



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**



UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID - TLEMCEN

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DU GENIE ELECTRIQUE ET ELECTRONIQUE

LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATIONS



MEMOIRE

Pour l'obtention du

DIPLOME DE MAGISTER EN TELECOMMUNICATIONS

BOUDAOU RADHWANE

**Contribution à l'étude des performances et
limitations d'une liaison CDMA optique haut débit**

Soutenu en 2010 devant le jury composé de :

Président : F.T. BENDIMERAD

Examineur : O. SEDDIKI

Examineur : R. BORSALI

Examineur : S. A DJENNAS

Encadreur : M. CHIKH BLED

Professeur à l'Université. de Tlemcen

Professeur à l'Université. de Tlemcen

Maître de conférences à l'Univ. de Tlemcen

Maître de conférences à l'Univ. de Tlemcen

Professeur à l'Université. de Tlemcen

Années Universitaire : 2009-2010

A ma famille et A tous mes amis

REMERCIEMENT

Ce travail a été effectué au Laboratoire de Télécommunications de la Faculté des Sciences de l'Ingénieur de l'Université Abou-Bekr Belkaid de Tlemcen.

Je tiens à présenter mes sincères remerciements à monsieur **M. CHIKH-BLED** directeur de ma thèse, Professeur à l'Université Abou-Bekr Belkaid–Tlemcen, pour ses conseils, sa confiance et son dévouement d'achever à bien cette thèse.

J'exprime ma profonde reconnaissance à monsieur **F.T. BENDIMERAD** Professeur à l'Université Abou-Bekr Belkaid–Tlemcen et directeur du laboratoire de télécommunications d'avoir eu l'amabilité de présider le jury.

Je remercie vivement monsieur **O. SEDDIKI** Professeur à l'Université Abou-Bekr Belkaid–Tlemcen, d'avoir accepté de juger ce travail et d'en être examinateur.

Je remercie vivement monsieur **R. BORSALI**, Maître de conférences à l'université de Tlemcen, d'avoir accepté de juger ce travail et d'en être examinateur.

Je remercie vivement monsieur **S. A DJENNAS**, Maître de conférences à l'université de Tlemcen, d'avoir accepté de juger ce travail et d'en être examinateur.

Je tiens à remercier sincèrement tous les membres du Laboratoire de Télécommunications pour leurs encouragements, sans oublier tous mes amis.

Et surtout je remercie ALLAH le tout puissant de m'avoir donné le courage et la volonté de mener à ce terme ce présent travail.

Résumé

La technique de CDMA optique permet le partage des ressources et données dans les réseaux de télécommunications optiques de manière simultanée et asynchrone.

L'intérêt de la CMDA optique réside dans l'utilisation d'une large bande passante sur le support de transmission qui est la fibre optique.

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

Notre travail a pour objectif l'évaluation des performances d'une liaison CDMA optique incohérent à séquence directe (DS-OCDMA) en utilisant des codes optiques orthogonaux (OOC), et en traitant l'effet de l'interférence d'accès multiple (IAM).

Une étude détaillée sur les réseaux de télécommunications optiques a été menée, avec une description de la DS-OCDMA.

La mise en œuvre d'une liaison CDMA optique a été réalisée à l'aide du logiciel de simulation COMSIS avec une évaluation de ses performances.

MOTS CLES : COMSIS – Réseaux optique - CDMA optique - codes optiques orthogonaux (OOC) - DS-OCDMA-Interférence d'accès multiple (IAM).

Abstracts

The technique of optical CDMA allows the division of resources and data in the telecommunications networks optical, in a simultaneous and asynchronous way.

The interest of the optical CMDA is in the use of a broad band-width on the support of transmission which is the optical fiber.

The transmission of the data in an optical CDMA connection, can be introduce many limitations that the interference of multiple accesses (IAM), which is result by the products of inter correlation not nulls of the codes used.

In our work the objective is the evaluation of performance of an incoherent connection CDMA optical with direct sequence (DS-OCDMA) using the optical orthogonal codes (OOC), and treat the effect of the interference of multiple access (IAM).

A detailed study of the telecommunications networks optical was being done, with a description of DS-OCDMA.

The implementation of an optical connection CDMA was be realized by using the software of simulation COMSIS with an evaluation of its performances.

KEY WORD: COMSIS-Optical CDMA- Optical network-Optical Orthogonal Codes (OOC)- DS-OCDMA - interference of multiple access (IAM).

ملخص

تقنية CDMA البصرية

تسمح بتقاسم الموارد والبيانات في شبكات الاتصالات البصرية في وقت واحد وبشكل متزامن

فائدة استعمال CDMA البصرية

تتمثل في استخدام عرض النطاق الترددي بشكل واسع على طول الناقل المستعمل الذي هو الألياف البصرية العمل الذي قمنابه يهدف إلى تقييم أداء الرابط DS-OCDMA بصري غير متجانس ذو تسلسل مباشر يستعمل شفرات

بصرية متعامدة (OOC) ، مع ذلك قمننا بدراسة أثر التداخل بالوصول المتعدد (IAM)

دراسة شاملة لشبكات الاتصالات البصرية تم القيام بها مع شرح مفصل لتقنية DS-OCDMA

وضع تطبيقي لرابط DS-OCDMA بصري غير متجانس ذو تسلسل مباشر تم إنجازه بمساعدة برنامج المحاكاة

COMSIS مع تقييم أداء لهذا الرابط (DS-OCDMA)

مصطلحات : COMSIS –CDMA البصرية

شبكات الاتصالات البصرية -DS-OCDMA – شفرات بصرية متعامدة (OOC) -أثر التداخل بالوصول المتعدد

(IAM)

LISTE DES FIGURES

Chapitre 1

Figure I.1 : Schéma du réseau de télécommunications

Figure I.2 : architecture de réseau point-multipoint :(a) sens descendant,(b) sens montant.

Figure I.3 : Technique d'accès multiple FDMA

Figure I.4 : Technique d'accès multiple TDMA

Figure I.5 : Technique d'accès multiple CDMA

Figure I.6 : Différentes techniques CDMA

Figure I.7 : Système d'émission optique OTDM pour N utilisateurs

Figure I.8: La réception du système OTDM

Figure I.9: Système ETDM

Figure I.10: La réception du système ETDM

Figure I.11: Principe d'une liaison WDM

Figure I.12 : Schéma synoptique d'une transmission CDMA optique

Figure I.13: schéma d'une liaison DS-OCDMA à codeur/décodeur électrique

Figure 1.14: Classification de techniques OCDMA

Figure 1.15 : Codeur et Décodeur temporel OCDMA à ligne à retard

Figure 1.16 : Codeur de Fibre à Réseaux de Bragg (FBG)

Figure 1.17: Codage spectral OCDMA

Figure 1.18 : OCDMA en 2D

Figure 1.19 : Codeur en 2D « fréquence-espace ».

Chapitre 2

Figure II.1 : Système de transmission DS-OCDMA à codeur/décodeur électrique

Figure II.2 : Partie émission d'un système d'un système CDMA optique à séquence directe (DS-OCDMA)

Figure II.3 : Exemple de séquence de code pour un système OCDMA avec $h_c = 1$.

Figure II.4: Exemple de deux séquences OOC (32, 4, 1,1)

Figure II.5: Fonctions d'auto-corrélation pour l'utilisateur N°1 et N°2 du code OOC (64,4, 1,1)

Figure II.6: Fonctions d'auto-corrélation pour l'utilisateur N°3 et N°4 du code OOC (64, 4, 1,1)

Figure II.7: Fonctions d'inter-corrélation pour l'utilisateur N°1 et N°3 du code OOC (64, 4, 1,1)

Figure II.8: Fonctions d'inter-corrélation pour l'utilisateur N°2 et N°4 du code OOC (64, 4, 1,1)

Figure II.9 : Fonction d'auto-corrélation pour le code $C_2^5(n)$

Figure II.10 : Fonction d'inter-corrélation pour les code $C_2^5(n)$ et $C_4^5(n)$

Figure II.11: Fonction d'auto-corrélation pour le code $C_2^7(n)$

Figure II.12 : Fonction d'inter-corrélation pour les code $C_2^7(n)$ et $C_4^7(n)$

Figure II.13 : Schéma d'un récepteur conventionnel de l'utilisateur n°1

Figure II.14 : Procédure d'émission et de réception d'un système DS-OCDMA pur un récepteur conventionnelle

Figure II.15: Application d'un limiteur optique devant le récepteur conventionnel

Figure II.16 : Récepteur à annulation en série.

Figure II.17: Récepteur à annulation en parallèle

Figure II.18 : La probabilité d'erreur P_{erc} en fonction du seuil S pour le code OOC (361, 4,1, 1)

Figure II.19 : La probabilité d'erreur P_{erc} en fonction de la longueur de code pour un code OOC (L, 4, 1,1)

Figure II.20 : La probabilité d'erreur P_{erc} en fonction du poids de code pour un code OOC (361, W, 1,1)

Figure II.21: La probabilité d'erreur P_{erc} en fonction du nombre d'utilisateurs N pour code OOC (361, 4, 1,1)

Figure II.22: Le taux d'erreurs TEB en fonction un code OOC (L, W), pour nombre d'utilisateurs N = 30.

Figure II.23: La probabilité d'erreur P_{erc} et P_{erc-Lo} en fonction du seuil S pour le code OOC (361, 4,1, 1)

Figure II.24: La probabilité d'erreur P_{erc} et P_{erc-Lo} en fonction de la longueur du code pour OOC (L, 4, 1,1)

Figure II.25 : La probabilité d'erreur P_{erc} et P_{erc-Lo} en fonction du poids de code pour un OOC (361, W, 1,1)

Figure II.26: La probabilité d'erreur P_{erc} et P_{erc-Lo} en fonction du nombre d'utilisateurs N pour OOC (361,4,1,1).

Chapitre 3

Figure III.2 : Principe d'un système DS-OCDMA à 5 utilisateurs

Figure III.3: Simulation de la partie émission pour premier utilisateur D= 1 Mbit/s, code OOC (64,4, 1, 1)

Figure III.4 : Les séquences de code OOC (64, 4, 1,1) pour 4 utilisateurs

Figure III.5 : Données émises par les 5 utilisateurs.

Figure III.6 : Données étalées et sommées des 5 utilisateurs avec un débit D= 1 Mbit/s pour un code OOC (64,4, 1, 1)

Figure III.7: Simulation de la partie réception

Figure III.8 : Le taux d'erreurs (TEB) pour un RC en fonction du seuil de détection S pour un code OOC (64,4, 1,1), N=5, D= 1Mbit/s

Figure III.9: Schéma pour une simulation COMSIS avec un RC-LO

Figure III.10: Les signaux à l'entrée et à la sortie du bloc LO

Figure III.11: Le taux d'erreurs (TEB) pour un RC-LO en fonction du seuil de détection S pour un code OOC(64,4, 1,1), N=5, D= 1Mbit/s

Figure III.12 : Modulation direct (a), Modulation externe (b)

Figure III.13 : Modulation directe

Figure III.14: Modulation direct avec LASER-SYSTEME.

Figure III.15 : Les signaux transmis pour la modulation directe pour un débit de 1 Mbit/s.

Figure III.16 : Les signaux d'entrée et de sortie du diode laser

Figure III.17 : Modèle du Modulateur-Electro Absorption

Figure III.18: Système de modulation externe avec un Modulateur-Electro Absorption

Figure III.19: Les signaux transmis pour une simulation avec le Modulateur-Electro Absorption pour un débit de 1 Mbit/s.

Figure III.20 : Zoom pour le niveau "0" d'un Modulateur-Electro-Absorption MEA.

Figure III.21 : Modèle du Modulateur MACH ZEHNDER (MEZ).

Figure III.22: Système de modulation externe avec un Modulateur MACH ZEHNDER (MEZ).

Figure III.23: Les signaux transmis pour une simulation avec le Modulateur MACH ZEHNDER (MEZ) pour un débit de 1 Mbit/s.

Figure III.24 : Zoom pour le niveau "0" et "1" d'un Mach Zehnder (MEZ).

Figure III.25 : Les signaux dans une modulation directe un débit de 100 Mbit/s

Figure III.26: Le signal du chip à la sortie du laser à 100 Mbit/s.

Figure III.27 : Le débit des données étalées D en fonction de la longueur du code L

Figure III.28 : Les signaux optiques à la sortie de la modulation Directe

Figure III.29 : Les signaux dans une modulation externe pour un débit $D=100$ Mbit/s

Figure III.30 : Les signaux optiques à la sortie de la modulation externe

Figure III.31 : La fibre optique G.652

Figure III.32 : La modulation Externe avec la fibre G.625

Figure III.33 : Les signaux à l'entrée et à la sortie de la fibre (mez, sor) en fonction de la longueur de la fibre.

Figure III.34: Chaîne idéale DS-OCDMA avec des éléments optiques

Figure III.35 : Les signaux sortants des Modulateur Externe (mez)_{1,5}

Figure III.36 : Les signaux à la sortie de sommateur, de la fibre, du PIN et de bloc «racine carrée».

Figure III.37 : Le taux d'erreurs (TEB) d'une simulation sur COMSIS pour un RC avec des éléments optiques en fonction du seuil de détection S pour un code OOC (64,4,1,1), $N=5$, $D=1$ Mbit/s.

Figure III.38 : le taux d'erreurs (TEB) d'une simulation sur COMSIS pour un RC avec des éléments optiques en fonction du seuil de détection S pour un code OOC (64, 4, 1,1), $N=5$, $D=155$ Mbit/s.

LISTE DES TABLEAUX

Tableau II.1 : position des chips à 1 et les retards relatifs (de 0 à 63)

Tableau II.2 : Retards relatifs entre les chips à 1, pour 3 codes OOC de poids 5.

Tableau II.3 : Positions des chips à 1, pour 3 codes OOC de poids 5.

Tableau II.4 : Liste des paramètres pour générer un code OOC (61, 5, 1,1) par la méthode BIBD.

Tableau II.5 : Ensemble des positions des chips d'une famille de code OOC (61, 5, 1,1).

Tableau II.6: Tableau des séquences de PC à partir du Corps de Galois GF(5)

Tableau II.7: Cinq séquences de codes PC $C_i^5(n)$

Tableau II.8: Cinq séquences de codes EPC $C_i^7(n)$

Tableau II.9: Les codes minimaux pour un RC et RC-LO avec une performance inférieure de 10^{-9} .

Tableau III.1 : Paramètres caractéristiques du bloc OOC

Tableau III.2 : Paramètres caractéristiques des données

Tableau III.3: Les paramètres du bloc Limiteur LO

Tableau III.5 : Paramètres caractéristiques du Modulateur-Electro-Absorbant

Tableau III.7 : Les paramètres du MACH ZEHNDER (MEZ).

Tableau III.8 : Les paramètres du la fibre optique G.652

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	1
-----------------------------	---

Chapitre1 : Introduction aux réseaux télécommunications optiques

I.1 Introduction.....	3
I.2 Les Réseaux Optiques.....	3
I.2.1 Les réseaux longue distance WAN	4
I.2.2 Les réseaux métropolitains MAN	5
I.2.3 Les réseaux locaux LAN.....	5
I.2.3.1 Les réseaux optique passifs.....	6
I.2.3.1.1 APON.....	7
I.2.3.1.2 BPON	8
I.2.3.1.3 EPON	9
I.2.3.1.4 GPON.....	9
I.3 Définitions des principales techniques de multiplexage	10
I.3.1 Accès multiple par répartition dans la fréquence (FDMA)	10
I.3.2 Accès multiple par répartition dans le temps (TDMA)	11
I.3.3 Accès multiple par répartition de codes ou " CDMA"	11
I.4 Accès Multiple dans les Systèmes de Communications Optiques	13
I.4.1 Accès Multiple par Répartition de temps en Optique.....	13
I.4.1.1 La technique OTDM	13
I.4.1.2 La technique ETDM	14
I.4.2 Accès Multiple par Répartition en Longueur d'Onde WDM	16
I.4.3 Accès Multiple par Répartition de Code en Optique (OCDMA)	17
I.4.3.1 CDMA optique cohérente et incohérente	18
I.4.3.2 Les techniques de codage/décodage à l'émission/réception.....	18
I.5 Les différents types du CDMA optique	19
I.5.1 OCDMA temporel	20
I.5.2 OCDMA Spectral.....	22

I.5.3 CDMA en 2 dimensions ou Hybrides	23
I.6 Conclusion	25

Chapitre 2 : CDMA optique incohérent à séquence directe (DS-OCDMA)

II.1. Introduction	26
II.2 CDMA Optique incohérent à séquence directe (DS-OCDMA)	26
II.2.1 Partie d'émission d'un système CDMA optique à séquence directe (DS-OCDMA)	27
II.2.1.1 Expression du signal transmis	27
II.3 Les codes adaptés pour un système CDMA optique à séquence direct (DS-OCMA):	30
II.3.1 Les codes OOC (Optical orthogonal codes)	31
II.3.1.1 Méthode du Greedy Algorithm.....	38
II.3.1.2 Méthode Balanced Incomplete Block Design	41
II.3.2 Codes premiers (PC).....	43
II.3.2.1 Séquences premières (PS)	43
II.3.2.2 Codes premiers étendus (EPC).....	46
II.4 Partie de réception d'un système CDMA optique à séquence direct (DS-OCMA) .	48
II.4.1 Récepteur conventionnel (RC)	48
II.4.2 Récepteur conventionnel avec limiteur (RC-LO).....	52
II.4.3 Récepteur à annulation d'Interférences	54
II.4.3.1 Annulation série (SIC).....	54
II.4.3.2 Annulation Parallèle (PIC)	56
II.5 Etude des performances d'une liaison DS-OCDMA Synchrone.....	58
II.5.1 Récepteur Conventionnel (RC)	58
II.5.2 Récepteur conventionnel avec limiteur optique (RC-LO).....	65
II.6 Conclusion	70

Chapitre 3 : Résultats et Simulations

III.1 Introduction	72
III.2 L'évaluation des performances	72
III.2.1 La méthode de Monte-Carlo	72
III.2.2 L'extrapolation de la queue de la distribution.....	73

III.2.3 L'estimation basée sur la théorie de la valeur extrême	74
III.2.4 Le facteur Q.....	74
II.3 Simulation d'une chaîne DS-OCDMA.....	75
III.3.1 Simulation d'une chaîne idéale (sans éléments optique) avec un récepteur conventionnel.	75
III.3.2 Simulation d'une chaîne DS-OCDMA idéale avec un récepteur conventionnel avec limiteur optique (RC-LO)	83
III.3.3 Simulation d'une chaîne idéal (prise en compte des éléments optique)	85
III.3.3.1 Modulation Directe	86
III.3.3.2 Modulation Externe.....	89
III.3.3.2.1 Modulateur Electro-Absorption (MEA).....	89
III.3.3.2.2 Modulateur MACH ZEHNDER (MEZ)	93
III.3.3.3 Comparaison entre modulation direct et externe.....	96
III.3.4 impact de la fibre optique sur la chaine transmission dans la technique de CDMA optique	102
III.3.5 Simulation d'une chaîne idéal (avec éléments optique) avec un récepteur conventionnel	104
III.4 Conclusion.....	107
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.....	109
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	111
AnnexeA: Racine primitive d'un nombre premier	116
AnnexeB: Corps de Galois.....	117

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Plusieurs techniques d'accès multiple existent afin d'augmenter le trafic des données, comme la répartition en fréquence (FDMA), le multiplexage en longueur d'onde (WDM), la répartition dans le temps (TDMA), la répartition par code (CDMA) ou un système hybride.

Les recherches dans le domaine du CDMA appliqué aux liaisons optiques ont débuté il y a plus d'une vingtaine d'années. Le challenge d'aujourd'hui réside au niveau du réseau LAN (Local Access Network) à haut débit utilisant les fibres optiques. En effet, ce support offre une bande passante très élevée ($\approx 100\ 000$ GHz) dont l'utilisation actuelle n'est pas à son plein potentiel. La CDMA optique encore appelé OCDMA peut utiliser de manière plus efficace ce spectre. Il permet un accès du réseau asynchrone, qu'il n'y a pas d'allocation rigide des ressources, qu'il paraît plus flexible que les autres techniques précédemment citées et qu'il permet d'entrevoir une sécurité des données accrue, etc...

L'utilisation de la CDMA optique dans les systèmes incohérents et asynchrones donne une destruction partielle de l'orthogonalité du code utilisé. Ceci provoque des interférences d'accès multiple (IAM), qui ont pour conséquence d'augmenter les erreurs avec une dégradation des performances du système.

Ainsi l'application de débits assez grands rend les composants de détection mono-utilisateurs ou multi-utilisateurs inutilisables.

Le but de notre travail concerne la mise en œuvre et la simulation sous COMSIS d'une liaison CDMA optique incohérente à séquence directe en utilisant les codes optiques orthogonaux (OOC).

Ce mémoire est organisé en trois chapitres :

Le premier chapitre décrit les différentes structures des réseaux optiques, ainsi que les différentes techniques de multiplexage (TDMA, FDMA, WDM...) et en particulier les

accès multiples appliqués aux communications optiques dont la répartition de code (OCDMA).

Les deux types de détection cohérente et incohérente sont également présentées ainsi les fonctions de codage et décodage électrique et optique.

Le second chapitre aborde d'une façon théorique une liaison CDMA optique incohérente à séquence directe en commençant par une description de la partie d'émission. Les différentes familles de code optique orthogonal unipolaire (OOC) et (PC) et les différentes techniques de génération de codes sont également présentées .

On s'intéresse ensuite aux différents types de détecteurs pouvant être utilisés .

L'évaluation théorique des performances pour un récepteur conventionnel (RC) et pour récepteur conventionnel avec limiteur (RC-LO), est réalisée en traçant le taux d'erreur (TEB) en fonction du seuil de décision S , du poids de code utilisée W , de la longueur de code L et du nombre d'utilisateurs N à l'aide du logiciel matlab.

Au dernier chapitre, on réalise la simulation d'une liaison DS-OCDMA à l'aide du logiciel COMSIS. Les paramètres utilisés sont : un code OOC de 64 chips de longueur, et de poids de quatre, pour cinq utilisateurs et un débit D . Le débit total émis est égal à $64 \times D$.

Les résultats obtenus dans un premier temps concernent un récepteur conventionnel (RC) avec des composants optiques idéaux. L'amélioration de ces résultats se fait grâce au limiteur optique (LO).

Afin d'étudier l'effet des composants optiques d'une liaison DS-OCDMA idéale, on étudie les deux types de modulation directe et externe. Une comparaison entre ces deux types de modulation est effectuée.

CHAPITRE 1

Introduction aux Télécommunication optique

I.1 Introduction

Depuis quelques années, le besoin de systèmes de communications de plus en plus rapides et d'une façon sécurisée se fait sentir. Le partage entre utilisateurs de la très grande bande passante des fibres optiques nécessite des techniques d'accès adaptées. Afin de répondre à ces besoins, un certain nombre de techniques de multiplexage, dont le CDMA, ont été développées.

Cette technique d'accès multiple est déjà largement utilisée dans les systèmes de communications radio mobiles, que ce soit dans les normes américaines (IS 95), japonaises ou, plus récemment, européenne (UMTS).

Aujourd'hui, le secteur des télécommunications affiche une rapide croissance. La grande expansion est encore à venir, tout particulièrement avec l'amélioration des réseaux d'accès et la disponibilité universelle des techniques optiques. La CDMA optique ou OCDMA appliqué aux réseaux optiques est une des nouvelles techniques d'acheminement de données qui peut être envisagée.

Le premier chapitre donne une brève description des réseaux optiques. Nous avons traité ensuite les différentes techniques de multiplexage (TDMA, FDMA, WDM...), ainsi que les accès multiples appliqués aux communications optiques et en particulier l'accès par répartition de code OCDMA, la détection cohérente et incohérente, le codage électrique et optique, et enfin les différents types de l'OCDMA.

I.2. Les Réseaux Optiques [1] [2]

Dans un réseau de télécommunications, la chaîne de transmission d'un signal, depuis le point d'expédition jusqu'au point de destination, comporte trois maillons principaux :

- Les réseaux longue distance WAN,
- Les réseaux métropolitains MAN,
- Les réseaux locaux LAN,

Un schéma de l'architecture de ces réseaux est illustré en Figure I.1.

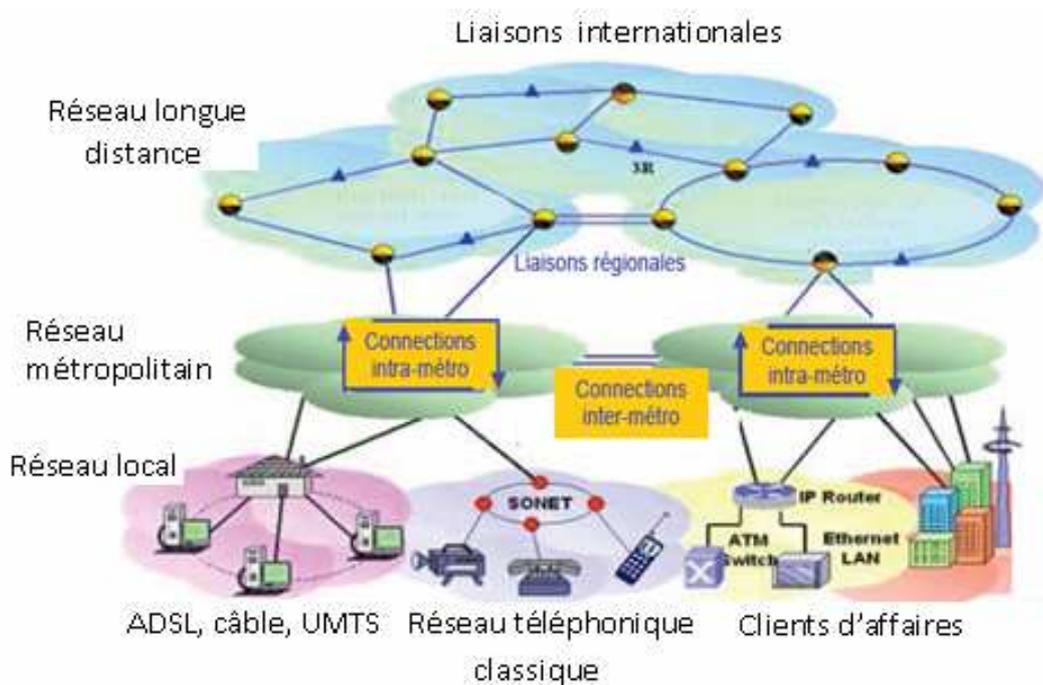


Figure I.1 : Schéma du réseau de télécommunications

Tous ces maillons doivent répondre à la demande croissante de capacité des réseaux de télécommunications, quel que soit le type de service utilisé.

La structure des différentes couches de ce réseau est détaillée ci-dessous.

I.2.1 Les réseaux longue distance WAN

Les réseaux longue distance, multiplexés en longueur d'onde et en temps, regroupent à la fois les liaisons internationales terrestres ou sous-marines. Ces réseaux sont, par nature, extrêmement performants c'est à dire qu'ils peuvent transmettre des débits allant jusqu'au Térabits/s.

Pour l'instant, une conversion Optique/Electronique/Optique (O/E/O) est nécessaire pour resynchroniser, remettre en forme et réamplifier le signal (appelé régénération 3R : Retime, Reshape, Reamplify) sur les longues distances. C'est la raison pour laquelle ces réseaux sont relativement coûteux à mettre en œuvre et sont donc des investissements à long terme.

Les nouvelles générations de réseaux longue distance tendent à devenir des réseaux tout optique passifs (régénération 3R « optique ») intégrant entre autres des compensateurs de dispersion, des amplificateurs tout optique ainsi que des filtres et isolateurs qui permettent de transmettre des informations sur plusieurs milliers de kilomètres sans passer par une

conversion du signal en électronique. Les composants de ces réseaux devront respecter des espacements inter-canaux de 50 à 25 GHz.

I.2.2 Les réseaux métropolitains MAN [3]

Les réseaux métropolitains sont généralement constitués d'anneaux de 80 à 150 km de circonférence avec six à huit nœuds. En revanche, les réseaux métropolitains d'accès sont des anneaux de 10 à 40 km de circonférence dotés de trois ou quatre nœuds avec des embranchements vers des sites distants. Les topologies logiques (profils de trafic) des réseaux métropolitains diffèrent radicalement de celles des réseaux longue distance. Ces derniers correspondent pour l'essentiel à des lignes interurbaines point à point avec tout au plus un ou deux multiplexeurs d'insertion-extraction optiques (OADM) pour insérer et extraire le trafic en des points intermédiaires. Les réseaux métropolitains introduisent une infrastructure optique à haut degré de connectivité. Les anneaux métropolitains se caractérisent généralement par un trafic maillé avec un certain degré de concentration lié à l'interconnexion avec le réseau longue distance. Les anneaux d'accès, à la différence, collectent en général le trafic de plusieurs nœuds pour le concentrer vers un nœud partagé avec un réseau métropolitain structurant.

La complexité de ce réseau ne se traduit pas uniquement par le haut degré de connectivité. A la différence des réseaux longue distance, les réseaux métropolitains doivent prendre en charge des formats, des protocoles et des débits de transmission très divers, mêlant les trafics de la hiérarchie numérique synchrone (SDH) ou du réseau optique synchrone (SONET) ou autres encore. Pour supporter cette diversité, ces réseaux sont souvent équipés de cartes transpondeur multi débits universelles, acceptant n'importe quel débit de 100 Mbit/s à 2,5 Gbits/s, pouvant assurer ultérieurement le trafic à 10 Gbits/s sans modification.

I.2.3 Les réseaux locaux LAN [4]

Le réseau local comprend tout ce qui est situé entre le réseau métropolitain et le terminal de l'abonné. Sa longueur varie de 2 à 50 km et sa capacité est au plus du même ordre de grandeur que celle du réseau métropolitain.

La diminution du coût de la fibre optique et des composants optiques actifs et passifs, conjuguée à l'accroissement des besoins multiservices et aux exigences d'un réseau moderne, capable d'assurer disponibilité, qualité, évolutivité et réactivité, expliquent pour l'essentiel

l'introduction de la fibre optique. Cependant, le débat entre la fibre optique, le câble coaxial et la distribution radiofréquence est toujours d'actualité.

Le réseau local optique est encore souvent constitué par une partie en fibre optique suivie d'une partie en conducteur métallique qui va jusqu'au terminal de l'abonné. Selon la localisation de la terminaison de réseau optique, différentes configurations sont envisageables :

- **FTTH / FTTO:** La terminaison du réseau optique, propre à un abonné, est implantée dans ses locaux. La fibre optique va donc jusqu'au domicile ou au bureau.
- **FTTB:** La terminaison optique est localisée soit au pied de l'immeuble, soit dans un local technique, soit dans une armoire ou un conduit sur le palier. Elle est généralement partagée entre plusieurs abonnés qui lui sont raccordés par des liaisons en fil de cuivre.
- **FTTC:** La terminaison du réseau optique est localisée soit dans une chambre souterraine, soit dans une armoire sur la voie publique, soit dans un centre de télécommunications, soit sur un poteau.

1.2.3.1. Les réseaux optique passifs [5]

Un réseau optique passif (PON) est un réseau dont le câblage entre le prestataire et le consommateur est uniquement réalisé à base d'équipements optiques passifs. En effet Cette approche évite le besoin de courant électrique entre le nœud central de distribution et l'abonné, et réduit les coûts de matériel, d'installation, d'opération, et d'entretien de réseau. Un PON est un réseau point-multipoint dans lequel le médium est la fibre optique. Les réseaux optiques passifs peuvent être la clef d'une distribution réussie et moins coûteuse du signal. Les PON ont attiré l'attention par leur potentiel qui entraîne une réduction du coût de distribution des signaux par l'intermédiaire des fibres optiques. Ils divisent le signal d'un émetteur central (OLT), sur plusieurs fibres sortantes n'utilisant que des composants passifs (coupleur passif), chacune est liée à un récepteur spécifique pour un client spécifique (Figure 1-2). Les différents clients renvoient des signaux au point central de distribution, ainsi les utilisateurs partagent toute la capacité du système de transmission.

Dans un réseau optique passif on utilise la fibre optique monomode, dans un PON, le trafic descendant et le trafic montant sont envoyés sur deux longueurs d'onde différentes.

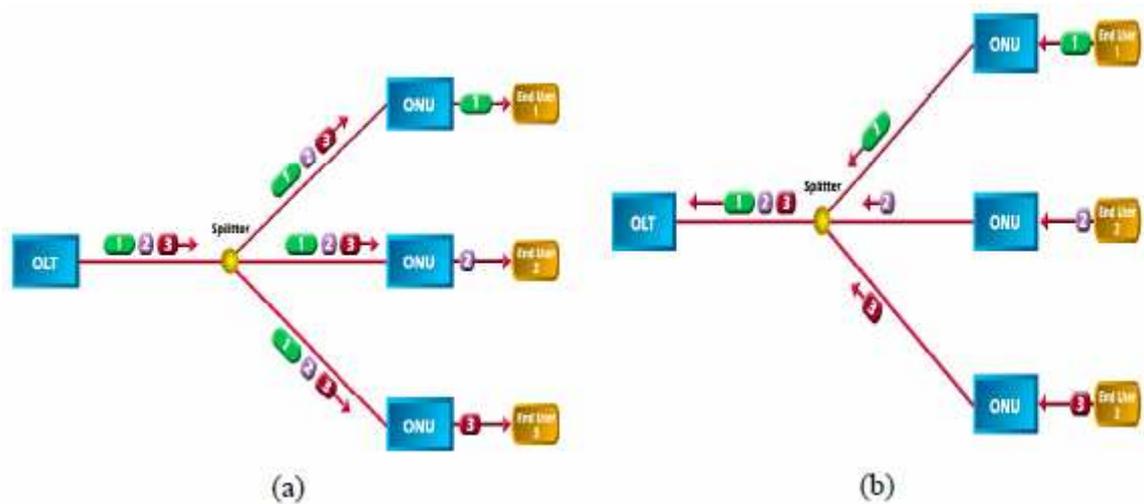


Figure I.2 : architecture de réseau point-multipoint

(a) sens descendant

(b) sens montant.

La figure I.2 (a) montre que l'OLT est localisé dans le nœud central et transmet les données dans le sens descendant (noeud central vers utilisateur) vers les différentes unités optiques du réseau (optical networking units ONU). Chaque paquet de données contient un en-tête qui indique l'ONU destinataire. L'ONU reçoit tous les paquets de données qui ont été envoyés par l'OLT, il ne garde que ce qui lui est destiné et supprime les autres

La figure I.2 (b) illustre le flux des données dans le sens montant (de l'utilisateur vers le nœud central). Il est très semblable à celui du sens descendant avec les différences suivantes :

- L'ONU transmet les données en amont vers l'OLT dans un intervalle de temps spécifique (ONU-specific) utilisant le multiplexage à répartition temporelle (TDM).
- Une synchronisation entre les différents ONU est assurée pour éviter les collisions et les pertes des données.

I.2.3.1.1 APON

L'ATM est un protocole de transport, apparu au début des années 1990, gérant le transport de la voix, de la vidéo (Pulse Code Modulation PCM)) aussi bien que celle des données en garantissant une qualité de service. Les performances de l'ATM sont très

évolutives. Ces performances sont obtenues grâce à la taille très réduite des cellules transmises : tout le trafic est divisé en trames de 53 octets (48 octets de données plus cinq d'en-tête), que l'on peut traiter avec des commutateurs très rapides. C'est pourquoi l'ATM a fait naître de grands espoirs en matière de performances de réseau lors de son apparition. La technologie est aujourd'hui bien utilisée comme infrastructure de transport de données.

Dans le tronçon FTTH la méthode de prédilection de nombreux opérateurs est le réseau optique passif ATM (APON) qu'ils ont normalisé. C'est simplement un système point-multipoint sur fibre optique qui utilise l'ATM comme protocole de transmission. Avec l'APON, les données à haut débit, la voix et la vidéo peuvent être acheminées jusqu'aux abonnés sur une seule fibre. Cette capacité permet aux opérateurs d'offrir d'emblée de nouveaux services et met à leur disposition une infrastructure permettant d'ajouter de nouveaux services à mesure qu'ils apparaissent.

Un système APON peut relier jusqu'à 32 abonnés au PON et leur fournir un système d'accès flexible et un débit élevé (622 Mbit/s ou 155 Mbit/s dans le sens descendant, 155 Mbit/s dans le sens montant). Dans le sens descendant, le multiplexage des cellules ATM est utilisé, alors qu'un protocole de TDMA commande l'accès ascendant des abonnés au réseau.

I.2.3.1.2 BPON

Le BPON est l'extension de l'APON en vue de fournir d'autres services, tels que l'Ethernet et la diffusion de la vidéo. C'est un réseau de distribution en fibre optique à large bande ; En effet, les améliorations récentes de l'APON incluent une vitesse plus élevée, le multiplexage en longueur d'onde WDM, une meilleure sécurité de données.

Les APON actuellement déployés opèrent en un des 3 modes downstream/upstream: 155Mbps/ 155Mbps, 622Mbps/155Mbps, 622Mbps/622Mbps.

Les autres caractéristiques des réseaux APON / BPON sont:

- 32 ONUs dans un seul PON,
- La longueur de la fibre peut aller jusqu'à 20 km,
- Une troisième longueur d'onde (1550 nm) peut être utilisée pour le transport de la vidéo numérique dans le sens descendant.

I.2.3.1.3 EPON

Ethernet est une technologie de réseau local basé sur le principe que tous les utilisateurs d'un réseau Ethernet sont reliés à une même ligne de transmission et la communication se fait à l'aide d'un protocole appelé CSMA/CD (Carrier Sense Multiple Access with Collision Detect) ce qui signifie qu'il s'agit d'un protocole d'accès multiple avec surveillance de porteuse (Carrier Sense) et détection de collision. EPON est un réseau dans lequel la topologie point-multipoints est mis en application avec des coupleurs optiques passifs et la fibre optique comme PMD (Physical Medium Dependent : ie le protocole réseau présent dans la couche la plus basse du modèle OSI et qui caractérise le média, et sa connectique). EPON est basé sur un mécanisme appelé le protocole de Contrôle Multi-Point (Multi-Point Control Protocol MPCP), défini comme une fonction dans la sous couche MAC control. MPCP emploie des messages et des temporisateurs, pour commander l'accès à une topologie point-multipoints. Chaque unité optique de réseau (ONU) dans la topologie point-multipoints contient un élément du protocole MPCP, qui communique avec un autre élément de MPCP dans l'OLT.

La différence principale entre EPON et APON est que dans les architectures EPON les données sont transmises en paquets de longueur variable jusqu'à 1518 octets selon le protocole IEEE 802,3 pour l'Ethernet, tandis que dans un APON les données sont transmises en cellules de longueur fixe de 53 octets (charge utile 48-octets et cinq octets d'en tête), comme indiqué par le protocole ATM. Ce format signifie qu'il est difficile et inefficace qu'un réseau APON transporte un trafic adapté au protocole IP. En effet dans un protocole IP les données sont segmentées dans des paquets de longueur variable jusqu'à 65535 octets. Pour qu'un APON porte le trafic IP, les paquets doivent être divisés en segments de 48 octets avec une en-tête de 5 octets attachée à chacun. Ce processus est long et compliqué et augmente le coût des OLT et des ONU. De plus, 5 octets de largeur de bande sont gaspillés pour chaque segment de 48 octets, créant ainsi des pertes qui sont connues communément sous le nom « ATM cell tax ».

I.2.3.1.4 GPON

Le GPON, ou gigabit PON, est un protocole de 2^{ème} génération des PON édité par ITU-T comme norme de recommandation G.984. Le protocole soutient plusieurs vitesses descendantes et ascendantes, et une vitesse typique de 1,24 Gbit/s en aval et 622 Mbit/s en amont. GPON est basé sur un protocole appelé (GFP Generic Framing Protocol). Le but est

d'éliminer ou réduire de manière significative les issues autour de l'ATM. Là où l'ATM a présenté des inefficacités en segmentant tout dans des cellules de 48/53 octets, GFP envoie des trames de longueur variable avec jusqu'à 65.535 octets dans une trame. Ceci lui permet de porter des trames d'Ethernet beaucoup plus efficacement qu'APON/BPON et aussi efficace qu'EPON.

I.3 Définitions des principales techniques de multiplexage [6]

Les systèmes de communications point à point étaient initialement conçus en affectant, à chaque couple émetteur/ récepteur, un canal de transmission "physique". Afin d'augmenter, en pratique, la capacité des réseaux et d'optimiser l'utilisation des ressources fréquentielles, différentes techniques d'accès multiples ont fait leur apparition. Ainsi, l'accès multiple à répartition dans le temps l'accès multiple par répartition de fréquences et le multiplexage par longueur d'onde, sont des techniques de multiplexage déjà mises en place dans les réseaux radiofréquences ou les systèmes optiques.

I.3.1 Accès multiple par répartition dans la fréquence (FDMA)

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. De cette manière, chaque utilisateur se voit attribuer une bande de fréquences distincte (figure I.3). 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.

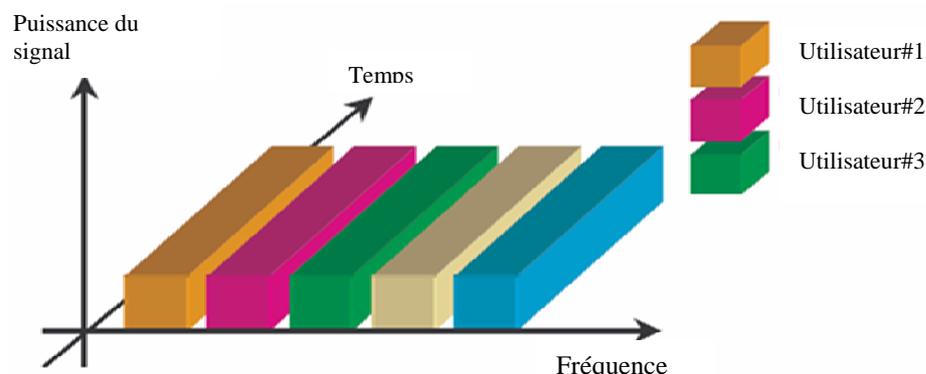


Figure I.3 : Technique d'accès multiple FDMA

I.3.2 Accès multiple par répartition dans le temps (TDMA)

Le multiplexage en temps TDMA consiste à répartir la transmission d'une porteuse sur des intervalles de temps distincts, comme l'illustre la Figure I.4 . La porteuse est émise sur des intervalles de temps, appelés time slots, de durée ST , chacune de ces durées correspondant à un temps pendant lequel un utilisateur peut transmettre ses données.

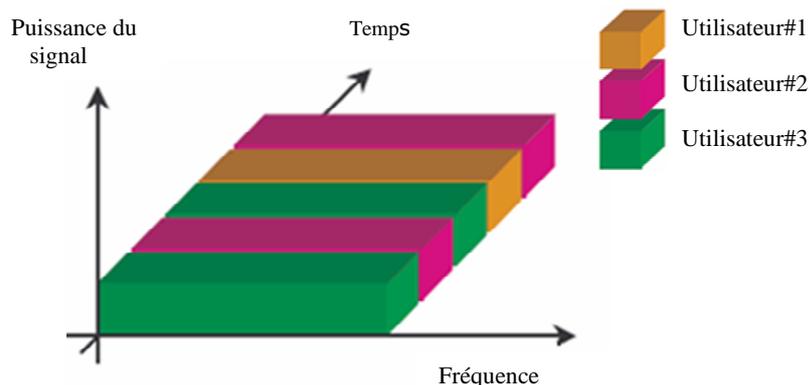


Figure I.4 : Technique d'accès multiple TDMA

I.3.3 Accès multiple par répartition de codes ou " CDMA "

L'accès multiple par Répartition de Codes (AMRC), 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.

Il s'agit, dans ce cas, d'affecter à chaque utilisateur un code, qui lui permet de transmettre des informations en évitant d'interférer avec les messages provenant d'autres utilisateurs qu'on appelle interférer accès multiple (IAM). La réduction des IAM n'est obtenue que dans le cas de l'utilisation de séquences de codes orthogonaux.

La Figure I.5 schématise la répartition des utilisateurs sur la bande de fréquence et dans le temps en fonction de la distribution des séquences de codes.

