seuils estimés par notre RNA correspondent parfaitement à 99,984% avec ceux calculés par la méthode de Bissection.

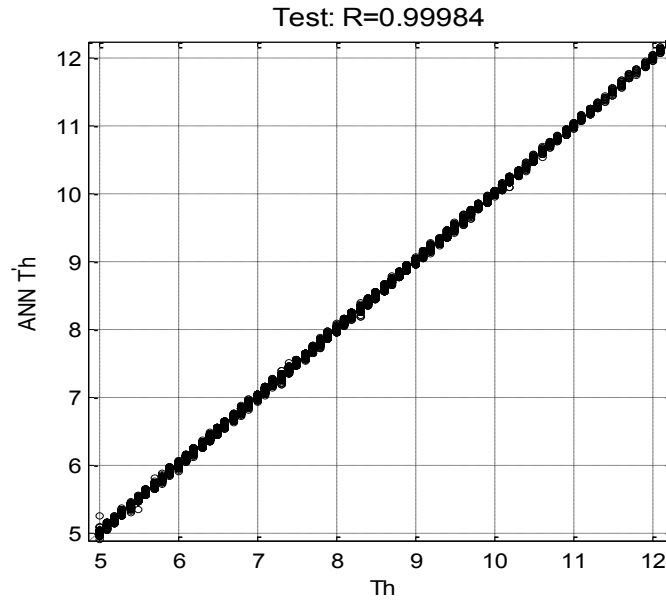
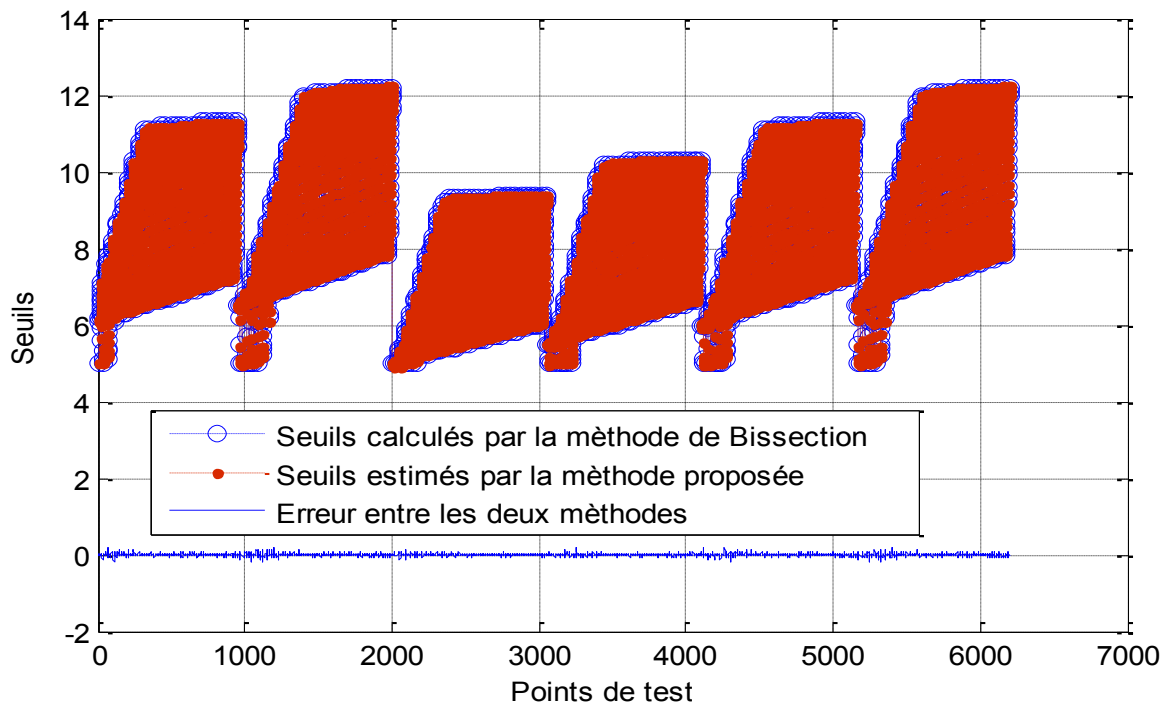


Figure 4.13 – Facteur de corrélation entre seuils

Les figures 4.14 a et 4.14 b présentent les 6200 points de test de comparaison de seuils obtenus par le RNA et la méthode de bisection. Il est clair que les seuils calculés par les deux méthodes sont presque confondus.



