

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé

Faculté des Sciences

Laboratoire UMOP/GESTE/CNRS FRE2701

Année : 2005

Thèse N° : 16-2005

THESE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : Télécommunications des Hautes Fréquences et Optiques

Présentée et soutenue par

Naufal M. SAAD

Le mardi 3 mai 2005

Contribution à l'étude de l'application de la technique CDMA aux systèmes de transmission optique

Directeurs de thèse : Anne JULIEN-VERGONJANNE et Jean-Michel DUMAS

Jury :

Président :

BUREL G.

Professeur à l'Université de Brest

Rapporteurs :

SAOUDI S.

Professeur à l'ENST Bretagne

MOREAU Y.

Professeur à l'Université Montpellier II

Examineurs :

DUMAS J.M.

Professeur à l'ENSIL, Université de Limoges

JULIEN-VERGONJANNE A.

Maître de Conférences à l'ENSIL, Université de Limoges

CANCES J.P.

Maître de Conférences à l'ENSIL, Université de Limoges

AUPETIT-BERTHELEMOT C.

Maître de Conférences à l'ENSIL, Université de Limoges

GUIGNARD P.

Ingénieur à France Télécom R&D/RESA, Lannion

SOMMAIRE

Introduction Générale	1
Chapitre 1 :L'Accès Multiple par Répartition de Code (AMRC ou CDMA « Code Division Multiple Access »)	7
1. Introduction	11
1.1. L'Accès Multiple	11
1.2. Accès Multiple dans les Systèmes de Communications Optiques	12
1.2.1. Accès Multiple par Répartition de Temps en Optique	13
1.2.1.1. La technique OTDM	13
1.2.1.2. La technique ETDM	15
1.2.2. Accès Multiple par Répartition en Longueur d'Onde	17
2. Accès Multiple par Répartition de Code en Optique (OCDMA)	20
2.1. OCDMA temporel [12 – 19]	22
2.2. OCDMA Spectral [20 – 24]	24
2.3. OCDMA Hybride ou (WDMA + CDMA) et OCDMA en 2D	26
3. Conclusion : Système étudié	29
Chapitre 2 :Système OCDMA à Séquence Directe (DS-OCDMA)	35
1. Introduction	41
2. Présentation de la Partie Emission	42
3. Les différentes familles de codes temporels unipolaires	46
3.1. Les codes OOC	46
3.1.1. Description des codes OOC ($L, W, h_a=h, h_c=h$)	47
3.1.2. Exemple de construction de code ($h_a=h_c=1$)	50
3.1.3. Méthode simplifiée de construction des codes OOC ($L,W, h_a=h_c=h=1$)	54
3.1.3.1. Exemple pour un code de poids pair	55
3.1.3.2. Exemple pour un code de poids impair	58
3.2. Les Codes Premiers ou « Prime Code »	59
3.3. Codes Premiers Etendus (EPC)	62
4. Présentation de la partie réception	64
4.1. Récepteur Conventionnel (RC)	64
4.2. Récepteur Conventionnel avec Limiteur	68
4.3. Récepteur à annulation d'Interférences	69
4.3.1. Annulation Série	70
4.3.2. Annulation Parallèle	72

5. Analyse théorique d'un système DS-OCDMA Synchron	74
5.1. Récepteur Conventionnel (RC) [2,3]	74
5.2. Récepteur conventionnel avec limiteur optique (RC-LO)	81
5.3. Récepteur à Annulation Série d'Interférence (RASI)	89
5.3.1. Cas d'une annulation série	89
5.3.2. Cas de deux annulations série	93
5.3.3. Cas de k annulations série	97
5.3.4. Performances du récepteur RASI en fonction de L, W, N	100
6. Conclusion	103
Chapitre 3 : Simulation d'un Système DS-OCDMA Synchron	107
1. Introduction	115
2. Simulation Numérique	115
2.1. Simulation d'un Récepteur Conventionnel	116
2.2. Simulation d'un récepteur conventionnel avec limiteur	116
2.3. Simulation d'un Récepteur à Annulation en Série	117
3. Simulation système (logiciel COMSIS)	122
3.1. Introduction	122
3.2. Réalisation du bloc de codes OOC(L,W,1,1)	122
3.2.1. Eléments de Programmation	122
3.2.2. Procédure d'intégration du bloc de code OOC	124
3.2.3. Exemple du code OOC (64,4,1)	125
3.3. Application : Simulation d'une chaîne DS-OCDMA	128
3.3.1. Description d'une chaîne idéale (sans éléments optiques)	128
3.3.1.1. Simulation d'un chaîne idéale	134
3.3.1.2. Le calcul du taux d'erreur	135
3.3.2. Simulation d'une chaîne idéale avec un RC-LO (sans éléments optiques)	136
3.3.3. Prise en compte des éléments optiques dans la chaîne idéale	138
3.3.3.1. Modulation	139
3.3.3.1.1. Modulation Directe	140
3.3.3.1.2. Modulation Externe	143
3.3.3.1.3. Comparaison des modulations directes/externes	149
3.3.4. La Fibre	156
3.3.5. La photodiode	158
3.3.6. Description d'une chaîne idéale avec des éléments optiques	160
4. Conclusion	166

<i>Conclusion Générale et Perspectives</i>	169
<i>Annexes</i>	173
<i>BIBLIOGRAPHIE DE L'AUTEUR</i>	193
<i>Glossaire</i>	197

Introduction Générale

L'étalement de spectre est un moyen d'accès multiple utilisé pour les systèmes de radiotéléphonie cellulaire de 3^{ème} génération (IS95 aux Etats-Unis, UMTS en Europe).

Son application aux systèmes optiques a été envisagée dans le cadre des réseaux d'accès du futur à l'horizon 2010-2015. Le modèle de référence pour l'accès (PON) a pour caractéristiques principales : un taux de partage allant jusqu'à 32, une portée d'environ 20 kms, un débit par utilisateur au minimum de 155 Mbit/s et pouvant aller jusqu'au Gbit/s.

Pour répondre à ces spécifications et notamment à la montée en débit, un opérateur de télécommunications doit déployer une infrastructure optique au plus proche de l'abonné dans le réseau d'accès selon différents scénarii (FTTCab, FTTC, FTTB ou FTTH).

C'est dans ce contexte qu'est étudié le CDMA, technique de partage de ressources à l'instar du TDMA ou du WDMA, permettant de discriminer de façon simple les utilisateurs entre eux en leur attribuant un code.

Le CDMA appliqué à l'optique a fait l'objet de nombreuses études théoriques depuis une vingtaine d'années.

Les solutions les plus souvent abordées concernent les systèmes optiques incohérents et asynchrones. La nature du système dans ce cas, détruit partiellement l'orthogonalité des codes d'étalement habituellement utilisés et rend inévitable la présence de produits d'inter-corrélation plus connus sous le nom d'Interférence d'Accès Multiple (IAM). Leur présence se traduit par une augmentation des erreurs et donc une dégradation des performances.

D'autre part, les débits de transmission de l'ordre de 155 Mbit/s rendent inutilisables les moyens classiques de détection multi-utilisateurs envisagés pour les réseaux cellulaires.

De telles spécifications en débit, nombre d'utilisateurs, taux d'erreur (10^{-9}) nécessitent donc de « ré-inventer » les réseaux d'accès optiques en termes de fonctions micro-optoélectroniques et de traitement du signal.

De plus, pour que les solutions étudiées soient réalisables et se démarquent des autres technologies, il faut tenir compte de la notion de coût.

L'étude présentée dans ce document de thèse est une étude exploratoire sur l'application du CDMA aux systèmes optiques.

L'objectif est de réaliser l'étude théorique d'une solution en codage temporel et de mettre en œuvre par la simulation système (logiciel COMSIS) une chaîne CDMA Optique de référence

nécessaire pour l'étude d'un modèle réaliste tenant compte à la fois des traitements des données et des limitations des composants optiques et électroniques.

Une telle démarche transverse composant-signal, doit conduire à évaluer les potentialités de la technique CDMA comparativement aux autres techniques, pour les futurs réseaux d'accès haut-débit en associant les différentes contraintes, performances et coût de réalisation.

Après un premier chapitre présentant un résumé des différentes possibilités d'implantation de la technique CDMA aux systèmes optiques, le deuxième chapitre est consacré à l'étude d'un système Optique CDMA à Séquence Directe, où l'étalement des données est temporel.

Deux grandes familles de codes temporels optiques parmi les plus utilisées (OOC et PC) sont décrites. Les séquences de code correspondantes sont générées.

La méthode conventionnelle de détection du signal destinataire lorsque plusieurs utilisateurs partagent le canal optique est présentée dans un cas synchrone idéal. Pour un tel système, la limitation des performances n'est due qu'à la présence des autres utilisateurs ; c'est l'Interférence d'Accès Multiple (IAM).

Pour limiter l'effet de l'IAM, on peut placer un limiteur optique avant la détection conventionnelle. Ce type de récepteur est étudié, et ses performances théoriques sont comparées à celles du récepteur conventionnel sans limiteur, notamment en terme de longueur de code nécessaire pour une performance et un nombre d'utilisateurs donnés.

Afin d'améliorer les résultats, c'est-à-dire diminuer la longueur du code de manière à s'approcher de solutions intégrales par rapport aux performances des composants électroniques et optoélectroniques existants, la fin du chapitre est consacrée à l'étude de la réception par annulation d'interférence. Elle peut s'effectuer par deux types de structures : parallèle ou série. L'analyse théorique complète est menée dans le cas de l'annulation série. Le calcul de la probabilité d'erreur est développé et montre une amélioration importante des contraintes sur la longueur du code, obtenue cependant au détriment de la complexité du récepteur.

Pour valider les études théoriques du chapitre 2, des simulations en langage C sont réalisées et présentées dans le chapitre 3. Puis, la simulation système de la chaîne de référence par le logiciel COMSIS est abordée.

La chaîne optique OCDMA mise en œuvre est une liaison de 5 utilisateurs transmettant un débit D , codés par des codes d'étalement temporels de type OOC de longueur 64 et de poids 4. Le débit total émis dans la fibre est $(64D)$.

La simulation système est réalisée dans un premier temps sans composants optiques afin de valider les blocs de traitement du signal optique (codage, décodage).

Les blocs fonctionnels de modulation, transmission (fibre optique) et réception (photodétecteur) sont insérés avec des caractéristiques de fonctionnement idéales.

La simulation permet de valider la chaîne de référence pour des débits $D = 1$ Mbit/s et $D = 100$ Mbit/s.

Ce travail va permettre, lors d'études ultérieures, de tenir compte de l'ensemble des composants électroniques et optiques de la chaîne afin d'étudier la possibilité d'implantation réaliste du CDMA sur l'optique.

*Chapitre 1 : L'Accès Multiple par Répartition
de Code (AMRC ou CDMA « Code Division
Multiple Access »)*

SOMMAIRE

1. Introduction	11
1.1. L'Accès Multiple	11
1.2. Accès Multiple dans les Systèmes de Communications Optiques	12
2. Accès Multiple par Répartition de Code en Optique (OCDMA).....	20
2.1. OCDMA temporel [12 – 19].....	22
2.2. OCDMA Spectral [20 – 24].....	24
2.3. OCDMA Hybride ou (WDMA + CDMA) et OCDMA en 2D.....	26
3. Conclusion : Système étudié	29

FIGURES

<i>Figure 2-1 : La technique d'accès multiple FDMA</i>	11
<i>Figure 2-2 : La technique d'accès multiple TDMA</i>	12
<i>Figure 2-3 : La technique d'accès multiple CDMA</i>	12
<i>Figure 2-4 : Système d'émission optique OTDM pour N utilisateurs</i>	13
<i>Figure 2-5 : Le Système de Multiplexage OTDM pour 4 utilisateurs</i>	14
<i>Figure 2-6 : La Réception du Système OTDM</i>	15
<i>Figure 2-7 : L'Emission du Système ETDM pour N utilisateurs</i>	16
<i>Figure 2-8 : La Réception du Système ETDM</i>	16
<i>Figure 2-9 : L'Emission du système WDMA pour N utilisateurs</i>	17
<i>Figure 2-10 : Le filtrage optique à la réception</i>	18
<i>Figure 2-11 : La réception du système WDMA pour N utilisateurs</i>	18
<i>Figure 2-12 : Réseau OCDMA</i>	20
<i>Figure 2-13 : Codeur temporel OCDMA à ligne à retard</i>	23
<i>Figure 2-14 : Codage par Fibre à Réseaux de Bragg</i>	24
<i>Figure 2-15 : Codage Spectral OCDMA</i>	25
<i>Figure 2-16 : OCDMA en 2D</i>	27
<i>Figure 2-17 : Codeur 2D « fréquence-espace »</i>	27

1. Introduction

1.1. L'Accès Multiple

L'accès multiple est une manière efficace de partager les ressources de communication en temps et en bande passante pour augmenter la capacité d'un réseau de communication en nombre d'utilisateurs. Cette technique de partage doit être mise en œuvre sans créer d'interférences nuisibles aux performances des systèmes. La condition nécessaire pour éviter les interférences d'accès multiple (IAM) est l'orthogonalité entre les signaux des différents utilisateurs.

Les recherches menées depuis de nombreuses années permettent de distinguer plusieurs systèmes d'accès multiple [1] :

- accès multiple en temps (AMRT « Accès Multiple par Répartition de Temps » ou TDMA « Time Division Multiple Access)
- accès multiple en fréquence (AMRF « Accès Multiple par Répartition de Fréquences » ou FDMA « Frequency Division Multiple Access)
- et la technique d'accès multiple la plus récente, par l'utilisation de séquences de code (AMRC ou CDMA).

La technique FDMA a été la première méthode développée et utilisée dans les systèmes de téléphonie analogique [2]. Pour ce type d'accès multiple, une bande de fréquence est allouée à chaque utilisateur (Figure 1-1). L'ensemble est juxtaposé et transmis sur un même canal de transmission. En réception, un filtre sélectif accordé sur la bande de fréquence de l'utilisateur désiré permet de récupérer les données.

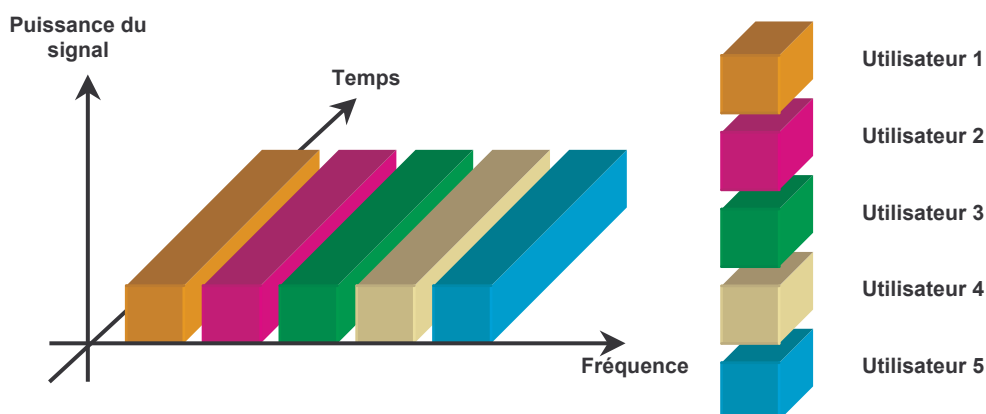


Figure 1-1 : La technique d'accès multiple FDMA

La méthode TDMA est basée sur la répartition des ressources en temps. Les utilisateurs partagent la même bande passante et émettent les données à transmettre dans les différents intervalles de temps ou « slot » qui leur sont alloués (Figure 1-2). Le récepteur effectue l'opération de démultiplexage pour récupérer les données.

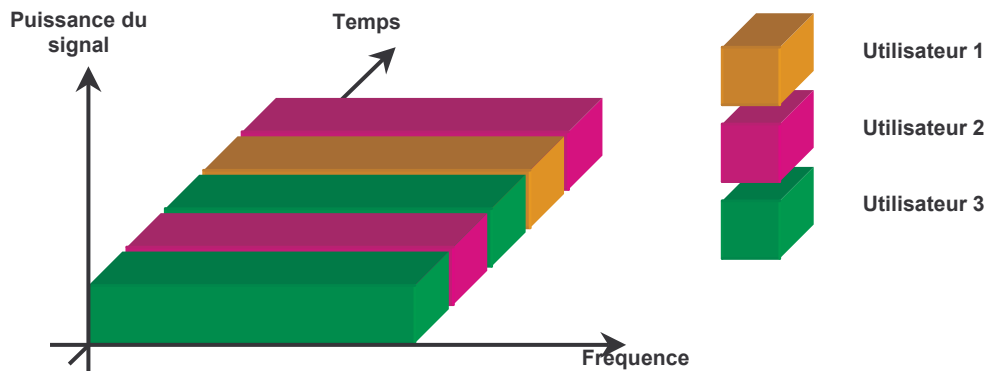


Figure 1-2 : La technique d'accès multiple TDMA

Avec la méthode CDMA (Figure 1-3), tous les utilisateurs ont accès simultanément à la totalité de la bande, ils sont distingués à la réception grâce à des codes distincts pour chacun d'entre eux. Cette technique permet de multiplexer des informations sur un seul support de manière synchrone ou asynchrone.

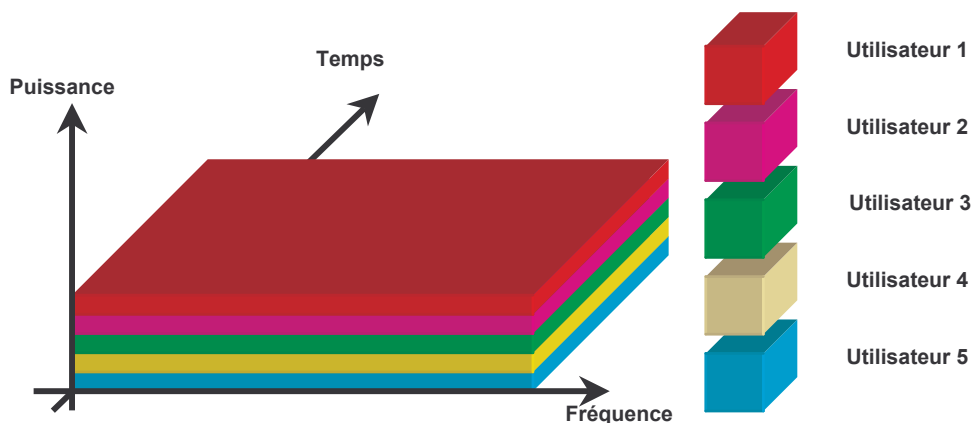


Figure 1-3 : La technique d'accès multiple CDMA

1.2. 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 [3,4]. On distingue ainsi :

⇒ l'AMRT en Optique ou OTDMA (Optical Time Division Multiple Access)

⇒ l'AMRL (Accès Multiple par Répartition en Longueur d'Onde) ou WDMA (Wavelength Division Multiple Access)

1.2.1. 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.

1.2.1.1. La technique OTDM

La technique OTDM consiste à multiplexer en temps des trains d'impulsions optiques de manière purement optique. Le système OTDM (Figure 1-4) est constitué à l'émission 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 :

$$D = 1/T_b \ll 1/T_c.$$

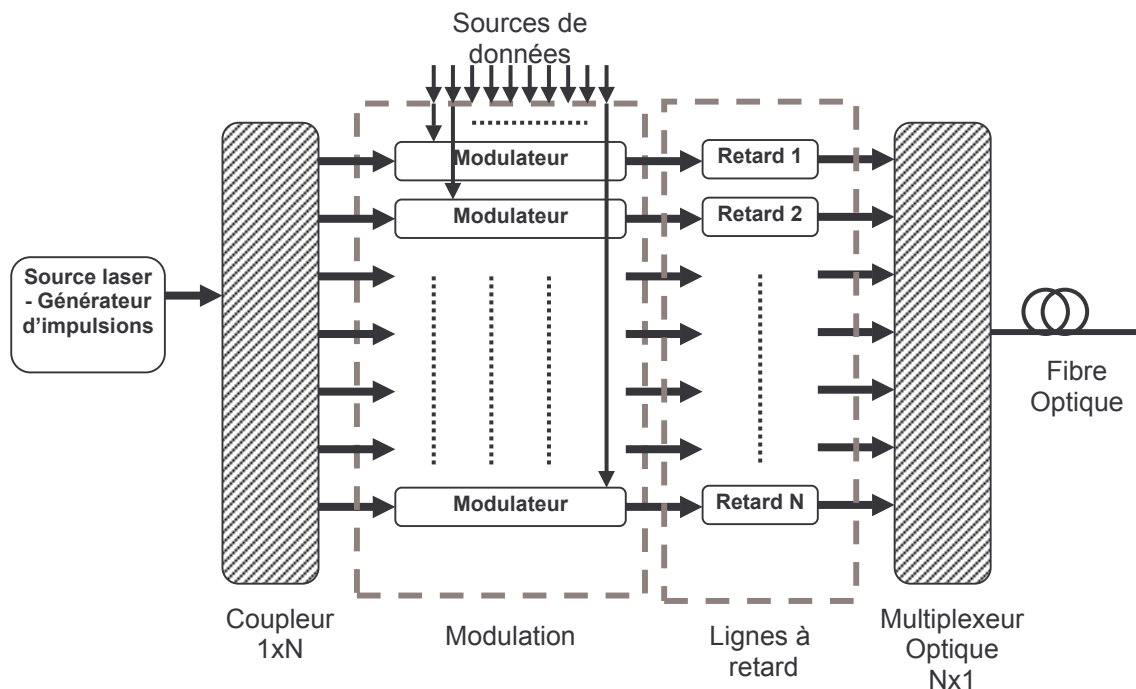


Figure 1-4 : Système d'émission optique OTDM pour N utilisateurs

Pour un système à N utilisateurs, les trains optiques en sortie des modulateurs sont décalés en temps et multiplexés en un train optique unique de débit $R = N \times D$ Bit/s envoyé dans le milieu de transmission, la fibre optique.

Par exemple pour un système de $N=4$ utilisateurs de débit 10 Mbit/s (Figure 1-5), on peut obtenir en sortie un multiplex temporel tel que le débit à l'entrée de la fibre est 40 Mbit/s. La source laser doit émettre au débit D , des impulsions ultracourtes de largeur :

$$T_c = \frac{1}{40 \cdot 10^6} = 25ns.$$

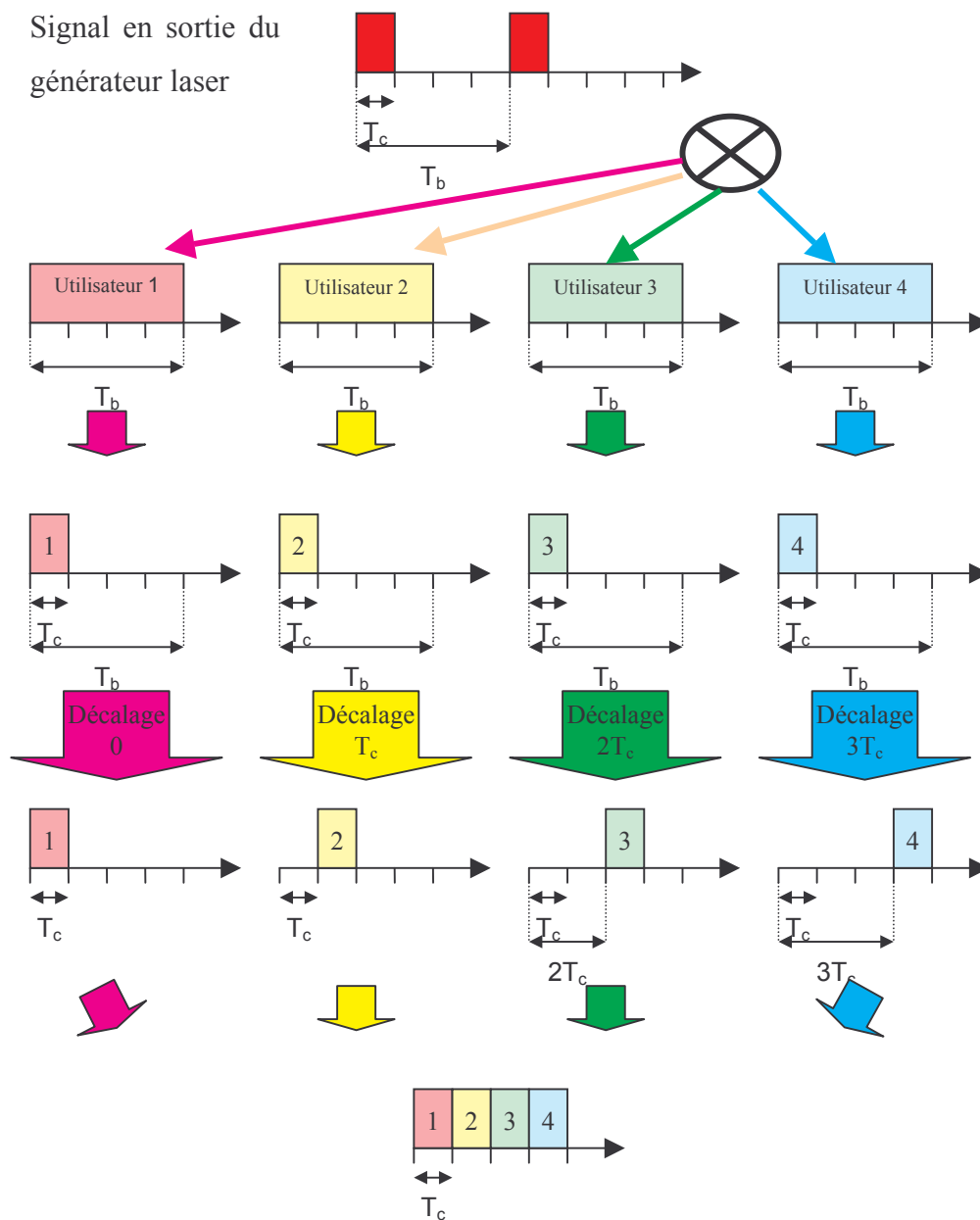


Figure 1-5 : Le Système de Multiplexage OTDM pour 4 utilisateurs

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 1-6).

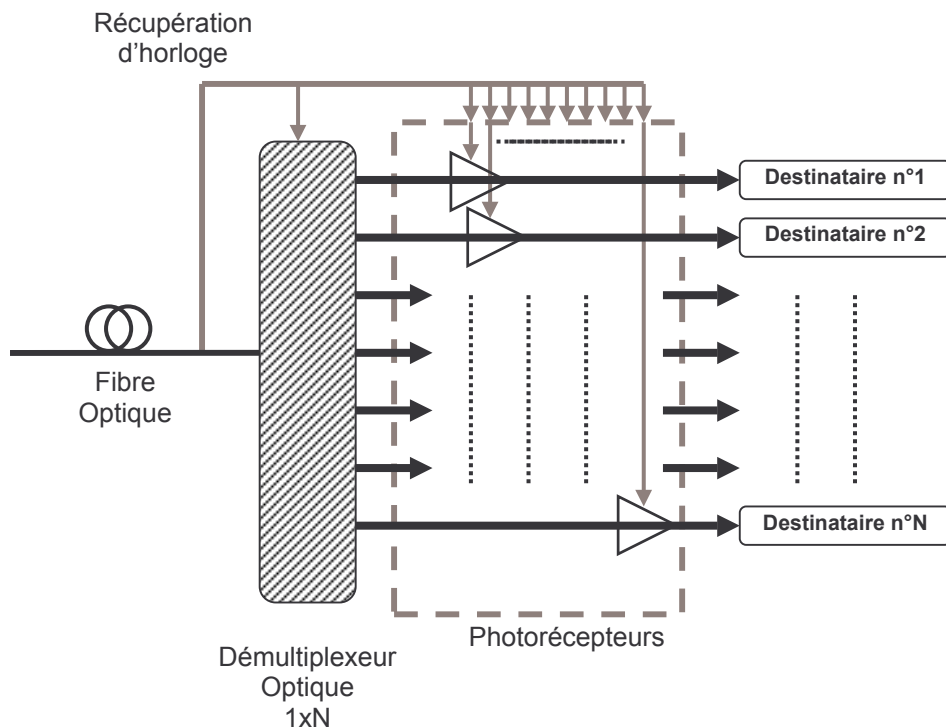


Figure 1-6 : La Réception du Système OTDM

1.2.1.2. La technique ETDM

Dans la technique ETDM, le multiplexage des données électriques à transmettre s'effectue à l'aide de dispositif électroniques. Le signal de sortie du multiplexeur est appliqué à l'entrée d'un modulateur optique qui permet la transmission sur la fibre optique (Figure 1-7).

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.

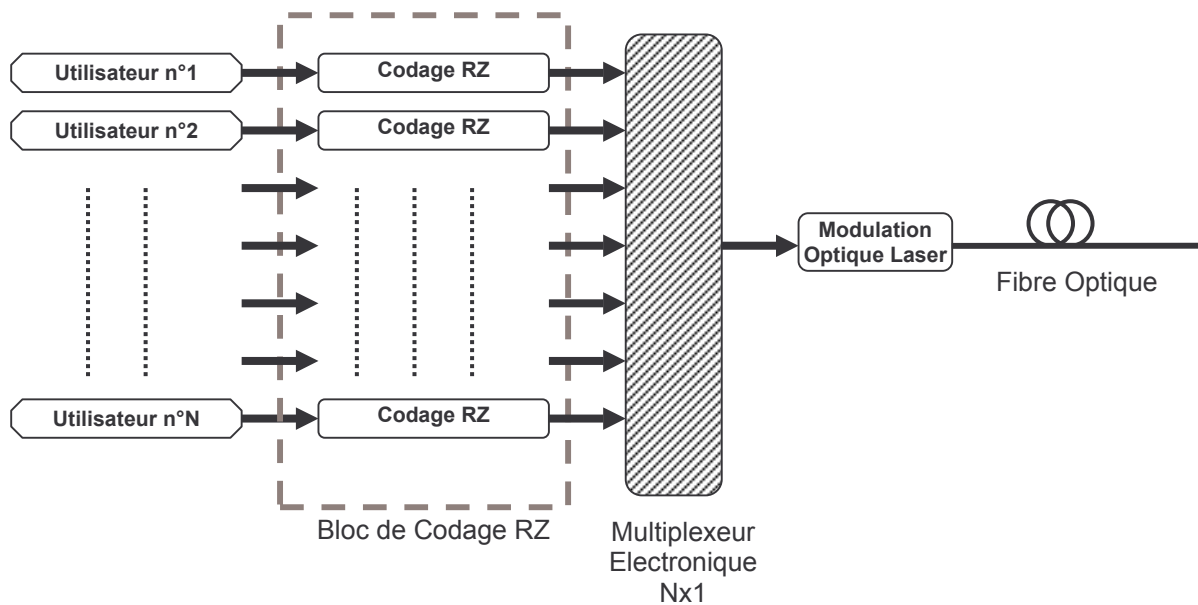


Figure 1-7 : L'Emission du Système ETDM pour N utilisateurs

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

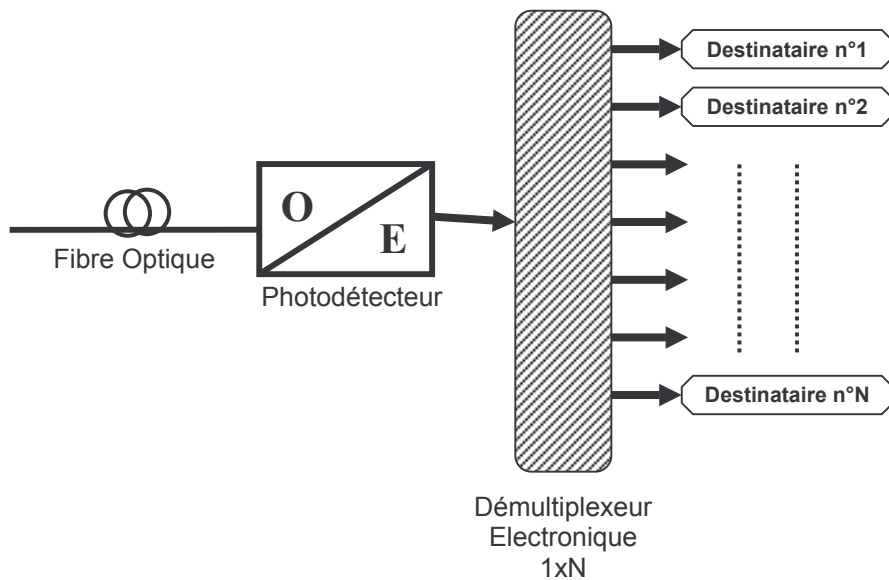


Figure 1-8 : La Réception du Système ETDM

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) [3] et dans les réseaux locaux (Local Area Network ou LAN) qui relie de nombreux points d'accès.

1.2.2. Accès Multiple par Répartition en Longueur d'Onde

Avec la mise au point de nouveaux types de fibres (par exemple la fibre monomode) dans les années 1980, la transmission de signaux optiques à différentes longueurs d'onde sur la même fibre a été rendu possible. La technique WDMA permet ainsi l'utilisation optimale de la bande passante optique (~25THz).

Les données électriques de chaque utilisateur sont appliquées à l'entrée de modulateurs optiques émettant à des longueurs d'onde différentes (Figure 1-9). Les signaux en sortie des modulateurs sont multiplexés et émis sur la fibre. Le débit total sur la fibre est la somme des débits de chaque utilisateur.

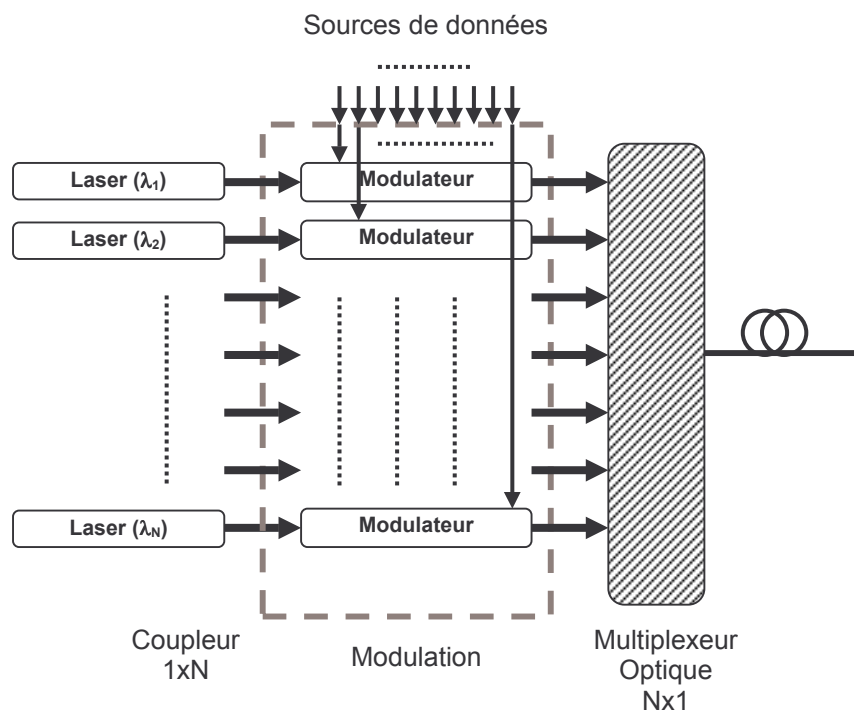


Figure 1-9 : L'Emission du système WDMA pour N utilisateurs

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 (Figure 1-10). Une photodiode permet d'effectuer la conversion optique-électrique (Figure 1-11).

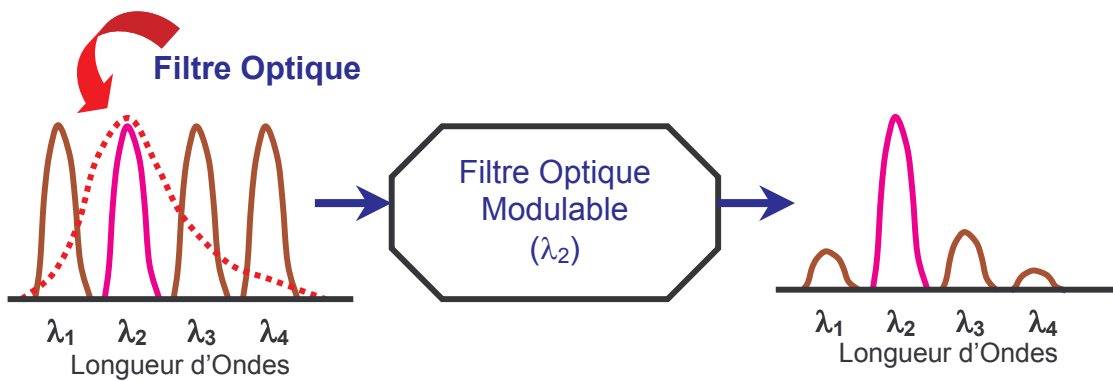


Figure 1-10 : Le filtrage optique à la réception

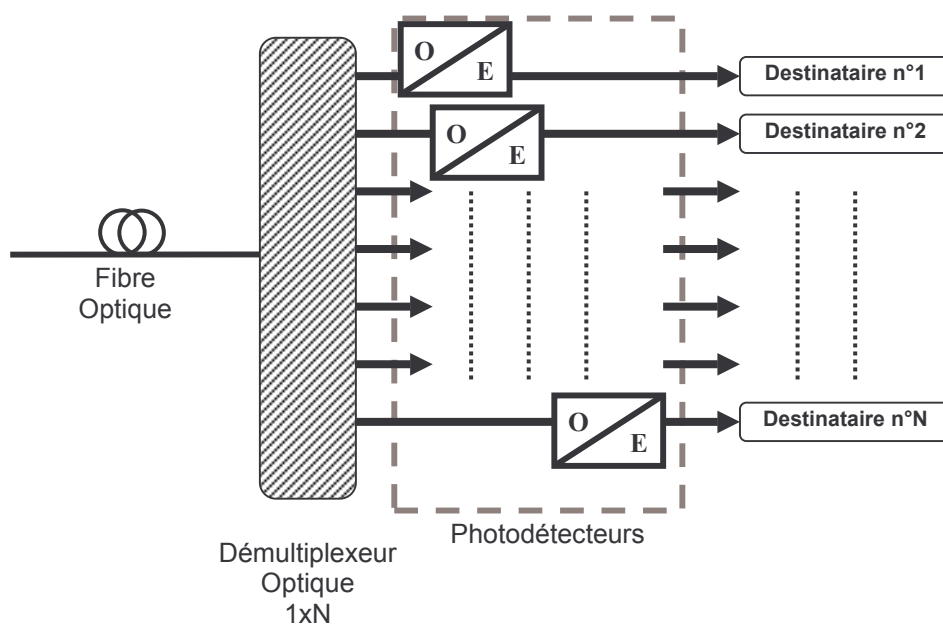


Figure 1-11 : La réception du système WDMA pour N utilisateurs

La plage normalisée des longueurs d'onde (norme ITU-T G692 [5]) est comprise entre 1530 et 1565nm avec un espacement de 1,6nm ou 0,8nm. L'évolution de la technique WDM est appelée DWDM (« Dense » WDM). L'espacement devient alors inférieur à 0,8nm (0,4nm ;0,2nm) et permet d'obtenir plus de longueurs d'onde.

Les facteurs limitatifs de cette technique sont : la capacité de générer les porteuses optiques adéquates, la transmission des données correctes sur des distances acceptables, le débit requis pour chaque canal et le système de modulation utilisé.

Cette technique d'accès est utilisée dans les réseaux étendus (Wide Area Network ou WAN) caractérisés par des transmissions à haute capacité, sur de grandes distances et entre un faible nombre de points d'accès [3]. Elle est également de plus en plus utilisée dans les réseaux métropolitains MAN.

Avec l'accroissement de la demande en débit notamment pour des applications dans les réseaux d'accès de type LAN (télévision haute définition, vidéo en temps réel,...), les réseaux de communication sont soumis à plusieurs contraintes :

- ⇒ sur la bande passante : du kbit/s à plusieurs Gbit/s
 - ⇒ sur la qualité et la fiabilité : taux d'erreur de 10^{-3} à 10^{-12}
 - ⇒ sur la flexibilité : différenciation des services entre les utilisateurs, reconfigurabilité, ...
 - ⇒ sur la sécurité
- etc...

Pour répondre à l'évolution des services, les opérateurs de télécommunication font appel à différentes technologies et déploient une infrastructure en fibre optique dans le réseau d'accès pour accéder aux débits requis.

La technique CDMA, largement utilisée dans le domaine radiofréquence est une méthode flexible d'accès multiple au sens partage des ressources.

Cette technique a donc été envisagé comme méthode d'accès multiple, alternative aux autres technologies TDMA et WDMA, dans le cadre des futurs réseaux optiques d'accès haut-débit définis par la norme FSAN/B [5 – 10].

Nous présentons un résumé des différentes approches menées depuis le milieu des années 80 pour l'application du CDMA aux systèmes de transmission Optiques.

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

Le CDMA Optique est basé sur les mêmes concepts de base que le CDMA radiofréquence : à chaque utilisateur transmettant des données à travers le canal (ici fibre optique) est alloué une séquence signature ou code qui permet d'identifier le récepteur destinataire.

Parmi les avantages que peut amener cette technique appliquée à l'optique, on peut citer :

- ⇒ un accès simultané et aléatoire au réseau sans nécessité de synchronisation
- ⇒ une flexibilité pour le routage de l'information donc des protocoles simplifiés
- ⇒ une sécurité inhérente au codage CDMA

Un réseau Optique CDMA est généralement constitué de N paires émetteurs-récepteurs (Figure 1-12)

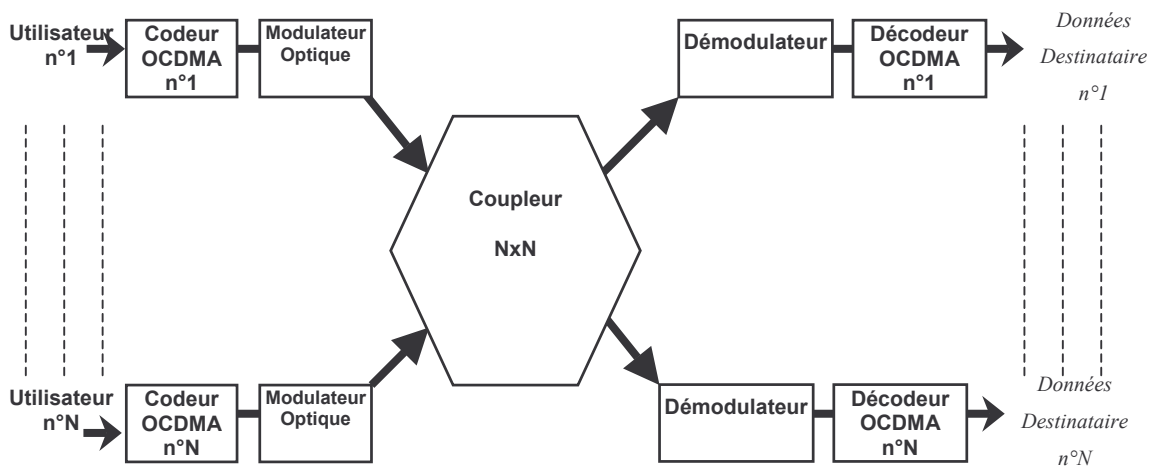


Figure 1-12 : Réseau OCDMA

Les données à transmettre et 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.
- ⇒ soit 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.

Que les réseaux soient « tout-optique » ou partiellement optiques, la manipulation des signaux peut s'envisager soit de manière cohérente, soit de manière incohérente.

Dans une approche cohérente, les caractéristiques du signal optique mesuré sont l'amplitude et la phase. Il est donc nécessaire et coûteux de disposer d'un oscillateur local synchronisé à la fréquence optique en réception.

L'onde lumineuse pouvant être positive ou négative, l'étalement des données peut s'effectuer en utilisant des codes bipolaires comme en radiofréquence.

Mais la plupart des études sur le CDMA Optique portent sur les systèmes incohérents, beaucoup plus simples et donc moins coûteux. Ils sont généralement basés sur un schéma de modulation appelé « IM-DD » (Intensity Modulation – Direct Detection) et c'est l'intensité lumineuse, quantité positive, qui est la caractéristique mesurée du signal optique. Les codes bipolaires ne peuvent plus être utilisés. On utilise des codes unipolaires quasi-orthogonaux.

De nombreux travaux ont été consacrés à la définition et à la génération de codes unipolaires appropriés au CDMA Optique. Parmi eux, on peut citer les plus connus : les codes optiques orthogonaux ou « OOC » [11] et les « Primes Codes » [12].

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..).

La démarche que nous avons adoptée pour étudier les potentialités du CDMA Optique consiste à développer une double approche « signal-composant » : traitement du signal pour les communications optiques et « simulation système » de chaîne de communication optique, tenant compte de l'ensemble des composants.

Le travail présenté dans le document est une étude exploratoire du point de vue du traitement spécifique du signal optique dans le cas de systèmes incohérents.

L'objectif est de définir les fonctions de codage/décodage afin de réaliser une étude complète d'un système OCDMA en tenant compte à la fois des composants électroniques et des composants optiques et optoélectroniques nécessaires.

Il existe différentes possibilités d'application de la technique CDMA aux systèmes optiques incohérents.

Les premières études menées portaient sur des systèmes basés sur l'étalement temporel des données, appelés systèmes OCDMA à Séquence Directe (DS-OCDMA).

L'étalement dans le domaine des longueurs d'onde, dérivé de la technique du saut de fréquence pour le CDMA hertzien, est la deuxième technique la plus explorée.

Que ce soit en temps ou en longueur d'onde, les performances obtenues et la capacité des systèmes ne sont pas vraiment compétitifs par rapport aux autres technologies d'accès en Optique, le TDMA et le WDMA.

Récemment, d'autres techniques hybrides (WDMA + CDMA) ou dites en 2 Dimensions (2D) sont envisagées sérieusement pour améliorer les performances et aboutir à une implantation réaliste dans le contexte des réseaux d'accès optiques. Il s'agit dans ce cas de réaliser l'étalement des données à la fois en temps et en longueur d'onde.

Nous allons donner plus de détails sur ces trois catégories de systèmes OCDMA.

2.1. OCDMA temporel [12 – 19]

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

- si on effectue le codage dans le domaine électrique, les circuits doivent supporter un débit égal au moins à la longueur du code multiplié par le débit des données à transmettre. Donc, plus le débit des données augmente, plus la longueur du code devra être faible. Or, les études menées sur les systèmes DS-SS-CDMA montrent que les performances en terme 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.

D'autre part, dans une solution électrique, le récepteur compte un élément de conversion optique-électrique ou photodétecteur. Deux types de photodétecteur peuvent être utilisés : des diodes PIN (Positive-Intrinsic-Negative) ou des diodes APD (Avalanche PhotoDiode). Les performances de ces composants imposent donc une limitation pour l'implantation de telles solutions. Par exemple, avec une diode PIN de bande passante 40 GHz, si le débit des données à transmettre est de 622 Mbit/s, la longueur du code doit être inférieure à 64.

Puisque la longueur du code est limitée, les solutions en codage électrique doivent utiliser en réception des techniques de traitement de l'IAM afin d'améliorer les performances. Plusieurs études sont consacrées à cette approche [17 – 19].

- En ce qui concerne le codage dans le domaine optique, les premières solutions pour la réalisation d'un codeur étaient basées sur l'utilisation de lignes à retard [13,14] (Figure 1-13) :

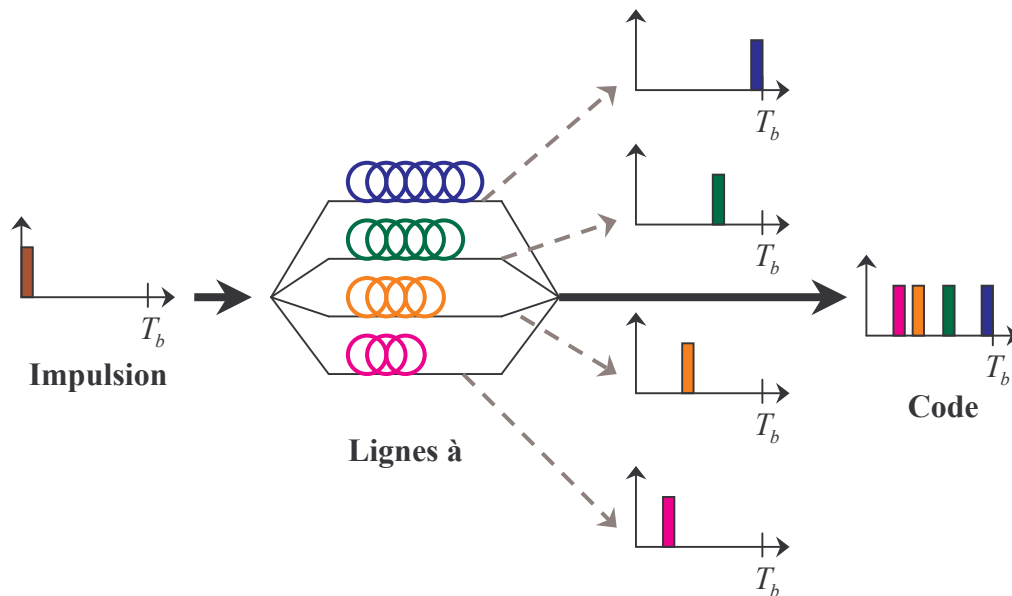


Figure 1-13 : Codeur temporel OCDMA à ligne à retard

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

Mais plus la longueur du code augmente à débit des données constant, ou plus le débit des données augmente à longueur du code constante, et plus les impulsions du laser doivent être courtes, ce qui entraîne des contraintes sur la source optique.