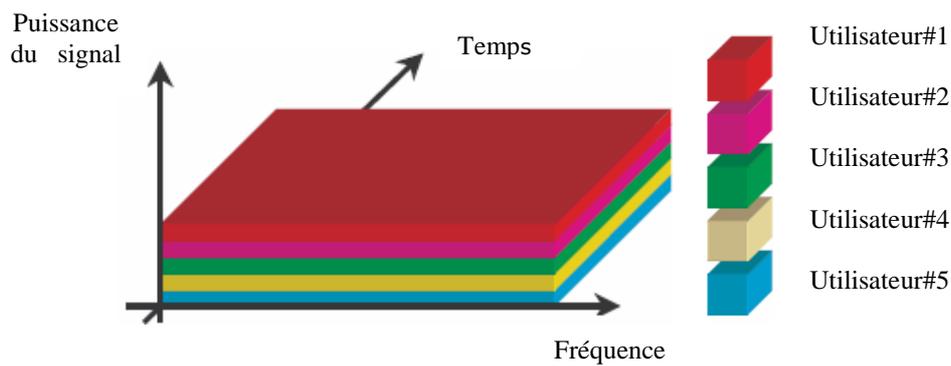


Figure I.5 : Technique d'accès multiple CDMA

Deux grandes catégories de codage CDMA se dégagent. La première, sous le nom de CDMA directe, regroupe le CDMA à séquence directe le CDMA à saut de fréquence (lent ou rapide) et le CDMA à saut de temps. La seconde, appelée CDMA hybride associe le multiplexage par code aux autres techniques de multiplexage de manière plus hiérarchisée. L'arbre représenté dans la Figure I.6 regroupe l'ensemble de cette classification

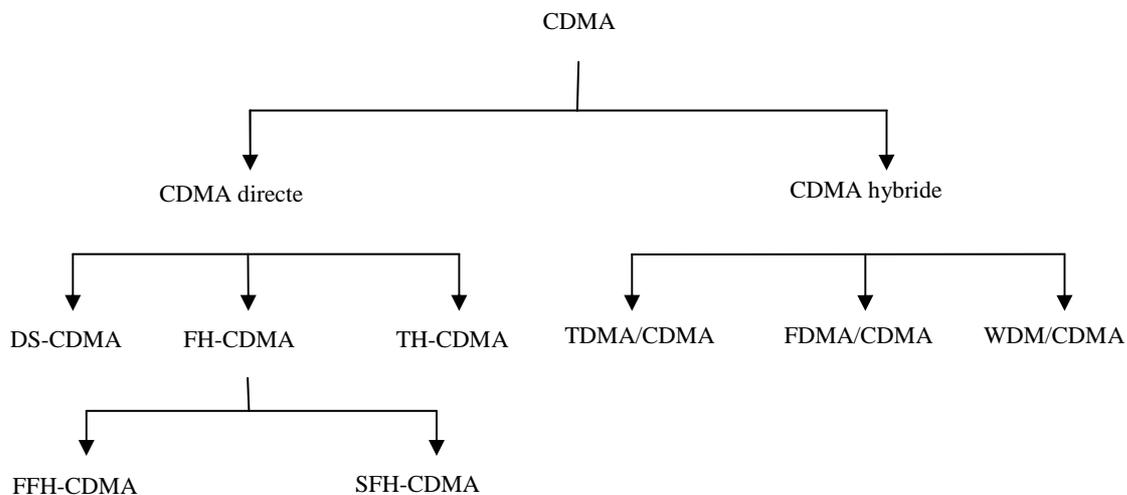


Figure I.6 : Différentes techniques CDMA

I.4 Accès Multiple dans les Systèmes de Communications Optiques

La fibre optique offre une grande largeur de bande pour effectuer les opérations d'accès multiples, permettant à plusieurs utilisateurs de communiquer simultanément. Parmi les techniques présentées précédemment, le TDMA et le FDMA sont largement déployées dans les réseaux optiques. On distingue :

I.4.1 Accès Multiple par Répartition de temps en Optique

L'accès multiple par répartition de temps en optique peut s'effectuer de manière «tout- optique », on parle alors d'OTDM ou de manière «électrique-optique », on parle alors d'ETDM

I.4.1.1 La technique OTDM

La technique OTDM consiste à multiplexer en temps des trains d'impulsions optiques de manière purement optique en utilisant un codage optique de type RZ (les lignes à retard). L'émetteur est constitué d'une source laser qui émet des impulsions optiques de durée T_c . Ces impulsions sont appliquées à l'entrée d'un modulateur optique, commandé par un signal électrique de durée T_b qui représente les données à transmettre d'un utilisateur, le débit des données D est tel que : $D = 1/T_b \ll 1/T_c$

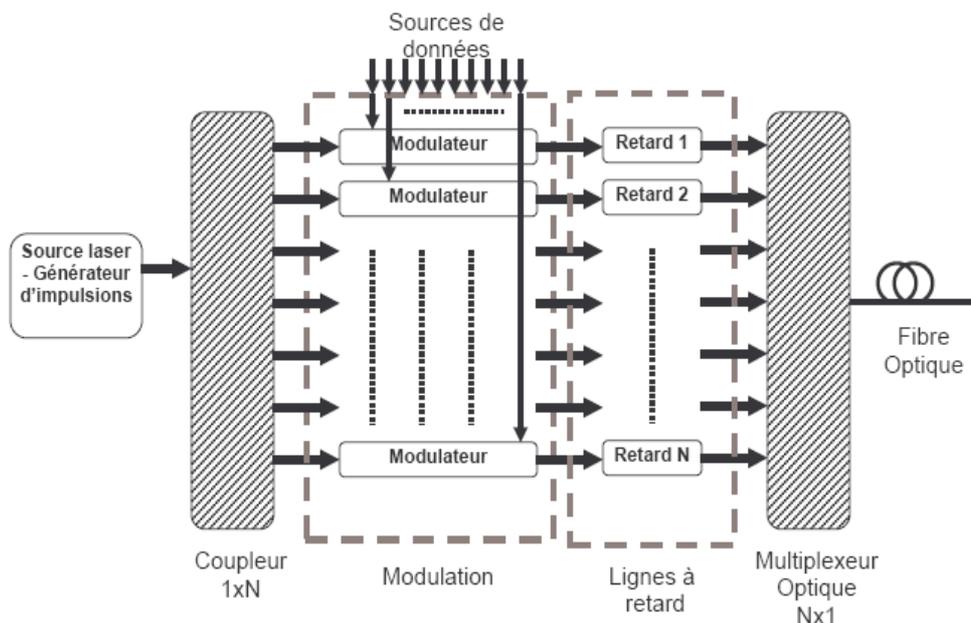


Figure I.7 : Système d'émission optique OTDM pour N utilisateurs

Par exemple pour un système $N=4$ utilisateurs de débit 10Mbits/s, on peut obtenir en sortie un multiplex temporel tel que le débit à l'entrée de la fibre est 40Mbits/s. La source laser doit émettre au débit D , des impulsions ultracourtes de largeur $T_c = 1/40.10^6 = 25 \text{ ns}$.

Pour récupérer en réception par démultiplexage temporel les informations d'un utilisateur, le système nécessite un signal de synchronisation du rythme des données émises T_b (Figure I.8)

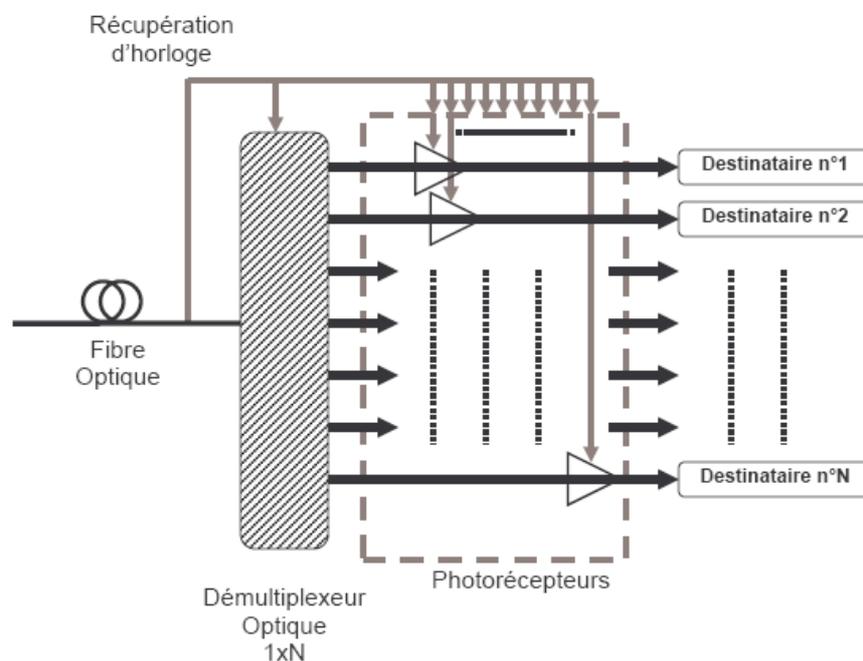


Figure I.8: La réception du système OTDM

I.4.1.2 La technique ETDM

Dans cette technique ETDM, le multiplexage des données électriques à transmettre s'effectue électriquement à l'aide de dispositifs électroniques, on peut dire c'est l'équivalent de L'OTDM en électronique.

Le signal de sortie du multiplexeur est appliqué à l'entrée d'un modulateur optique qui permet la transmission sur la fibre optique (Figure I.9)

La différence avec la technique OTDM réside dans le fait que le modulateur optique doit fonctionner non pas au débit des données D mais à celui R du signal en sortie du multiplexeur. Or, si les données ont un débit D et que le nombre d'utilisateurs est N , on a :

$$R = N \times D$$

Plus le nombre d'utilisateurs augmente et plus le débit R est élevé ce qui constitue la principale limitation de cette technique.

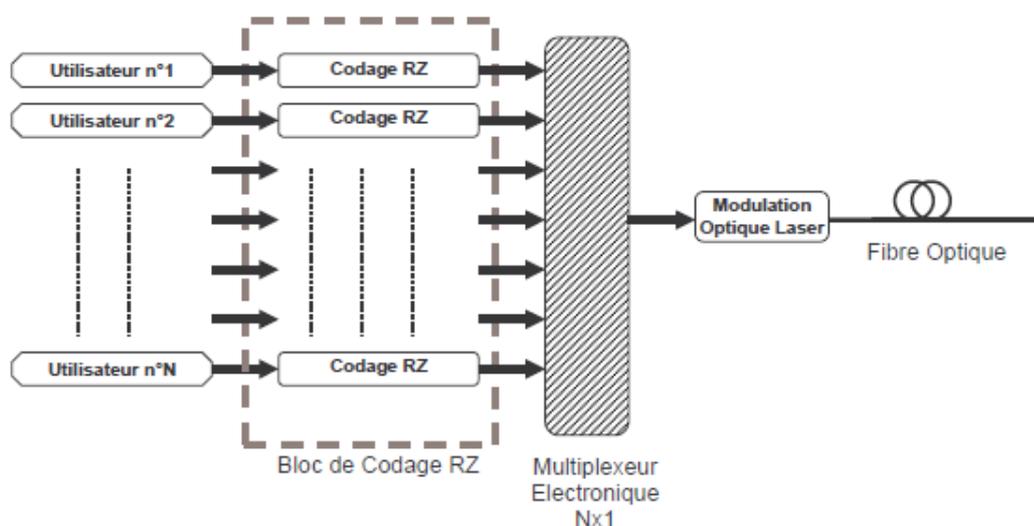


Figure I.9: Système ETDM

A la réception, un photodétecteur convertit le signal optique en électrique. Un dispositif électronique de démultiplexage synchronisé permet de restituer les données au destinataire.

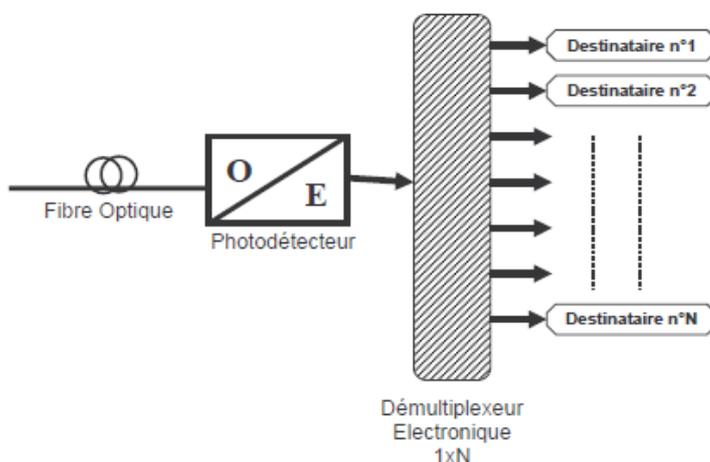


Figure I.10: La réception du système ETDM

Cette technique est limitée par la difficulté de générer des impulsions de plus en plus courtes, de les transmettre correctement (effets de la dispersion) et de récupérer le signal de synchronisation au niveau du démultiplexeur.

Les techniques OTDM/ETDM sont utilisées dans les réseaux métropolitains (Metropolitan Area Network ou MAN) et dans les réseaux locaux (Local Area Network ou LAN) qui relient de nombreux points d'accès.

I.4.2 Accès Multiple par Répartition en Longueur d'Onde WDM [3]

La technique du multiplexage en longueur d'onde WDM (Wavelength Division Multiplexing en anglais) consiste à transmettre les signaux optiques à différentes longueurs d'onde sur la même fibre. Ceci est possible, en les mélangeant à l'entrée à l'aide d'un multiplexeur (MUX), et en séparant les différentes ondes à la sortie au moyen d'un démultiplexeur (DEMUX). La WDM permet ainsi l'utilisation optimale de la bande passante optique.

Les données électriques de chaque utilisateur sont appliquées à l'entrée de modulateurs optiques émettant à des longueurs d'onde différentes. Les signaux en sortie des modulateurs sont multiplexés et émis sur la fibre (figure I.11).

A la réception, le signal optique reçu est démultiplexé puis appliqué à l'entrée d'un filtre optique qui permet d'extraire le signal à la longueur d'onde correspondant au destinataire. Une photodiode permet d'effectuer la conversion optique-électrique.

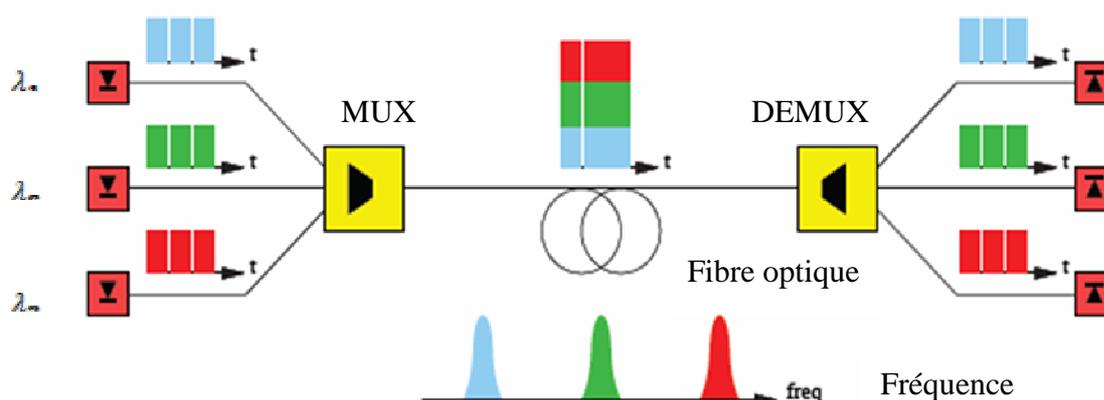


Figure I.11: Principe d'une liaison WDM

La bande de fréquence la plus utilisée est la bande C (1530 - 1565 nanomètres). Pour augmenter la capacité totale d'un système WDM, il est possible de jouer sur le débit transporté par chaque canal ou sur le nombre de canaux, voir sur les deux en même temps.

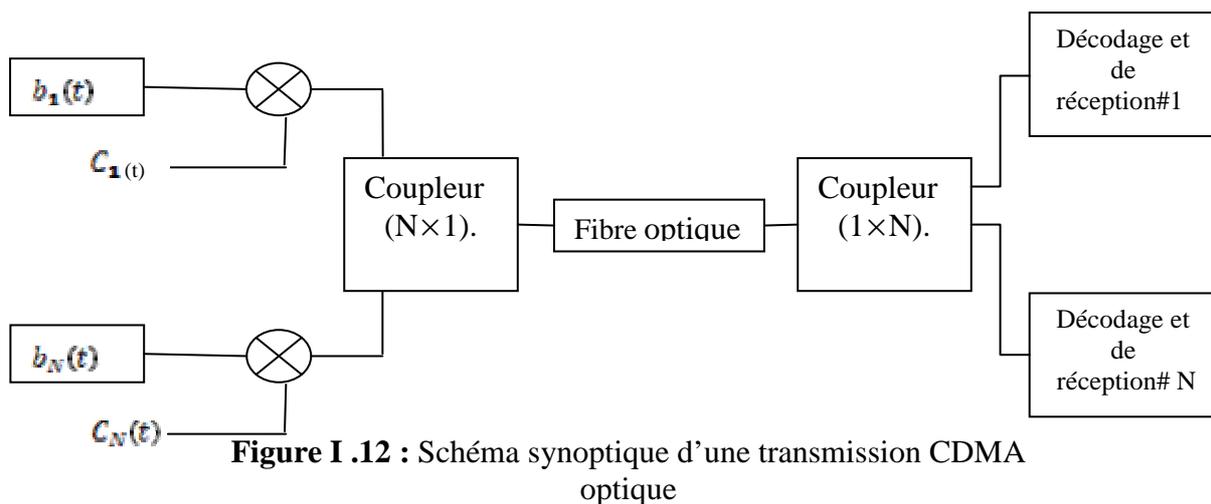
Le multiplexage WDM est caractérisé par l'intervalle minimum entre deux longueurs d'onde utilisables. Cet intervalle peut être exprimé en nanomètres ou en gigahertz. Lorsque l'espacement entre les longueurs d'onde est de 20nm, on parle de Coarse WDM (CWDM). L'avantage du CWDM est son coût. En effet, grâce à l'important espacement laissé à chaque canal, on n'est pas obligé de réguler en température le laser d'émission. Par contre, on est

limité à 8 canaux, pas amplifiés (moins cher) donc sur 120 km maximum, et à cause de la logique bas coût des sources laser, il n'y a pas de source 10 Gbit/s disponible.

Pour un espacement plus faible (donc plus de longueurs d'onde simultanément en propagation), on parle de WDM voire Dense WDM (DWDM, plus de 32 longueurs d'onde) et même Ultra Dense WDM (UDWDM). Les systèmes DWDM commerciaux espacent les longueurs d'onde d'environ 0,8 nm (100 GHz), 0,4 nm (50GHz) voire 0,1 nm (12.5GHz). Il est ainsi possible de combiner 160 longueurs d'onde optiques et plus.

I.4.3 Accès Multiple par Répartition de Code en Optique (OCDMA)

La CDMA Optique est basé sur les mêmes concepts de base que le CDMA radiofréquence : on affecte à chaque utilisateur transmettant des données à travers le support de transmission qui est constitué par une fibre optique (figure I.12), une séquence signature ou code qui permet d'identifier le récepteur destinataire.



La CDMA Optique permet un accès simultané et aléatoire au réseau sans nécessité de synchronisation, ainsi qu'une flexibilité de routage de l'information, avec une sécurité inhérente de codage.

Dans la technique CDMA, l'orthogonalité des codes est la propriété importante pour minimiser les interférences dues à l'accès multiple du canal. Donc l'Interférence d'Accès Multiple (IAM) qui augmente avec le nombre d'utilisateurs et qui est liée aux propriétés d'inter-corrélation des codes est une des principales limites des performances d'un système OCDMA.

Parmi les autres limitations à l'application du CDMA à l'optique, certaines sont dues à la nature du canal (dispersion chromatique), d'autres au fonctionnement des

composants électroniques, optiques et optoélectroniques (bande-passante, non-linéarités, bruits du photodétecteur, etc..).

Les fonctions de codage/décodage OCDMA peuvent être réalisées soit dans le domaine électrique; dans ce cas, la principale limitation pour l'implantation de la technique est la vitesse des circuits électroniques disponibles ; ou bien dans le domaine optique; on parle alors de CDMA «tout-optique» et l'implantation est liée à la technologie et aux coûts des composants optiques nécessaires.

La manipulation des signaux peut se réaliser soit de manière cohérente, soit de manière incohérente, on parle alors de CDMA optique cohérente et incohérente

I.4.3.1 CDMA optique cohérente et incohérente

Il est possible de distinguer deux approches du CDMA optique, une première dite cohérente et une seconde appelée approche non-cohérente .

- **La CDMA optique cohérente [7]** : consiste à considérer que l'information est portée par l'amplitude du signal et par sa phase optique. L'onde lumineuse pouvant être positive ou négative, l'étalement des données peut s'effectuer en utilisant des codes bipolaires. (codes de Gold, codes de Hadamart, ...).

- **La CDMA optique incohérente** : utilise la détection directe, c'est-à-dire, une détection d'intensité. L'intensité lumineuse est considérée comme une quantité positive, les données sont codées par la puissance de la lumière reçue. Dans ce cas, les codes utilisés sont des codes unipolaires constitués de '0' et de '1' dont on peut citer: les codes optiques orthogonaux ou « OOC » [8][9] et les « Primes Codes » . Les codes unipolaires utilisés ne sont pas orthogonaux, ce qui altère les performances du système : ils permettent, dans une certaine mesure, de contrôler les interférences engendrées par l'accès multiple.

I.4.3.2 Les techniques de codage/décodage à l'émission/réception

Les données à transmettre et les fonctions de codage /décodage CDMA optique peuvent s'effectuer de deux manière différentes. La première consiste à utiliser des codeurs /décodeurs électriques identiques à ceux employés dans les systèmes de communications radiofréquences. Dans le contexte des futurs réseaux d'accès de type PON (figure I.13), les spécifications conduisent à des débits très élevés (de 155 Mbit/s jusqu'à quelques Gbit/s par usager) et la bande passante de l'électronique ne permet pas d'effectuer la fonction de corrélation à de tels débits. Il apparaît donc que pour surmonter ces contraintes, on doit utiliser des codeurs/décodeurs tout optique.

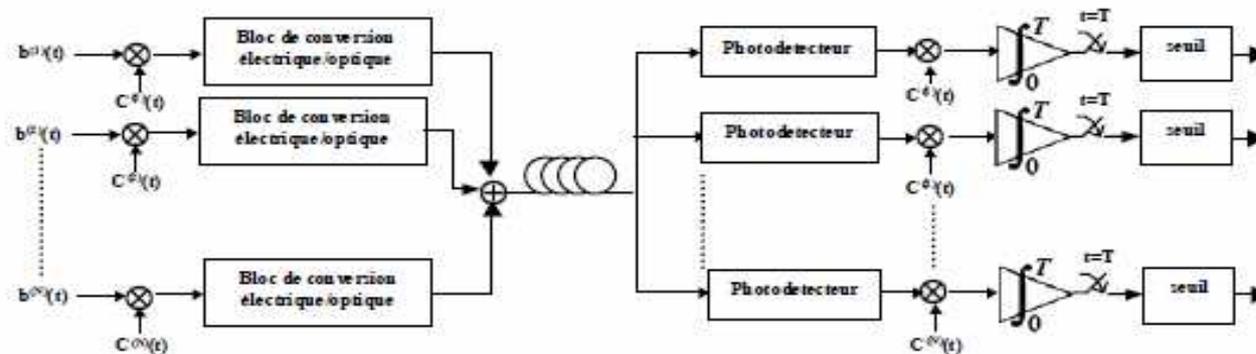


Figure I.13: schéma d'une liaison DS-OCDMA à codeur/décodeur électrique

La seconde fait intervenir des dispositifs optiques (réseaux de Bragg) qui impriment optiquement le code dans le signal de données utilisateurs, on parle alors de CDMA « tout-optique » et l'implémentation est liée à la technologie et aux coûts des composants optiques nécessaires. Les codeurs/décodeurs optiques évitent le recours aux conversions électrique/optique qui sont limitées par la bande passante des composants électriques.

I.5 Les différents types du CDMA optique

Il existe différentes application de la technique CDMA aux systèmes optiques (figure 1.14). Les premières études portaient sur des systèmes basés sur l'étalement temporel des données, appelés systèmes OCDMA à Séquence Directe (DS-OCDMA).

La deuxième technique consiste à l'étalement de données en domaine des longueurs d'onde, qui est dérivé de la technique du saut de fréquence pour le CDMA hertzien. Récemment, il existe autres technique c'est (WDMA + CDMA) appelé hybrides ou dites en deux Dimensions (2D) ; il s'agit dans ce cas de réaliser l'étalement des données à la fois en temps et en longueur d'onde. Cette technique est utilisée pour améliorer les performances et aboutir à une implantation réaliste dans le contexte des réseaux d'accès optiques.

Pour chacun de ces 3 cas, les codes utilisés ont des structures d'émission et de réception différentes. Nous allons donner plus de détails sur ces trois catégories de systèmes OCDMA.

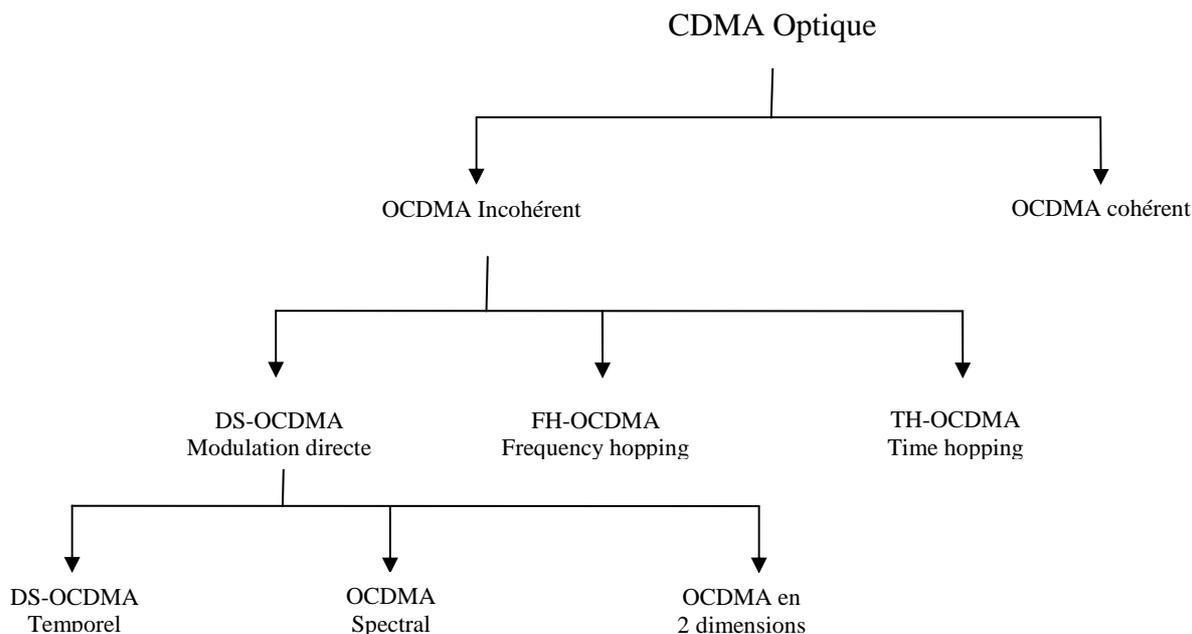


Figure 1.14: Classification de techniques OCDMA

I.5.1 OCDMA temporel [9-11]

Le temps bit des données à transmettre est partagé en un certain nombre d'intervalles appelés «intervalles chips», par multiplication directe des données avec le code: c'est la technique CDMA à Séquence Directe (DS-CDMA).

Le nombre de ces «intervalles chips» correspond à la longueur de la séquence de code OCDMA. Le nombre des impulsions ou «chips» d'amplitude unitaire dans la séquence de code, correspond au poids du code. La répartition de ces impulsions dans les «intervalles chips» est liée à la famille de code utilisée.

On effectue le codage dans le domaine électrique de telle manière qu'on respecte la condition que la longueur maximale des codes à utilisée doit égal deux fois la bande passante divisé sur débit de données a véhiculer :

$$f_{\max} = 2B_s / D_b \quad \text{I.1}$$

f_{\max} : La longueur maximale du code.

D_b : le débit de données à véhiculer.

B_s :est la bande passante .

Ainsi, pour la bande actuelle $B_s = 5$ GHz , et $D_b = 155$ M bps , la longueur maximale du code est de 64.

Les études menées sur les systèmes DS-OCDMA montrent que les performances en termes de taux d'erreur, liées à la technique d'accès multiple et à l'unipolarité des codes, dépendent de l'IAM entre les utilisateurs. Plus la longueur du code est élevée pour un même poids, plus l'IAM est faible, meilleures sont les performances. Il y a donc une ambiguïté sur la longueur du code.

En ce qui concerne le codage dans le domaine optique, une première approche consiste à utiliser des lignes à retard comme composants de codage et décodage .Dans ce cas, comme le montre la figure 1. 15, les codeurs sont constitués de deux coupleurs $1 \times N$, $N \times 1$ et d'un ensemble de fibres optiques de longueurs différentes.

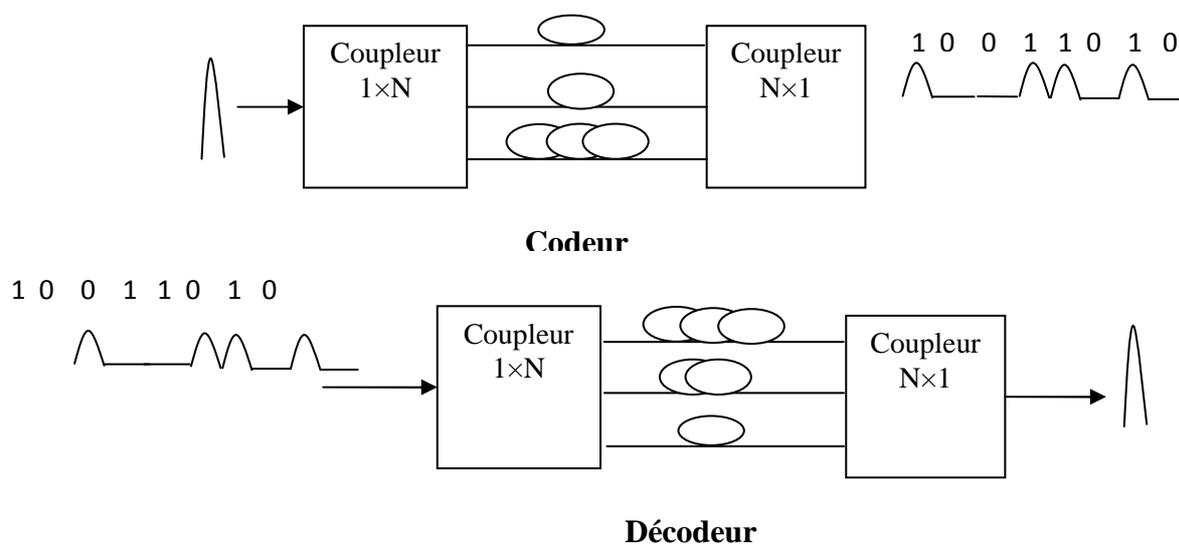


Figure 1.15 : Codeur et Décodeur temporel OCDMA à ligne à retard

Une impulsion appliquée à l'entrée du coupleur est envoyée vers les différentes branches que comporte ce dernier. Le choix du coupleur et, par conséquent complètement déterminée par le nombre de chips à '1' à générer dans la séquence de code .Les fibres optiques placées sur chaque branche du coupleur fonctionnent comme des lignes à retard et leurs longueurs sont déterminées par le nombre de chips '0' séparant deux chips à '1' dans un mot de code donné.

Le système de décodage adapté est constitué des mêmes éléments avec des lignes à retard inversées.

Pour obtenir de bonnes performances, il est nécessaire de mettre en œuvre des codes de longueur élevée avec un poids faible.

D'autres solutions basées sur l'utilisation de Fibre à Réseaux de Bragg (FBG) sont actuellement intensivement étudiées [11] (Figure 1.16).

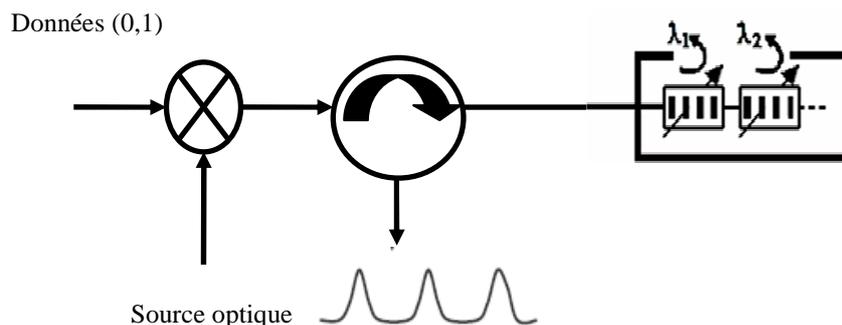


Figure 1.16 : Codeur de Fibre à Réseaux de Bragg (FBG)

Une FBG est réalisée à partir d'une fibre optique monomode dans laquelle on effectue une variation périodique de l'indice de réfraction sur une longueur de quelques mm à quelques cm. La périodicité est telle qu'à une centaine longueur d'onde (longueur d'onde de Bragg), la lumière est réfléchi. Ces composants sont faciles à réaliser, peu coûteux et permettent de générer de manière fiable des séquences de codes OCDMA avec des impulsions chips de durées très courtes.

I.5.2 OCDMA Spectral [12-14]

Dans un codage spectral, les utilisateurs émettent à un instant donné sur plusieurs longueurs d'ondes (W) sélectionnées parmi un ensemble de L longueurs d'ondes disponibles. Une séquence de code est donc un ensemble de W longueurs d'ondes parmi L , donc un utilisateur émet un ensemble de plusieurs longueurs d'onde obtenues par exemple par un filtre placé en sortie d'une source optique large-bande [12] (Figure 1.17). En réception il faut disposer d'un filtre identique.

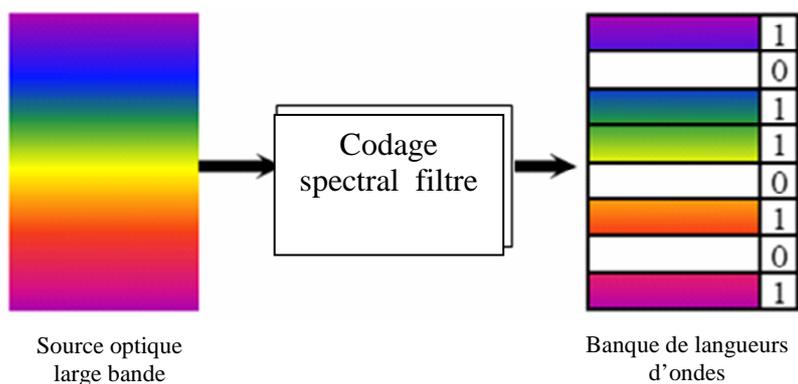


Figure 1.17: Codage spectral OCDMA

La réalisation du codage spectral par filtrage à l'aide de fibres à réseaux de Bragg réfléchissant des longueurs d'onde différentes [13] ou par des dispositifs appelés «Spatial Light Modulator» (SLM) qui permettent un codage plus flexible par l'utilisation de systèmes hybrides appelés MOEMS (Microelectro Optical Mechanical Systems) [14].

On peut dire sur le codage spectral est de faire le codage dans le domaine fréquentiel en exploitant des dispositifs optiques.

I.5.3 CDMA en 2 dimensions ou Hybrides [15-16-18]

Dans l'OCDMA en 2D on utilise deux dimensions de codage simultanément (temps et longueurs d'ondes) donc on effectue un codage par étalement à la fois en temporel et en longueur d'onde, par opposition au codage soit temporel soit spectral appelé 1D.

Par analogie avec les codages 1D, un codage en 2D est généralement représenté par une matrice de dimension $(L \times F)$, où L et F sont respectivement le nombre de longueurs d'ondes utilisées et le nombre de chips divisant la durée du temps bit T_b . L'élément de la matrice de code sur la $i^{\text{ème}}$ ligne, $j^{\text{ème}}$ colonne est représenté par c^i_j avec $i \in [0, L-1]$, et $j \in [0, F-1]$. Un exemple de code 2D est représenté sur la figure 1.18

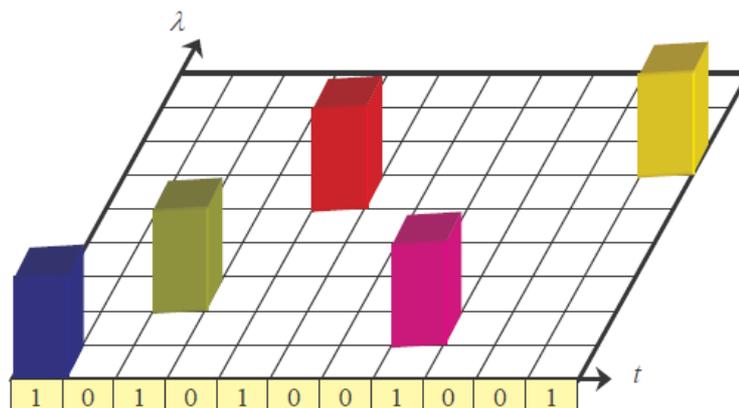


Figure 1.18 : OCDMA en 2D

L'utilisation d'un degré de liberté supplémentaire permet ainsi de diminuer les différentes contraintes sur la longueur des codes (L , F), sur le nombre de codes disponibles (N) ainsi que sur les performances du système en termes de Taux d'Erreur Binaire (TEB) pour un nombre d'utilisateurs actifs donné.

Le fait de passer d'une dimension à deux dimensions peut rendre le système très complexe.

Afin de conserver un coût minimal pour l'implantation d'un système réaliste dans le réseau d'accès, différentes recherches sont menées actuellement. On peut citer par exemple, les travaux réalisés à partir d'une source optique large bande capable d'émettre des impulsions courtes réfléchies par des fibres à réseaux de Bragg à différentes longueurs d'onde [17]. (C'est une approche appelée FFH «Fast Frequency Hopping»), et ceux basées sur le Codage Spectral en Amplitude (SAC) d'une source large bande [14]. D'autres approches concernent un codage 2D appelé « Spatial Fréquence» [18] (Figure 1.19).

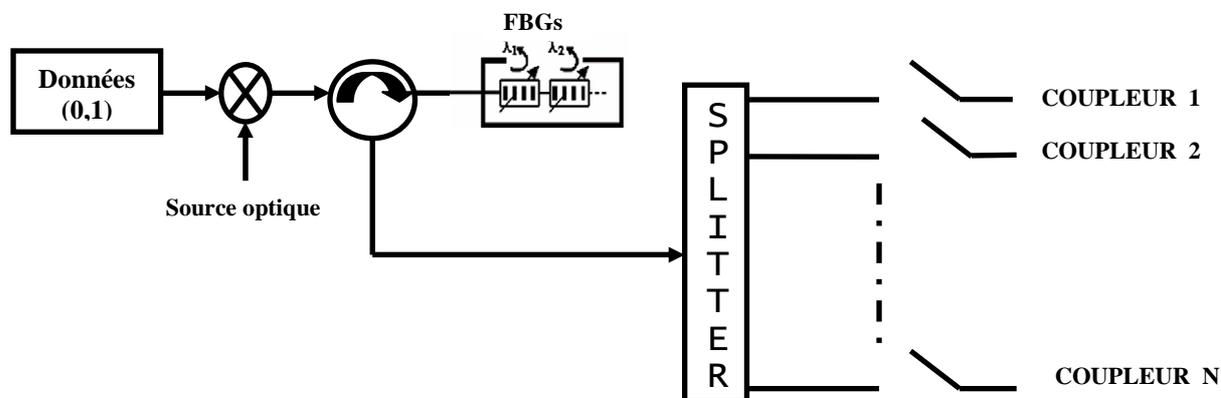


Figure 1.19 : Codeur en 2D « fréquence-espace »

Les chips à « 1 » du code correspondent aux composantes spectrales réfléchies par les fibres à Réseaux de Bragg, les chips à « 0 » correspondent à aucune composante spectrale réfléchi. C'est le codage spectral classique.

L'encodage spatial est réalisé par la liaison entre le diviseur et les coupleurs. Si le i^{eme} chip du mot codé spatialement est un 1, le commutateur vers le coupleur correspondant se ferme, sinon le commutateur reste ouvert.

I.6 Conclusion

Ce chapitre donne une brève description des réseaux de télécommunications optiques, ainsi que les différentes techniques d'accès de type TDMA, FDMA, WDM, CDMA.

On a cité les différents types d'accès multiple qui peuvent être appliqués aux communications optiques : l'OTDM, l'ETDM et la WDM, et en particulier l'accès par répartition de code OCDM.

Nous avons aussi étudié les différents types de CDMA optique (temporelle, spectral, hybrides ou en deux dimensions), ainsi que les codeurs électriques et optiques à base de composants tout fibres (réseaux de Bragg) pour réaliser la fonction de l'encodage.

Ce chapitre a pour but d'apporter toutes les informations nécessaires à la compréhension des chapitres suivants.

CHAPITRE 2

CDMA optique incohérent à séquence directe

(DS-OCDMA)

II.1 Introduction

Dans ce chapitre, on présente l'étude d'un système CDMA optique incohérent à séquence directe (DS-OCDMA) pour N utilisateurs. Pour l'étude des parties codage/décodage, on ne tient pas compte des blocs fonctionnels de la partie optique.

On va commencer par la description de la partie d'émission, ainsi que les différents types de codes temporels adaptés au CDMA Optique (OOC, Prime Code, EPC). Puis, on aborde la partie de réception, en présentant les différentes structures de décodeurs qui permettent de traiter l'interférence d'accès multiple (IAM).

A la fin, on fait une évaluation théorique des performances en fonction uniquement d'interférence d'accès multiple (IAM) qui représente la limitation d'un système CDMA optique.

II.2 CDMA Optique incohérent à séquence directe (DS-OCDMA)

Nous allons étudier un système CDMA optique incohérent à séquence directe (DS-OCDMA), où le codage et le décodage s'effectuent dans le domaine temporel [20][21][22].

On se place dans l'hypothèse que le codage ou le décodage de données à transmettre s'effectuent dans le domaine électrique (figure II.1).

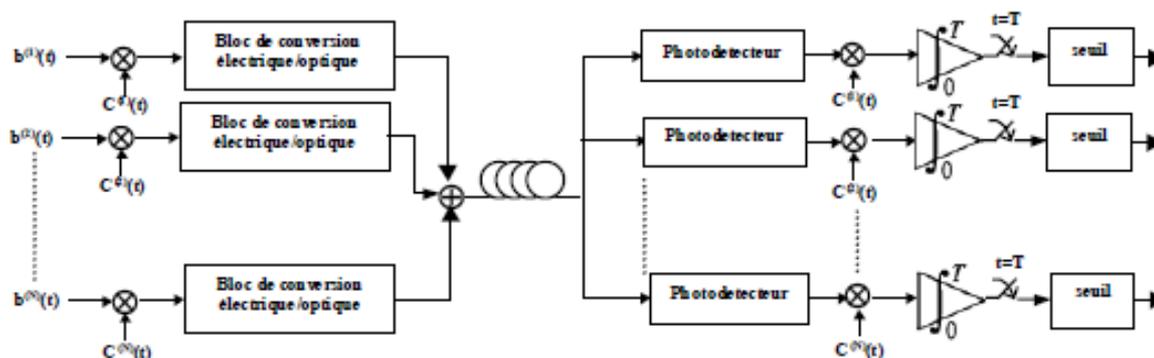


Figure II.1 : Système de transmission DS-OCDMA à codeur/décodeur électrique

Dans un système DS-OCDMA l'étalement temporel est réalisé en multipliant directement une séquence de code signature avec les données à transmettre.

Les données codées de chaque utilisateur sont envoyées simultanément via une même fibre.

En réception, le récepteur multiplexe reçoit le signal avec la séquence adresse du destinataire (code signature) et le signal désiré est étalé puis remis en forme via un intégrateur pour prise de décision (corrélation) (Figure II.1). Les autres signaux qui n'ont pas la bonne séquence signature ou qui sont désynchronisés, sont perçus comme étant du bruit. Ce bruit qui constitue une des limitations principales de cette technique d'accès est communément appelé l'interférence d'accès multiple (IAM).

II.2.1 Partie d'émission d'un système CDMA optique à séquence directe (DS-OCDMA)

Le schéma suivant présente la partie émission d'un système CDMA optique à séquence directe (DS-OCDMA) où les données des utilisateurs sont multipliées par la séquence de code c'est ce que n'appelle l'étalement temporelle [21].