(a)

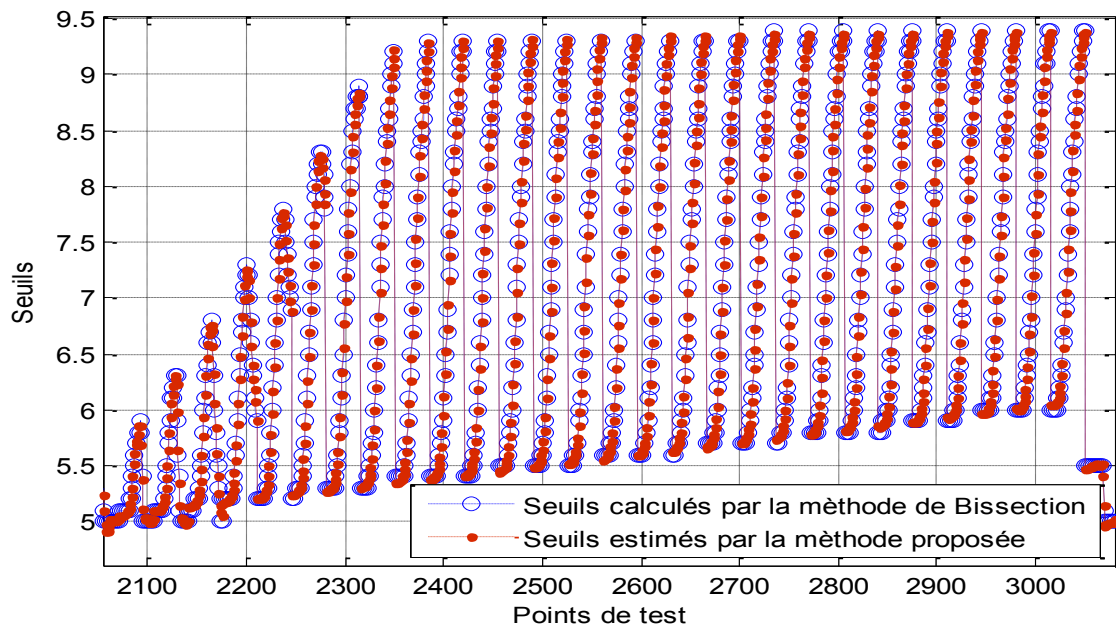


Figure 4.14 (a) - 6200 points de seuils (calculés lors de la phase de test), (b) - un Zoom sur les seuils

4.5.2.b l'architecture du MLP

La simulation de la méthode proposée est faite sous une machine Intel i7-6700K. Le CPU fonctionne à 4.01 GHz. 24 GB de RAM.

Les tableaux 4.2 et 4.3 illustre l'effet du nombre de couches cachées, le nombre de neurones et la longueur de l'entraînement sur les performances de l'estimateur de seuil optimale adaptatif. Comme le montrent ces tableaux, plusieurs simulations ont été faites en utilisant un et deux couches cachées contenant plusieurs neurones dans chaque couche. Nous avons trouvé qu'une MLP avec deux couches cachées contenant 15 neurones avec une longueur d'entraînement de 40000 donne des résultats précis et excellents (RMSE=0.029, rRMSE=0.37%, R=99.984%). Ce qui reflète l'efficacité de notre estimateur à produire un seuil optimal et adaptatif à la fois.

Tableau 4.2 - L'effet du nombre de couches cachées et le nombre de neurones pour une longueur d'entraînement 40000.

Nombre de couches cachées	Une seule couche cachée				Deux couches cachées			
	5	10	15	20	(5,5)	(10,10)	(15,15)	(20,20)
Nombre de neurones	5	10	15	20	(5,5)	(10,10)	(15,15)	(20,20)
Nombre de connexions	25	50	75	100	50	150	300	500
RMSE	0.183	0.116	0.070	0.064	0.074	0.035	0.029	0.032
rRMSE (%)	2.33	1.46	0.88	0.80	0.94	0.448	0.37	0.409
R (%)	99.43	99.76	99.89	99.93	99.91	99.981	99.984	99.987
Temps d'entraînement (s)	24.32	73.64	110.37	112.28	40.92	120.09	267.89	428.68

Tableau 4.3 - Effet de la longueur d'entraînement

Longueur d'entraînement	Deux couches cachées contiennent 15 neurones chacune							
	5000	10000	15000	20000	25000	30000	35000	40000
RMSE	3.90	1.64	0.092	0.033	0.032	0.031	0.030	0.029
rRMSE(%)	50.50	21.31	1.19	0.43	0.38	0.39	0.38	0.37

4.5.2.c Simulation de la probabilité d'erreur du RCC avec un seuil optimal et adaptatif

La variation de la probabilité d'erreur simulée du récepteur RCC avec un estimateur de seuil optimal et adaptatif en fonction du SNR est présentée sur la figure 4.15.