D'autres solutions basées sur l'utilisation de Fibre à Réseaux de Bragg (FBG) sont actuellement intensivement étudiées [16,17] (Figure 1-14).

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 certaine 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.

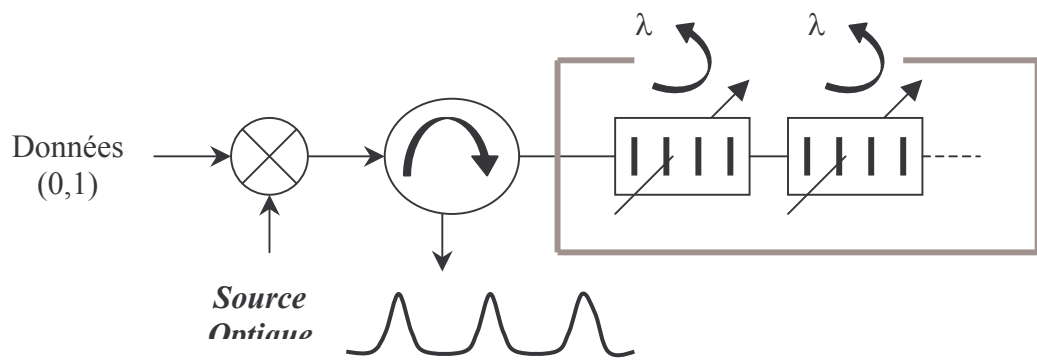


Figure 1-14 : Codage par Fibre à Réseaux de Bragg

2.2. OCDMA Spectral [20 – 24]

Dans une méthode d'encodage spectral, un utilisateur émet un ensemble de plusieurs longueurs d'onde obtenues par exemple par une batterie de filtres placés en sortie d'une source optique large-bande [20] (Figure 1-15). En réception il faut disposer d'un filtre identique.

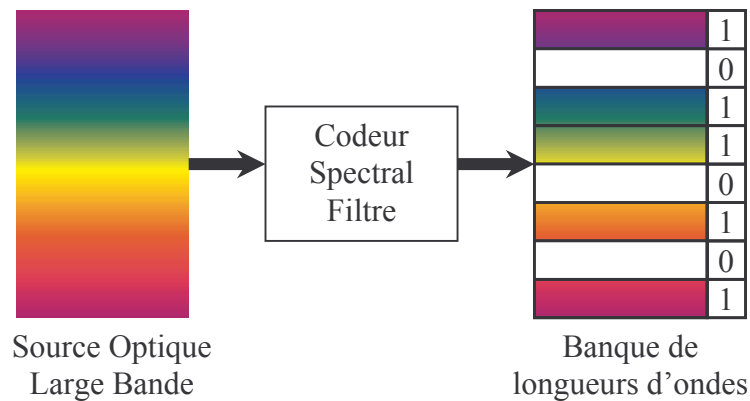


Figure 1-15 : Codage Spectral OCDMA

Chaque utilisateur a son propre code, défini par une combinaison spécifique des composantes spectrales et qui doit être orthogonale aux autres codes des autres utilisateurs.

La difficulté principale dans la réalisation du codage spectral réside dans le dispositif de filtrage.

Les composants spectrales du code peuvent être obtenues par filtrage à l'aide de fibres à réseaux de Bragg réfléchissant des longueurs d'onde différentes [31] 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) [24].

Les limitations de la technique OCDMA en longueur d'onde [21] résident en différents points :

- ⇒ pour satisfaire les contraintes sur la longueur du code, il faut que le nombre de composantes spectrales utilisées soit grand.
- ⇒ le poids des codes utilisés correspond au nombre de filtres mis en œuvre.
- ⇒ ce poids ne peut pas être unitaire sinon on se retrouve dans le cas du WDMA.
- ⇒ un nombre de raies utilisables important implique un domaine spectral de travail très large, ce qui entraîne des problèmes de dispersion et d'amplification qui risquent de dégrader les performances.
- ⇒ pour limiter le domaine spectral, le cahier des charges des filtres sera strict en termes de finesse et de stabilité, ce qui induit une notion de coût.

Dans la plupart des cas, ces technologies de codage spectral sont utilisées conjointement avec un codage temporel pour réaliser des systèmes OCDMA hybrides donnant de meilleures performances.

2.3. OCDMA Hybride ou (WDMA + CDMA) et OCDMA en 2D

Pour essayer de réduire la longueur des codes sans diminuer la capacité c'est-à-dire le nombre d'utilisateurs, on peut :

- soit utiliser un schéma WDMA+CDMA temporel [25,26].

Dans ce cas, chaque séquence signature en temporel est réutilisable et émise simultanément à différentes longueurs d'onde.

La longueur du code et donc les contraintes sur la vitesse des circuits sont diminuées du fait de la réduction du nombre d'utilisateurs simultanés à chaque longueur d'onde.

Cette solution nécessite cependant un contrôle dans l'affectation des longueurs d'onde.

- soit effectuer un codage par étalement à la fois en temporel et en longueur d'onde, approche qui est appelée codage 2D par opposition au codage soit temporel soit spectral appelé 1D [27 – 31].

Dans la version la plus simple, le code 2D consiste en une matrice $m \times n$ où m est lié au nombre de longueurs d'onde disponibles et n est lié à la longueur du code en temporel.

Le temps bit est donc toujours subdivisé en n intervalles constitués de chips à 0 ou 1. Le $i^{\text{ème}}$ chip à 1 sera transmis avec la $i^{\text{ème}}$ longueur d'onde et un chip 0 correspond à aucune transmission (Figure 1-16).

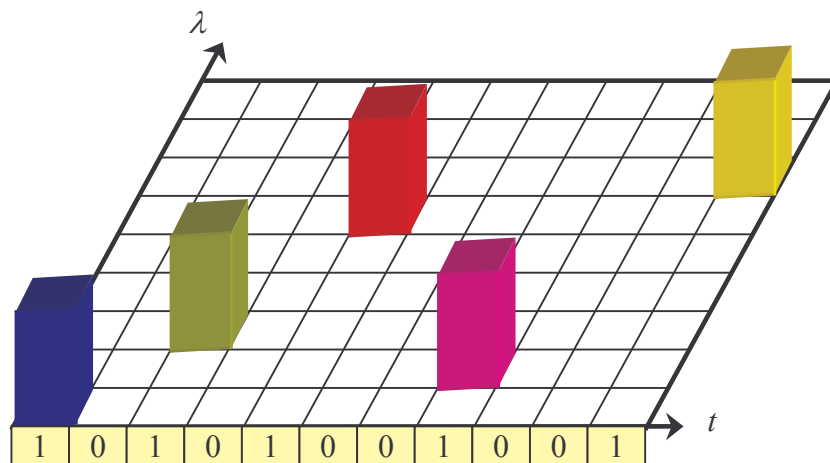


Figure 1-16 : OCDMA en 2D

L'utilisation d'un degré de liberté supplémentaire permet ainsi de diminuer la contrainte sur la longueur des codes tout en augmentant la capacité pour des performances données.

Mais passer de 1 Dimension à 2 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 [31]. (C'est une approche appelée FFH « Fast Frequency Hopping »), et ceux basées sur le Codage Spectral en Amplitude (SAC) d'une source large bande [24].

D'autres approches concernent un codage 2D appelé « Spatial Frequency » [32] (Figure 1-17).

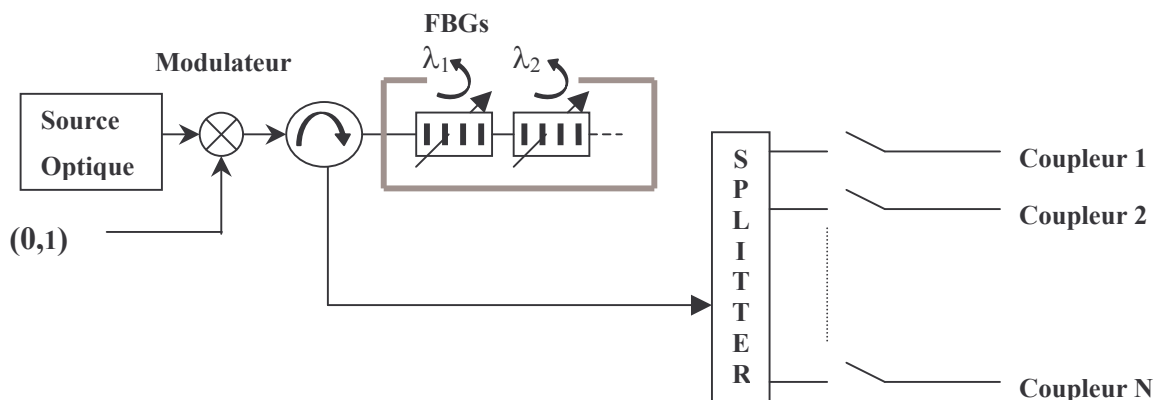


Figure 1-17 : Codeur 2D « fréquence-espace »

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 $i^{\text{ème}}$ chip du mot codé spatialement est un 1, le commutateur vers le coupleur correspondant se ferme, sinon le commutateur reste ouvert.

3. Conclusion : Système étudié

La mise en œuvre du CDMA dans les réseaux optiques apparaît complexe dans le contexte des réseaux d'accès.

En effet, pour que cette technique puisse se démarquer des autres méthodes de partage des ressources (TDMA et WDMA), il faut tenir compte de deux contraintes :

- une contrainte « haut débit »

Les normes définies prévoient des débits de 155 Mbit/s à 1 Gbit/s pour 32 utilisateurs d'un réseau d'accès d'une portée maximum de 20kms.

- une contrainte « bas-coût »

Cette contrainte impose de définir les caractéristiques et les paramètres critiques des composants et fonctions électroniques et optiques des futurs réseaux.

Dans un système optique incohérent, les codes d'étalement de la technique CDMA ne peuvent pas être parfaitement orthogonaux.

Les performances sont donc limitées par l'Interférence d'Accès Multiple (IAM) et les taux d'erreur de 10^{-9} classiques en optique sont difficiles à atteindre.

Les autres limitations à la mise en œuvre du CDMA pour l'optique sont liées au canal optique : dispersion chromatique de la fibre, non-linéarités, bruits...

Il y a différentes manières d'implanter le CDMA pour les systèmes optiques : OCDMA temporel, spectral, spatial, hybride...

L'étude présentée dans le document est une première approche théorique du CDMA Optique temporel qui doit permettre d'évaluer les performances et les limitations de ce type de réseau en fonction des paramètres des codes d'étalement et du nombre d'utilisateurs.

Pour les codes d'étalement 1D appelés OOC, différentes méthodes de traitement de l'interférence en réception seront comparées, notamment en fonction des taux d'erreurs et des longueurs code requises pour tenir la spécification de 10^{-9} .

Pour tenir compte des différents bruits et limitations introduits notamment par les composants optiques, nous développerons la simulation d'une chaîne de transmission de référence à l'aide d'un logiciel de simulation système (COMSIS) qui permettra lors d'études ultérieures de tenir compte de l'ensemble des paramètres électriques et optiques de la chaîne.

La chaîne de référence que nous avons choisi d'étudier est un système CDMA Optique à séquence directe (DS-OCDMA) incohérent à codage temporel.

Nous considérons dans tout le document une transmission synchrone et comme seule perturbation entre les utilisateurs de même puissance, l'Interférence d'Accès Multiple (IAM).

REFERENCES

- [1] John G. Proakis, « Digital Communications », Mac Graw Hill International Edition, 1989
- [2] O. Lodge, « Electrical Signalling without Connecting-Wires », Proc. Phys. Soc. London 16, 58-61, 1897.
- [3] A. Tanenbaum, « Réseaux », Dunod, juillet 1997, 3ème édition.
- [4] J.-P. Meunier, « Télécoms optiques: composants à fibres, systèmes de transmission », collection EGEM, 2003.
- [5] Union Internationale des Télécommunications, <http://www.itu.int/ITU-T/index-fr.html>.
- [6] ITU-T Recommendation G.983.1, Broadband Optical Access Systems Based on Passive Optical Networks (PON), oct. 1998.
- [7] J.A. Salehi, « Emerging Optical Code Division Multiple Access Communications Systems », IEEE Network, vol. 3, no. 2, pp. 31-39, mars 1989
- [8] A. Stok and E. H. Sargent, « Lighting the Local Area: Optical Code-Division Multiple-Access and Quality of Service Provisioning », IEEE Network, vol. 14, no. 6, pp. 42-46, nov-dec 2000.
- [9] A. Stok and E. H. Sargent, « The role of optical CDMA in access networks », IEEE Communications Magazine, sept. 2002, pp. 83-87.
- [10] 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.
- [11] A.A. Shaar, P.A.Davies, « Prime sequences : quasi-optimal sequences for OR channel code division multi-plexing », *Electronic Letters*, 1981, pp. 880-890.
- [12] J. Hui, « Pattern Code Modulation and Optical Decoding - A Novel Code-Division Multiplexing Technique for Multifiber Networks », IEEE J. on Selected Areas in Comm., vol-3, no. 6, pp. 916-927, nov 1985.

- [13] P. Prucnal, M. Santoro, and T. Fan, « Spread spectrum fiber-optic local area network using optical processing », *IEEE J. Lightwave Technol.* LT-4, n°5, pp 547-554, mai 1986.
- [14] Jawad.A.Salehi, «Code division multiple-access techniques in optical fiber networks - part I: Fundamental principles,» *IEEE Transactions on Communications*, vol. 37, pp. 824-833, Aug. 1989.
- [15] 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.
- [16] 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,
- [17] S. Zahedi and J.A. Salehi, « Performance Analysis for Various Fiber-Optic CDMA Receiver Structures », *Proceedings of IEEE Globecom 2000*, Vol. 2, pp. 1210-1215, déc. 2000, San Francisco, CA.
- [18] Y Zouine, N M Saad, C Goursaud, A Vergonjanne, 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 accesS 2004*, 21-24 mar. 2004
- [19] 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 DS-CDMA systems », *Annals of telecommunications*, Vol. 59, n°9-10, sept.-oct. 2004.
- [20] D. Zaccarin, M. Kavehrad, « An optical CDMA system based on spectral encoding of LED », *IEEE Photon.Technol. Lett.* 4, 479-482, avr.1993.
- [21] J. Mottier and P. Guignard, « CDMA Optique : Etat de l'art, perspectives, application aux réseaux d'accès », rapport de stage ENSIL – FT R&D, sept. 2002.
- [22] 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.

- [23] L. R. Chen, « Flexible fiber Bragg grating encoder/decoder for hybrid wavelength-time optical CDMA », IEEE Photon. Technol. Lett. 13, pp 1233 –1235, nov. 2001.
- [24] 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.
- [25] 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.
- [26] 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.
- [27] 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.
- [28] L. Tancevski and I. Andonovic, « Wavelength hopping/time spreading code division multiple access systems », Electron. Lett., vol. 30, no. 17, pp. 1388–1390, août. 1994.
- [29] K. Yu and N. Park, « Design of new family of two-dimensional wavelength-time spreading codes for optical code division multiple access networks », Electron. Lett., vol. 35, pp. 830–831, 1999.
- [30] S.P. Wan and Y. Hu, « Two-dimensional optical CDMA differential system with prime/OOC codes », IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 13, pp. 1373–1375, déc. 2001.
- [31] 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.
- [32] 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

*Chapitre 2 : Système OCDMA à Séquence
Directe (DS-OCDMA)*

SOMMAIRE

1. Introduction	41
2. Présentation de la Partie Emission	42
3. Les différentes familles de codes temporels unipolaires	46
3.1. Les codes OOC	46
3.1.1. Description des codes OOC ($L, W, h_a=h, h_c=h$)	47
3.1.2. Exemple de construction de code ($h_a=h_c=1$)	50
3.1.3. Méthode simplifiée de construction des codes OOC ($L, W, h_a=h_c=h=1$)	54
3.1.3.1. Exemple pour un code de poids pair	55
3.1.3.2. Exemple pour un code de poids impair	58
3.2. Les Codes Premiers ou « Prime Code »	59
3.3. Codes Premiers Etendus (EPC)	62
4. Présentation de la partie réception	64
4.1. Récepteur Conventionnel (RC)	64
4.2. Récepteur Conventionnel avec Limiteur	68
4.3. Récepteur à annulation d'Interférences	69
4.3.1. Annulation Série	70
4.3.2. Annulation Parallèle	72
5. Analyse théorique d'un système DS-OCDMA Synchrone	74
5.1. Récepteur Conventionnel (RC) [2,3]	74
5.2. Récepteur conventionnel avec limiteur optique (RC-LO)	81
5.3. Récepteur à Annulation Série d'Interférence (RASI)	89
5.3.1. Cas d'une annulation série	89
5.3.2. Cas de deux annulations série	93
5.3.3. Cas de k annulations série	97
5.3.4. Performances du récepteur RASI en fonction de L, W, N	100
6. Conclusion	103

FIGURES

<i>Figure 2-1 : Chaîne de transmission pour 1 utilisateur</i>	41
<i>Figure 2-2 : L'émission des données via un système de transmission CDMA à Séquence Directe</i>	42
<i>Figure 2-3 : Exemple de séquences de code OCDMA telles que $h_c=1$</i>	45
<i>Figure 2-4 : Fonction d'auto-corrélation de la séquence : $c_A = [1001100010000]$</i>	48
<i>Figure 2-5 : Fonctions d'auto-corrélation des séquences du code OOC (64,4,1,1)</i>	52
<i>Figure 2-6 : Fonction d'inter-corrélation de deux séquences du code OOC (64,4,1,1)</i>	53
<i>Figure 2-7 : L'auto-corrélation et l'inter-corrélation pour les codes PC</i>	61
<i>Figure 2-8 : L'auto-corrélation et l'inter-corrélation pour les codes EPC</i>	63
<i>Figure 2-9 : Récepteur Conventionnel de l'utilisateur 1</i>	64
<i>Figure 2-10 : Illustration de la procédure de réception conventionnelle d'un système OCDMA.</i>	67
<i>Figure 2-11 : Application d'un Limiteur Optique devant le Récepteur Conventionnel</i>	69
<i>Figure 2-12 : Récepteur à Annulation en Série</i>	70
<i>Figure 2-13 : Récepteur à Annulation en Parallèle</i>	72
<i>Figure 2-14 : La probabilité d'erreur, $P_{e_{RC}}$, en fonction du seuil S pour le code OOC (361,4,1,1)</i>	76
<i>Figure 2-15 : La probabilité d'erreur, $P_{e_{RC}}$, en fonction de la longueur de code pour un OOC (L,4,1,1)</i>	77
<i>Figure 2-16 : La probabilité d'erreur, $P_{e_{RC}}$, en fonction du poids de code pour un OOC (361,W,1,1)</i>	78
<i>Figure 2-17 : La probabilité d'erreur, $P_{e_{RC}}$, en fonction du nombre d'utilisateurs, N, pour OOC (361,4,1,1)</i>	79
<i>Figure 2-18 : Code OOC (L,W) $N = 30$</i>	80
<i>Figure 2-19 : Le TEB pour un code OOC (L,W) avec un seuil de détection S optimal</i>	81
<i>Figure 2-20 : La probabilité d'erreur, $P_{e_{RC}}$ et $P_{e_{RC-LO}}$, en fonction du seuil S pour le code OOC (361,4,1,1)</i>	84
<i>Figure 2-21 : La probabilité d'erreur, $P_{e_{RC}}$ et $P_{e_{RC-LO}}$, en fonction de la longueur du code pour OOC (L,4,1,1)</i>	85

Figure 2-22 : La probabilité d'erreur, $P_{e_{RC}}$ et $P_{e_{RC-LO}}$, en fonction du poids de code pour un OOC (361,W,1,1)	86
Figure 2-23 : La probabilité d'erreur, $P_{e_{RC}}$ et $P_{e_{RC-LO}}$, en fonction du nombre d'utilisateurs, N, pour OOC (361,4,1,1)	87
Figure 2-24 : RASI à une annulation série	89
Figure 2-25 : La probabilité d'erreur, P_{e_1} pour une élimination en série du code OOC (361,4,1,1), N = 8	92
Figure 2-26 : La probabilité d'erreur, P_{e_1} pour une élimination comparée à la probabilité d'erreur $P_{e_{RC}}$ pour un RC du code OOC (361,4,1,1), N = 8	92
Figure 2-27 : RASI à deux annulations série	93
Figure 2-28 : La probabilité d'erreur, P_{e_2} pour deux éliminations en série du code OOC (361,4,1,1), N = 8	96
Figure 2-29 : La probabilité d'erreur, P_e pour une et deux éliminations comparée à la probabilité d'erreur $P_{e_{RC}}$ pour un RC du code OOC (361,4,1,1), N = 8	96
Figure 2-30 : La probabilité d'erreur, P_e en fonction du nombre d'utilisateurs éliminés pour OOC (361,4,1,1), N = 8	98
Figure 2-31 : La probabilité d'erreur, P_e en fonction du nombre d'utilisateurs éliminés pour OOC (361,4,1,1)	99
Figure 2-32 : Probabilité d'erreur pour le RASI à 5 étages d'annulations, RC et RC-LO en fonction de L pour un code OOC(L,4,1,1) pour N = 8 et SI = 3	101
Figure 2-33 : Probabilité d'erreur pour le RASI à 5 étages d'annulations, RC et RC-LO en fonction du poids W pour un code OOC(361,W,1,1) pour N = 8 et SI = W-1	101
Figure 2-34 : Probabilité d'erreur pour le RASI à 5 étages d'annulations, RC et RC-LO en fonction du nombre d'utilisateurs, N pour un code OOC(361,4,1,1) pour SI = 3	102

TABLEAUX

<i>Tableau 2-1 : Position des chips à 1 (de 0 à 63)</i>	50
<i>Tableau 2-2 : Retards relatifs</i>	51
<i>Tableau 2-3 : Méthode "BIBD" pour un code de poids pair OOC (73,4,1,1)</i>	55
<i>Tableau 2-4 : Position des chips du code OOC (73,4,1,1)</i>	56
<i>Tableau 2-5 : Retards relatifs du code OOC (73,4,1,1)</i>	56
<i>Tableau 2-6 : Méthode "BIBD" pour un code de poids impair OOC (37,3,1,1)</i>	58
<i>Tableau 2-7 : Position des chips du code OOC (37,3,1,1)</i>	58
<i>Tableau 2-8 : Retards relatifs du code OOC (37,3,1,1)</i>	58
<i>Tableau 2-9 : Tableau des séquences de PC à partir du Corps de Galois GF(5)</i>	60
<i>Tableau 2-10 : 5 séquences de codes PC $C_i^5(n)$</i>	60
<i>Tableau 2-11 : Les codes "minimaux" pour un RC et RC-LO avec une performance inférieure à 10^{-9}</i>	88
<i>Tableau 2-12 : La comparaison des valeurs "minimales"</i>	100

1. Introduction

On se place dans l'hypothèse où le codage et le décodage des données à transmettre s'effectuent dans le domaine électrique (Figure 2-1).

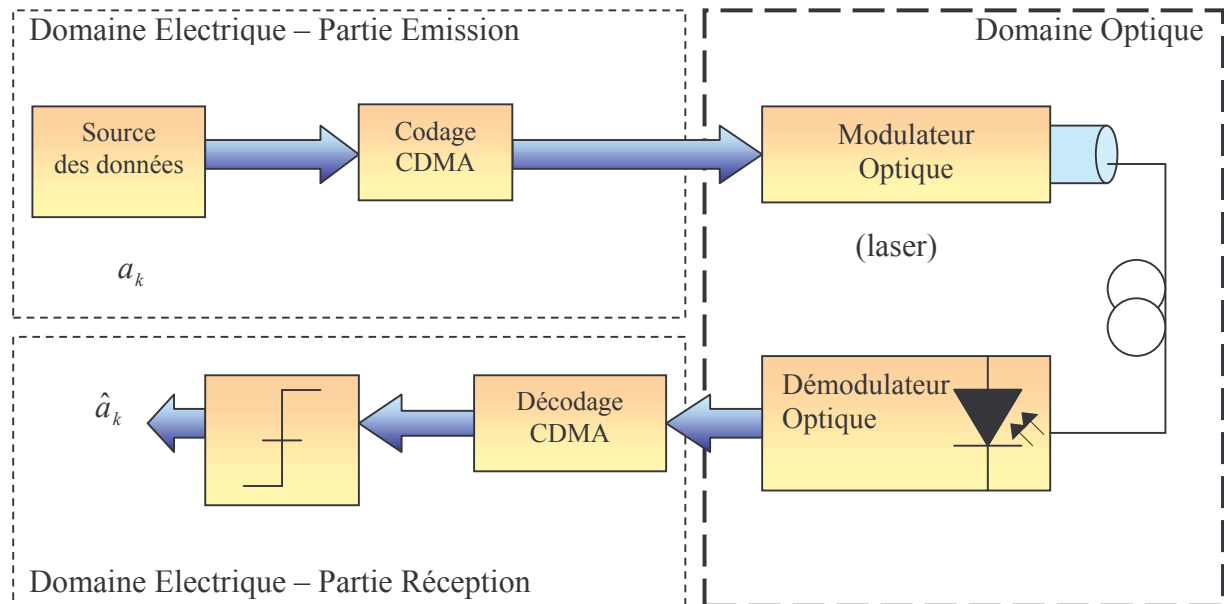


Figure 2-1 : Chaîne de transmission pour 1 utilisateur

Dans ce chapitre, nous présentons 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.

Les performances sont évaluées uniquement en fonction de la limitation due à la technique d'accès multiple : l'Interférence d'Accès Multiple (IAM).

Après la description de la partie émission, différents types de codes temporels adaptés au CDMA Optique sont détaillés (OOC, Prime Code).

Dans la partie réception sont présentées différentes structures de décodeurs permettant de traiter l'Interférence d'Accès Multiple (IAM).

2. Présentation de la Partie Emission

Dans un système CDMA à séquence directe, les données des utilisateurs actifs sont étalées par multiplication avec la séquence de code (Figure 2-2).

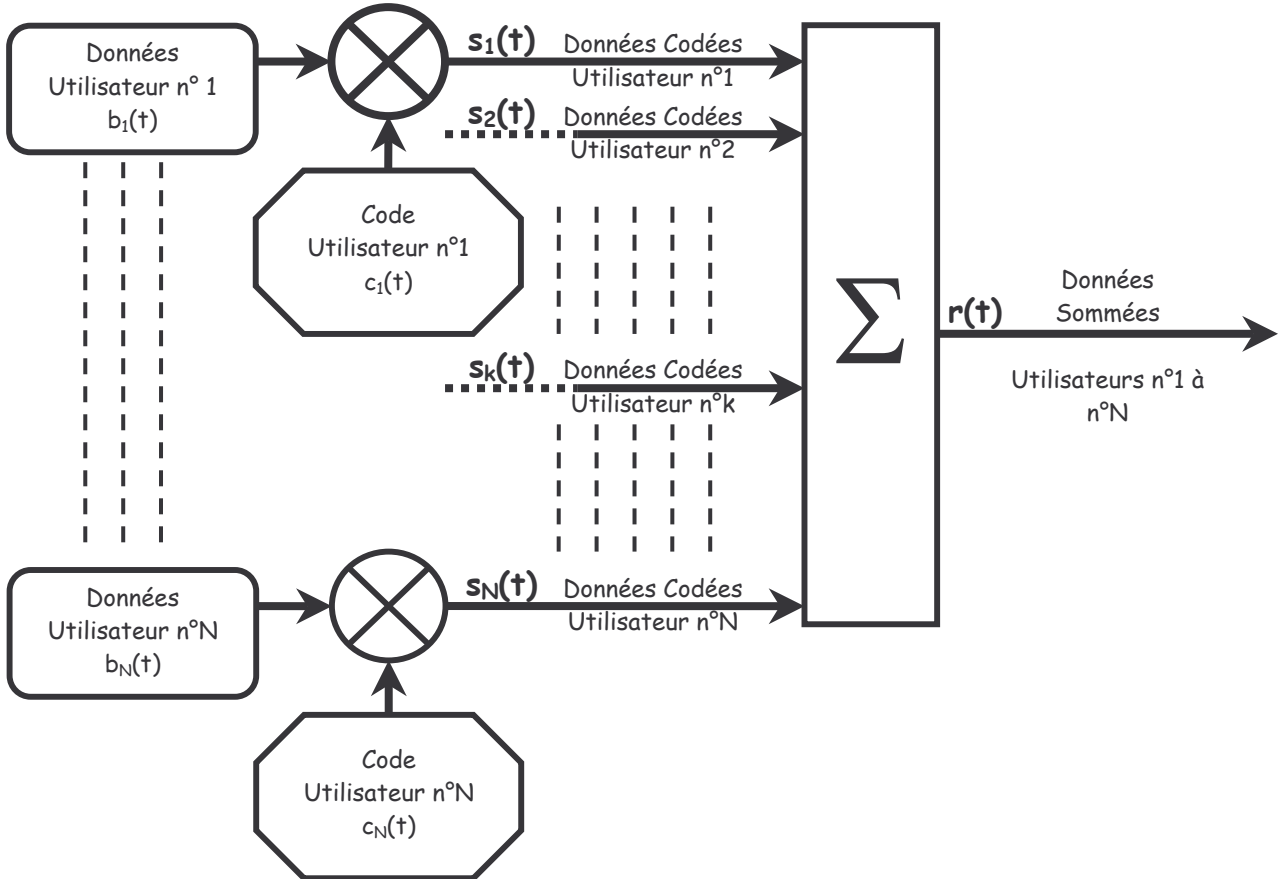


Figure 2-2 : L'émission des données via un système de transmission CDMA à Séquence Directe

A la sortie du codeur du $k^{\text{ème}}$ utilisateur, on obtient le signal :

$$s_k(t) = s_k b_k(t) c_k(t) \quad (2-1)$$

✓ s_k est le niveau d'amplitude en sortie du codeur ; on prend par la suite la valeur normalisée $s_k = 1$

✓ $b_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i^{(k)} P_{T_b}(t - iT_b)$ sont les données de l'utilisateur k.

$b_i^{(k)}$ est le $i^{\text{ème}}$ bit de donnée du $k^{\text{ème}}$ utilisateur. $b_i^{(k)}$ prend les valeurs 0 ou 1 de manière équiprobable.

$P_{T_b}(t)$ est une impulsion rectangulaire de durée T_b .

$D = 1/T_b$ est le débit des données de l'utilisateur k .

✓ $c_k(t)$ est la séquence de code du $k^{\text{ème}}$ utilisateur

$$c_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_j^{(k)} P_{T_c}(t - jT_c) \quad (2-2)$$

$P_{T_c}(t)$ 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.

La séquence de code $\{c_j^{(k)}\}$ pour j de 0 à $L-1$ est une séquence périodique, de période L telle que $L = T_b/T_c$.

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

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

$$r(t) = \sum_{k=1}^N s_k(t - \tau_k) \quad (2-3)$$

τ_k représente le retard du $k^{\text{ème}}$ 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 :

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

$$Z_{C_k, C_k}(l) = \sum_{j=0}^{L-1} c_j^{(k)} \cdot c_{j+l}^{(k)} = \begin{cases} W & \text{pour } l = 0 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2-4)$$

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.

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

$$Z_{C_k, C_p}(l) = \sum_{j=0}^{L-1} c_j^{(k)} \cdot c_{j+l}^{(p)} = 0 \quad \forall l \quad (2-5)$$

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 a) et b).

⇒ On utilise dans ce cas des propriétés de « quasi-orthogonalité »:

$$c) \quad Z_{C_k, C_k}(l) = \sum_{j=0}^{L-1} c_j^{(k)} \cdot c_{j+l}^{(k)} \begin{cases} = W & \text{pour } l = 0 \\ \leq h_a & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2-6)$$

$$d) \quad Z_{C_k, C_p}(l) = \sum_{j=0}^{L-1} c_j^{(k)} \cdot c_{j+l}^{(p)} \leq h_c \quad \forall l \quad (2-7)$$

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 propriété d), la Figure 2-3 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'IAM.

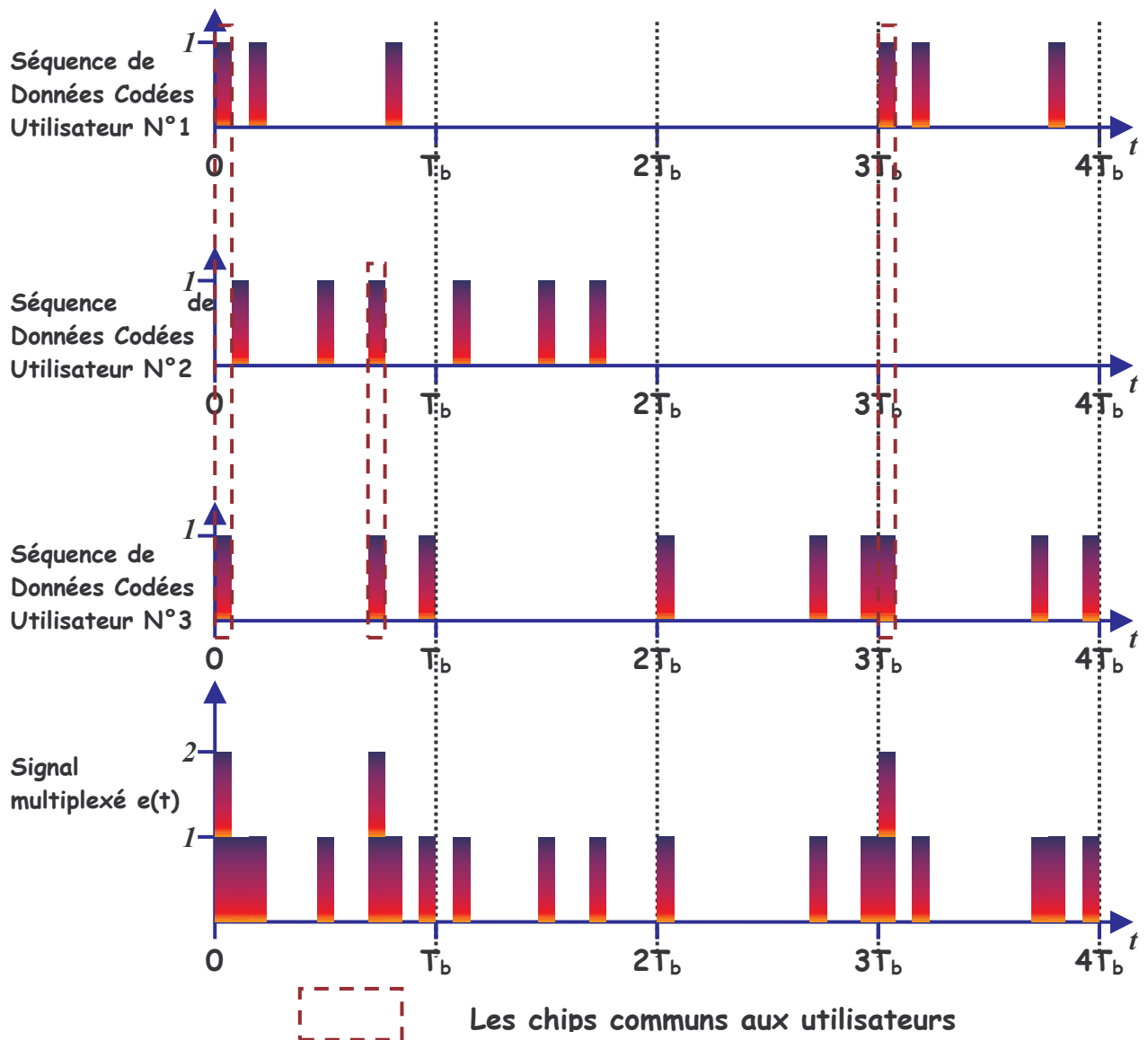


Figure 2-3 : Exemple de séquences de code OCDMA telles que $h_c=1$

Nous allons présenter maintenant les principaux codes optiques unipolaires et leurs performances dans un système optique CDMA à Séquence Directe.

3. Les différentes familles de codes temporels unipolaires

De nombreux codes pseudo-orthogonaux unipolaires et leur application au CDMA Optique ont été étudiés depuis 1988 [1 – 18].

Deux catégories de codes ont fait l'objet de plus d'attention : les Codes Optiques Orthogonaux (OOC) [1 – 8], et les Codes Premiers (PC) [9 – 18].

Les codes OOC décrits par Salehi [2 – 5] possèdent de meilleures propriétés d'auto et d'inter-corrélation que les codes PC. Ils nécessitent cependant, des algorithmes plus complexes pour leur génération.

Quel que soit le code utilisé, les performances d'un système O-CDMA dépendent du compromis entre le nombre de séquences de code disponibles ou cardinalité (N) et les propriétés de corrélation.

Différentes variantes des codes OOC et PC développées durant les deux dernières décennies [9 – 15] ont permis d'améliorer les performances en tenant compte du compromis.

Dans cette étude nous avons utilisé les deux principaux types de codes originels OOC et PC.

3.1. Les codes OOC

Les codes OOC sont composés de suites unipolaires $c = \{c_j\}$ 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 et h_c sont respectivement les contraintes d'auto et d'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.

La plupart des travaux portant sur les codes OOC considèrent que toutes les séquences d'une même famille ont le même poids W . Cette hypothèse permet l'utilisation de différentes techniques de construction développées pour les codes correcteurs d'erreur à poids constant [37].

Dans le cas où $h_a=h_c=1$, différents travaux [1 – 7] ont montré que le nombre de séquences de codes, c'est-à-dire d'utilisateurs possibles dans le système est borné par la relation :

$$N(L,W,1,1) = \left\lfloor \frac{L-1}{W(W-1)} \right\rfloor \quad (2-8)$$

Le symbole $\lfloor x \rfloor$ représente la valeur entière inférieure d'une valeur x .

Chung et Kumar dans [38] ont étendu les travaux de Salehi [10] au cas $h_a=h_c=2$.

Plus généralement, dans le cas $h_a=h_c=h$, le nombre d'utilisateurs N est limité par la borne dite de Johnson [40], donnée par la relation :

$$N(L,W,h_a,h_c) \leq \left\lfloor \frac{1}{W} \left\lfloor \frac{L-1}{W-1} \left\lfloor \frac{L-2}{W-2} \left[\dots \left\lfloor \frac{L-h}{W-h} \right\rfloor \dots \right] \right\rfloor \right\rfloor \right\rfloor \quad (2-9)$$

D'autres travaux tels que ceux de Yang et Fuja [39] ont montré qu'il était possible d'améliorer la cardinalité N en considérant des codes tels que $h_a \neq h_c$.

Dans cette thèse, nous nous sommes intéressés plus particulièrement à l'étude des codes OOC tels que $h_a=h_c=h=1$.

3.1.1. Description des codes OOC ($L, W, h_a=h, h_c=h$)

Considérons comme séquence de code c , le L -uplet $c = [c_0, c_1, \dots, c_{L-1}]$ de poids W .

On suppose que la séquence c a un poids W c'est-à-dire W chips à 1 tels que :

$$c_{j_0} = c_{j_1} = \dots = c_{j_{W-1}} = 1.$$

On définit le vecteur $\tau_c = [\tau_0, \tau_1, \dots, \tau_{W-1}]$ qui représente l'ensemble des retards relatifs entre deux chips à 1 adjacents. Le retard relatif entre deux 1 est le nombre de décalage (modulo L) à effectuer pour superposer les deux 1.

$$\text{alors } \tau_i = \begin{cases} j_{i+1} - j_i & \text{pour } i = 0, 1, \dots, W-2 \\ L + j_0 - j_{W-1} & \text{pour } i = W-1 \end{cases} \quad (2-10)$$

⇒ On construit à partir de τ_c , l'ensemble R_c de tous les retards relatifs entre chaque paire de chips à 1 dans le code c :

$$R_c = [r_c(i, j)] \text{ tel que } r_c(i, j) = \sum_{k=0}^i \tau_{j \oplus k} \quad (\oplus = \text{modulo } W) \quad (2-11)$$

Pour un poids W , l'ensemble R_c contient $W(W-1)$ éléments.

La condition d'auto-corrélation (2-6) qui doit être satisfaite par le L -uplet c pour que la séquence soit un code OOC s'écrit :

$$\sum_{k=0}^{L-1} c_k c_{k+t} \leq h \quad \text{pour } 1 \leq t \leq L-1 \quad (2-12)$$

Cette condition est vraie si et seulement si aucun élément de l'ensemble R_c n'est répété plus de h fois.

- Exemple :

On considère une séquence de longueur $L=13$ et de poids $W=4$: $c_A = [1001100010000]$

Le vecteur de retards relatifs s'écrit : $\tau_{c_A} = [\tau_0 = 3, \tau_1 = 1, \tau_2 = 4, \tau_3 = 5]$

On construit l'ensemble R_c :

$$R_c = \left(\begin{array}{cccc} \tau_0 = 3 & \tau_1 = 1 & \tau_2 = 4 & \tau_3 = 5 \\ \tau_0 + \tau_1 = 4 & \tau_1 + \tau_2 = 5 & \tau_2 + \tau_3 = 9 & \tau_3 + \tau_0 = 8 \\ \tau_0 + \tau_1 + \tau_2 = 8 & \tau_1 + \tau_2 + \tau_3 = 10 & \tau_2 + \tau_3 + \tau_0 = 12 & \tau_3 + \tau_0 + \tau_1 = 9 \end{array} \right)$$

Chaque élément de R_c est répété 2 fois donc on peut conclure que :

$$\sum_{k=0}^{12} c_{A_k} c_{A_{k+t}} \leq h_a = 2 \quad \text{pour } 1 \leq t \leq 12.$$

Si on trace la fonction d'auto-corrélation de c_A , on vérifie ce résultat :

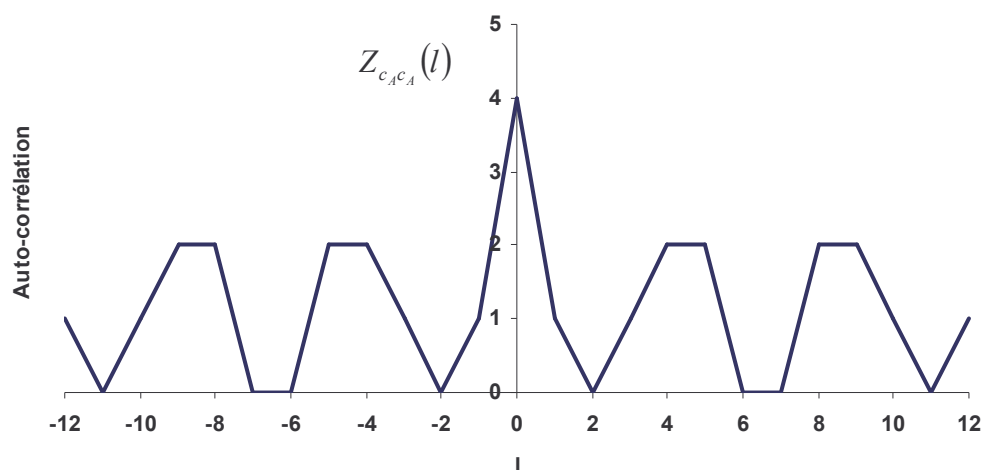


Figure 2-4 : Fonction d'auto-corrélation de la séquence : $c_A = [1001100010000]$

⇒ Pour illustrer la condition d'inter-corrélation (2-7), on construit l'ensemble $M_{c,h}$ constitué de h-uplets tels que :

$$M_{c,h} = \left\{ \left[\sum_{k_0=0}^{i_0} \tau_{j \oplus k_0}, \sum_{k_1=i_0+1}^{i_1} \tau_{j \oplus k_1}, \dots, \sum_{k_{h-1}=i_{h-2}+1}^{i_{h-1}} \tau_{j \oplus k_{h-1}} \right] \right\} \quad (2-13)$$

$$\text{avec } \begin{cases} 0 \leq i_0 < i_1 \dots < i_{h-1} \leq W-2 \\ j = 0, 1, \dots, (W-1) \end{cases} \quad (\oplus = \text{modulo } W)$$

- Exemple :

En reprenant l'exemple précédent : $c_A = [1001100010000]$

On construit $M_{c_A,2}$

$$M_{c_A,2} = \left\{ \left[\sum_{k_0=0}^{i_0} \tau_{j \oplus k_0}, \sum_{k_1=i_0+1}^{i_1} \tau_{j \oplus k_1} \right] \right\} \text{ avec } \begin{cases} 0 \leq i_0 < i_1 \leq 2 \\ j = 0, 1, 2, 3 \end{cases}$$

$$\text{on peut donc avoir } \begin{cases} (i_0 = 0, i_1 = 1) \\ (i_0 = 0, i_1 = 2) \\ (i_0 = 1, i_1 = 2) \end{cases}$$

$$M_{c_A,2} = \left\{ \begin{array}{l} \left[\sum_{k_0=0}^0 \tau_{j \oplus k_0}, \sum_{k_1=1}^1 \tau_{j \oplus k_1} \right] \quad j = 0, 1, 2, 3 \\ \left[\sum_{k_0=0}^0 \tau_{j \oplus k_0}, \sum_{k_1=1}^2 \tau_{j \oplus k_1} \right] \quad j = 0, 1, 2, 3 \\ \left[\sum_{k_0=0}^1 \tau_{j \oplus k_0}, \sum_{k_1=2}^2 \tau_{j \oplus k_1} \right] \quad j = 0, 1, 2, 3 \end{array} \right\}$$

$$= \left\{ \begin{array}{cccc} [\tau_0, \tau_1] & [\tau_1, \tau_2] & [\tau_2, \tau_3] & [\tau_3, \tau_0] \\ [\tau_0, \tau_1 + \tau_2] & [\tau_1, \tau_2 + \tau_3] & [\tau_2, \tau_3 + \tau_0] & [\tau_3, \tau_0 + \tau_1] \\ [\tau_0 + \tau_1, \tau_2] & [\tau_1 + \tau_2, \tau_3] & [\tau_2 + \tau_3, \tau_0] & [\tau_3 + \tau_2, \tau_1] \end{array} \right\}$$

$$= \left\{ \begin{array}{cccc} [3,1] & [1,4] & [4,5] & [5,3] \\ [3,5] & [1,9] & [4,8] & [5,4] \\ [4,4] & [5,5] & [9,3] & [8,1] \end{array} \right\}$$

Les doublets constituant l'ensemble $M_{c_A,2}$ correspondent aux retards relatifs entre $(h+1) = 3$ éléments ou chips à 1 du code c_A .

Si on considère un autre code c_B de même longueur et de même poids et si $M_{c_A,2} \cap M_{c_B,2} = \phi$ cela signifie qu'il est impossible de superposer 3 chips à 1 du code c_A avec 3 chips à 1 du code c_B quels que soient les décalages cycliques. Donc, cela signifie que :

$$\sum_{k=0}^{L-1} c_{A_k} c_{B_{k+t}} \leq h_c = 2 \quad \text{pour } t = 0,1,\dots,(L-1)$$

En conclusion, pour vérifier qu'une séquence de code c satisfait les propriétés d'auto (2-6) et d'inter-corrélation (2-7) d'un code OOC (L, W, h, h) il suffit de :

- ⇒ construire l'ensemble R_c et de vérifier qu'aucun élément de R_c n'est répété plus de h fois
- ⇒ construire l'ensemble $M_{c,h}$ et vérifier que l'intersection de cet ensemble, avec les ensembles des autres codes de même longueur et de même poids, est nulle.

3.1.2. Exemple de construction de code ($h_a=h_c=1$)

On considère les codes de longueurs $L=64$, de poids $W=4$, tels que $h_a=h_c=h=1$. D'après (2-8), 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.

On construit pour chaque séquence l'ensemble R_c .

On élimine ainsi les séquences pour lesquelles R_c contient au moins un élément répété plus d'une fois.

Pour l'ensemble des séquences restantes, on construit alors les ensembles $M_{c,1}$ qu'on compare 2 à 2 pour identifier les familles de $N=5$ séquences OOC.