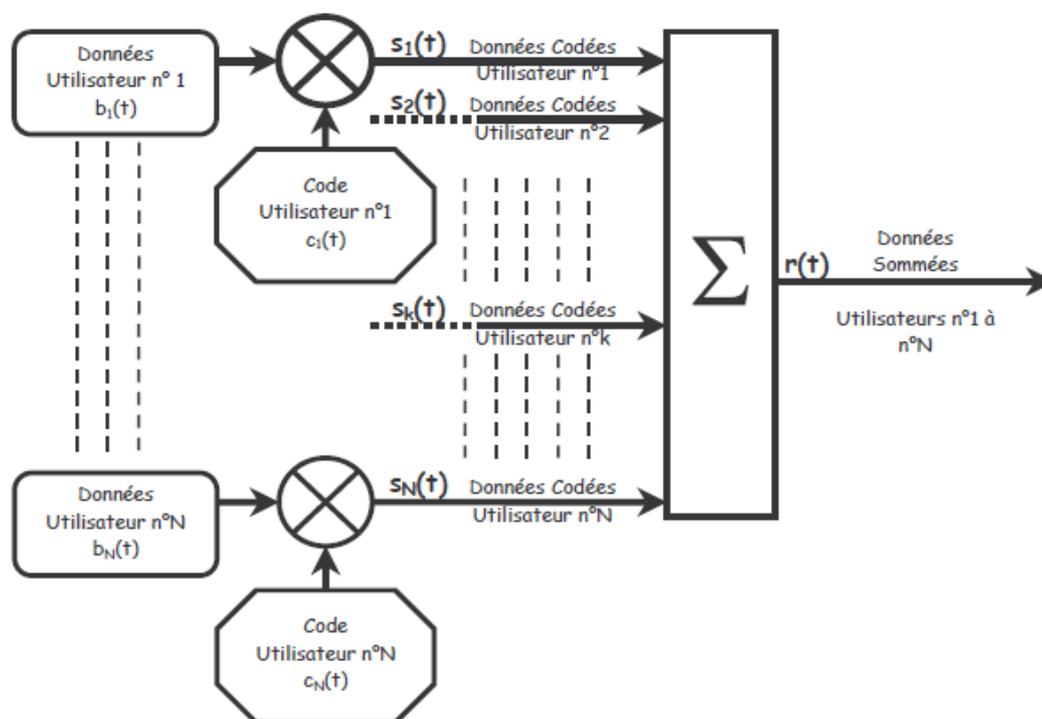


Figure II.2 : Partie émission d'un système d'un système CDMA optique à séquence directe (DS-OCDMA)

II.2.1.1 Expression du signal transmis :

Soit le signal transmis par un utilisateur K :

$$S_k(t) = S_k b_k(t) C_k(t) \quad \text{II.1}$$

avec :

- S_k Le niveau d'amplitude en sortie du codeur ; on prend par la suite la valeur normalisée $S_k = 1$.
- $b_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} b_i^{(k)} P_{T_b}(i - T_b)$ représente les données de l'utilisateur k .
- $b_i^{(k)}$ est le $i^{\text{ème}}$ bit de données du $k^{\text{ème}}$ utilisateur. $b_i^{(k)}$ prend les valeurs 0 ou 1 de manière équiprobable.
- $D = 1/T_b$ est le débit des données de l'utilisateur k .
- $C_k(t)$ est la séquence de code du $k^{\text{ème}}$ utilisateur $C_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} C_j^{(k)} P_{T_c}(i - T_c)$

La séquence de code $\{C_j^{(k)}\}$ pour j de 0 à $F-1$ est une séquence périodique, de période F (la longueur du code utilisé) telle que $F = T_b/T_c$.

$P_{T_c}(t)$ est une impulsion rectangulaire de durée T_c , appelée « temps chip ».

$C_j^{(k)}$ est le $j^{\text{ème}}$ élément appelé « chip » du code du $k^{\text{ème}}$ utilisateur.

$D_c = 1/T_c$ est le « débit chip » tel que. $D_c = F \cdot D$

A la sortie de l'émetteur, le signal $r(t)$ est la superposition des signaux émis par les N utilisateurs.

$$r(t) = \sum_{K=1}^N S_K(t - \tau_K) \quad \text{II.2}$$

avec τ_K le retard de $k^{\text{ème}}$ utilisateur.

La séquence de code $C_k(t)$ est la signature de chaque utilisateur. Elle doit permettre de distinguer facilement l'utilisateur désiré des autres utilisateurs.

Les propriétés à satisfaire par les séquences de code s'écrivent à partir des fonctions d'auto et d'inter-corrélation.

Soient deux séquences de code $C_k(t)$ et $C_p(t)$ de deux utilisateurs différents :

1)- La fonction d'auto-corrélation $Z_{C_k C_k}(l)$ doit être maximum en $l = 0$ et nulle ailleurs

$$Z_{C_k C_k}(l) = \sum_{j=0}^{L-1} C_j^{(k)} \cdot C_{j+l}^{(k)} = \begin{cases} W & \text{pour } l = 0 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{II.3}$$

W est le poids de la séquence de code $\{C_j^{(k)}\}$.

La contrainte d'auto-corrélation garantit que chaque signature est orthogonale à une version décalée d'elle-même. Cette propriété permet d'obtenir la synchronisation en réception.

2)- La fonction d'inter-corrélation $Z_{C_k C_p}(l)$ doit être nulle pour obtenir l'orthogonalité parfaite entre les séquences signature :

$$Z_{C_k C_p}(l) = \sum_{j=0}^{L-1} C_j^{(k)} \cdot C_{j+l}^{(p)} = 0 \quad \forall l \quad \text{II.4}$$

La contrainte d'inter-corrélation nulle garantit la synchronisation en réception en présence de l'interférence due aux autres utilisateurs (IAM).

Dans une approche du CDMA optique en lumière non-cohérente, on mesure l'énergie d'un signal transmis et non son amplitude et sa phase. L'intensité optique étant une quantité positive ou nulle, les séquences de codes sont des séquences unipolaires qui ne peuvent pas satisfaire strictement les conditions (1) et (2). Donc on va utiliser dans ce cas des propriétés de « quasi-orthogonalité » :

$$3)- Z_{C_k C_k}(l) = \sum_{j=0}^{L-1} C_j^{(k)} \cdot C_{j+l}^{(k)} = \begin{cases} W & \text{pour } l = 0 \\ \leq h_a & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{II.5}$$

$$4)- Z_{C_k C_p}(l) = \sum_{j=0}^{L-1} C_j^{(k)} \cdot C_{j+l}^{(p)} \leq h_c \quad \forall l \quad \text{II.6}$$

au minimum, les constantes h_a et h_c peuvent être égales à 1.

L'orthogonalité parfaite étant impossible, il est nécessaire d'évaluer l'interférence d'accès multiple (IAM) et ses conséquences sur les performances du système.

Pour illustrer la quatrième propriété (4), la Figure II.3 présente un exemple de séquences de code unipolaire pour trois utilisateurs synchrones, satisfaisant la condition de quasi-orthogonalité avec $h_c = 1$.

On constate que chaque séquence signature d'un utilisateur possède au maximum 1 chip en commun ($h_c = 1$) avec les séquences des autres utilisateurs.

Le multiplexage des données des 3 utilisateurs correspond à la sommation chip par chip (signal $e(t)$) et illustre le phénomène d'interférence d'accès multiple (IAM).

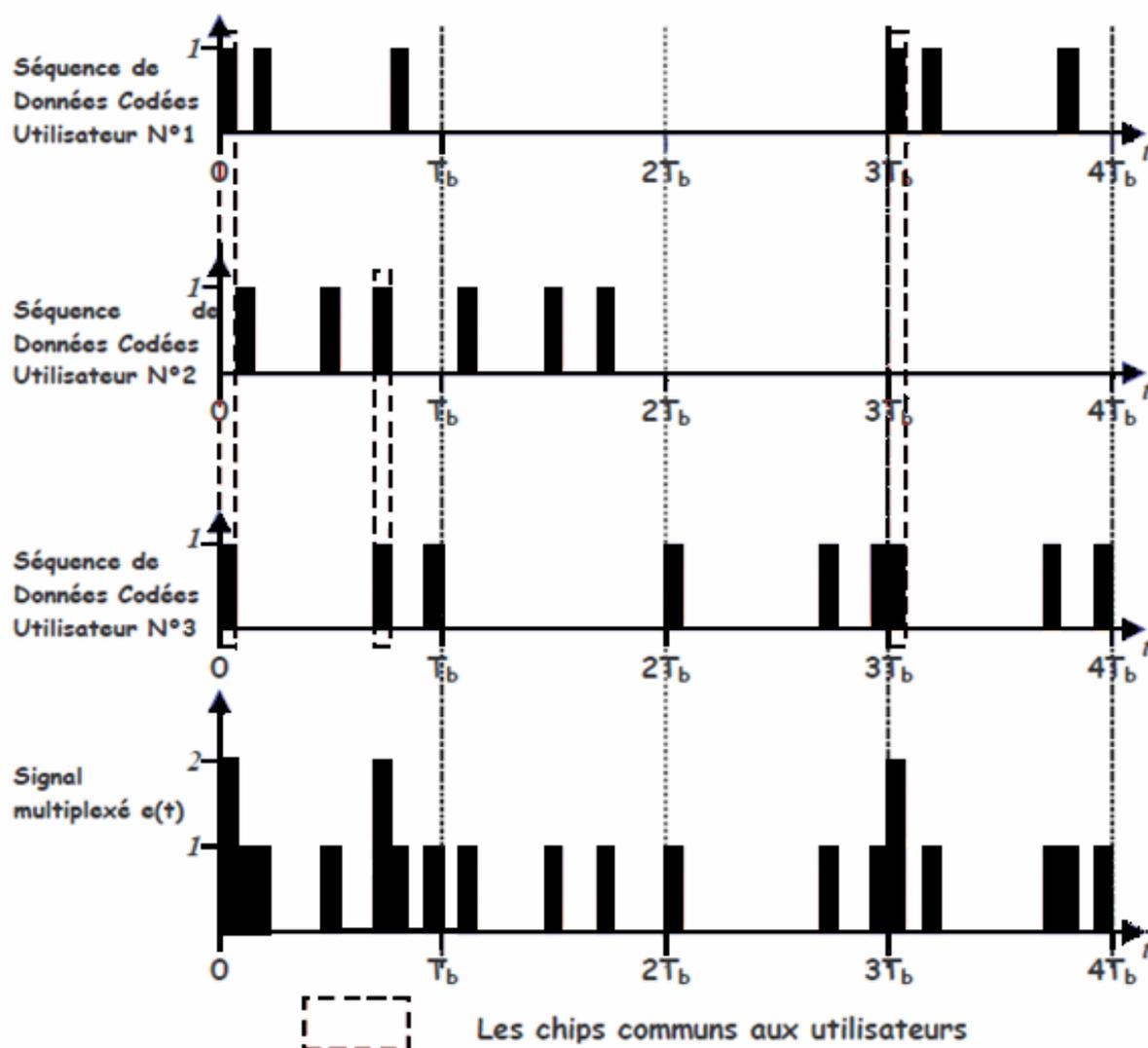


Figure II.3 : Exemple de séquence de code pour un système OCDMA avec $h_c = 1$.

II.3 Les codes adaptés pour un système CDMA optique à séquence direct (DS-OCMA) :

Dans un système CDMA optique à séquence direct (DS-OCMA), on utilise des codes unipolaires constitués de '0' et de '1' dont on peut citer deux grandes familles : les codes optiques orthogonaux (OOC : optical orthogonal code) et les codes premiers (PC : prime codes).

- Les codes optiques orthogonaux OOC (optical orthogonal codes) [9-10], ont été développé par Salehi en 1989 [8][9], ces codes sont généralement notés OOC (F, W, h_a , h_c).

Les codes OOC possèdent de meilleures propriétés d'auto et d'inter-corrélation que les codes PC, car il est possible de générer des familles de codes quel que soient les valeurs d'auto corrélation et d'inter-corrélation désirées, mais ils nécessitent des algorithmes plus complexes pour leur génération.

- Les codes premiers PC (prime codes) [23] ont d'abord été conçus par Cooper et Nettleton en 1978 pour les communications cellulaires. Ils ont été adaptés aux systèmes de communications optiques par Shaar et Davies en 1983 [24]. Les codes PC sont définis par une seule grandeur p qui doit être un nombre premier.

De nombreuses variantes aux codes PC (prime codes) ont également été développées [25], tels que : Extended Prime Code, Synchronized Prime Code, $2n$ Prime Code, Generalized Prime Code.

Le principal avantage lié à l'utilisation des codes PC ou de ses variantes consiste dans la facilité de génération des séquences de code. En effet, ceux-ci sont construits à partir d'équations mathématiques basées sur les propriétés des corps de Galois (Annexe B),

II.3.1 Les codes OOC (Optical orthogonal codes) [9][10]

Les codes OOC sont composés de suites unipolaires $e = \{C_j\}$ caractérisées par quatre paramètres (L, W, h_a, h_c) .

- L est la longueur de la séquence.
- W est le poids du code, qui représente le nombre de chips à « 1 ».
- h_a, h_c sont respectivement les contraintes d'auto et inter corrélation.

Le choix des paramètres d'un code OOC peut être arbitraire. Cependant, dans une application CDMA on cherche à :

- avoir le plus d'utilisateurs actifs dans le réseau ; cela signifie qu'on cherche à obtenir le plus grand nombre de mots de code dans une famille donnée.
- respecter au mieux les contraintes d'auto et d'inter-corrélation.

Soient x et y représentant les séquences de codes utilisés par deux utilisateurs. La condition portant sur l'auto corrélation s'écrit alors :

$$|AC_{xx}(l)| = \left| \sum_{n=1}^L x_n \cdot x_{n+l} \right| = \begin{cases} W & \text{pour } l = 0 \\ \leq h_a & \text{pour } 1 \leq l \leq L \end{cases} \quad \text{II.7}$$

La valeur de n indique la position du chip du début de la séquence ; et la condition d'inter-corrélation est :

$$|CC_{x,y}(l)| = \left| \sum_{n=1}^L x_n \cdot y_{n+l} \right| = \leq h_c \quad \text{pour } 0 \leq l \leq L \quad \text{II.8}$$

Dans ce cas, il s'agit de calculer la fonction d'inter corrélation 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. Dans notre cas, on considère la valeur de $h_a = h_c$ est fixée à 1.

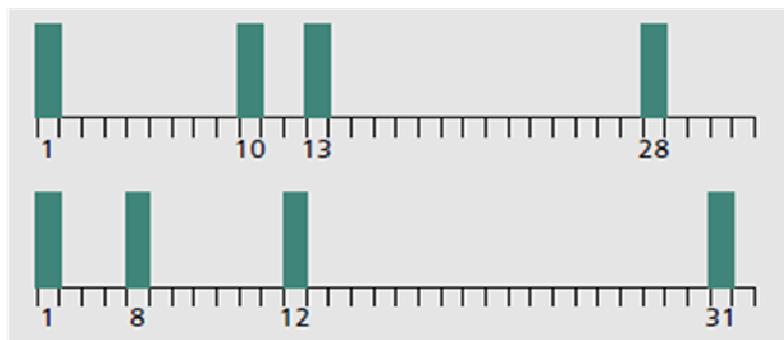


Figure II.4: Exemple de deux séquences OOC (32, 4, 1,1)

Ces deux séquences font partie d'une famille de code OOC qui permettent de multiplexer quatre utilisateurs ($N = 4$). Elles sont d'une longueur $L = 32$ et d'un poids $W = 4$. Les valeurs de h_a et de h_c sont dans ce cas égales à 1. Chaque séquence a une durée définie par le paramètre T_b qui est le temps bit, ce dernier étant égal à $L \times T_c$, où T_c représente la durée d'un chip dans le mot de code.

Lorsque les niveaux d'auto et inter corrélation sont strictement inférieurs à 1, on parle alors de codes optiques orthogonaux stricts (OOC stricts) .

Comme pour les OOC classiques, les codes optiques orthogonaux stricts ont pour caractéristiques la longueur de la séquence de code L , le poids du code W , la capacité de multiplexage N , le niveau de la corrélation d'une séquence de code avec cette même séquence

décalée en temps h_a et enfin h_c représentant le niveau de corrélation de deux séquences distinctes. Les valeurs de h_a et h_c ne dépassent pas 1.

Considérons L_{\min} et N_{\max} comme étant, respectivement, la longueur minimale d'une séquence de code OOC et le nombre maximal d'utilisateurs qu'il est possible de multiplexer par une même famille de code. Ces deux valeurs sont déterminées par les équations suivant :

$$L_{\min} \geq N \cdot x \left(\frac{2x^2}{x+1} - 2W + x + 1 \right) + \frac{2W}{x+1} - 1 \quad \text{avec } 0 < x < W - 1 \quad \text{II.9}$$

$$N_{\max} \leq \left[\frac{L-1}{W(W-1)} \right] \quad \text{II.10}$$

Le symbole $[x]$ représente la valeur entière inférieure d'une valeur x .

Les démonstrations de ces deux expressions sont détaillées dans [26].

Il est à noter que les équations (II.9) et (II.10) sont aussi valables pour les OOC classiques [9], à condition de prendre dans l'équation (II.9) une valeur de $x = W - 1$, ce qui donne :

$$L_{\min} \geq N \cdot W \cdot (W - 1) + 1 \quad \text{II.11}$$

On considère les codes de longueurs $L=64$; de poids $W=4$, tels que $h_a = h_c = 1$, d'après (II.10) on ne peut obtenir que $N=5$ séquences de code (64, 4, 1,1).

On peut générer de manière itérative des séquences unipolaires constituées de 64 chips dont 4 sont à l'état 1.

	utilisateur	Chip-1-	Chip-2	Chip-3-	Chip-4	τ_1	τ_2	τ_3	τ_4
Le code	N°1	0	18	31	47	18	13	16	17
OOO	N°2	0	20	30	45	20	10	15	19
(64,4,1,	N°3	0	28	37	42	28	9	5	22
1)	N°4	0	38	40	61	38	2	21	3
	N°5	0	52	53	60	52	1	7	4

Tableau II.1: position des chips à 1 et les retards relatifs (de 0 à 63)

Les figures ci-dessous représentent les fonctions d'auto-corrélation des quatre codes OOC (64, 4, 1,1). On peut ainsi vérifier la propriété $h_a = 1$.

De même, on pourrait vérifier la propriété d'inter-corrélation $h_c = 1$, sur les figures II.8 et II.9 qui représente les fonctions d'inter-corrélation des codes OOC (64,4,1,1) des utilisateurs N°1 et N°3, et des utilisateurs N°2 et N°4.

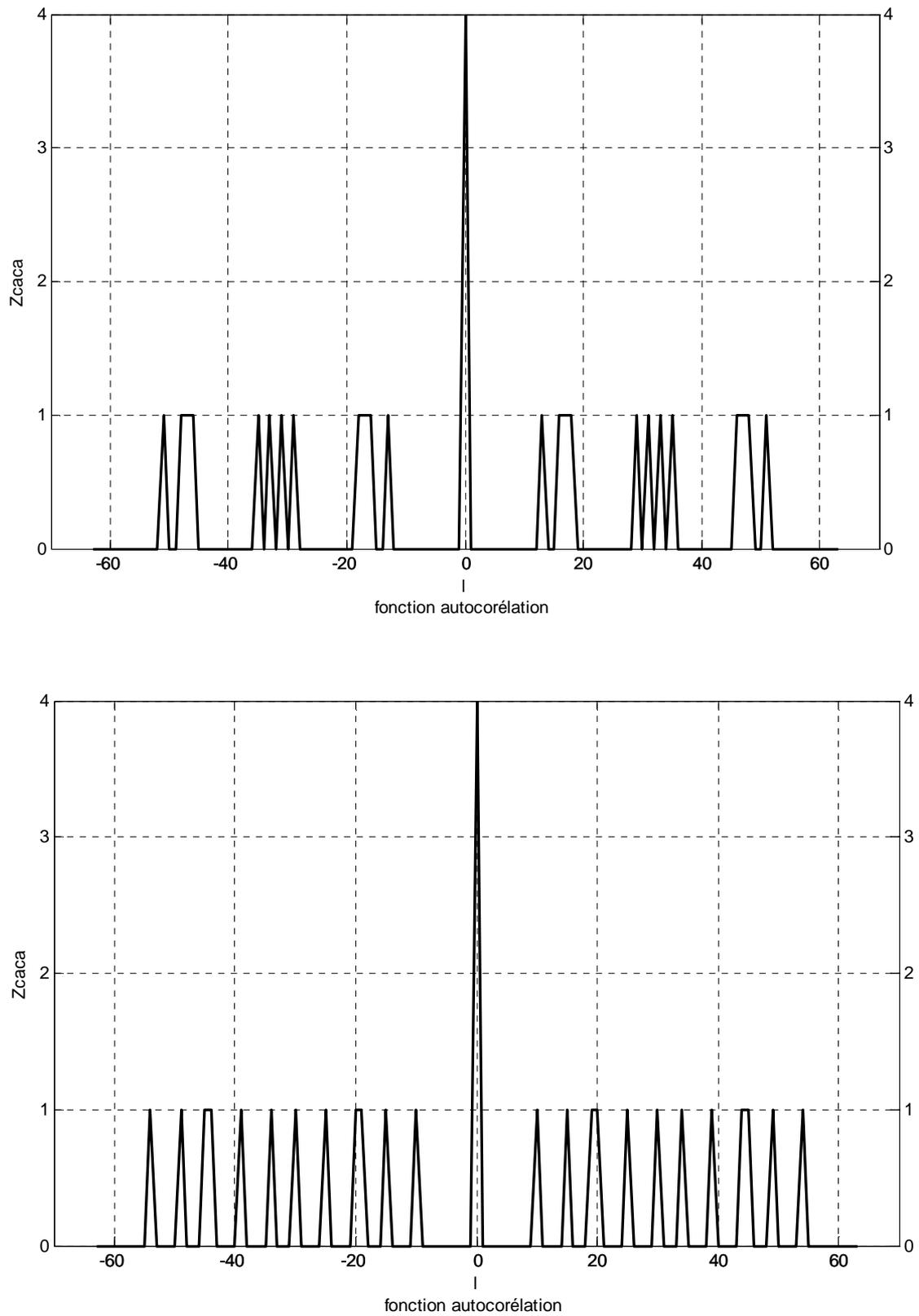


Figure II.5: Fonctions d'auto-corrélation pour l'utilisateur N°1 et N°2 du code OOC (64, 4, 1,1)

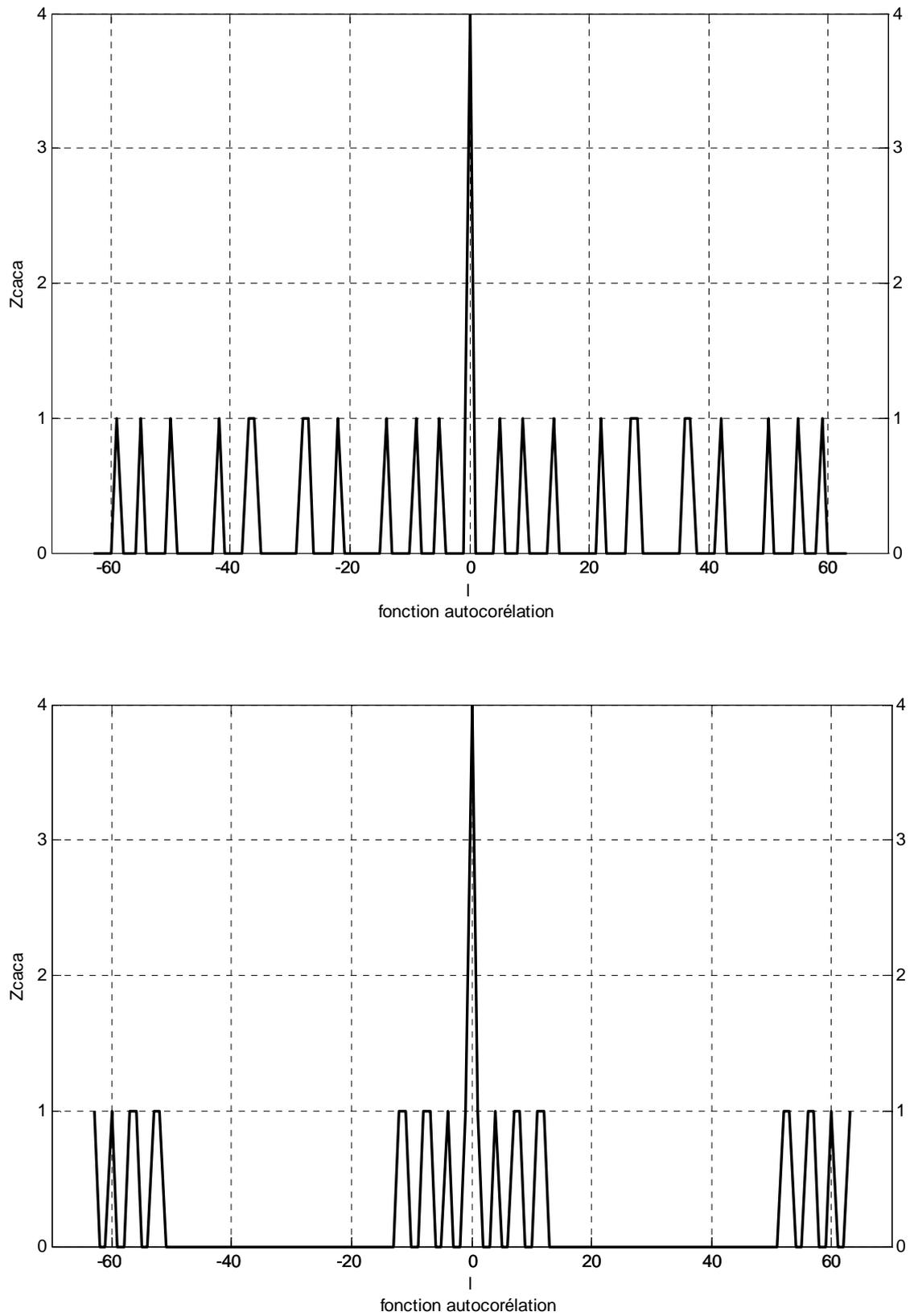


Figure II.6: Fonctions d'auto-corrélation pour l'utilisateur N°3 et N°4 du code OOC (64, 4, 1, 1)

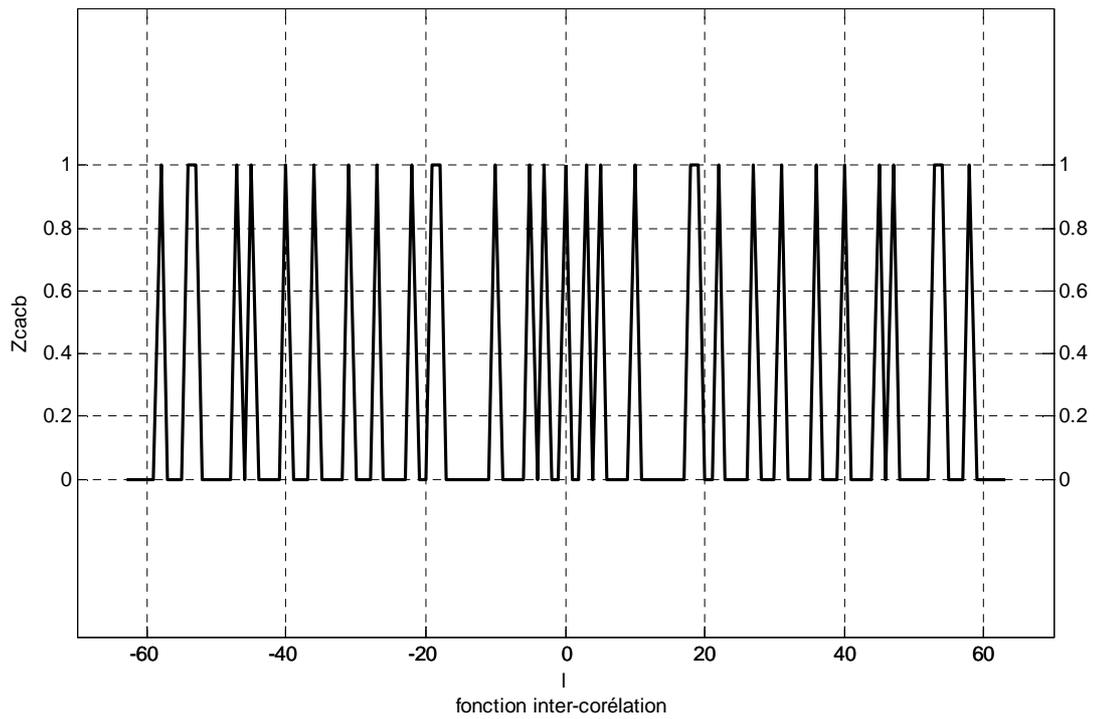


Figure II.7: Fonctions d'inter-corrélation pour l'utilisateur N°1 et N°3 du code OOC (64, 4, 1,1)

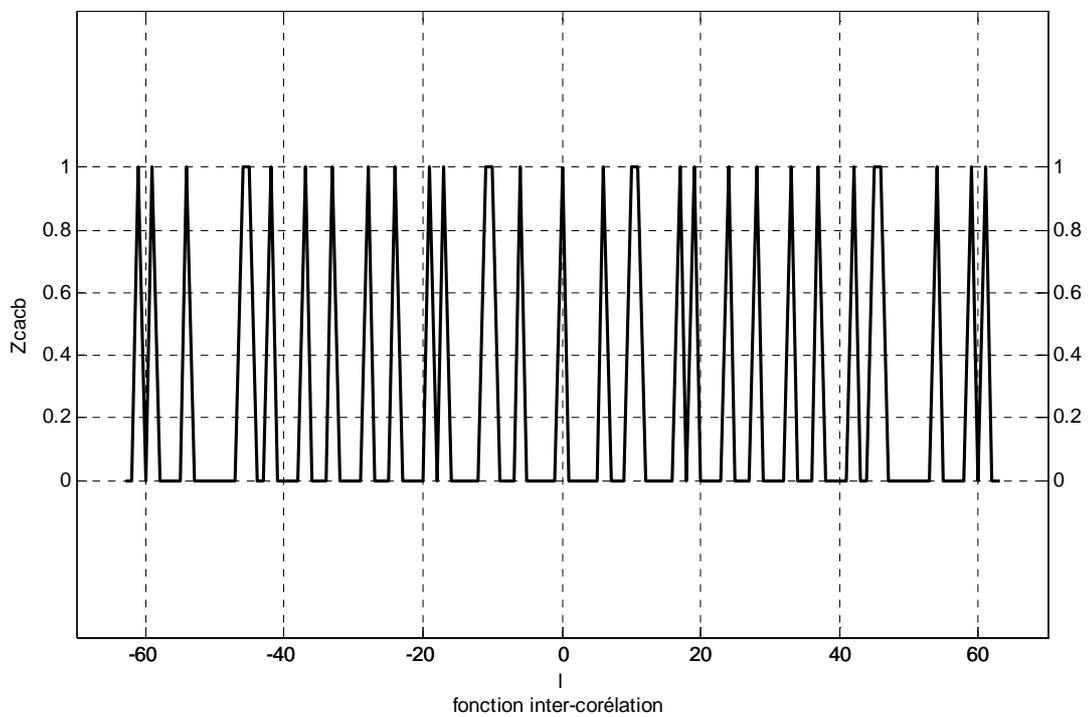


Figure II.8: Fonctions d'inter-corrélation pour l'utilisateur N°2 et N°4 du code OOC (64, 4, 1,1)

Plusieurs méthodes de génération de codes OOC peuvent être mises en œuvre. Au cours de cette étude, nous avons utilisé deux constructions appelées respectivement : la méthode du “Greedy Algorithm” [27] et la méthode “BIBD” (Balanced Incomplete Block Design) [28].

II.3.1.1 Méthode du Greedy Algorithm [27]

D’une manière générale, on peut résumer le principe du “Greedy Algorithm” (ou “Algorithme Glouton”) en plusieurs étapes : création d’un ensemble d’éléments (appelés candidats) à partir desquels une solution au problème sera proposée, détermination locale du meilleur candidat à garder, vérification des règles à respecter puis, détermination de manière itérative d’une valeur finale.

Dans cette étude, nous considérons l’utilisation de la méthode du “Greedy Algorithm” afin de pouvoir générer un ensemble de Nooc séquences de codes unidimensionnel respectant les valeurs d’auto-corrélation et d’inter-corrélation minimales ($h_a = h_c = 1$).

Les paramètres considérés sont : le nombre de séquences à générer (Nooc) et le nombre d’éléments à placer dans chaque séquences (W).

L’objectif est de déterminer les valeurs des intervalles entre deux impulsions à 1 (appelés dans la suite retards) des W éléments pour les Nooc séquences, ainsi que la longueur d’étalement minimale F permettant de respecter la contrainte $h_a = h_c = 1$.

La génération des codes est basée sur l’utilisation des séquences de code dont l’emplacement des chips est donné par la valeur des retards relatifs. Il a été montré dans [27] que pour obtenir une valeur d’inter-corrélation minimale entre deux séquences de code, il ne doit y avoir aucune valeur de retard commune à ces deux séquences. Cela signifie que si on a par exemple trois retards relatifs dans une séquence : r_1, r_2 et r_3 on impose comme conditions : $r_1 \neq r_2 \neq r_3, r_1 \neq r_2 + r_3, r_1 + r_2 \neq r_3, r_2 \neq r_3 + r_1$

Les valeurs des retards sont des entiers donc l’ensemble des éléments candidats pour trouver une solution est N. L’algorithme de génération peut être décrit de la façon suivante :

Initialisation :

retard=1	contient la valeur de retard en cours
liste={ }	liste des retards interdits

On détermine les W-1 premiers retards :

Pour j variant de 0 à W - 2

 Pour i variant de 0 à Nooc - 1

```

    verif=0
    Tant Que verif=0
    Si retard ∉ liste                                on vérifie que le retard est possible
        verif=1
    Sinon
        retard=retard+1
    Fin Tant Que
    code(i, j) =retard                               code(i, j) contient le jeme retard du code i
Fin Pour
Pour k variant de j à 0
    Insere_liste (  $\sum_{l=k}^j code(i, l)$  )          on ajoute les combinaisons de retards à ne plus utiliser
Fin Pour

retard=retard+1
Fin Pour

Calcul de la valeur du dernier retard :

long (i) =  $\sum_{j=0}^{W-1} code(i, j)$                     pour chaque séquence on calcule la longueur

M = maxi (long (i))                                on prend la plus grande comme référence
verif=0
Tant Que verif=0
    Pour i variant de 0 à Nooc - 1
        code(i, W - 1) =retard+M-long (i)          chaque séquence a la même longueur
    Fin Pour
    verif = verifie_contraintes(code)              on vérifie que l'objectif est atteint
    retard=retard+1
Fin Tant Que.

```

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 terme de temps d'exécution lorsque le nombre d'utilisateurs est important. De plus, la longueur des

séquences de code ne correspond que rarement à la longueur optimale donnée par la relation (II.9).

Par exemple, si on désire générer $N_{OOC} = 3$ séquences de code ayant un poids $W = 5$, les différentes étapes de l'algorithme du "Greedy Algorithm" sont :

Initialisation du premier retard r_1 :

La liste des retards qu'on ne peut plus utiliser est : $liste = \{1;2;3\}$

code	r_1	r_2	r_3	r_4	r_5
Nooc 1	1				
Nooc 2	2				
Nooc 3	3				

Détermination des ($W - 2$) retards suivants $r_2 ; r_3 ; r_4$:

Pour l'attribution du deuxième retard de la séquence de code N 1, on choisit la première valeur qui n'est pas interdite c'est-à-dire 4, et on actualise la liste : $liste = \{1;2;3;4;5\}$ (5 correspond au cumul des valeurs de retards 1 et 4). Et ainsi de suite jusqu'à l'obtention des $W - 1$ premiers retards relatifs.

code	r_1	r_2	r_3	r_4	r_5
Nooc 1	1	4	9	18	
Nooc 2	2	6	11	23	
Nooc 3	3	7	15	24	

La recherche du positionnement du dernier retard (et par conséquent la valeur de la longueur d'étalement F) permet finalement d'obtenir les trois séquences exprimées en retards relatifs par :

code	r_1	r_2	r_3	r_4	r_5
Nooc 1	1	4	9	18	46
Nooc 2	2	6	11	23	33
Nooc 3	3	7	15	24	26

Tableau II.2 : Retards relatifs entre les chips à 1, pour 3 codes OOC de poids 5.

On en déduit que la longueur temporelle vaut $F = r_1 + r_2 + r_3 + r_4 + r_5 = 75$. Soit en représentant les séquences de codes en position des impulsions :

code	p_1	p_2	p_3	p_4	p_5
Nooc 1	0	3	13	31	74
Nooc 2	1	7	18	41	74
Nooc 3	2	9	24	48	74

Tableau II.3 : Positions des chips à 1, pour 3 codes OOC de poids 5.

Le code obtenu est un code OOC ($F = 75$, $W = 5$, $h_a = 1, h_c = 1$). Cependant, la longueur d'étalement nécessaire $F = 75$ ne correspond pas à la valeur minimale $F_{min} = 61$ donnée par la relation (II.9). C'est une des limitations de cette méthode de génération de code.

II.3.1.2 Méthode Balanced Incomplete Block Design (BIBD) [28]

La méthode BIBD (Balanced Incomplete Block Design) [28] permet de générer des séquences de codes unidimensionnelle OOC (F , W , $h_a = 1$, $h_c = 1$) lorsque la longueur d'étalement souhaitée est un nombre premier.

Cette méthode repose sur des équations mathématiques basées sur les propriétés liées aux racines primitives issues d'un corps de Galois (cf. Annexe A). Elle permet d'obtenir NOOC vecteurs positions, à partir de la longueur de code F , et du poids W (équation II.10).

A partir des paramètres de la famille de code qu'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^{eme} 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 ($W=2.m$) donc :

$$\begin{cases} P_{i,0} = 0 \\ P_{i,j+1} = \alpha^{m.i+j.k} \end{cases} \quad \text{II.12}$$

avec : $i \in [0, \text{Nooc}-1]$, $j \in [0, W-2]$ et $k = W - \text{Nooc} = 2.m - \text{Nooc}$

- si W est impair ($W=2.m+1$) : $\{P_{i,j} = \alpha^{m.i+j.k}$ II.13

avec : $i \in [0, \text{Nooc}-1], j \in [0, W-1]$ et $k = (W-1). \text{Nooc} + 2.m. \text{Nooc}$

Reprenons l'exemple précédent de génération de codes OOC (soit $\text{Nooc} = 3$ séquences de code ayant un poids $W = 5$). La relation (II.9) impose une longueur minimale requise $F = 61$ qui est un nombre premier. Nous pouvons alors construire un code OOC ($F = 61, W = 5, h_a = 1, h_c = 1$) considérant $\alpha = 2$ une racine primitive de F :

F=61	$C_i = \{2^{2.i+12.j}\}$
W=2.m+1=5	
m=2	
Nooc = 3	
$K = (W-1). \text{Nooc} = 12$	
$\alpha = 2$	
$i \in \{0,1,2\}$	
$j \in \{0,1,2,3,4\}$	

Tableau II.4 : Liste des paramètres pour générer un code OOC (61, 5, 1,1) par la méthode BIBD.

OOC	Utilisateurs	p_1	p_2	p_3	p_4	p_5
(61, 5, 1,1) Nooc = 3	C_0	1	9	20	34	58
	C_1	4	14	19	36	49
	C_2	13	15	16	22	56

Tableau II.5 : Ensemble des positions des chips d'une famille de code OOC (61, 5, 1,1).

Cette méthode de construction est donc intéressante puisqu'elle permet de générer de manière immédiate des séquences de code OOC respectant les contraintes sur les valeurs de corrélation. Par comparaison à la méthode du "Greedy Algorithm" la longueur d'étalement est diminuée ce qui est important pour augmenter les débits offerts. Bien que cette méthode impose l'utilisation d'un nombre premier, le choix des autres paramètres de la famille de code (NOOC et W) reste relativement souple. De plus les valeurs d'auto-corrélation et d'inter-corrélation sont minimales ($h_a = h_c = 1$), ce dernier point doit cependant être vérifié à l'issue de la génération.

II.3.2 Codes premiers (PC)[23][24]

II.3.2.1 Séquences premières (PS)

Comme pour les codes optiques orthogonaux, les séquences premières sont des codes unipolaires permettant le multiplexage d'un certain nombre d'utilisateurs tout en observant une limitation des niveaux des interférences multi-utilisateurs résultant de ce multiplexage.

Les séquences premières unipolaires sont comme les codes optiques orthogonaux, définies par leur taille ou longueur L , leur poids W et leur capacité de multiplexage N . Contrairement aux codes OOC, la génération des codes PC s'effectue très simplement à partir du corps de Galois $GF(p)$ d'un nombre premier p (voir Annexe B).

Les codes PC sont construits à partir d'un ensemble de p séquences $S_i^p(j)$ constituées du produit S_{ij} de deux éléments i et j de $GF(p)$ telles que :

$$S_i^p(j) = \{s_{i0}, s_{i1}, \dots, s_{i(p-1)}\} \text{ avec } i \text{ et } j \in GF(p) = \{0, 1, \dots, p-1\}$$

$$S_{ij} = \{i \cdot j\} \text{ (Modulo } p)$$

Pour construire un code PC $C_i^p(n)$ de longueur $L = p^2$ et de poids $W = p$, on utilise:

$$C_i^p(n) = \begin{cases} 1 & \text{si } n = S_i^p(j) + jp \quad i, j \in GF(p) \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \tag{II.13}$$

A partir de p séquences $S_i^p(j)$ on obtient $N=P$ séquences de codes $C_i^p(n)$.