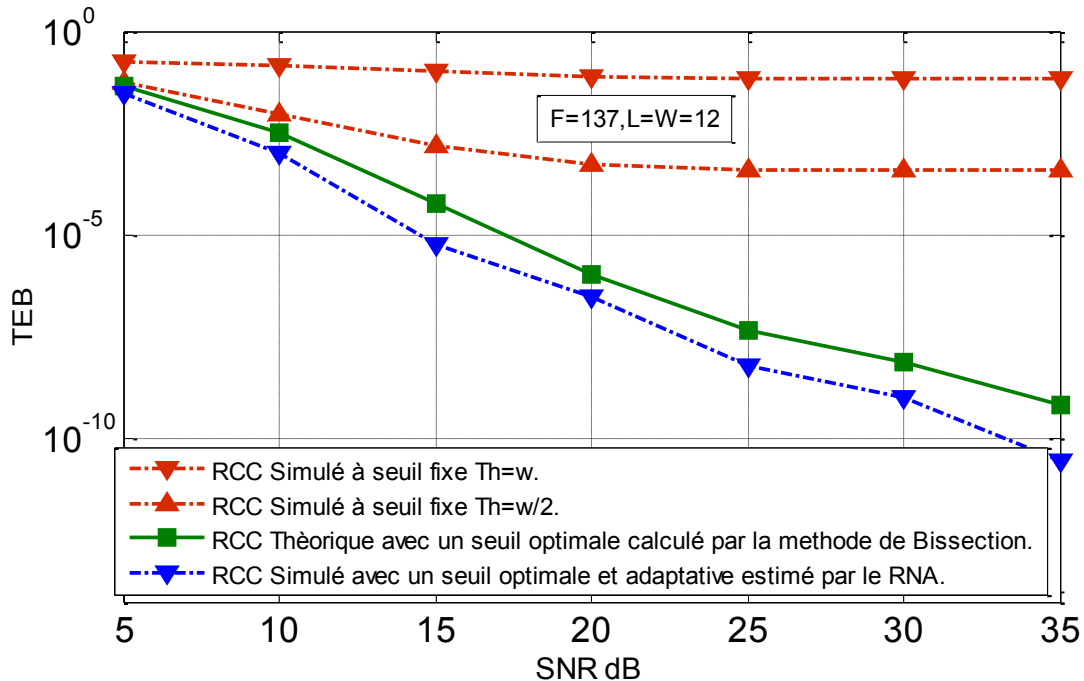


Figure 4.15 - Probabilités d'erreurs du CCR en fonction du SNR pour 30 utilisateurs.

Nous pouvons constater que la probabilité d'erreur obtenue par simulation du récepteur RCC avec un estimateur de seuil optimal et adaptatif est meilleur que la probabilité du RCC utilisant un seuil fixe. On note que cette probabilité est aussi inférieure à celle obtenue par un seuil optimal non-adaptatif. Ceci est due, à un autre sens du pouvoir de l'approche proposée de décimer un seuil optimal.

4.6 Conclusion

Nous avons commencé ce chapitre par l'étude d'un système OCDMA qui utilise un codage à deux dimensions MWOOC($F \times L, w=L, 1, 1$). À partir des expressions théoriques et simulées des probabilités d'erreurs, nous avons évalué la robustesse du récepteur conventionnel par corrélation en présence des d'IAM et des bruits AWGN issues des différents composants électroniques et optiques de la chaîne de communication optique. Nous avons montré que les performances sont liées directement aux différents paramètres du code 2D. L'augmentation de la longueur $F \times L$ ou le poids w , améliore le taux d'erreur binaire. Pour une meilleure performance dans le cas où le canal est bruité, une attention particulière doit être apportée au

choix du seuil du RCC. La contribution majeure de ce chapitre, est la présentation d'une nouvelle architecture de récepteur conventionnel par corrélation à seuil optimal et adaptatif basée sur un réseau de neurones artificielles, elle permet de minimiser la probabilité d'erreur en adoptant un seuil optimal et adaptable aux variations des paramètres du système de transmission telle que le nombre d'utilisateurs et le rapport signal/bruit. Les résultats obtenus montrent le bien-fondé de l'approche proposée.

Conclusion générale

Dans cette thèse, nous nous sommes intéressés à la technique d'accès multiple OCDMA à double étalement temps/longueur d'onde incohérente à séquence directe. Ce système est plus simple à mettre en œuvre et est à bas coût. Tous les utilisateurs accèdent à ce réseau optique de manière simultanée et asynchrone.

L'objectif principal de ce travail était de proposer une nouvelle architecture de récepteur conventionnel par corrélation à seuil optimal et adaptatif à base de réseaux de neurones qui permette de satisfaire mieux aux contraintes, telles que le changement du nombre d'utilisateurs actifs ou la variation du rapport signal/bruit, d'un système de communication en temps réels.

Nous avons consacré le premier chapitre de cette thèse à la description des différentes techniques de multiplexage appliquées au domaine de radio fréquence et ses transpositions dans le domaine des communications optiques, un accent a été mis sur le CDMA optique, ses caractéristiques et ces différentes déclinaisons.

Dans le second chapitre, différentes familles des codes optiques unipolaires à une et deux dimensions utilisables pour des systèmes DS-OCDMA sont présentées. Les paramètres tels que la taille, la capacité de multiplexage, les critères de corrélation et les méthodes de construction ont été détaillés.

Dans le troisième chapitre, Il nous est apparu intéressant de rappeler les définitions fondamentales relatives aux réseaux de neurones ainsi que leurs propriétés mathématiques. Nous nous sommes intéressés plus particulièrement au réseau de neurone de type MLP et à ces propriétés et sa mise en œuvre. Au long de ce chapitre nous avons cherché à éclairer les concepts généraux des réseaux de neurones et détailler d'avantage les notions auxquelles nous avons fait appel pour élaborer notre travail.