Dans le cas de l'exemple, on obtient :

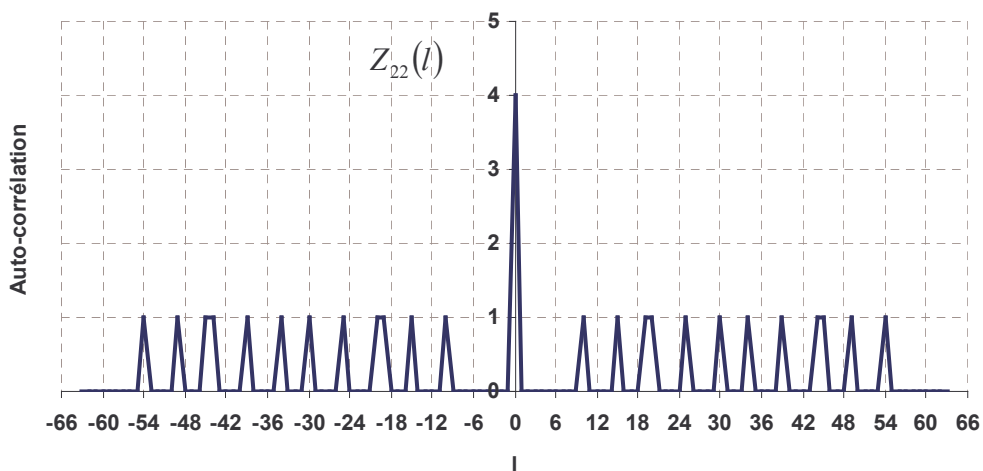
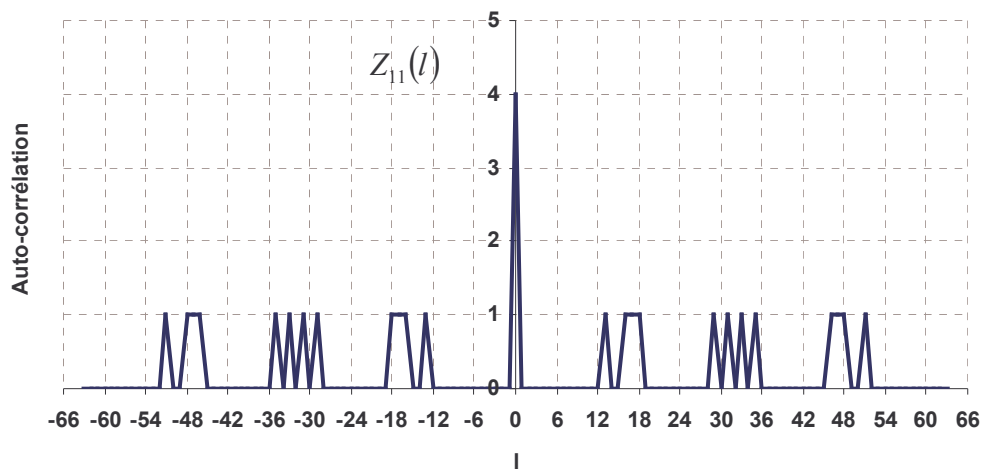
	Utilisateur	chip 1	chip 2	chip 3	chip 4
OOC (64,4,1,1)	N° 1	0	18	31	47
	N° 2	0	20	30	45
	N° 3	0	28	37	42
	N° 4	0	38	40	61
	N° 5	0	52	53	60

Tableau 2-1 : Position des chips à 1 (de 0 à 63)

		Utilisateur	$\tau 1$	$\tau 2$	$\tau 3$	$\tau 4$
OOC (64,4,1,1)	N° 1		18	13	16	17
	N° 2		20	10	15	19
	N° 3		28	9	5	22
	N° 4		38	2	21	3
	N° 5		52	1	7	4

Tableau 2-2 : Retards relatifs

La Figure 2-5 représente les fonctions d'auto-corrélation des 5 codes OOC(64,4,1,1). On peut ainsi vérifier la propriété $h_a = 1$.



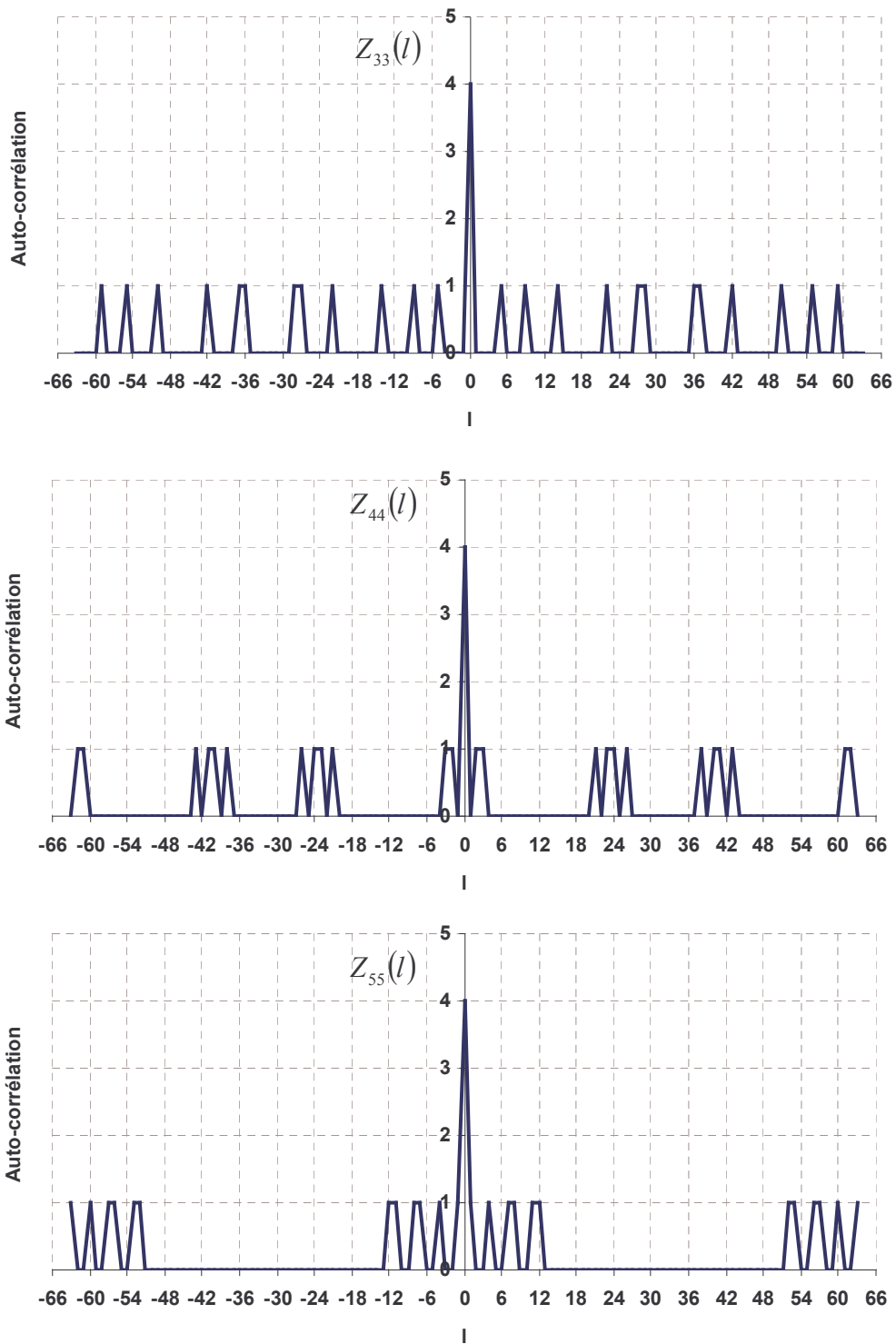


Figure 2-5 : Fonctions d'auto-corrélation des séquences du code OOC (64,4,1,1)

De même, on pourrait vérifier la propriété d'inter-corrélation $h_c = 1$. Par exemple, la Figure 2-6 représente les fonctions d'inter-corrélations des codes OOC (64,4,1,1) des utilisateurs n°1 et n°3, et des utilisateurs n°3 et n°5.

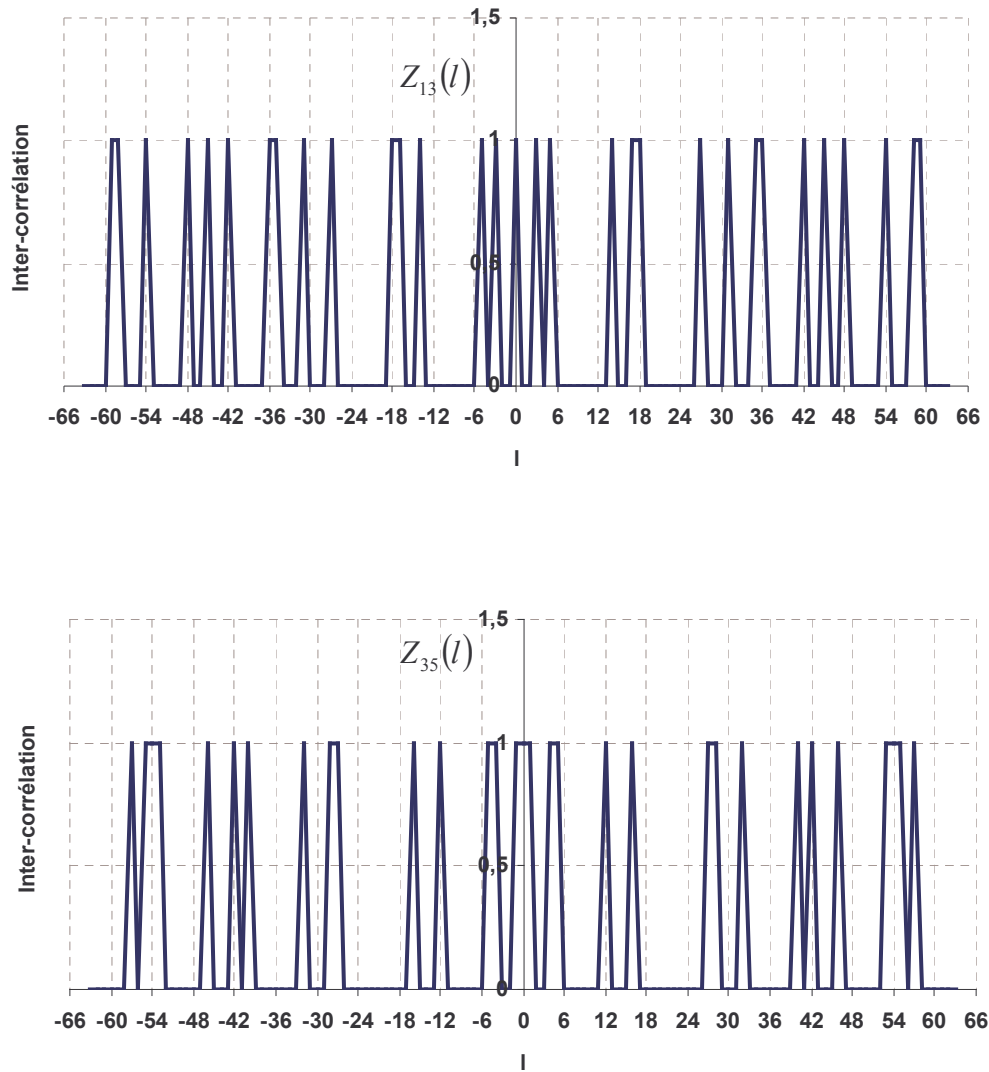


Figure 2-6 : Fonction d'inter-corrélation de deux séquences du code OOC (64,4,1,1)

3.1.3. Méthode simplifiée de construction des codes OOC ($L, W, h_a=h_c=h=1$)

La génération itérative présentée dans le paragraphe précédent ne peut pas s'appliquer, vu le temps de calcul, à des codes de longueurs et de poids très importants.

De nombreuses études ont été consacrées à la construction des codes OOC [5 – 7].

En règle générale, les algorithmes mis en œuvre sont complexes.

Cependant pour certaines longueurs de codes (longueurs de codes correspondant à un nombre premier) on peut utiliser une méthode simplifiée [38] basée sur l'utilisation de la méthode appelée « Balanced Incomplete Block Design » (BIBD).

Cette méthode permet de générer des séquences OOC ($L, W, 1, 1$) suivant la parité de W :

- $W=2m$

La longueur du code L est un nombre premier. On considère la racine primitive α de L (voir Annexe 2-1).

Pour un nombre d'utilisateurs N calculé à partir de la relation (2-8), les séquences OOC ($L, W, 1, 1$) sont obtenues à partir de la relation suivante qui calcule l'ensemble P_{c_i} des positions des W chips à 1 de la séquence c_i :

$$P_{c_i} = \{\alpha^{mi+jk}\} \cup \{0\} \quad (2-14)$$

avec
$$\begin{cases} k = W \cdot N = 2mN \\ i = 0, 1, \dots, N-1 \\ j = 0, 1, \dots, W-2 \end{cases}$$

- $W=2m+1$

Dans ce cas l'ensemble P_{c_i} est obtenu à partir de :

$$P_{c_i} = \{\alpha^{mi+jk}\} \quad (2-15)$$

avec
$$\begin{cases} k = (W-1) \cdot N = 2mN \\ i = 0, 1, \dots, N-1 \\ j = 0, 1, \dots, W-1 \end{cases}$$

On a utilisé cette méthode pour générer les séquences de codes OOC correspondant à différentes longueurs L et un poids W=4 (Annexe 2-2) :

- L=73, W=4, N=6
- L=97, W=4, N=8
- L=181, W=4, N=15
- L=229, W=4, N=19

Pour illustrer l'application de la méthode, on présente en détail deux exemples pour W pair et impair.

3.1.3.1. Exemple pour un code de poids pair

Le Tableau 2-3 présente les résultats obtenus pour un code OOC (73,4,1,1) :

m	W=2m	L	α	N	C
2	4	73	5	6	$P_{c_i} = \{0\} \cup \{5^{2i+24j} \mid 0 \leq j \leq 2\} \bmod L$ $0 \leq i \leq 5$

OOC (73,4,1) N=6		Premier chip	j		
			0	1	2
i	0	0	1	8	64
	1		25	54	67
	2		41	36	69
	3		3	24	46
	4		2	16	55
	5		50	35	61

Tableau 2-3 : Méthode "BIBD" pour un code de poids pair OOC (73,4,1,1)

On organise le tableau ci-dessus (Tableau 2-3) et on obtient le Tableau 2-4 :

	Utilisateur	chip 1	chip 2	chip 3	chip 4
OOO (73,4,1,1) N=6	P_{c_0}	0	1	8	64
	P_{c_1}	0	25	54	67
	P_{c_2}	0	36	41	69
	P_{c_3}	0	3	24	46
	P_{c_4}	0	2	16	55
	P_{c_5}	0	35	50	61

Tableau 2-4 : Position des chips du code OOC (73,4,1,1)

Afin de nous permettre de vérifier les propriétés d'auto et d'inter-corrélation (2-6) et (2-7) de ces codes, nous transformons les positions des chips 1 en retards relatifs, pour construire le vecteur τ_{c_i} des retards relatifs (2-10).

	Utilisateur	τ_0	τ_1	τ_2	τ_3
OOO (73,4,1,1) N=6	τ_{c_0}	1	7	56	9
	τ_{c_1}	25	29	13	6
	τ_{c_2}	36	5	28	4
	τ_{c_3}	3	21	22	27
	τ_{c_4}	2	14	39	18
	τ_{c_5}	35	15	11	12

Tableau 2-5 : Retards relatifs du code OOC (73,4,1,1)

Calculons par exemple, l'ensemble R_{c_0} à partir de la relation (2-11) :

$$\begin{aligned}
 R_{c_0} &= \begin{pmatrix} \tau_0 & \tau_1 & \tau_2 & \tau_3 \\ \tau_0 + \tau_1 & \tau_1 + \tau_2 & \tau_2 + \tau_3 & \tau_3 + \tau_0 \\ \tau_0 + \tau_1 + \tau_2 & \tau_1 + \tau_2 + \tau_3 & \tau_2 + \tau_3 + \tau_0 & \tau_3 + \tau_0 + \tau_1 \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} 1 & 7 & 56 & 9 \\ 8 & 63 & 65 & 10 \\ 64 & 72 & 66 & 17 \end{pmatrix}
 \end{aligned}$$

L'ensemble R_{c_0} ne contient aucun élément répété plus d'une fois. On peut donc conclure que $h_a=1$.

De même pour la séquence c_1 :

$$R_{c_1} = \begin{pmatrix} 25 & 29 & 13 & 6 \\ 54 & 42 & 19 & 31 \\ 67 & 48 & 44 & 60 \end{pmatrix}$$

R_{c_1} ne contient aucun élément répété plus d'une fois donc $h_a=1$. D'autre part, on construit les ensembles $M_{c_0,1}$ et $M_{c_1,1}$ (2-13) :

$$\begin{aligned}
 M_{c_0,1} &= \left\{ \begin{array}{cccc} [\tau_0, \tau_1] & [\tau_1, \tau_2] & [\tau_2, \tau_3] & [\tau_3, \tau_0] \\ [\tau_0, \tau_1 + \tau_2] & [\tau_1, \tau_2 + \tau_3] & [\tau_2, \tau_3 + \tau_0] & [\tau_3, \tau_0 + \tau_1] \\ [\tau_0 + \tau_1, \tau_2] & [\tau_1 + \tau_2, \tau_3] & [\tau_2 + \tau_3, \tau_0] & [\tau_3 + \tau_0, \tau_1] \end{array} \right\} \\
 &= \left\{ \begin{array}{cccc} [1,7] & [7,56] & [56,9] & [9,1] \\ [1,63] & [7,65] & [56,10] & [9,8] \\ [8,56] & [63,9] & [65,1] & [10,1] \end{array} \right\} \\
 M_{c_1,1} &= \left\{ \begin{array}{cccc} [25,29] & [29,13] & [13,6] & [6,25] \\ [25,42] & [29,19] & [13,31] & [6,54] \\ [54,13] & [42,6] & [19,25] & [31,29] \end{array} \right\}
 \end{aligned}$$

On peut vérifier que $M_{c_0,1} \cap M_{c_1,1} = \emptyset$

Cette vérification peut être effectuée entre les 6 séquences de code, ce qui permet de conclure que (2-7) est vraie pour $h_c = 1$.

3.1.3.2. Exemple pour un code de poids impair

Les tableaux ci-dessous (Tableau 2-6, Tableau 2-7 et Tableau 2-8) présentent les résultats pour le code OOC (37,3,1,1).

m	W=2m+1	L	α	N	C
1	3	37	2	6	$P_i = \{2^{1i+12j} 0 \leq j \leq 2\}$ $0 \leq i \leq 5$

Tableau 2-6 : Méthode "BIBD" pour un code de poids impair OOC (37,3,1,1)

	Utilisateur	chip 1	chip 2	chip 3
OOO (37,3,1,1) N=6	P_{c_0}	1	26	10
	P_{c_1}	2	15	20
	P_{c_2}	4	30	3
	P_{c_3}	8	23	6
	P_{c_4}	16	9	12
	P_{c_5}	32	18	24

Tableau 2-7 : Position des chips du code OOC (37,3,1,1)

Comme dans le cas $W=2m$, nous transformons les positions des chips 1 en retards relatifs, pour construire le vecteur τ_{c_i} des retards relatifs (2-10).

	Utilisateur	τ_0	τ_1	τ_2
OOO (37,3,1) N=6	τ_{c_0}	9	16	12
	τ_{c_1}	13	5	19
	τ_{c_2}	1	26	10
	τ_{c_3}	2	15	20
	τ_{c_4}	3	4	30
	τ_{c_5}	6	8	23

Tableau 2-8 : Retards relatifs du code OOC (37,3,1,1)

Calculons ensuite l'ensemble R_{c_0} (2-11) :

$$\begin{aligned} R_{c_0} &= \begin{pmatrix} \tau_0 & \tau_1 & \tau_2 \\ \tau_0 + \tau_1 & \tau_1 + \tau_2 & \tau_2 + \tau_0 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} 9 & 16 & 12 \\ 25 & 28 & 21 \end{pmatrix} \end{aligned}$$

L'ensemble R_{c_0} ne contient aucun élément répété plus d'une fois. On peut donc conclure que $h_a=1$.

De même pour la séquence c_1 :

$$R_{c_1} = \begin{pmatrix} 13 & 5 & 19 \\ 18 & 24 & 32 \end{pmatrix}$$

R_{c_1} ne contient aucun élément répété plus d'une fois donc $h_a=1$.

D'autre part, on construit les ensembles $M_{c_{0,1}}$ et $M_{c_{1,1}}$ (2-11) :

$$\begin{aligned} M_{c_{0,1}} &= \left\{ \begin{array}{ccc} [\tau_0, \tau_1] & [\tau_1, \tau_2] & [\tau_2, \tau_0] \\ [\tau_0, \tau_1 + \tau_2] & [\tau_1, \tau_2 + \tau_0] & [\tau_2, \tau_0 + \tau_1] \end{array} \right\} \\ &= \left\{ \begin{array}{ccc} [9,16] & [16,12] & [12,9] \\ [9,28] & [16,21] & [12,25] \end{array} \right\} \\ M_{c_{1,1}} &= \left\{ \begin{array}{ccc} [13,5] & [5,19] & [19,13] \\ [13,24] & [5,32] & [19,18] \end{array} \right\} \end{aligned}$$

$M_{c_{0,1}} \cap M_{c_{1,1}} = \emptyset$ est vraie pour $h_c = 1$.

Cette vérification peut être effectuée comme précédemment entre les 6 séquences de code, ce qui permet de conclure que (2-7) est vraie pour $h_c = 1$.

3.2. Les Codes Premiers ou « Prime Code »

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 2-3).

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 :

$$S_i^p(j) = \{s_{i0}, s_{i1}, \dots, s_{i(p-1)}\} \quad \text{avec } i \text{ et } j \in GF(p) = \{0, 1, \dots, p-1\} \quad (2-16)$$

$$s_{ij} = \{i \cdot j\} \text{ (modulo } p)$$

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

$$C_i^p(n) = \begin{cases} 1 & \text{si } n = S_i^p(j) + jp \quad i, j \in GF(p) \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2-17)$$

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

- Exemple

A partir du Corps de Galois $GF(5)$, on construit un ensemble de 5 séquences premières $S_i^5(j)$ (Tableau 2-9) :

$S_i^5(j)$		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 2-9 : Tableau des séquences de PC à partir du Corps de Galois $GF(5)$

On construit à partir de ces séquences, 5 codes $C_i^5(n)$, n 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 2-10 : 5 séquences de codes PC $C_i^5(n)$

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

$$Z_{ii}(l) = \sum_{n=0}^{p^2-1} C_i^p(n) \cdot C_i^p(n-l) \quad (2-18)$$

$$Z_{i_1 i_2}(l) = \sum_{n=0}^{p^2-1} C_{i_1}^p(n) \cdot C_{i_2}^p(n-l) \quad (2-19)$$

$$i_1 \neq i_2$$

on peut montrer [50] que pour les codes PC on a:

$$Z_{ii}(l) = \begin{cases} p & \text{pour } l=0 \\ \leq h_a = p-1 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2-20)$$

$$0 \leq i < p$$

et

$$Z_{i_1 i_2}(l) \leq h_c = 2 \quad (2-21)$$

$$0 \leq i_1, i_2 < p \quad i_1 \neq i_2$$

- Exemple

Pour $p = 5$, on peut tracer $Z_{22}(l)$ et $Z_{24}(l)$ par exemple, sur la Figure 2-7 :

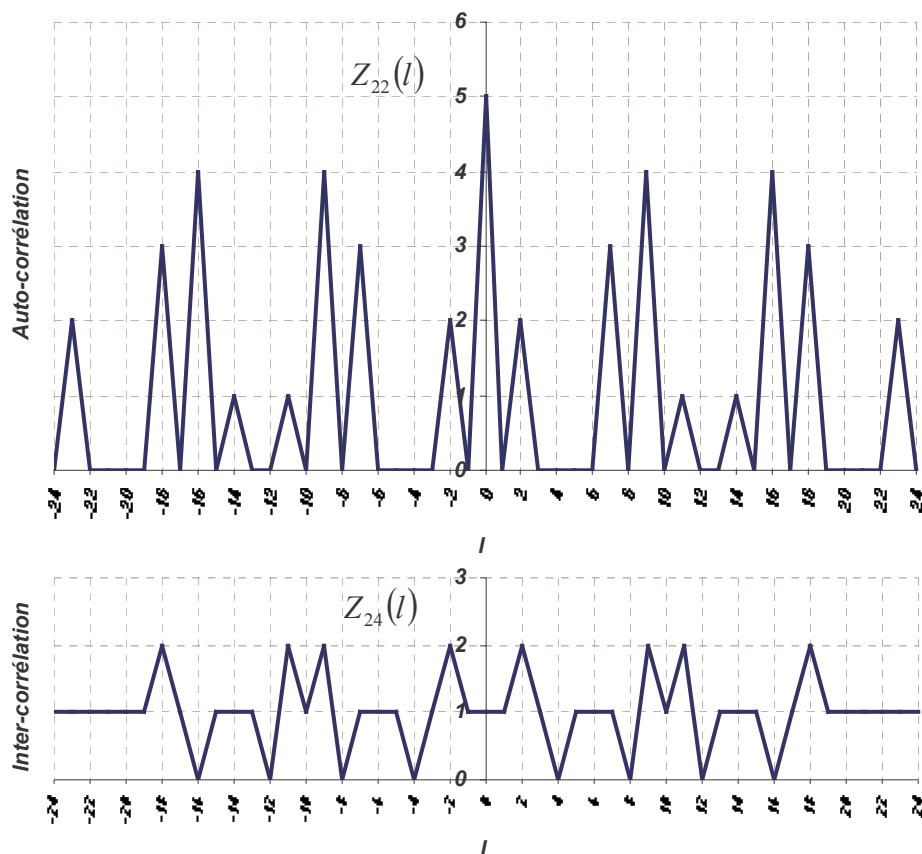


Figure 2-7 : L'auto-corrélation et l'inter-corrélation pour les codes PC

On vérifie les propriétés (2-20) et (2-21) .

Pour améliorer les propriétés d'inter-corrélation des codes PC, c'est-à-dire réduire la valeur de h_c de 2 à 1, différents travaux ont été menés et ont conduit à la définition d'une nouvelle catégorie de code appelée « Extended Prime Code » (EPC) [50].

3.3. Codes Premiers Etendus (EPC)

Les codes EPC sont construits à partir des séquences premières $S_i^p(j)$ définies précédemment. Mais la loi de construction du code se fait de manière à augmenter la longueur de code L, sans changer le poids du code W.

On aura :

$$C_i^p(n) = \begin{cases} 1 & \text{si } n = S_i^p(j) + j(2p - 1) \text{ pour } j = \{0, 1, \dots, p - 1\} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2-22)$$

On pourra avoir au maximum $N = p$ utilisateurs et chaque code aura une longueur $L = p \cdot (2p - 1)$.

Dans ce cas on a :

$$Z_{ii}(l) = \begin{cases} p & \text{pour } l = 0 \\ \leq h_a = p - 1 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2-23)$$

et

$$Z_{i_1 i_2}(l) \leq h_c = 1 \quad (2-24)$$

- Exemple : pour GF(5) : W = 5, L = 45

i	$S_i^p(j)$ pour $j = \{0, \dots, 4\}$					$C_i^7(n)$ pour $n = \{0, \dots, 44\}$																																																			
	0	1	2	3	4	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	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44							
0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0			
1	0	1	2	3	4	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
2	0	2	4	1	3	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
3	0	3	1	4	2	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
4	0	4	3	2	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

On peut tracer $Z_{22}(l)$ et $Z_{24}(l)$ par exemple, pour vérifier (2-23) et (2-24) :

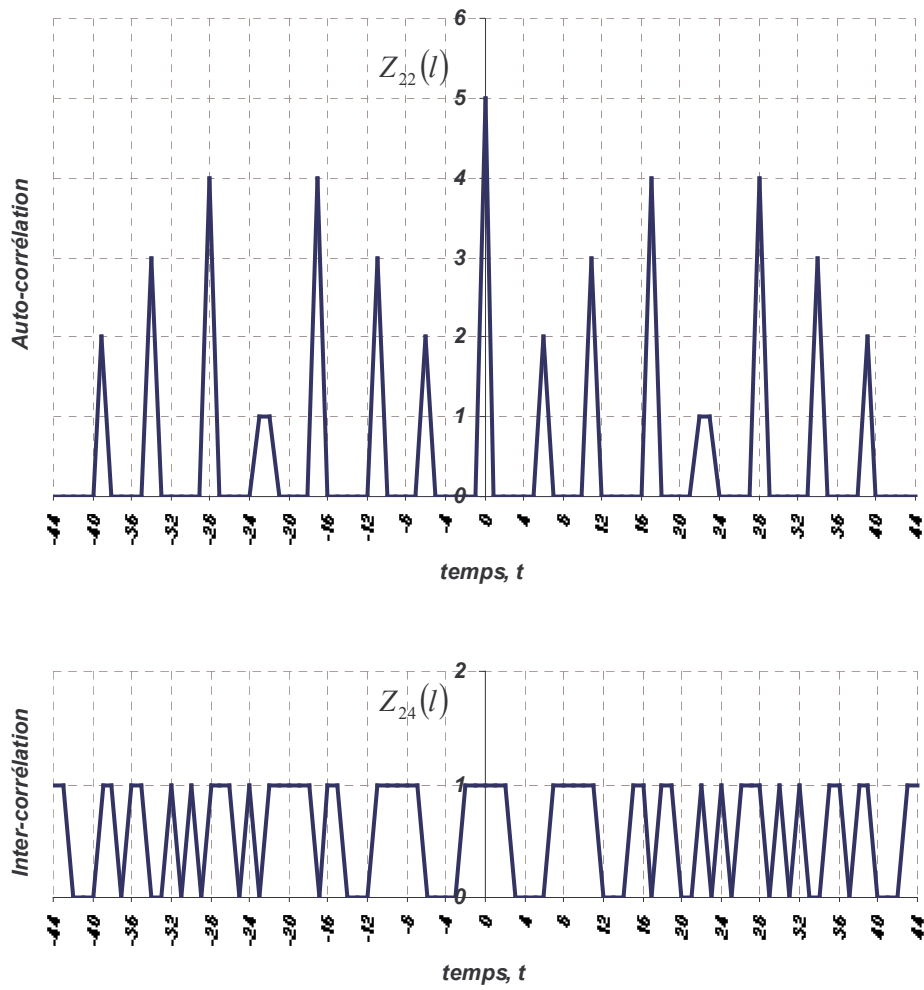


Figure 2-8 : L'auto-corrélation et l'inter-corrélation pour les codes EPC

4. Présentation de la partie réception

En considérant que les éléments du domaine optique sont des composants idéaux (Figure 2-1), le signal reçu à l'entrée du récepteur après codage et multiplexage des utilisateurs actifs, est d'après (2-3) :

$$r(t) = \sum_{k=1}^N s_k(t - \tau_k) \quad (2-25)$$

$r(t)$ représente l'ensemble des données sommées des utilisateurs actifs (de 1 à N).

On se place dans le cas synchrone ($\tau_k = 0$) qui permet d'évaluer la borne supérieure des performances du système.

En effet, la seule limitation est l'interférence d'accès multiple qui est maximum lorsque tous les utilisateurs du réseau sont synchronisés et possèdent le même niveau d'énergie en réception. D'après (2-1) : $s_k(t) = b_k(t)c_k(t)$

d'où :

$$r(t) = \sum_{k=1}^N b_k(t)c_k(t) \quad (2-26)$$

4.1. Récepteur Conventionnel (RC)

En supposant que l'utilisateur n°1 est l'utilisateur désiré, la partie décodage du système DS-OCDMA s'effectue par corrélation (Figure 2-9)

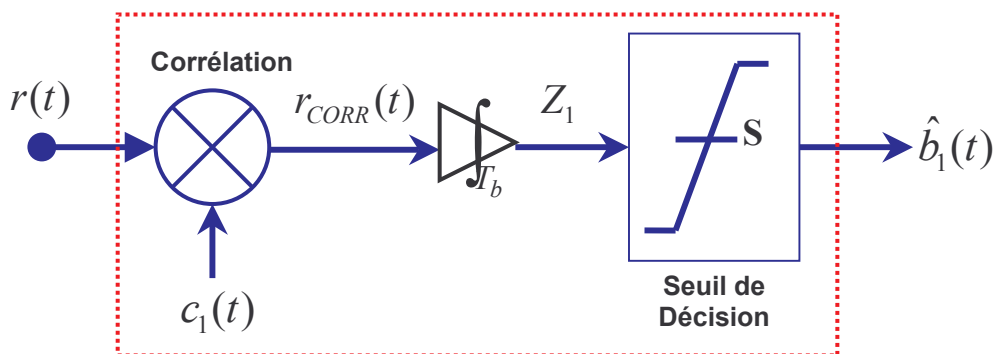


Figure 2-9 : Récepteur Conventionnel de l'utilisateur 1

Le signal reçu $r(t)$ est multiplié par le code de l'utilisateur désiré $c_1(t)$:

$$r_{corr}(t) = r(t).c_1(t) = \left(\sum_{k=1}^N b_k(t).c_k(t) \right).c_1(t) \quad (2-27)$$

On a :

$$r_{corr}(t) = b_1(t).c_1(t) + \sum_{k=2}^N b_k(t).c_k(t).c_1(t) \quad (2-28)$$

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 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 $b_i^{(i)}$ de l'utilisateur 1 :

$$\begin{aligned} Z_1^{(i)} &= \int_0^{T_b} b_i^{(i)}.c_1(t)dt + \sum_{k=2}^N b_i^{(k)} \int_0^{T_b} c_k(t).c_1(t)dt \\ &= W.b_i^{(i)} + \sum_{k=2}^N b_i^{(k)} \int_0^{T_b} c_k(t).c_1(t)dt \end{aligned} \quad (2-29)$$

Le deuxième terme dans (2-29) représente l'interférence due aux autres utilisateurs (IAM) : sa valeur dépend à la fois des données émises $b_i^{(k)}$ 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 1 envoie une donnée $b_i^{(i)} = 1$, la variable décisionnelle $Z_i^{(i)} = W + I_1$

$$\text{avec } I_1 = \sum_{k=2}^N b_i^{(k)} \int_0^{T_b} c_k(t).c_1(t)dt \quad (2-30)$$

le terme d'IAM I_1 prend n'importe quelle valeur positive ou nulle suivant les valeurs des

données des autres utilisateurs $b_i^{(k)}$ et de l'inter-corrélation $\int_0^{T_b} c_k(t).c_1(t)dt$

$$\text{On peut en conclure dans ce cas que : } Z_i^{(i)} \geq W \quad (2-31)$$

En prenant une règle de décodage telle que :

$$\begin{cases} \text{si } Z_i^{(i)} \geq S & \Rightarrow \hat{b}_i^{(i)} = 1 \\ \text{si } Z_i^{(i)} < S & \Rightarrow \hat{b}_i^{(i)} = 0 \end{cases} \quad (2-32)$$

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

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

D'après la règle de décodage (2-32) on peut dans ce cas faire une erreur sur $\hat{b}_i^{(1)}$ 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'IAM, nous illustrons la procédure de réception sur la Figure 2-10 pour un code OOC de poids $W = 3$ et tel que $h_a = h_c = 1$.

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 $c_1(t)$ de l'utilisateur désiré puis intégré sur le temps bit afin d'obtenir la variable décisionnelle $Z_i^{(1)}$.

On peut remarquer que lorsque $b_i^{(1)} = 1$, 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 $\hat{b}_i^{(1)} = 1$. Dans ce cas, on ne fait pas d'erreur.

Par contre lorsque $b_i^{(1)} = 0$, la Figure 2-10 présente deux exemples d'interférences :

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

⇒ trois utilisateurs non-désirés (n°2,3 et 4) ont 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 $S=1$:

$$Z_3^{(1)} \geq S \quad \text{et} \quad Z_4^{(1)} \geq S \quad \Rightarrow \quad \hat{b}_3^{(1)} = 1 \quad \text{et} \quad \hat{b}_4^{(1)} = 1 \quad \Rightarrow \quad 2 \text{ erreurs}$$

⇒ si $S=2$:

$$Z_3^{(1)} < S \quad \text{et} \quad Z_4^{(1)} \geq S \quad \Rightarrow \quad \hat{b}_3^{(1)} = 0 \quad \text{et} \quad \hat{b}_4^{(1)} = 1 \quad \Rightarrow \quad 1 \text{ erreur}$$

⇒ si $S=3$:

$$Z_3^{(1)} < S \quad \text{et} \quad Z_4^{(1)} \geq S \quad \Rightarrow \quad \hat{b}_3^{(1)} = 0 \quad \text{et} \quad \hat{b}_4^{(1)} = 1 \quad \Rightarrow \quad 1 \text{ erreur}$$

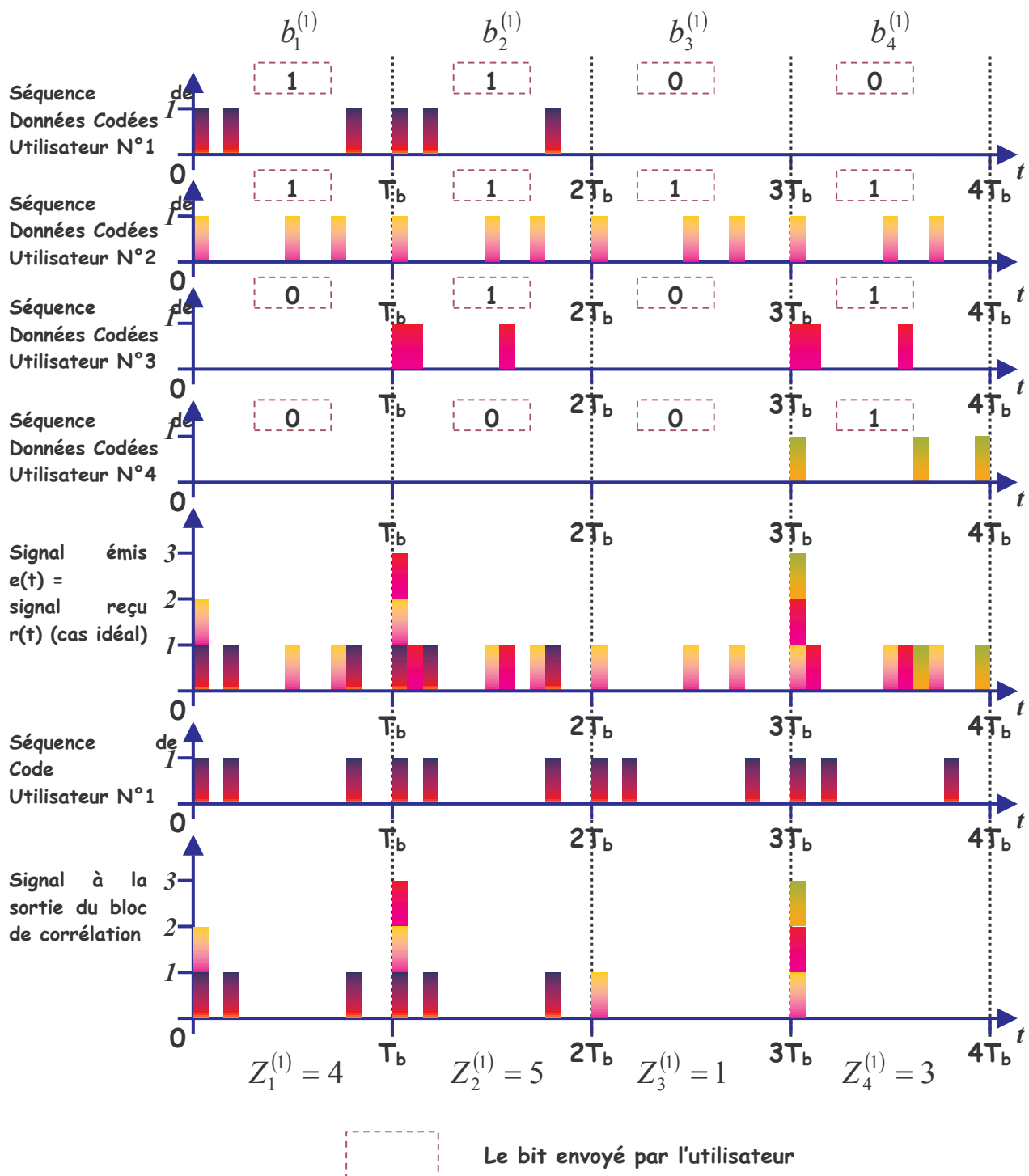


Figure 2-10 : Illustration de la procédure de réception conventionnelle d'un système OCDMA.

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 $b_i^{(1)} = 0$ de l'utilisateur désiré. En utilisant un limiteur à l'entrée du récepteur, on peut réduire le nombre de ces erreurs.

4.2. Récepteur Conventionnel avec Limiteur

Afin de réduire le nombre d'erreurs sur une donnée $b_i^{(1)} = 0$, on peut limiter à l'entrée du système de réception le niveau de l'interférence due aux utilisateurs non-désirés en plaçant un composant qui limite la puissance reçue [2,3]. C'est un composant optique appelé « hard-limiter » dont la fonction idéale est définie par :

$$g(x) = \begin{cases} 1 & x \geq 1 \\ 0 & 0 \leq x < 1 \end{cases} \quad (2-33)$$

Dans ce mémoire, 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.

Le terme d'interférence I_1 sera donc réduit.

Reprenons l'exemple précédent (Figure 2-10) et examinons la détection des données 0 émises ($b_3^{(1)}$ et $b_4^{(1)}$).

On constate (Figure 2-11) 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 ($S = W$).

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 $b_i^{(1)} = 0$.

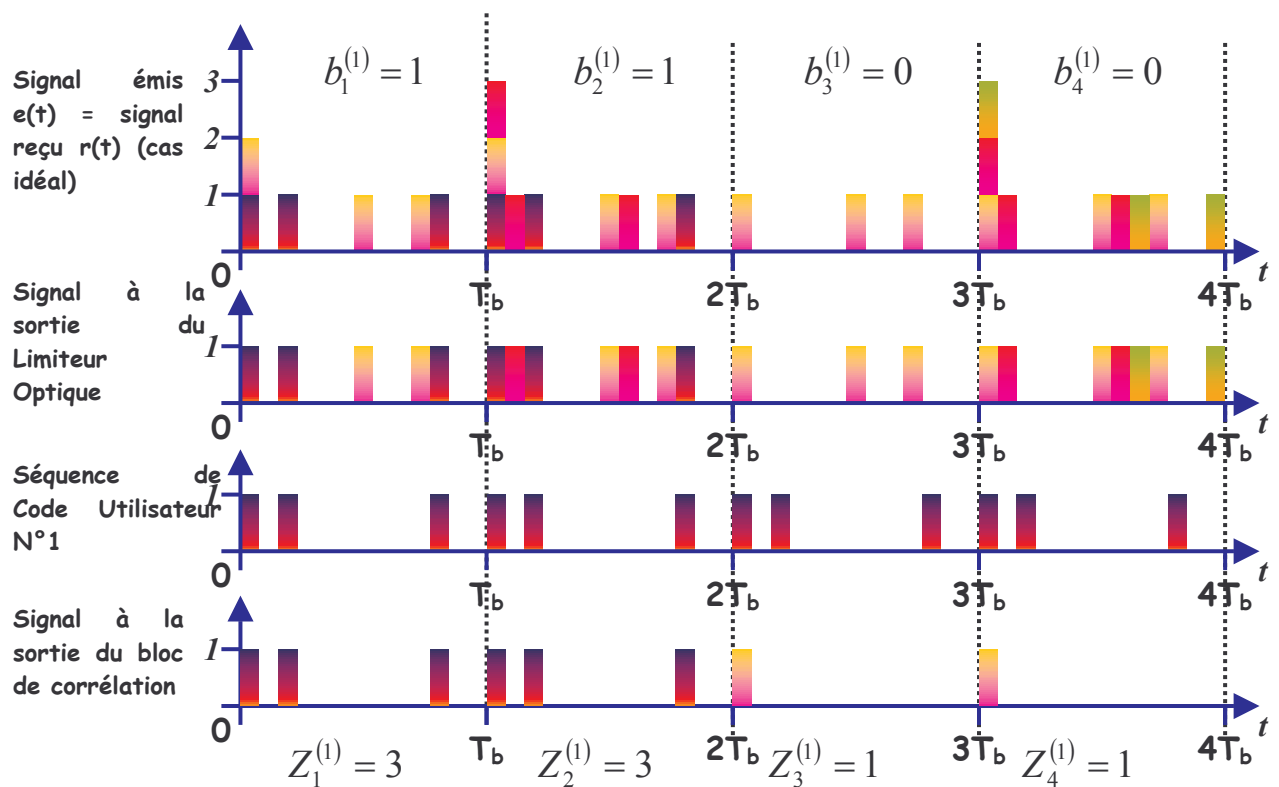


Figure 2-11 : Application d'un Limiteur Optique devant le Récepteur Conventionnel

Pour améliorer encore les performances de la détection, on peut appliquer une méthode d'annulation d'interférence, développée pour les systèmes CDMA hertziens [19,20].

4.3. Récepteur à annulation d'Interférences

Le principe repose sur l'estimation de l'interférence due aux utilisateurs non-désirés.

Une fois que l'IAM est déterminée, elle est retranchée du signal reçu avant détection de l'utilisateur désiré.

Deux structures d'annulation peuvent être envisagées :

- ⇒ une structure à annulation série
- ⇒ une structure à annulation parallèle

4.3.1. Annulation Série

La structure à annulation série est présentée sur la Figure 2-12 :

Le signal reçu à l'entrée du récepteur est $r(t)$

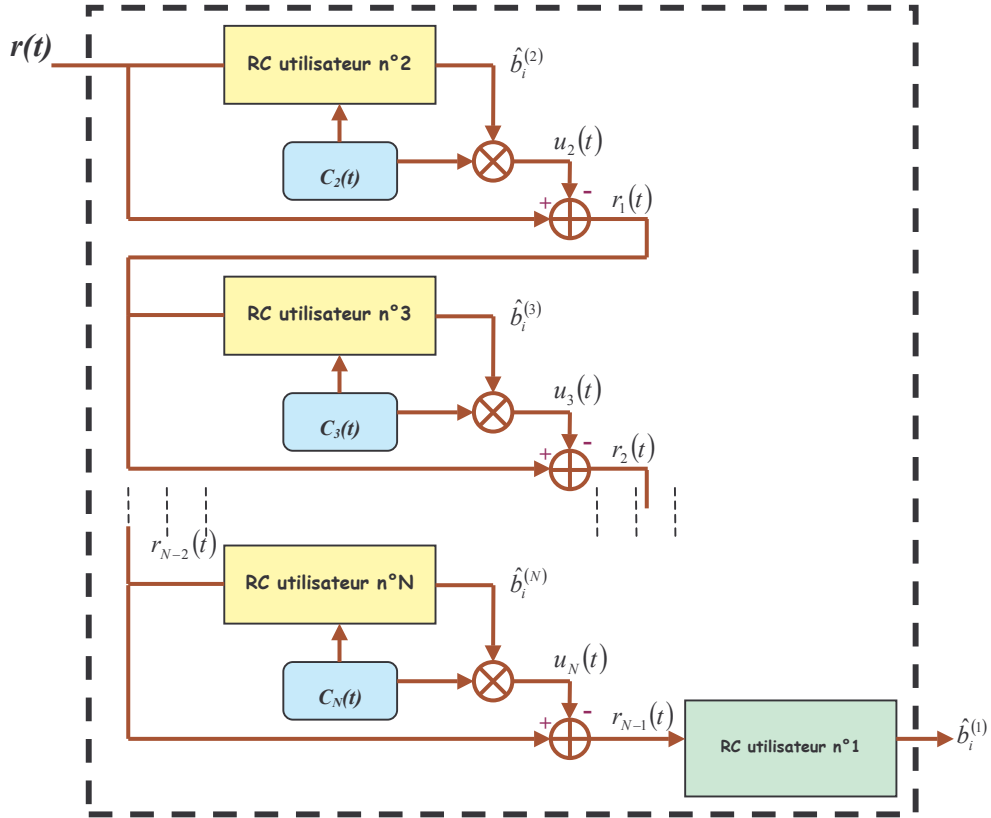


Figure 2-12 : Récepteur à Annulation en Série

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'IAM :

$$r_1(t) = r(t) - \hat{b}_i^{(2)} c_2(t) \quad (2-34)$$

- ⇒ 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 $r_2(t)$:

$$r_2(t) = r_1(t) - \hat{b}_i^{(3)} c_3(t) \quad (2-35)$$

Et ainsi de suite...

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 :

$$\begin{aligned}
 r_{N-1}(t) &= r_{N-2}(t) - \hat{b}_i^{(N)} c_N(t) \\
 &= r_{N-3}(t) - \hat{b}_i^{(N)} c_N(t) - \hat{b}_i^{(N-1)} c_{N-1}(t) \\
 &\dots \\
 &= r(t) - \sum_{j=2}^N \hat{b}_i^{(j)} c_j(t) \\
 &= \sum_{j=1}^N b_i^{(j)} c_j(t) - \sum_{j=2}^N \hat{b}_i^{(j)} c_j(t) \\
 &= b_i^{(1)} c_1(t) + \sum_{j=2}^N (b_i^{(j)} - \hat{b}_i^{(j)}) \cdot c_j(t)
 \end{aligned} \tag{2-36}$$

On voit d'après (2-36) que si tous les utilisateurs non-désirés ont été détectés sans erreur, le terme d'IAM est parfaitement annulé.

Cependant, comme pour les systèmes hertziens (effet « près-loin »), 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'IAM. Il n'est donc pas obligatoire pour atteindre un niveau donné de performance, d'annuler tous les utilisateurs.