Exemple : à partir du Corps de Galois $GF(5)$, on construit un ensemble de 5 séquences premières $S_i^5(j)$ (Tableau II.6):

$S_i^5(j)$		j				
		0	1	2	3	4
i	0	0	0	0	0	0
	1	0	1	2	3	4
	2	0	2	4	1	3
	3	0	3	1	4	2
	4	0	4	3	2	1

Tableau II.6: Tableau des séquences de PC à partir du Corps de Galois $GF(5)$

On construit à partir de ces séquences 5 codes $C_i^5(n)$, on variant de 0 à $(p^2 - 1)$ c'est-à-dire de 0 à 24:

i	$C_i^5(n)$																								
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1
2	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0
3	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0
4	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0

Tableau II.7: Cinq séquences de codes PC $C_i^5(n)$

Les propriétés d'auto et d'inter-corrélation des codes PC sont décrites par les relations

[29]:

$$Z_{ii}(l) = \sum_{n=0}^{p^2-1} C_i^p(n) \cdot C_i^p(n-l) \quad \text{II.14}$$

$$Z_{i_1, i_2}(l) = \sum_{n=0}^{p^2-1} C_{i_1}^p(n) \cdot C_{i_2}^p(n-l) \quad \text{II.15}$$

Avec $i_1 \neq i_2$

On peut montrer d'après [29] pour les codes PC que :

$$Z_{ii}(l) = \begin{cases} p & \text{pour } l = 0 \\ \leq h_a = p-1 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{II.16}$$

Avec $0 \leq i < p$

et que :

$$Z_{i_1, i_2}(l) \leq h_c = 2 \quad \text{II.17}$$

Avec $0 \leq i_1, i_2 < p$ et $i_1 \neq i_2$

Exemple

Pour $p = 5$, on peut tracer les fonctions d'auto et d'inter-corrélation $Z_{22}(l)$ et $Z_{24}(l)$ respectivement données sur la figure suivant :

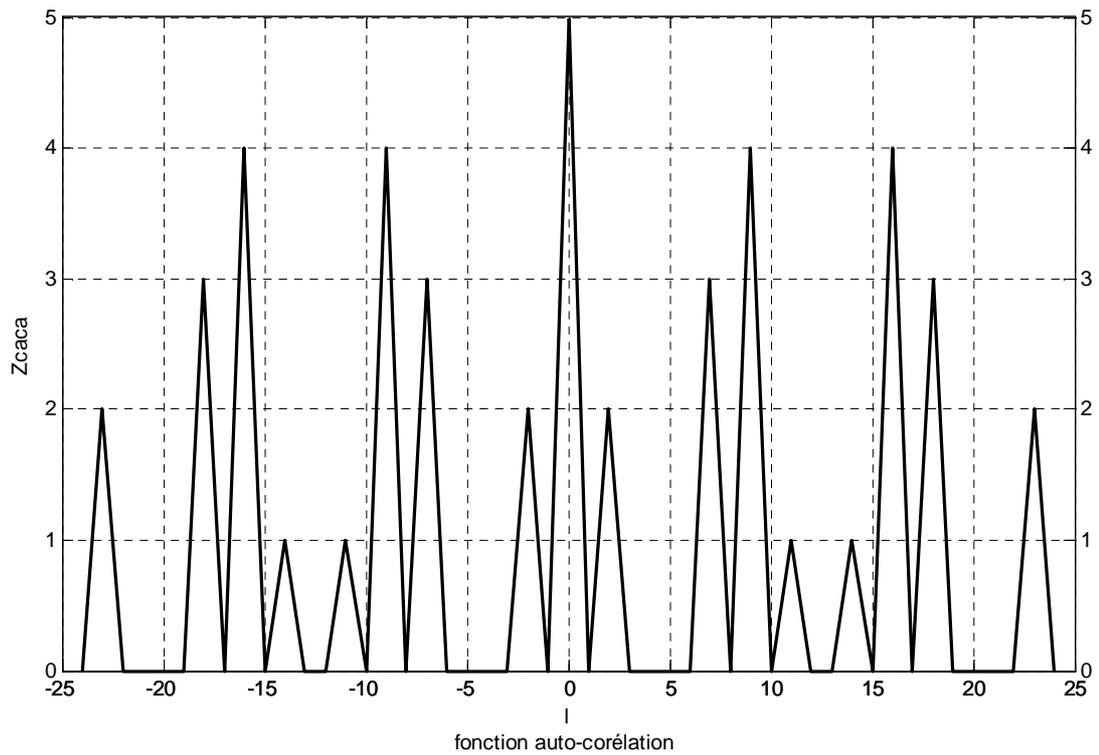


Figure II.9 : Fonction d’auto-corrélation pour le code $C_2^5(n)$

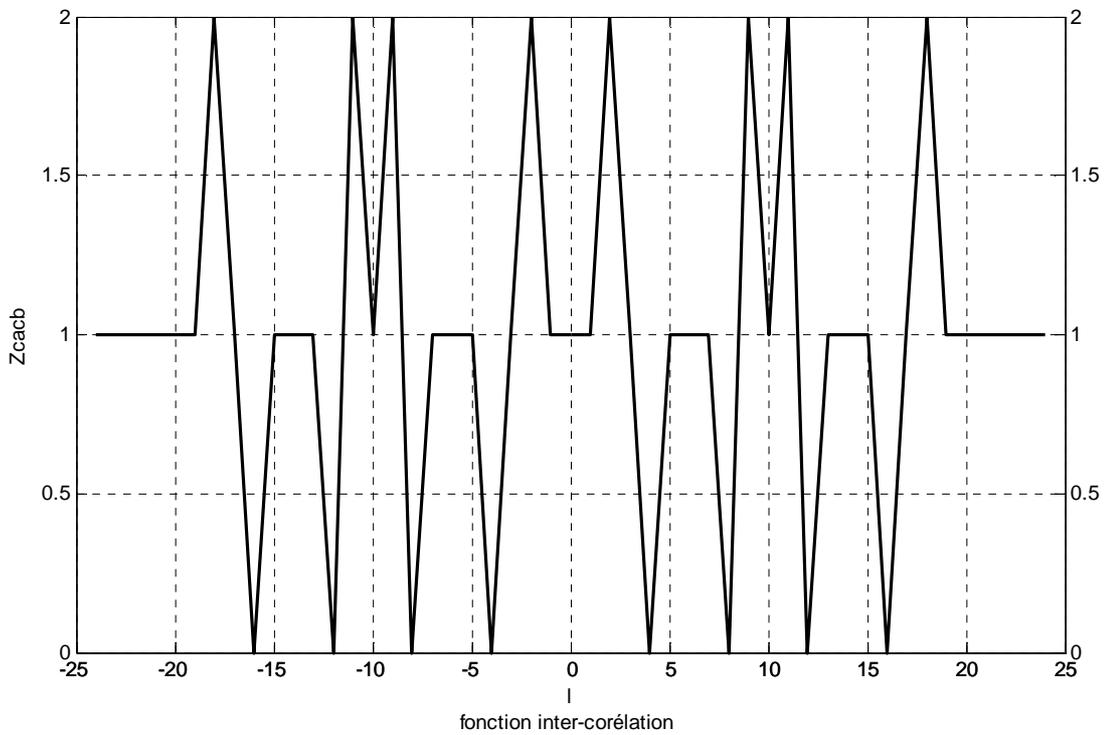


Figure II.10 : Fonction d’inter-corrélation pour les code $C_2^5(n)$ et $C_4^5(n)$

D’après les deux figures ci-dessus, on remarque vérifie les propriétés précédentes sont vérifiées

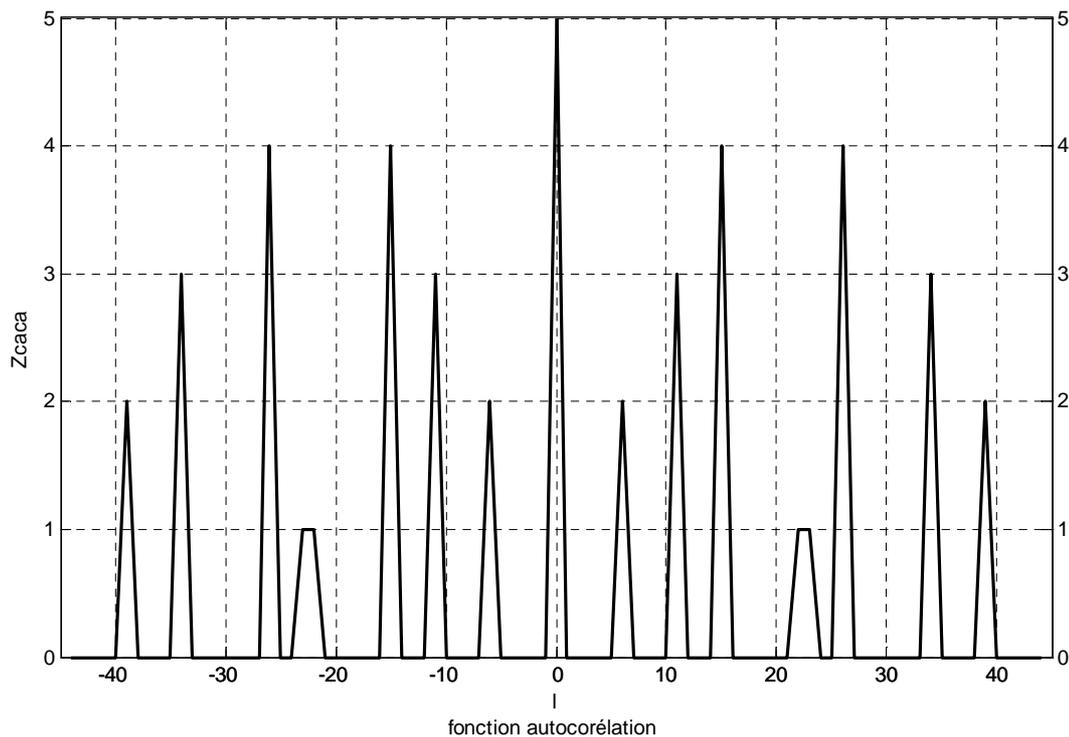


Figure II.11: Fonction d’auto-corrélation pour le code $C_2^7(n)$

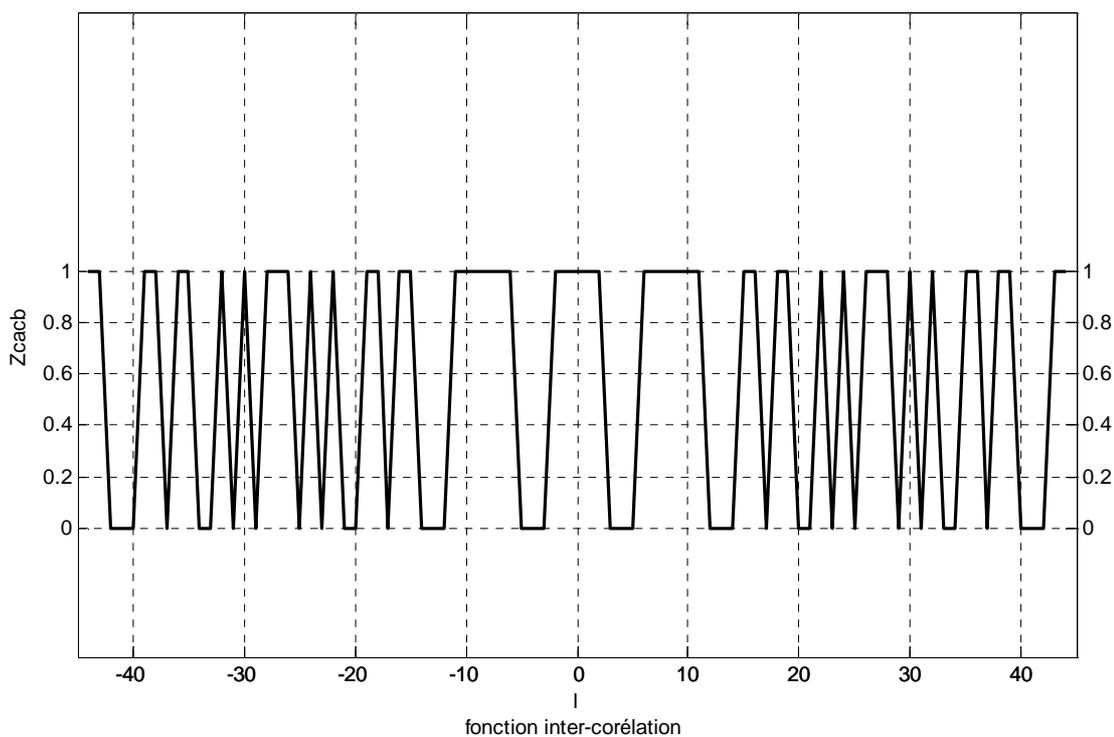


Figure II.12 : Fonction d’inter-corrélation pour les code $C_2^7(n)$ et $C_4^7(n)$

D'après les deux figures ci-dessus, on remarque aussi que les propriétés d'auto et d'inter-corrélation précédentes sont vérifiées. On y constate que la capacité de multiplexage n'est pas différente de celle des PS, mais que la taille des codes générés est plus importante.

II.4 Partie de réception d'un système CDMA optique à séquence directe (DS-OCDMA)

Le signal reçu $r(t)$ est la somme des données codées de tous les utilisateurs actifs du réseau (de 1 à N). Il est de la forme :

$$r(t) = \sum_{K=1}^N S_K(t - \tau_K) \quad \text{II.21}$$

avec τ_K le retard de $k^{\text{ème}}$ utilisateur.

On se place dans le cas synchrone ($\tau_K = 0$) qui permet d'évaluer la borne supérieure des performances du système, donc la seule limitation qui nous reste est l'interférence d'accès multiple (IAM). Ce dernier est maximum lorsque tous les utilisateurs sont synchronisés et possèdent le même niveau d'énergie en réception.

On a d'après (II.1) $S_k(t) = b_k(t) C_k(t)$ d'où $r(t) = \sum_{K=1}^N b_K(t) C_K(t)$ II.22

II.4.1 Récepteur conventionnel (RC) [32]

Dans le cas où l'on utilise un récepteur conventionnel pour la réception, la partie décodage du système DS-OCDMA s'effectue par corrélation, désignant l'utilisateur à effectuer cette opération, en supposant que l'utilisateur n°1 est l'utilisateur désiré (figure II.13).

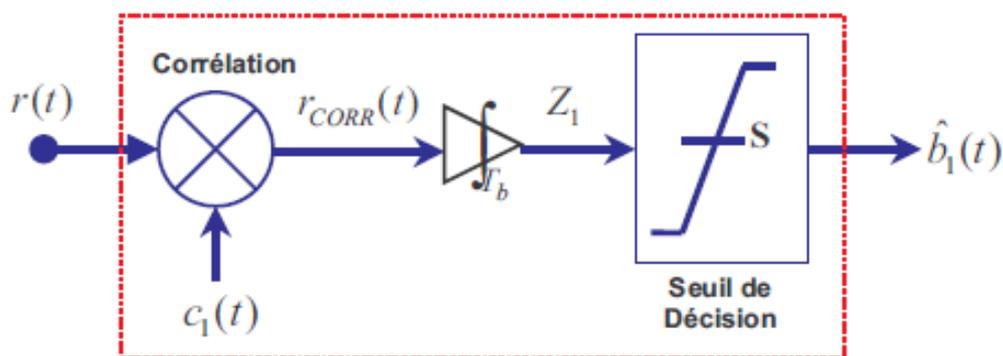


Figure II.13 : Schéma d'un récepteur conventionnel de l'utilisateur n°1

Le signal reçu $r(t)$ est multiplié par le code de l'utilisateur désiré $C_1(t)$:

$$r_{corr}(t) = r(t).C_1(t) = \left(\sum_{K=1}^N b_K(t).C_K(t) \right).C_1(t) \quad \text{II.23}$$

$$r_{corr}(t) = b_1(t).C_1(t) + \sum_{K=2}^N b_K(t).C_K(t).C_1(t) \quad \text{II.24}$$

Le signal $r_{corr}(t)$ est ensuite intégré sur un temps bit T_b afin d'obtenir une variable de décision Z_1 qui est comparée à la valeur du seuil S du comparateur. En sortie, la donnée décidée est $\hat{b}_1(t)$.

Pour un système incohérent, la séquence de code $C_1(t)$ de l'utilisateur n°1 est une séquence unipolaire de longueur L et de poids W .

Considérons la variable décisionnelle $Z_1^{(i)}$ pour le $i^{\text{ème}}$ bit de donnée $b_1^{(i)}$ de l'utilisateur n°1:

$$\begin{aligned} Z_1^{(i)} &= \int_0^{T_b} b_1^{(i)}.C_1(t)dt + \sum_{K=2}^N b_i^{(K)}(t). \int_0^{T_b} C_K(t).C_1(t)dt \\ &= W.b_1^{(i)} + \sum_{K=2}^N b_i^{(K)}(t). \int_0^{T_b} C_K(t).C_1(t)dt \end{aligned} \quad \text{II.25}$$

Le deuxième terme dans la formule précédent (II.25) représente l'interférence due aux autres utilisateurs (IAM) .Sa valeur dépend à la fois des données émises $b_K^{(i)}(t)$ des utilisateurs non-désirés et de l'inter-corrélation entre les codes de l'utilisateur désiré $C_1(t)$ et des utilisateurs non désirés $C_K(t)$.

- Si l'utilisateur désiré n°1 envoie une donnée $b_1^{(1)}=1$, la variable décisionnelle

$$Z_1^{(1)} = W + I_1 \quad \text{telle que} \quad I_1 = \sum_{K=2}^N b_i^{(K)}(t). \int_0^{T_b} C_K(t).C_1(t)dt \quad \text{II.26}$$

Le terme d'interférence d'accès multiple (IAM) prend n'importe quelle valeur positive ou nulle suivant les valeurs des données des autres utilisateurs $b_i^{(K)}$ et de l'inter-

corrélacion $\int_0^{T_b} C_K(t).C_1(t)dt$, donc on peut conclure que $Z_1^{(1)} \geq W$.

En prenant une règle de décodage telle que:

$$\begin{cases} \text{si } Z_i^{(1)} \geq S \Rightarrow \hat{b}_i^{(1)} = 1 \\ \text{si } Z_i^{(1)} < S \Rightarrow \hat{b}_i^{(1)} = 0 \end{cases} \quad \text{II.27}$$

On ne peut pas faire d'erreur de décision sur $\hat{b}_i^{(1)}$ lorsque $b_i^{(1)}=1$ à condition d'avoir $W \geq S$

- Si l'utilisateur désiré envoie une donnée $b_i^{(1)}=0$ la variable décisionnelle $Z_i^{(1)}=I_1 \geq 0$,

d'après la règle précédente de décodage (II.27) on peut dans ce cas faire une erreur sur si $Z_i^{(1)}=I_1 \geq S$ et ce d'autant plus que la valeur du seuil S est petite.

Comme S est limité au maximum par le poids W , on peut donc conclure que le seuil optimal du récepteur conventionnel est $S=W$.

Afin de mieux comprendre l'impact de l'interférence d'accès multiple (IAM), nous illustrons la procédure de réception sur la figure suivant (Figure II.14) pour un code OOC de poids $W=3$ et de $ha = hc = 1$.

L'utilisateur désiré n°1 envoie deux bits de données à 1 ($b_1^{(1)}, b_2^{(1)}$) et deux bits de données à 0 ($b_3^{(1)}, b_4^{(1)}$). Les bits sont codés et sommés avec ceux des utilisateurs non-désirés. La partie de transmission optique étant idéale, le signal sommé $e(t)$ est le signal reçu $r(t)$ à l'entrée du récepteur conventionnel.

Le signal $r(t)$ est ensuite multiplié par le code $C_1(t)$ e l'utilisateur désiré puis intégré sur le temps bit afin d'obtenir la variable décisionnelle $Z_i^{(1)}$.

On peut remarquer que lorsque $b_i^{(1)}$, la valeur de $Z_i^{(1)}$ est toujours supérieure ou égale au poids du code (ici $W = 3$).

Donc quelque soit le niveau S du seuil du comparateur tel que $S \leq W$, la donnée décidée $b_i^{(1)}=1$, Dans ce cas, on ne fait pas d'erreur.

Par contre lorsque $b_i^{(1)}=0$, la figure suivant (Figure II.14) présente deux exemples d'interférences :

- un utilisateur non désiré (n°2) envoie a un chip en commun avec l'utilisateur n°1 ; cela conduit $Z_3^{(1)}=1$.

- trois utilisateurs non désirés (n°2,3 et 4) envoient un chip en commun avec l'utilisateur 1 ; cela conduit à $Z_4^{(1)} = 3$

Dans ce cas, suivant la valeur du seuil S , on aura:

- si $S=1$: $Z_3^{(1)} \geq S$ et $Z_4^{(1)} \geq S \Rightarrow b_3^{(1)}=1$ et $b_4^{(1)}=1 \Rightarrow 2$ erreurs
- si $S=2$: $Z_3^{(1)} < S$ et $Z_4^{(1)} \geq S \Rightarrow b_3^{(1)}=0$ et $b_4^{(1)}=1 \Rightarrow 1$ erreurs
- si $S=3$: $Z_3^{(1)} < S$ et $Z_4^{(1)} \geq S \Rightarrow b_3^{(1)}=0$ et $b_4^{(1)}=1 \Rightarrow 1$ erreurs

Même en se plaçant dans les conditions optimales de prise de décision ($S=W$), l'interférence d'accès multiple peut entraîner des erreurs sur les données $b_1^{(i)}=0$ de l'utilisateur désiré. En utilisant un limiteur à l'entrée du récepteur, on peut réduire le nombre de ces erreurs.

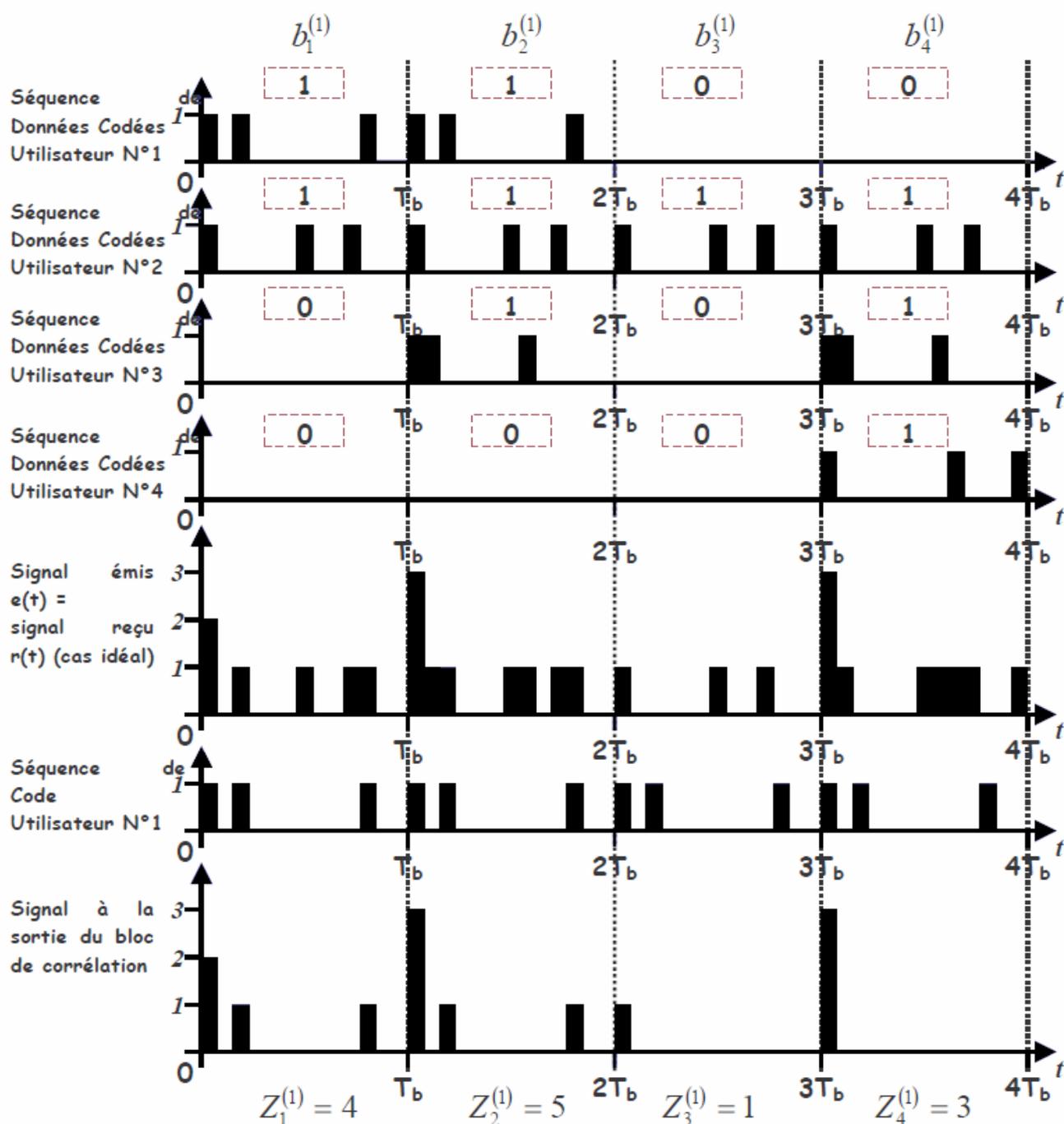


Figure II.14 : Procédure d'émission et de réception d'un système DS-OCDMA par un récepteur conventionnelle

II.4.2 Récepteur conventionnel avec limiteur (RC-LO) [33]

Afin de réduire le nombre d'erreurs sur une donnée $b_1^{(i)}=0$, on peut limiter à l'entrée du système de réception le niveau de l'interférence dû aux utilisateurs non-désirés en plaçant

un composant qui limite la puissance reçue. C'est un composant optique appelé «hard-limiter» dont la fonction idéale est définie par:

$$g(x) = \begin{cases} 1 & x \geq 1 \\ 0 & 0 \leq x < 1 \end{cases} \quad \text{II.28}$$

Nous considérons que l'effet de ce composant agit comme une normalisation sur l'amplitude du signal électrique reçu $r(t)$:

L'amplitude de chaque impulsion ou chip de durée T_c est écrêtée à la valeur 1. Cela signifie que la contribution en amplitude sur un chip, due aux utilisateurs non-désirés dont les codes ont le chip considéré en commun avec l'utilisateur désiré, sera ramenée à la valeur 1, donc le terme d'interférence I_1 sera donc réduit.

Reprenons l'exemple précédent (Figure II.15) et examinons la détection des données 0 émises ($b_3^{(1)}$ et $b_4^{(1)}$). On constate que comme les 3 utilisateurs non-désirés ont le chip n°0 de leurs codes respectifs en commun avec l'utilisateur désiré, la valeur de l'interférence I_1 est réduite à 1.

Dans ce cas particulier, les erreurs sont toutes éliminées, si le seuil S est optimal ($S = W = 3$). Cependant, les codes des utilisateurs non-désirés peuvent avoir des chips en commun avec l'utilisateur désiré tous à des positions différentes. Dans ce cas, l'interférence I_1 peut atteindre la valeur maximum W et conduire à des erreurs de décisions sur $b_i^{(1)} = 0$.

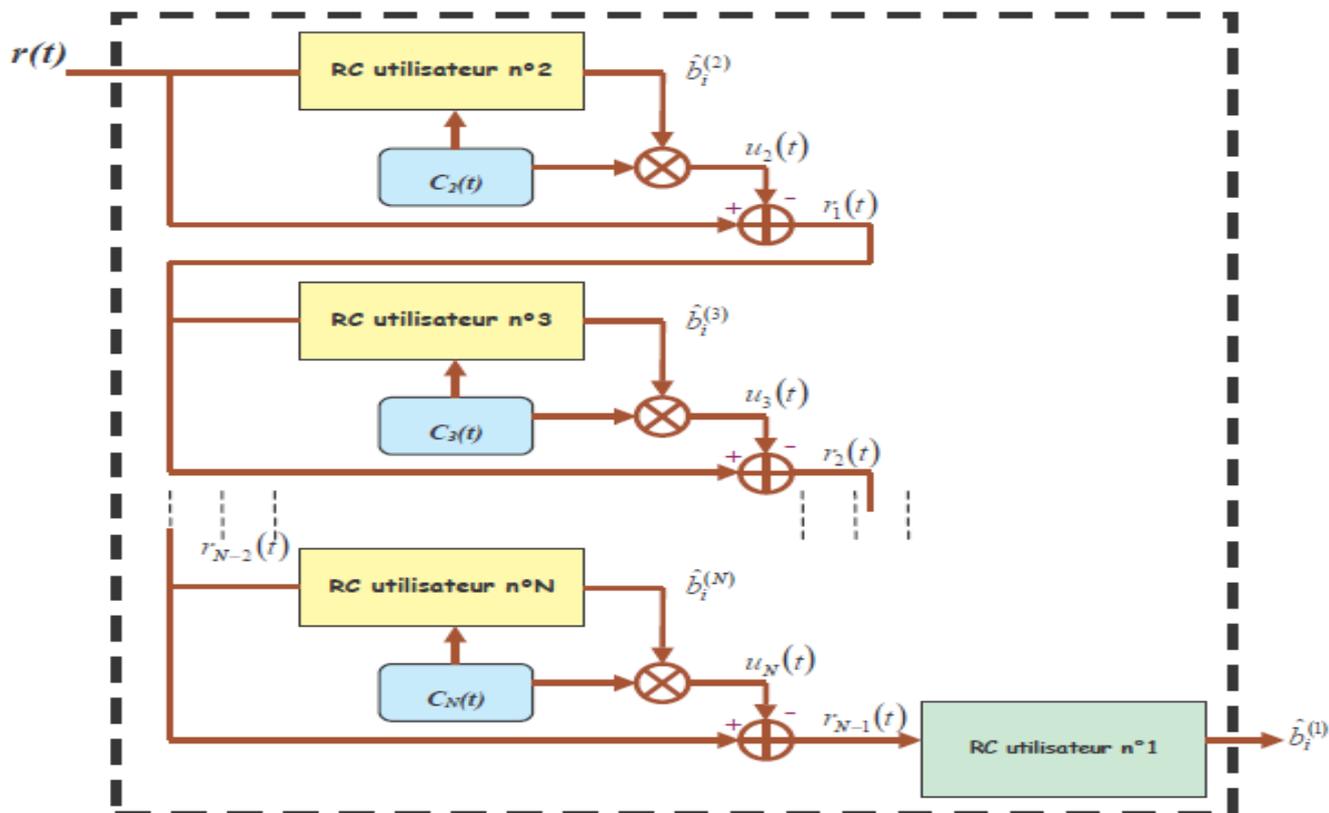


Figure II.16 : Récepteur à annulation en série.

On suppose comme précédemment, que l'utilisateur désiré est le n°1.

Le principe consiste à détecter un utilisateur non-désiré (par exemple le n°2) par une détection conventionnelle puis, la contribution de cet utilisateur est retranchée du signal reçu $r(t)$ à l'entrée du récepteur. On obtient ainsi un nouveau signal $r_1(t)$ "nettoyé" d'une partie de l'interférence d'accès multiple (IAM).

$$r_1(t) = r(t) - \hat{b}_i^{(2)} C_2(t) \quad \text{II.29}$$

Ce signal $r_1(t)$ est ensuite appliqué à l'entrée d'un détecteur conventionnel pour obtenir les estimations des données d'un autre utilisateur non-désiré (par exemple n°3). Dans ce cas, on reconstruit l'interférence et on la retranche du signal $r_1(t)$, pour obtenir un nouveau signal $r_2(t)$: $r_2(t) = r_1(t) - \hat{b}_i^{(3)} C_3(t)$. II.30

Ces détections successives peuvent s'effectuer sur l'ensemble des utilisateurs non-désirés (de 2 à N). A la fin de la procédure on a un signal $r_{N-1}(t)$ qui est appliqué à l'entrée du récepteur conventionnel de l'utilisateur désiré n°1

$$\begin{aligned}
r_{N-1}(t) &= r_{N-2}(t) - \hat{b}_i^{(N)} \cdot C_N(t) \\
&= r_{N-3}(t) - \hat{b}_i^{(N)} \cdot C_N(t) - \hat{b}_i^{(N-1)} \cdot C_{N-1}(t) \\
&= r(t) - \sum_{j=2}^N \hat{b}_i^{(j)} \cdot C_j(t) \\
&= \sum_{j=2}^N b_i^{(j)} \cdot C_j(t) - \sum_{j=2}^N \hat{b}_i^{(j)} \cdot C_j(t) \\
&= b_i^{(1)} C_1(t) + \sum_{j=2}^N (b_i^{(j)} - \hat{b}_i^{(j)}) \cdot C_j(t)
\end{aligned} \tag{II.31}$$

On voit d'après (II.31) que si tous les utilisateurs non-désirés ont été détectés sans erreur, le terme d'interférence d'accès multiple est parfaitement annulé.

Cependant, comme pour les systèmes hertziens, la structure à annulation série peut améliorer les performances en éliminant successivement les utilisateurs interférents dont la contribution est la plus significative dans le terme d'interférence d'accès multiple. Il n'est donc pas obligatoire pour atteindre un niveau donné de performance, d'annuler tous les utilisateurs.

II.4.3.2 Annulation Parallèle (PIC)

Dans le cas d'une structure parallèle, tous les utilisateurs non-désirés sont détectés en même temps à l'aide de systèmes de réception conventionnels (Figure II.17) :

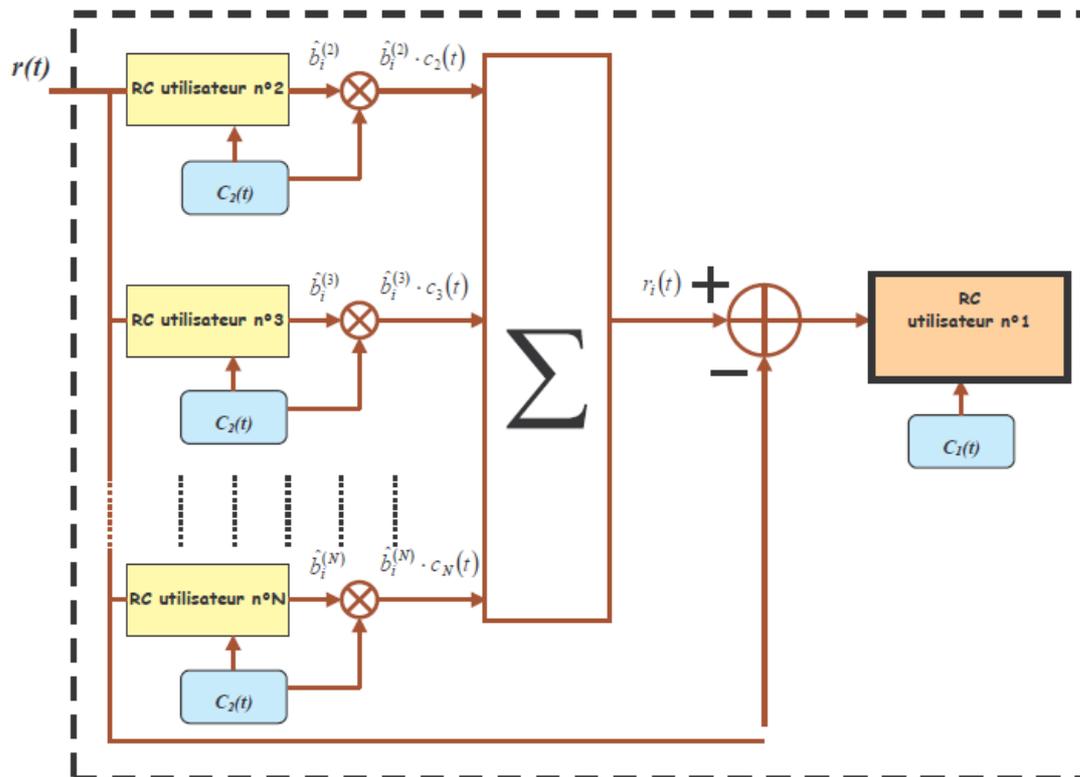


Figure II.17: Récepteur à annulation en parallèle

Le terme d'interférence $r_i(t)$ est reconstruit puis retranché du signal reçu $r_p(t)$. On obtient alors

$$r_p(t) = r(t) - \sum_{j=2}^N \hat{b}_i^{(j)} \cdot C_j(t) \quad \text{II.32}$$

Comme dans le cas de l'annulation série, le signal $r(t)$ est uniquement constitué de la contribution de l'utilisateur désiré n°1 si les données des utilisateurs non-désirés ont été détectées sans erreur.

On peut remarquer que, contrairement au cas précédent de l'annulation série, le signal à l'entrée des récepteurs des utilisateurs interférents est le même, c'est-à-dire $r(t)$. Comme pour l'annulation série, il est possible d'annuler uniquement les utilisateurs dont la contribution est la plus significative.

Afin de comprendre l'efficacité des différents systèmes de réception, nous présentons maintenant l'analyse et le calcul théorique de la probabilité d'erreur dans le cas de codes OOC

pour:

- Un récepteur conventionnel dans le cas synchrone
- Un récepteur conventionnel synchrone avec limiteur

II.5 Etude des performances d'une liaison DS-OCDMA synchrone [32][33][34]

On considère que la dégradation des performances est due uniquement à l'effet de l'interférence de l'accès multiple (IAM). Pour calculer la probabilité d'erreur (TEB) on suppose les conditions suivantes:

- l'utilisateur désiré est l'utilisateur n°1.
- la transmission des données b_i est équiprobable.
- tous les utilisateurs ont la même puissance en réception.
- les N utilisateurs du système ont le même débit de données D et sont étalés par des codes OOC (L, W, 1,1).

II.5.1 Récepteur Conventionnel (RC)

On cherche à calculer la probabilité d'erreur P_e telle que:

$$P_e = \frac{1}{2} \text{prob} (\hat{b}_i^{(1)}=0/b_i^{(1)}=1) + \frac{1}{2} \text{prob} (\hat{b}_i^{(1)}=1/b_i^{(1)}=0) \quad \text{II.32}$$

- $b_i^{(1)}$ est le $i^{\text{ème}}$ bit de donnée de l'utilisateur 1.

D'après la règle de décodage donnée précédemment (II.27), on peut écrire:

$$P_e = \frac{1}{2} \text{prob} (Z_i^{(1)} < S / b_i^{(1)}=1) + \frac{1}{2} \text{prob} (Z_i^{(1)} \geq S / b_i^{(1)}=0) \quad \text{II.34}$$

La variable décisionnelle $Z_i^{(1)}$ est donnée par :

$$Z_i^{(1)} = W b_i^{(1)} + I_1$$

Où I_1 est le terme d'interférence telle que $I_1 = \sum_{K=2}^N b_i^{(K)} \int_0^{T_p} C_K(t) \cdot C_1(t) dt$, donc :

$$P_e = \frac{1}{2} \text{prob} (W + I_1 < S) + \frac{1}{2} \text{prob} (I_1 \geq S) \quad \text{II.35}$$

On a vu précédemment que le seuil optimal du comparateur correspond à $S = W$, et on au terme d'interférence I_1 est la somme de $(N-1)$ variables aléatoires identiquement distribuées

$$\mathbf{I}_K^{(1)} \text{ telles que: } \mathbf{I}_K^{(1)} = b_i^{(K)} \int_0^{T_p} C_K(t) C_1(t)$$

Dans le cas synchrone et pour des codes OOC $(L, W, 1,1)$, on a le terme $\mathbf{I}_K^{(1)}$ ne peut prendre que deux valeurs 0 ou 1, donc le terme I_1 peut prendre les valeurs entre 0 et $(N-1)$.

Dans ce cas : $\text{prob} (I_1 < S - W) = 0$ même si $S = W$.

Donc, le calcul de la probabilité d'erreur se réduit à :

$$P_e = \frac{1}{2} \text{prob} (I_1 \geq S) \quad \text{II.36}$$

Les codes OOC $C_K(t)$ et $C_1(t)$ de longueurs L contiennent W chips à 1, donc la probabilité que $\left[\int_0^{T_p} C_K(t) C_1(t) = 1 \right]$ est $\frac{W^2}{L}$.

La densité de probabilité de $\mathbf{I}_K^{(1)}$ peut donc s'écrire :

$$dp(\mathbf{I}_K^{(1)}) = \frac{1}{2} \cdot \frac{W^2}{L} \cdot \delta (\mathbf{I}_K^{(1)} - 1) + \left[1 - \frac{1}{2} \cdot \frac{W^2}{L} \right] \cdot \delta (\mathbf{I}_K^{(1)}) \quad \text{II.37}$$

D'où :

- le terme $I_1 = 0$ si les $(N-1)$ variables de $\mathbf{I}_K^{(1)} = 0$. Ce cas n'arrive qu'une seule fois avec la

$$\text{probabilité } \left[1 - \frac{W^2}{2L} \right]^{N-1}.$$

-le terme $I_1 = 1$ si une seule variable $\mathbf{I}_K^{(1)}$ parmi $(N-1)$ est égale à 1. Ce cas peut se produire

$$(N-1) \text{ fois avec la probabilité } \frac{W^2}{2L} \cdot \left[1 - \frac{W^2}{2L} \right]^{N-2}.$$

On en déduit l'expression de la densité de probabilité de I_1 :

$$dp(I_1) = \sum_{i=0}^{N-1} C_{N-1}^i \left[\frac{W^2}{2L} \right]^i \cdot \left[1 - \frac{W^2}{2L} \right]^{N-1-i} \cdot \delta(I_1 - i) \quad \text{II.38}$$

$$\begin{aligned} \text{Donc } \text{prob}(I_1 \geq S) &= \int_S^{\infty} dp(I_1) \cdot dI_1 \\ &= \sum_{i=S}^{N-1} C_{N-1}^i \left[\frac{W^2}{2L} \right]^i \cdot \left[1 - \frac{W^2}{2L} \right]^{N-1-i} \end{aligned} \quad \text{II.39}$$

On obtient ainsi la probabilité d'erreur d'un récepteur conventionnel pour le système DS-OCDMA synchrone

$$P_{erc} = \frac{1}{2} \sum_{i=S}^{N-1} C_{N-1}^i \left[\frac{W^2}{2L} \right]^i \left[1 - \frac{W^2}{2L} \right]^{N-1-i} \quad \text{II.40}$$

Pour étudier les variations théoriques de la probabilité d'erreur, on vérifie tout d'abord que le choix optimal du seuil de détection S est égal à W .

Considérons le code OOC (361, 4,1) avec $N = 8$ utilisateurs actifs, sur la Figure l'évolution de P_{erc} est représentée en fonction du seuil S qui varie entre 1 et 4.

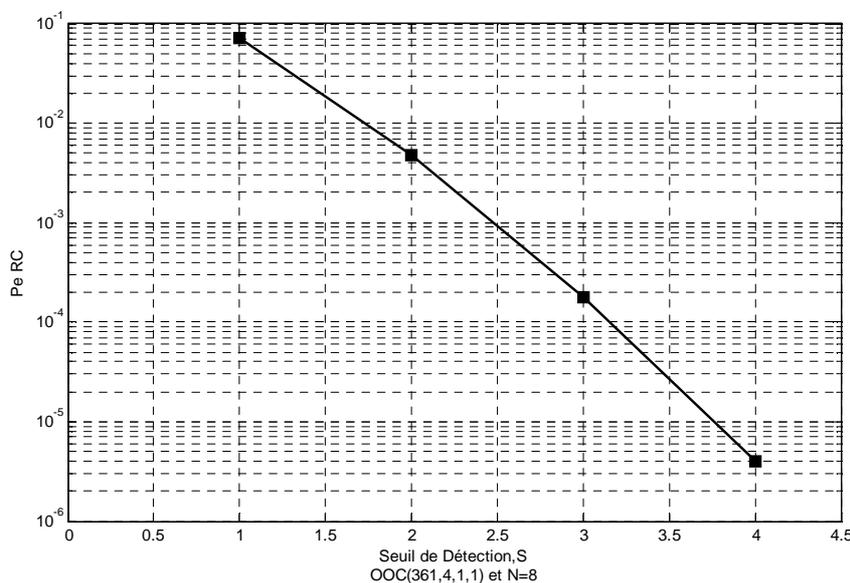


Figure II.18 : La probabilité d'erreur P_{erc} en fonction du seuil S pour le code OOC (361, 4, 1, 1)

On constate que la valeur de la plus faible de P_{erc} ($4 \cdot 10^{-6}$) est obtenue pour $S = W = 4$, se que correspondant au seuil optimal, qui est le poids de code W ; donc on va placée à $S = W$ dans la suite de l'étude.

La probabilité d'erreur dépend de paramètre de longueur de code L , le poids de code W et nombre d'utilisateurs usagés N . Les variations de P_{erc} en fonction de ces paramètres sont présentées respectivement Figures II.19, II.20 et II.21, dans les conditions suivantes :

- Figure II.19 : $(L, 4)$ et $N=8$; L varie de 181 à 542.
- Figure II.20 : $(361, W)$ et $N=8$; W varie de 4 à 7.
- Figure II.21: $(361, 4)$ et N varie de 2 à 3.

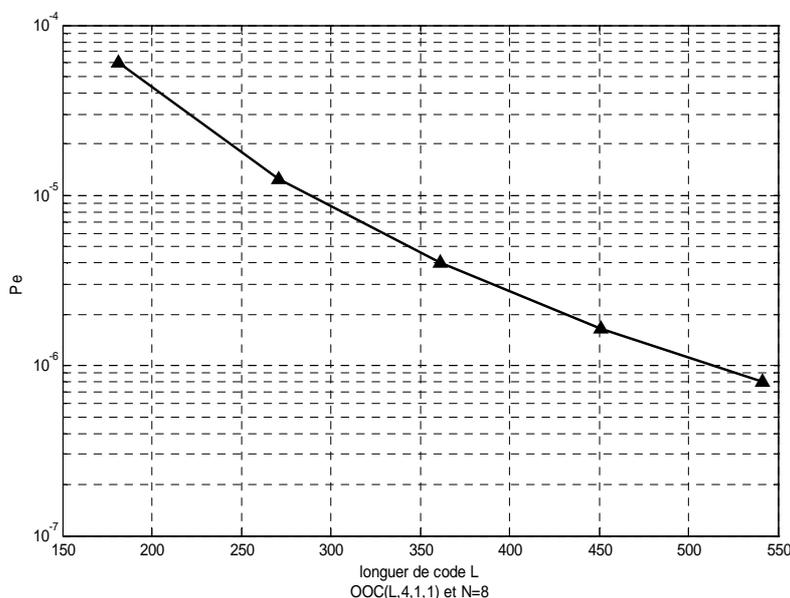


Figure II.19 : La probabilité d'erreur P_{erc} en fonction de la longueur de code pour un code OOC $(L, 4, 1, 1)$

La Figure ci-dessus illustre le tracé de probabilité d'erreur en fonction de la longueur du code L , pour un nombre d'utilisateurs $N = 8$. Nous pouvons constater que plus la longueur de code L est grande, plus la probabilité d'erreur diminue, donc on peut dire pour avoir les meilleures performances (probabilité d'erreur faible), il faut utiliser la longueur de code plus la plus grandes possible.