Le quatrième et dernier chapitre, est dédié à notre contribution de conception d'un récepteur conventionnel par corrélation optimale et adaptative à base de réseaux de neurones pour les codes optiques à deux dimensions. Nous avons présenté les différentes limitations qu'on peut rencontrer dans un système DS-CDMA 2-D avec un récepteur mono utilisateur à corrélation. Ce système souffre de l'interférence d'accès multiple due à l'utilisation des codes optique unipolaire et de bruit blanc gaussien engendré par les composants optiques et

optoélectroniques de la chaîne de communication. Nous avons montré qu'à l'inverse du cas sans bruit la valeur de seuil optimal n'est pas égale au poids du code. Sa valeur dépend du nombre d'utilisateur actif sur le réseau ainsi que la valeur du rapport signal/bruit. Sa valeur doit être mise à jour continuellement en fonction de ces deux derniers paramètres. Pour ce faire, l'architecture du récepteur conventionnel à corrélation à base de réseaux de neurones de type MLP que nous avons proposée permet de remédier à ce problème. Due à la capacité d'apprendre vite basée sur l'expérience des données d'apprentissage et au parallélisme, le réseau de neurones permet d'estimer le seuil optimal d'une façon adaptatif en temps réel. Les résultats obtenus, en termes, des indicateurs statistiques, de facteur de corrélation, et de TEB montrent l'efficacité et la fiabilité de l'approche proposée.

Perspectives

Comme perspectives, de ce travail, nous suggérons pour les travaux futurs :

- Une extension de cette étude aux récepteurs à annulation d'interférences série et parallèle.
- L'implémentation de la méthode dans des circuits numériques de type FPGA.
- Une étude sur la potentialité de généraliser la méthode proposée aux codes optiques à deux dimensions - dont la longueur d'étalement ou le poids sont variable- utilisables dans les services triplay.

Le travail présenté dans cette thèse a donné lieu à une publication :

Rabehi, A., Djebbari, A., Hafaiifa, A., et al. (2018). New Structure of CCR with an AOANN Threshold. *Journal of Optical Communications*, 0(0), pp. -. Retrieved 3 May. 2018, from doi:10.1515/joc-2018-0028.

Annexe A

Corps de Galois

Un corps dont le nombre d'éléments est fini, est appelé corps de Galois (Evariste Galois, mathématicien français 1811-1832) et est noté par $GF(q)$ s'il contient q éléments.

Définition 1 : α est une racine primitive d'un corps $GF(q)$ si :

- $\alpha \in GF(q)$
- Chaque élément de $GF(q)$ (excepté 0) peut être généré par une puissance de α .

Définition 2: Soit $a \neq 0$ appartenant à $GF(q)$.

Le plus petit entier positif β tel que $a^\beta = 1 \pmod{q}$ est appelé ordre de l'élément a .

Propriété : L'ordre d'une racine primitive de $GF(q)$ est toujours égal à $q-1$. On a donc : $GF(q) = \{0\} \cup \{\alpha^i \pmod{q} \mid i = 1, 2, \dots, q-1\}$. Considérons par exemple un nombre premier $p = 7$: $GF(7) = \{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6\}$. Le tableau A.1, présente la recherche des racines primitives de $GF(7)$

:

Table A.1 – Recherche des racines primitives de $GF(7)$.

$i \backslash \alpha$	1	2	3	4	5	6
1	1	/	/	/	/	/
2	2	4	1	2	/	/
3	3	2	6	4	5	1
4	4	2	1	4	/	/
5	5	4	6	2	3	1
6	6	1	6	/	/	/

On remarque que le corps de Galois $GF(7)$ possède 2 racines primitives d'ordre 6 qui sont 3 et 5.

Annexe B

Probabilité qu'une Variable Aléatoire Gaussienne Soit Supérieure ou Inférieure à un Seuil

Nous exprimons la probabilité $P(x \geq s)$ qu'une variable aléatoire gaussienne x de variance σ_x^2 soit supérieure à un seuil s . Sa densité de probabilité de probabilité est :

$$p(x) = \frac{1}{\sigma_x \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x}{\sigma_x}\right)^2\right) \quad (B.1)$$

$$P(x \geq s) = \int_s^{\infty} \frac{1}{\sigma_x \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x}{\sigma_x}\right)^2\right) dx \quad (B.2)$$

En effectuant un changement de variable tel que $u = \frac{x}{\sigma_x \sqrt{2}}$, nous obtenons:

$$P(x \geq s) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \cdot \int_{\frac{s}{\sigma_x \sqrt{2}}}^{\infty} \exp(-u^2) du \quad (B.3)$$

$$P(x \geq s) = \frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc}\left(\frac{s}{\sigma_x \sqrt{2}}\right) \quad (B.4)$$

Avec :

$$\operatorname{erfc}(y) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \cdot \int_y^{\infty} \exp(-u^2) du$$

De la même manière, nous exprimons la probabilité que x soit inférieur à s par :

$$P(x < s) = \int_{-\infty}^s \frac{1}{\sigma_x \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x}{\sigma_x}\right)^2\right) dx \quad (B.5)$$