4.3.2. Annulation Parallèle

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 2-13)

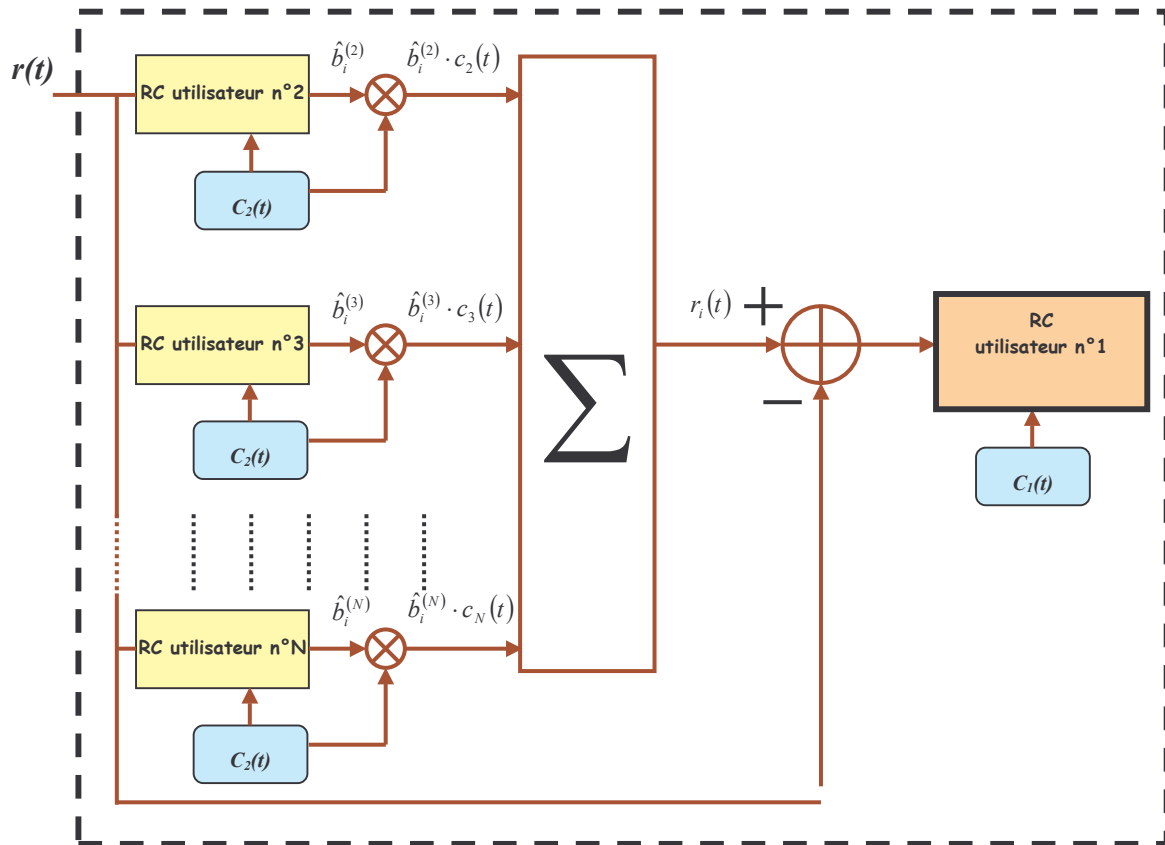


Figure 2-13 : Récepteur à Annulation en Parallèle

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

$$r_p(t) = r(t) - \sum_{j=2}^N \hat{b}_i^{(j)} c_j(t) \quad (2-37)$$

Comme dans le cas de l'annulation série, le signal $r_p(t)$ 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
- Un récepteur à annulation d'interférence série dans le cas synchrone

5. Analyse théorique d'un système DS-OCDMA Synchrone

On considère que la dégradation des performances d'un utilisateur est due uniquement à l'effet des autres utilisateurs (IAM).

Pour calculer la probabilité d'erreur on suppose :

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

5.1. Récepteur Conventionnel (RC) [2,3]

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

$$P_e = \frac{1}{2} \text{prob}(\hat{b}_i^{(1)} = 0 / b_i^{(1)} = 1) + \frac{1}{2} \text{prob}(\hat{b}_i^{(1)} = 1 / b_i^{(1)} = 0) \quad (2-38)$$

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

D'après la règle de décodage définie précédemment (2-32) on peut écrire :

$$P_e = \frac{1}{2} \text{prob}(Z_i^{(1)} < S / b_i^{(1)} = 1) + \frac{1}{2} \text{prob}(Z_i^{(1)} \geq S / b_i^{(1)} = 0) \quad (2-39)$$

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

$$Z_i^{(1)} = Wb_i^{(1)} + I_1$$

où I_1 est le terme d'interférence : $I_1 = \sum_{k=2}^N b_i^{(k)} \int_0^{T_b} c_k(t) \cdot c_1(t) dt$

donc :

$$P_e = \frac{1}{2} \text{prob}(W + I_1 < S) + \frac{1}{2} \text{prob}(I_1 \geq S) \quad (2-40)$$

On a vu dans le paragraphe (4,1) que le seuil optimal du comparateur correspond à : $S = W$.

Or, le terme d'interférence I_1 est la somme de (N-1) variables aléatoires identiquement

distribuées $I_k^{(1)}$ telles que : $I_k^{(1)} = b_i^{(k)} \int_0^{T_b} c_k(t) \cdot c_1(t) dt$

Dans le cas synchrone et pour des codes OOC (L,W,1,1), le terme $I_k^{(1)}$ ne peut prendre que 2 valeurs : 0 ou 1

Donc le terme I_1 peut prendre les valeurs entre 0 et (N-1).

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

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

$$P_e = \frac{1}{2} prob(I_1 \geq S) \quad (2-41)$$

les codes OOC $c_k(t)$ et $c_l(t)$ de longueurs L contiennent W chips à 1. Donc la probabilité que

$$\left(\int_0^{T_b} c_k(t) \cdot c_l(t) dt = 1 \right) \text{ est } \frac{W^2}{L}.$$

La densité de probabilité de $I_k^{(1)}$ peut donc s'écrire :

$$dp(I_k^{(1)}) = \frac{1}{2} \cdot \frac{W^2}{L} \cdot \delta(I_k^{(1)} - 1) + \left(1 - \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} \right) \cdot \delta(I_k^{(1)}) \quad (2-42)$$

d'où :

⇒ le terme $I_1 = 0$ si les (N-1) variables $I_k^{(1)} = 0$.

Ce cas n'arrive qu'une seule fois avec la probabilité $\left(1 - \frac{W^2}{2L} \right)^{N-1}$

⇒ le terme $I_1 = 1$ si une seule variable $I_k^{(1)}$ parmi (N-1) est égale à 1.

Ce cas peut se produire (N-1) fois avec la probabilité $\frac{W^2}{2L} \cdot \left(1 - \frac{W^2}{2L} \right)^{N-2}$

et ainsi de suite...

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

$$dp(I_1) = \sum_{i=0}^{N-1} C_{N-1}^i \left(\frac{W^2}{2L} \right)^i \left(1 - \frac{W^2}{2L} \right)^{N-1-i} \delta(I_1 - i) \quad (2-43)$$

donc

$$\begin{aligned} prob(I_1 \geq S) &= \int_S^{\infty} dp(I_1) dI_1 \\ &= \sum_{i=S}^{N-1} C_{N-1}^i \left(\frac{W^2}{2L} \right)^i \left(1 - \frac{W^2}{2L} \right)^{N-1-i} \end{aligned} \quad (2-44)$$

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

$$P_{e_{RC}} = \frac{1}{2} \sum_{i=S}^{N-1} C_{N-1}^i \left(\frac{W^2}{2L} \right)^i \left(1 - \frac{W^2}{2L} \right)^{N-1-i} \quad (2-45)$$

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 2-14 l'évolution de $P_{e_{RC}}$ est représentée en fonction du seuil S qui varie entre 1 et 4.

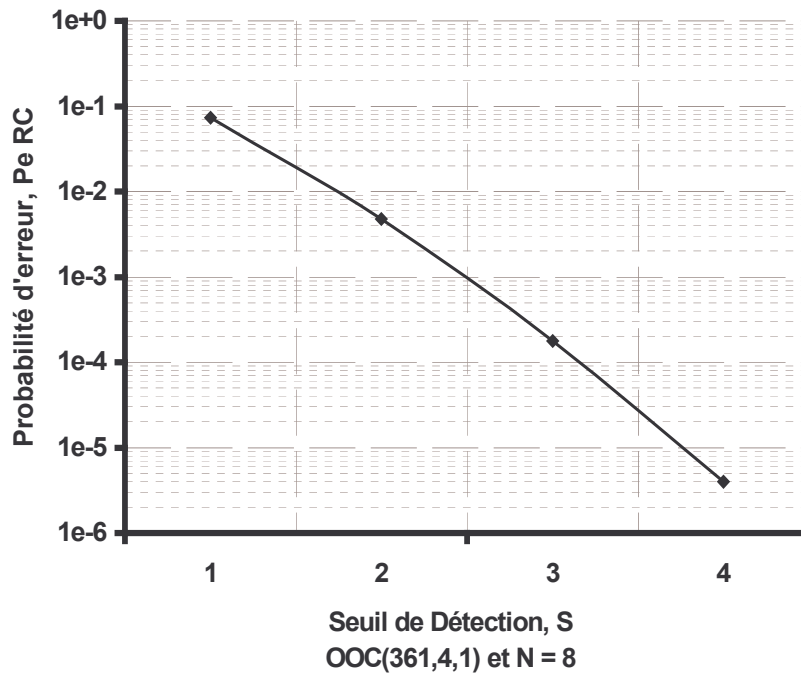


Figure 2-14 : La probabilité d'erreur, $P_{e_{RC}}$, en fonction du seuil S pour le code OOC $(361,4,1,1)$

On constate que la valeur de la plus faible de P_e ($\approx 4.10^{-6}$) est obtenue pour $S = W = 4$.

On se place à $S = W$ dans la suite de l'étude.

Les paramètres dont dépend la probabilité d'erreur sont : L , W et N .

Les variations de $P_{e_{RC}}$ en fonction de ces paramètres sont représentées respectivement Figures 2-15, 2-16 et 2-17, dans les conditions suivantes :

- Figure 2-15 : $(L, 4)$ et $N = 8$; L varie de 181 à 542.
- Figure 2-16 : $(361, W)$ et $N=8$; W varie de 4 à 7.
- Figure 2-17 : $(361, 4)$ et N varie de 2 à 30.

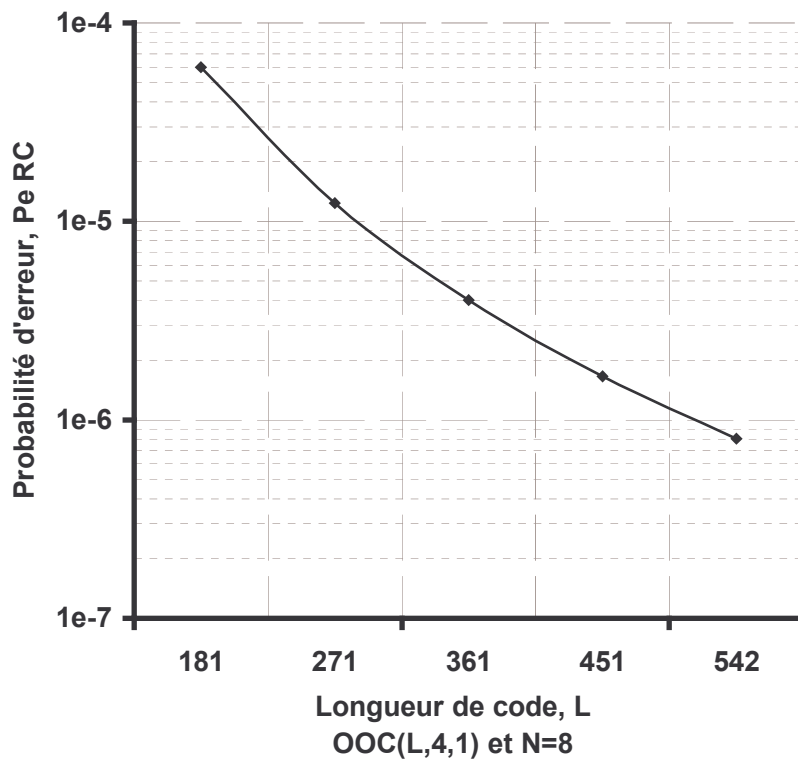


Figure 2-15 : La probabilité d'erreur, P_{eRC} , en fonction de la longueur de code pour un OOC $(L,4,1,1)$

Sur la Figure 2-15, nous avons tracé la 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. Ce résultat est évident, vu que la probabilité que deux codes aient un chip à 1 en commun (donc qu'il y ait de l'IAM), est inversement proportionnelle à la longueur du code L .

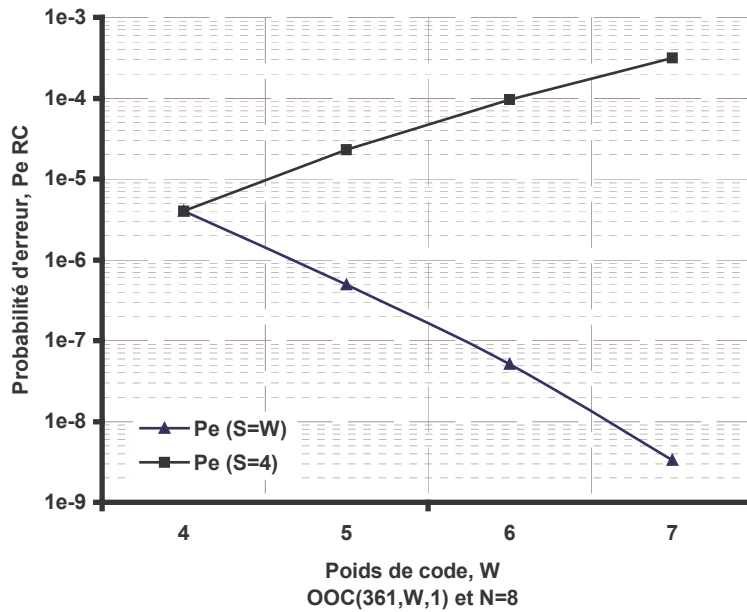


Figure 2-16 : La probabilité d'erreur, $P_{e_{RC}}$, en fonction du poids de code pour un OOC $(361, W, 1, 1)$

Sur la Figure 2-16, pour un nombre d'utilisateurs N fixé à 8, nous avons tracé la probabilité d'erreur en fonction du poids de code, W .

Si 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, si le seuil est choisi de manière optimale ($S = W$), plus le poids augmente, plus le seuil augmente, plus la probabilité d'erreur diminue.

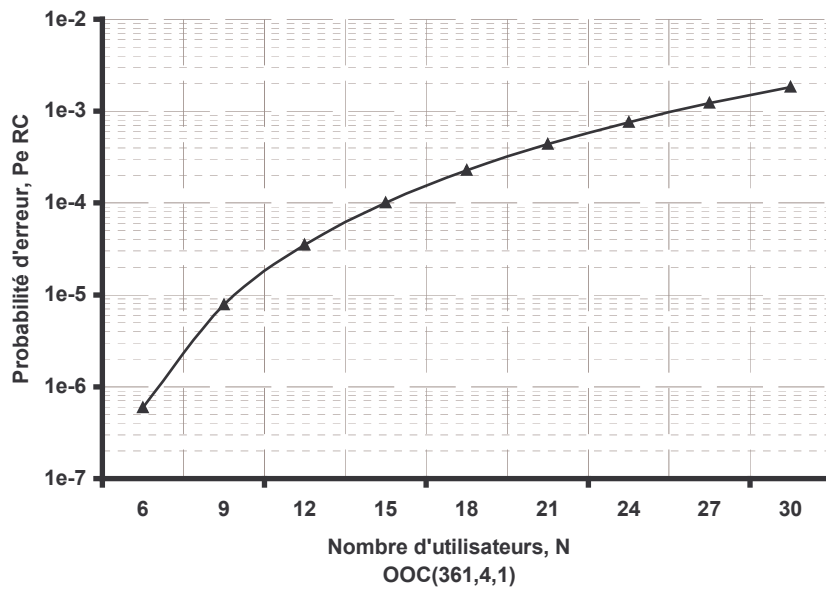


Figure 2-17 : La probabilité d'erreur, P_{eRC} , en fonction du nombre d'utilisateurs, N, pour
OOC (361,4,1,1)

La Figure 2-17 représente la probabilité d'erreur en fonction du nombre d'utilisateurs, N, pour le code OOC(361,4,1,1). Les performances diminuent quand le nombre d'utilisateurs augmente, c'est-à-dire avec l'augmentation du terme d'IAM.

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

Sachant que le nombre d'utilisateurs N est lié aux valeurs de L et W (relation (2-8)), si on se fixe N et une performance donnée, on peut en déduire une contrainte « minimale » sur les caractéristiques du code.

Par exemple, on fixe $N = 30$ et un taux d'erreur minimal de 10^{-9} qui sont les contraintes classiques des réseaux optiques.

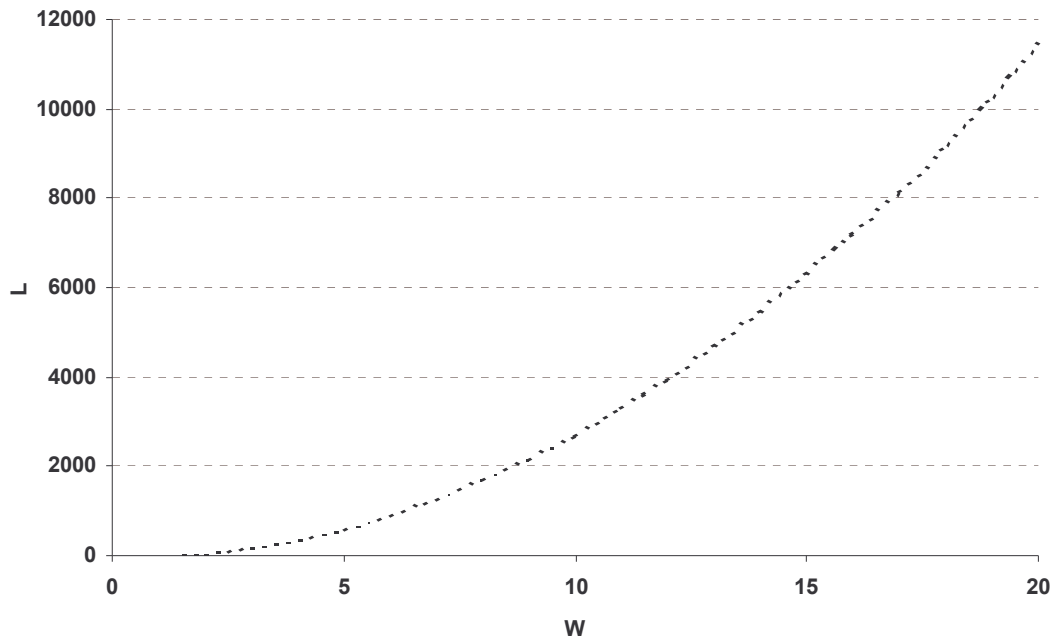


Figure 2-18 : Code OOC (L, W) $N = 30$

La Figure 2-18 est une illustration de la relation (2-8) avec $N = 30$.

Si on trace les performances des codes obtenus à partir de la Figure 2-18 on remarque (Figure 2-19) que le code « minimal » permettant d'obtenir une performance de 10^{-9} est le code ($L = 2161, W = 9$).

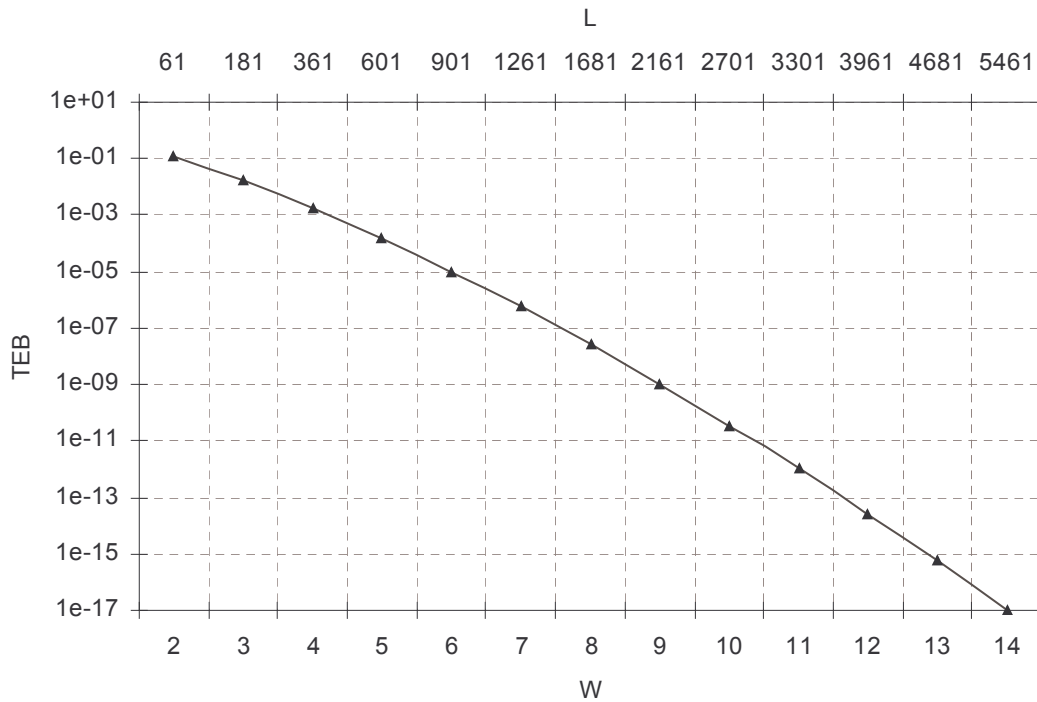


Figure 2-19 : Le TEB pour un code OOC (L,W) avec un seuil de détection S optimal

Le code « minimal » pour une performance 10^{-9} a été calculé 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 : $T_c = \frac{T_b}{L}$. Plus

L augmente, plus les impulsions sont étroites.

5.2. Récepteur conventionnel avec limiteur optique (RC-LO)

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 :

$$\begin{aligned}
P_e &= \frac{1}{2} \text{prob}(\hat{b}_i^{(1)} = 1/b_i^{(1)} = 0) \\
&= \frac{1}{2} \text{prob}(Z_i^{(1)} \geq S/b_i^{(1)} = 0)
\end{aligned} \tag{2-46}$$

$Z_i^{(1)}$ 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 :

$$P_e = \frac{1}{2} \text{prob}\left(\int_0^{T_b} g(I(t)) \cdot c_1(t) dt \geq S\right) \tag{2-47}$$

où $I(t) = \sum_{k=2}^N b_i^{(k)} c_k(t)$ est le terme d'interférence d'accès multiple, du signal reçu $r(t)$ (2-26) à

l'entrée du récepteur.

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

$$g(x) = \begin{cases} 0 & \text{si } 0 \leq x < 1 \\ 1 & \text{si } x \geq 1 \end{cases} \tag{2-48}$$

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

Si $I(t) \geq 1$ sur $[jT_c, (j+1)T_c]$ 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 $[jT_c, (j+1)T_c]$ $j = 0, \dots, L-1$ pour chaque utilisateur k de 2 à N .

$$\text{Donc } \text{prob}(g(I(t)) = 0) = \left(\text{prob}(b_i^{(k)} c_k(t) = 0)\right)^{N-1} \tag{2-49}$$

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

$$\text{prob}(b_i^{(k)} c_k(t) = 0) = 1 - \text{prob}(b_i^{(k)} c_k(t) = 1) = 1 - \text{prob}(b_i^{(k)} c_j^{(k)} = 1)$$

$c_j^{(k)}$ est le $j^{\text{ème}}$ chip du code $c_k(t)$

pour que $b_i^{(k)} c_j^{(k)} = 1$ il faut que $b_i^{(k)} = 1$ et $c_j^{(k)} = 1$ sur $[jT_c, (j+1)T_c]$

d'où :

$$\begin{aligned}
\text{prob}(b_i^{(k)} c_j^{(k)} = 0) &= 1 - \text{prob}(b_i^{(k)} = 1) \text{prob}(c_j^{(k)} = 1) \\
&= 1 - \frac{1}{2} \times \frac{W}{L}
\end{aligned} \tag{2-50}$$

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

$$\text{avec } q = \left(1 - \frac{W}{2L}\right) \quad (2-51)$$

$$\text{donc } prob(g(I(t))=1) = 1 - \left(1 - \frac{W}{2L}\right)^{N-1} \quad (2-52)$$

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 $1 - q^{N-1}$.

Sur l'intervalle chip suivant $[T_c, 2T_c]$, vu les propriétés d'inter-corrélation, il ne peut y avoir que (N-2) utilisateurs tels que $c_k(t) \cdot c_1(t) = 1$.

Dans ce cas, $g(I(t)) = 1$ avec la probabilité $1 - q^{N-2}$.

Et ainsi de suite...

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 :

$$prob\left(\int_0^{T_b} g(I(t)) \cdot c_1(t) dt \geq S\right) = C_W^S (1 - q^{N-1}) \cdot (1 - q^{N-2}) \dots (1 - q^{N-S})$$

d'où :

$$P_{e_{RC-LO}} = \frac{1}{2} C_W^S \prod_{i=0}^{S-1} (1 - q^{N-1-i}) \quad (2-53)$$

En reprenant l'exemple du code étudié au paragraphe précédent, on représente sur les figures (2-15), (2-16), (2-18) et (2-19) la comparaison des résultats entre $P_{e_{RC-LO}}$ et $P_{e_{RC}}$.

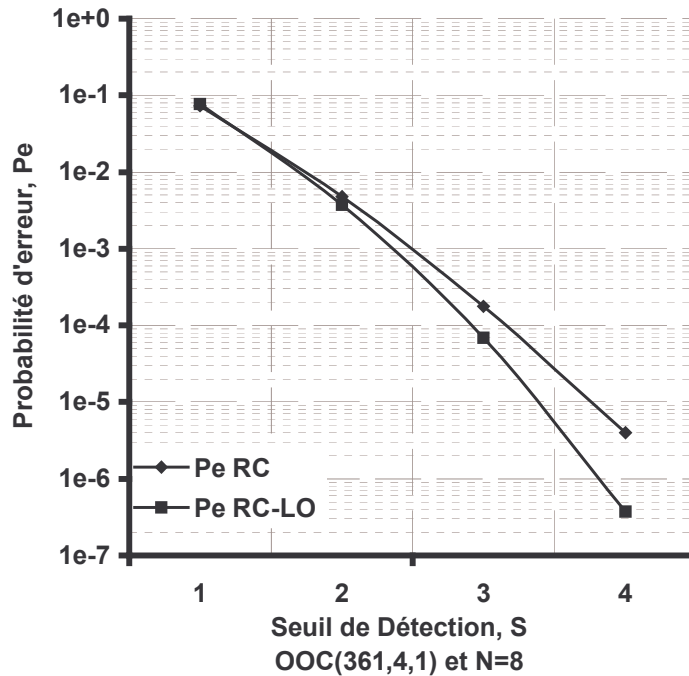


Figure 2-20 : La probabilité d'erreur, $P_{e_{RC}}$ et $P_{e_{RC-LO}}$, en fonction du seuil S pour le code OOC (361,4,1,1)

La Figure 2-20 représente la probabilité d'erreur pour les récepteurs RC et RC-LO en fonction du seuil du comparateur pour le code OOC(361,4,1,1) avec $N = 8$ utilisateurs.

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

Pour $S = 1$, le limiteur n'a aucun effet donc les courbes sont confondues.

Plus le seuil S augmente et plus le nombre de motifs d'interférence possibles pour générer une interférence I_1 égale à S augmente (C_{N-1}^S).

Or, l'utilisateur d'un limiteur réduit le nombre de ces motifs en limitant la valeur de l'interférence à 1. On constate donc une amélioration des performances avec le RC-LO par rapport au RC d'autant plus grande que S est grand.

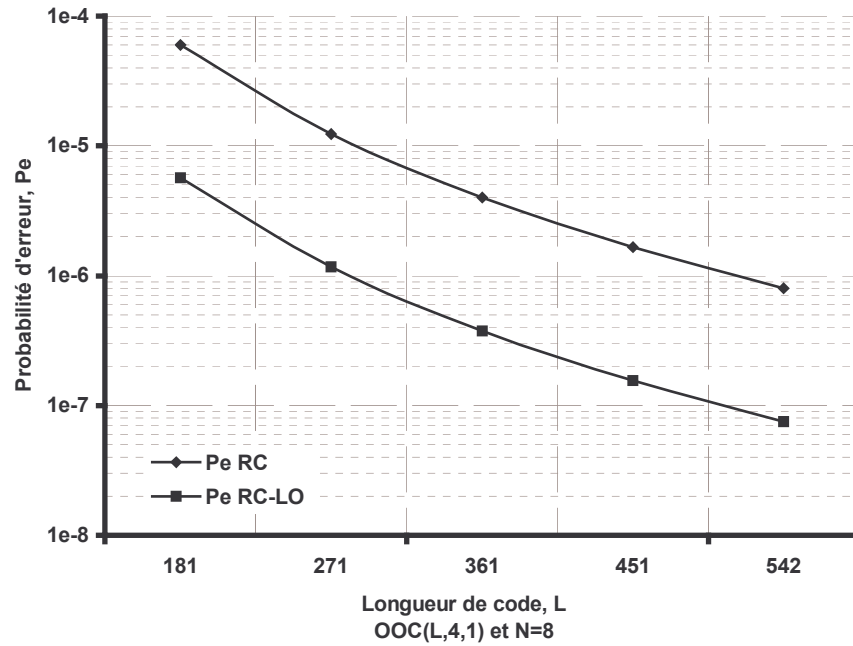


Figure 2-21 : La probabilité d'erreur, $P_{e_{RC}}$ et $P_{e_{RC-LO}}$, en fonction de la longueur du code pour OOC (L,4,1,1)

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, $S = W = 4$. D'après la Figure 2-21, le récepteur avec LO améliore les performances par rapport au récepteur conventionnel, quelque soit la longueur du code.

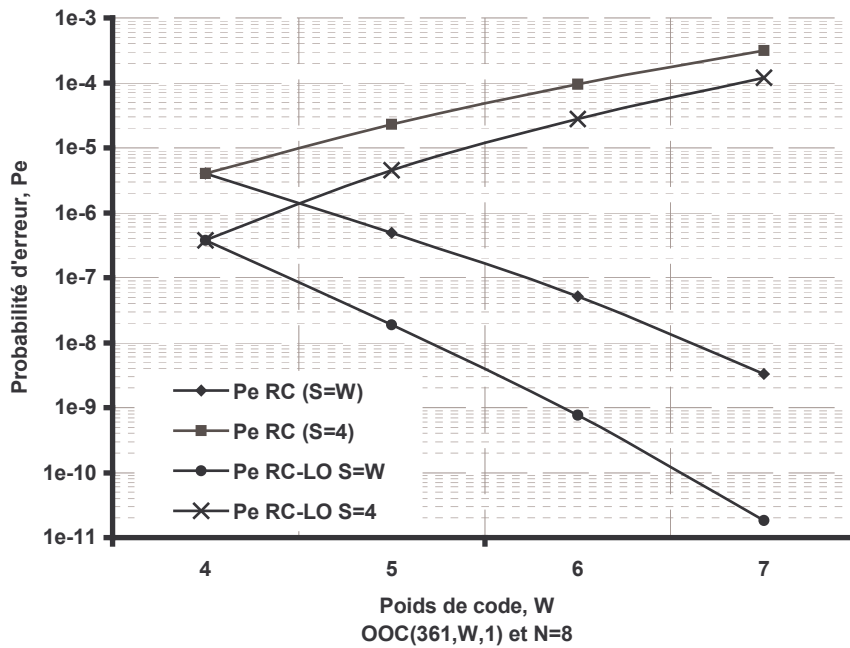


Figure 2-22 : La probabilité d'erreur, $P_{e_{RC}}$ et $P_{e_{RC-LO}}$, en fonction du poids de code pour un OOC (361, W, 1, 1)

La Figure 2-22 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 .

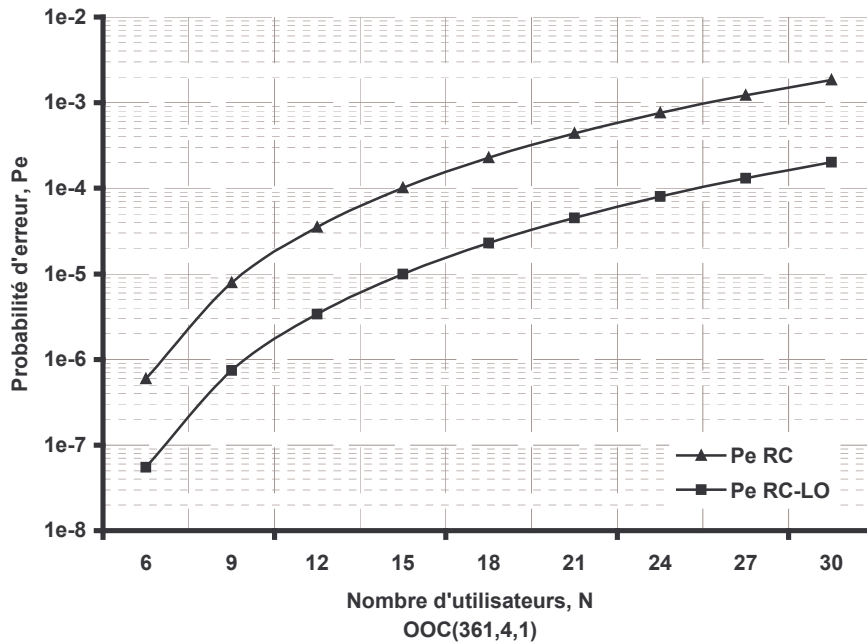


Figure 2-23 : La probabilité d'erreur, $P_{e_{RC}}$ et $P_{e_{RC-LO}}$, en fonction du nombre d'utilisateurs, N, pour OOC (361,4,1,1)

La Figure 2-23 représente les probabilités d'erreur $P_{e_{RC}}$ et $P_{e_{RC-LO}}$, 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 c'est-à-dire de l'IAM. Le récepteur conventionnel avec limiteur optique donne dans tous les cas, une meilleure performance par rapport au récepteur conventionnel.

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 2-11 : Les codes “minimaux” pour un RC et RC-LO avec une performance inférieure à 10^{-9}

L'utilisation d'un limiteur permet donc 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.

Dans cette partie, nous avons constaté que l'utilisation d'un récepteur OCDMA conventionnel avec un limiteur optique permet d'améliorer les performances du système par rapport au récepteur conventionnel. Ceci est dû à la suppression d'une partie de l'IAM par le limiteur optique.

Pour augmenter les performances et tendre vers une annulation complète de l'IAM, nous présentons l'analyse du calcul de la probabilité d'erreur d'un récepteur à annulation série d'interférences.

5.3. Récepteur à Annulation Série d'Interférence (RASI)

Chaque donnée des utilisateurs interférents est évaluée par un détecteur conventionnel.

Vu la structure en cascade ou série (Figure 2-12) le calcul de la probabilité d'erreur de chaque étage dépend à la fois de l'étage précédent et de l'utilisateur désiré n°1.

On étudie la structure en considérant tout d'abord le cas d'un seul étage d'annulation (Figure 2-24).

5.3.1. Cas d'une annulation série

La structure est la suivante :

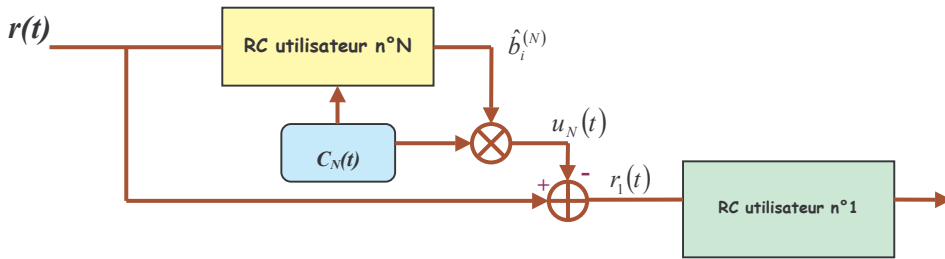


Figure 2-24 : RASI à une annulation série

L'utilisateur interférent n°N est détecté par un récepteur conventionnel de seuil S_N , puis « annulé » dans le signal reçu $r(t)$.

$$r(t) = \sum_{k=1}^N b_i^{(k)} c_k(t)$$

$$r_1(t) = r(t) - \hat{b}_i^{(N)} c_N(t) = b_i^{(1)} c_1(t) + \sum_{k=2}^{N-1} b_i^{(k)} c_k(t) + (b_i^{(N)} - \hat{b}_i^{(N)}) c_N(t)$$

La variable de décision de l'utilisateur désiré s'écrit :

$$Z_i^{(1)} = W b_i^{(1)} + I_1 + A_1$$

avec

$$I_1 = \sum_{k=2}^{N-1} \int_0^{T_b} b_i^{(k)} c_k(t) c_1(t) dt \quad \text{le terme d'interférence}$$

$$A_1 = (b_i^{(N)} - \hat{b}_i^{(N)}) \int_0^{T_b} c_N(t) c_1(t) dt \quad \text{le terme d'annulation du premier étage}$$

Le calcul de la probabilité d'erreur de l'utilisateur n°1 se décompose :

$$P_{e_1} = \frac{1}{2} P_{e_{10}} + \frac{1}{2} P_{e_{11}}$$

$$\text{avec } P_{e_{10}} = \text{prob}(\hat{b}_i^{(1)} = 1/b_i^{(1)} = 0)$$

et $P_{e_{11}} = \text{prob}(\hat{b}_i^{(1)} = 0 / b_i^{(1)} = 1)$

- l'utilisateur n°1 envoie $b_i^{(1)} = 1$.

$$\begin{aligned} P_{e_{11}} &= \text{prob}(Z_i^{(1)} < S_1 / b_i^{(1)} = 1) \\ &= \text{prob}(W + I_1 + A_1 < S_1 / b_i^{(1)} = 1) \end{aligned}$$

Le terme d'annulation A_i ne peut prendre que 2 valeurs 0 et -1 , car le récepteur conventionnel de l'utilisateur N ne fait une erreur que lorsque $b_i^{(N)} = 0$ d'après les résultats du paragraphe 4-1.

Le terme d'interférence I_i peut prendre des valeurs positives entre 0 et $(N-2)$.

Pour simplifier le calcul de la probabilité d'erreur, on suppose que les variables A_i et I_i (par la suite A_i, I_i) sont indépendantes.

C'est une approximation car si on suppose par exemple que $A_1 = -1$ (avec $b_i^{(1)} = 1$) cela signifie qu'il y a au moins $(S_N - 1)$ utilisateurs parmi les $(N-2)$ utilisateurs interférents, qui ont envoyé une donnée $b_i^{(k)} = 1$ contribuant ainsi à l'erreur sur $\hat{b}_i^{(N)}$ ($\hat{b}_i^{(N)} = 1 / b_i^{(N)} = 0$). Il faudrait donc tenir compte de ce cas pour calculer la probabilité que le terme d'interférence I_i de l'utilisateur désiré prenne une valeur comprise entre 0 et $N-2$ et ainsi de suite au fur et à mesure des annulations.

Donc avec l'approximation on écrit :

$$\begin{aligned} P_{e_{11}} &= \text{prob}(A_1 = -1 / b_i^{(1)} = 1) \cdot \text{prob}(I_1 < S_1 - W + 1 / b_i^{(1)} = 1) \\ &+ \text{prob}(A_1 = 0 / b_i^{(1)} = 1) \cdot \text{prob}(I_1 < S_1 - W / b_i^{(1)} = 1) \end{aligned}$$

d'après les résultats du paragraphe 4-1 :

$$\begin{aligned} \text{prob}(I_1 < S_1 - W + 1 / b_i^{(1)} = 1) &= \sum_{i=0}^{S_1 - W} C_{N-2}^i \left(\frac{W^2}{2L} \right)^i \left(1 - \frac{W^2}{2L} \right)^{N-2-i} \\ &= f(0, S_1 - W, N - 2) \end{aligned}$$

$$\text{On définit la fonction } f(a, b, k) = \sum_{i=a}^b C_k^i \left(\frac{W^2}{2L} \right)^i \left(1 - \frac{W^2}{2L} \right)^{k-i}$$

$$f(a, b, k) = 0 \text{ si } a > b$$

de même, on obtient :

$$\text{prob}(I_1 < S_1 - W / b_i^{(1)} = 1) = f(0, S_1 - W - 1, N - 2)$$

Remarque :

comme $0 \leq S_1 \leq W$ cette probabilité est nulle.

D'autre part :

$$\begin{aligned}
\text{prob}(A_1 = -1/b_i^{(1)} = 1) &= \text{prob}(b_i^{(N)} - \hat{b}_i^{(N)} = -1/b_i^{(1)} = 1) \cdot \text{prob}\left(\int_0^{T_b} c_N(t)c_1(t)dt = 1\right) \\
&= \frac{W^2}{L} \cdot \frac{1}{2} \text{prob}(\hat{b}_i^{(N)} = 1/b_i^{(N)} = 0/b_i^{(1)} = 1) \\
&= \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} \text{prob}(Z_i^{(N)} \geq S_N/b_i^{(1)} = 1 \text{ et } b_i^{(N)} = 0) \\
&= \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(S_N - 1, N - 2, N - 2) \\
\text{prob}(A_1 = 0/b_i^{(1)} = 1) &= 1 - \text{prob}(A_1 = -1/b_i^{(1)} = 1) \\
&= 1 - \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(S_N - 1, N - 2, N - 2)
\end{aligned}$$

d'où

$$\begin{aligned}
P_{e_{11}} &= \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(S_N - 1, N - 2, N - 2) \cdot f(0, S_1 - W, N - 2) \\
&+ \left(1 - \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(S_N - 1, N - 2, N - 2)\right) \cdot f(0, S_1 - W - 1, N - 2) \\
&= \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(S_N - 1, N - 2, N - 2) \cdot f(0, S_1 - W, N - 2)
\end{aligned} \tag{2-54}$$

- l'utilisateur n°1 envoie $b_i^{(1)} = 0$.

$$\begin{aligned}
P_{e_{10}} &= \text{prob}(Z_i^{(1)} \geq S_1/b_i^{(1)} = 0) \\
&= \text{prob}(I_1 + A_1 \geq S_1/b_i^{(1)} = 0) \\
&= \text{prob}(A_1 = -1/b_i^{(1)} = 0) \cdot \text{prob}(I_1 \geq S_1 + 1/b_i^{(1)} = 0) \\
&+ \text{prob}(A_1 = 0/b_i^{(1)} = 0) \cdot \text{prob}(I_1 \geq S_1/b_i^{(1)} = 0)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\text{prob}(I_1 \geq S_1 + 1/b_i^{(1)} = 0) &= f(S_1 + 1, N - 2, N - 2) \\
\text{prob}(I_1 \geq S_1/b_i^{(1)} = 0) &= f(S_1, N - 2, N - 2) \\
\text{prob}(A_1 = -1/b_i^{(1)} = 0) &= \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(S_N, N - 2, N - 2) \\
\text{prob}(A_1 = 0/b_i^{(1)} = 0) &= 1 - \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(S_N, N - 2, N - 2)
\end{aligned}$$

d'où

$$\begin{aligned}
P_{e_{10}} &= \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(S_N, N - 2, N - 2) \cdot f(S_1 + 1, N - 2, N - 2) \\
&+ \left(1 - \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(S_N, N - 2, N - 2)\right) \cdot f(S_1, N - 2, N - 2)
\end{aligned} \tag{2-55}$$

Pour optimiser les performances, on se place dans le cas où le récepteur conventionnel de l'utilisateur N est optimal, c'est-à-dire pour un seuil $S_N = W$.

Les figures suivantes (Figure 2-25 et Figure 2-26) présentent l'évolution de P_{e_1} en fonction de S_1 et comparent les résultats à ceux d'un récepteur conventionnel.

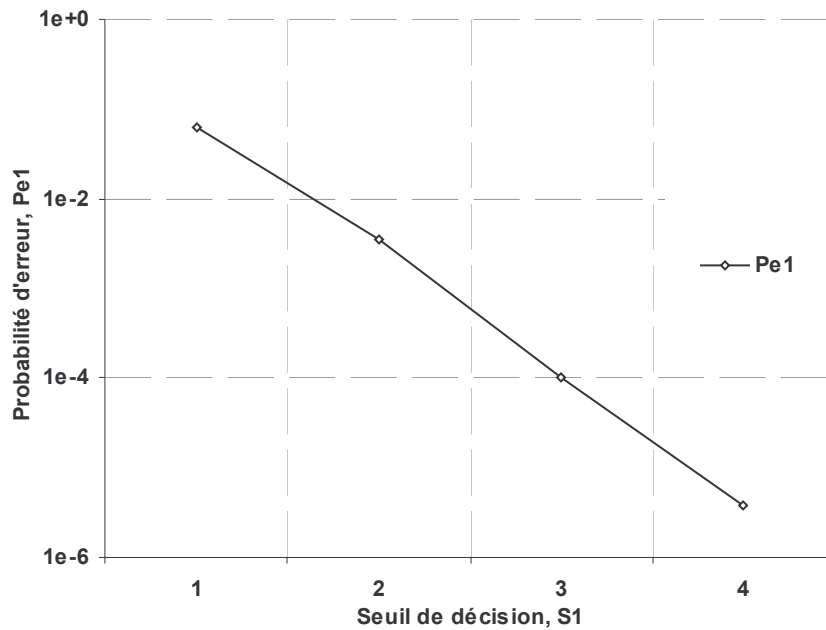


Figure 2-25 : La probabilité d'erreur, P_{e_1} pour une élimination en série du code OOC (361,4,1,1), $N = 8$

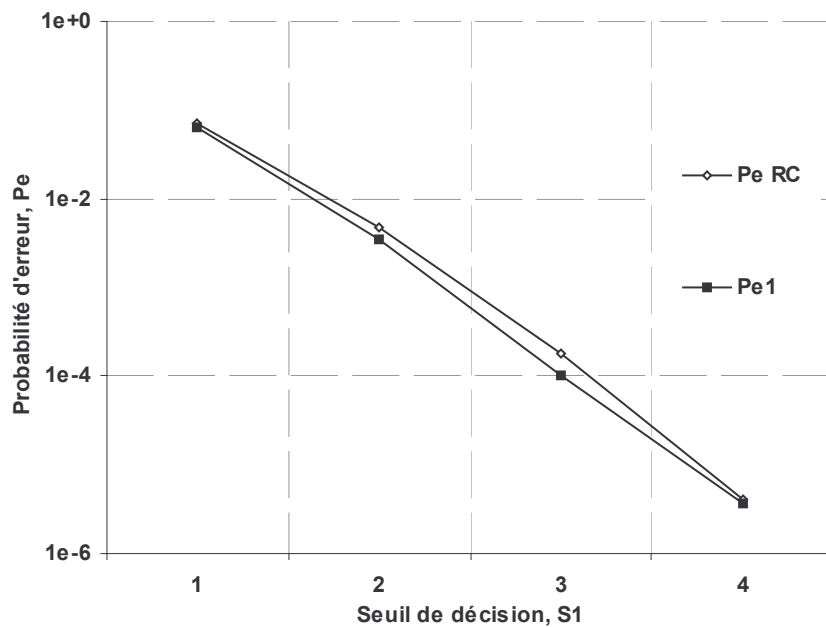


Figure 2-26 : La probabilité d'erreur, P_{e_1} pour une élimination comparée à la probabilité d'erreur $P_{e_{RC}}$ pour un RC du code OOC (361,4,1,1), $N = 8$

On constate que pour une annulation, il n'y a que peu d'amélioration. Il est donc nécessaire de procéder à des éliminations plus importantes pour démontrer l'efficacité du système.

5.3.2. Cas de deux annulations série

Les utilisateurs n°N et n°(N-1) sont détectés par des RC de seuils S_N et S_{N-1} puis retranchés du signal reçu $r(t)$.

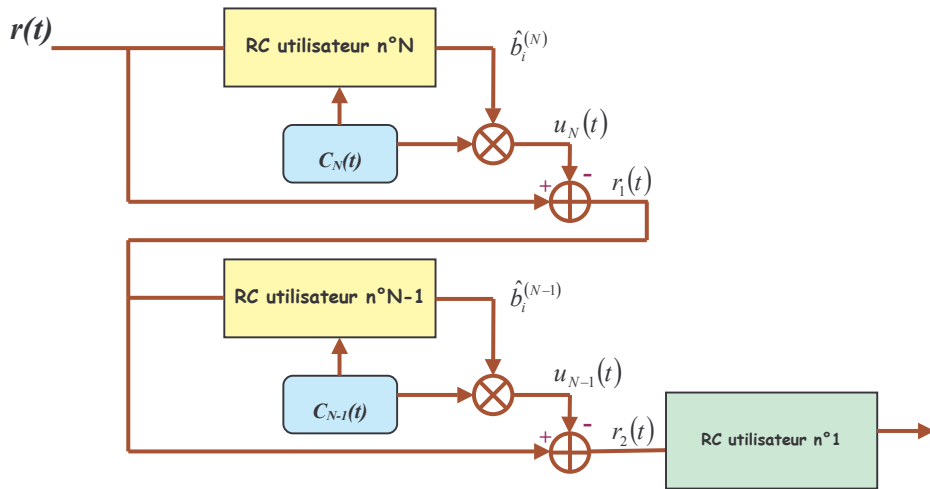


Figure 2-27 : RASI à deux annulations série

$$r_2(t) = b_i^{(1)}c_1(t) + \sum_{k=2}^{N-2} b_i^{(k)}c_k(t) + (b_i^{(N)} - \hat{b}_i^{(N)})c_N(t) + (b_i^{(N-1)} - \hat{b}_i^{(N-1)})c_{N-1}(t)$$

La variable de décision de l'utilisateur désiré s'écrit :

$$Z_i^{(1)} = Wb_i^{(1)} + I_2 + A_1 + A_2$$

avec

$$I_2 = \sum_{k=2}^{N-2} \int_0^{T_b} b_i^{(k)}c_k(t)c_1(t)dt \quad \text{le terme d'interférence}$$

$$A_1 = (b_i^{(N)} - \hat{b}_i^{(N)}) \int_0^{T_b} c_N(t)c_1(t)dt \quad \text{le terme d'annulation du premier étage}$$

$$A_2 = (b_i^{(N-1)} - \hat{b}_i^{(N-1)}) \int_0^{T_b} c_{N-1}(t)c_1(t)dt \quad \text{le terme d'annulation du deuxième étage}$$

On cherche la probabilité P_{e_2} telle que :

$$P_{e_2} = \frac{1}{2}P_{e_{21}} + \frac{1}{2}P_{e_{20}}$$

avec $P_{e_{21}} = \text{prob}(\hat{b}_i^{(1)} = 0/b_i^{(1)} = 1)$

$P_{e_{20}} = \text{prob}(\hat{b}_i^{(1)} = 1/b_i^{(1)} = 0)$

- l'utilisateur n°1 envoie $b_i^{(1)} = 1$.

$$\begin{aligned} P_{e_{21}} &= \text{prob}(Z_i^{(1)} < S_1/b_i^{(1)} = 1) \\ &= \text{prob}(W + I_2 + A_1 + A_2 < S_1/b_i^{(1)} = 1) \\ &= \text{prob}(A_1 = 0/b_i^{(1)} = 1) \cdot \text{prob}(W + I_2 + A_2 < S_1/b_i^{(1)} = 1) \\ &\quad + \text{prob}(A_1 = -1/b_i^{(1)} = 1) \cdot \text{prob}(W + I_2 + A_2 < S_1 + 1/b_i^{(1)} = 1) \end{aligned}$$

on se place dans toute l'étude dans le cas d'approximation où les variables A_i et I_i sont indépendantes.

$$\begin{aligned} \text{prob}(A_1 = -1/b_i^{(1)} = 1) &= \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(S_N - 1, N - 2, N - 2) \\ &= \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(W - 1, N - 2, N - 2) \\ \text{prob}(A_1 = 0/b_i^{(1)} = 1) &= 1 - \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(W - 1, N - 2, N - 2) \end{aligned}$$

A partir du deuxième étage, les récepteurs conventionnels des utilisateurs non-désirés peuvent faire des erreurs sur des 0 et des 1 conformément aux résultats du 4-3-1). Donc le terme d'annulation A_2 (de même pour $A_i, i \geq 2$) peut prendre 3 valeurs : 0, 1 et -1.