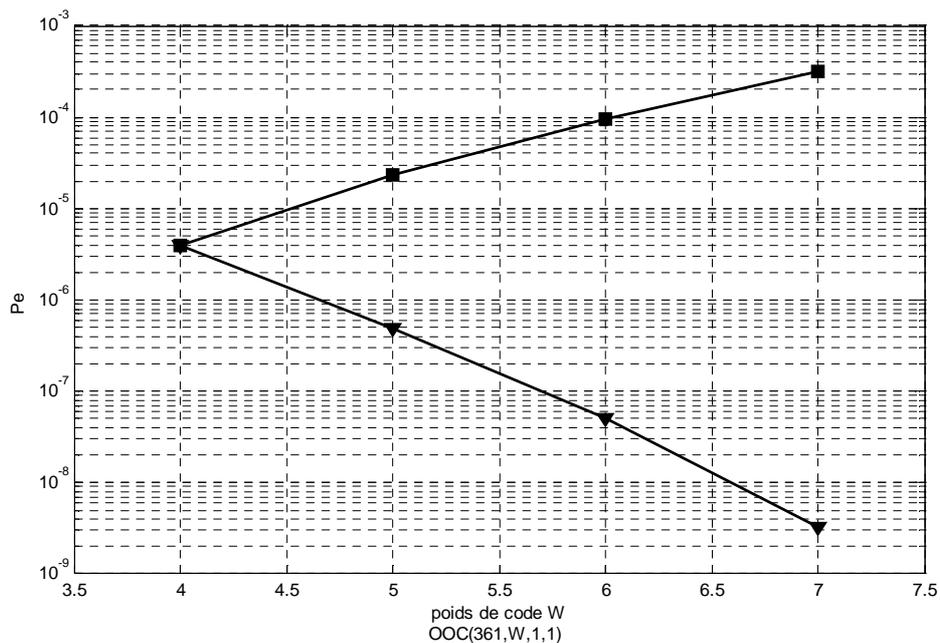


Figure II.20 : La probabilité d'erreur P_{erc} en fonction du poids de code pour un code OOC (361, W, 1, 1)

La figure II.20 présente la probabilité d'erreur en fonction du poids de code W, pour un nombre d'utilisateurs N fixé à 8.

Dans le cas où le seuil S est constant (S=4), on constate que la probabilité d'erreur augmente avec W puisqu'il y a plus de chance d'avoir des recouvrements de chips à 1 entre les codes,

Par contre, dans le second cas on a choisi le seuil optimale (S = W), on remarque que plus le poids de code augmente, plus le seuil augmente, on la probabilité d'erreur diminue. donc il est mieux utilisé un code de grands poids.

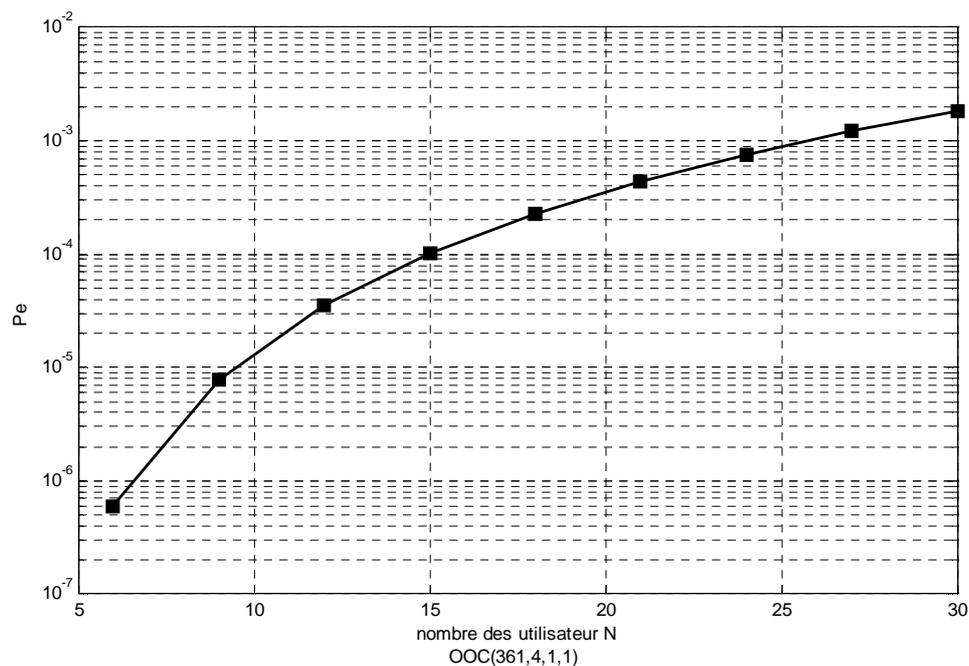


Figure II.21: La probabilité d'erreur P_{erc} en fonction du nombre d'utilisateurs N pour code OOC (361, 4, 1, 1)

La figure ci-dessus représente la probabilité d'erreur en fonction du nombre d'utilisateurs N , pour le code OOC (361, 4, 1, 1). On remarque que la probabilité d'erreur augmente quand le nombre d'utilisateurs augmente, c'est qui provoque une augmentation du terme d'interférences d'accès multiples (IAM), donc on a une diminution des performances souhaitées, pour cela il est préférable d'utilisée moins d'utilisateurs pur avoir des bonnes performances.

On peut donc conclure que pour que les performances du système RC soient optimales, il faut que:

- $S=W$
- la longueur de code L soit la plus grande possible
- le poids de code W soit le plus grand possible.

On connaît que le nombre d'utilisateurs N est dépend de valeurs de L et W d'après [], si on se fixe nombre d'utilisateurs N et une performance donnée, on peut en déduire une contrainte minimale sur les caractéristiques du code.

Pour cela on va fixer le nombre d'utilisateurs à $N = 30$ et on cherche L et W qui correspondent à un taux d'erreur minimal de 10^{-9} qui sont les contraintes classiques des réseaux optiques.

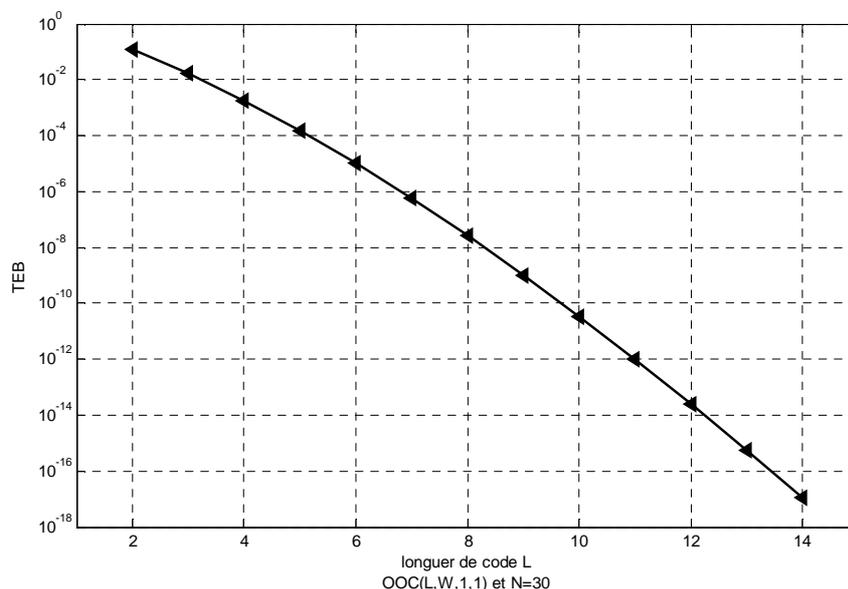


Figure II.22: Le taux d'erreurs TEB en fonction un code OOC (L, W), pour nombre d'utilisateurs $N = 30$.

La figure II.22 ci-dessus illustre le taux d'erreurs TEB d'un code OOC (L, W) pour un nombre d'utilisateurs fixé $N = 30$. Cette figure nous permet d'obtenir le code minimal ($L=2161, W=9$) qui correspondant à un taux d'erreurs de 10^{-9} .

En suivant le même principe, on calcul le code minimal pour une performance de 10^{-9} pour d'autres valeurs de N :

- pour $N=10$: ($L=561, W=8$)
- pour $N=15$: ($L=1081, W=9$)
- pour $N=20$: ($L=1441, W=9$)
- pour $N=25$: ($L=1801, W=9$)

On constate que la contrainte la plus importante est sur la longueur L du code OOC, ce qui peut poser des problèmes de réalisation pour les circuits ou composants destinés à effectuer les fonctions de codage et de corrélation.

En effet, la longueur L est liée à la longueur des impulsions optiques à générer: $T_c = \frac{T_b}{L}$, donc plus que augmente, plus les impulsions sont étroites.

II.5.2 Récepteur conventionnel avec limiteur optique (RC-LO) [33]

Comme pour le récepteur conventionnel, le calcul de la probabilité d'erreur est réduit au cas où l'utilisateur désiré a envoyé une donnée égale à 0.

Donc :

$$\begin{aligned} P_e &= \frac{1}{2} \text{prob}(\hat{b}_i^{(0)}=1/b_i^{(0)}=0) \\ &= \frac{1}{2} \text{prob}(Z_i^{(0)} \geq S / b_i^{(0)}=0) \end{aligned} \quad \text{II.41}$$

$Z_i^{(0)}$ est la variable décisionnelle à l'entrée du circuit de décision de seuil S.

Pour le cas où un limiteur optique est placé à l'entrée du récepteur, on obtient :

$$P_e = \frac{1}{2} \text{prob}\left(\int_0^{T_p} g(I(t) \cdot C_1(t)) \cdot dt \geq S\right). \quad \text{II.42}$$

Où $I(t) = \sum_{K=2}^N b_i^{(K)} \cdot C_K(t)$ est le terme d'interférence d'accès multiple du signal reçu $r(t)$ à

l'entrée du récepteur.

La fonction du limiteur optique $g(x)$ est telle que:

$$g(x) = \begin{cases} 1 & x \geq 1 \\ 0 & 0 \leq x < 1 \end{cases} \quad \text{II.43}$$

Elle s'applique sur chaque temps chip T_c de telle sorte que :

$$I(t) \geq 1 \text{ sur } [j T_c + (j+1) T_c] \text{ alors } g(I(t))=1.$$

Avec j variant de 0 à (L-1).

Cherchons la probabilité $\text{prob}(g(I(t))=1)$

On peut écrire: $\text{prob}(g(I(t))=1) = 1 - (\text{prob}(g(I(t))=0))$

Or $g(I(t))=0$ si $I(t) = 0$ sur $[j T_c + (j+1) T_c]$ $j = 0, \dots, L-1$ pour chaque utilisateur k de 2 à

N, donc :

$$\text{prob}(g(I(t))=0) = \left(\text{prob}(b_i^{(K)} \cdot C_K(t)=0)\right)^{N-1} \quad \text{II.44}$$

Pour un utilisateur k parmi les (N-1) interférents, on peut écrire sur $[j T_c + (j+1) T_c]$:

$$\text{prob}(b_i^{(K)} \cdot C_K(t)=0) = 1 - \text{prob}(b_i^{(K)} \cdot C_K(t)=1) = 1 - \text{prob}(b_i^{(K)} \cdot C_j^{(K)}=1).$$

- $C_j^{(K)}$ est le $j^{\text{ème}}$ chip du code $C_K(t)$.

Pour que $b_i^{(K)} \cdot C_K(t)=1$ il faut que $b_i^{(K)}=1$ et $C_K(t)=1$ sur tout $[j T_c + (j+1) T_c]$,

d'où :

$$\text{prob}(b_i^{(K)} \cdot C_K(t)=0) = 1 - \text{prob}(b_i^{(K)}=1) \cdot \text{prob}(C_K(t)=1)$$

$$\text{prob}(b_i^{(K)} \cdot C_K(t)=0) = 1 - \frac{1}{2} \times \frac{W}{L} \quad \text{II.45}$$

On en déduit que pour les (N-1) utilisateurs non-désirés $\text{prob}(g(I(t))=0) = q^{N-1}$

$$\text{Avec } q = \left[1 - \frac{W}{2L}\right]^{N-1} \quad \text{II.46}$$

$$\text{donc } \text{prob}(g(I(t))=1) = 1 - \left[1 - \frac{W}{2L}\right]^{N-1} \quad \text{II.47}$$

En supposant que sur $[0, T_c]$ par exemple, un utilisateur k non-désiré parmi (N-1) est tel que $C_K(t) \cdot C_1(t) = 1$ alors $g(I(t))=1$ avec la probabilité $1 - q^{N-2}$

Pour une valeur de seuil donné S et un code de poids W, il y a C_W^S possibilités pour que l'intégration sur le temps bit de $g(I(t)) \cdot C_1(t)$ donne une valeur au moins égale à S.

On peut donc en déduire que :

$$\text{prob}\left(\int_0^{T_p} g(I(t)) C_1(t) dt \geq S\right) = C_W^S (1 - q^{N-1})(1 - q^{N-2}) \dots (1 - q^{N-S})$$

$$P_{\text{erc-Lo}} = \frac{1}{2} C_W^S \prod_{i=0}^{S-1} (1 - q^{N-1-i}) \quad \text{II.48}$$

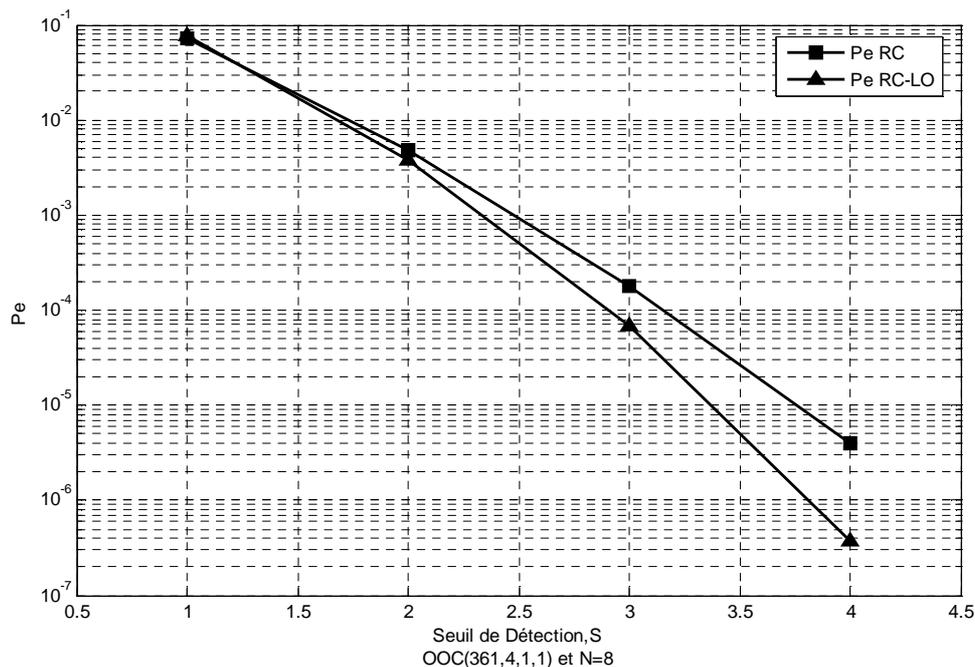


Figure II.23: La probabilité d'erreur P_{erc} et P_{erc-Lo} en fonction du seuil S pour le code OOC (361, 4, 1, 1)

La figure II.23 représente la probabilité d'erreur pour le récepteur conventionnel (RC) et récepteur conventionnel avec limiteur optique (RC-LO) en fonction du seuil du comparateur pour le code OOC (361, 4, 1, 1) avec $N = 8$ utilisateurs.

On remarque que le seuil optimal du récepteur conventionnel avec limiteur est inchangé ($S = W = 4$) puisque le limiteur ne modifie pas la nature du récepteur. Il permet seulement d'éliminer certains motifs d'interférence.

Pour le cas $S = 1$, les deux courbes de probabilité P_{erc} et P_{erc-Lo} sont confondues donc le limiteur n'a aucun effet pour ce cas.

Lorsque le seuil S augmente et le nombre de motifs d'interférence possibles pour générer une interférence I_1 égale à S augmente (C_w^S), l'utilisation d'un limiteur optique permet de réduire le nombre de ces motifs en limitant la valeur de l'interférence à 1. On constate donc une amélioration des performances avec le récepteur conventionnel avec limiteur (RC-LO) par rapport au récepteur conventionnel (RC) d'autant plus grande que S est grand.

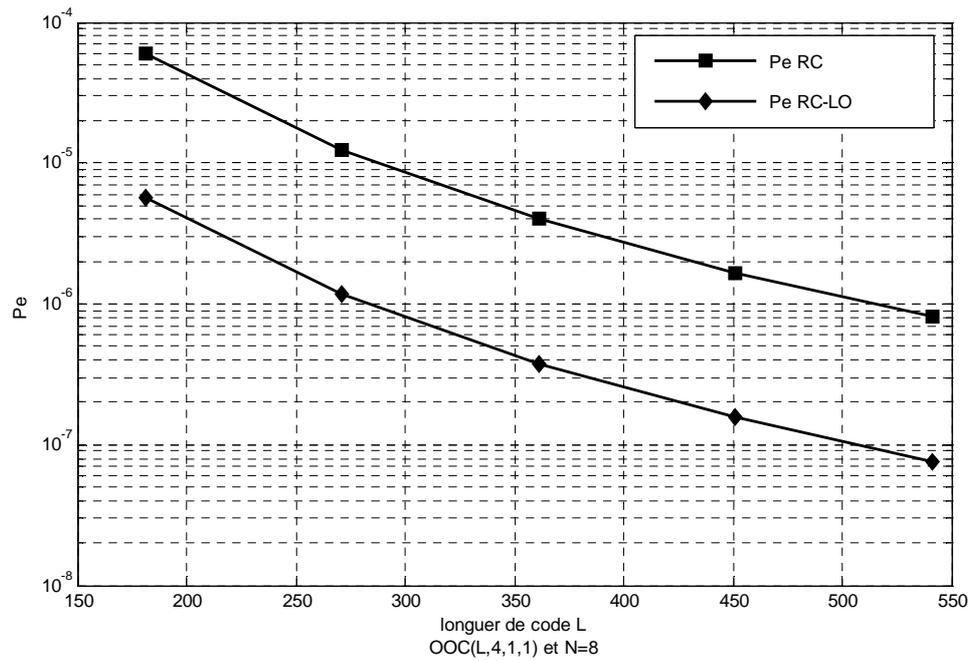


Figure II.24: La probabilité d'erreur P_{erc} et P_{erc-Lo} en fonction de la longueur du code pour $OOC(L, 4, 1, 1)$

Nous continuons la comparaison des deux types de récepteur, en faisant varier la longueur L du code $OOC(L, 4, 1, 1)$ pour le seuil optimal $S = W = 4$. On cherche la probabilité d'erreur P_{erc} et P_{erc-Lo} . D'après la figure ci-dessus, le récepteur avec limiteur RC-LO améliore les performances par rapport au récepteur conventionnel RC quelque soit la longueur du code.

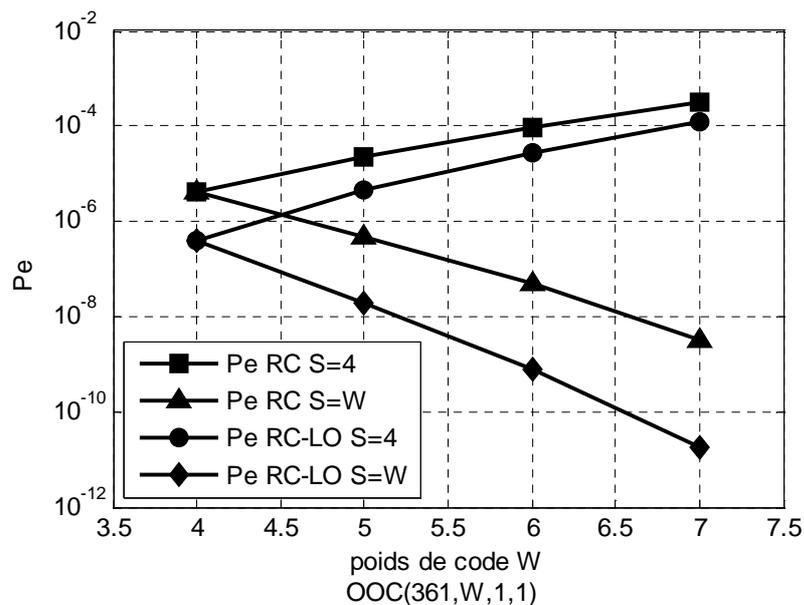


Figure II.25 : La probabilité d’erreur P_{erc} et P_{erc-Lo} en fonction du poids de code pour un OOC (361, W, 1, 1)

La Figure II.25 ci-dessus représente la probabilité d’erreur pour les deux récepteurs en fonction du poids du code OOC (361, W, 1, 1) pour un nombre d’utilisateurs $N=8$. Le récepteur conventionnel avec limiteur optique améliore les performances quelque soit le poids W.

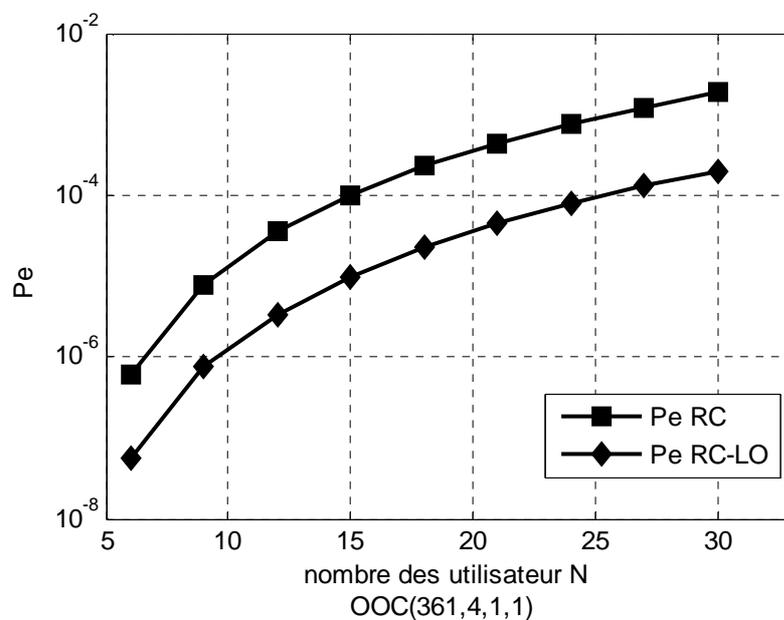


Figure II.26: La probabilité d’erreur P_{erc} et P_{erc-Lo} en fonction du nombre d’utilisateurs N pour OOC (361, 4, 1, 1)

La figure représente les probabilités d'erreur et P_{erc} et P_{erc-Lo} en fonction du nombre d'utilisateurs N pour un code OOC (361, 4,1,1). Dans les deux cas, la probabilité d'erreur augmente avec l'augmentation du nombre d'utilisateurs à cause de l'interférence d'accès multiple (IAM). On constate que l'utilisation de récepteur conventionnel avec limiteur optique améliore les performances dans tous les cas.

Pour terminer la comparaison des structures RC et RC-LO, on calcule le code minimal permettant d'obtenir une performance inférieure à 10^{-9} .

Les résultats sont reportés sur le tableau ci-dessous

N	RC (L,W)	RC-LO (L,W)
10	(561,8)	(421,7)
15	(1081,9)	(631,7)
20	(1441,9)	(1121,8)
25	(1801,9)	(1401,8)
30	(2161,9)	(1681,8)

Tableau II.9: Les codes minimaux pour un RC et RC-LO avec une performance inférieure de 10^{-9} .

D'après le tableau ci-dessus, on constate que l'utilisation d'un limiteur permet de relâcher la contrainte sur la longueur du code L pour un nombre d'utilisateurs N et une performance donnée.

Cependant, pour les spécifications des systèmes optiques, la contrainte sur la longueur L est encore difficilement réalisable.

II.6 Conclusion

Nous avons décrit dans ce chapitre les parties d'émission et de réception d'un système CDMA optique incohérent à séquence directe (DS-OCDMA), en citant les différents types de familles de code qui sont appliquées.

On commence par présenter comment se fait l'émission des données en faisant l'hypothèse d'être en domaine électrique, puis on va présenter les codes optiques orthogonaux (OOC) et les différentes techniques de leur génération. La Méthode du Greedy Algorithm et

la méthode BIBD (Balanced Incomplete Block Design), présentant des exemples de leur génération.

D'autres familles de codes appelés «Prime Code» dont les séquences sont plus faciles à générer a également été présentée.

On s'est orienté vers la partie réception, en faisant l'étude du récepteur conventionnelle par corrélation (RC) d'un utilisateur parmi N, qui vérifie la contrainte sur la longueur des codes à utiliser pour un niveau de performance donnée. On trouve que plus le taux d'erreurs (TEB) requis est faible, plus la longueur du code est élevée.

Pour diminuer cette contrainte due à l'interférence d'accès multiple qui présente comme une limitation du système DS-OCDMA, nous avons étudié les performances d'un récepteur conventionnel avec limiteur optique (RC-LO).

Dans chaque cas, une étude paramétrique comparative entre les deux récepteurs en fonction de la longueur du code L, du poids W du code et du nombre N d'utilisateurs a été réalisée. Cette étude a montré que pour un ensemble de paramètre (L, W, N) donnés, on a trouvé que :

$$\text{TEB (RC)} > \text{TEB (RC-LO)}$$

Ainsi si on compare les structures pour un taux d'erreurs de référence $\text{TEB}=10^{-9}$ pour un nombre d'utilisateurs $N=15$, on obtient:

	récepteur conventionnel (RC)	récepteur conventionnel avec limiteur optique (RC-LO)
(L,W)	(1081,9)	(181,4)

On peut remarquer que la longueur du code diminue mais au détriment de la complexité du récepteur

CHAPITRE 3
Résultats et Simulation

III.1 Introduction

Dans ce chapitre on présente l'ensemble du travail de simulation qu'on a effectué dans le but d'évaluer les performances pour un système CDMA optique à séquence directe (DS-OCDMA) en utilisant des codes optiques orthogonaux (OOC) à l'aide de logiciel COMSIS [36]. Ces résultats de simulation sont comparés aux résultats théoriques qui ont été données au deuxième chapitre, avec la prise en compte du traitement des données à la fois dans le domaine électrique et dans le domaine optique.

Dans un premier temps, on présente une brève description des techniques d'évaluation des performances utilisées sous COMSIS.

On va construire une liaison DS-OCDMA à l'aide de logiciel COMSIS pour un récepteur conventionnel (RC) dans le cas où les composants optiques sont considérés idéaux, puis pour améliorer ces résultats on ajoute un limiteur optique (LO).

Pour voir l'effet des composants optiques d'une liaison DS-OCDMA idéal, on va étudier les deux types de modulation directe et externe.

III.2 L'évaluation des performances

Le logiciel de simulation COMSIS [36] propose plusieurs méthodes d'évaluation des performances d'une liaison de télécommunications par fibre optique. Il existe trois méthodes de calcul de taux d'erreur :

- La méthode de Monte-Carlo,
- L'extrapolation de la queue de distribution [37]
- L'estimation basée sur la théorie de la valeur extrême [38]
- Deux méthodes d'évaluation du facteur Q

La méthode de Monte-Carlo est basée sur l'extrapolation de la queue de distribution qui estime le taux d'erreur sur les bits (TEB) alors que la méthode basée sur la théorie de la valeur extrême estime le taux d'erreur sur les symboles (TES).

III.2.1 La méthode de Monte-Carlo

Dans cette méthode, on admet que la probabilité d'erreur, qui est une moyenne statistique, est identique au taux d'erreur binaire. Lorsque le nombre de bits observés tend vers l'infini, cette estimation tend vers la vraie valeur de la probabilité d'erreur. Pour un nombre fini, on quantifie la qualité de l'estimateur en termes d'intervalle de confiance.

Le comptage des erreurs se fait par comparaison bit à bit du message binaire émis et du message binaire reçu. La comparaison de ces trains impose une étape préalable de

détermination du retard existant entre eux. Pour déterminer ce dernier, COMSIS calcule la fonction d'inter-corrélation sur une durée égale au nombre de bits que nous avons saisi.

III.2.2 L'extrapolation de la queue de la distribution

La méthode est basée sur l'hypothèse que la variable décisionnelle suit une loi de probabilité, au voisinage du seuil de décision, qui est de la forme [37] :

$$K(v_i) \exp \left[\frac{|x - \mu_i|^{v_i}}{2\sigma_i^2} \right] \quad \text{III.1}$$

Cette classe représente une généralisation de la loi de Gauss.

Les valeurs de v , σ et μ sont différentes si l'on s'intéresse au voisinage inférieur du seuil de décision ou au voisinage supérieur du seuil de décision ($i = 0$ ou 1).

En développant la relation précédente, on en déduit que le double logarithme de la probabilité d'erreur est asymptotiquement proportionnel au logarithme de $(t/\sqrt{2\sigma_i})$, où t désigne la distance entre la moyenne (μ_i) et le seuil de décision s . $(t/\sqrt{2\sigma_i})$ est proportionnel au rapport des amplitudes du signal et du bruit. On remarque alors que l'on peut extrapoler la probabilité d'erreur correspondant au seuil de décision à partir des probabilités d'erreur correspondant à des valeurs de t inférieures à $(s - \mu_i)$. La détermination de ces valeurs de t , appelées pseudo-seuils de décision, impose donc la connaissance de la valeur moyenne de la loi μ_i .

A priori, il suffit de deux pseudo-seuils de décision pour extrapoler le TEB. L'expérience montre qu'avec trois seuils, on obtient une estimation correcte. Il est important que les valeurs du plus petit seuil (t_1) et du plus grand (t_3) soient choisies telles que les TEB associés puissent être estimés par une méthode de comptage d'erreurs. Cette méthode procède de la même façon que la méthode de Monte-Carlo (comptage d'erreur) mais est rendue plus efficace en terme de temps de calcul, par le fait qu'elle provoque les erreurs dans le processus de décision, par décalage du seuil.

III.2.3 L'estimation basée sur la théorie de la valeur extrême [38]

Cette méthode s'attache à étudier la distribution des valeurs prises par la variable décisionnelle sur laquelle s'effectue la décision. Seuls les échantillons issus des queues de la distribution présentent un intérêt. A partir de l'observation de ces échantillons, la théorie de la valeur extrême permet de déterminer l'expression analytique de chacune des queues de distribution. Toutes les queues de densités de probabilité convergent vers trois formes uniques possibles. Dans les problèmes d'évaluation du taux d'erreur, on se limite aux densités dont les queues tendent vers zéro d'une manière exponentielle. Après avoir estimé les différents paramètres, on calcule la probabilité d'erreur sur la transmission des 0 (P_0) et la probabilité d'erreur sur la transmission des 1 (P_1). Si les 0 et les 1 sont équiprobables, la probabilité d'erreur globale s'écrit :

$$P_e = \frac{P_0 + P_1}{2} \quad \text{III.2}$$

Il faut rappeler que cette méthode estime la probabilité d'erreur que la variable décisionnelle franchisse le seuil de décision. Pour déterminer la probabilité d'erreur sur les bits il faudra ensuite tenir compte des codages binaires à symbole utilisés à l'émission.

Comparée à la méthode de Monte-Carlo, l'estimation du TEB par la théorie de la valeur extrême permet des économies de temps de calcul importantes.

III.2.4 Le facteur Q

Dans COMSIS la commande Facteur Q apparaissant dans la fenêtre "Evaluation des performances" du module d'analyse temporelle, permet de calculer le facteur Q de signaux réels. Le facteur Q est défini par la relation :

$$Q = \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1 - \sigma_0} \quad \text{III.3}$$

μ_1 Niveau moyen du signal, aux instants de décision, sur la transmission des 1.

μ_0 Niveau moyen du signal, aux instants de décision, sur la transmission des 0.

σ_1 écart-type du bruit sur le signal, aux instants de décision, pour la transmission des 1.

σ_0 écart-type du bruit sur le signal, aux instants de décision, pour la transmission des 0.

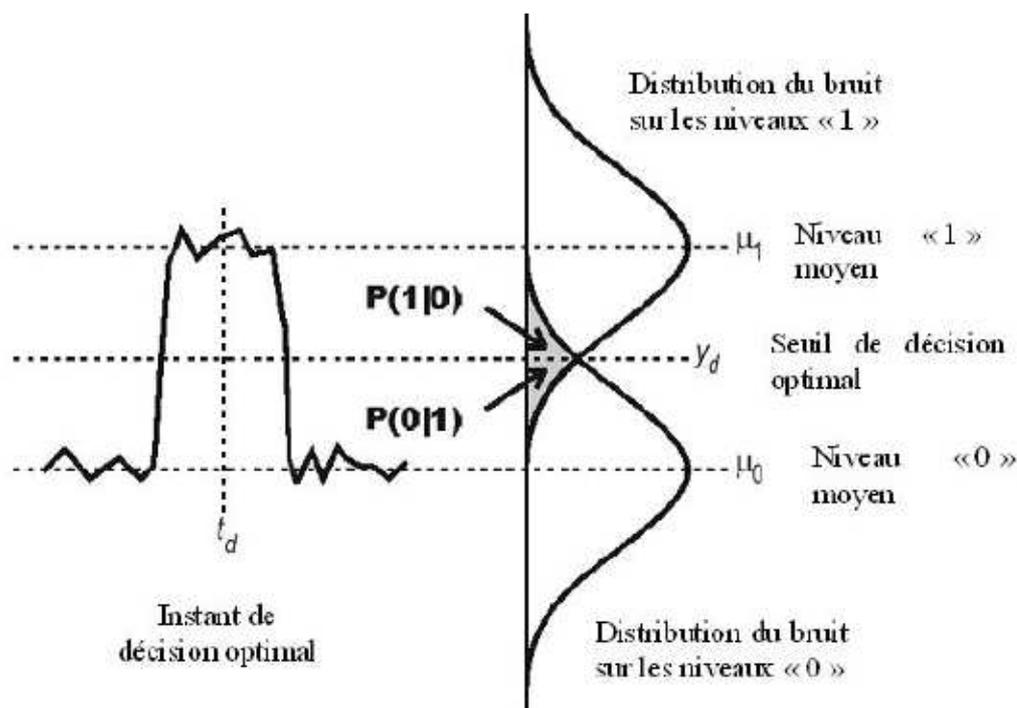


Figure III.1: Représentation des distributions de bruit sur les niveaux « 0 » et « 1 » des données pour calculer le facteur Q d'une liaison optique.

Les échantillons du signal considérés dans le calcul sont situés sur les fronts montants d'une horloge de décision. Celle-ci est synchronisée, soit sur une variable horloge simulée soit sur un signal généré en interne à partir de la connaissance du débit et du retard

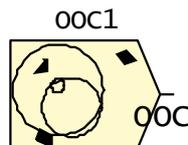
Le logiciel COMSIS considère que les niveaux du signal supérieurs au seuil de décision, correspondent à la transmission des « 1 ». Les niveaux inférieurs sont supposés correspondre à la transmission des « 0 ».

II.3 Simulation d'une chaîne DS-OCDMA

II.3.1 Simulation d'une chaîne idéale (sans éléments optique) avec un récepteur conventionnel.

Nous allons simuler une chaîne idéale de transmission sur le principe de l'OCDMA, sans composant optique [39][20] (figure III.2).

Le bloc qui permet de générer des OOC (F, W, 1,1) est présenté sous la forme suivante :

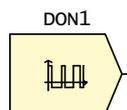


COMSIS : Definition des parametres	
Generalites	
Nom :	OOC1
Nature :	OOC
Groupe :	Codeurs et Decodeurs
Type (en sortie) :	INDEFINI
Caracteristiques	
DEBIT (MHz) :	1
LONGUEUR :	64
POIDS :	4
INTERCORRELATION :	1
CHIP 1 :	0
CHIP 2 :	18
CHIP 3 :	32
CHIP 4 :	47
<input type="button" value="OK"/> <input type="button" value="Annuler"/> <input type="button" value="Aide"/>	

Tableau III.1 : Paramètres caractéristiques du bloc OOC

Ce bloc génère W impulsions rectangulaires unitaires de durée T_c temps chip réparties dans un intervalle $[0, T_b]$ (T_b temps bit) de manière à constituer une séquence de code satisfaisant les propriétés de corrélation des codes OOC.

L'information désignant le message à transmettre est constituée de données binaires au format NRZ. Elle est représentée, en simulation, par une SEQUENCE-BINAIRE-ALEATOIRE. Les données sont alors formées de créneaux de durée égale à l'inverse du débit $T_b = 1/D$ paramètres caractéristiques des données émises sont présentés dans le Tableau III.2.



COMSIS : Definition des parametres	
Generalites	
Nom :	DON1
Nature :	SEQUENCE-BINAIRE-ALEATOIRE
Groupe :	Entrees
Type (en sortie) :	INDEFINI
Caracteristiques	
DEBIT BINAIRE (Mbits/s) :	1
POURCENTAGE DE 1 DE LA SEQUENCE :	50
<input type="button" value="OK"/> <input type="button" value="Annuler"/> <input type="button" value="Aide"/>	

Tableau III.2 : Paramètres caractéristiques des données

Le schéma ci-dessous présente un système DS-OCDMA dans un cas idéal, sans composants optiques. Le signal de l'utilisateur (don) est multiplié par le signal issu du bloc OOC intégré dans COMSIS. L'ensemble des signaux codés (mul) est ensuite sommé à la sortie de la partie émission (som).

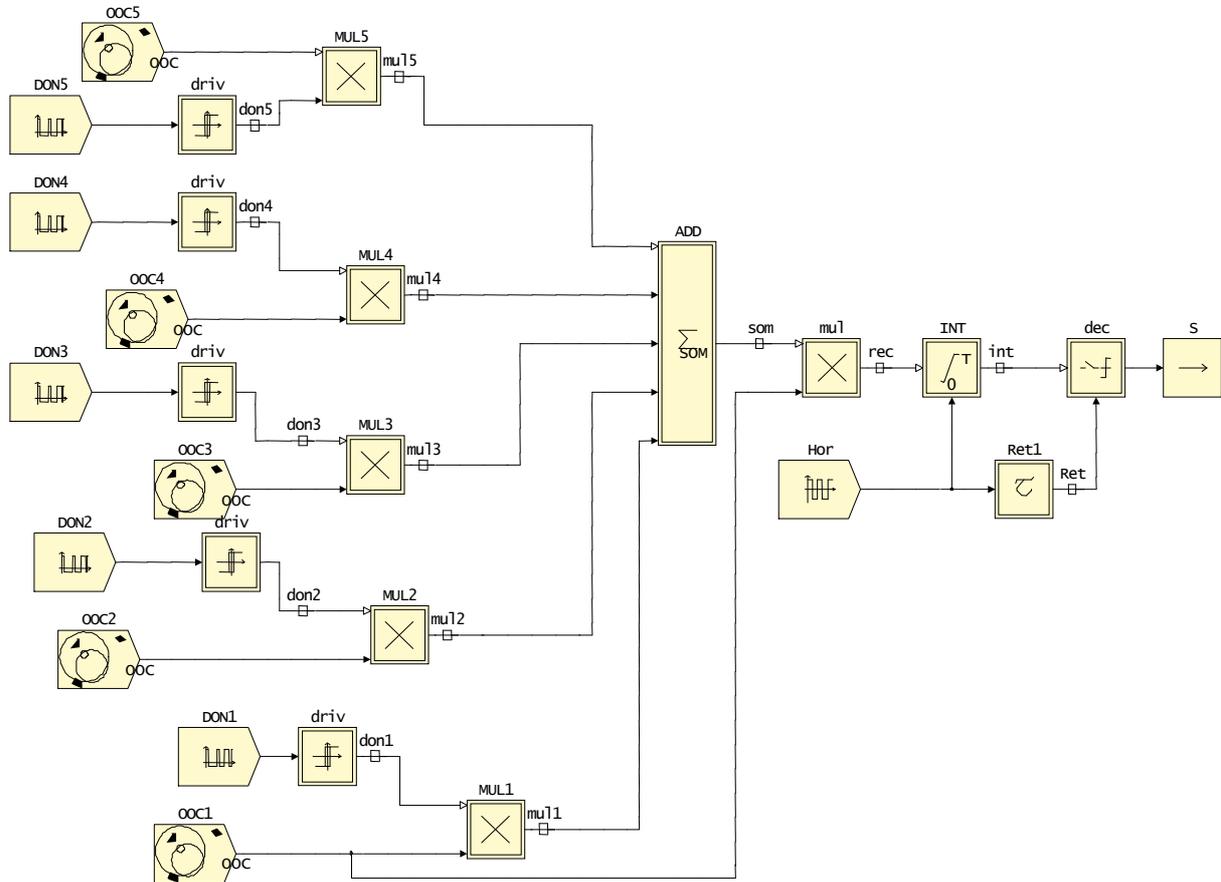


Figure III.2 : Principe d'un système DS-OCDMA à 5 utilisateurs

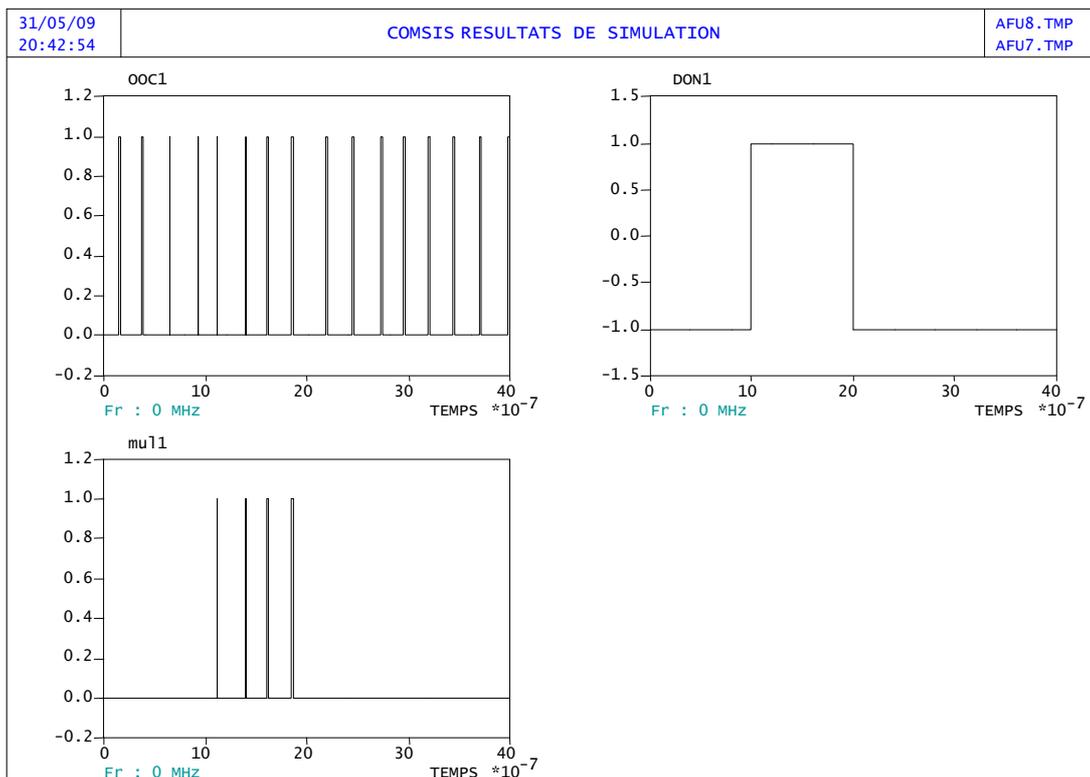


Figure III.3: Simulation de la partie émission pour premier utilisateur

D=1 Mbit/s, code OOC (64,4, 1, 1)

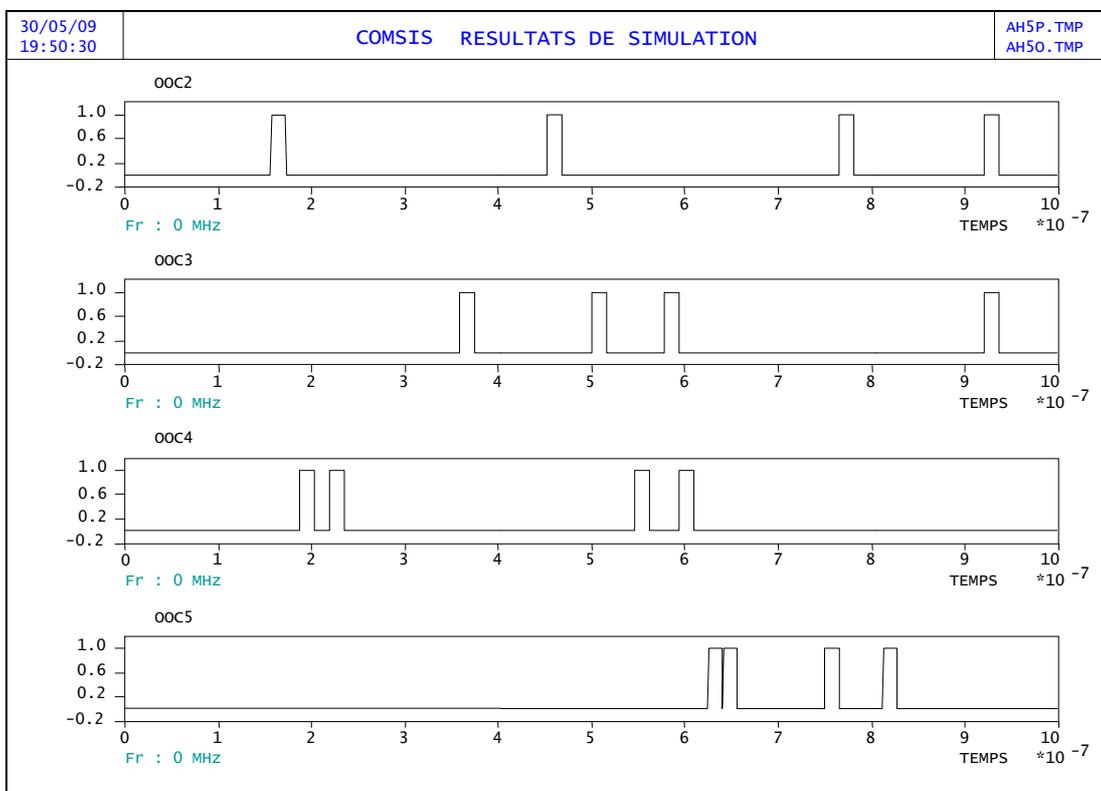


Figure III.4 : Les séquences de code OOC (64, 4, 1,1) pour 4 utilisateurs

La figure ci-dessus présente (Figure III.4) les séquences de code OOC généré pour chaque utilisateur sur un intervalle de $T_c=1\mu s$. Pour chaque séquence la distance entre les chips à été définie précédemment dans le deuxième chapitre.