En effectuant un changement de variable tel que $u = -\frac{x}{\sigma_x \sqrt{2}}$, nous obtenons:

$$P(x < s) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \cdot \int_{-\frac{s}{\sigma_x \sqrt{2}}}^{\infty} \exp(-u^2) du \quad (B.6)$$

$$P(x < s) = \frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc}\left(\frac{-s}{\sigma_x \sqrt{2}}\right) \quad (B.7)$$

Annexe C

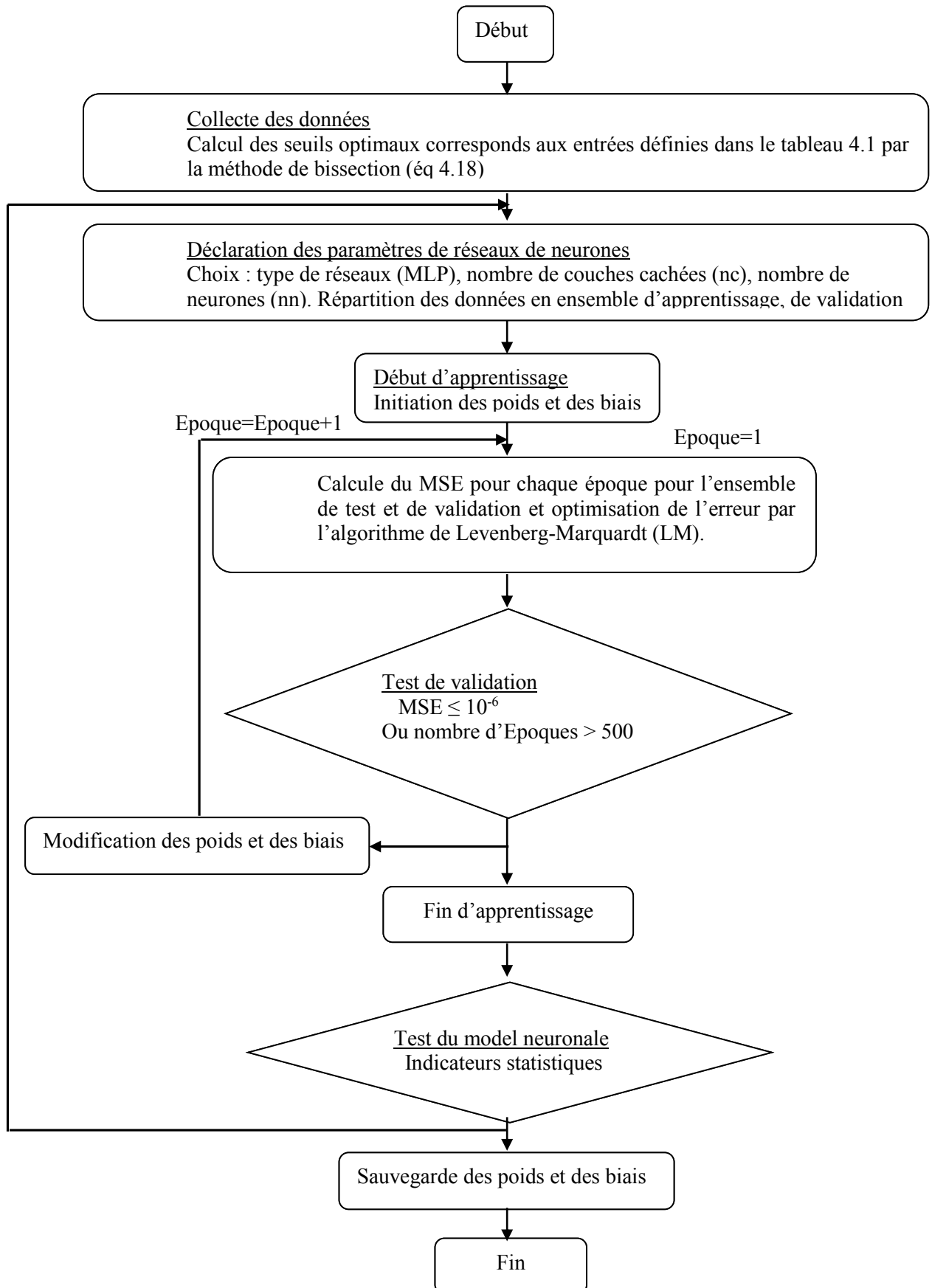
Les étapes de simulation

Pour un nombre de bits suffisamment grand, Les différentes étapes de la simulation sont :

- 1/ Choix de N séquences de codes aléatoires parmi les N_{MWOOC} séquences possibles et d'un décalage aléatoire pour chaque utilisateur.
- 2/ Emission équiprobable de données $b_i^{(k)}$ pour les N utilisateurs.
- 3/ Multiplication de chaque donnée par le code de l'utilisateur correspondant.
- 4/ Somme des données codées de tous les utilisateurs.
- 5/ Ajout ou non de bruit AWGN sur chaque chip (avec ou sans bruit).
- 6/ Réception par corrélation -multiplication par le code de l'utilisateur désirée et intégration sur temps bit - à seuil fixe ou estimé par le réseau de neurones.
- 7/ Prise de décision par comparaison au seuil S fixe ou adaptable.
- 8/ Comparaison de la donnée décidée avec la donnée émise par l'utilisateur désiré.
- 9/ Comptabilisation des erreurs puis du TEB.