D'où :

$$\begin{aligned} \text{prob}(W + I_2 + A_2 < S_1/b_i^{(1)} = 1) &= \text{prob}(A_2 = 0) \cdot \text{prob}(I_2 < S_1 - W/b_i^{(1)} = 1) \\ &\quad + \text{prob}(A_2 = 1) \cdot \text{prob}(I_2 < S_1 - W - 1/b_i^{(1)} = 1) \\ &\quad + \text{prob}(A_2 = -1) \cdot \text{prob}(I_2 < S_1 - W + 1/b_i^{(1)} = 1) \\ &= \text{prob}(A_2 = 0) \cdot f(0, S_1 - W - 1, N - 3) \\ &\quad + \text{prob}(A_2 = 1) \cdot f(0, S_1 - W - 2, N - 3) \\ &\quad + \text{prob}(A_2 = -1) \cdot f(0, S_1 - W, N - 3) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{prob}(A_2 = -1/b_i^{(1)} = 1) &= \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(S_{N-1} - 1, N - 3, N - 3) \\ \text{prob}(A_2 = 1/b_i^{(1)} = 1) &= \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} \text{prob}(Z_i^{(N-1)} < S_{N-1}/b_i^{(1)} = 1 \text{ et } b_i^{(N-1)} = 1) \\ &= \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(0, S_{N-1} - W - 2, N - 3) \\ \text{prob}(A_2 = 0/b_i^{(1)} = 1) &= 1 - \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} (f(S_{N-1} - 1, N - 3, N - 3) + f(0, S_{N-1} - W - 2, N - 3)) \end{aligned}$$

de la même manière :

$$\begin{aligned} \text{prob}(W + I_2 + A_2 < S_1 + 1/b_i^{(1)} = 1) &= \text{prob}(A_2 = 0) \cdot f(0, S_N - W, N - 3) \\ &+ \text{prob}(A_2 = 1) \cdot f(0, S_N - W - 1, N - 3) \\ &+ \text{prob}(A_2 = -1) \cdot f(0, S_N - W + 1, N - 3) \end{aligned}$$

- l'utilisateur n°1 envoie $b_i^{(1)} = 0$.

$$\begin{aligned} P_{e_{20}} &= \text{prob}(Z_i^{(1)} \geq S_1/b_i^{(1)} = 0) \\ &= \text{prob}(I_2 + A_1 + A_2 \geq S_1/b_i^{(1)} = 0) \end{aligned}$$

Pour calculer $P_{e_{20}}$ on a besoin de :

$$\begin{aligned} \text{prob}(A_1 = -1/b_i^{(1)} = 0) &= \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(S_N, N - 2, N - 2) \\ \text{prob}(A_1 = 0/b_i^{(1)} = 0) &= 1 - \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(S_N, N - 2, N - 2) \\ \text{prob}(A_2 = -1/b_i^{(1)} = 0) &= \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(S_{N-1}, N - 3, N - 3) \\ \text{prob}(A_2 = 1/b_i^{(1)} = 0) &= \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} f(0, S_{N-1} - W - 1, N - 3) \\ \text{prob}(A_2 = 0/b_i^{(1)} = 0) &= 1 - \frac{1}{2} \frac{W^2}{L} (f(S_{N-1} - 1, N - 3, N - 3) + f(0, S_{N-1} - W - 1, N - 3)) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{prob}(I_2 \geq S_1 + 2/b_i^{(1)} = 0) &= f(S_1 + 2, N - 3, N - 3) \\ \text{prob}(I_2 \geq S_1/b_i^{(1)} = 0) &= f(S_1, N - 3, N - 3) \\ \text{prob}(I_2 \geq S_1 + 1/b_i^{(1)} = 0) &= f(S_1 + 1, N - 3, N - 3) \\ \text{prob}(I_2 \geq S_1 - 1/b_i^{(1)} = 0) &= f(S_1 - 1, N - 3, N - 3) \end{aligned}$$

Les figures suivantes (2-28 et 2-29) présentent l'évolution de P_{e_2} en fonction du seuil S_I du récepteur de l'utilisateur désiré et comparent les résultats avec ceux obtenus avec une annulation (P_{e_1}) et avec un RC ($P_{e_{RC}}$).

On a choisi $S_N = S_{N-1} = W$.

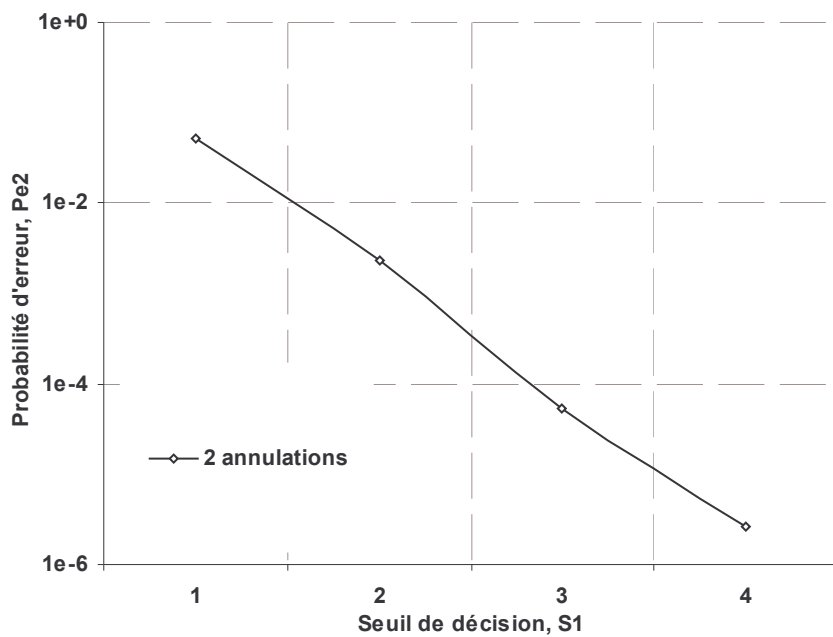


Figure 2-28 : La probabilité d'erreur, P_{e_2} pour deux éliminations en série du code OOC (361,4,1,1), $N = 8$

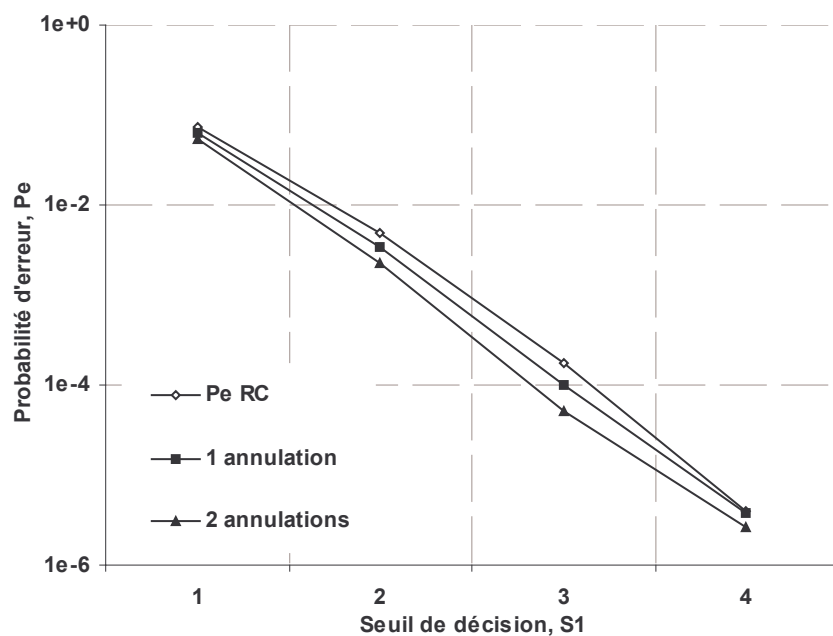


Figure 2-29 : La probabilité d'erreur, P_e pour une et deux éliminations comparée à la probabilité d'erreur $P_{e_{RC}}$ pour un RC du code OOC (361,4,1,1), $N = 8$

Pour ce code particulier OOC (361,4,1,1) avec $N = 8$ utilisateurs, l'élimination de 2 utilisateurs interférents sur 7 n'est pas suffisante pour noter une amélioration significative des performances.

5.3.3. Cas de k annulations série

Malgré l'approximation utilisée, le calcul de la probabilité d'erreur nécessite la détermination de plus en plus de termes.

A la deuxième annulation, on a déjà 2×3 possibilités de combinaisons pour les termes d'annulation A_1 et A_2 .

A la troisième annulation, on en aura $2 \times 3 \times 3$ et ainsi de suite. A la $k^{\text{ème}}$ annulation, il faudra déterminer $2 \cdot 3^{k-1}$ cas.

Ainsi, une méthode de programmation itérative du calcul des probabilités de chaque étage, a été développée [53] .

La (a) représente l'évolution de la probabilité d'erreur sur les bits 1 de l'utilisateur désiré en fonction du nombre d'étages éliminés. Le nombre d'utilisateurs actifs est $N = 8$, donc le nombre d'annulation varie entre 1 et 7. Les seuils de chaque étage d'annulation sont fixés à la valeur du poids W ; le seuil du RC de l'utilisateur désiré S_l est pris égal à W .

La (b) représente respectivement l'évolution de la probabilité d'erreur sur les bits 0 de l'utilisateur désiré.

Ces deux figures montrent la diminution des erreurs quand on élimine de plus en plus d'utilisateurs interférents. Nous pouvons constater qu'à partir de l'élimination de 4 utilisateurs, les probabilités $P_{e_{11}}$ et $P_{e_{10}}$ tendent vers une limite. Cet effet « plancher » est confirmé sur la (c), qui représente la probabilité d'erreur totale du récepteur à annulation en série en fonction du nombre d'annulation.

Dans cet exemple, il n'est pas nécessaire d'annuler tous les utilisateurs interférents. Il suffit d'éliminer 4 utilisateurs interférents sur 7.

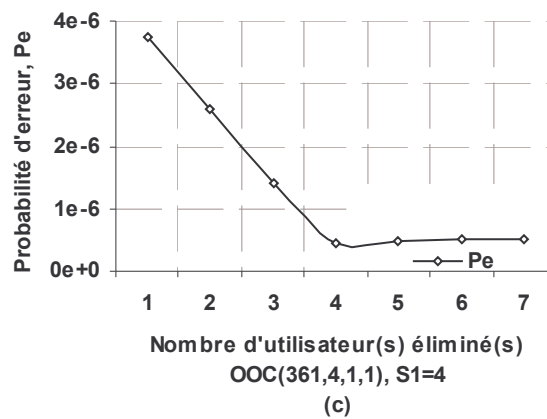
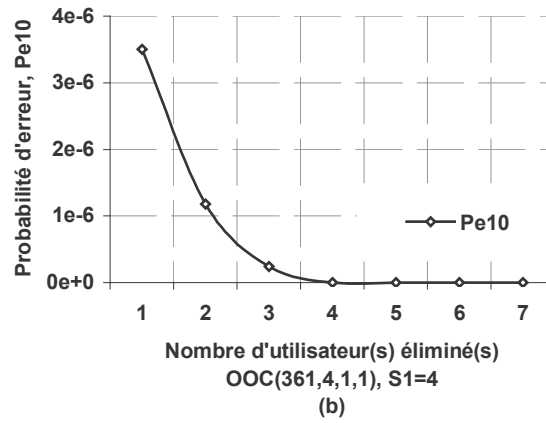
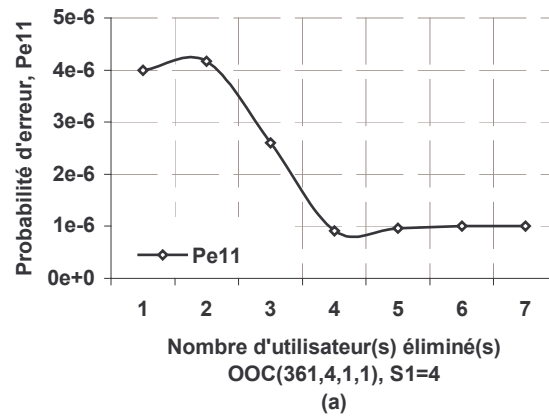


Figure 2-30 : La probabilité d'erreur, P_e en fonction du nombre d'utilisateurs éliminés pour
 OOC (361,4,1,1), $N = 8$

D'autre part, les résultats des figures (a) et (b)) montrent que le récepteur fait plus d'erreurs sur les données $b_i^{(1)} = 1$ que sur les données $b_i^{(1)} = 0$, contrairement au cas d'un récepteur RC. Il est donc intéressant d'étudier l'évolution des performances en fonction du seuil S_I de l'utilisateur désiré.

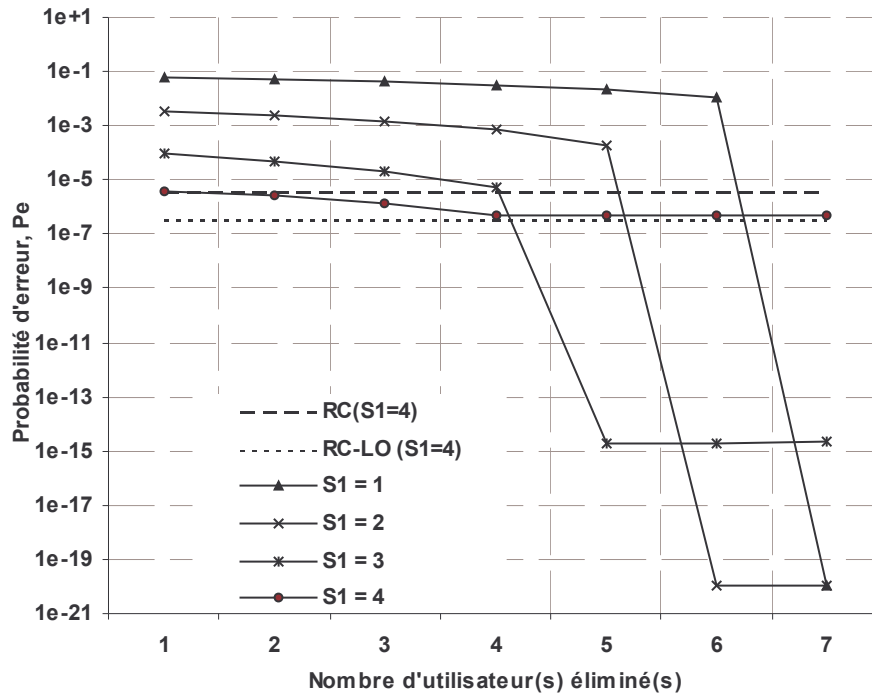


Figure 2-31 : La probabilité d'erreur, P_e en fonction du nombre d'utilisateurs éliminés pour OOC (361,4,1,1)

La Figure 2-31 représente l'évolution de la probabilité d'erreur du récepteur RASI en fonction du nombre d'utilisateurs éliminés et de la valeur de S_I pour le code OOC (361,4,1,1) avec $N = 8$.

Pour pouvoir tracer la figure correctement les cas où la probabilité d'erreur théorique est nulle sont remplacés par $P_e = 10^{-20}$.

Si on recherche la meilleure performance, on peut se placer dans le cas où 6 utilisateurs sont éliminés avec le seuil du récepteur RC de l'utilisateur désiré $S_I = 2$ ou dans le cas où tous les utilisateurs interférents sont éliminés et où $S_I = 1$.

Cependant, pour un seuil $S_I = 3$, on constate une importante amélioration des performances ($P_e \approx 10^{-15}$) pour seulement 5 utilisateurs interférents éliminés.

On peut donc améliorer la détection de l'utilisateur désiré sans reconstruire tous les signaux des autres utilisateurs.

Sur la Figure 2-31, les performances optimales (pour $S_I = W$) des récepteurs RC et RC-LO ont également été reportées.

On constate bien la supériorité du récepteur à annulation d'interférence lorsque le nombre d'utilisateurs interférents est supérieur ou égal à 5 et pour un seuil $S_1 < 4$.

En comparant les valeurs « minimales » de code pour une performance inférieure à 10^{-9} on obtient :

N	RC	RC-LO	RASI	NB D'ANNULATION
10	(561,8)	(421,7)	(121,4)	7
15	(1081,9)	(631,7)	(181,4)	12
20	(1441,9)	(1121,8)	(241,4)	17

Tableau 2-12 : La comparaison des valeurs "minimales"

Le récepteur RASI permet pour une même performance, de diminuer de manière significative la contrainte sur la longueur du code.

Cependant, la complexité du récepteur pour un grand nombre d'utilisateurs peut limiter l'implantation réaliste d'une telle solution.

5.3.4. Performances du récepteur RASI en fonction de L , W , N

On utilise comme ensemble de référence : ($L = 361$; $W = 4$; $N = 8$), avec 5 étages d'annulation et un seuil de l'utilisateur désiré $S_1 = 3$.

La Figure 2-32 présente l'évolution de la probabilité d'erreur en fonction de la longueur du code L comparativement aux résultats des récepteurs RC et RC-LO.

Comme pour les récepteurs RC et RC-LO, les performances du récepteur RASI s'améliorent lorsque la longueur du code L augmente.

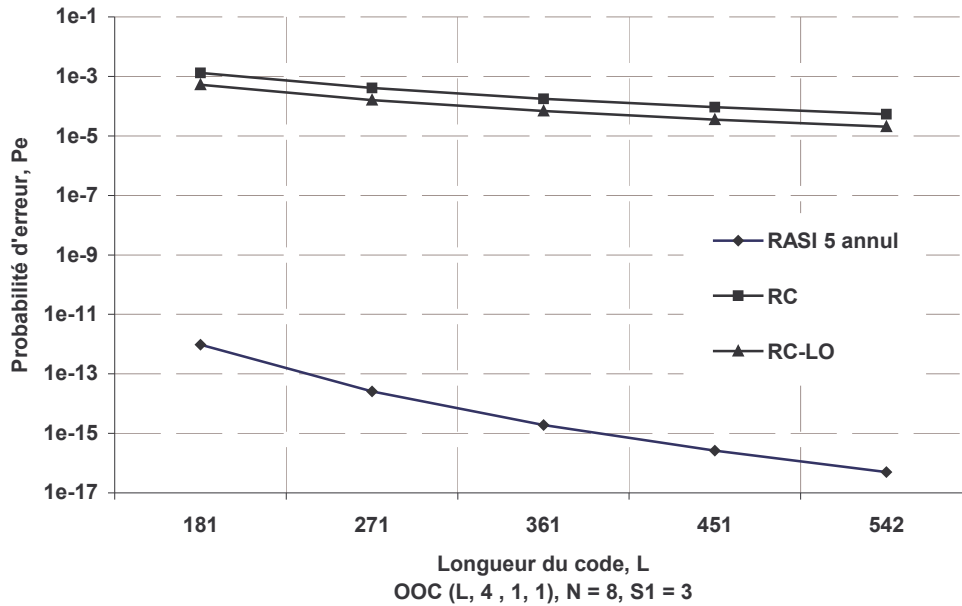


Figure 2-32 : Probabilité d'erreur pour le RASI à 5 étages d'annulations, RC et RC-LO en fonction de L pour un code OOC(L,4,1,1) pour N = 8 et S1 = 3

Lorsque le poids W augmente, on constate (Figure 2-33) qu'on peut atteindre une probabilité nulle (représentée sur la figure par une valeur 10^{-20}), même lorsque le seuil de l'utilisateur désiré reste fixé à $S_1 = 3$.

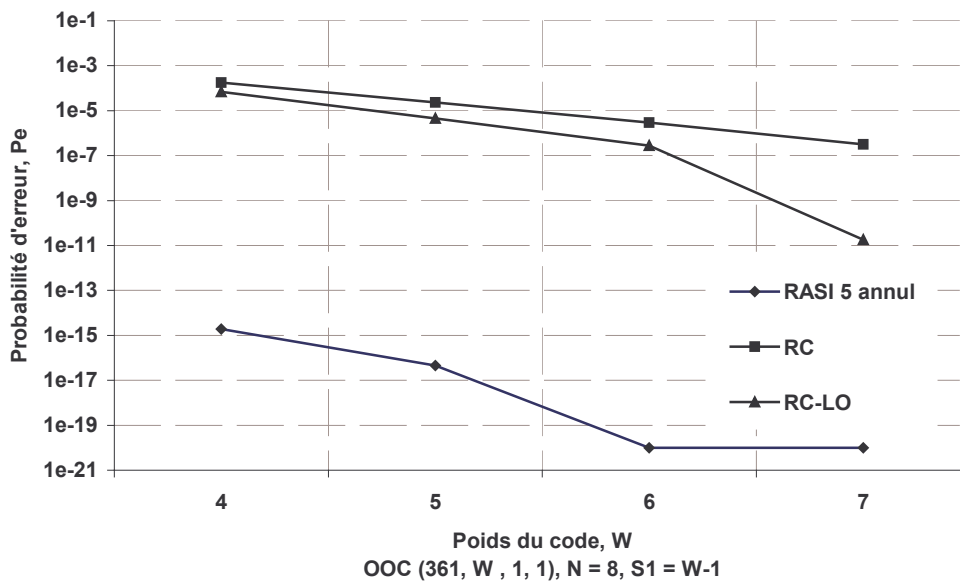


Figure 2-33 : Probabilité d'erreur pour le RASI à 5 étages d'annulations, RC et RC-LO en fonction du poids W pour un code OOC(361,W,1,1) pour N = 8 et S1 = W-1

Cependant plus W augmente et plus le nombre d'utilisateurs maximum diminue. La flexibilité du système est donc moins bonne.

Pour compléter l'étude, la Figure 2-34 représente l'évolution des performances en fonction du nombre d'utilisateurs actifs N .

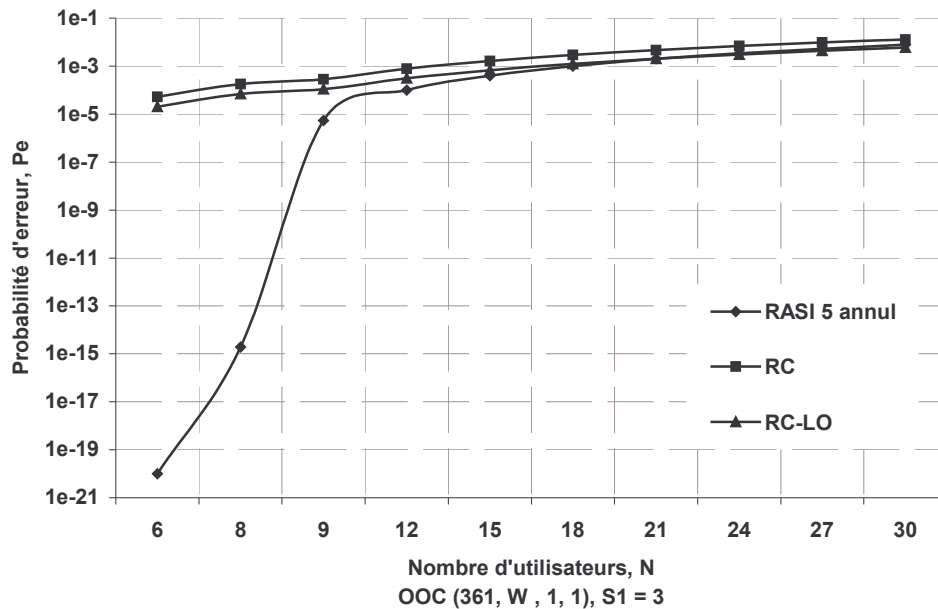


Figure 2-34 : Probabilité d'erreur pour le RASI à 5 étages d'annulations, RC et RC-LO en fonction du nombre d'utilisateurs, N pour un code OOC(361,4,1,1) pour $S1 = 3$

Pour le cas $N = 6$, comme on annule 5 utilisateurs interférents, la probabilité d'erreur est nulle (le point est représenté par un 10^{-20} sur la figure).

A partir de $N > 10$, les performances du RASI tendent vers celles des récepteurs RC et RC-LO. En effet, il faudrait pour chaque valeur de N au delà de $N = 10$, optimiser le récepteur RASI en déterminant le nombre optimal d'étages à éliminer. Dans ce cas, le RASI aura toujours de meilleures performances que les autres récepteurs.

6. Conclusion

Nous avons étudié dans ce chapitre les blocs émission-réception d'un système Optique DS-CDMA, plus particulièrement pour la famille de codes appelés OOC.

La méthode de génération des séquences de code OOC a été définie et appliquée au code OOC de longueur 64 et de poids 4.

Une méthode de génération simplifiée a été utilisée pour obtenir les séquences de code OOC de longueurs égales à un nombre premier.

La famille des codes appelés « Prime Code » dont les séquences sont plus faciles à obtenir a également été présentée.

L'étude de la réception conventionnelle par corrélation (RC) d'un utilisateur parmi N a permis de vérifier la contrainte sur la longueur des codes à utiliser pour un niveau de performance donnée. Plus le TEB requis est faible, plus la longueur du code est élevée.

Une des possibilités pour diminuer cette contrainte consiste à traiter l'Interférence d'Accès Multiple qui est la seule limitation du système étudié.

Pour cela nous avons étudié les performances de 2 récepteurs :

⇒ le récepteur conventionnel avec limiteur optique RC-LO

⇒ le récepteur à annulation d'interférence série RASI

Dans chaque cas, le calcul théorique de la probabilité d'erreur a été mené.

Une étude paramétrique comparative entre les différents 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 :

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

Le récepteur à annulation d'interférence série (RASI) a les meilleures performances.

D'autre part, l'analyse théorique et numérique des performances a permis de déterminer pour chaque cas la longueur du code pour un TEB donné.

Si on compare par exemple les structures pour $N = 15$ et un $\text{TEB} \leq 10^{-9}$, on obtient :

	RC	RC-LO	RASI	NB D'ANNULATION
(L,W)	(1081,9)	(631,7)	(181,4)	12

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

Dans le chapitre suivant, les performances théoriques des trois récepteurs sont comparées aux performances obtenues à partir de la simulation numérique (en C) des différentes structures étudiées. Cette étape permet de valider les résultats du chapitre 2.

Puis la simulation système d'une chaîne optique idéale DS-OCDMA pour des codes OOC est réalisée grâce au logiciel COMSIS.

L'objectif est d'établir une chaîne de référence pour de futures études sur l'application du CDMA dans les réseaux d'accès optiques.

REFERENCES

- [33] R.I. MacDonald, « Fully Orthogonal Optical-Code for Broadcasting », *Opt. Lettres*, vol 13, pp 539-541, 1988.
- [34] Jawad.A.Salehi, «Code division multiple-access techniques in optical fiber networks - part I: Fundamental principles,» *IEEE Transactions on Communications*, vol. 37, pp. 824-833, Aug. 1989.
- [35] 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.
- [36] M. Azizoglu, Jawad.A.Salehi, and Y. Li, «Optical CDMA via temporal codes,» *IEEE Transactions on Communications*, vol. 40, pp. 1162-1170, Aug. 1992.
- [37] 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, May 1989.
- [38] H. Chung and P. Kumar, «Optical orthogonal codes - new bounds and an optimal construction,» *IEEE Transactions on Information theory*, vol. 36, pp. 866-873, July 1990.
- [39] G.-C. Yang and T. Fuja, «Optical orthogonal code with unequal auto and cross-correlation constraints» *IEEE Transactions on Information theory*, vol. 41, pp. 96-106, Jan 1995.
- [40] SM Johnson « A new upper bound for error-correcting codes », *IRE Transactions on Information Theory*, vol IT-8, pp 203-207, April 1962
- [41] S. Holmes and R. R. Syms, « All-optical CDMA using "quasi-prime" codes, » *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 10, pp. 279-286, Feb. 1992.
- [42] G.-C. Yang and Wing.C.Kwong, « Performance analysis of optical CDMA with prime codes, » *Electronics Letters*, vol. 31, pp. 569-570, Mar. 1995.
- [43] Wing.C.Kwong, P. A. Perrier, and P. R. Prucnal, « Performance comparison of asynchronous and synchronous code-division multiple-access techniques for fiber-optic

- local area networks,» *IEEE Transactions on Communications*, vol. 39, pp. 1625-1634, Nov. 1991.
- [44] S. V. Maric, Z. I. Kostic, and E. L. Titlebaum, ``A new family of optical code sequences for use in spread-spectrum fiber-optic local area networks," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 41, pp. 1217-1221, Aug. 1993.
- [45] S. V. Maric, ``New family of algebraically designed optical orthogonal codes for use in CDMA fiber-optic networks," *Electronics Letters*, vol. 29, pp. 538-539, Feb./Mar./Apr. 1993.
- [46] Zou Wei, H.M.H. Shalaby, H. Ghafouri-Shiraz, « Modified quadratic congruence codes for fiber Bragg-grating-based spectral-amplitude-coding optical CDMA systems » *Journal of Lightwave Technology*, ,vol 19 , Issue: 9 , pp. 1274-1281 Sept. 2001
- [47] A.A. Shaar, P.A.Davies, « Prime sequences : quasi-optimal sequences for OR channel code division multi-plexing », *Electronic Letters*, 1981, pp. 880-890
- [48] P. R. Prucnal, M. A. Santoro, and T. R. Fan, « Spread spectrum fiber-optic local area network using optical processing », *J. Lightwave Technol.*, 1986, vol. LT-4, pp547-554
- [49] Yuzuru Shimura, Hiroyuki Yashima, Jouji Suzuki , « An analysis of the cross-correlation properties of prime code and bit error rate in an optical CDMA system », *Electronics and Communications in Japan (Part III: Fundamental Electronic Science)*, Vol 83, Issue 9, 2000. pp 94-103
- [50] Guu-Chang Yang, Wing C. Kwong , « Prime Codes with Applications to Optical and Wireless Networks », Artech House Publishers (février 2002)
- [51] J.M. Holtzman "Successive Interference Cancellation for Direct Sequence Code Division Multiple Access", *Military Communications Conference, 1994. MILCOM '94. Conference Record, 1994 IEEE* , 2-5 Oct. 1994 ,Page(s): 997 -1001 vol.3
- [52] Divsalar, D., Simon, M.K., "Improved CDMA performance using parallel interference cancellation", *Military Communications Conference, 1994. MILCOM '94. Conference Record, 1994 IEEE* , 2-5 Oct. 1994.
- [53] G. Couturon et A. Lagarde, « Multiplexage par Répartition de code dans les Systèmes de Communications Optiques », rapport de projet de fin d'étude, ENSIL, mars 2004.

Chapitre 3 : Simulation d'un Système DS- OCDMA Synchrone

SOMMAIRE

1. Introduction	115
2. Simulation Numérique	115
2.1. Simulation d'un Récepteur Conventionnel	116
2.2. Simulation d'un récepteur conventionnel avec limiteur	116
2.3. Simulation d'un Récepteur à Annulation en Série	117
3. Simulation système (logiciel COMSIS)	122
3.1. Introduction	122
3.2. Réalisation du bloc de codes OOC(L,W,1,1)	122
3.2.1. Eléments de Programmation	122
3.2.2. Procédure d'intégration du bloc de code OOC	124
3.2.3. Exemple du code OOC (64,4,1)	125
3.3. Application : Simulation d'une chaîne DS-OCDMA	128
3.3.1. Description d'une chaîne idéale (sans éléments optiques)	128
3.3.1.1. Simulation d'un chaîne idéale	134
3.3.1.2. Le calcul du taux d'erreur	135
3.3.2. Simulation d'une chaîne idéale avec un RC-LO (sans éléments optiques)	136
3.3.3. Prise en compte des éléments optiques dans la chaîne idéale	138
3.3.3.1. Modulation	139
3.3.3.1.1. Modulation Directe	140
3.3.3.1.2. Modulation Externe	143
3.3.3.1.3. Comparaison des modulations directes/externes	149
3.3.4. La Fibre	156
3.3.5. La photodiode	158
3.3.6. Description d'une chaîne idéale avec des éléments optiques	160
4. Conclusion	166

FIGURES

<i>Figure 3-1 : TEB d'un récepteur conventionnel, en fonction du seuil de détection S pour un code OOC(64,4,1,1)</i>	116
<i>Figure 3-2 : TEB d'un RC avec limiteur, en fonction du seuil de détection S pour un code OOC(64,4,1,1)</i>	117
<i>Figure 3-3 : Le TEB du RASI à une annulation série en fonction des seuil de décision S du code OOC (64,4,1,1) pour $N = 5$</i>	118
<i>Figure 3-4 : Le TEB du RASI à deux annulations série en fonction des seuils de décision S du code OOC (64,4,1,1) pour $N = 5$</i>	120
<i>Figure 3-5 : Le TEB du RASI à trois et quatre annulations série en fonction des seuils de décision S du code OOC (64,4,1,1) pour $N = 5$</i>	121
<i>Figure 3-6 : Exemple de programmation en langage C</i>	123
<i>Figure 3-7 : Bloc créé sous COMSIS pour un code OOC ($L,W,1,1$)</i>	125
<i>Figure 3-8 : Les simulations des séquences de codes OOC (64,4,1,1) pour les 5 utilisateurs</i>	127
<i>Figure 3-9 : Schéma de simulation COMSIS d'un système DS-OCDMA à 5 utilisateurs</i>	128
<i>Figure 3-10 : Modèle de simulation des données NRZ aléatoires</i>	128
<i>Figure 3-11 : Simulation de la partie émission</i>	129
<i>Figure 3-12 : Données émises par les 5 utilisateurs $D = 1$ Mbit/s</i>	130
<i>Figure 3-13 : Données étalées et sommées des 5 utilisateurs $D = 1$ Mbit/s , code OOC (64,4,1,1)</i>	131
<i>Figure 3-14 : Multiplication par le code de l'utilisateur désiré en réception</i>	132
<i>Figure 3-15 : Bloc INT de l'intégration</i>	132
<i>Figure 3-16 : Intégration en réception</i>	133
<i>Figure 3-17 : Détection de seuil avec retard</i>	134
<i>Figure 3-18 : Simulation COMSIS pour un RC en fonction du seuil de détection S pour un code OOC(64,4,1,1), $N=5$, $ds=3,90625.10e-4$, $NB=10e5$, $D=1$Mbit/s</i>	135
<i>Figure 3-19 : Schéma pour une simulation COMSIS avec un RC-LO</i>	136
<i>Figure 3-20 : Les signaux à l'entrée et à la sortie du LO</i>	137
<i>Figure 3-21 : Simulation COMSIS pour un RC-LO en fonction du seuil de détection S pour un code OOC(64,4,1,1), $N=5$, $ds=3,90625.10e-4$, $NB=10e5$, $D=1$Mbit/s</i>	138
<i>Figure 3-22 : Les domaines électriques et optiques de la chaîne OCDMA</i>	139
<i>Figure 3-23 : Modulation Directe (a) et Modulation Externe (b)</i>	139

<i>Figure 3-24 : Modulation Directe</i>	140
<i>Figure 3-25 : Modèle du LASER-SYSTEME.</i>	140
<i>Figure 3-26 : Les signaux transmis pour la modulation directe pour un débit de 1 Mbit/s</i>	142
<i>Figure 3-27 : Les signaux d'entrée et de sortie du laser</i>	142
<i>Figure 3-28 : Modèle du Modulateur-Electro-Absorption</i>	143
<i>Figure 3-29 : Système de modulation avec un Modulateur-Electro-Absorption</i>	144
<i>Figure 3-30 : Détection de seuil pour MEA</i>	144
<i>Figure 3-31 : Les signaux pour une simulation avec le Modulateur-Electro-Absorption</i>	145
<i>Figure 3-32 : Zoom pour le niveau "0" d'un Modulateur-Electro-Absorption</i>	146
<i>Figure 3-33 : Modèle du Modulateur-Externe-Amplitude</i>	146
<i>Figure 3-34 : Paramètres du Modulateur-Externe-Amplitude</i>	147
<i>Figure 3-35 : Système de modulation avec un Modulateur-Externe-Amplitude</i>	147
<i>Figure 3-36 : Les signaux pour une simulation avec le Modulateur-Externe-Amplitude</i>	148
<i>Figure 3-37 : Zoom pour le niveau « 0 » d'un Modulateur Mach-Zendebr</i>	148
<i>Figure 3-38 : Zoom pour le niveau « 1 » d'un Modulateur Mach-Zendebr</i>	149
<i>Figure 3-39 : Les signaux dans une modulation directe</i>	150
<i>Figure 3-40 : Le signal du chip à la sortie du laser à 100 Mbit/s</i>	151
<i>Figure 3-41 : Le débit des données étalées D_c en fonction de la longueur du code, L</i>	152
<i>Figure 3-42 : Les signaux optiques à la sortie de la Modulation Directe</i>	153
<i>Figure 3-43 : Les signaux dans une modulation externe</i>	154
<i>Figure 3-44 : Les signaux optiques à la sortie de la Modulation Externe</i>	155
<i>Figure 3-45 : La fibre optique G.652</i>	156
<i>Figure 3-46 : La modulation Externe avec la fibre G.652</i>	157
<i>Figure 3-47 : Les signaux à l'entrée et à la sortie de la fibre (mea1, sor) en fonction de la longueur du fibre</i>	157
<i>Figure 3-48 : Le modèle de Photodiode PIN</i>	158
<i>Figure 3-49 : Les signaux à la sortie de la photodiode</i>	159
<i>Figure 3-50 : Chaîne idéale DS-OCDMA avec des éléments optiques</i>	160
<i>Figure 3-51 : Les signaux sortants du Modulateur Externe</i>	162
<i>Figure 3-52 : Les signaux de la sommation, de la fibre, du PIN et de bloc « racine carrée »</i>	163
<i>Figure 3-53 : Simulation COMSIS pour un RC avec des éléments optiques en fonction du seuil de détection S pour un code OOC(64,4,1,1), $N=5$, $d_s=3,90625.10e-4$, $NB=10e5$, $D=1Mbit/s$</i>	164

Figure 3-54 : Simulation COMSIS pour un RC avec des éléments optiques en fonction du seuil de détection S pour un code OOC(64,4,1,1), $N=5$, $ds=3,90625.10e-4$, $NB=10e5$, $D=1\text{Mbit/s}$ et 155 Mbit/s _____ 165

TABLEAUX

<i>Tableau 3-1 : Paramètres du modèle Séquence-Binaire-Aléatoire</i>	<i>128</i>
<i>Tableau 3-2 : Les paramètres du bloc de Limiteur Optique.....</i>	<i>137</i>
<i>Tableau 3-3 : Paramètres caractéristiques du laser.....</i>	<i>141</i>
<i>Tableau 3-4 : Paramètres caractéristiques du Modulateur-Electro-Absorbant.....</i>	<i>143</i>
<i>Tableau 3-5 : Les paramètres du bloc de détection de seuil.....</i>	<i>144</i>
<i>Tableau 3-6 : Paramètres caractéristiques de la photodiode PIN</i>	<i>158</i>

1. Introduction

La simulation numérique est une étape importante dans l'étude et la mise en œuvre de systèmes réalistes de transmission. En effet, elle permet d'une part la validation des études théoriques et d'autre part l'optimisation du système par l'analyse de l'impact des divers paramètres sur les performances.

Nous présentons dans la première partie de ce chapitre, les résultats issus de la simulation numérique (langage C) des structures de récepteurs DS-OCDMA étudiées dans le chapitre précédent. La comparaison des performances théoriques avec celles obtenues en simulation permet de valider les études théoriques.

La simulation d'une liaison OCDMA, dite « simulation système », a pour objectif la mise en œuvre d'un modèle réaliste par la prise en compte du traitement des données à la fois dans le domaine électrique et dans le domaine optique.

L'étude « simulation système » présentée dans la deuxième partie de ce chapitre consiste à développer pour le logiciel COMSIS les blocs de codage spécifique au CDMA optique, puis à réaliser la simulation d'une liaison DS-OCDMA avec récepteur conventionnel dans le cas où les composants optiques sont considérés idéaux.

C'est une étape initiale et ce travail est le point de départ d'autres études portant notamment sur l'application de la technique aux réseaux d'accès optiques haut-débit.

2. Simulation Numérique

Un programme (en langage C) a été réalisé de telle sorte que :

- ⇒ l'émission des données binaires des N utilisateurs est aléatoire et équiprobable.
- ⇒ les données sont étalées par des codes unipolaires OOC (64, 4,1,1) étudiés au chapitre 2 paragraphe 3.1.2).
- ⇒ Chaque séquence est décalée aléatoirement d'un temps $\tau = kT_c$ (k entier) de manière à rendre aléatoire l'inter-corrélation entre les codes, c'est-à-dire l'interférence d'accès multiple.
- ⇒ l'émission est synchronisée en temps chip et en temps bit.
- ⇒ la transmission des données des utilisateurs sommés est idéale : le signal reçu est le signal émis.
- ⇒ la réception des données d'un utilisateur parmi N s'effectue :
 - soit par la méthode conventionnelle (corrélation, intégration, décision)
 - soit par un limiteur d'amplitude à 1 suivi de la méthode conventionnelle

- soit par un récepteur à annulation série d'interférences.

2.1. Simulation d'un Récepteur Conventionnel

Le programme réalisé permet la simulation d'une liaison idéale DS-OCDMA avec réception conventionnelle. Le Taux d'Erreur Binaire (TEB) est obtenu par comparaison des données reçues détectées et des données émises.

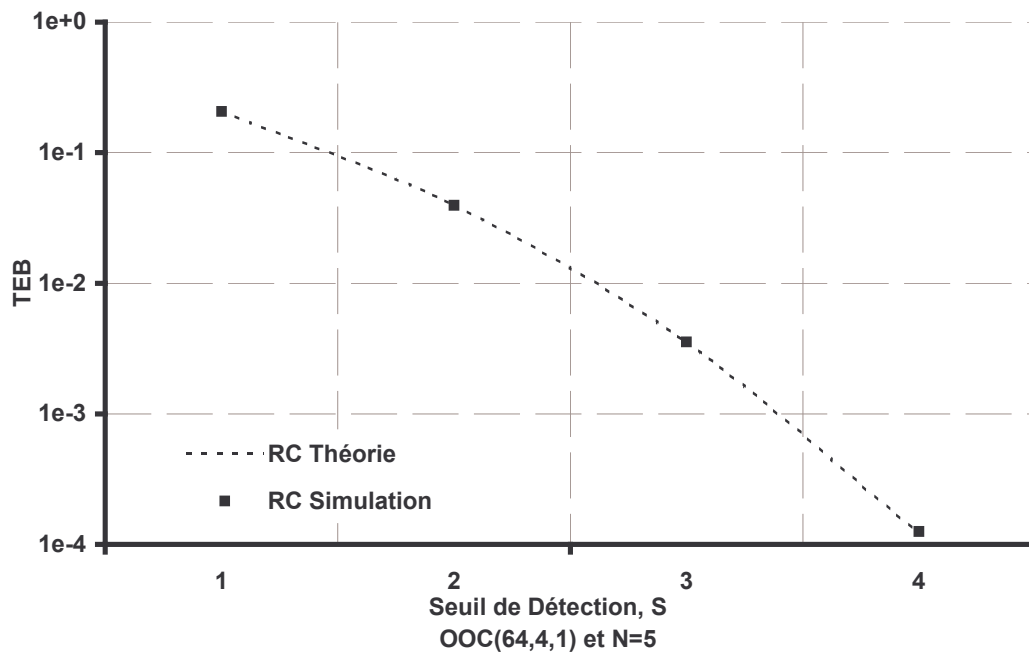


Figure 3-1 : TEB d'un récepteur conventionnel, en fonction du seuil de détection S pour un code OOC(64,4,1,1)

La Figure 3-1 représente l'évolution de la probabilité d'erreur théorique (2-45) en fonction du seuil S du circuit de décision. Les résultats de simulation sont reportés sur la courbe pour un récepteur conventionnel, avec un code OOC (64,4,1,1) et un nombre d'utilisateurs $N = 5$. Nous pouvons constater que les deux tracés sont confondus. Le résultat de la simulation valide ainsi l'expression théorique de la probabilité d'erreur dans le cas synchrone.

2.2. Simulation d'un récepteur conventionnel avec limiteur

Avant d'appliquer la corrélation avec le code de l'utilisateur désiré, le signal sommé des données étalées des N utilisateurs est appliqué à l'entrée d'un limiteur de telle sorte que :

$$g(x) = \begin{cases} 1 & x \geq 1 \\ 0 & 0 \leq x < 1 \end{cases} \quad (3-1)$$

Cette fonction limiteur s'applique sur chaque temps chips.

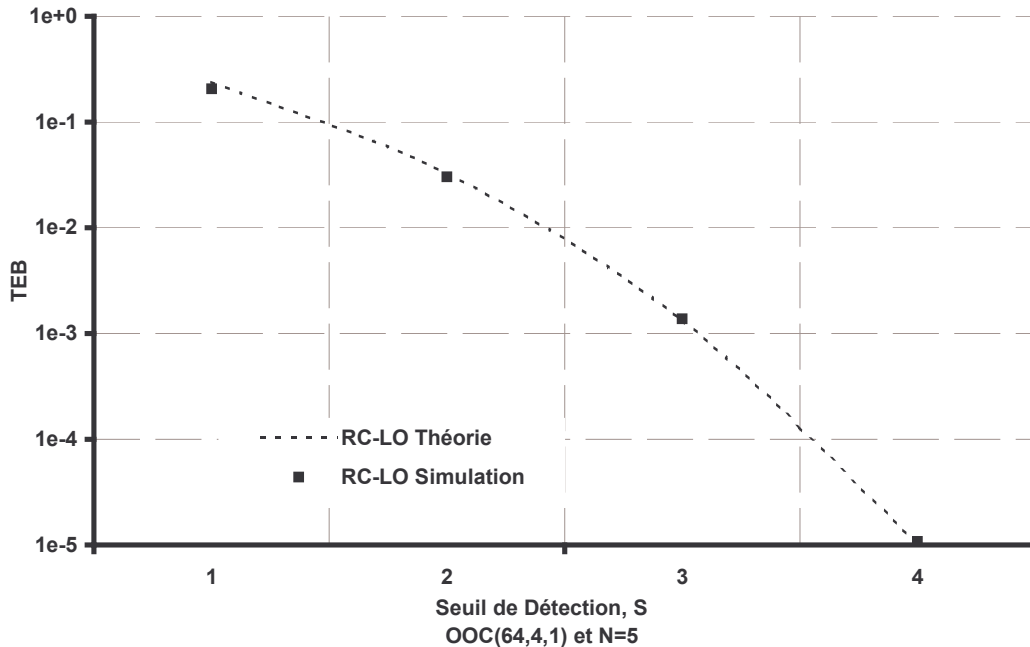


Figure 3-2 : TEB d'un RC avec limiteur, en fonction du seuil de détection S pour un code OOC(64,4,1,1)

La figure 3-2 présente l'évolution en fonction du seuil S du circuit de décision, de la probabilité d'erreur théorique (2-33) comparée au TEB obtenu en simulation pour un code OOC (64,4,1,1) et N = 5 utilisateurs. Comme dans le cas du RC, la simulation montre que les valeurs théoriques et simulées sont confondues. Ceci nous permet de valider l'expression théorique dans le cas synchrone.

2.3. Simulation d'un Récepteur à Annulation en Série

L'étude théorique du récepteur RASI menée au chapitre 2 paragraphe 4.3.1) était basée sur une approximation entre les termes d'interférence et d'annulation. Cette approximation s'applique au fur et à mesure des étages d'annulation. Pour vérifier la validité de la probabilité d'erreur théorique, on compare les résultats étage par étage.

La Figure 3-3 présente les résultats obtenus en simulation comparés à ceux obtenus théoriquement en fonction du seuil de l'utilisateur désiré S_1 , pour un RASI avec 1 étage d'annulation. Le code utilisé est le OOC (64,4,1,1) avec $N = 5$ utilisateurs.