Les Figure III.5 et III.6 présentent un exemple de la multiplication des données des 5 utilisateurs par leurs codes respectivement. Le débit est de 1 Mbit/s. On a représenté l'étalement de 4 bits de données.

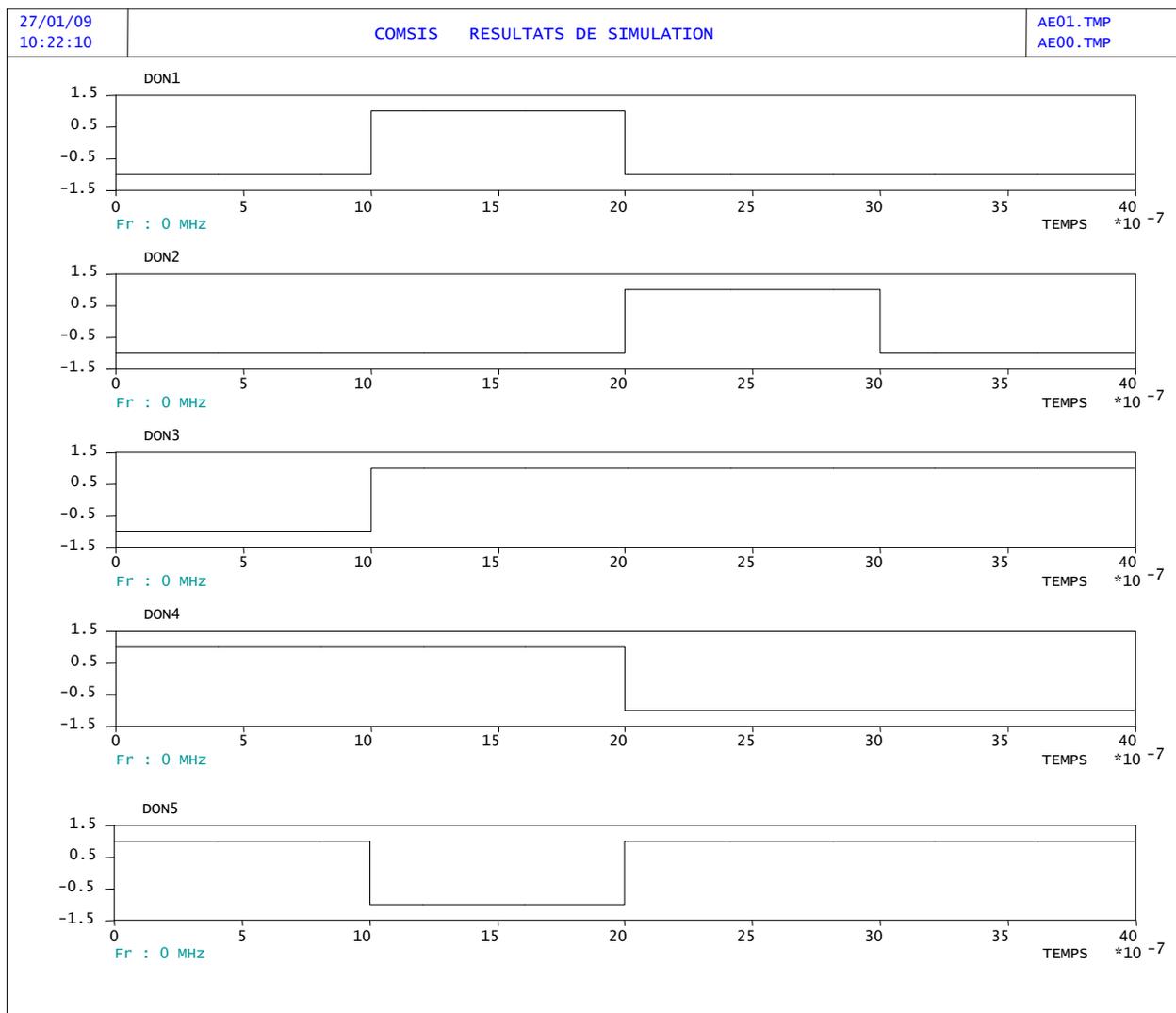


Figure III.5 : Données émises par les 5 utilisateurs.

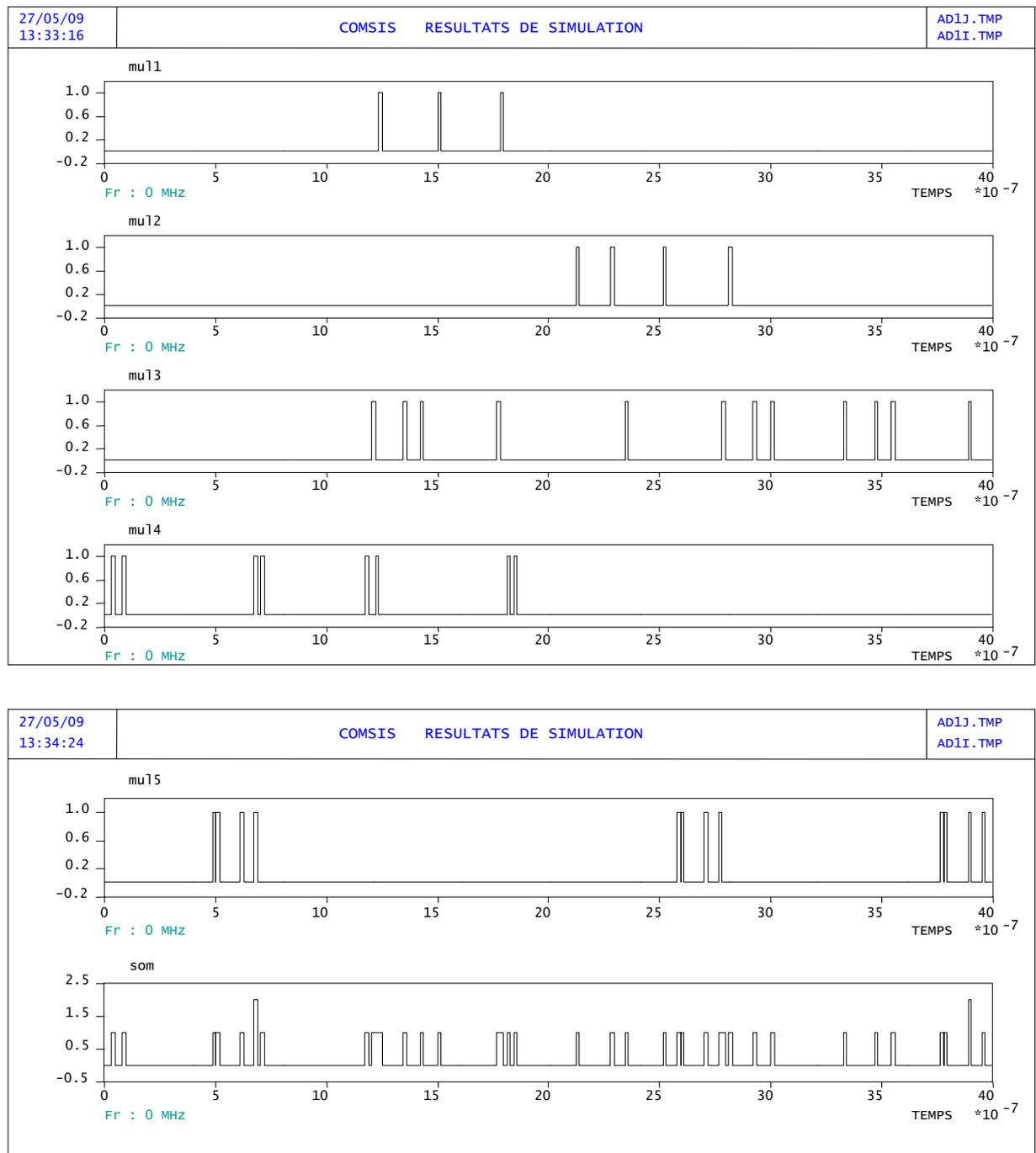


Figure III.6 : Données étalées et sommées des 5 utilisateurs avec un débit $D=1$ Mbit/s pour un code OOC (64,4, 1, 1)

Les figures ci-dessus (Figure III.5 et III.6) illustrent le fonctionnement de la partie émission du système OCDMA à 5 utilisateurs. On peut remarquer sur le signal de sortie (som) la présence d'IAM puisque sur certaines chips l'amplitude est supérieure à 1.

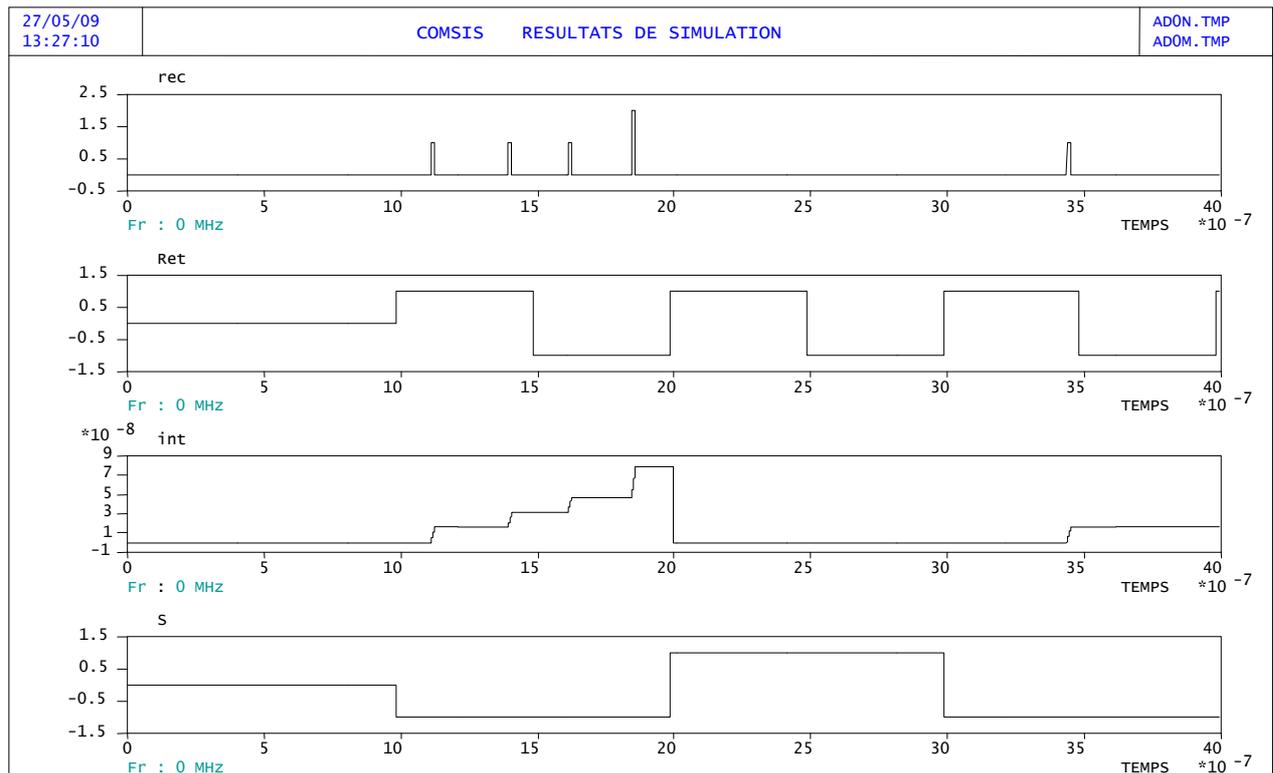


Figure III.7: Simulation de la partie réception

Dans la partie de réception (Figure III.7), le signal reçu (som) est multiplié par le code OOC de l'utilisateur désiré. La prise de décision doit s'effectuer théoriquement au bout d'un temps bit. C'est pourquoi le circuit de décision (DECI) fonctionne avec une valeur de retard (RETD) au minimum égale à $(L-1/L)\%$ du temps bit. Pour notre cas $L=64$ donc le retard minimum égal à $0.985 \mu s$ à la fin la valeur de l'intégration est comparée au seuil de détection à chaque front montant de l'horloge (RETD), ce qui donne la valeur sortie S. On peut dire que la même valeur de donnée de l'utilisateur n°1 émis à l'entrée est récupéré à la sortie.

Le calcul du taux d'erreur

COMSIS propose trois méthodes de calcul de taux d'erreur [36]:

- la méthode de Monte-Carlo,
- la méthode basée sur la théorie de la valeur extrême,
- la méthode de l'extrapolation de la queue de la distribution.

La méthode de Monte-Carlo et la méthode de l'extrapolation de la queue de la distribution estiment le taux d'erreur sur les bits (TEB) tandis que la méthode basée sur la théorie de la valeur extrême estime le taux d'erreur sur les symboles (TES).

Dans notre simulation, nous avons choisi la méthode de Monte-Carlo. Pour que les résultats soient suffisamment fiables, on vérifie que le nombre de bits émis NB est supérieur ou égal à 10 fois la valeur du TEB recherché.

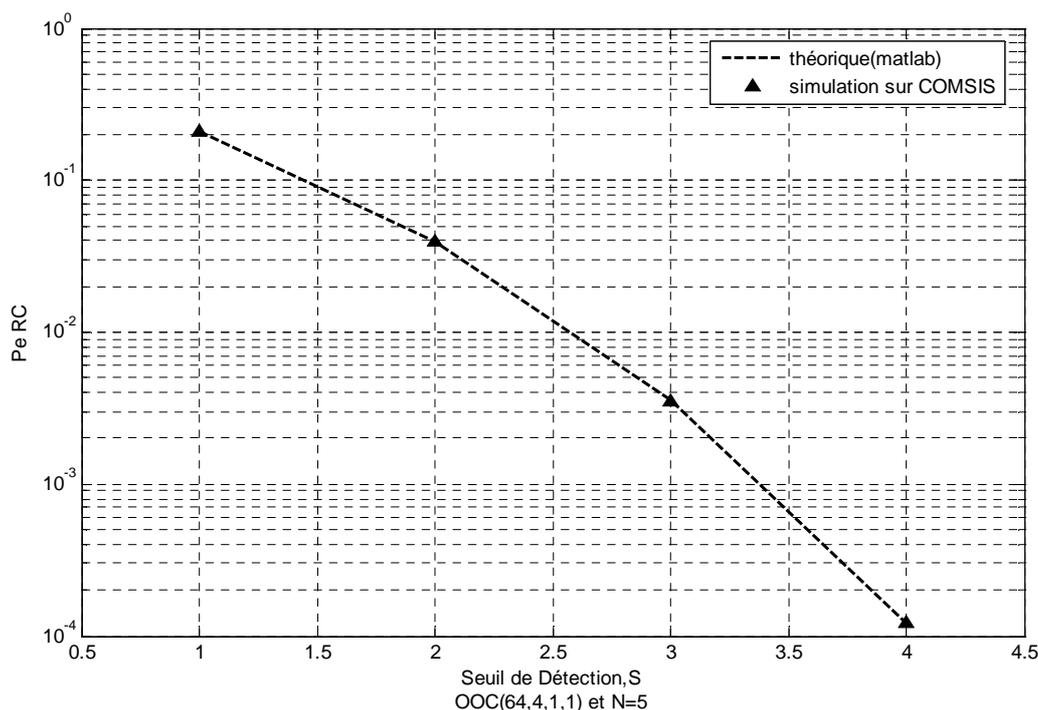


Figure III.8 : Le taux d'erreurs (TEB) pour un RC en fonction du seuil de détection S pour un code OOC (64,4, 1,1), $N=5$, $D=1\text{Mbit/s}$

On remarque à partir des résultats du taux d'erreurs TEB, que le TEB minimum correspondant au seuil de décision égal aux poids de code utilisée $S=W$, qu'on appelle le seuil optimal.

Nous pouvons constater que les résultats obtenus en simulation sur COMSIS correspondent aux résultats théoriques. Nous pouvons ainsi valider la chaîne idéale avec le RC sur COMSIS.

III.3.2 Simulation d'une chaîne DS-OCDMA idéale avec un récepteur conventionnel avec limiteur optique (RC-LO)

Nous sommes toujours dans un cas idéal, sans composants optiques. La figure III.9 présente la chaîne de simulation COMSIS avec un récepteur conventionnel avec limiteur optique RC-LO.

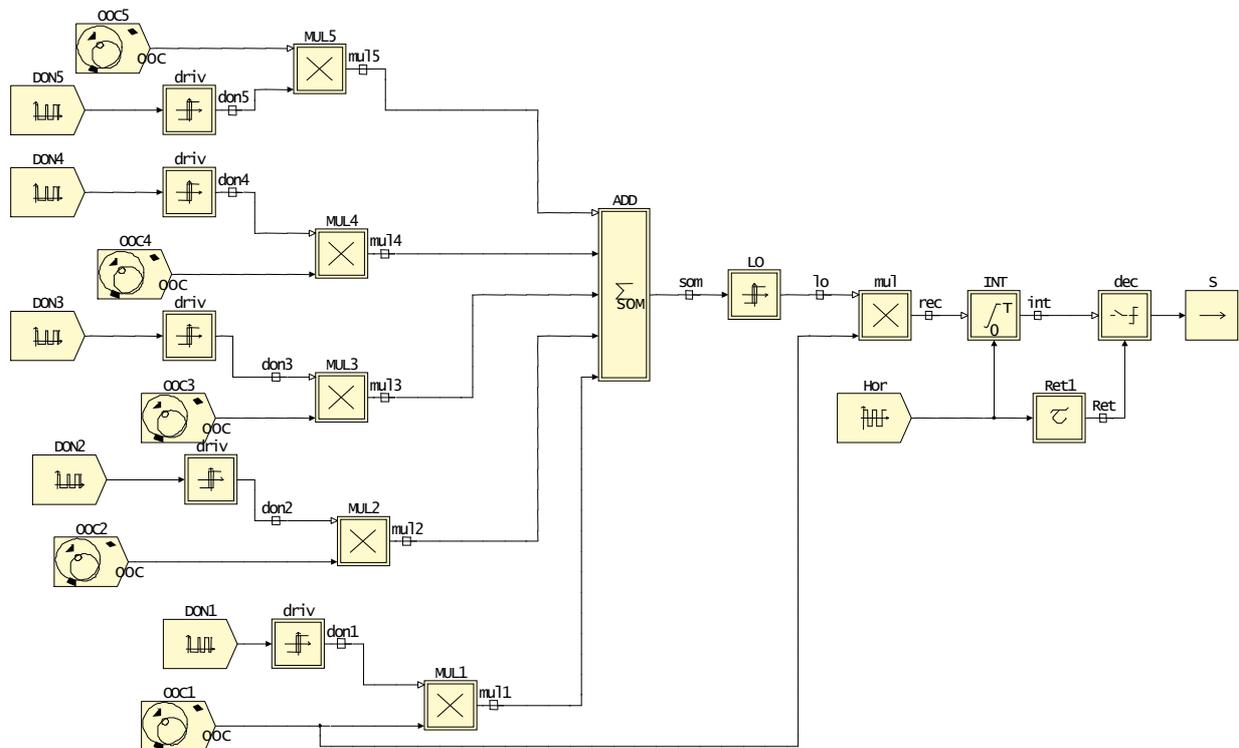


Figure III.9: Schéma pour une simulation COMSIS avec un RC-LO

La fonction limiteur est réalisée à l'aide du circuit à seuil (LO) tel que :

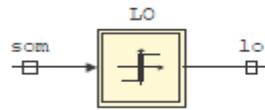


Tableau III.3: Les paramètres du bloc Limiteur LO

Nous pouvons voir ci-dessous (Figure III.10) les signaux à l'entrée (som) et à la sortie (lo) du LO. Nous pouvons constater qu'à la sortie du LO, les signaux sont limités à un niveau normalisé 1.L'interférence dû aux autres utilisateurs se trouve donc réduite.

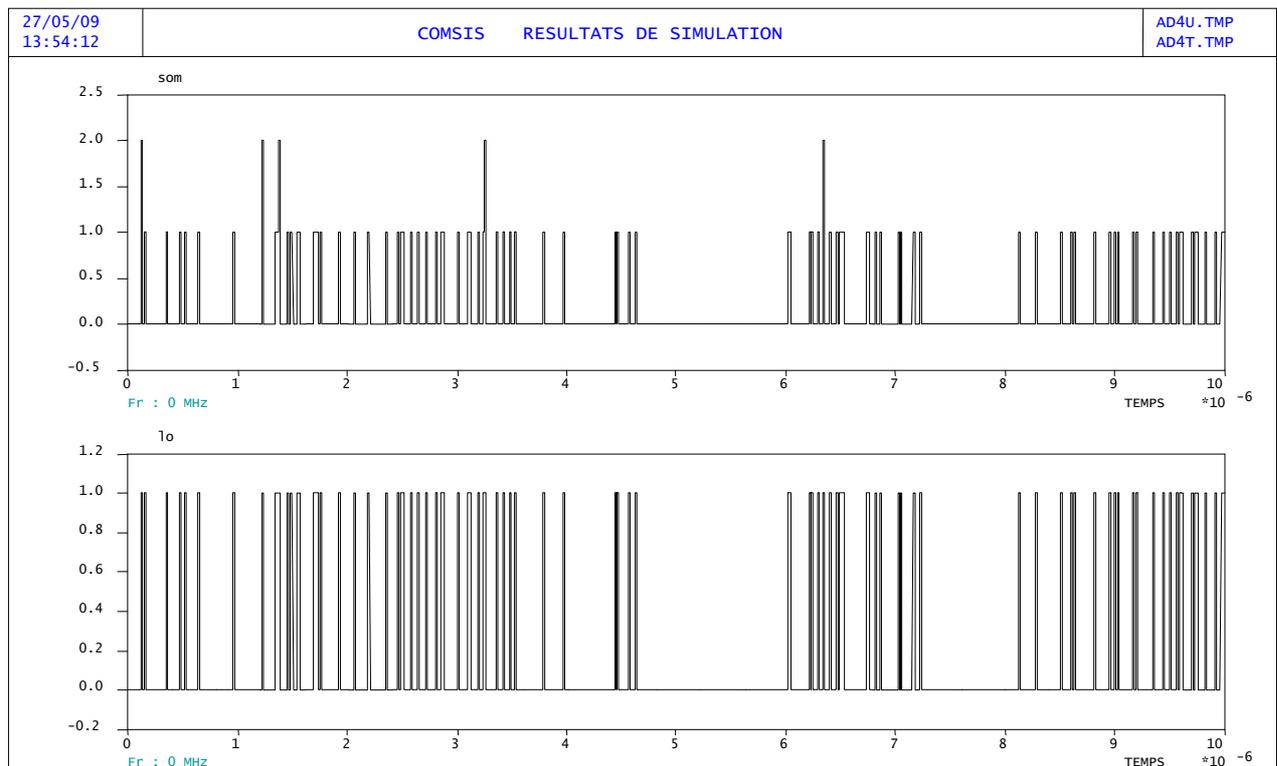


Figure III.10: Les signaux à l'entrée et à la sortie du bloc LO

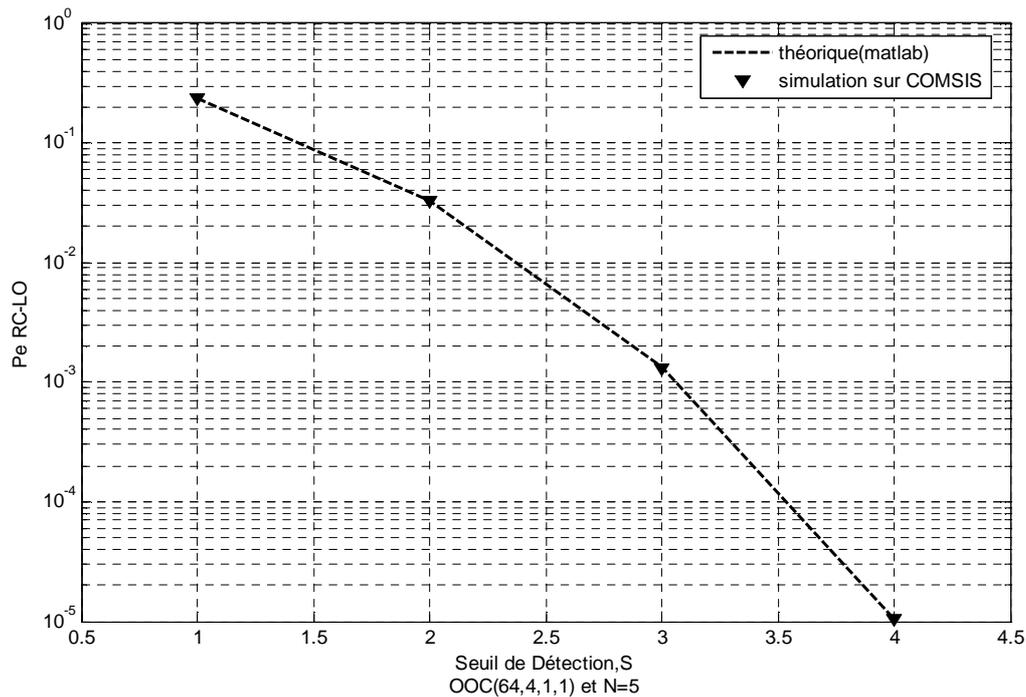


Figure III.11: Le taux d'erreurs (TEB) pour un RC-LO en fonction du seuil de détection S pour un code $OOC(64,4,1,1)$, $N=5$, $D=1\text{Mbit/s}$

Si on compare le taux d'erreur TEB d'un récepteur conventionnel avec limiteur optique avec ceux d'un RC : on trouve que le TEB est petit donc l'utilisation d'un limiteur optique va améliorer les performances de système. Les résultats obtenus avec le logiciel COMSIS sont confondus aux résultats théoriques. On peut donc conclure que la chaîne idéale DS-OCDMA que nous avons réalisée sur COMSIS pour le RC-LO est validée.

III.3.3 Simulation d'une chaîne idéal (prise en compte des éléments optique)

Afin de transmettre des informations dans les systèmes numériques optiques, il faut les imprimer sur le signal à envoyer dans la fibre, c'est ce que l'on appelle une modulation. Pour cela, il est nécessaire de réaliser une conversion des données électriques en données optiques. Il existe principalement deux techniques : la modulation directe et la modulation externe. Le détail de ces 2 configurations est donné dans la figure suivant :

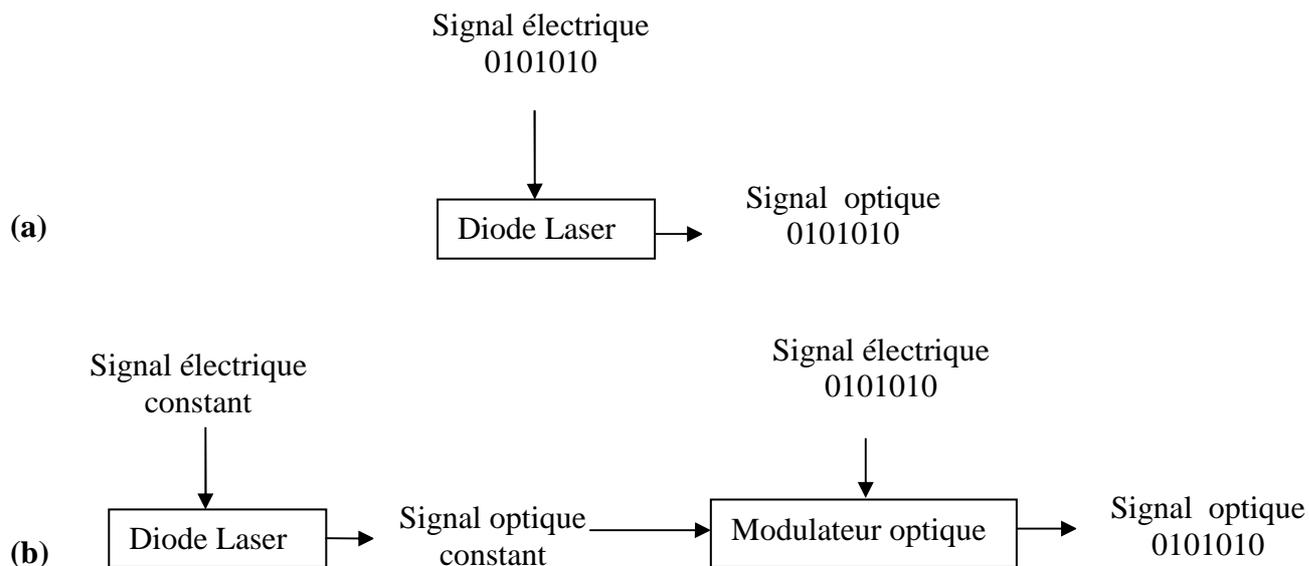


Figure III.12 : Modulation direct (a), Modulation externe (b)

III.3.3.1 Modulation Directe

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

Le schéma de base d'une modulation directe est représenté sur la figure ci-dessous :

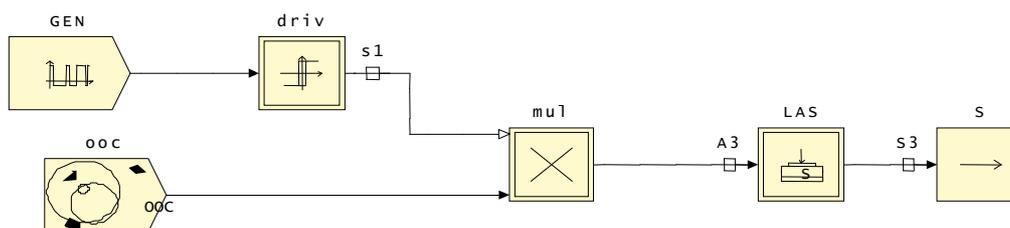


Figure III.13 : Modulation directe

Les données de chaque utilisateur sont modulées directement par le laser (LAS). Nous avons utilisé, pour la simulation, un composant de la bibliothèque optique de COMSIS LASER-SYSTEME (Figure III.14).

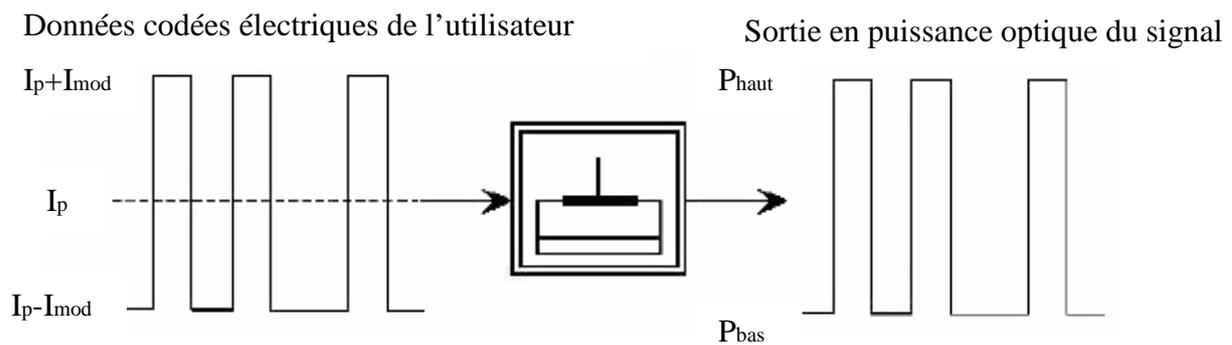


Figure III.14: Modulation direct avec LASER-SYSTEME.

Les paramètres du laser utilisés en simulation sont résumés dans le tableau suivant :

Paramètres système du laser		Données physiques du laser	
Longueur d'onde	1550 nm	Facteur de réflexion	0,25
Courant de seuil	10 mA	Rendement différentiel	0,6
Rendement	0,25 W/A	Facteur d'émission spontanée	2
Largeur de raie	5 MHz à 60 mA	Hauteur de la cavité	0,1 μm
Taux d'amortissement	2 GHz à 100 mA	Largeur de la cavité	5 μm
Bande à -3 dB	10 GHz à 100 mA	Longueur de la cavité	200 μm
Espacement entre mode	1 nm	Densité porteurs-transparence	$5 \cdot 10^7 \text{cm}^3$
Chirp	100 MHz/mA	Facteur de confinement	0,1
Bruit RIN	-145dB/Hz à 100 mA		

Tableau III.4: Paramètres caractéristiques du laser

La Figure III.15 montre dans le cas d'une modulation directe, les données de l'utilisateur (GEN), son code (OOC), les données codées (mul) et la sortie du laser (s).

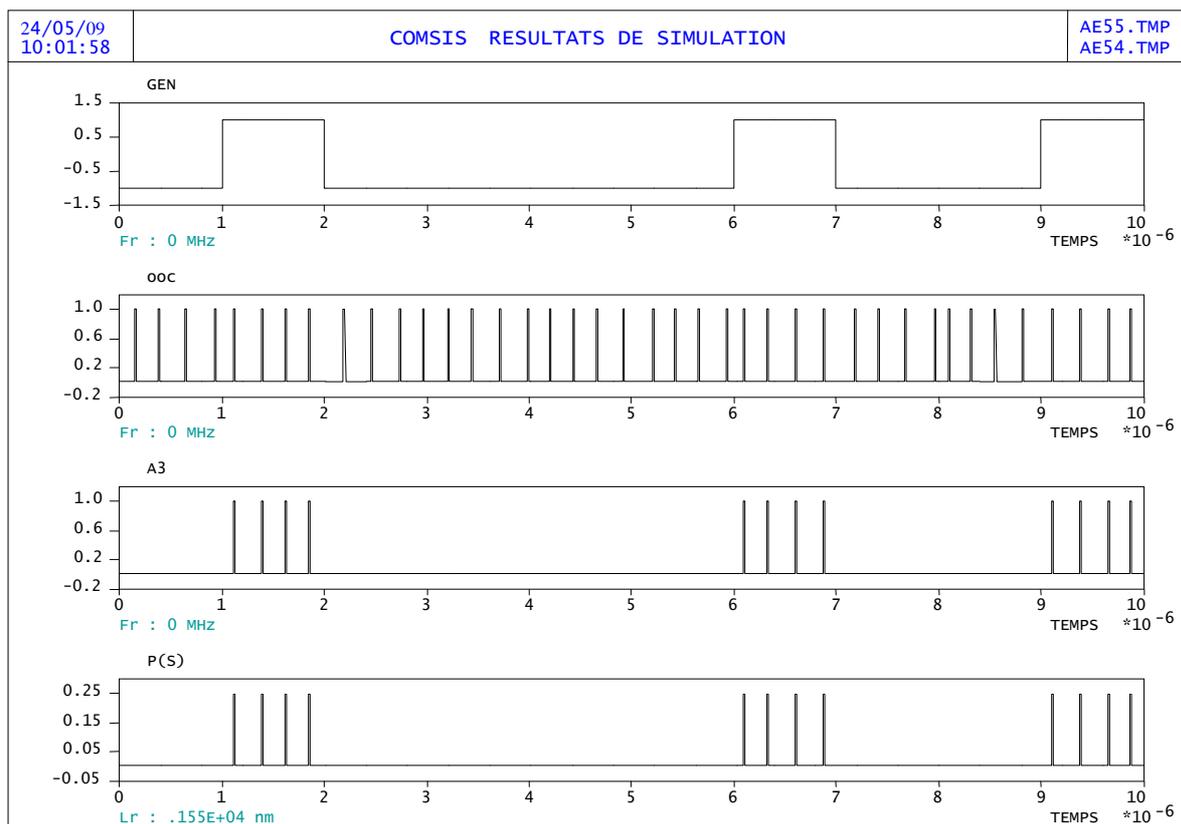


Figure III.15 : Les signaux transmis pour la modulation directe pour un débit de 1 Mbit/s.

La Figure III.16 représente le signal de données codé en code OOC de l'utilisateur à l'entrée (A3) et à la sortie (S3) du laser.

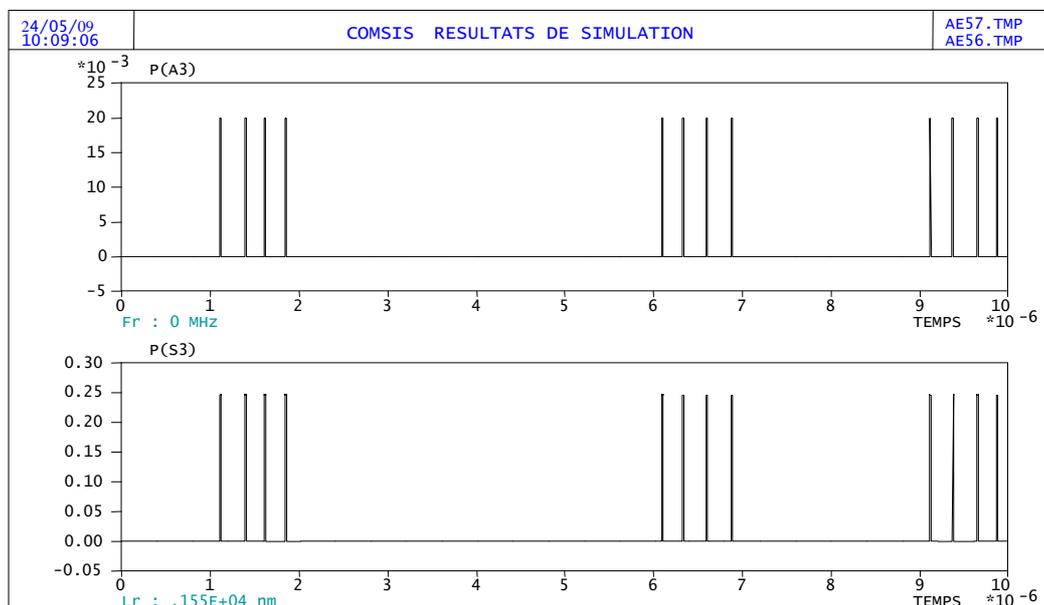


Figure III.16 : Les signaux d'entrée et de sortie du diode laser

Nous pouvons constater que la puissance de sortie correspond bien à la valeur du rendement du laser.

III.3.3.2 Modulation Externe

La modulation externe consiste à écrire les données électriques sur un signal optique continu, elle est obtenue en modulant directement le faisceau lumineux en sortie du laser et non plus le courant d'alimentation à l'entrée du laser. Donc dans ce cas, la modulation est effectuée sur un signal optique constant par un modulateur externe, commandé par une tension externe représentative de l'information à transmettre. Cette tension modifie le facteur de transmission en intensité en sortie. Le signal optique continu émis par le laser est donc peu dégradé. En traversant le modulateur, il subit les modifications du facteur de transmission et le signal de sortie est alors modulé selon la tension externe.

Pour effectuer ce type de modulation, nous avons d'abord testé un modèle de modulateur externe de la bibliothèque de COMSIS de type électro-absorbant : Modulateur Electro-Absorption (MEA) [40] (Figure III.17).

III.3.3.2.1 Modulateur Electro-Absorption (MEA) [40]

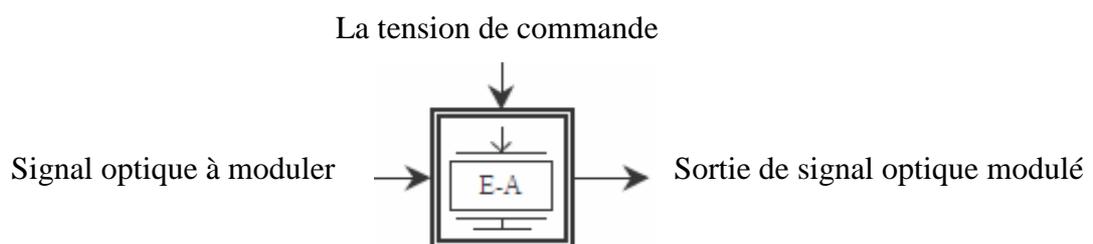


Figure III.17 : Modèle du Modulateur-Electro Absorption

Les caractéristiques de ce bloc est :

Gain (ou Pertes) (dB)	-1	Tension d'offset (V)	1
Coefficient de l'exposant de la fonction d'absorption (-)	2	Facteur de couplage phase - amplitude (-)	0.28

Tableau III.5 : Paramètres caractéristiques du Modulateur-Electro-Absorbant

Le schéma de base d'une modulation externe utilisant un Modulateur Electro-Absorption MEA sur COMSIS est représenté sur la figure ci-dessous (Figure III.18) :

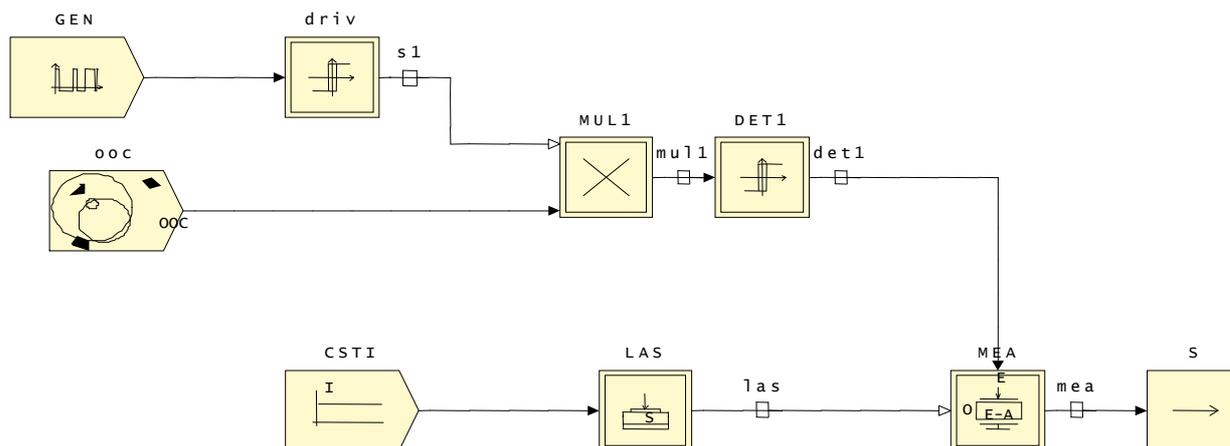
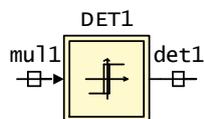


Figure III.18: Système de modulation externe avec un Modulateur-Electro Absorption

En général, pour une tension externe (mul1) nulle, le modulateur laisse passer la lumière qu’il reçoit sur son entrée optique (las). Pour une tension négative, le modulateur absorbe une proportion du signal optique.