Annexe D

L'organigramme suivant, résume les différentes étapes utilisées par le RNA.



Annexe E

Pour déterminer la dérivée de l'équation de la probabilité d'erreur P_{eCCR} (éq 4.18). On doit utiliser la règle de Leibniz [61]. Cette règle est utilisée dans le cas où les bornes d'intégration dépendent de la variable par rapport à laquelle se fait la dérivation.

$$\frac{d \operatorname{erfc}(y)}{d y} = \frac{d}{d y} \left(\int_y^\infty \frac{2}{\sqrt{\pi}} e^{-z^2} dz \right) = \frac{d}{d y} \left(\int_y^\infty f(z, y) dz \right) \quad (\text{E. 1})$$

$$f(z, y) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \cdot e^{-z^2}$$

Soit l'intégrale suivant $\int_{a(y)}^{b(y)} f(z, y) dz$. Selon la règle de Leibniz sa dérivée est comme suit:

$$\frac{d}{d y} \int_{a(y)}^{b(y)} f(z, y) dz = \left(\frac{d}{d y} b(y) \right) \cdot f(b(y), y) - \left(\frac{d}{d y} a(y) \right) \cdot f(a(y), y)$$

$$+ \int_{a(y)}^{b(y)} \frac{d}{d y} f(z, y) dz \quad (\text{E. 2})$$

$$P_{eCCR} = \frac{1}{4} \sum_{u=0}^{N-1} C_{N-1}^u \left(\frac{R_c}{2} \right)^u \left(1 - \frac{R_c}{2} \right)^{N-1-u} \left(\operatorname{erfc} \left(\frac{w + u - Th}{\sigma_b \sqrt{2}} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{Th - u}{\sigma_b \sqrt{2}} \right) \right) \quad (\text{E. 3})$$

$$\frac{d P_{eCCR}}{d Th}$$

$$= \frac{1}{4} \sum_{u=0}^{N-1} C_{N-1}^u \left(\frac{R_c}{2} \right)^u \left(1 - \frac{R_c}{2} \right)^{N-1-u} \frac{d}{d Th} \left(\operatorname{erfc} \left(\frac{w + u - Th}{\sigma_b \sqrt{2}} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{Th - u}{\sigma_b \sqrt{2}} \right) \right) \quad (\text{E. 4})$$

On applique la règle de Leibniz ci-dessus on obtient

$$\frac{d}{d Th} \operatorname{erfc} \left(\frac{w + u - Th}{\sigma_b \sqrt{2}} \right) = + \frac{\sqrt{2}}{\sigma_b \sqrt{\pi}} \cdot e^{-\left(\frac{w+u-Th}{\sigma_b \sqrt{2}} \right)^2} \quad (\text{E. 5})$$

De la même façon

$$\frac{d}{d Th} \left(\operatorname{erfc} \left(\frac{Th - u}{\sigma_b \sqrt{2}} \right) \right) = - \frac{\sqrt{2}}{\sigma_b \sqrt{\pi}} e^{-\left(\frac{Th-u}{\sigma_b \sqrt{2}} \right)^2} \quad (\text{E. 6})$$

Finalement

$$\frac{dP_{e_{CCR}}}{dTh} = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}\sigma_b} \sum_{u=0}^{N-1} C_{N-1}^u \left(\frac{R_c}{2}\right)^u \left(1 - \frac{R_c}{2}\right)^{N-1-u} \left(e^{-\left(\frac{w+u-Th}{\sigma_b\sqrt{2}}\right)^2} - e^{-\left(\frac{Th-u}{\sigma_b\sqrt{2}}\right)^2} \right) \quad (E.7)$$

Seuil optimale dans le cas où l'IAM est minimale

Dans le cas ou $N=1$ ($u = 0$), le seuil optimal est la racine de l'équation (E.7), s'obtient en résolvant l'équation suivante :

$$e^{-\left(\frac{w+u-Th}{\sigma_b\sqrt{2}}\right)^2} - e^{-\left(\frac{Th-u}{\sigma_b\sqrt{2}}\right)^2} = 0 \implies Th = \frac{w}{2}$$