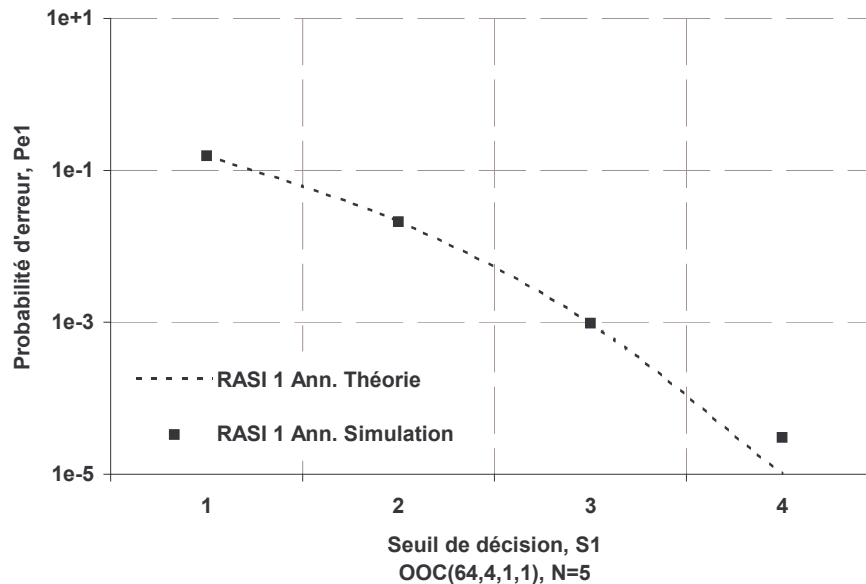


Figure 3-3 : Le TEB du RASI à une annulation série en fonction des seuil de décision S du code OOC (64,4,1,1) pour $N = 5$

On constate que les valeurs du TEB théorique et en simulation sont identiques sauf dans le cas où $S_1 = 4$: TEB Théorique = $1,02 \cdot 10^{-5}$ et TEB Simulé = $2,8 \cdot 10^{-5}$

Si on revient à l'expression théorique de la probabilité d'erreur $P_{e_{11}}$ lorsque $b_i^{(1)} = 1$ (2-54), on constate que pour un poids $W = 4$, cette probabilité partielle a une valeur non nulle que dans un seul cas : pour $S_1 = 4$.

D'autre part, la probabilité d'erreur théorique $P_{e_{10}}$ lorsque $b_i^{(1)} = 0$ (2-55) pour un nombre d'utilisateurs $N = 5$ et un poids $W = 4$, est nulle quand $S_1 = 4$.

La différence entre les valeurs théoriques et simulées du TEB porte donc sur le calcul des erreurs lorsque $b_i^{(1)} = 1$. Cette différence est due à l'approximation faite pour le calcul des probabilités des termes d'annulation A_1 et d'interférence I_1 .

D'après l'analyse théorique on a :

$$P_{e_{11}} = \text{prob}(A_1 = -1/b_i^{(1)} = 1) \text{prob}(I_1 < S_1 - W + 1/b_i^{(1)} = 1)$$

dans le cas particulier traité $S_1 = 4$, $W = 4$, donc on peut écrire :

$$P_{e_{11}} = \text{prob}(A_1 = -1/b_i^{(1)} = 1) \text{prob}(I_1 = 0/b_i^{(1)} = 1)$$

Si le terme d'annulation $A_1 = -1$, cela signifie qu'il y a au moins 3 utilisateurs parmi les $(N-2) = 3$ utilisateurs interférents qui ont envoyé une donnée 1 contribuant avec l'utilisateur désiré ($b_i = 1$) à l'erreur sur $\hat{b}_i^{(N)}$.

Pour calculer $P_{e_{11}}$ sans approximation, il faut tenir compte des probabilités conditionnelles des cas suivants :

- $b_i^{(5)} = 0$ et $b_i^{(4)} = 1$ et $b_i^{(3)} = 1$ et $b_i^{(2)} = 1$ (car $A_1 = -1$)
- $\int_0^{T_b} c_5(t).c_1(t)dt = 1$ (car $A_1 = -1$)
- $\int_0^{T_b} c_5(t).c_4(t)dt = 1$ et $\int_0^{T_b} c_5(t).c_3(t)dt = 1$ et $\int_0^{T_b} c_5(t).c_2(t)dt = 1$ (car $A_1 = -1$)
- $\int_0^{T_b} c_4(t).c_1(t)dt = 0$ et $\int_0^{T_b} c_3(t).c_1(t)dt = 0$ et $\int_0^{T_b} c_2(t).c_1(t)dt = 0$ (car $I_1 = 0$)

On obtient alors :

$$P_{e_{11}} = \left(\frac{1}{2}\right)^4 \cdot \frac{W^2}{L} \cdot \frac{W(W-1)}{L} \cdot \left(1 - \frac{W(W-1)}{L}\right)$$

Ce qui numériquement donne :

$$P_e = \frac{1}{2} P_{e_{11}} = 2,75 \cdot 10^{-5}$$

On retrouve bien dans ce cas, le résultat obtenu en simulation.

Le calcul sans approximation peut devenir très complexe suivant les codes et suivant le nombre d'étages d'annulations.

Cependant, on peut noter que la différence des résultats n'est pas significative pour un étage d'annulation. Examinons l'évolution de la différence entre la théorie avec approximation et la simulation lorsque le nombre d'annulations augmente.

La Figure 3-4 présente les TEB théoriques et simulés en fonction du seuil S_1 de l'utilisateur désiré pour 2 étages d'annulation.

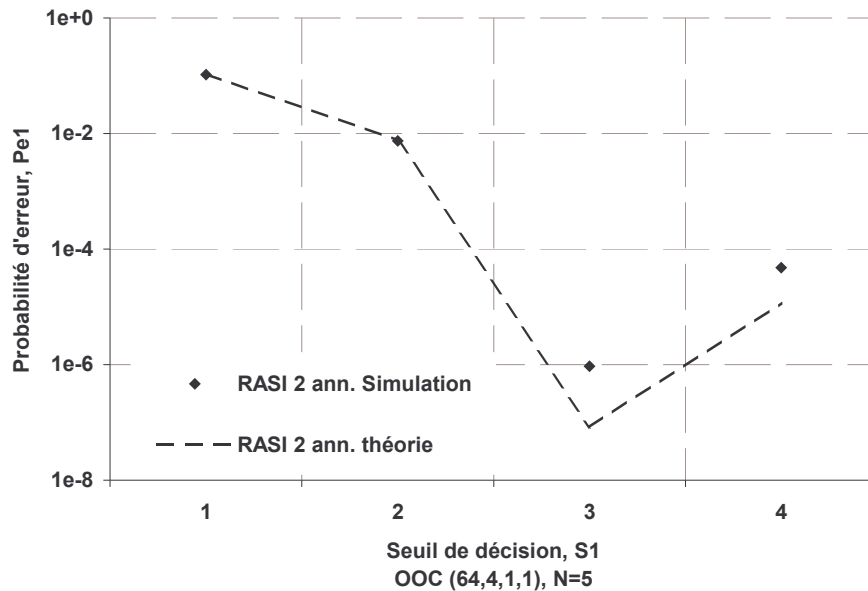


Figure 3-4 : Le TEB du RASI à deux annulations série en fonction des seuils de décision S du code OOC (64,4,1,1) pour $N = 5$

En comparant les résultats, on constate comme précédemment que la théorie développée au chapitre précédent permet de donner l'évolution des performances même si pour certains cas (ici $S_1 = 3$ et $S_1 = 4$) l'approximation effectuée en théorie ne permet pas d'obtenir exactement les mêmes valeurs qu'en simulation.

Pour 3 et 4 étages d'annulation (Figure 3-5), on fait les mêmes constatations en remarquant que les différences de valeur entre les TEB théoriques et simulés s'étendent à des valeurs de seuils de plus en plus petites au fur et à mesure des étages.

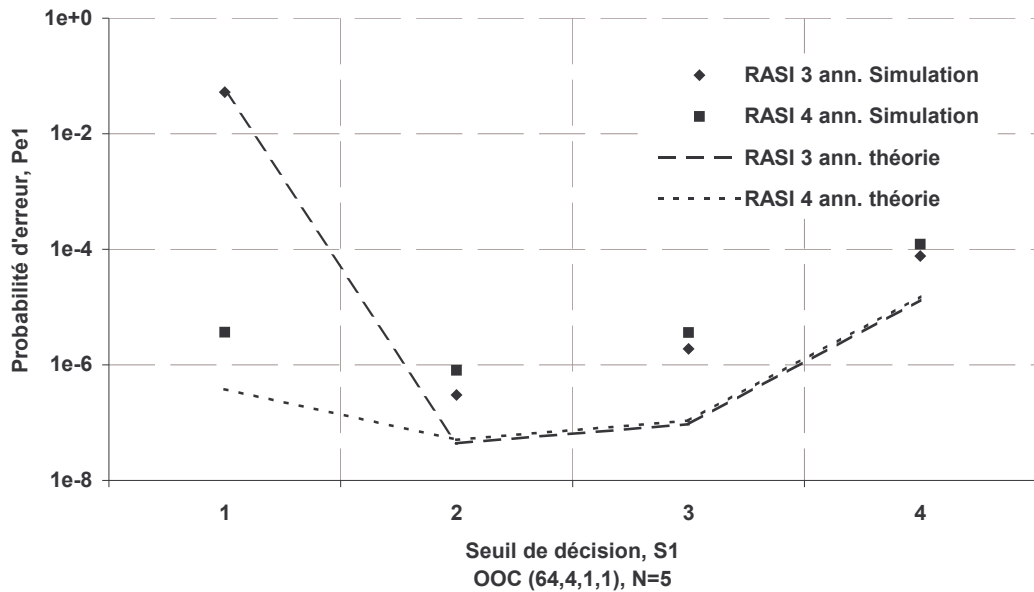


Figure 3-5 : Le TEB du RASI à trois et quatre annulations série en fonction des seuils de décision S du code OOC (64,4,1,1) pour N = 5

On peut donc dire que l'approximation réalisée pour le calcul théorique de la probabilité d'erreur du RASI, en simplifiant l'analyse des erreurs permet d'obtenir l'évolution des performances de manière exploitable.

L'étape de simulation numérique a permis de valider l'étude théorique des différents récepteurs menée au chapitre 2. Elle confirme la supériorité du récepteur à annulation série.

Cependant, nous allons mettre en œuvre par la simulation système, une chaîne OCDMA avec réception par corrélation conventionnelle, qui est la structure la plus simple, l'objectif principal étant de définir une liaison de référence.

3. Simulation système (logiciel COMSIS)

3.1. Introduction

Le simulateur COMSIS (COMMunication System Interactive Software) est développé par la société IPSIS [1]. Ce logiciel permet aux scientifiques et aux ingénieurs de modéliser, simuler, analyser et concevoir aisément tout module de traitement du signal, allant du dispositif le plus élémentaire au système complet de communication. COMSIS est un environnement interactif qui allie des outils numériques à des fonctionnalités graphiques. Il permet de modéliser et d'analyser des systèmes analogiques ou numériques décrits sous la forme de schéma blocs [2,3].

La possibilité d'intégrer ses propres modèles de traitement du signal est l'un des atouts de ce logiciel. Cet avantage nous a permis de réaliser les blocs spécifiques au système DS-OCDMA étudié : les blocs de séquences de codes optiques unipolaires. Plusieurs blocs ont été conçus, entre autres les blocs de code OOC et Prime Code. Cette intégration se fait grâce au COMSIS Builder, outil qui permet d'intégrer ses propres modèles d'une manière simplifiée et intuitive.

Avant l'intégration d'un modèle, nous présentons à titre d'exemple la réalisation d'un bloc de codage OOC(L,W,1,1).

3.2. Réalisation du bloc de codes OOC(L,W,1,1)

La programmation associée à la réalisation d'un modèle doit être réalisée en langage C. Elle est stockée dans un ou plusieurs fichiers qui sont compilés et chargés avec les autres modules de COMSIS.

3.2.1. Eléments de Programmation

La figure suivante donne la structure de base de la programmation d'un modèle.

```
void    modele (modfon, caract, param, work)
int     *modfon;
double  caract[], param[], work[];
{
switch ( *modfon )
{
```

```

        /* Proposition pour le pas de calcul */
        case 1 :
        :
        break;
        /* Simulation d'un modèle de type entrée ou opérateur en direct */
        case 5 :
        :
        break;
    }
}

```

Figure 3-6 : Exemple de programmation en langage C

Les paramètres entrée/sortie du sous-programme sont respectivement Modfon, Caract, Param et Work :

- La structuration de sous-programme suivant les différentes tâches (gestion du pas de calcul, allocation de zone temporaire de travail, simulation et analyse statique d'un opérateur) est contrôlée grâce au paramètre d'entrée Modfon :
 - 1 ⇔ proposition pour le pas de calcul,
 - 2 ⇔ édition des caractéristiques simulées à partir de la valeur courante du pas de discrétisation,
 - 3 ⇔ allocation de zone temporaire de travail pour un modèle de type entrée ou opérateur simulé en direct,
 - 4 ⇔ allocation de zone temporaire de travail pour un modèle de type opérateur simulé en pas à pas,
 - 5 ⇔ simulation d'un modèle de type entrée ou opérateur en direct,
 - 6 ⇔ simulation d'un modèle de type opérateur en pas à pas,
 - 7 ⇔ analyse statique d'un modèle de type opérateur.

- A partir du tableau Caract, Les caractéristiques du modèle peuvent être récupérées au niveau du sous-programme. Leur ordre de définition définit l'ordre de récupération de ces paramètres.

Dans notre programme, les caractéristiques nécessaires sont :

<i>Caract[0]</i>	<i>Débit des données de l'utilisateur, en Mbits/seconde.</i>
<i>Caract[1]</i>	<i>La longueur du code</i>

- Param est un tableau de réels double précision contenant les paramètres d'application : pas de discrétisation, nombre de points à simuler en sortie et débit. Le paramètre dont on se sert dans notre bloc est :

Param[0] : pas de discrétisation ou pas de calcul (en micro secondes).

- Work : tableau de travail de réels double précision dont on fixe la taille et qu'on utilise uniquement au niveau de la simulation.

Notre modèle amène à introduire des contraintes sur le pas de calcul qui sont d'ailleurs liées aux paramètres caractéristiques. En effet les différentes simulations sont effectuées pour un nombre de points donné, et pas pendant un temps donné. Il est donc nécessaire de connaître le temps entre deux points simulés. Pour notre signal, correspondant au code OOC d'un utilisateur donné, il est indispensable que le pas de calcul soit égal au temps bit T_b des données de cet utilisateur.

$$param[0]=1/caract[0]$$

Pour proposer un pas de calcul, il est nécessaire de mettre le paramètre d'entrée Modfon égal à 1. La valeur du pas de calcul proposée doit être stockée au premier emplacement du tableau Param. Si aucune valeur n'est proposée, il faut initialiser Param(1) à zéro.

3.2.2. Procédure d'intégration du bloc de code OOC

L'intégration d'un modèle utilisateur nécessite l'utilisation conjointe du BUILDER et de Visual C++. L'outil BUILDER associé à COMSIS est un environnement graphique qui permet d'intégrer des modèles utilisateur écrits en langage C en vue de la génération de versions personnalisées de COMSIS. Il assure la création et la gestion des bibliothèques de modèles utilisateur. La programmation de ces modèles en langage C, leur compilation et la génération des DLL (Dynamic Link Library) qui permettent de lier les bibliothèques créées à COMSIS, se font à travers VISUAL C++.

Dans l'annexe 3-1 est présentée, étape par étape, la démarche à suivre pour créer une nouvelle bibliothèque de modèles et y insérer un premier modèle.

3.2.3. Exemple du code OOC (64,4,1)

Voici le bloc qui a été créé dans COMSIS afin de générer le code OOC (L,W,1,1).



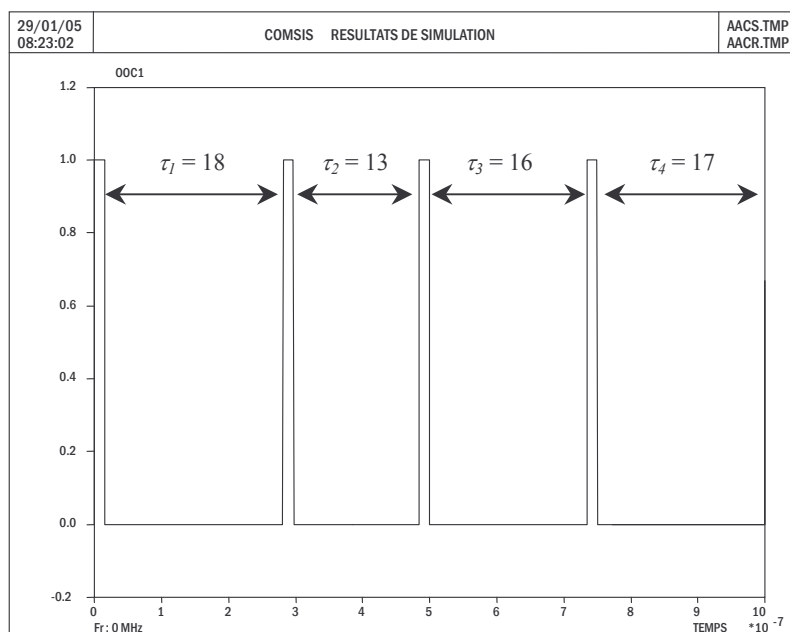
Figure 3-7 : Bloc créé sous COMSIS pour un code OOC (L,W,1,1)

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

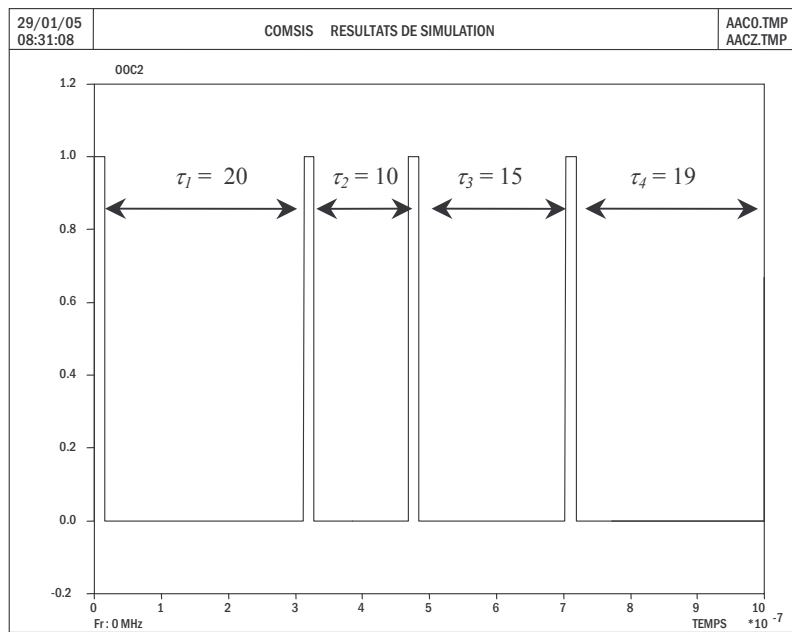
Les figures Figure 3-8 (a) à (e) représentent les séquences de codes OOC (64,4,1,1) générées par le bloc créé dans COMSIS pour les utilisateurs n°1 à n°5. Le débit des données est $D = 1$ Mbit/s.

On vérifie que sur un intervalle $T_b = 1\mu s$, les séquences générées correspondent aux codes OOC obtenus dans le chapitre précédent au paragraphe 3.1.2) en comparant les distances entre les chips et les valeurs des retards relatifs τ_i .

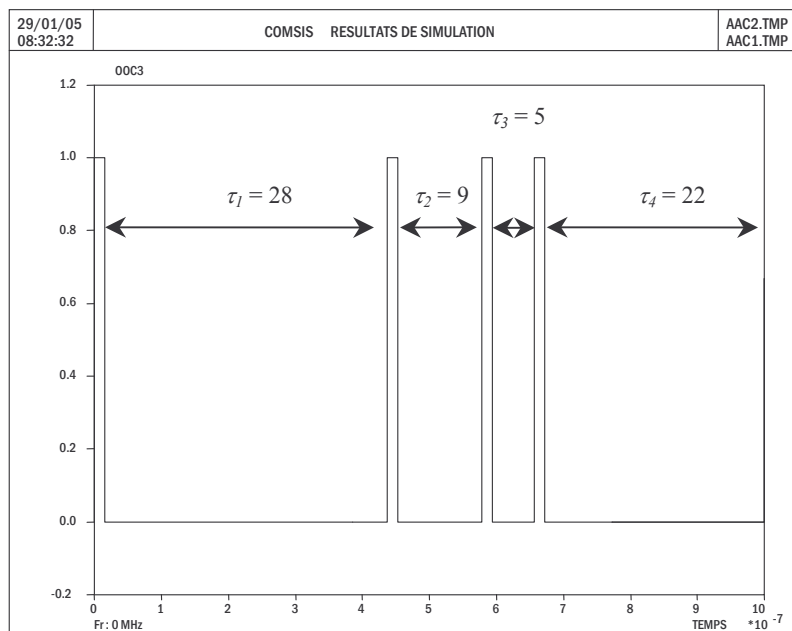
(a) Code de l'utilisateur n°1



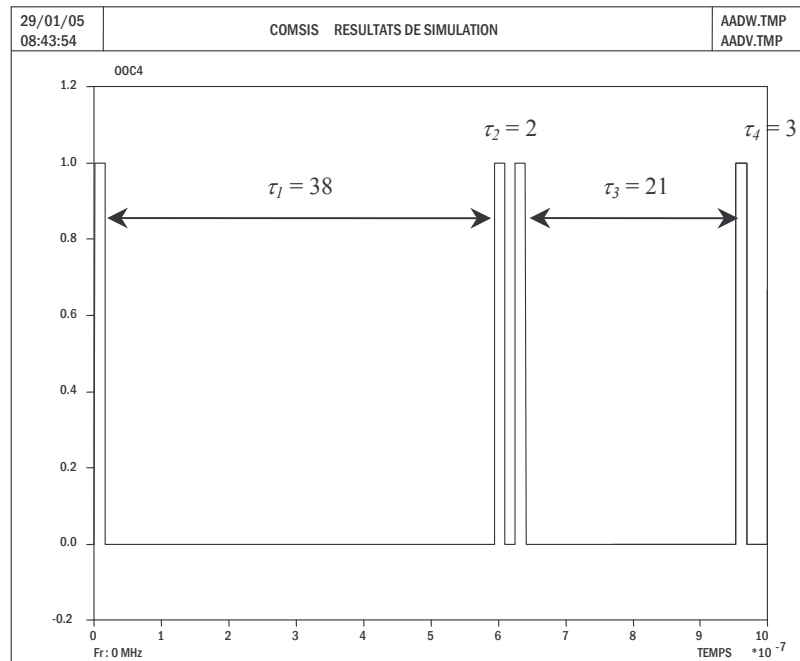
(b) Code de l'utilisateur n°2



(c) Code de l'utilisateur n°3



(d) Code de l'utilisateur n°4



(e) Code de l'utilisateur n°5

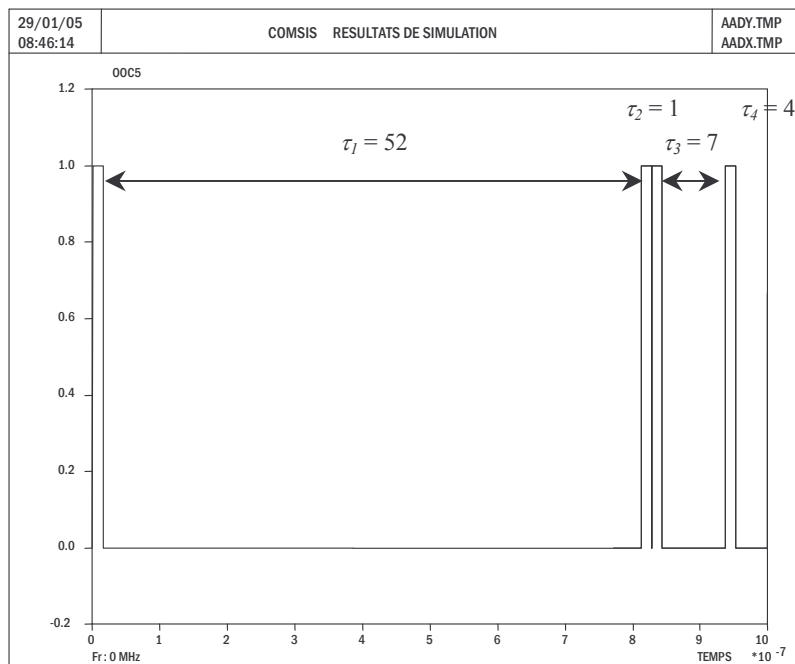


Figure 3-8 : Les simulations des séquences de codes OOC (64,4,1,1) pour les 5 utilisateurs

3.3. Application : Simulation d'une chaîne DS-OCDMA

3.3.1. Description d'une chaîne idéale (sans éléments optiques)

Le schéma global réalisé afin de simuler le système DS-OCDMA est présenté (Figure 3-9). Le système est tout d'abord étudié dans un cas idéal, sans composants optiques, ce qui nous permet de valider le schéma par rapport aux études précédentes.

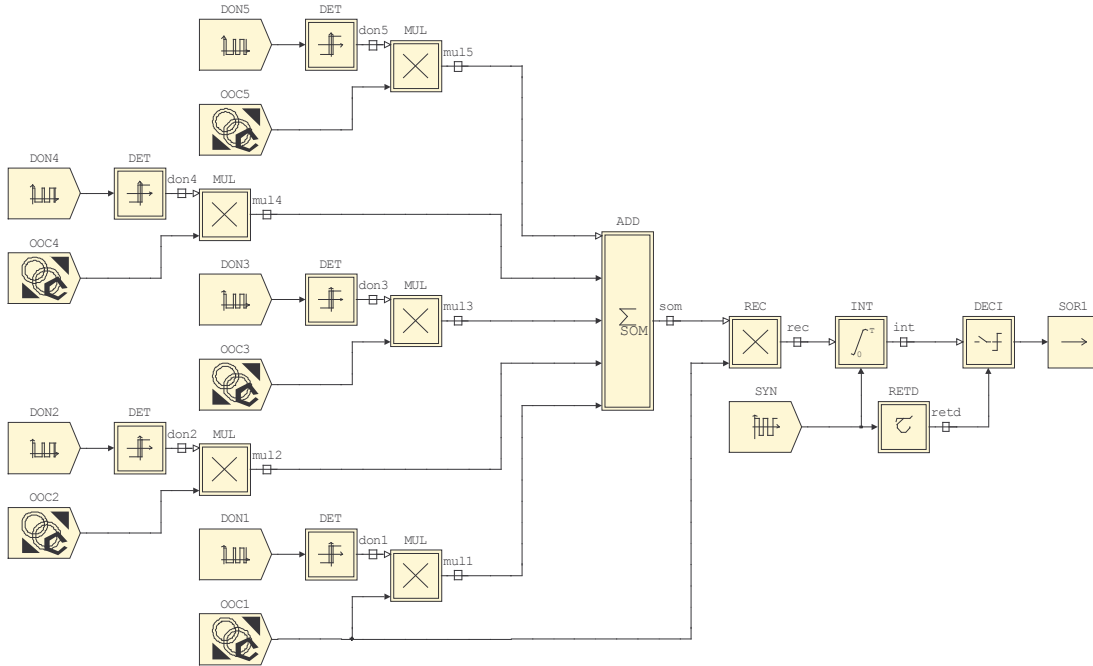


Figure 3-9 : Schéma de simulation COMSIS d'un système DS-OCDMA à 5 utilisateurs

Pour simuler l'émission aléatoire et équiprobable de (0,1), on utilise un générateur de données bipolaires (DON) (± 1). Nous avons pris un composant de la bibliothèque optique de COMSIS : SEQUENCE-BINAIRE-ALEATOIRE (Figure 3-10) possédant les paramètres du Tableau 3-1.

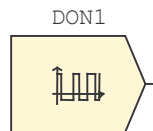


Figure 3-10 : Modèle de simulation des données NRZ aléatoires

<i>Paramètres de l'information</i>			
Débit binaire (Mbit/s)	D	Pourcentage de 1 de la séquence	50

Tableau 3-1 : Paramètres du modèle Séquence-Binaire-Aléatoire

Ce modèle est suivi d'un circuit à seuil pour transformer les données -1 en données 0.

Le signal de l'utilisateur (don) est multiplié par le signal issu du bloc OOC intégré dans COMSIS suivant la procédure décrite précédemment.

L'ensemble des signaux codés (mul) est ensuite sommé à la sortie de la partie émission (som).

La Figure 3-11 présente un exemple de la multiplication des données d'un utilisateur par son code. Le débit est de 1 Mbit/s. On a représenté l'étalement de 4 bits de données :

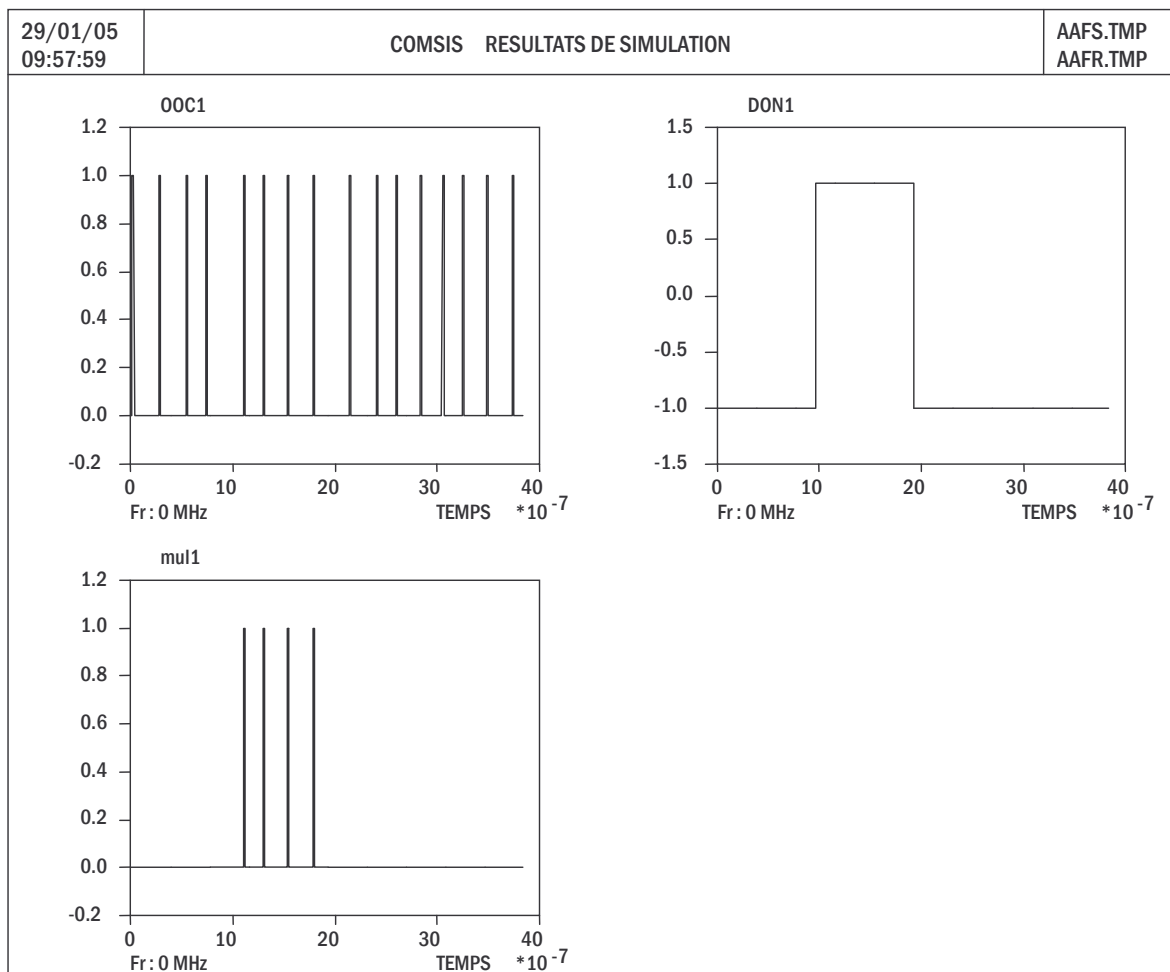
$$b_1^{(1)} = 0 \quad b_2^{(1)} = 1 \quad b_3^{(1)} = 0 \quad b_4^{(1)} = 0.$$


Figure 3-11 : Simulation de la partie émission

Les figures ci-dessous (Figure 3-12 et Figure 3-13) 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 certains chips l'amplitude est supérieure à 1.

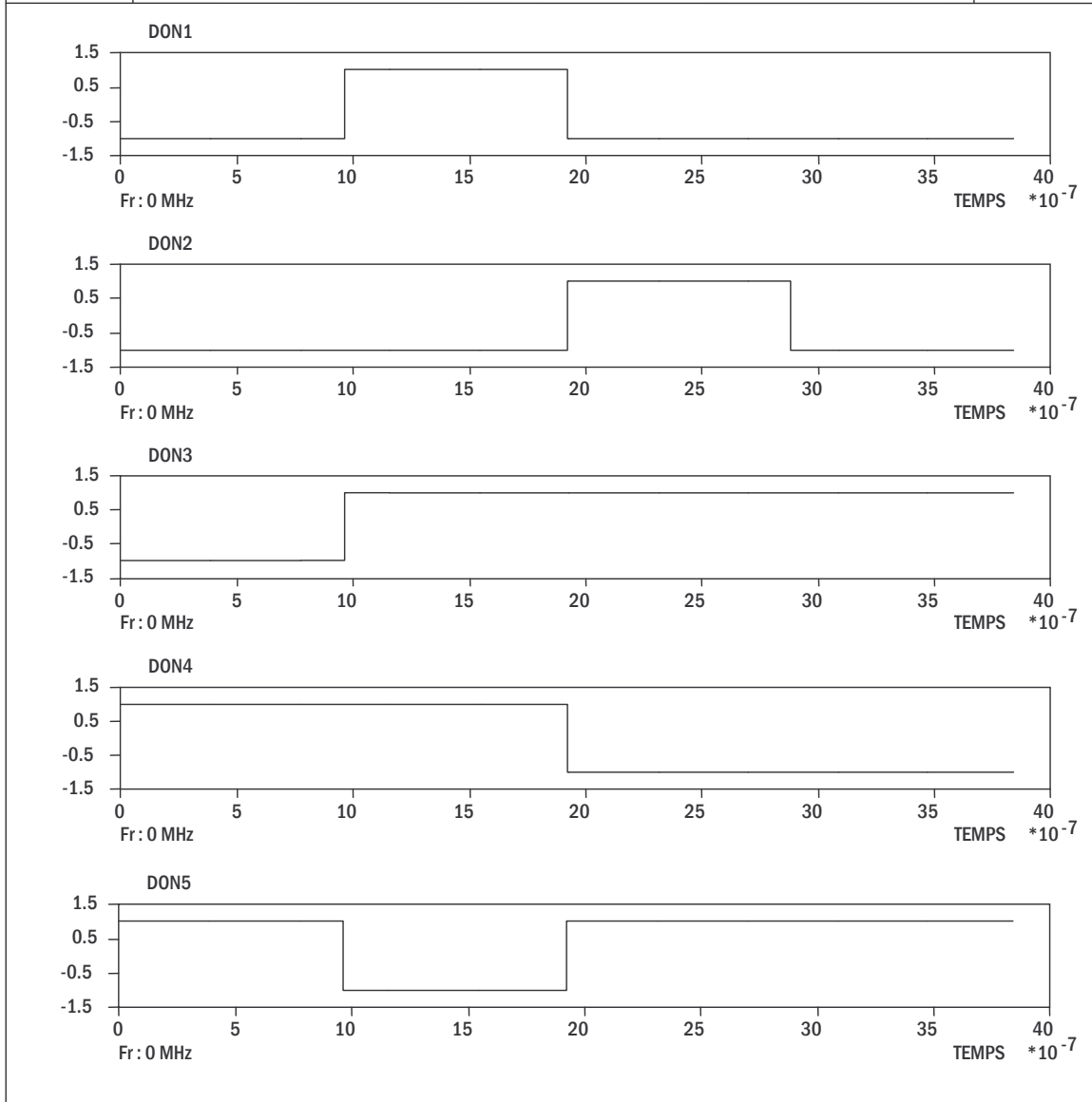


Figure 3-12 : Données émises par les 5 utilisateurs D = 1 Mbit/s

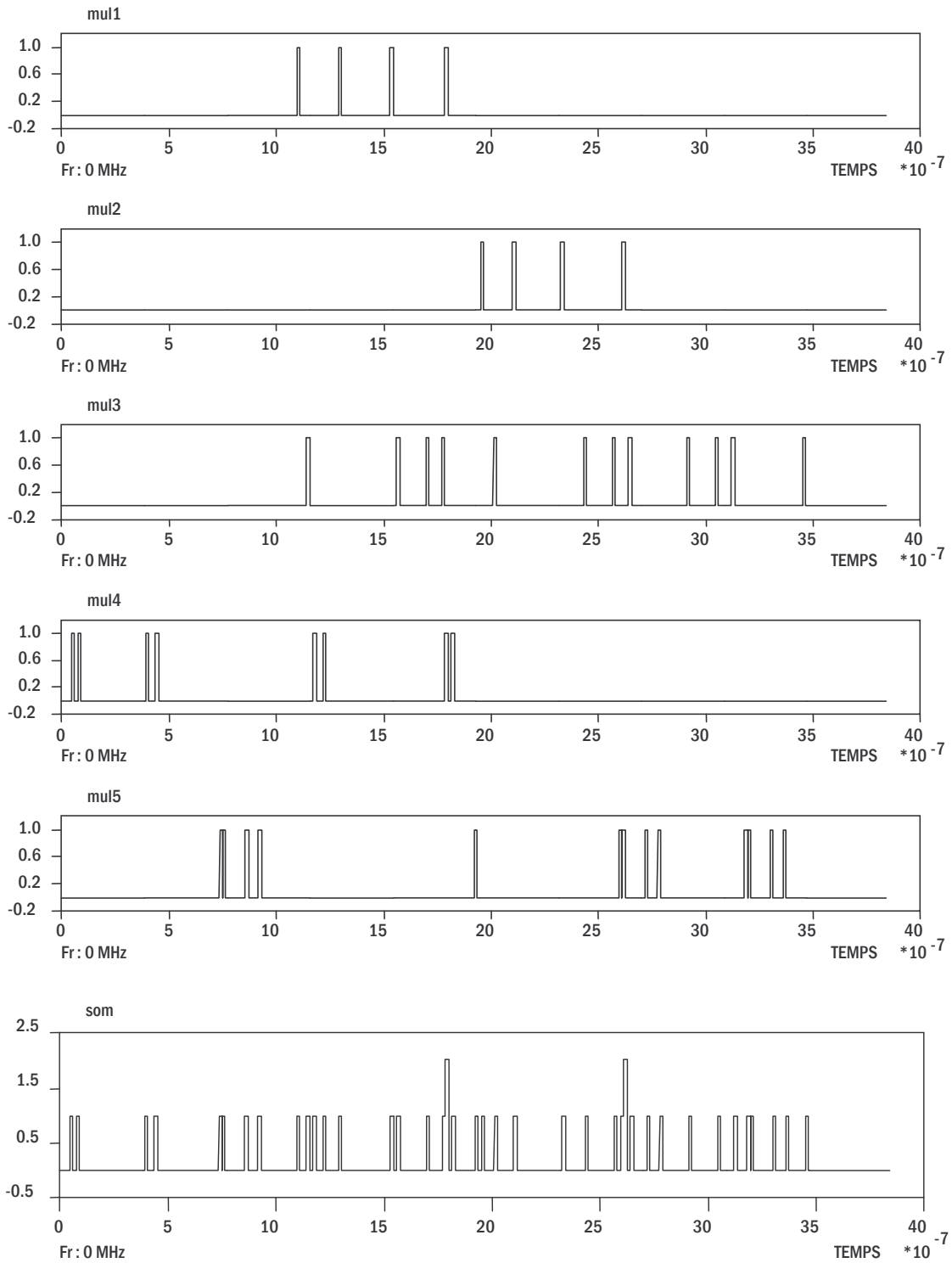


Figure 3-13 : Données étalées et sommées des 5 utilisateurs $D = 1$ Mbit/s , code OOC $(64,4,1,1)$

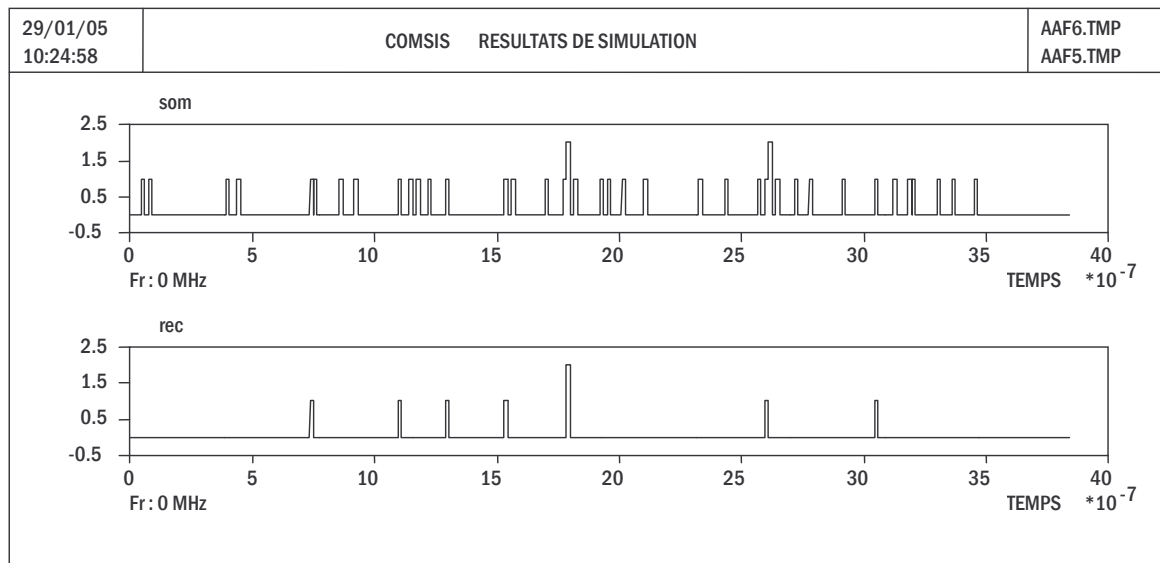


Figure 3-14 : Multiplication par le code de l'utilisateur désiré en réception

Dans la partie de réception, le signal reçu (som) est multiplié par le code OOC de l'utilisateur désiré. Sur la Figure 3-14 qui illustre la multiplication en réception pour l'utilisateur n°1, on remarque que le signal obtenu (rec) doit conduire à : $Z_1^{(1)} = 1$ $Z_2^{(1)} = 5$ $Z_3^{(1)} = 1$ $Z_4^{(1)} = 1$

L'intégration s'effectue sur le temps bit grâce au bloc INT (Figure 3-15) :

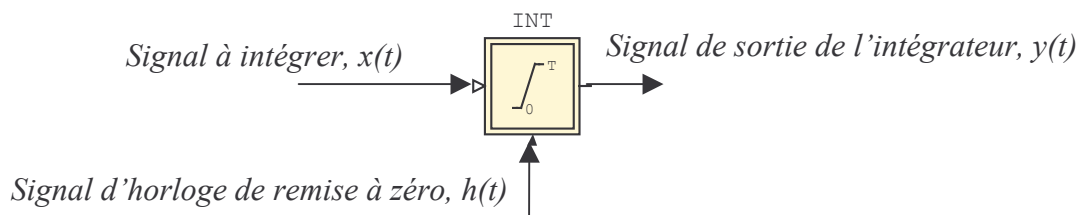


Figure 3-15 : Bloc INT de l'intégration

La sortie du bloc, $y(t)$ est une fonction du signal à l'entrée de l'intégrateur $x(t)$ et du signal d'horloge $h(t)$ (dans notre simulation, c'est le bloc (SYN)).

Lorsque apparaît un front montant sur l'entrée de l'horloge, la sortie du modèle est remise à zéro.

$$y(t_k) = 0 \quad \text{si} \quad h(t_k) > h(t_{k-1})$$

S'il n'apparaît pas de front montant, le signal d'entrée $x(t)$ est intégré et la sortie prend pour valeur le résultat de cette intégration.

$$y(t_k) = y(t_{k-1}) + x(t_k) * ds \quad \text{si} \quad h(t_k) = h(t_{k-1})$$

avec ds : pas de calcul de la simulation.

La Figure 3-16 présente la sortie du bloc (int) pour l'exemple traité. Par exemple, dans l'intervalle $[0 ; 1 \mu\text{s}]$, la valeur de l'intégration sur la figure est de $1,5 \cdot 10^{-8}$, ce qui doit correspondre à l'intégration de 1 chip d'amplitude 1 sur le temps bit d'après la Figure 3-14.

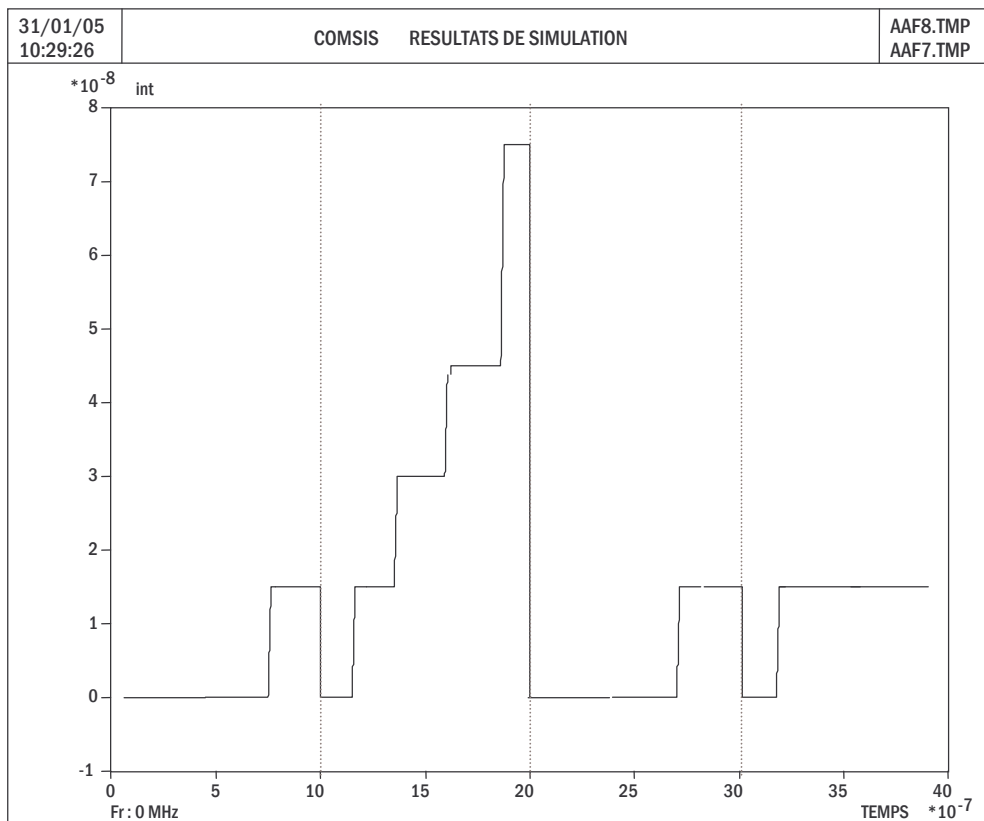


Figure 3-16 : Intégration en réception

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 (Figure 3-17).

La valeur de l'intégration est comparée au seuil de détection à chaque front montant de l'horloge RETD.