Le bloc détection de seuil (DET1) permet de transformer les signaux des données codées (+1,0) (mul1) en (0,-3) (det1) (Tableau III.6):



Désignation	Valeur (V)
Niveau bas de détection	0
Niveau haut de détection	1
Niveau bas de sortie	-3
Niveau haut de sortie	0

Tableau III.6 : Les paramètres du bloc de détection de seuil

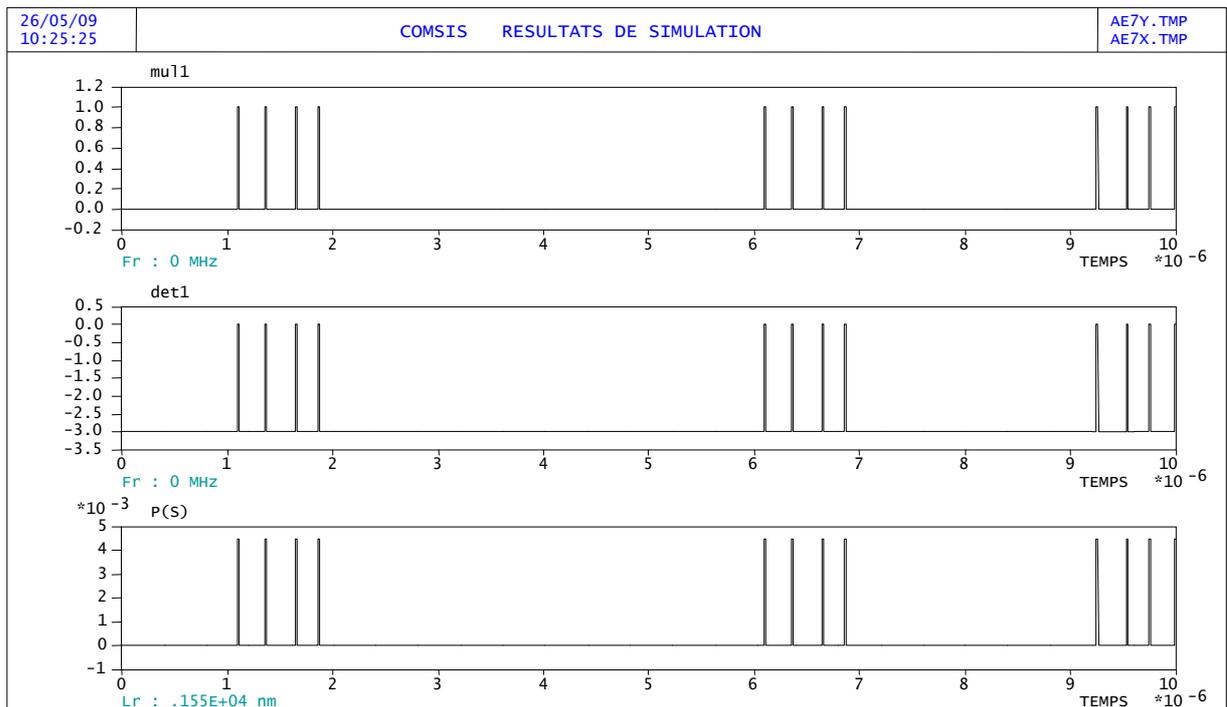
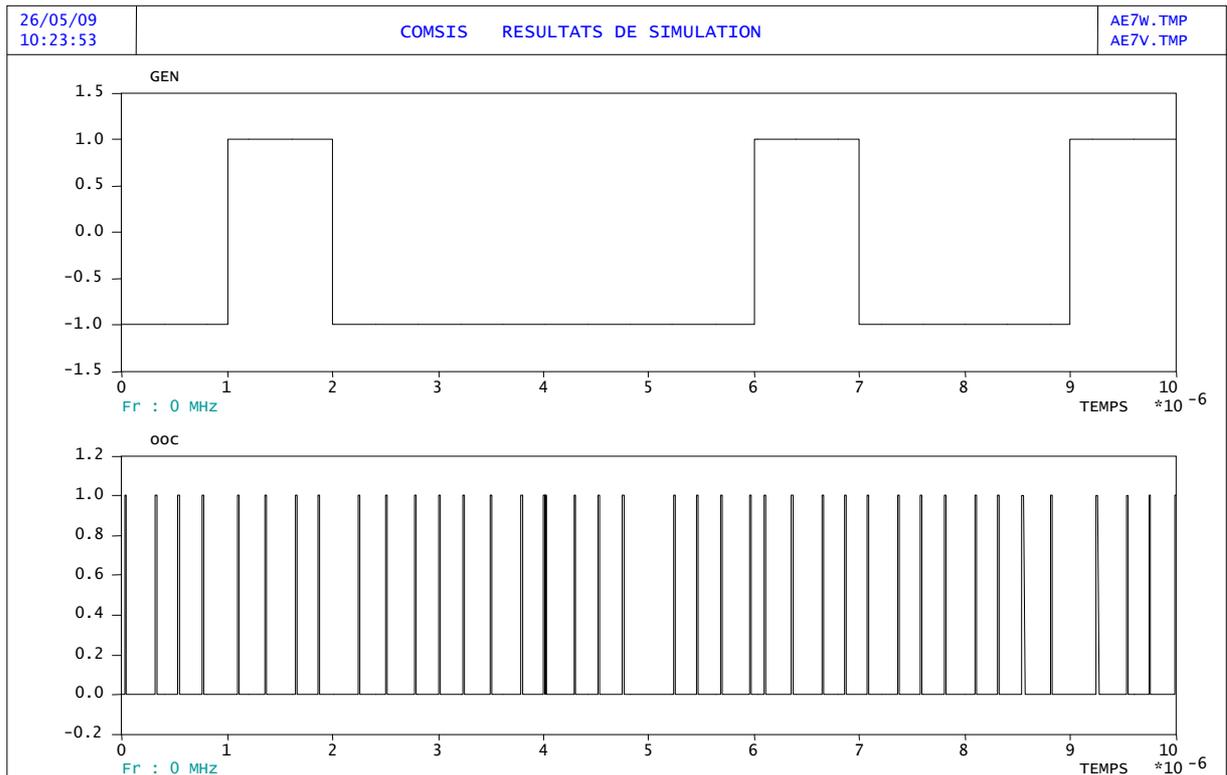


Figure III.19: Les signaux transmis pour une simulation avec le Modulateur-Electro Absorption pour un débit de 1 Mbit/s.

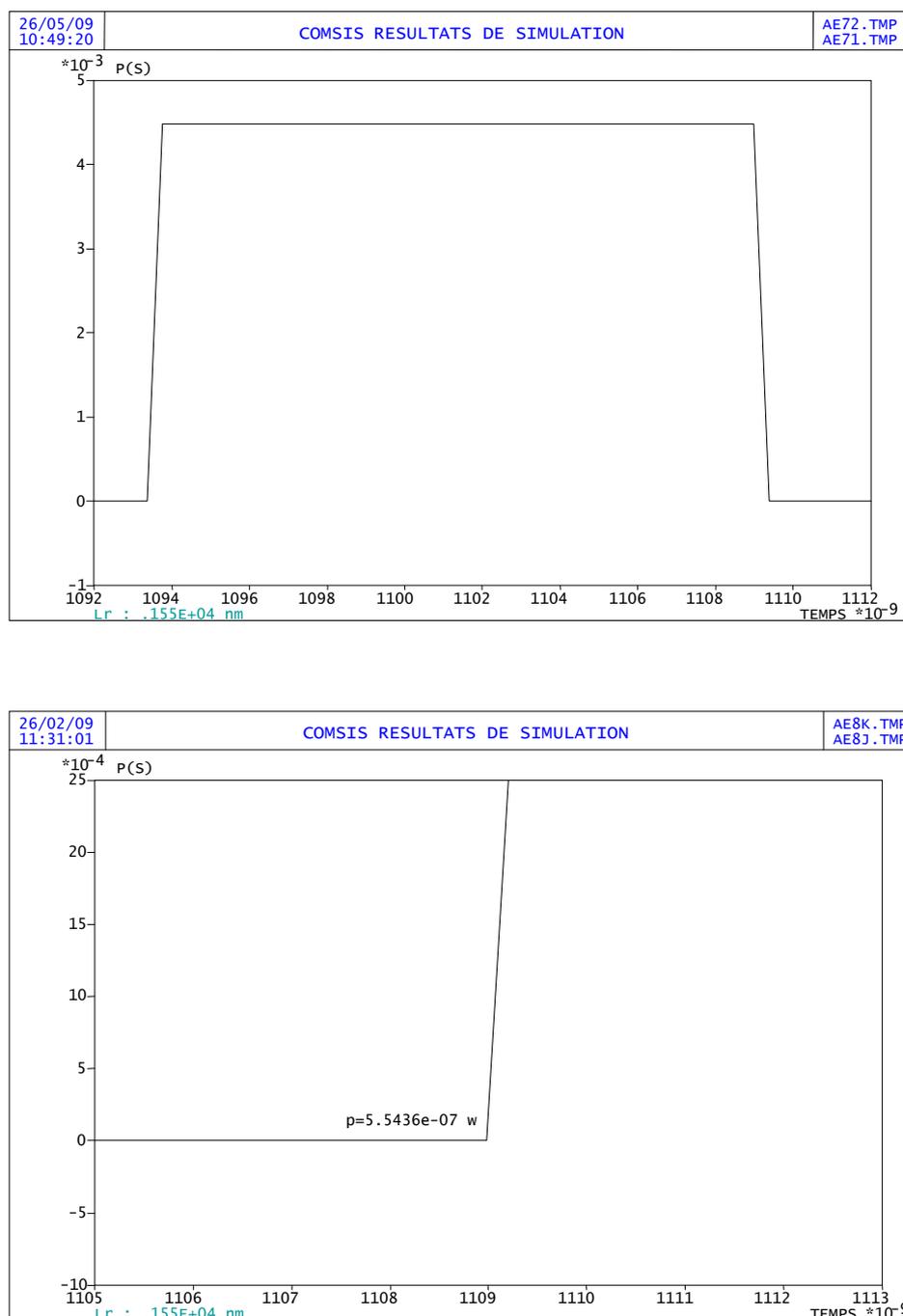


Figure III.20 : Zoom pour le niveau “0” d’un Modulateur-Electro-Absorption MEA.

Le niveau de puissance émis correspondant à une donnée « 0 » est donné par la figure III.20, sa valeur est 5.55436×10^{-07} W pour 1108×10^{-07} s, donc on peut comprendre que le modulateur MEA n’absorbe pas complètement le signal. Ce problème lié au fonctionnement du MEA risque d’introduire des niveaux de puissance parasites qui contribueront en réception à créer des erreurs de décision. Nous avons donc utilisé un autre

type de modulateur disponible dans la bibliothèque COMSIS : un modulateur de type MACH ZEHNDER (MEZ) [41]

III.3.3.2 Modulateur MACH ZEHNDER (MEZ)

Les effets électro-optiques sont à la base de ces types de modulateurs, à savoir que l'indice de réfraction de certains matériaux peut être modifié par l'application d'un champ électrique, variant selon la modulation des données [41].

Ce phénomène est appelé effet Pockels si les effets électro-optiques sont linéaires, c'est-à-dire que la variation d'indice est proportionnelle au champ appliqué. L'effet Pockels est prépondérant dans certains matériaux et permet des modulations de phase et d'amplitude de la lumière [41].

Le modulateur utilisé est représenté par la figure ci-dessus

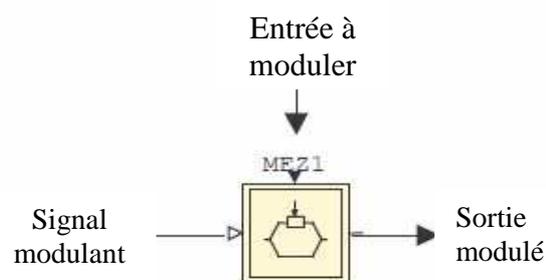


Figure III.21 : Modèle du Modulateur MACH ZEHNDER (MEZ).

Ce modulateur possède les caractéristiques suivantes :

Gain (ou Perte) dB	5
Tension d'offset (V)	-4,5
Coefficient de modulation d'amplitude (rd/V)	0,349 1
Coefficient de modulation de phase (rd/V)	0,03 5

Tableau III.7 : Les paramètres du MACH ZEHNDER (MEZ).

Le schéma de base de modulation externe utilisé un modulateur MACH ZEHNDER (MEZ) est représenté par la figure suivant :

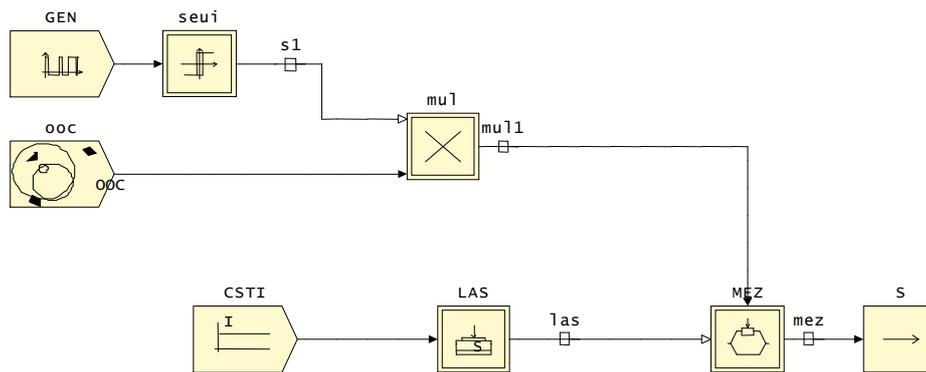


Figure III.22: Système de modulation externe avec un Modulateur MACH ZEHNDER (MEZ).

Les résultats de simulation de la modulation externe en utilisant Modulateur MACH ZEHNDER (MEZ) est donné par la Figure III.23 :

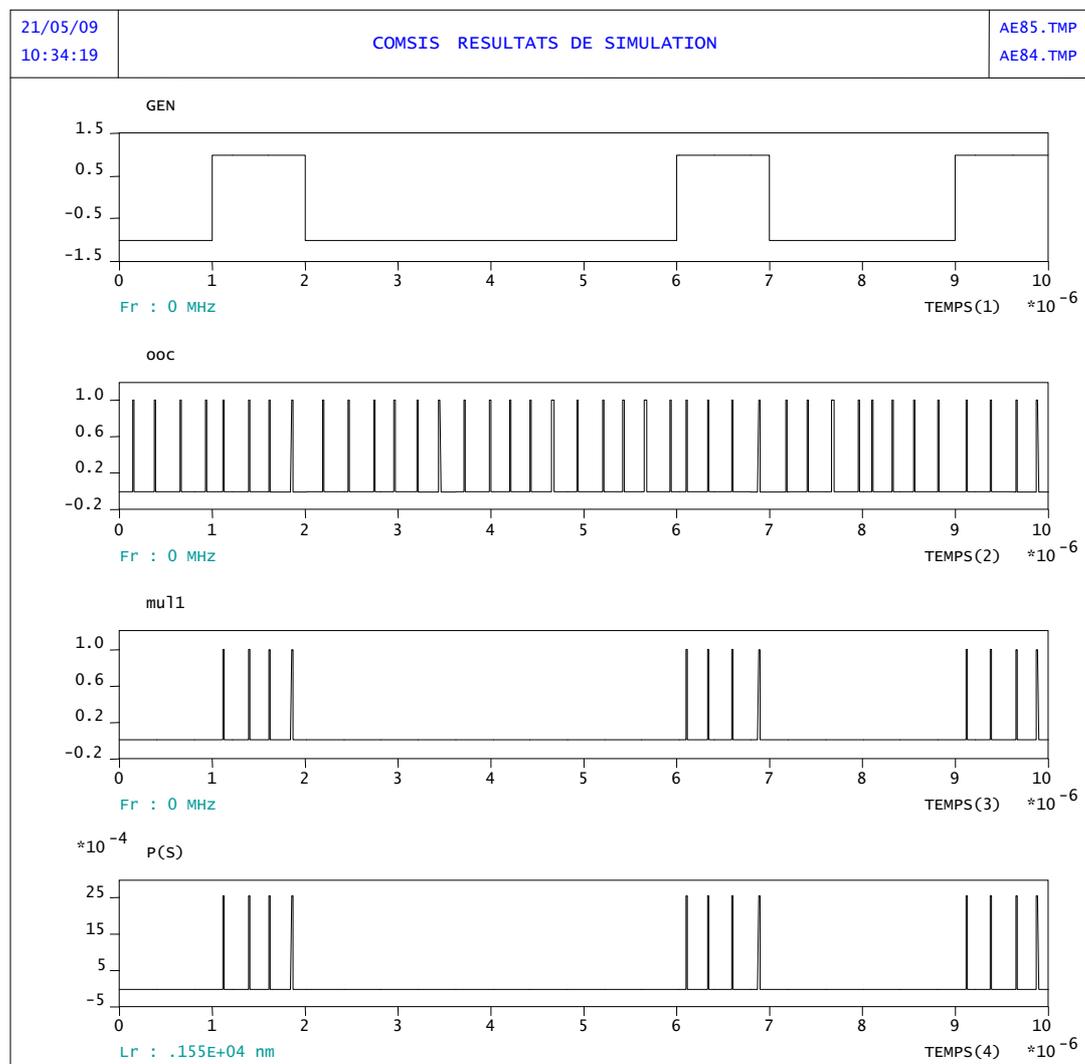


Figure III.23: Les signaux transmis pour une simulation avec le Modulateur MACH ZEHNDER (MEZ) pour un débit de 1 Mbit/s.

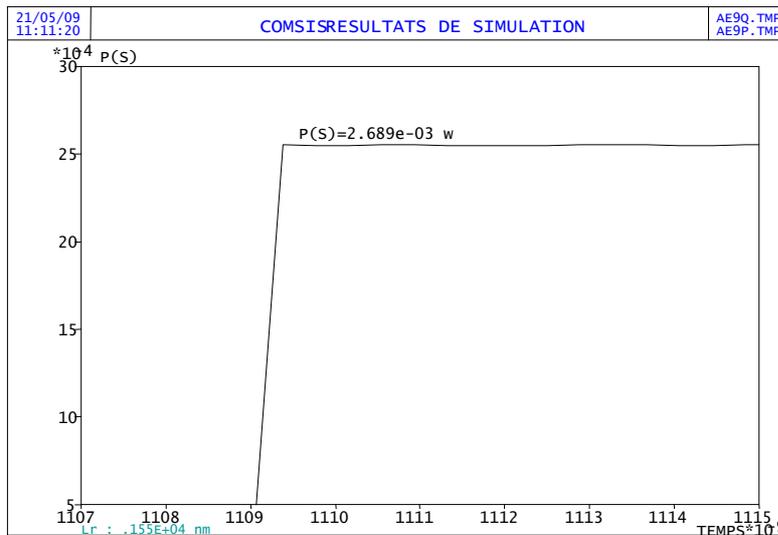
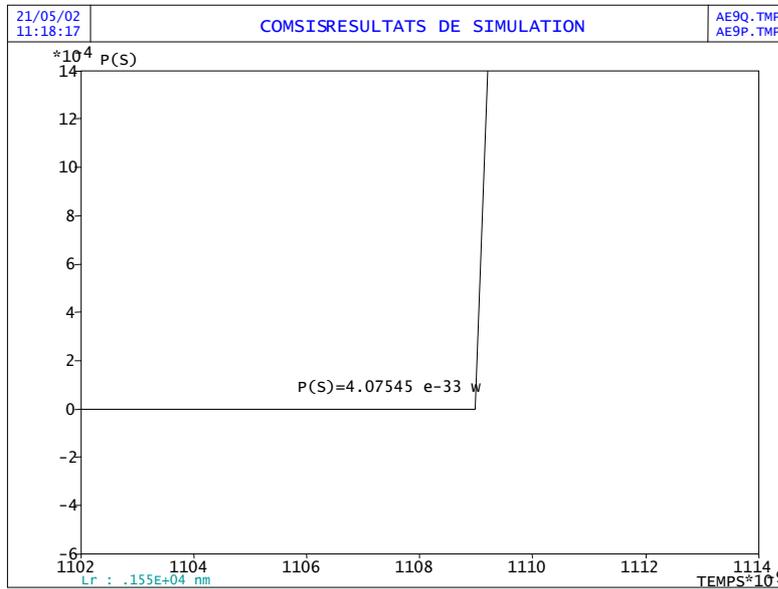
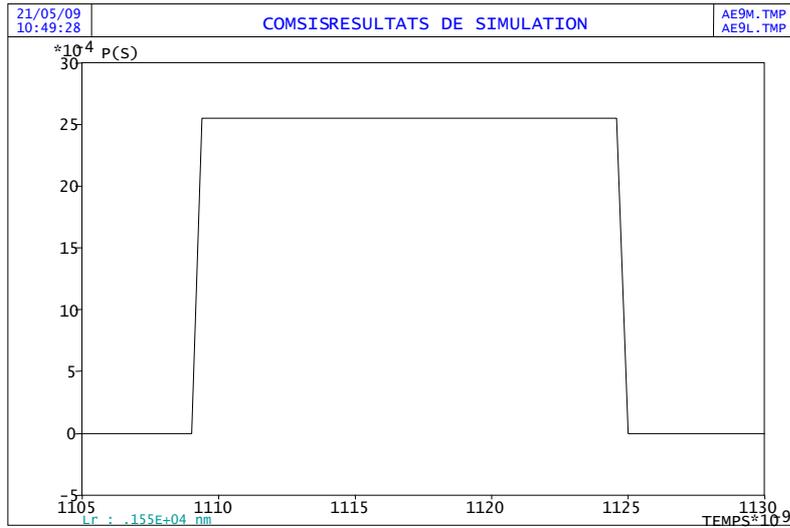


Figure III.24 : Zoom pour le niveau "0" et "1" d'un Mach Zehnder (MEZ).

On remarque d'après la figure III.24 que le niveau de puissance est égal à 4.07545×10^{-33} W pour 1108×10^{-07} second pour une donnée "0" transmis, La valeur est suffisamment négligeable, on peut dire que ce modulateur (MEZ) absorbe complètement le signal, donc c'est le modulateur Mach Zehnder qui sera utilisé pour la méthode de modulation externe.

III.3.3.3 Comparaison entre modulation direct et externe [42]

Pour choisir le type de modulation, on va vérifier la stabilité des données transmises quand on augmente le débit. Cette vérification de la stabilité des signaux est importante puisque quand on augmente le débit des données d'utilisateurs, on augmente aussi le débit des chips de code utilisé.

La Figure III.25 suivant présente les données transmises pour une modulation directe d'un débit de 100 Mbit/s

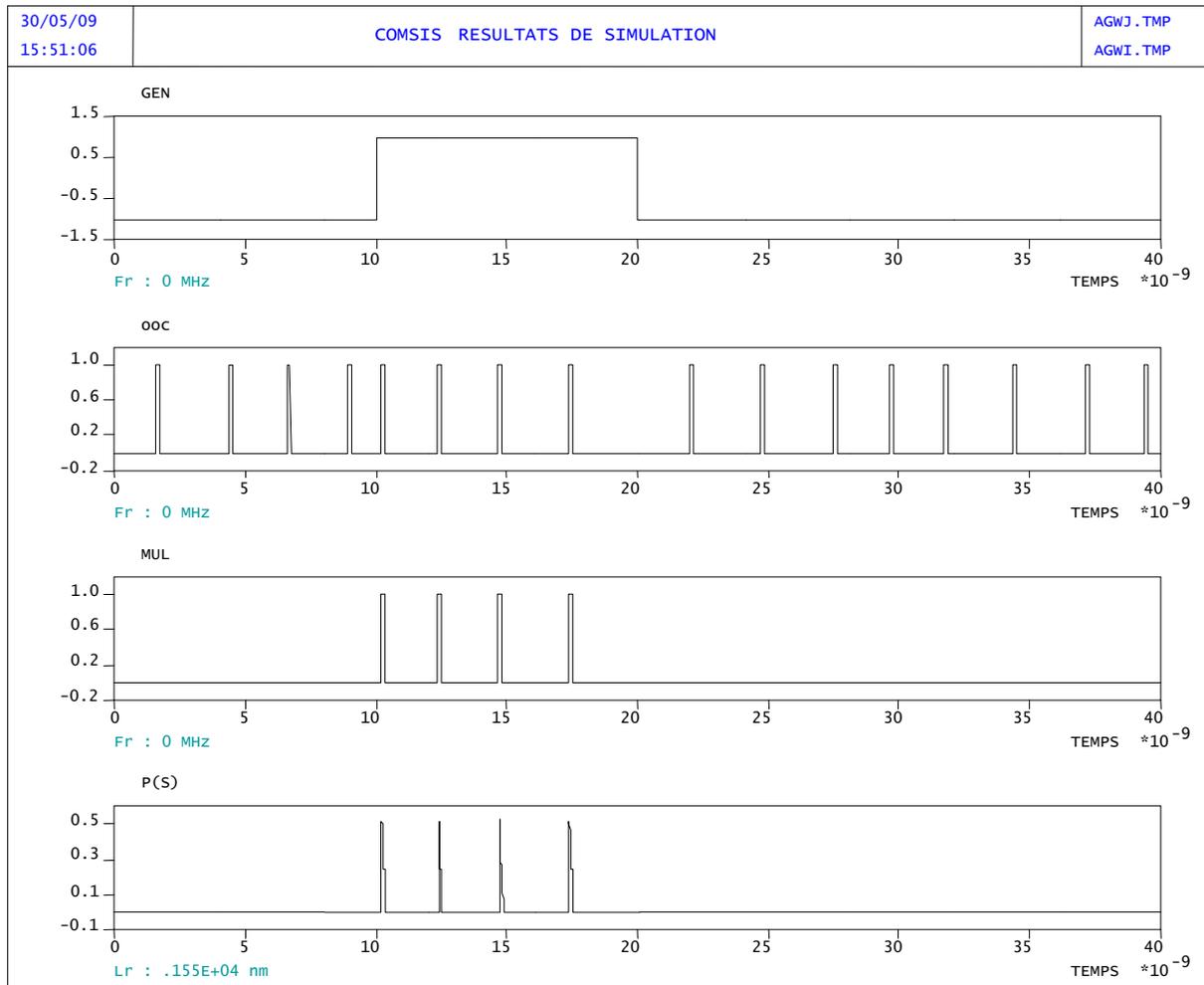


Figure III.25 : Les signaux dans une modulation directe un débit de 100 Mbit/s

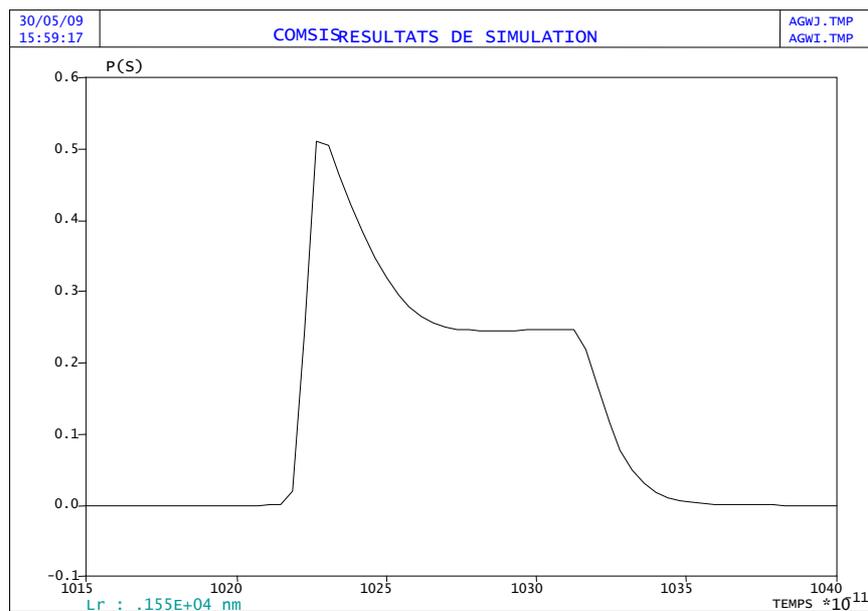


Figure III.26: Le signal du chip à la sortie du laser à 100 Mbit/s.

On peut constater que pour des débits supérieurs à 100 Mbit/s, les signaux à la sortie du laser en modulation directe ne sont plus stables.

En prenant en compte les limitations dues au laser (bande passante, oscillation, bruit) et les débits mis en jeu pour l'application de la technique OCDMA, il apparaît que la modulation directe est une méthode qui n'est pas appropriée.

En effet, pour un codage OCDMA temporel de longueur L et des données à transmettre de débit D , le débit des données étalées à l'entrée de la commande laser $D_c = D.L$ (Figure III.27). La technique de modulation directe, dont les performances aujourd'hui sont de l'ordre de 10 Gbit/s, est limitée dans son application soit par la longueur du code, soit par le débit de données

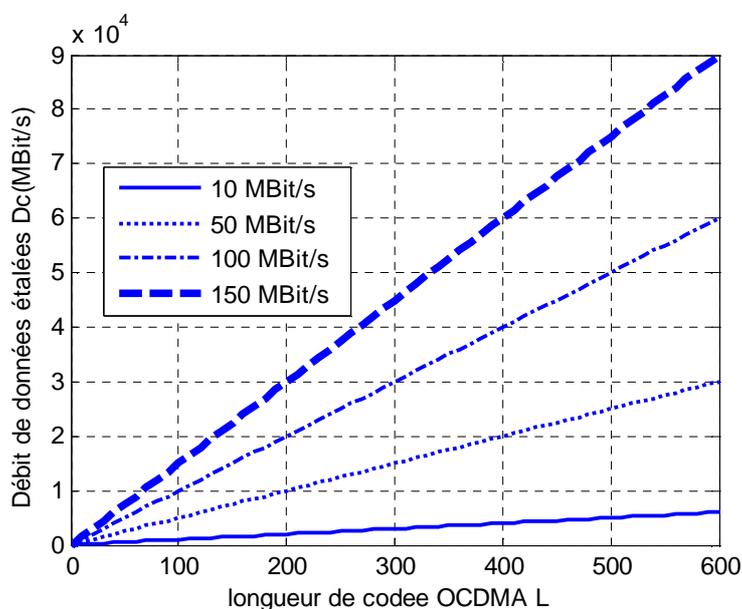
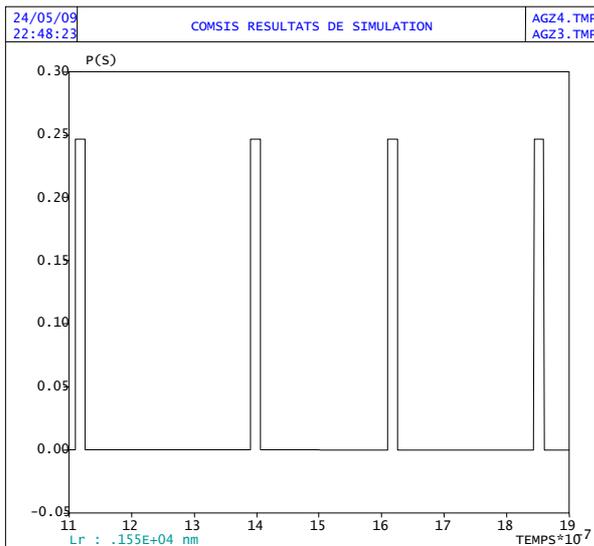


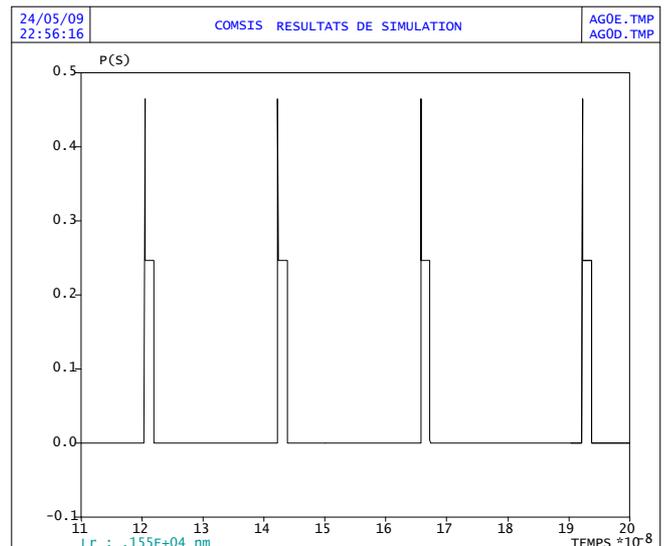
Figure III.27 : Le débit des données étalées D en fonction de la longueur du code L

On remarque que pour $D = 10$ Mbit/s, quelque soit la longueur du code L , on reste en dessous des performances maximum de la modulation directe.

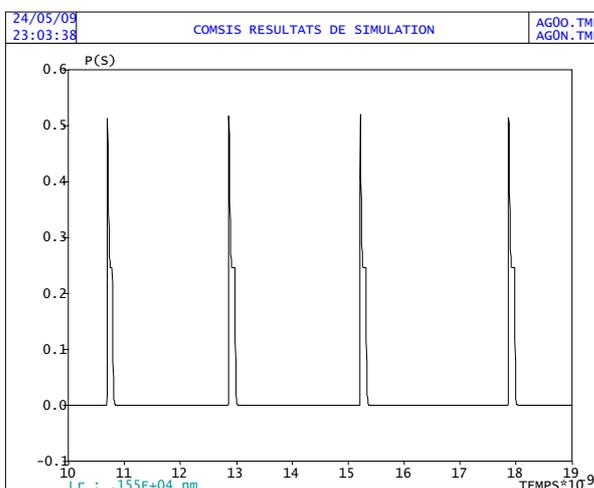
Par contre pour $D = 150$ Mbit/s, il faut que la longueur du code L soit inférieure à environ 64 pour que D soit inférieur à 10 Gbit/s pour notre cas. Cette technique est donc limitée pour des hauts débits. On va vérifier ce résultat en utilisant le logiciel COMSIS, en visualisant l'état des différents signaux optiques émis en changeant le débit D pour un code de longueur 64.



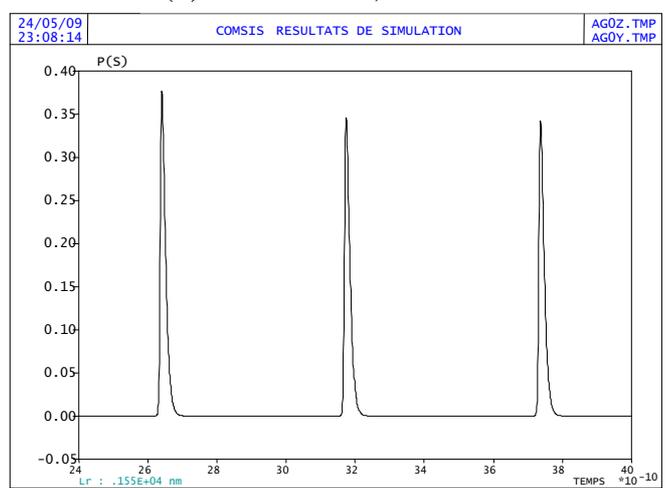
(a) $D=1$ Mbit/s, $D_c=64$ Mbit/s



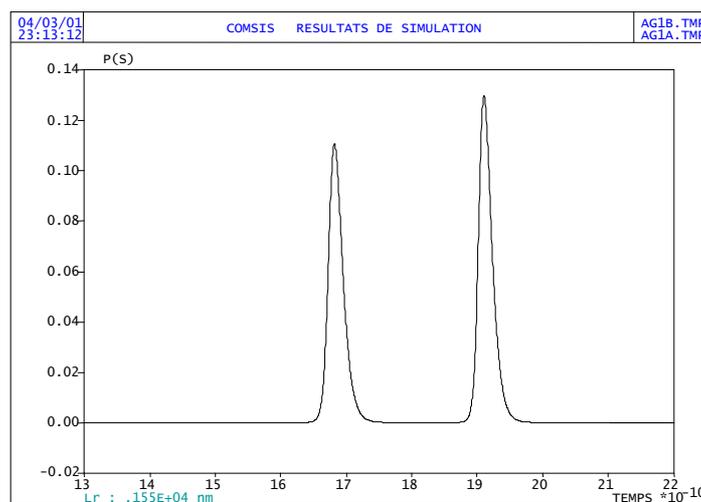
(b) $D=10$ Mbit/s, $D_c=640$ Mbit/s



(c) $D=100$ Mbit/s, $D_c=6.4$



(d) $D=500$ Mbit/s, $D_c=3.2$



(e) $D=1$ Gbit/s, $D_c=64$ Gbit/s

Figure III.28 : Les signaux optiques à la sortie de la modulation Directe

On peut conclure d'après la Figure III.28 que lorsque le débit D augmente ($D > 100$ Mbit/s) l'utilisation d'une modulation directe ne permet pas de mettre en œuvre de manière fiable la technique CDMA optique.

Étudions maintenant le cas de la modulation externe

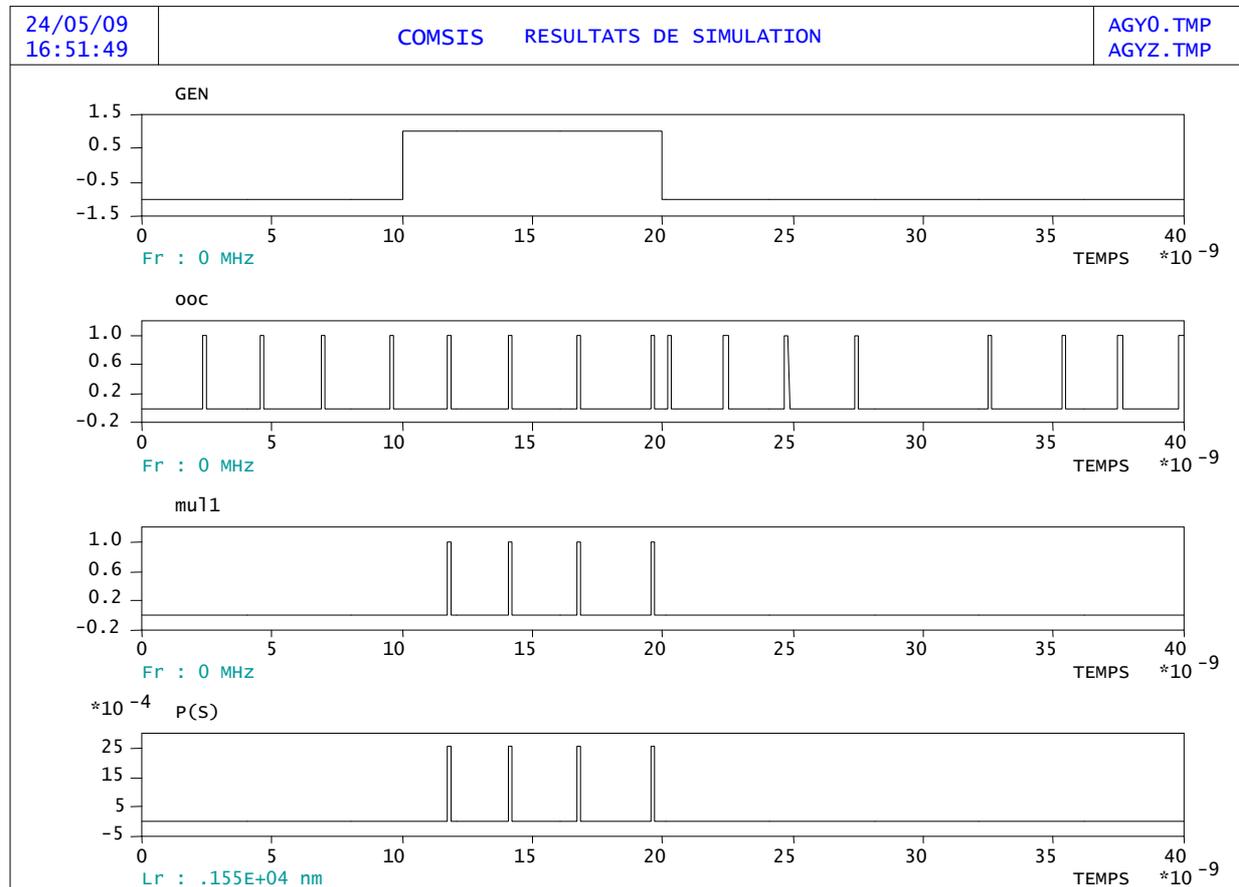
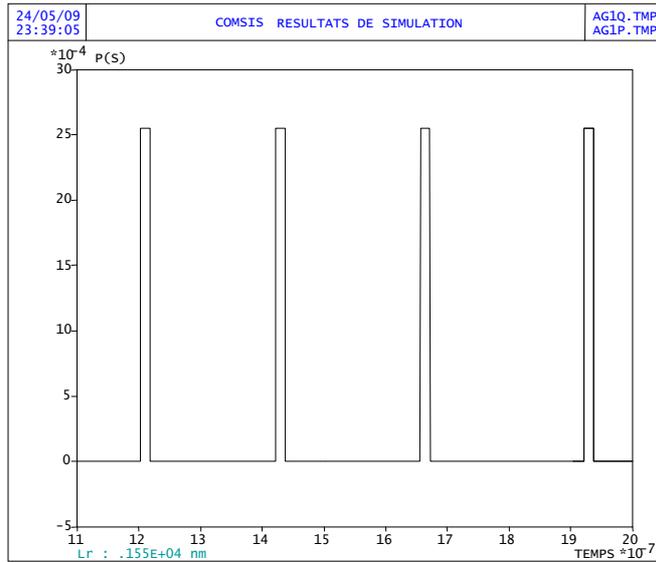
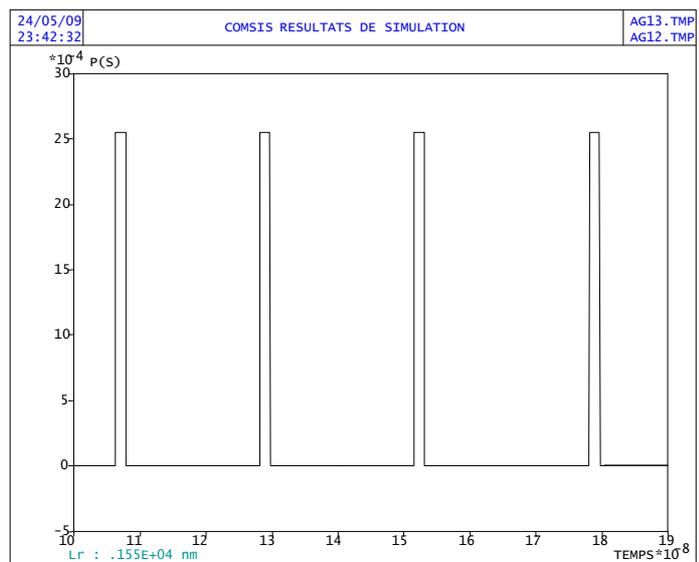


Figure III.29 : Les signaux dans une modulation externe pour un débit $D=100$ Mbit/s

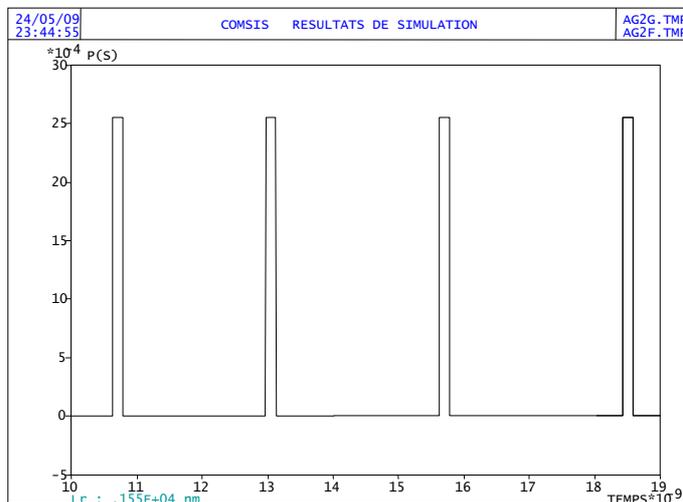
La figure ci-dessus (Figure III.29) représente les signaux envoyés par une modulation externe pour un débit $D=100$ Mbit/s.