Liste des références

- [1] A. J. Viterbi, CDMA: principles of spread spectrum communication, Addison-Wesley, 1995.
- [2] B. Vojcic, A. Damnjanovic, V. Vanghi,, The CDMA2000 System for Mobile Communications: 3G Wireless Evolution., Prentice Hall PTR, 2004.
- [3] M. Lourdiane, "CDMA à séquence directe appliqué aux systèmes de communications optiques," Télécom ParisTech, 2005.
- [4] I. Joindot,, Les télécommunications par fibres optiques, Dunod, 1996.
- [5] P. Lecoy, Télécoms sur fibres optiques, Hermès science publ : Lavoisier, 2014.
- [6] J.A. Salehi,, "Code division multiple-access techniques in optical fiber networks. I. Fundamental principles," *IEEE transactions on communications*, vol. 37, no. 8, pp. 824-833, 1989.
- [7] S. Zahedi, J.A. Salehi,, "Analytical comparison of various fiber-optic CDMA receiver structures," *Journal of Lightwave Technology*, pp. 1718,18(12), 2000.
- [8] C. Goursaud-Brugeaud, "Réception multiutilisateurs par annulation parallèle d'interférences dans les systèmes CDMA optiques," Limoges, 2006.
- [9] M. Morelle,, "Codage en 2 Dimensions pour les systèmes de communications Optiques CDMA (OCDMA): application aux transmissions multimédia," Limoges, 2008.
- [10] H.B. Demuth, M.H. Beale, O. De Jess, M.T. Hagan, Neural network design, Martin Hagan, 2014.
- [11] A. Rabehi, A. Djebbari, A. Hafaifa, A. Souahlia, A. Taleb-Ahmed, "New Structure of CCR with an AOANN Threshold," *Journal of Optical Communications*, 2018.
- [12] A. Stok, E. H. Sargent,, "The role of optical CDMA in access networks," *IEEE Communications Magazine*, pp. 83-87, 40(9).
- [13] A. Stok, E.H. Sargent,, "Lighting the local area: Optical code-division multiple access and quality of service provisioning," *IEEE Network*, pp. 42-46,14(6), 2000.
- [14] N.M. Saad,, "Contribution à l'étude de l'application de la technique CDMA aux systèmes de transmission optique," Limoges, 2005.

- [15] G. Pille, "Multiplexage optique à répartition par codes spectraux en optique intégrée," Montpellier 2, 2005.
- [16] P. Prucnal, M. Santoro, T. Fan, "Spread spectrum fiber-optic local area network using optical processing," *Journal of lightwave technology*, vol. 4, no. 5, pp. 547-554, 1986.
- [17] F. R. Chung, J.A. Salehi, V.K. Wei, "Optical orthogonal codes: design, analysis and applications," *IEEE Transactions on Information theory*, pp. 595-604, 35(3), 1989.
- [18] H. Yin, D.J. Richardson, "Optical code division multiple access communication networks," chap, 2008.
- [19] J.A. Salehi, A.M. Weiner, J.P. Heritage, "Coherent ultrashort light pulse code-division multiple access communication systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 8, no. 3, pp. 478-491, 1990.
- [20] M.E. Marhic, "Coherent optical CDMA networks," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 11, no. 5, pp. 854-864, 1993.
- [21] W. Huang, I. Andonovic, "Coherent optical pulse CDMA systems based on coherent correlation detection," *IEEE transactions on communications*, vol. 47, no. 2, pp. 261-271, 1999.
- [22] R. Gold, "Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing," *IEEE Transactions on Information Theory*, pp. 619-621, 13(4), 1967.
- [23] K. S. P.M. Lam, "Synchronous optical fiber code-division multiple-access networks using Walsh codes," in *Seventh International Symposium In Spread Spectrum Techniques and Applications*, 2002.
- [24] F. Zeng, "Properties of m-sequence and construction of constant weight codes," *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics Communications and Computer Sciences*, pp. 3675-3676, 88(12), 2005.
- [25] M. Azizoglu, J.A. Salehi, Y. Li, "Optical CDMA via temporal codes," *IEEE Transactions on Communications*, pp. 1162-1170, 40(7), 1992.
- [26] I.B. Djordjevic, B. Vasic, "Novel combinatorial constructions of optical orthogonal codes for incoherent optical CDMA systems," *Journal of Lightwave Technology*, pp. 1869-1875, 21(9), 2003.
- [27] K. Jamshidi, M. Abtahi, "Performance analysis of various optical CDMA systems using OOC's with correlation bounded by two," in *In Proc. of International Symposium on Telecommunications (IST)*, 2005.

- [28] D. Zaccarin, M. Kavehrad,, "An optical CDMA system based on spectral encoding of LED," *IEEE Photonics Technology Letters*, pp. 479-482,5(4), 1993.
- [29] I.B. Djordjevic, B. Vasic,, "Unipolar codes for spectral-amplitude-coding optical CDMA systems based on projective geometries," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 15, no. 9, pp. 1318-1320.
- [30] Z. Wei, M.H. Shalaby, H. Ghafouri-Shiraz,, "Modified quadratic congruence codes for fiber Bragg-grating-based spectral-amplitude-coding optical CDMA systems," *Journal of Lightwave Technology*, pp. 1274-1281,19(9), 2001.
- [31] H. G.-S. Z. Wei, "Unipolar codes with ideal in-phase cross-correlation for spectral amplitude-coding optical CDMA systems," *IEEE Transactions on Communications*, pp. 1209-1212,50(8)., 2002.
- [32] G.C. Yang, W.C. Kwong,, "Performance comparison of multiwavelength CDMA and WDMA+ CDMA for fiber-optic networks," *IEEE Transactions on Communications*, pp. 1426-1434,45(11), 1997.
- [33] M. Morelle,C. Goursaud-Brugeaud,A. Julien-Vergonjanne,J.P. Cances,, "Modified multi-wavelength optical orthogonal code for spectral efficiency improvement in two-dimensional optical CDMA system," *IET communications*, vol. 1, no. 6, pp. 1195-1200, 2007.
- [34] M. Morelle,C. Goursaud,A. Julien-Vergonjanne,C. Aupetit-Berthelemot,J.P. Cances,J.M. Dumas,P. Guignard,, "2-Dimensional optical CDMA system performance with parallel interference cancellation.," *Microprocessors and Microsystems*, vol. 31, no. 04, 2007.
- [35] E. Park,A.J. Mendez,E.M. Garmire,, "Temporal/spatial optical CDMA networks-design, demonstration, and comparison with temporal networks," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 4, no. 10, pp. 1160-1162, 1992.
- [36] I. Fsaifes,, "Encodage et décodage temporels "tout-optique" à réseaux de Bragg pour l'accès multiple," Telecom ParisTech, 2007.
- [37] B.C. Yeh, C.H. Lin, J.Wu,, "Noncoherent spectral/spatial OCDMA system using two-dimensional hybrid codes," *Journal of Optical Communications and Networking*, pp. 653-661 ,2(9), 2010.
- [38] C.C. Yang, J.F. Huang, I.M. Chiu,, "Performance analyses on hybrid MQC/M-sequence coding over frequency/spatial optical CDMA system," *IEEE Transactions on communications*, pp. 40-43,55(1), 2007.
- [39] S. Jindal, N. Gupta,, "Simulated transmission analysis of 2D and 3D OOC for increasing number of potential users," in *10th Anniversary International Conference In Transparent Optical Networks,ICTON*, 2008.