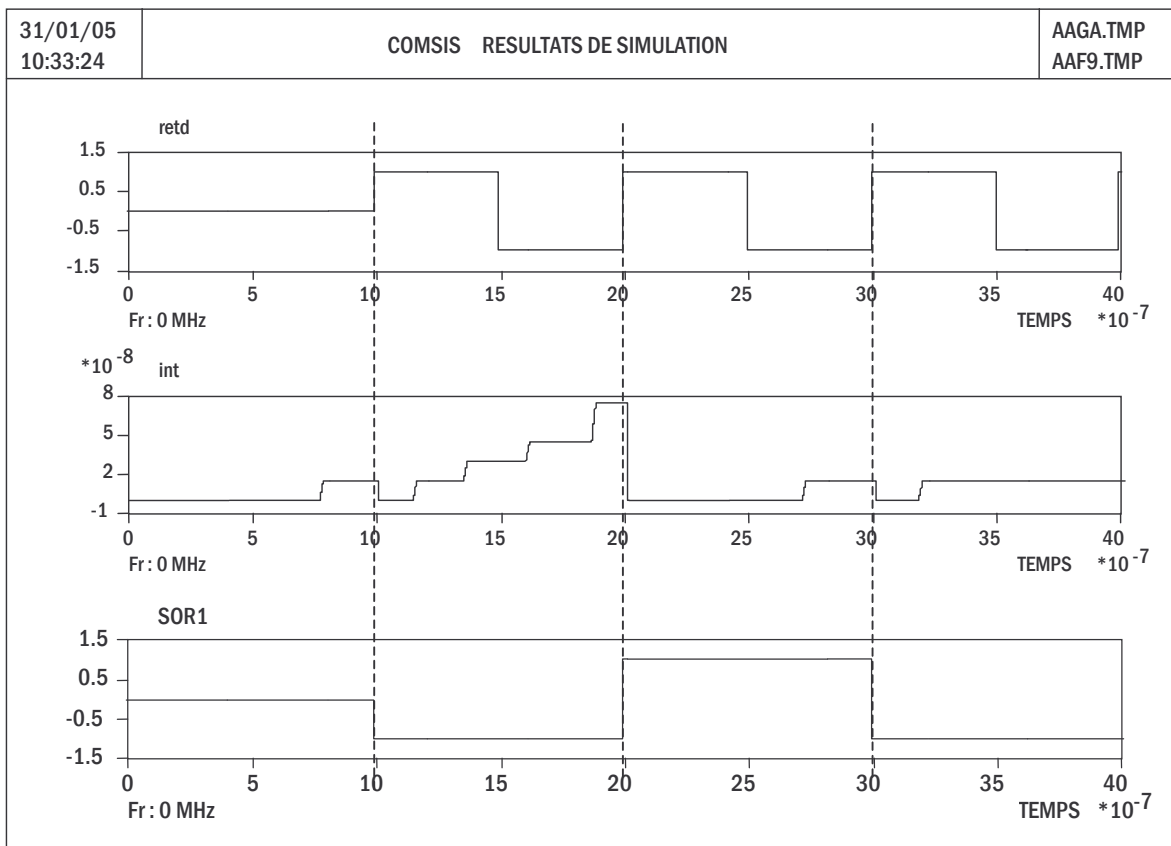


Figure 3-17 : Détection de seuil avec retard

3.3.1.1. Simulation d'un chaîne idéale

Pour une simulation temporelle sur COMSIS, une fenêtre alphanumérique s'ouvre dans laquelle plusieurs paramètres sont demandés. Les plus importants sont :

- ⇒ Variable de sortie : dans notre simulation, il s'agit du bloc de sortie « SOR1 » (Figure 3-9).
- ⇒ Valeur du retard en micro-seconde : le temps bit que nous avons simulé est égal à $1 \mu\text{s}$. Le retard doit être supérieur ou égal à $(L-1/L)$. Dans notre simulation $L = 64$, donc le retard minimum est égal à $0,985 \mu\text{s}$.
- ⇒ Le seuil de détection : nous pouvons choisir la valeur du seuil entre 1 et 4 qui correspondent aux valeurs après intégration : $1,5 \cdot 10^{-8}$ et $6 \cdot 10^{-8}$.
- ⇒ Le débit binaire en Mbit/s : la simulation est faite sur un débit de 1 Mbit/s.
- ⇒ Pas de calcul : ce paramètre détermine ensuite le nombre de points simulés dans un temps bit. Le choix du pas de calcul dépend du type de données à simuler. Dans notre cas, il est important de simuler assez de points pour la précision des résultats. Notre choix est de 40 points par temps chip.

Le pas de calcul est donc :

$$ds = 1/(L \times \text{Nb de points pas temps chip}) = 1/(64 \times 40) = 3,90625 \cdot 10^{-4}$$

⇒ Nombre de points par bit : comme nous avons choisi 40 points par chips, pour un code de longueur $L = 64$, on a donc : $64 \times 40 = 2560$ points par bit.

⇒ Nombre de points de calcul : Pour un nombre de bits donné émis, N_B , le nombre de points de calcul est $= N_B \times 2560$.

3.3.1.2. Le calcul du taux d'erreur

COMSIS propose trois méthodes de calcul de taux d'erreur [4]:

⇒ 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 N_B est supérieur ou égal à 10 fois la valeur du TEB recherché.

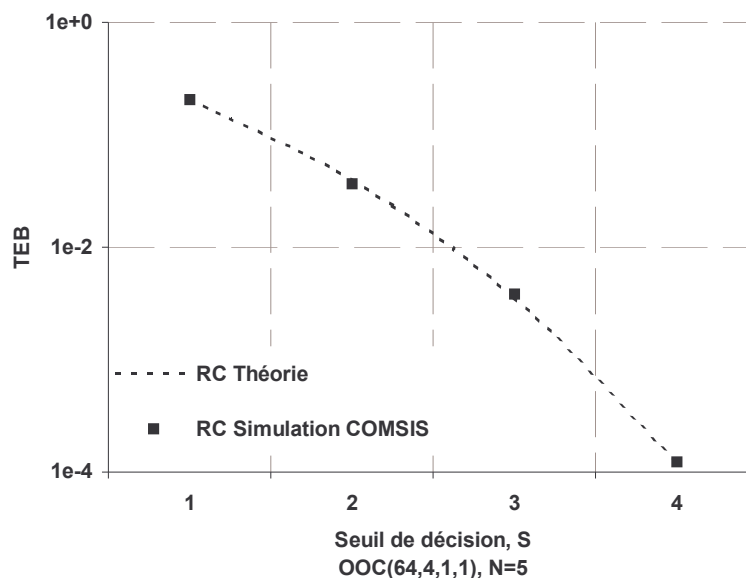


Figure 3-18 : Simulation COMSIS pour un RC en fonction du seuil de détection S pour un code OOC(64,4,1,1), $N=5$, $ds=3,90625 \cdot 10^{-4}$, $NB=10^5$, $D=1\text{Mbit/s}$

La Figure 3-18 représente la simulation COMSIS pour un récepteur conventionnel RC en fonction du seuil de détection S pour le code OOC (64,4,1,1). Le nombre d'utilisateurs est $N = 5$.

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

3.3.2. Simulation d'une chaîne idéale avec un RC-LO (sans éléments optiques)

Nous sommes toujours dans un cas idéal, sans composants optiques. La Figure 3-19 présente la chaîne de simulation COMSIS avec un RC-LO.

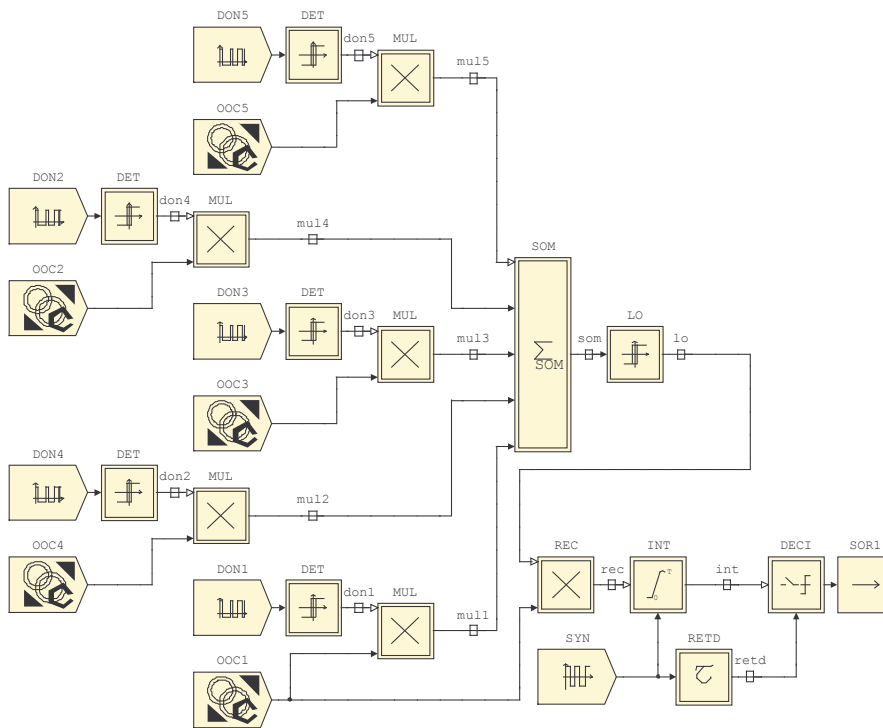
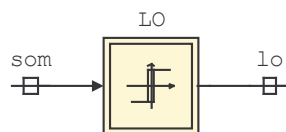


Figure 3-19 : Schéma pour une simulation COMSIS avec un RC-LO

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



Les caractéristiques de ce bloc sont reportés sur le tableau suivant :

Désignation	Valeur (V)
Niveau bas de détection	0
Niveau haut de détection	0,8
Niveau bas de sortie	0
Niveau haut de sortie	1

Tableau 3-2 : Les paramètres du bloc Limiteur

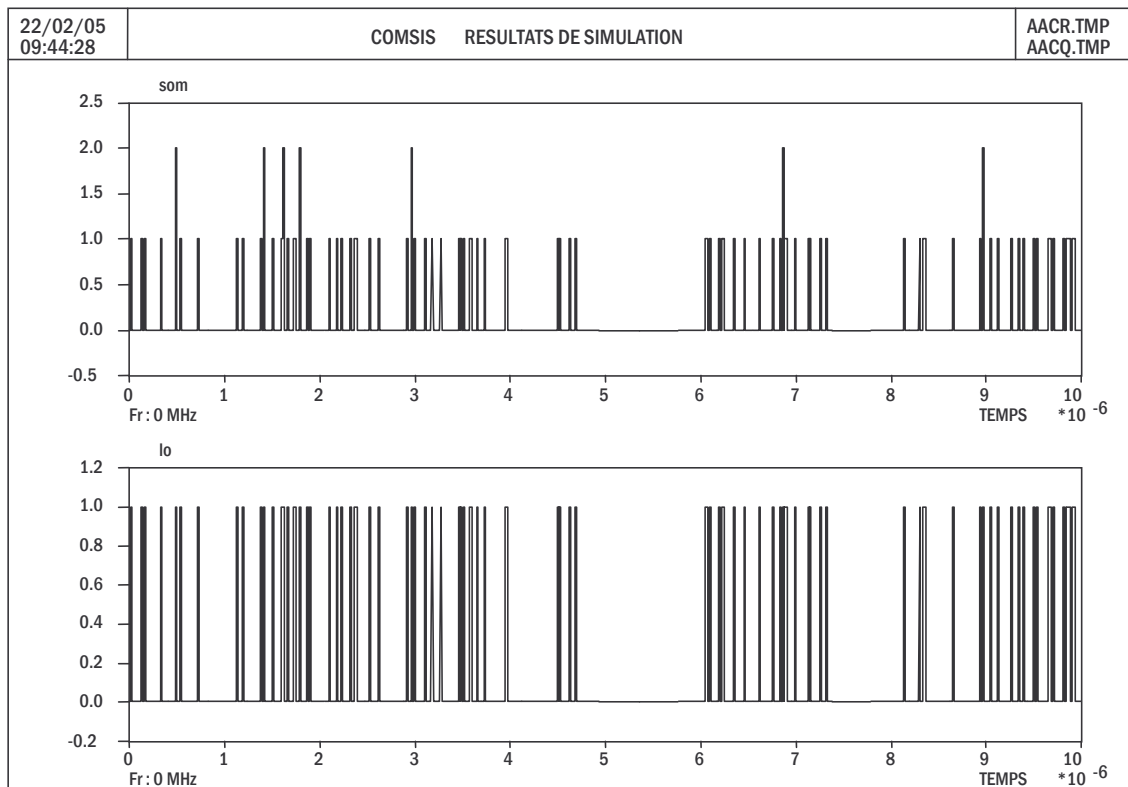


Figure 3-20 : Les signaux à l'entrée et à la sortie du bloc LO

Nous pouvons voir ci-dessus (Figure 3-20) 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 due aux autres utilisateurs se trouve donc réduite.

La Figure 3-21 représente les résultats pour le récepteur RC-LO, comparés aux résultats théoriques (2-33).

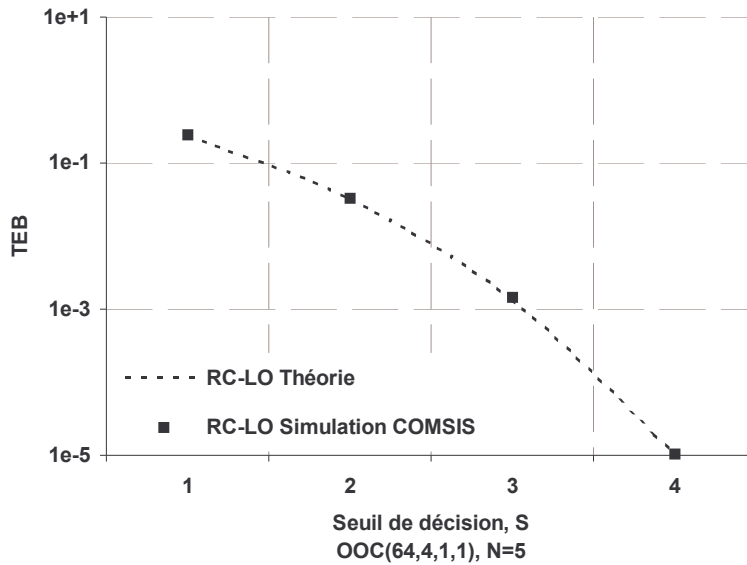


Figure 3-21 : Simulation COMSIS pour un RC-LO en fonction du seuil de détection S pour un code OOC(64,4,1,1), N=5, $d_s=3,90625 \cdot 10^{-4}$, NB=10e5, D=1Mbit/s

Les résultats obtenus avec le logiciel COMSIS sont identiques 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.

Nous allons maintenant tenir compte des principaux composants optiques de la chaîne.

3.3.3. Prise en compte des éléments optiques dans la chaîne idéale

Afin d'étudier l'impact des différents composants sur les performances, les éléments principaux du domaine optique sont insérés dans la chaîne DS-OCDMA. Ils sont représentés sur la figure suivante (Figure 3-22) :

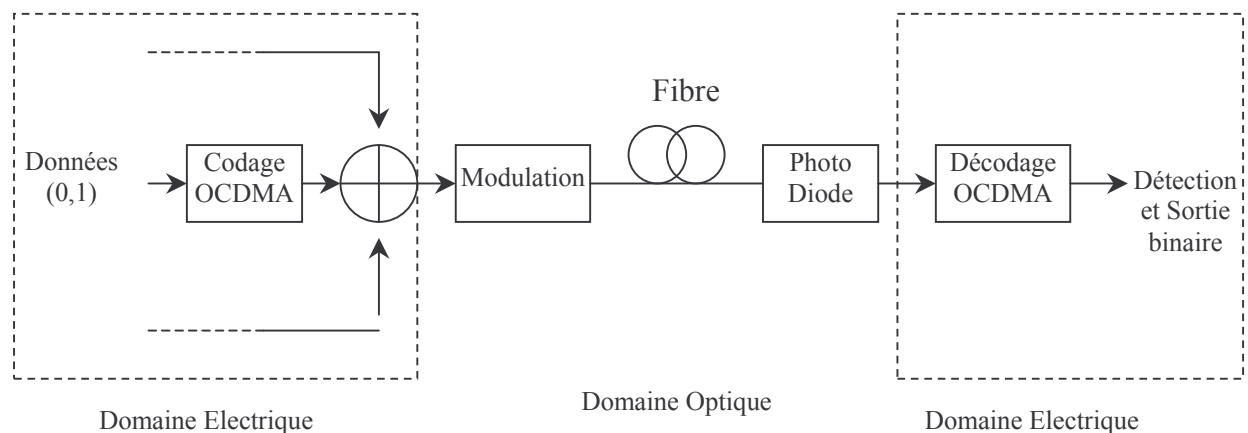


Figure 3-22 : Les domaines électriques et optiques de la chaîne OCDMA

On distingue :

- la modulation
- la transmission à travers la fibre optique
- la conversion de la puissance optique reçue en réception

3.3.3.1. Modulation

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

Pour produire ce type de modulation, deux implantations sont possibles : modulation directe ou modulation externe (Figure 3-23).

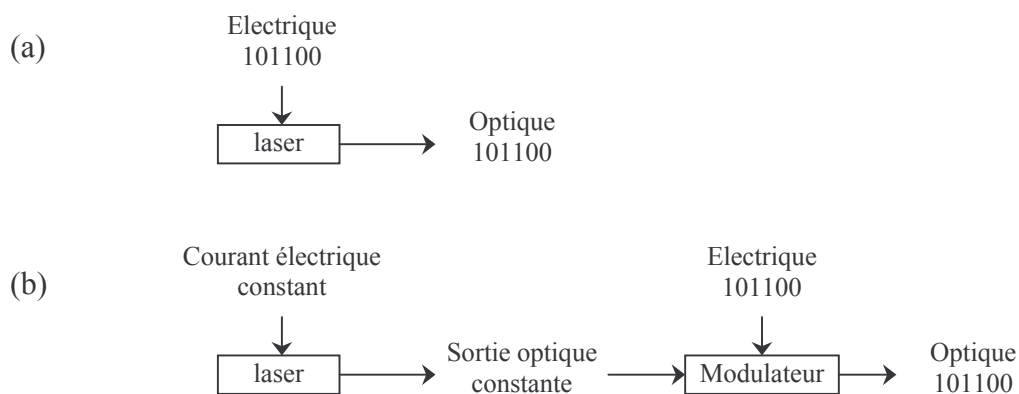


Figure 3-23 : Modulation Directe (a) et Modulation Externe (b)

3.3.3.1.1. Modulation Directe

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

Le schéma de base d'une modulation directe est représenté sur la figure ci-dessous (Figure 3-24) :

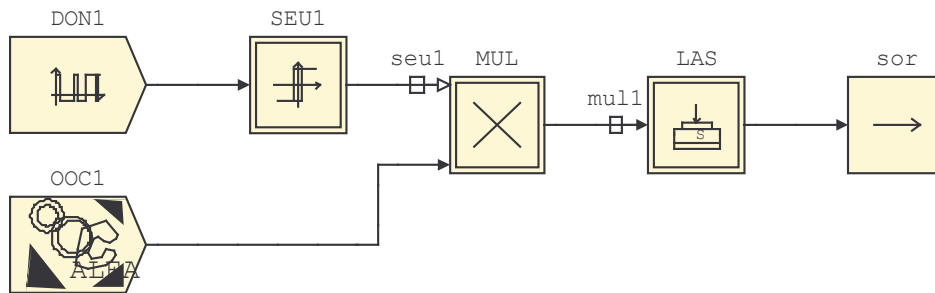


Figure 3-24 : Modulation Directe

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 3-25).

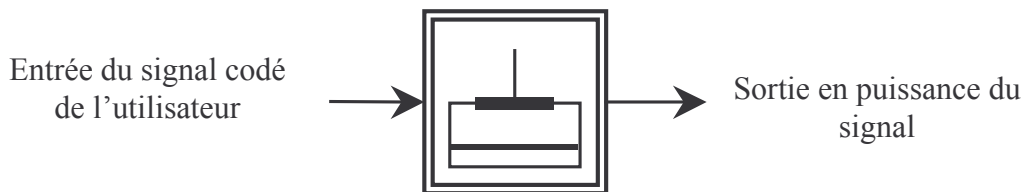


Figure 3-25 : Modèle du LASER-SYSTEME.

Ce modèle permet de simuler une diode laser DFB à semi-conducteur. Il est possible de le décrire soit par ses paramètres physiques internes (coefficient de gain différentiel, facteur de compression de gain, durée de vie des photons ...), soit par des grandeurs "système" ou mesurables, souvent plus accessibles, notamment par les constructeurs (courant de seuil, RIN, rendement ...). Ce sont ces dernières qui seront utilisées (COMSIS peut simuler les valeurs des paramètres physiques correspondants).

Les paramètres du laser utilisés en simulation sont résumés dans le Tableau 3-3 :

<i>Paramètres système du laser</i>		<i>Données physiques du laser</i>	
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	5.10^{17}cm^{-3}
Chirp	100 MHz/mA	Facteur de confinement	0,1
Bruit RIN	-145dB/Hz à 100 mA		

Tableau 3-3 : Paramètres caractéristiques du laser

Ce composant laser sera également utilisé dans le schéma de modulation externe. On peut noter que certains paramètres, tels que le taux d'amortissement et le chirp du laser, n'ont pas de répercussions en modulation externe. Quelle que soit la valeur de ces paramètres, ils n'auront pas d'impact puisque le laser émet en continu.

La Figure 3-26 montre dans le cas d'une modulation directe, les données de l'utilisateur (DON1), son code (OOC1), les données codées (mul1) et la sortie du laser (sor).

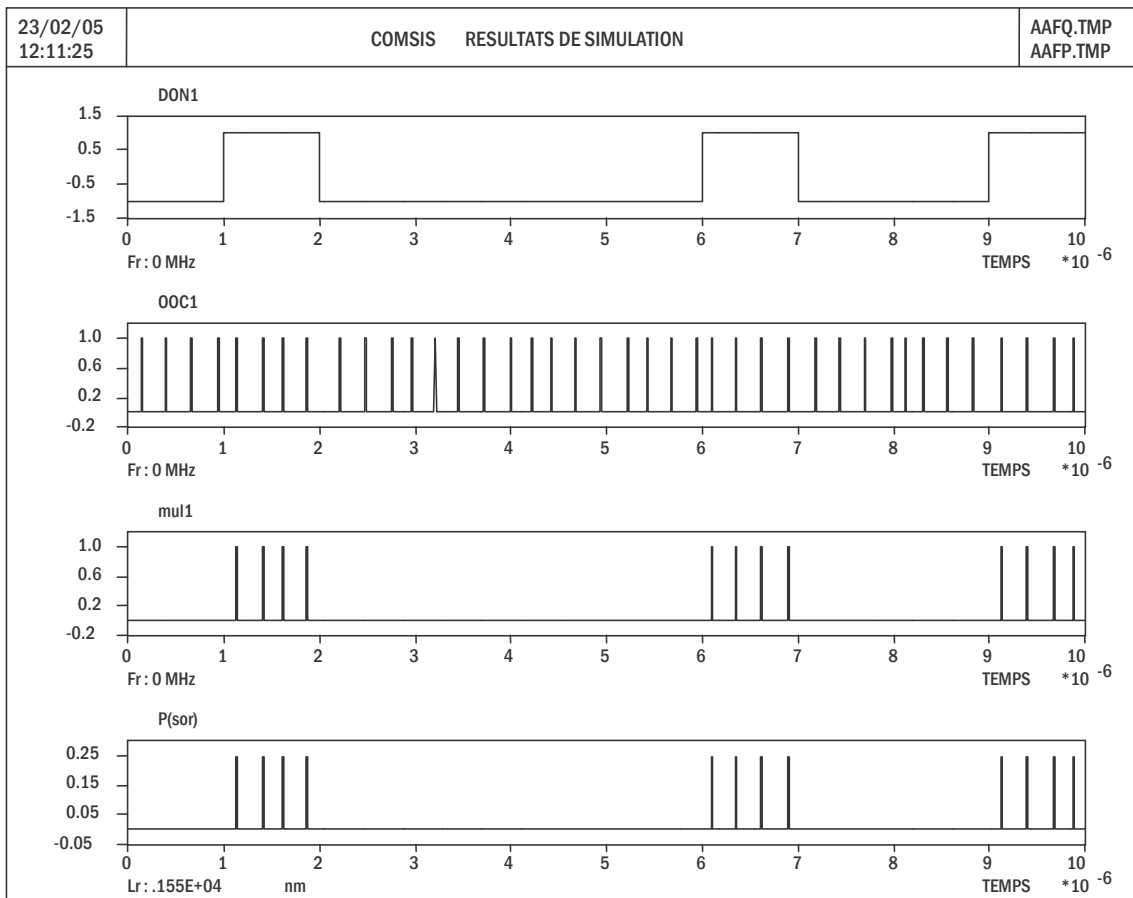


Figure 3-26 : Les signaux transmis pour la modulation directe pour un débit de 1 Mbit/s

Pour plus de précision, La Figure 3-27 représente le signal d'un chip de l'utilisateur à l'entrée (mul1) et à la sortie (sor) du laser.

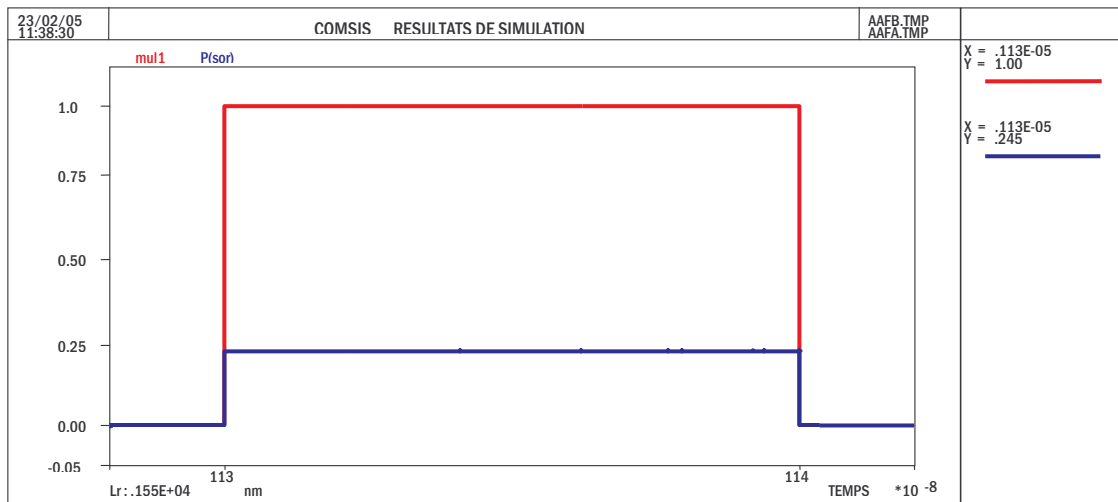


Figure 3-27 : Les signaux d'entrée et de sortie du laser

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

3.3.3.1.2. Modulation Externe

Dans ce cas, la modulation est effectuée sur un signal optique constant par un modulateur dit externe, commandé par une tension externe représentative de l'information à transmettre.

Cette tension modifie le facteur de transmission en intensité en sortie. Le signal optique continu émis par le laser est 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) (Figure 3-28).

Le fonctionnement du MEA repose sur les modifications du spectre d'absorption d'un semi-conducteur soumis à un champ électrique [6]

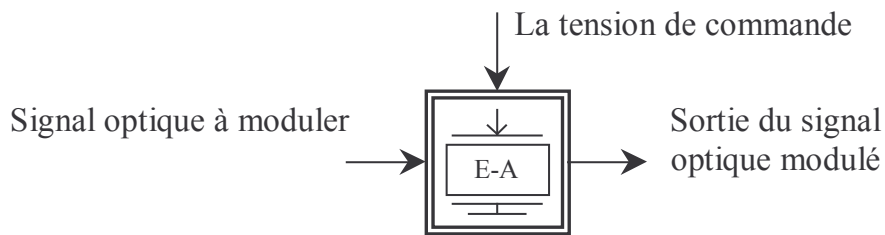


Figure 3-28 : Modèle du Modulateur-Electro-Absorption

Les caractéristiques de ce bloc sont :

<i>Paramètres du modulateur électro-absorbant</i>			
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 3-4 : Paramètres caractéristiques du Modulateur-Electro-Absorbant

Le schéma de base d'une modulation externe utilisant un MEA sur COMSIS est représenté sur la figure ci-dessous :

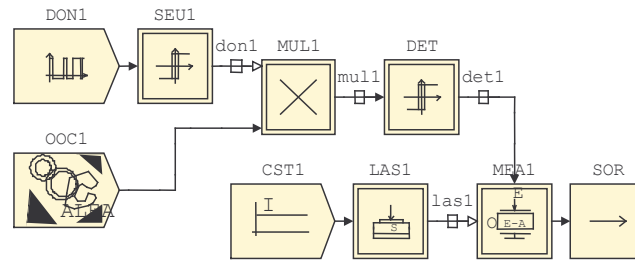


Figure 3-29 : Système de modulation avec un Modulateur-Electro-Absorption

En général, pour une tension externe (mul1) nulle, le modulateur laisse passer la lumière qu'il reçoit sur son entrée optique (las1). Pour une tension négative, le modulateur absorbe une proportion du signal optique.

Le bloc détection de seuil (DET) permet de transformer les signaux des données codées (+1,0) (mul1) en (0,-3) (det1) (Figure 3-30):

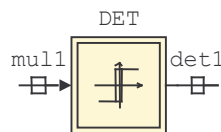


Figure 3-30 : Détection de seuil pour MEA

Les caractéristiques de ce bloc sont reportés sur le tableau suivant :

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

Tableau 3-5 : Les paramètres du bloc de détection de seuil

La Figure 3-31 illustre le fonctionnement de la modulation externe.

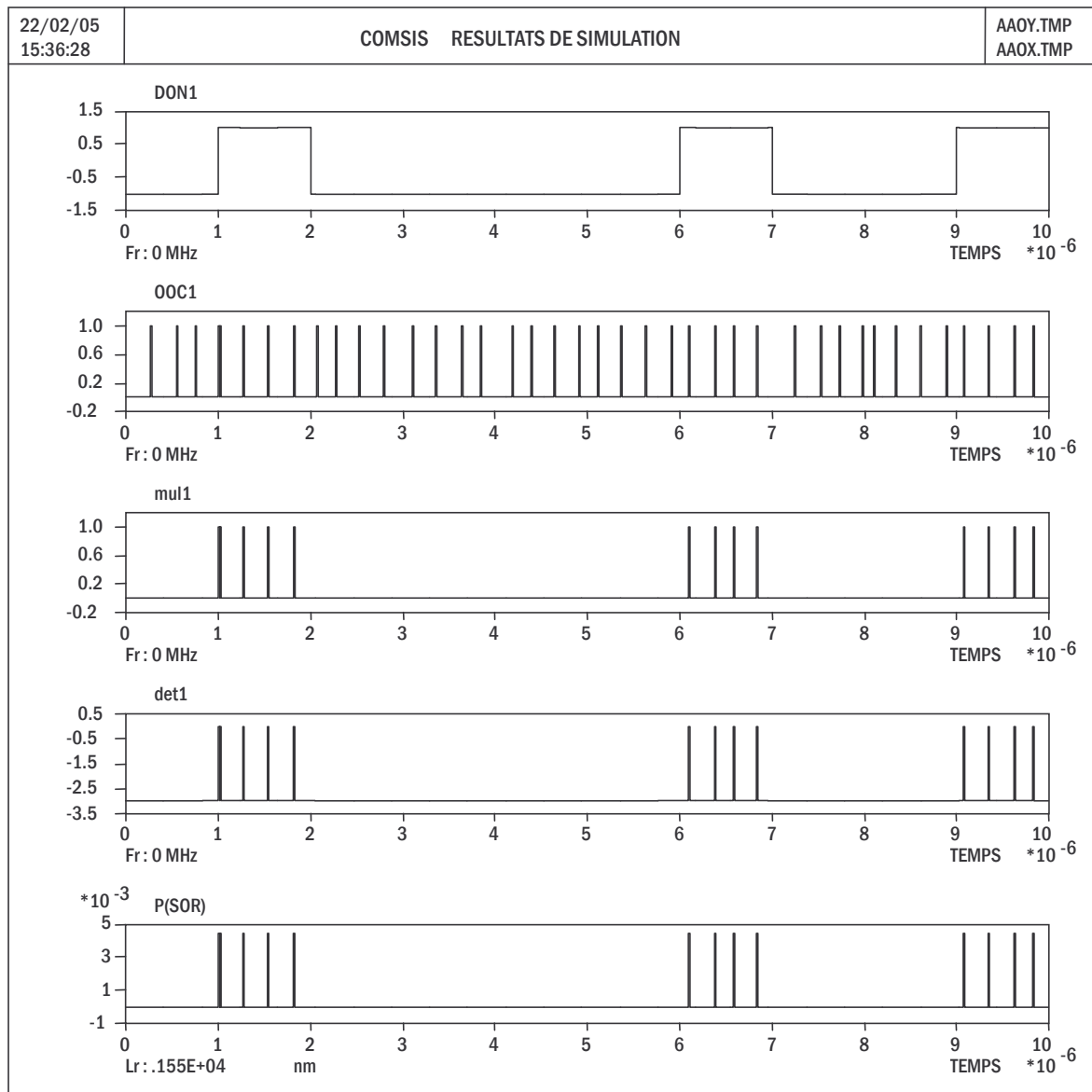


Figure 3-31 : Les signaux pour une simulation avec le Modulateur-Electro-Absorption

Cependant, si on examine le niveau de puissance émis correspondant à une donnée 0, on constate que le modulateur MEA n'absorbe pas complètement le signal (Figure 3-32).

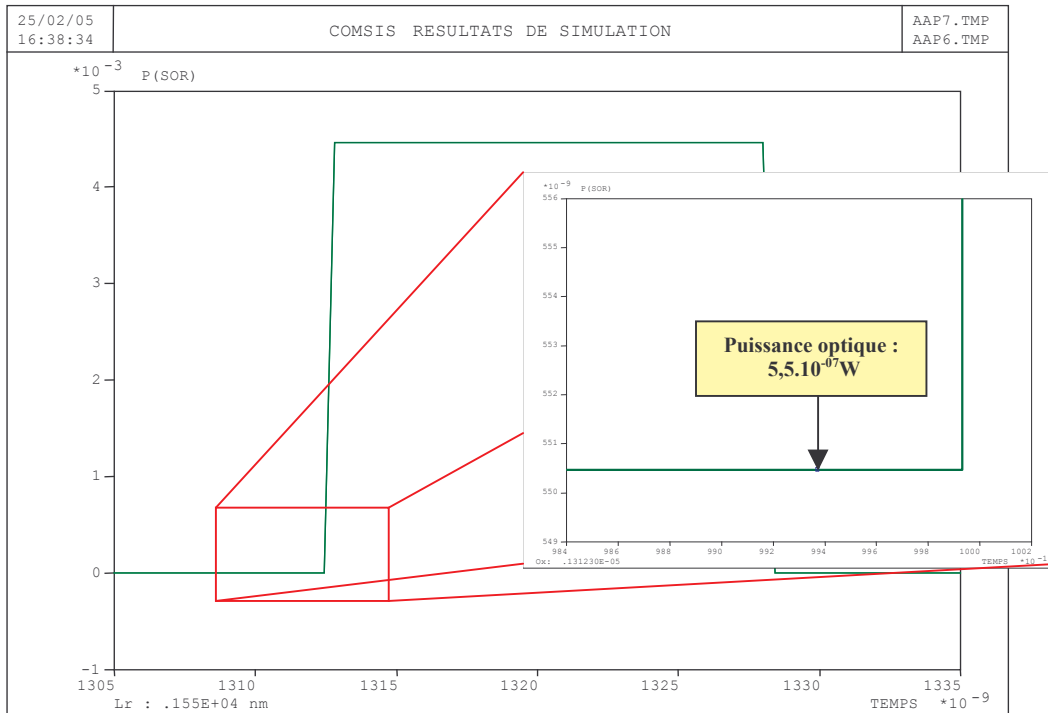


Figure 3-32 : Zoom pour le niveau "0" d'un Modulateur-Electro-Absorption

Ce problème lié au fonctionnement du MEA risque d'introduire des niveaux de puissances 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) [2].

Le fonctionnement de ce type de modulateur est basé sur des effets electro-optiques. L'indice de réfraction du matériau constitutif du modulateur peut être modifié par l'application d'un champ électrique qui varie en fonction des données à transmettre.

Le modulateur utilisé est représenté sur la Figure 3-33 :

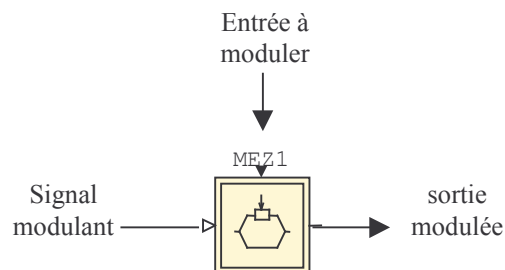


Figure 3-33 : Modèle du Modulateur-Externe-Amplitude

Ce bloc possède les caractéristiques suivantes :

<i>Paramètres du Modulateur-Externe-Amplitude</i>	
Gain (ou Perte) dB	5
Tension d'offset (V)	-4,5
Coefficient de modulation d'amplitude (rd/V)	0,3491
Coefficient de modulation de phase (rd/V)	0,035

Figure 3-34 : Paramètres du Modulateur-Externe-Amplitude

Le schéma de base d'une modulation externe utilisant un MEZ sur COMSIS est représenté sur la figure ci-dessous :

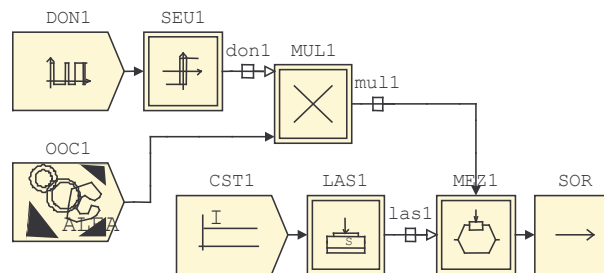


Figure 3-35 : Système de modulation avec un Modulateur Mach-Zehnder

Le fonctionnement du modulateur externe utilisant un MEZ est illustré par la figure ci-dessous (Figure 3-36) :

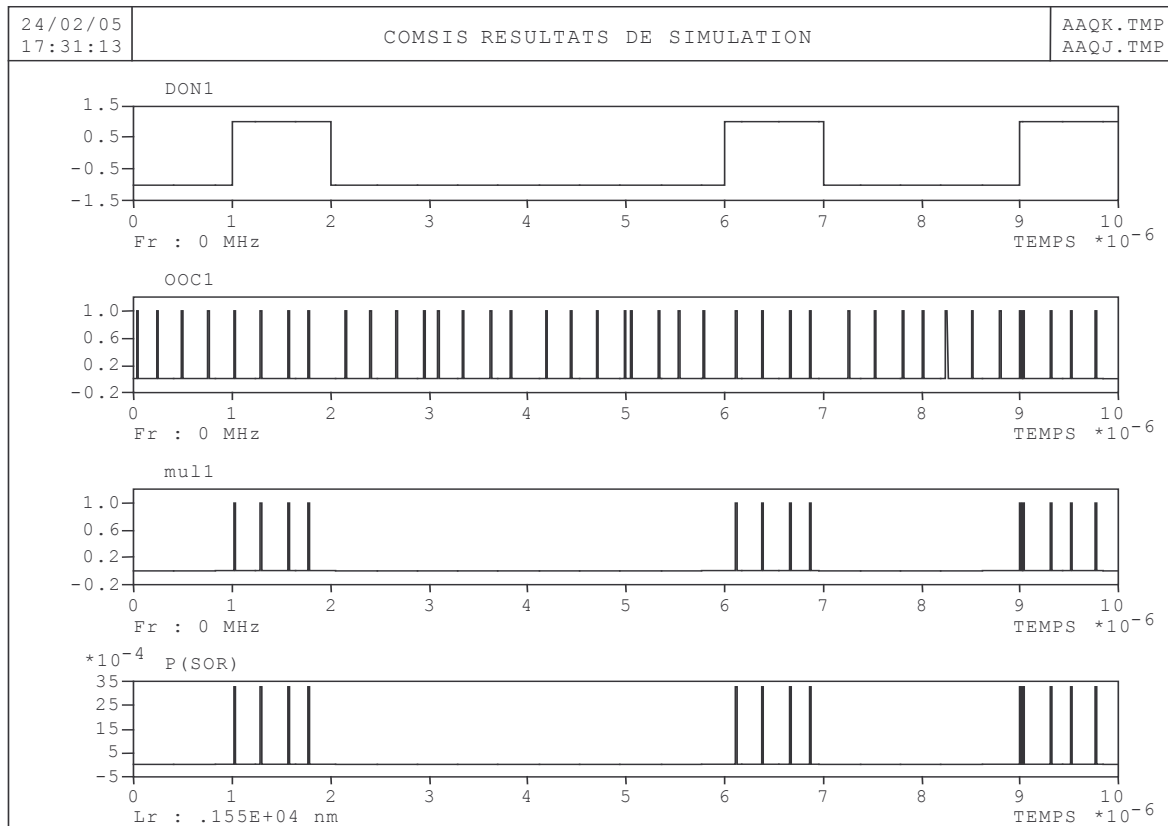


Figure 3-36 : Les signaux pour une simulation avec le Modulateur Mach-Zehnder

Nous vérifions le niveau de puissance émis pour une donnée 0 (Figure 3-37). Nous pouvons constater que le niveau est égal à $0,412980.10^{-32}$ W.

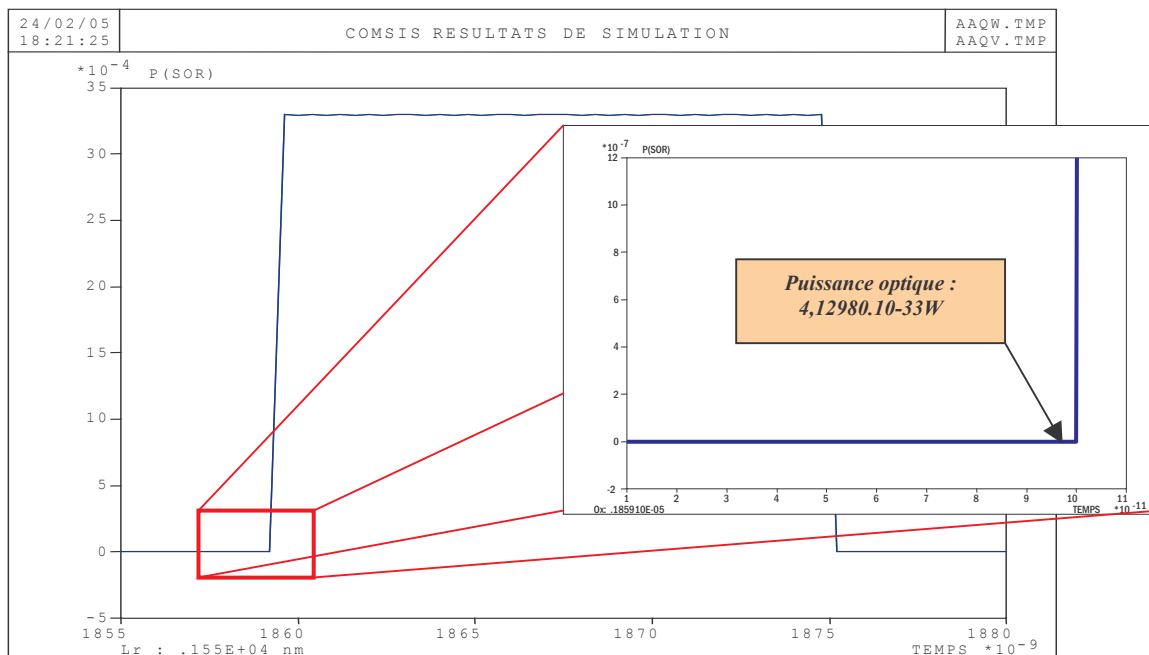


Figure 3-37 : Zoom pour le niveau « 0 » d'un Modulateur Mach-Zehnder

La valeur est suffisamment négligeable, donc c'est de type de modulateur qui sera utilisé pour la méthode de modulation externe. Pour compléter l'étude avec le MEZ, la Figure 3-38 présente la puissance optique obtenue pour une donnée 1.

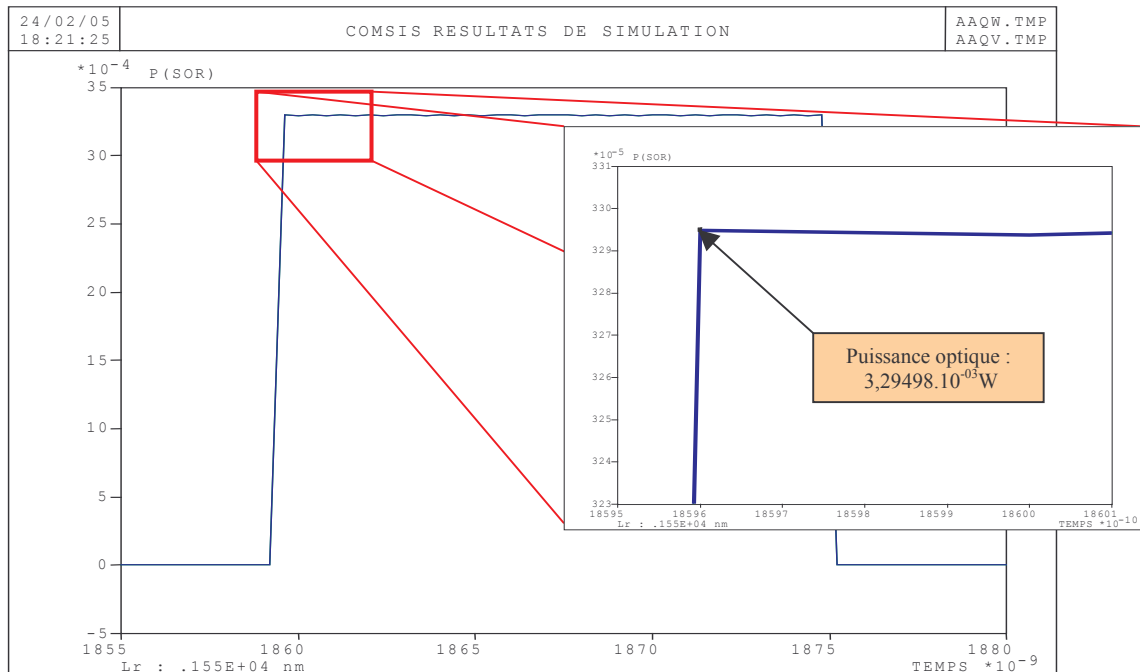


Figure 3-38 : Zoom pour le niveau « 1 » d'un Modulateur Mach-Zehnder

3.3.3.1.3. Comparaison des modulations directes/externes

Afin de nous permettre de choisir le type de modulation pour les simulations, nous vérifions la stabilité des signaux quand on augmente le débit des données. 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.

Nous avons envoyé des données de débit 1 Mbit/s et 100 Mbit/s.

La Figure 3-39 présente les données envoyées par une modulation directe (Figure 3-24).

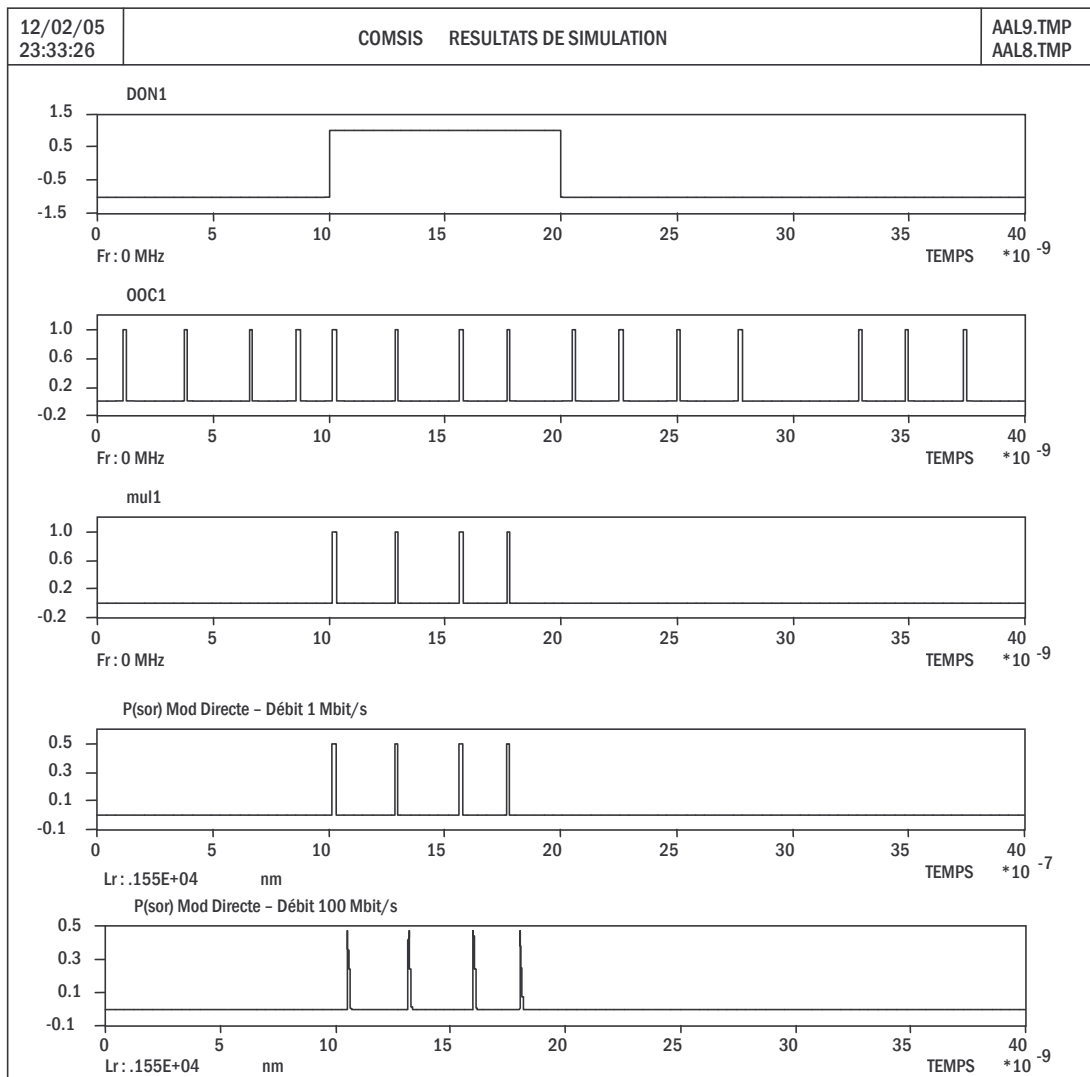


Figure 3-39 : Les signaux dans une modulation directe

Nous pouvons constater qu'à un débit de 100 Mbit/s, les signaux à la sortie du laser en modulation directe ne sont plus stables (Figure 3-40).