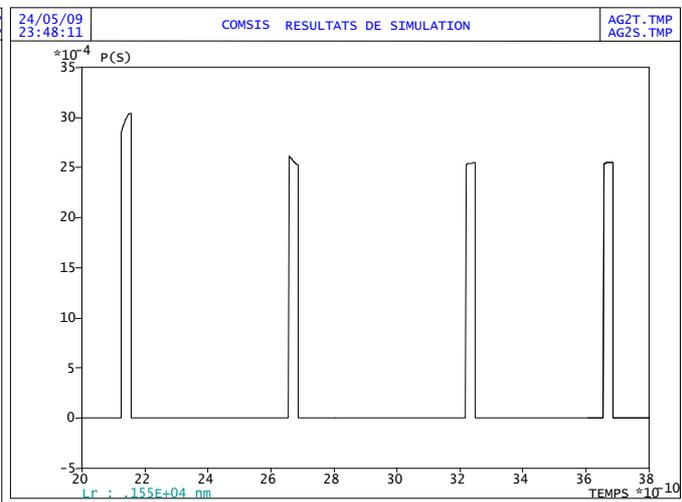
(a) $D=1$ Mbit/s, $D_c=64$ Mbit/s



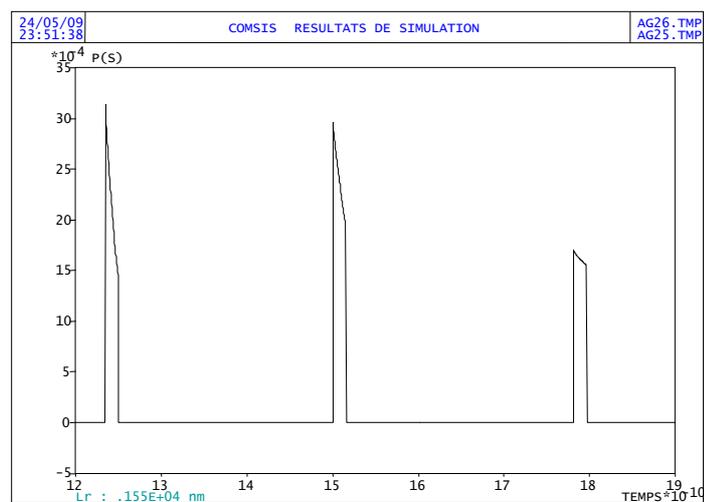
(b) $D=10$ Mbit/s, $D_c=640$ Mbit/s



(c) $D=100$ Mbit/s, $D_c=6.4$



(d) $D=500$ Mbit/s, $D_c=3.2$



(e) $D=1$ Gbit/s, $D_c=64$ Gbit/s

Figure III.30 : Les signaux optiques à la sortie de la modulation externe

Nous pouvons constater que l'augmentation du débit en modulation externe ne provoque pas l'instabilité des signaux, contrairement au cas précédent de la modulation directe. La modulation externe donne de meilleures performances

III.3.4 impact de la fibre optique sur la chaîne transmission dans la technique de CDMA optique

La fibre optique monomode classique G.652 dont les paramètres géométriques, mécaniques et optiques sont définis par l'UIT-T (Union Internationale des Télécommunications) est la fibre utilisée dans le cadre de nos simulations. Le logiciel COMSIS fournit un bloc permettant de définir ce type de fibre (Figure 29).

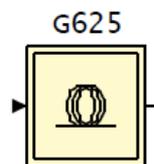


Figure III.31 : La fibre optique **G.652**

Les paramètres de la fibre optique G.652 sont les suivants :

Paramètres système de la fibre	De transmission (SMF)
Longueur (km)	1 km
Atténuation (dB/km)	0,25
Dispersion chromatique (ps/nm/Km)	17
Effet Kerr	Oui
Effet Raman	Non
Coefficient de non linéarité (m^2/W)	2,7.1020
Aire effective de la section (μm^2)	80
Dispersion Modale de Polarisation	Non
Retard (ns)	4

Tableau III.8 : Les paramètres de la fibre optique G.652

Dans un système DS-OCDMA, pour obtenir de bonnes performances, il faut que la longueur du code d'étalement soit plutôt grande, ce qui signifie que la largeur des impulsions émises est étroite, et ce d'autant plus que le débit des données à transmettre est élevé. On peut donc supposer que la dispersion chromatique introduisant un élargissement temporel de la fibre sera un facteur très limité.

Dans notre étude, l'idée étant de réaliser une chaîne de référence pour étudier par la suite l'impact des différents composants. Nous considérons que la fibre n'introduit ni de dispersion, ni d'effet non-linéaire, on ne tient compte que de l'atténuation.

La figure III.32 présente la transmission à travers la fibre G.652 :

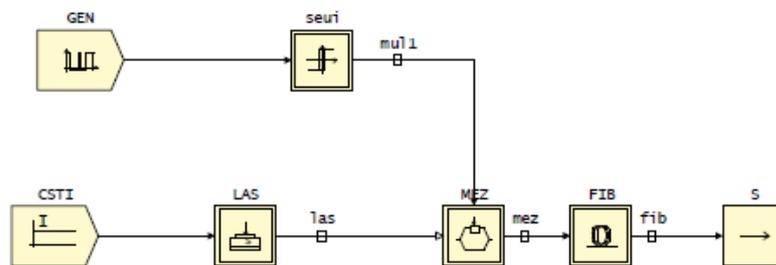


Figure III.32 : La modulation Externe avec la fibre G.625

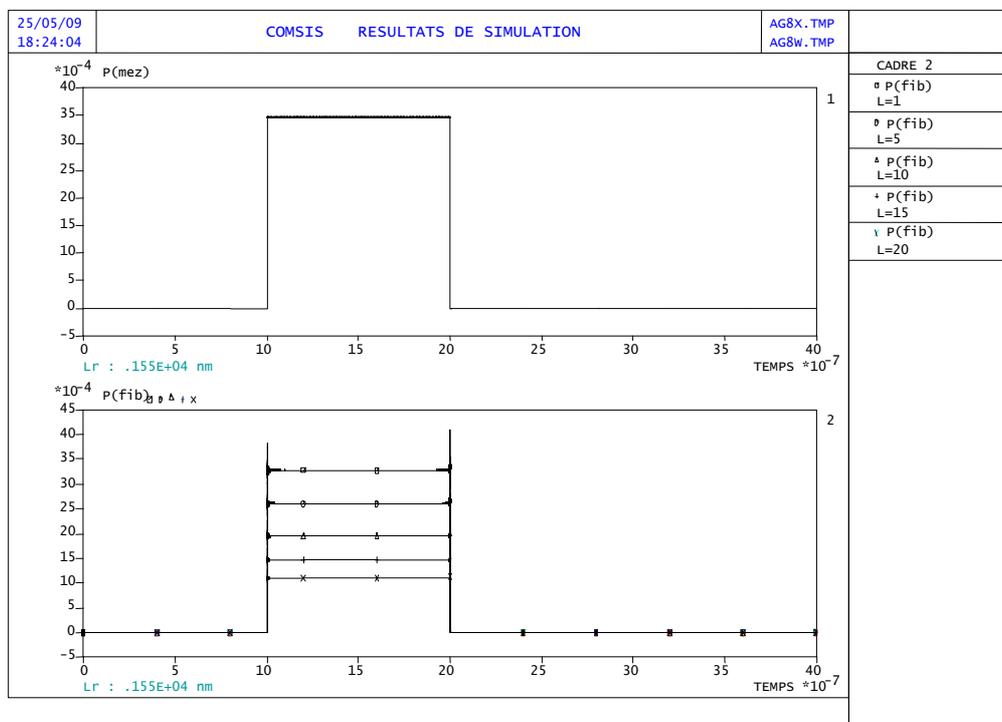


Figure III.33 : Les signaux à l'entrée et à la sortie de la fibre (mez, sor) en fonction de la longueur de la fibre.

III.3.5 Simulation d'une chaîne idéal (avec éléments optique) avec un récepteur conventionnel

La figure ci-dessous (Figure III.34). présente le schéma réalisé sur COMSIS pour simuler le système DS-OCDMA .

Pour illustrer la prise en compte des éléments optiques, la Figure III.35 présente les signaux à la sortie des modulateurs externes de chaque utilisateur (mez)_{1,5} du sommateur, de la fibre, de la photodiode PIN du bloc «racine carrée ».

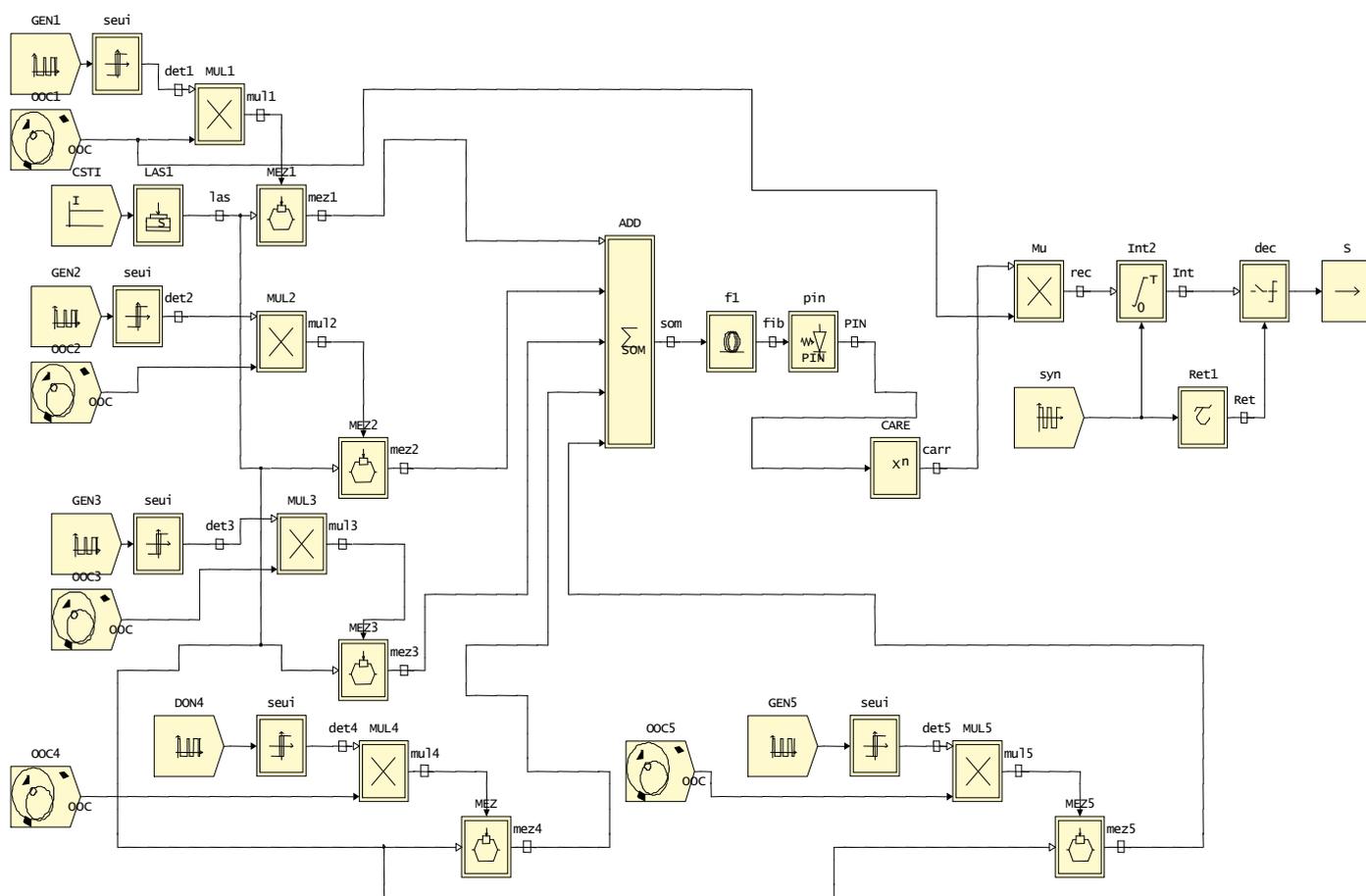


Figure III.34: Chaîne idéale DS-OCDMA avec des éléments optiques

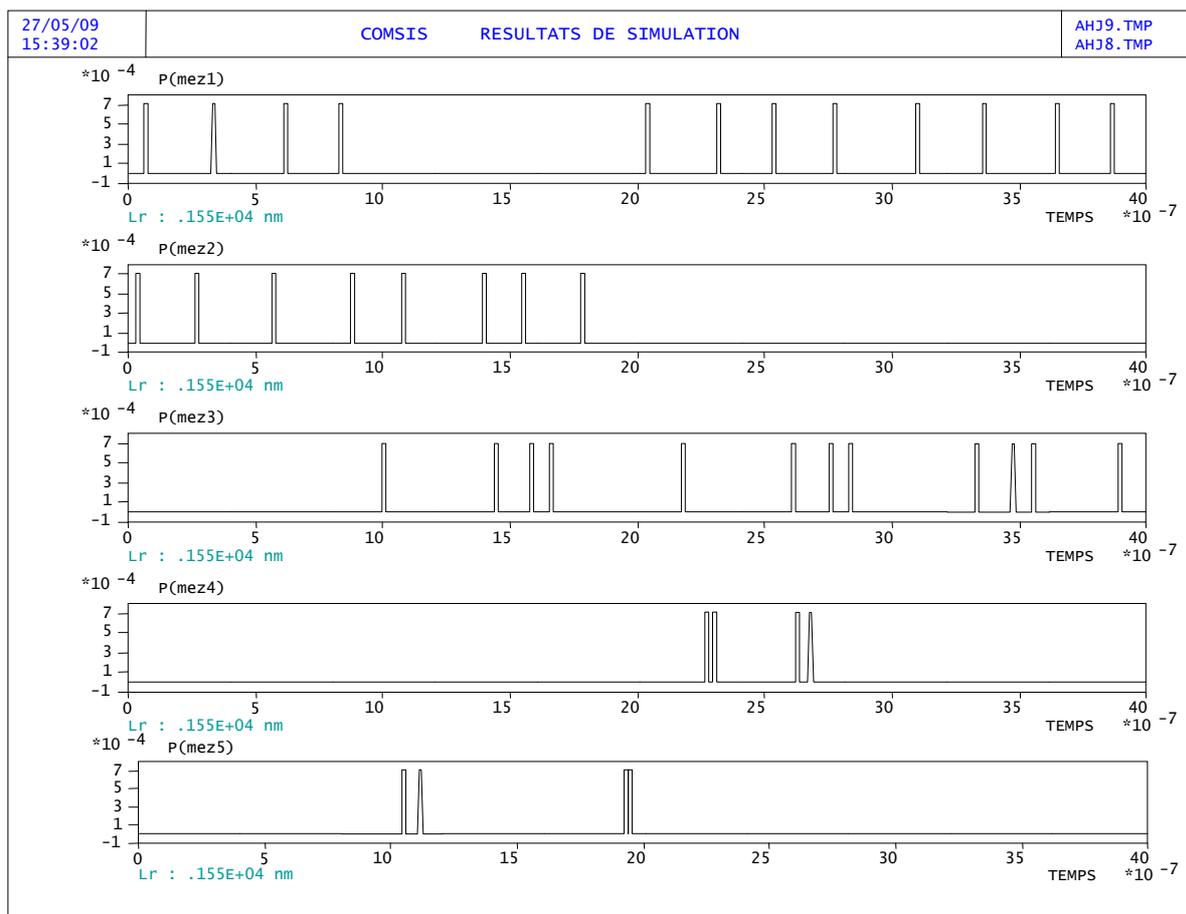


Figure III.35 : Les signaux sortants des Modulateur Externe (mez)_{1,5}

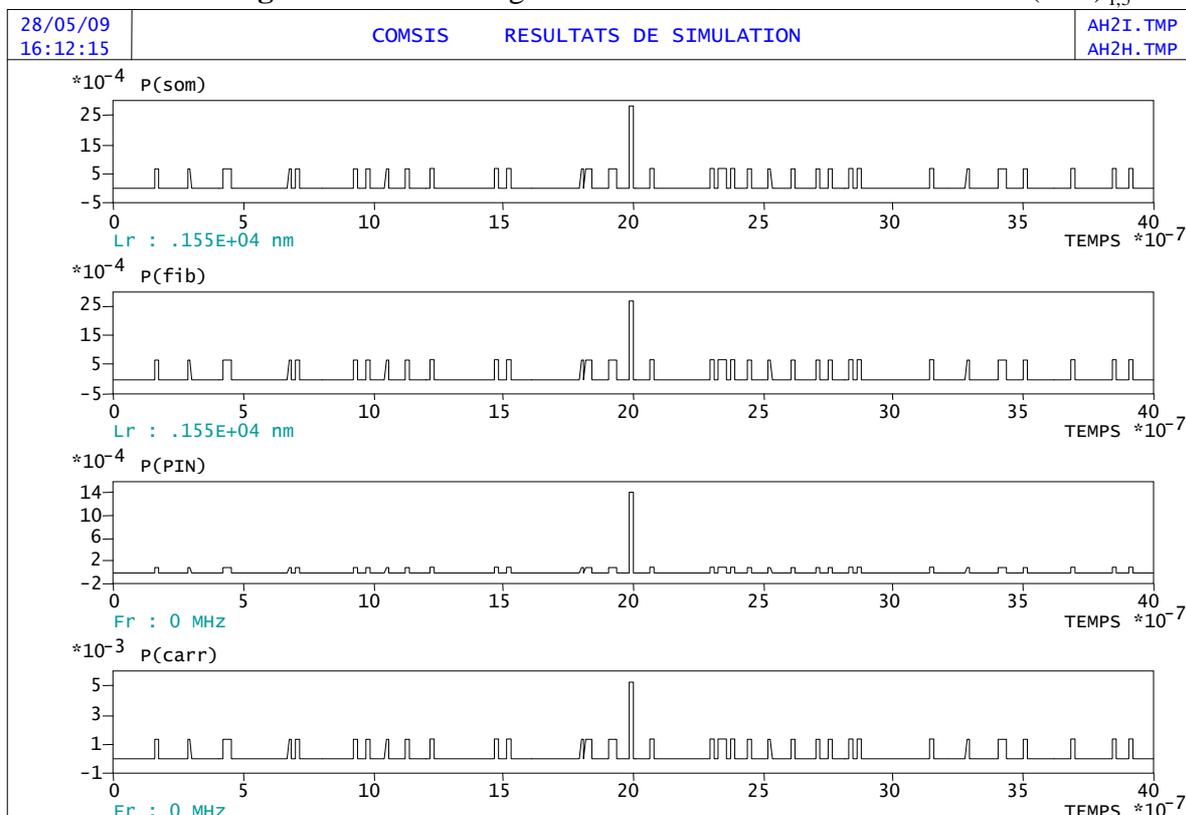


Figure III.36 : Les signaux à la sortie de sommateur, de la fibre, du PIN et de bloc «racine carrée»

La figure ci-dessus (Figure III.36) présente les signaux en sortie du bloc de sommation (SOM), de la fibre optique de longueur 1 Km du bloc de la photodiode PIN et du bloc «racine carrée» (CARR). A la sortie du bloc «CARR », nous obtenons des signaux prêts pour la détection.

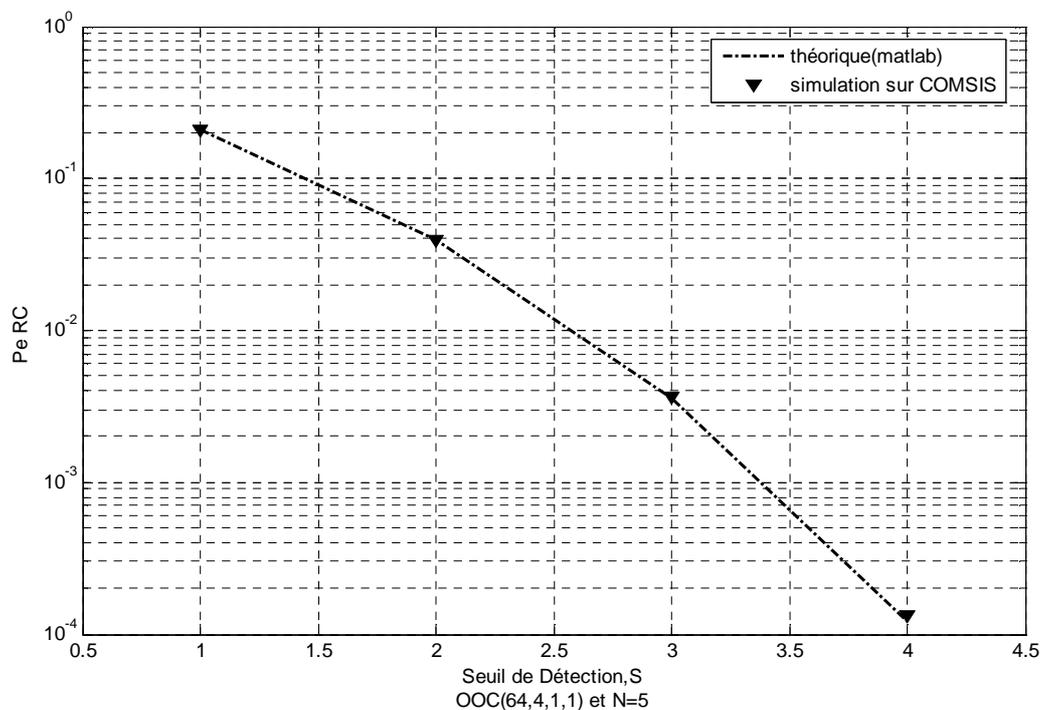


Figure III.37 : Le taux d'erreurs (TEB) d'une simulation sur COMSIS pour un RC avec des éléments optiques en fonction du seuil de détection S pour un code OOC (64,4,1,1), N=5, D= 1 Mbit/s.

La Figure III.37 représente la simulation sur COMSIS du taux d'erreurs (TEB) pour un système OCDMA à récepteur conventionnel RC en fonction du seuil de détection S pour le code OOC (64,4,1,1). Le nombre d'utilisateurs est N = 5.

Les résultats obtenus en simulation correspondent aux résultats théoriques, ce qui est normal car les éléments optiques ajoutés à la chaîne n'introduisent aucune limitation supplémentaire sur les performances de la détection. Ce résultat est confirmé lorsque le débit des données augmente. On va comparés le taux d'erreurs pour D = 1 Mbit/s et D = 155Mbit/s et aux résultats théoriques(Figure III.38).

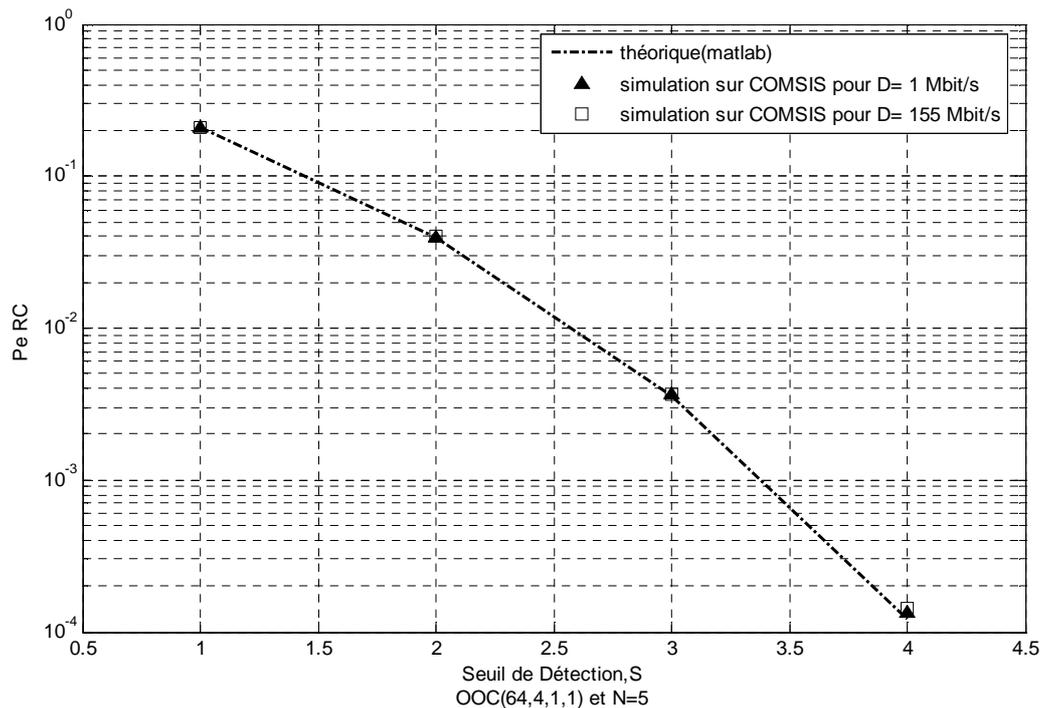


Figure III.38 : le taux d'erreurs (TEB) d'une simulation sur COMSIS pour un RC avec des éléments optiques en fonction du seuil de détection S pour un code OOC (64, 4, 1, 1), N=5, D= 155 Mbit/s.

On peut constater d'après la figure ci-dessus (Figure III.38) que pour avoir de bonnes performances d'une chaîne DS-OCDMA. Le débit maximal utilisé doit être égal à deux fois la bande passante divisé sur la longueur des codes à utiliser.

Pour la bande actuelle $B_s=5$ GHz et la longueur du code est de 64, donc on a le débit maximal est $D_{\max}=155$ Mbit/s .

On peut donc conclure au vu des résultats de la simulation, que la chaîne DS-OCDMA étudiée et modélisée dans le logiciel COMSIS peut être considérée comme une référence idéale pour des études ultérieures.

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre, on a entamé une simulation d'une liaison CDMA optique à séquence directe incohérente appliquée au domaine temporelle, pour un code OOC d'une longueur de 64 chips et de poids 4 pour cinq utilisateurs actifs.

Cette simulation est réalisée à l'aide de logiciel COMSIS qui donne la possibilité d'intégrer des blocs de code OOC, c'est l'un des atouts de ce logiciel. Cet avantage nous a permis de réaliser les blocs spécifiques au système DS-OCDMA, entre autre les blocs de code OOC. La méthode de génération de ces codes est décrite de façon détaillée dans le chapitre précédent.

Les résultats obtenus dans un premier temps concernent le taux d'erreurs (TEB), en utilisant la méthode d'évaluation de performances par la méthode Monté Carlo. Pour des récepteurs conventionnels avec et sans limiteurs optiques (RC) (RC-LO) .On utilise une liaison DS-OCDMA pour des composants idéals, ceci nous permet de valider les résultats de probabilité de taux d'erreurs données précédemment dans le deuxième chapitre.

L'étude du bloc d'émission et de réception liaison DS-OCDMA, nous permet de choisir le type de modulation externe basée sur l'utilisation d'un modulateur Mach Zehnder, qui répond à la contrainte de système, ainsi qu'à la fibre optique monomode G.652. À la fin, on évalue les performances d'une liaison DS-OCDMA, tenant en compte des composants optiques.

Les résultats de simulation permettent de considérer la liaison étudiée comme une liaison de référence pour des débits de donnée de 155 Mbit/s par utilisateur et un code OOC (64, 4, 1,1).

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

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

L'objectif de notre travail concerne l'évaluation des performances d'une liaison CDMA optique incohérent à séquence directe (DS-OCDMA) dont les données à transmettre sont étalées en temps. Les séquences de code utilisés dans cas sont des codes unipolaires quasi-orthogonaux, ce qui permet d'avoir des produits d'inter-corrélation non nuls. L'interférence d'accès multiple (IAM) représente une des principales limitations de la CDMA optique .

Dans un premier temps, on a commencé par une étude générale sur les différents types de réseaux de télécommunications optiques, ainsi que les différentes techniques de multiplexage utilisés (TDMA, FDMA, WDM...), puis les accès multiples appliqués aux communications optiques.

L'application de la CDMA optique pour un système cohérent et incohérent a été également présentée avec les différentes techniques de codage et de décodage des données dans le domaine électrique ou optique.

Dans une deuxième étape, une analyse théorique d'une liaison CDMA optique incohérente à séquence directe a été réalisée.

Pour un système optique cohérent, les deux familles de codes optiques unipolaires orthogonales les plus utilisés OOC (Optical Orthogonal Code) et PC (Prime Code) sont détaillés avec leur algorithmes de génération.

Différents types de récepteurs ont été étudiés dans le but de traiter de l'IAM dans la partie réception: le récepteur conventionnel (RC), le récepteur conventionnel avec limiteur (RC-LO), ainsi que le récepteur à annulation d'Interférences (SIC) et (PIC).

La présence de l'interférence d'accès multiples (IAM) à la réception nous conduit à faire une évaluation théorique de performance pour un récepteur conventionnel (RC) et un récepteur conventionnel avec limiteur (RC-LO)

On aborde au troisième chapitre la mise en œuvre et la simulation d'une liaison DS-OCDMA à l'aide du logiciel COMSIS, pour un code OOC de 64 chips de longueur et de poids quatre, pour cinq utilisateurs et un débit D .

Cette simulation nous a permis de valider et de comparer les résultats sur le taux d'erreur TEB obtenus au deuxième chapitre avec ceux trouvés avec COMSIS sachant que la chaîne de transmission DS-OCDMA ne possède que des composants idéaux .

L'application des deux types de modulation externe et directe nous a permis de voir son effet sur une liaison DS-OCDMA

L'objectif principal étant de définir une liaison de référence DS-OCDMA permettant de fixer le débit maximal et vérifiant les contraintes du système.

Comme perspectives de ce travail, c'est on peut citer l'effet de la dispersion chromatique de la fibre optique qui provoque l'étalement des impulsions en plus des interférences dues à l'interférence d'accès multiple (IAM).

D'autres effets doivent être pris en compte comme le bruit thermique et le bruit impulsif du photo-détecteur en réception.

Actuellement les travaux s'orientent essentiellement vers des systèmes CDMA hybrides ou bien vers des systèmes en 2 dimensions et utilisant un étalement dans le temps et en longueur d'onde.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] LORENZ Pascal « Télécommunications : architectures des réseaux et télécommunications », chap.1 : Support et modèle de communication, Paris : Ellipses, 2001, 189 pages.
- [2] Irène et Michel « Les Télécommunications par fibres optiques », Collection Technique et Scientifique des Télécommunications, Paris : Dunod et CNET-ENST, 1996.
- [3] BRUYERE Frank, « Le multiplexage en longueur d'onde dans les réseaux métropolitains », Revue des Télécommunications d'Alcatel, 1er trimestre 2002, pp. 27-32.
- [4] ABIVEN J., DUREL S., et PECOT A., « Quelles conditions dans le réseau d'accès pour un large déploiement du FTTH », L'écho des Recherches, 1997, Vol. II, n°168 - 169, pp. 3-12.
- [5] G.Kramer, G.Pesavento, "Ethernet passive optical network (EPON): building a nextgeneration optical access network" IEEE Communications Magazine, Vol 40, N° 2, pp:66 - 73 Feb. 2002.
- [6] A. Tanenbaum, «Réseaux», Dunod, juillet 1997, 3ème édition.
- [7] M.E.Merhic, "Coherent optical CDMA network", Journ. of Light. Tech., vol 11, n°56, pp 854-864, 1993.
- [8] J.A. Salehi, "Code division multiple access: Technique in optical fiber network – Part I: Fundamental principles", IEEE Trans. on Com., vol. 37, n°8, pp 824-833, aout 1989.
- [9] J.A. Salehi et al, "Code division multiple access: Technique in optical fiber network – Part II: Performance analyses", IEEE Trans. on Com., vol. 37, n°8, pp 834-842, 1989.

- [10] G. E. Town, K. Chan and G. Yoffe, « Design and performance of high-speed optical pulse-code generators using optical fiber Bragg gratings », *IEEE J. Select. Quantum Electron.* 5, pp 1325-1331, 1999
- [11] S. Kim, T. Eom, B. H. Lee and C. Park, « Optical temporal encoding/decoding of short pulses using cascaded long-period fiber gratings », *Opt. Express* 11, pp 3034-3040, nov 2003.
- [12] D. Zaccarin, M. Kavehrad, « An optical CDMA system based on spectral encoding of LED », *IEEE Photon. Technol. Lett.* 4, 479-482, avr.1993.
- [13] G. Pille, Y. Moreau, J. Galy, « WDM PHASAR pour la génération de m-séquences dans un système OCDMA spectral », *Proc. JNOG 2004*, pp 176-178, Paris (France), nov. 2004.
- [14] H. Fathallah, L. A. Rusch and S. LaRochelle, « Passive optical fast frequency-hop CDMA communications system », *J. Lightwave Technol.*, vol. 17, pp. 397-405, mar. 1999.
- [15] G-C. Yang and W.C. Kwong, « Performance Comparison of Multiwavelength CDMA and WDMA+CDMA for Fiber-Optic Networks », *IEEE Trans.on Comm.*, vol.45, N°11, nov. 1997.
- [16] P.A. Perrier and P.R. Prucnal, « Wavelength-division integration of services in fiber optic networks », *International J. of Analog and Digital Cabled Systems*, 1, n°3, pp 149-157, jan. 1988.
- [17] U. N. Griner and S. Arnon, «A Novel Bipolar Wavelength-Time Coding Scheme for Optical CDMA Systems », *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 16, No. 1, pp. 332-334, jan. 2004.
- [18] E. Park, A.J. Mendez and E.M. Gasmeiere, « Temporal/spatial optical CDMA networks: Design, demonstration and comparison with temporal network », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 4, pp. 1160–1162, oct. 1992.

- [19] C-C.Yang and J-F Huang, « Two-Dimensionnel M-Matrices Coding in Spatial/Frequency Optical CDMA Networks », IEEE Photonic Techn. Letters, vol 15, n°1, pp 168-170, jan. 2003
- [20] N. Saad, A. J.Vergonjanne, Y. Zouine, C. Aupetit-Berthelemot, J.P. Cances, and J.M. Dumas, « System Simulation of Optical Code Division Multiple Access (O-CDMA)Links », IASTED International Conference on Circuits, Signals, & Systems CSS 2003,pp. 213-219, 19-21 mai 2003, Cancun, Mexico.
- [22] N.Saad. Thèse Université de Limoges « Contribution à l'étude de l'application de latechnique CDMA aux systèmes de transmission optique » Mai 2005.
- [21] Andonovic, I.; Tancevski, L; “Incoherent optical code division multiple access systems” IEEE 4th International Symposium on Volume 1, 22-25 Sept. 1996 Page(s):424 – 430.
- [23] G. Cooper and R. Nettleton. A spread-spectrum technique for high capacity mobile communications. IEEE Trans. on Vehicular Technol., 27(4) :264–275, Apr. 1978.
- [24] A.A. Shaar and P.A. Davies. Prime sequence: quasi-optimal sequences for or channel code division multiplexing. Electronics Letters, 19(21) :888–890, Oct. 1983.
- [25] G.C. Yang and W.C. Kwong. Prime Codes with Applications to CDMA Optical and Wireless Networks. Artech House, 2002. ISBN : 1580530737
- [26] J.C.Zhang, “Flexible optical fiber CDMA network using strict OCC codes for multimedia broadcasting and distribution applications”, IEEE, Journ. on Trans. Broad, vol 45, n° 1, pp106-115, mars 1999.
- [27] T. Khattab and H. Alnuweiri. A greedy algorithm for deriving optical orthogonal codes using rejected delays reuse. IEEE Global Telecommunication Conference GLOBECOM, 4 :1942–1946, Dec. 2005.
- [28] H. Chung and P.V. Kumar. Optical orthogonal codes-new bounds and an optimal construction. IEEE Trans. on Inf. Theory, 36(4) :866–873, Jul. 1990.

- [29] Guu-Chang Yang, Wing C. Kwong, «Prime Codes with Applications to Optical and Wireless Networks », Artech House Publishers (février 2002) .
- [30] Y Zouine, N M Saad, C Goursaud, A Vergonj anne, C Aupetit-Berthelemot, J P Cances and J M Dumas, «The influence of the optical successive interference cancellation in the optical CDMA network », XVth International Symposium on Services and Local accessS 2004, 2 1-24 mar. 2004.
- [31] C Goursaud, N M Saad, Y Zouine, A Vergonjanne, C Aupetit-Berthelemot, J P Cances and J M Dumas, «Parallel multiple access interference cancellation in optical DSCDMA systems », Annals oftelecommunications, Vol. 59, n°9-10, sept-oct. 2004.
- [32] Jawad.A.Salehi and C. A. Brackett, «Code division multiple-access techniques in optical fiber networks - part II: Systems performance analysis,» IEEE Transactions on communications, vol. 37, pp. 834-842, Aug. 1989.
- [34] M. Azizoglu, Jawad.A.Salehi, and Y. Li, «Optical CDMA via temporal codes,» IEEE Transactions on Communications, vol. 40, pp. 1162-1170, Aug. 1992.
- [35] Jawad.A.Salehi, F. R. K. Chung, and V. K. Wei, «Optical orthogonal codes: Design, analysis, and applications,» IEEE Transactions on Information theory, vol. 35, pp. 595-605, mai 1989.
- [36] C. Le Brun, « COMSIS : Modeling of Component and Application to the Simulation of Optical Communication Systems », Applied Optics, Vol 37, n°26, pp 5059-6065.
- [37] S.B. WEINSTEIN, “Estimation of small probabilities by linearization of the tail of the probability function”, IEEE Transactions and Communications Technologies, Vol.COM-19, pp. 1149 – 1155, December 1971.
- [38] S.B. WEINSTEIN, “Theory and application of some classical and generalized asymptotic distributions of extreme values”, IEEE Transmission Information Theory, Vol. IT-19, March 1973.
- [39] A. J.Vergonjanne, C. Aupetit-Berthelemot, Y. Zouine, N. Saad, J.P. Cances et J.M.Dumas, « Simulation de réseaux d'accès optiques utilisant la technique CDMA :

Ingénierie signal et composant », Journée d'Etudes COSTO'04, Communications Optiques et Systèmes « Tout Optique » and Workshop of the IEEE Lasers and Electro- Optics Society French Chapter, ENSIL, GESTE,

[40] O.Lodge, «Electrical Signalling without Connecting-Wires », Proc. Phys. Soc. London 16, 58-61, 1997.

[41] ITU-T Recommendation G.983.1, Broadband Optical Access Systems Based on Passive Optical Networks (PON), oct. 1998.

[42] Y. Zouine, N.M. Saad, C. Aupetit-Berthelemot, A. Julien-Vergonjanne, J.P. Cances, and J.M. Dumas, « Analyse des performances de plusieurs structures d'émetteur pour un système CDMA optique à l'aide d'un simulateur système », JNOG, 12-14 nov 2003, Valence, France

ANNEXES

Annexe A: Racine primitive d'un nombre premier

On considère un nombre premier p , α est une racine primitive de p si les $(p-1)$ puissances de α modulo p et $(\text{mod } p)$ excepté 0 sont toutes différentes.

Exemple

$\alpha = 3$ est la racine primitive de $p = 7$, en effet les $p-1 = 6$ puissances de 3 (mod 7) s'écrivent :

$$3^0=1$$

$$3^1=3$$

$$3^2=9 \pmod{7} =2$$

$$3^3=27 \pmod{7} =6$$

$$3^4=81 \pmod{7} =4$$

$$3^5=243 \pmod{7} =5$$

Les puissances sont toutes différentes.

Le tableau ci-dessous présente les racines primitives α pour des nombre premiers p données

nombre premiers p	racine primitive α
2	1
3	2
5	2,3
7	3,5
11	2, 6, 7,8
13	2, 6, 7,11
17	3, 5, 6, 7, 10, 11, 12, 14,15
19	2, 3, 10, 14, 15, 16, 17
23	7, 8, 9, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20,21
29	2,5,6,8,9,10,11,13,14,18,19,22,23,24,25,26

Tableau A.1 : les racines primitives α des nombre premiers p

Annexe B : Corps de Galois

Pour qu'un espace F soit un corps, il doit satisfaire les lois mathématiques suivantes :

✚ Soit deux éléments a et b de F , leur somme $(a+b)$ et leur produit $(a.b)$ doit appartenir également à F .

✚ L'espace F doit posséder un neutre pour l'addition:

$$a + 0 = 0 + a = a$$

✚ L'espace F doit posséder un neutre pour la multiplication:

$$a \cdot 1 = 1 \cdot a = a$$

✚ Chaque élément de F doit posséder un inverse pour l'addition et pour la soustraction:

$$a + (-a) = (-a) + a = 0$$

$$a \cdot (a^{-1}) = (a^{-1}) \cdot a = 1$$

✚ La commutativité pour tout élément de F :

$$a + b = b + a$$

$$a \cdot b = b \cdot a$$

✚ L'associativité

$$a + (b + c) = (a + b) + c$$

$$a \cdot (b \cdot c) = (a \cdot b) \cdot c$$

✚ La distributivité

$$(a+b) \cdot c = (a \cdot c) + (b \cdot c)$$

Les deux corps les plus connus et les plus utilisés sont l'ensemble des réels et l'ensemble des complexes ce sont des corps possédant une infinité d'éléments.

On appelle corps de Galois tout corps possédant un nombre fini d'éléments. Pour tout nombre premier p , il existe un corps de Galois noté $GF(p)$ possédant $p-1$ éléments: $GF(p) = \{0, 1, \dots, p-1\}$ où l'addition et la multiplication sont effectuées modulo p ; et les éléments du corps sont des classes. Une classe est le reste de la division euclidienne d'un entier naturel par p .

Comme tout corps, le corps de Galois respecte la loi sur la multiplication: le produit doit appartenir au même ensemble que celui de départ.

- Exemple:

Dans un corps de Galois $\text{GF}(7)$:

$$[5.3]_7 = [15]_7 = 15 - 2 \times 7 = 1$$

$$[6.2]_7 = [12]_7 = 12 - 1 \times 7 = 5$$

Résumé

La technique de CDMA optique permet le partage des ressources et données dans les réseaux de télécommunications optiques de manière simultanée et asynchrone.

L'intérêt de la CMDA optique réside dans l'utilisation d'une large bande passante sur le support de transmission qui est la fibre optique.

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

Notre travail a pour objectif l'évaluation des performances d'une liaison CDMA optique incohérent à séquence directe (DS-OCDMA) en utilisant des codes optiques orthogonaux (OOC), et en traitant l'effet de l'interférence d'accès multiple (IAM).

Une étude détaillée sur les réseaux de télécommunications optiques a été menée, avec une description de la DS-OCDMA.

La mise en œuvre d'une liaison CDMA optique a été réalisée à l'aide du logiciel de simulation COMSIS avec une évaluation de ses performances.

MOTS CLES : COMSIS – Réseaux optique - CDMA optique - codes optiques orthogonaux (OOC) - DS-OCDMA-Interférence d'accès multiple (IAM).

Abstracts

The technique of optical CDMA allows the division of resources and data in the telecommunications networks optical, in a simultaneous and asynchronous way.

The interest of the optical CMDA is in the use of a broad band-width on the support of transmission which is the optical fiber.

The transmission of the data in an optical CDMA connection, can be introduce many limitations that the interference of multiple accesses (IAM), which is result by the products of inter correlation not nulls of the codes used.

In our work the objective is the evaluation of performance of an incoherent connection CDMA optical with direct sequence (DS-OCDMA) using the optical orthogonal codes (OOC), and treat the effect of the interference of multiple access (IAM).

A detailed study of the telecommunications networks optical was being done, with a description of DS-OCDMA.

The implementation of an optical connection CDMA was be realized by using the software of simulation COMSIS with an evaluation of its performances.

KEY WORD: COMSIS--Optical CDMA- Optical network-Optical Orthogonal Codes (OOC) - DS-OCDMA - interference of multiple accesses (IAM).

ملخص

تقنية CDMA البصرية

تسمح بتقاسم الموارد والبيانات في شبكات الاتصالات البصرية في وقت واحد وبشكل متزامن

فائدة استعمال CDMA البصرية

تتمثل في استخدام عرض النطاق الترددي بشكل واسع على طول الناقل المستعمل الذي هو الألياف البصرية إلى العمل الذي قمنا به بهدف تقييم أداء الرابطة DS-OCDMA بصري غير متجانس ذو تسلسل مباشر يستعمل شفرات

بصرية متعامدة (OOC)، مع ذلك قمنا بدراسة أثر التداخل بالوصول المتعدد (IAM)

دراسة شاملة لشبكات الاتصالات البصرية تم القيام بها مع شرح مفصل لتقنية DS-OCDMA

وضع تطبيقي لرابطة DS-OCDMA بصري غير متجانس ذو تسلسل مباشر تم إنجازه بمساعدة برنامج المحاكاة

COMSIS مع تقييم أداء لهذا الرابطة (DS-OCDMA)

مصطلحات : COMSIS –CDMA البصرية

شبكات الاتصالات البصرية -DS-OCDMA – شفرات بصرية متعامدة (OOC) -أثر التداخل بالوصول المتعدد

(IAM)