- [40] M.R. Kumar,S.S. Pathak,N.B. Chakrabarti,, "Design and analysis of three-dimensional OCDMA code families," *Optical Switching and Networking*,, vol. 6, no. 4, pp. 243-249, 2009.
- [41] M. Garg, R.S. Kaler,, "Implementation and performance analysis of three dimensional (3D) space/wavelength/time single pulse per plane codes with direct detection," *Optik-International Journal for Light and Electron Optics*, vol. 124, no. 3, pp. 6069-6073, 2013.
- [42] G.C. Yang, W.C. Kwong,, Prime codes with applications to CDMA optical and wireless networks., Artech House, 2002.
- [43] S.S. Lee,S.W. Seo,, "New construction of multiwavelength optical orthogonal codes," *IEEE transactions on communications*, vol. 50, no. 12, pp. 2003-2008, 2002.
- [44] S. Nebti,, "Reconnaissance de caractères manuscrits par intelligence collective," Université Ferhat Abbas de Sétif 1, 2013.
- [45] C. Touzet,, L'Apprentissage par Renforcement. Connexionnisme et Applications, Paris: Masson, 1999.
- [46] M.L. Hafiane,, "Conception d'un capteur de pression intelligent," 2005.
- [47] G. Dreyfus, J.M. Martinez,M. Samuelides,M.B. Gordon,F. Badran,S. Thiria, L. Herault,, Réseaux de neurones-Méthodologie et applications, 2002.
- [48] J. A. Anderson, An introduction to neural networks, MIT press, 1995.
- [49] J.A. Freeman, D.M. Skapura, Neural networks: algorithms, applications, and programming techniques, 1991.
- [50] R. Rojas,, "A graph labelling proof of the backpropagation algorithm," *Communications of the ACM*, vol. 12es, p. 207, 1996.
- [51] A. AOUCHE,, "Contribution à l'Etude des Structures Microruban Cylindriques par la Méthode Neuro-Spectrale," Université de Batna 2, 2016.
- [52] D.W. Marquardt,, "An algorithm for least-squares estimation of nonlinear parameters," *Journal of the society for Industrial and Applied Mathematics*, vol. 11, no. 02, pp. 431-441, 1963.
- [53] P. Bourret, J. Reggia, M. Samuelides, Réseaux neuronaux: une approche connexionniste de l'intelligence artificielle, 1991.
- [54] G.P. Agrawal,, Fiber-optic communication system, vol. 222, John Wiley & Sons, 2012.

- [55] T. Demeechai, A.B. Sharma,, "Beat noise in a non-coherent optical CDMA system," in *The 8th International Conference In Communication Systems, ICCS*, 2002.
- [56] X. Wang, K.I. Kitayama,, "Analysis of beat noise in coherent and incoherent time-spreading OCDMA," *Journal of Lightwave Technology*, pp. 2226,22(10), 2004.
- [57] B. Ni, J.S. Lehnert,J. Zhang,, "Impact of beat noise on an incoherent OCDMA system with temporal spreading," in *Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference In Signals, Systems and Computers*, 2004.
- [58] L. Tancevski, L.A. Rusch,, "Impact of the beat noise on the performance of 2-D optical CDMA systems," *IEEE communications letters*, pp. 264-266,4(8), 2000.
- [59] Muhammed A. Hassan, A. Khalil, S. Kaseb, M.A. Kassem, "Potential of Four Different Machine-Learning Algorithms in Modeling".
- [60] A. Rabehi, M. Guermoui, D. Lalmi , «Hybrid models for global solar radiation prediction: a case study,» *International Journal of Ambient Energy*, , 2018.
- [61] S.Haykin, *Communication systemes*, 5Th Ed,, Johon wily & Sons inc, 2009.