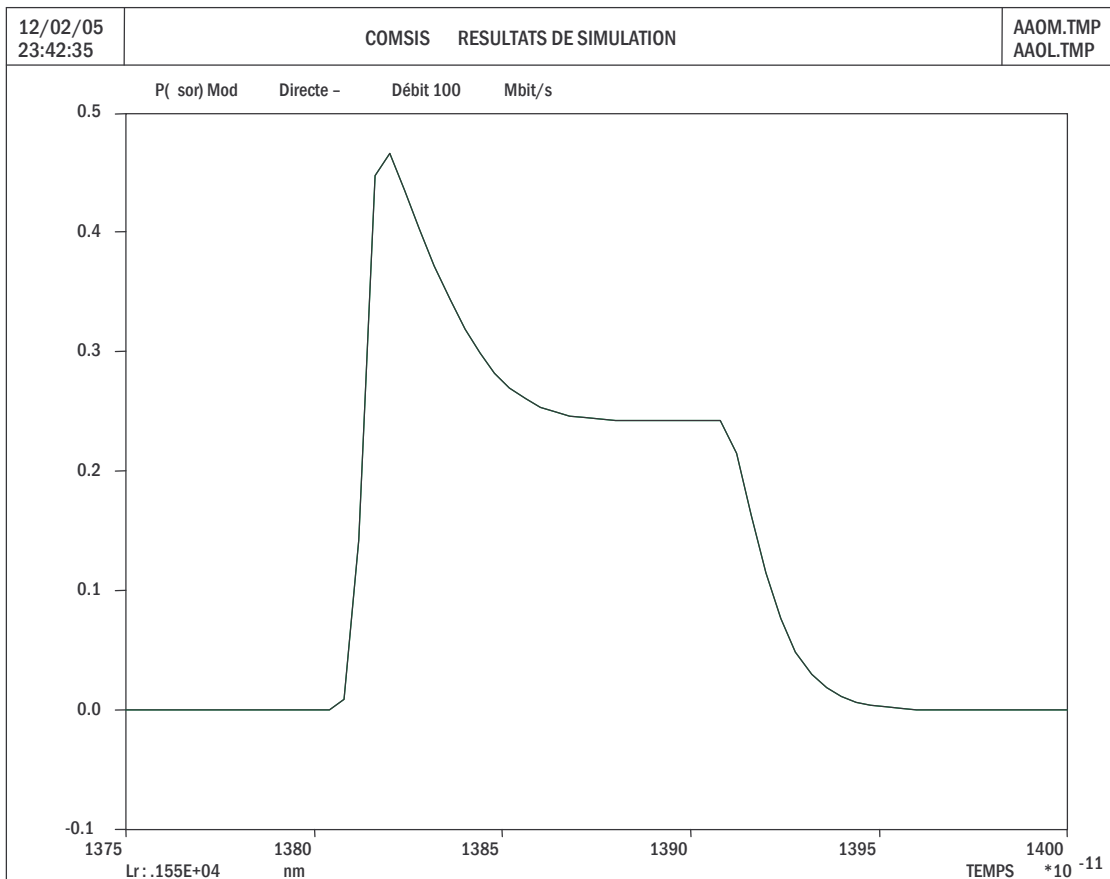


Figure 3-40 : Le signal du chip à la sortie du laser à 100 Mbit/s

En prenant en compte les limitations dues au laser (bande passante, oscillation, bruit) et les débits 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 (Figure 3-41) est $D_c = LD$.

Cela signifie que 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 D .

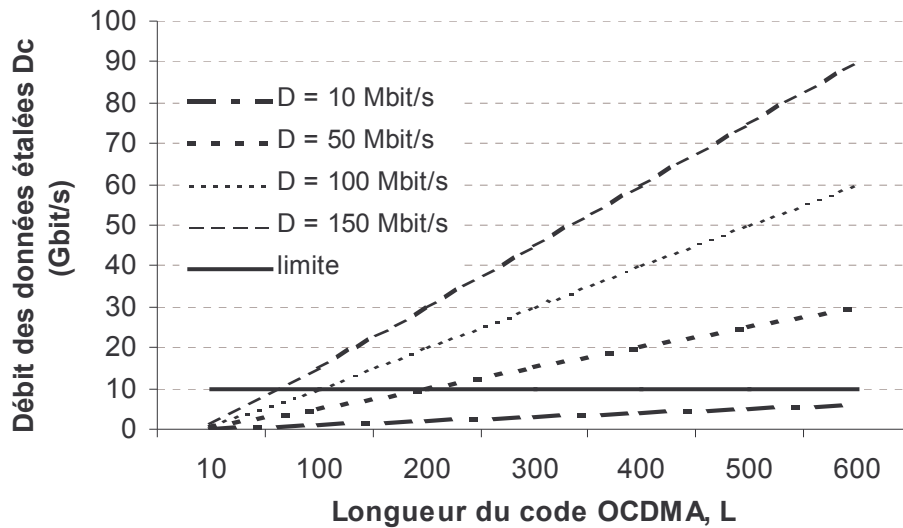


Figure 3-41 : Le débit des données étalées D_c en fonction de la longueur du code, L

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_c soit inférieur à 10 Gbit/s.

Cette technique est donc limitée pour des hauts débits.

On peut vérifier ce résultat en traçant à l'aide du logiciel COMSIS les signaux optiques émis en fonction de D pour un code de longueur 64 :

On constate sur la Figure 3-42 que lorsque 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 sur l'optique.

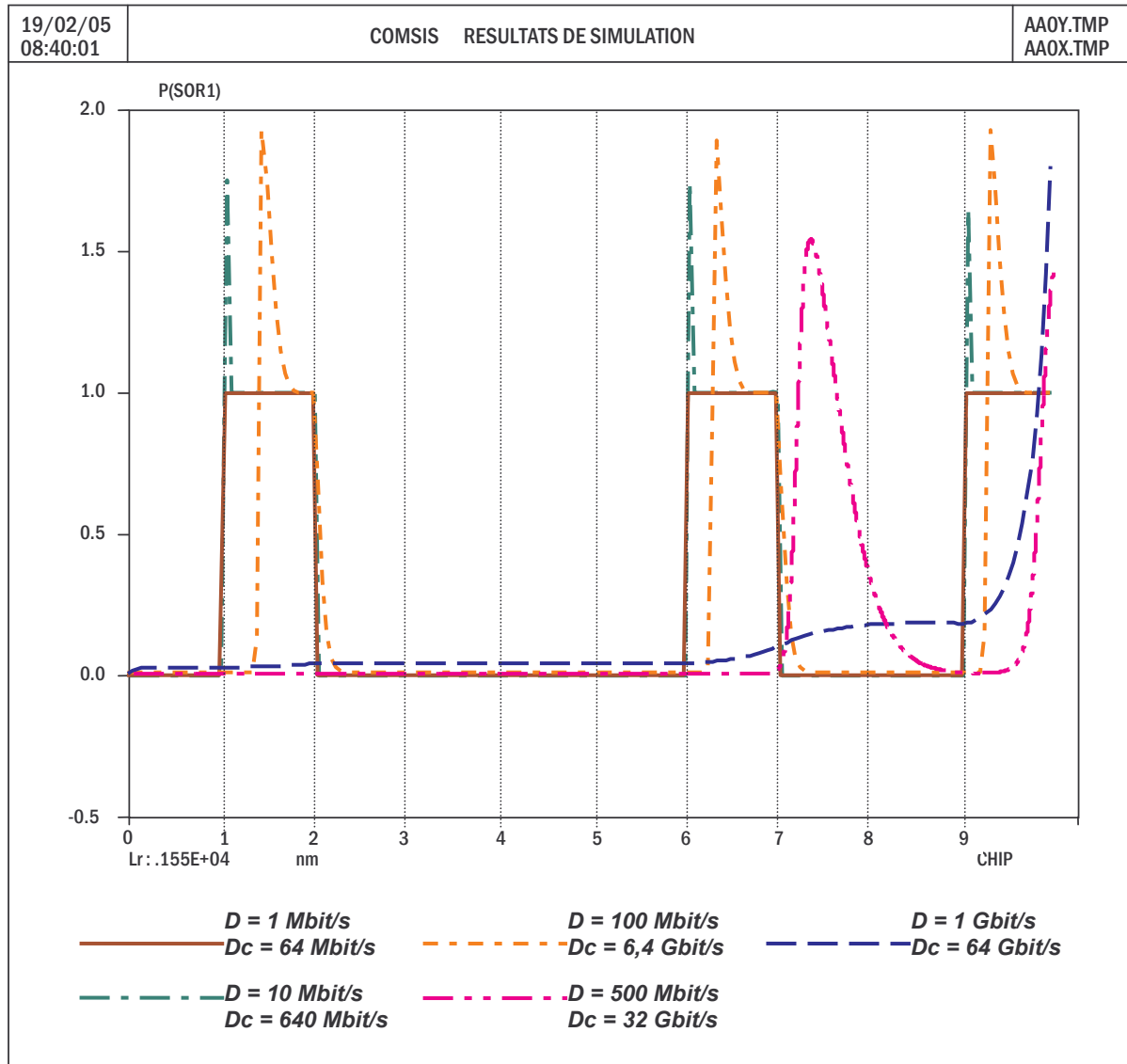


Figure 3-42 : Les signaux optiques à la sortie de la Modulation Directe

Nous examinons maintenant le cas de la modulation externe.

La figure ci-dessous (Figure 3-43) représente les signaux envoyés par une modulation externe pour $D = 1 \text{ Mbit/s}$ et $D = 100 \text{ Mbit/s}$.

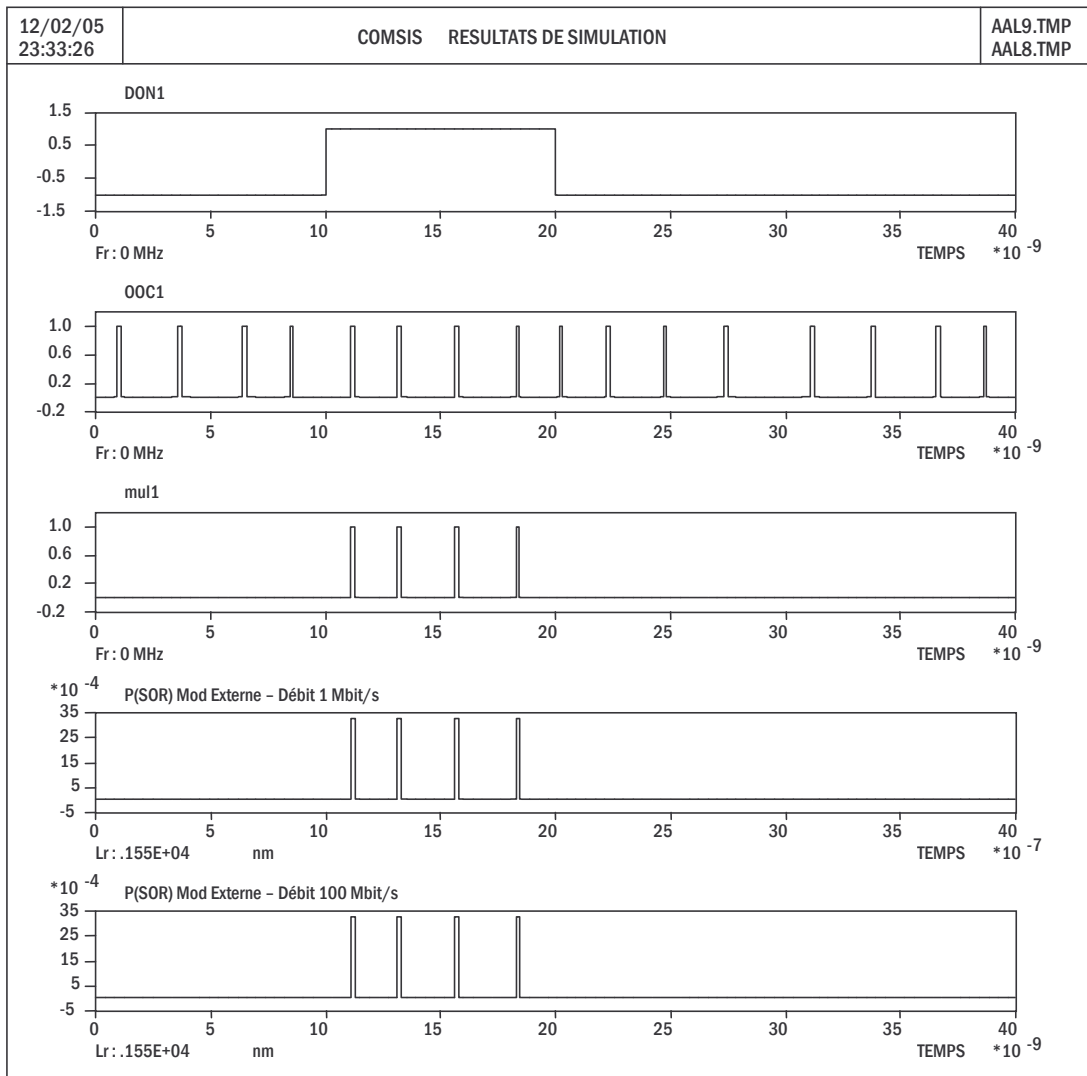


Figure 3-43 : Les signaux dans une modulation externe

Nous pouvons constater que la montée en débit ne provoque pas l'instabilité des signaux (Figure 3-44), contrairement au cas précédent.

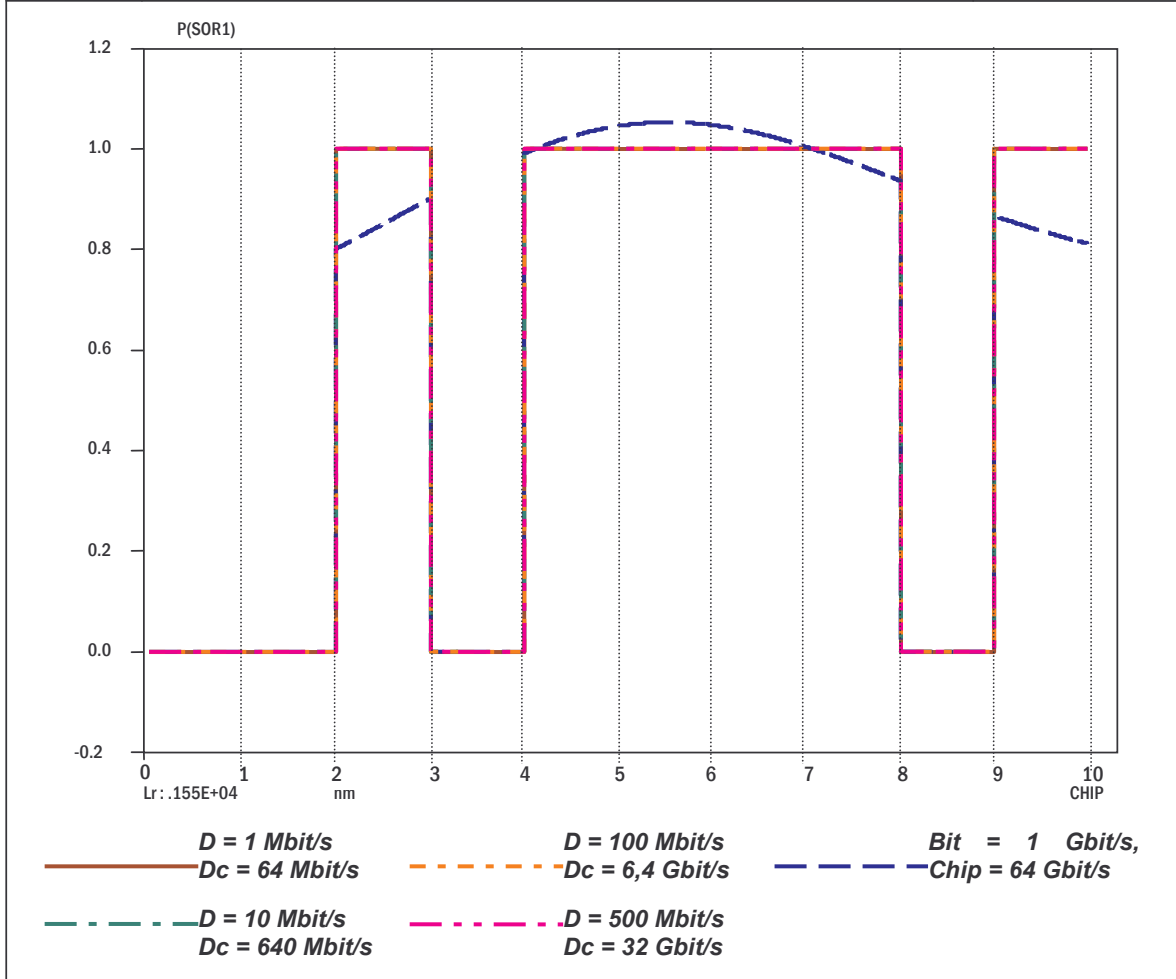


Figure 3-44 : Les signaux optiques à la sortie de la Modulation Externe

Donc, dans la suite de l'étude, les données à transmettre sont modulées par une technique de modulation externe.

3.3.4. La Fibre

La fibre optique considérée dans l'étude est une fibre monomode classique G.652 dont les paramètres géométriques, mécaniques et optiques sont définis par l'UIT-T (Union Internationale des Télécommunications). Le logiciel COMSIS fournit un bloc permettant de définir ce type de fibre (Figure 3-45).

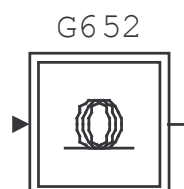


Figure 3-45 : La fibre optique G.652

Les paramètres du bloc 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)	$17 + 0,07 * (\lambda - 1552)$
Effet Kerr	Oui
Effet Raman	Non
Coefficient de non linéarité (m^2/W)	$2,7 \cdot 10^{-20}$
Aire effective de la section (μm^2)	80
Dispersion Modale de Polarisation	Non
Retard (ns)	4

Tableau 3-6 : Les paramètres de la fibre 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 limitatif créant de l'Interférence Entre Symbole (IES) se rajoutant à l'effet de l'IAM.

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 3-47 illustre la transmission à travers la fibre G.652 simulée.

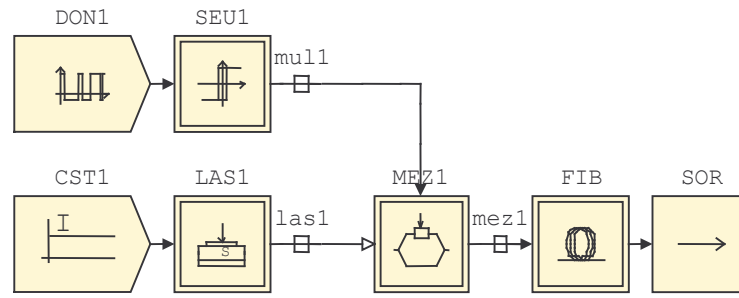
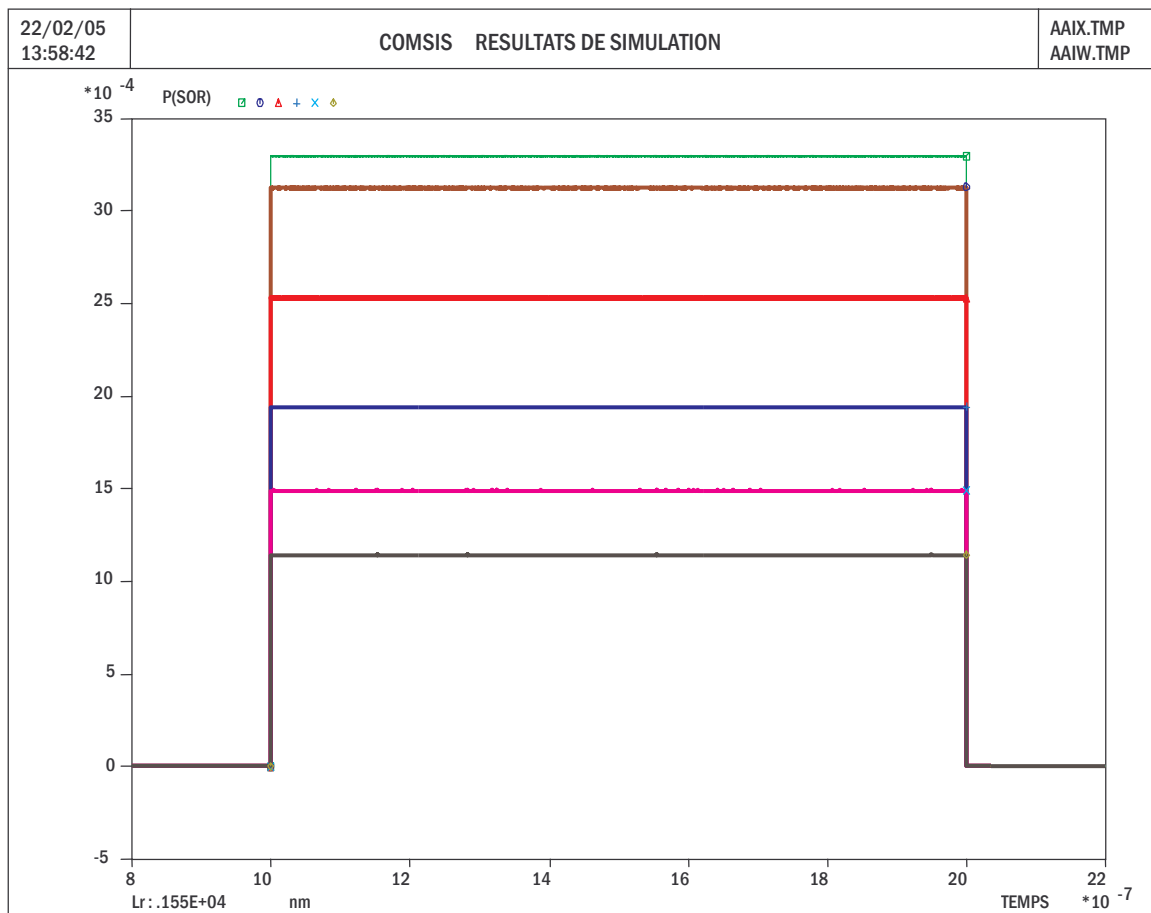


Figure 3-46 : La modulation Externe avec la fibre G.652



— Sortie Modulateur — Fibre = 5 kms — Fibre = 15 kms
 — Fibre = 1 km — Fibre = 10 kms — Fibre = 20 kms

Figure 3-47 : Les signaux à l'entrée et à la sortie de la fibre (mea1, sor) en fonction de la longueur du fibre

On vérifie sur la Figure 3-47 que le seul effet de la fibre optique est l'atténuation de la puissance transmise.

3.3.5. La photodiode

Il existe différentes techniques pour convertir un signal optique en signal électrique. Dans le système DS-OCDMA étudié, on utilise une méthode de détection dite directe en utilisant un composant appelé photodiode qui peut être soit une diode PIN, soit une diode à avalanche (PDA).

Dans cette étude, nous utilisons un modèle de diode PIN disponible dans la bibliothèque de COMSIS (Figure 3-48).

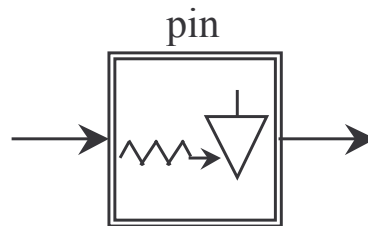


Figure 3-48 : Le modèle de Photodiode PIN

Les paramètres caractéristiques de la photodiode sont présentés dans le Tableau 3-7:

Paramètres de la photodiode	
Sensibilité	Courant d'obscurité
0,8 A/W	5 nA

Tableau 3-7 : Paramètres caractéristiques de la photodiode PIN

A la sortie du bloc, l'expression du photocourant détecté est :

$$I_{ph} = S.P_{opt} + I_{obs} + I_{bruit}$$

Avec

- S : Sensibilité de la photodiode
- P_{opt} : Puissance optique reçue
- I_{obs} : Courant d'obscurité
- I_{bruit} : Courant de bruit

Le modèle utilisé de la photodiode PIN est idéalisé par rapport au bruit thermique. Donc on aura :

$$I_{ph} \approx S.P_{opt} + I_{obs}$$

La Figure 3-49 représente les signaux à la sortie de photodiode en fonction de la longueur de la fibre.

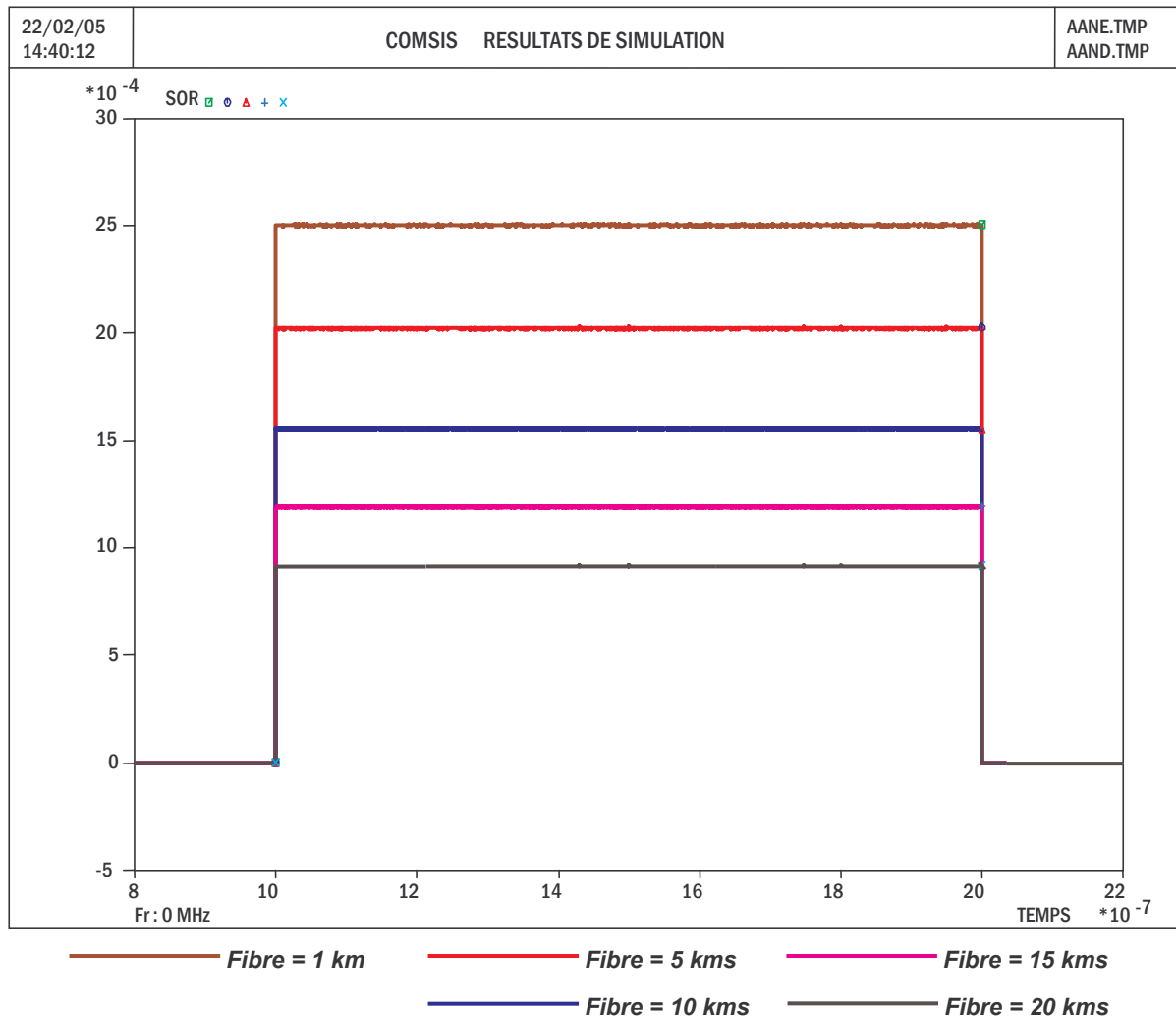


Figure 3-49 : Les signaux à la sortie de la photodiode

On peut remarquer, par exemple, que pour une fibre de 1 km l'amplitude du courant en sortie obtenu en simulation est $I \approx 25 \cdot 10^{-4} A$.

Or, d'après la Figure 3-46, la puissance optique reçue $P_{opt} \approx 31 \cdot 10^{-4}$ donc $I_{ph} = 0.8 \times 31 \cdot 10^{-4} + 5 \cdot 10^{-9} \approx 25 \cdot 10^{-4}$.

C'est bien la valeur obtenue en simulation.

3.3.6. Description d'une chaîne idéale avec des éléments optiques

Le schéma réalisé sur COMSIS pour simuler le système DS-OCDMA est présenté sur la figure ci-dessous (Figure 3-50).

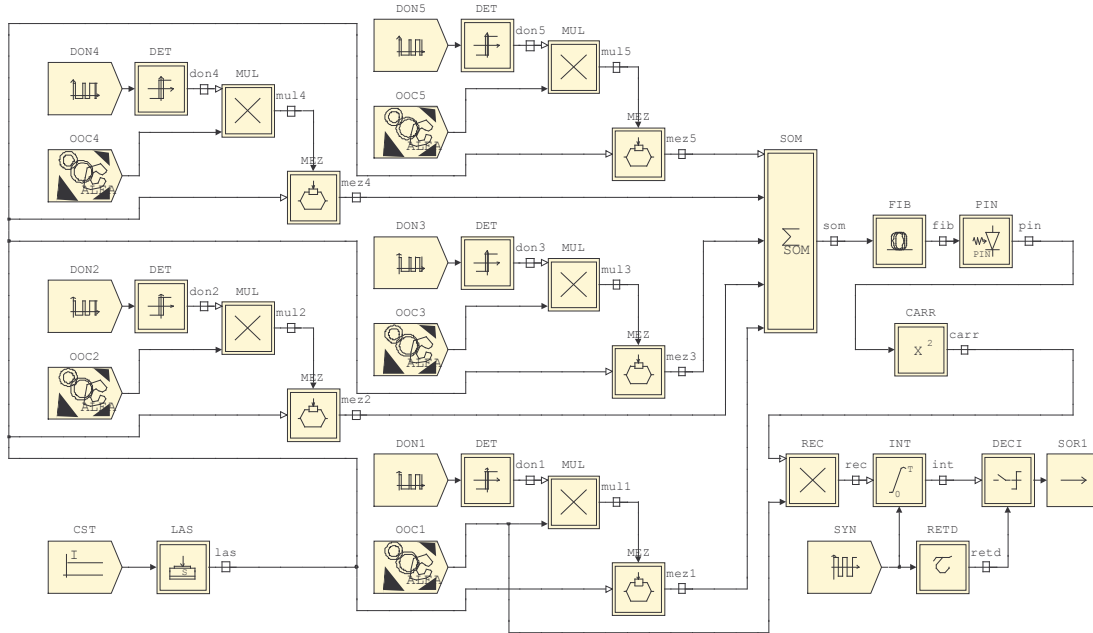


Figure 3-50 : Chaîne idéale DS-OCDMA avec des éléments optiques

Dans le cas de la liaison sans éléments optiques, les signaux codés étaient sommés en amplitude.

Dans le cas étudié, en sortie d'un modulateur, le signal de l'utilisateur k codé, est un champ électromagnétique de puissance P_k tel que :

$$P_k = \frac{X_{pk}^2 + X_{qk}^2}{2R_{copt}}$$

avec

X_{pk} : composante en phase de l'utilisateur k

X_{qk} : composante en quadrature de l'utilisateur k

R_{copt} : impédance optique équivalente utilisée pour les conversions (amplitude du champ/puissance) pour les signaux optiques. Elle a pour équation :

$$R_{copt} = \frac{8}{A_{eff}} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} = \frac{8}{A_{eff}} \cdot \frac{Z_0}{N_s}$$

avec

A_{eff} : aire effective de la fibre (par défaut 80 mm²)

Z_0 : impédance du vide (377 W)

n_s : indice de réfraction de la silice (par défaut 1.45).

On suppose que parmi les N utilisateurs, K chips à 1 se superposent pendant un temps chip et que tous les lasers sont identiques ($P_1 = P_2 = \dots P_k = P_N = P$), la sommation (som) correspond à une puissance totale P_T telle que :

$$P_T = \frac{(K.X_{pk} + K.X_{qk})^2}{2R_{copt}} = K^2.P$$

Le signal en sortie de la photodiode de sensibilité S (pin) s'écrit : $S.K^2.P$

Dans le cas électrique, la méthode de corrélation en réception était appliquée à une amplitude de niveau : $K x$ (amplitude d'un chip).

Pour effectuer, dans le cas « optique », la même démarche, on ajoute un bloc « racine carrée » (CARR) qui permet d'obtenir le signal : $K\sqrt{S.P}$.

La réception s'effectue ensuite comme dans le cas « sans optique ».

Pour illustrer la prise en compte des éléments optiques, la Figure 3-51 présente les signaux à la sortie des modulateurs externes de chaque utilisateur $(mez_i)_{i = 1,5}$, du sommateur, de la fibre, de la photodiode PIN et du bloc « racine carrée ».

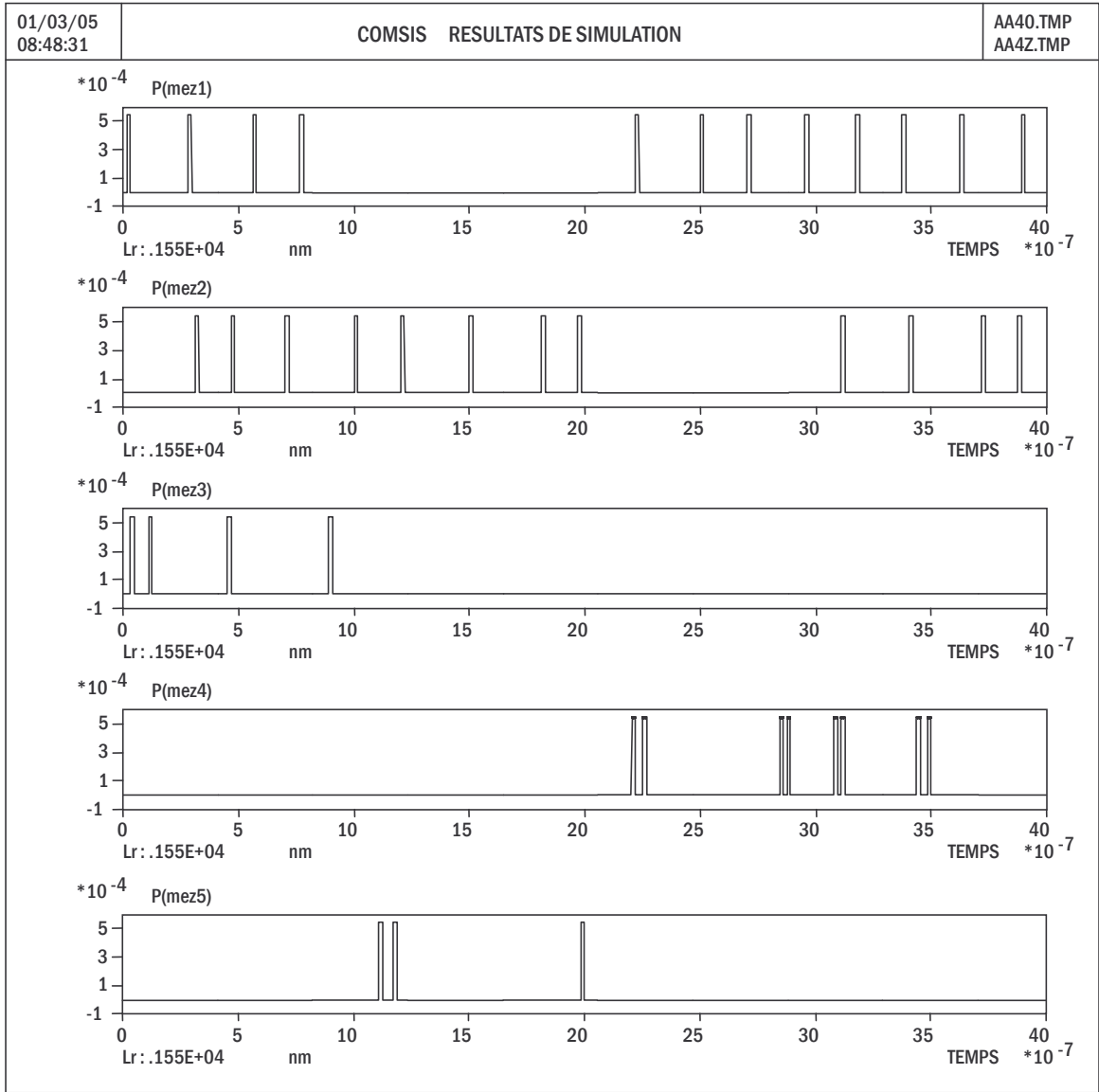


Figure 3-51 : Les signaux sortants du Modulateur Externe

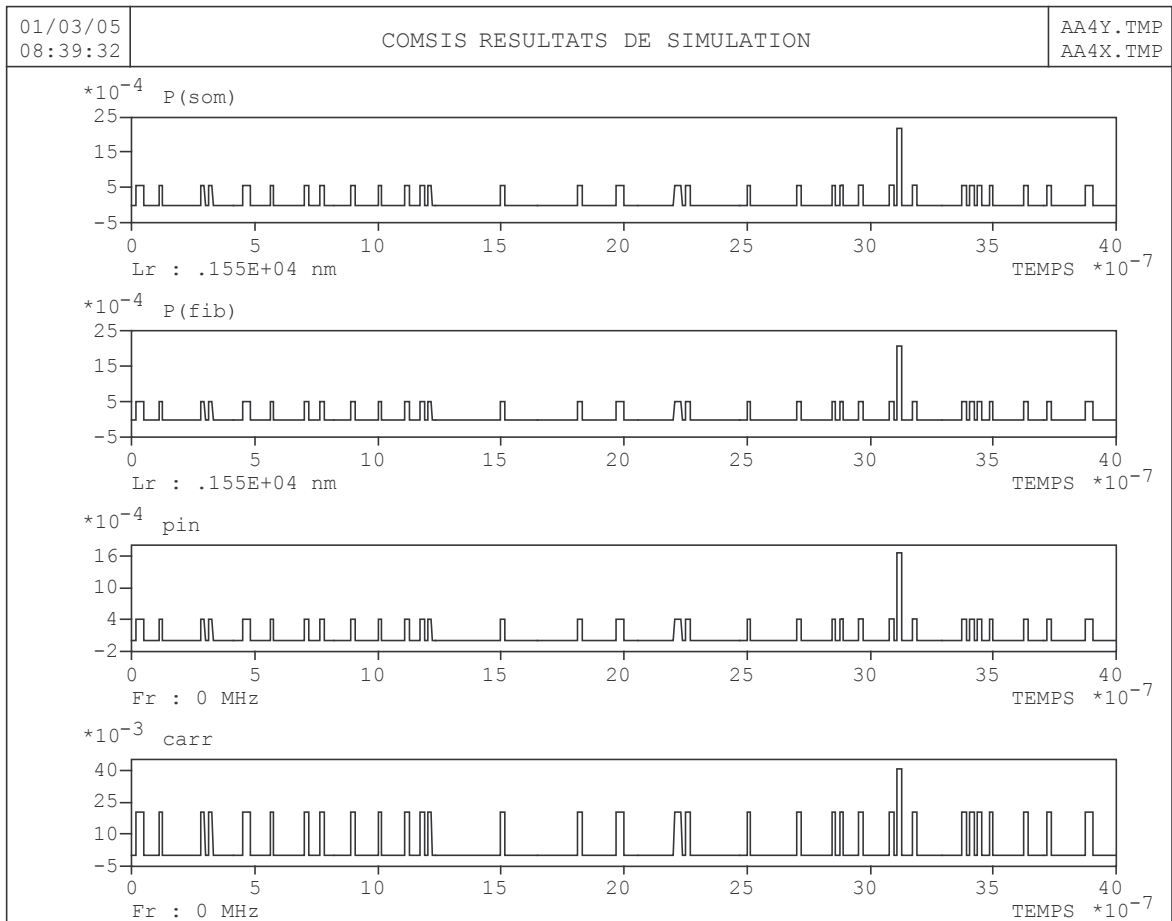


Figure 3-52 : Les signaux de la sommation, de la fibre, du PIN et de bloc « racine carrée »

La figure ci-dessus (Figure 3-52) 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.

La suite de la détection est identique à celle réalisée dans la partie sans optique au paragraphe 3.3.2).

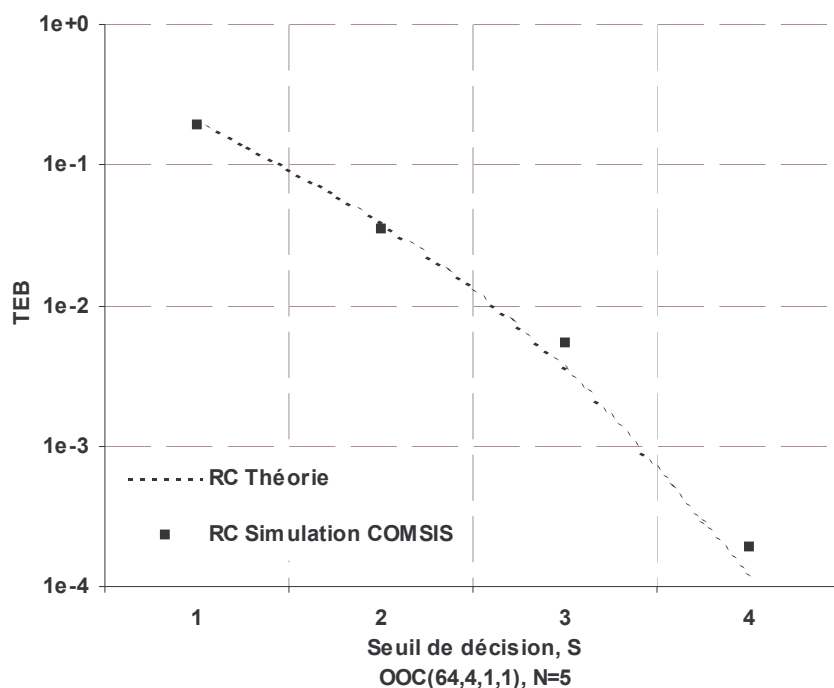


Figure 3-53 : Simulation COMSIS pour un RC avec des éléments optiques en fonction du seuil de détection S pour un code OOC(64,4,1,1), N=5, $d_s=3,90625 \cdot 10^{-4}$, NB=10e5, D=1Mbit/s

La Figure 3-53 représente la simulation COMSIS du 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. Sur la Figure 3-54, les points de simulation correspondant à un débit $D = 155$ Mbit/s ont été portés et comparés aux résultats de simulation à $D = 1$ Mbit/s et aux résultats théoriques.

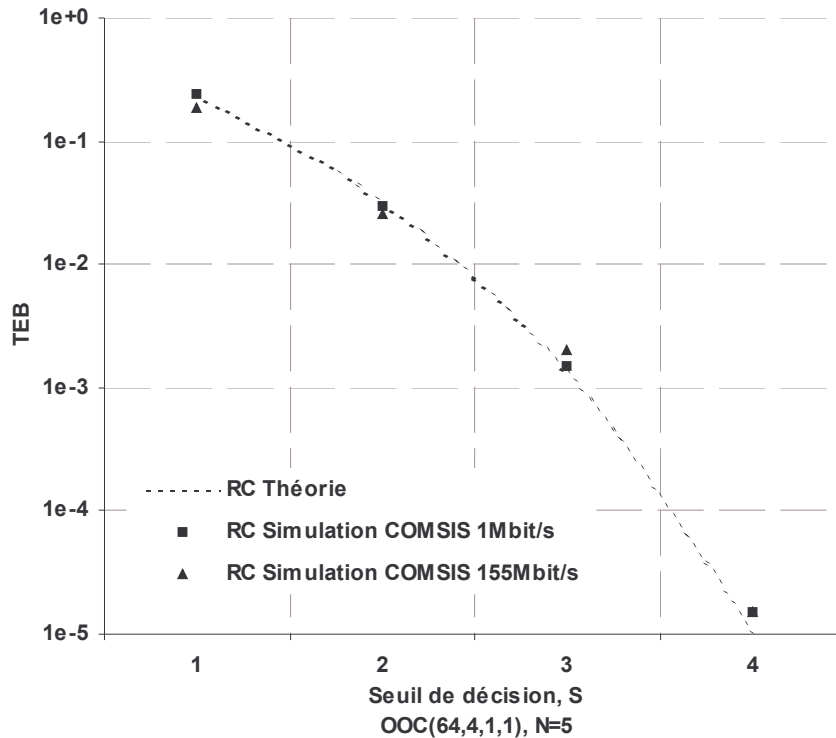


Figure 3-54 : Simulation COMSIS pour un RC avec des éléments optiques en fonction du seuil de détection S pour un code OOC(64,4,1,1), N=5, $d_s=3,90625 \cdot 10^{-4}$, NB=10e5, D=1Mbit/s et 155 Mbit/s

On peut donc conclure au vu des résultats de la simulation, que la chaîne DS-OCDMA étudiée et modélisée dans l'interface graphique du logiciel COMSIS peut être considérée comme une référence idéale pour des études ultérieures. On pourra évaluer, par exemple, l'impact de la dispersion chromatique ou du bruit du photodétecteur sur les performances de la chaîne.

4. Conclusion

Dans ce chapitre, la simulation numérique (langage C) d'une chaîne DS-OCDMA a été réalisée pour les différentes structures de réception étudiées théoriquement au chapitre 2, dans le cas d'un code OOC de longueur 64 et de poids 4, pour 5 utilisateurs actifs.

Les résultats obtenus permettent de valider les probabilités d'erreurs théoriques des récepteurs par corrélation avec et sans limiteur (RC et RC-LO).

Dans le cas du récepteur à annulation série (RASI), la simulation a montré que l'approximation théorique utilisée pour calculer la probabilité d'erreur permet de représenter de manière fiable les performances de ce type de récepteur.

La simulation système de la chaîne pour la structure de réception la plus simple, le récepteur par corrélation (RC) a ensuite été développée grâce au logiciel COMSIS.

La liaison sans éléments optiques a permis de valider les blocs de traitement du signal optique (codage OOC et corrélation en réception).

Les blocs optiques idéaux correspondant aux fonctions de modulation, transmission et réception ont ensuite été insérés.

L'étude de ces blocs a conduit au choix d'une modulation externe basée sur l'utilisation d'un modulateur Mach Zehnder, d'une fibre optique monomode G.652 et d'une photodiode idéale PIN. Les performances de la chaîne ont été obtenues en termes de TEB.

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).

REFERENCE

- [1] 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
- [2] A. Dubois, « Simulation de systèmes de télécommunications par fibre optique : de la conception des systèmes à la validation des composants », Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, 24 septembre 2001
- [3] J. L. Verneuil, « Simulation de systèmes de télécommunications par fibre optique à 40 Gbits/s », Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, 21 Nov. 2003
- [4] M.C. Jeruchim, P. Balaban et K.S. Shanmugan, « Simulation of Communication Systems , Modeling Methodology and Techniques » ed. KLUWER Academic, 1992
- [5] I. Joindot et M. Joindot, « Les Télécommunications pour fibres optiques », Collection Technique Scientifique de Télécom, Dunod ed., 1996
- [6] F. Devaux, « Fabrication, caractérisation et mise en oeuvre des modulateurs électro-absorbants en onde guidée à 1.55 μm pour les liaisons à très haut débit », Thèse de Doctorat de l'Université de Paris-Sud Centre d'Orsay, 26 mars 1993

Conclusion Générale et Perspectives

L'étalement de spectre appliqué aux systèmes optiques, appelé CDMA Optique (OCDMA), est une des solutions possibles pour le partage des ressources de la fibre optique.

Parmi les différents schéma d'implantation de cette technique, nous avons étudié une liaison à séquence directe DS-OCDMA, où les données à transmettre sont étalées en temps. Cela consiste à multiplier directement les données par des séquences de codes spécifiques.

Le système optique considéré étant incohérent, les codes utilisés sont des séquences unipolaires quasi-orthogonales. Dans ce cas, une des principales limitations de la technique est l'interférence générée par les produits d'inter-corrélation non-nuls appelée Interférence d'Accès Multiple (IAM).

Dans ce mémoire, l'étude théorique d'une chaîne DS-OCDMA a été menée. La partie d'émission de la chaîne est constituée du codeur OCDMA. Les deux familles de codes les plus utilisées (OOC et PC) ont été décrites et les algorithmes permettant de générer les séquences ont été réalisés.

Pour traiter l'IAM dans la partie réception, trois structures de récepteurs ont été étudiés :

Le récepteur par corrélation sans et avec limiteur (RC et RC-LO) et le récepteur à annulation série d'interférence (RASI).

Dans chaque cas, la probabilité d'erreur théorique a été calculée. La comparaison des performances a montré la supériorité du récepteur RASI en termes de TEB et également en termes de longueur de code pour une performance et un nombre d'utilisateurs donnés.

L'utilisation d'un récepteur RASI nécessite une longueur de codes d'étalement plus faible que les autres structures permettant ainsi de se rapprocher de solutions réalistes.

Les études théoriques ont été validées par la simulation numérique en langage C des trois structures de réception.

La comparaison des résultats théoriques et simulés dans le cas du RASI a montré l'efficacité de l'approximation effectuée pour le calcul théorique de la probabilité d'erreur.

A la suite de cette étude théorique, la mise en œuvre d'une modélisation système de la chaîne DS-OCDMA avec réception par corrélation a été réalisée à l'aide du logiciel COMSIS.

L'objectif qui était de définir une liaison idéale de référence tenant compte à la fois du traitement du signal optique et des principaux composants optiques et opto-électroniques (modulateur, fibre optique, photorécepteur) a été atteint.

La modélisation système d'une chaîne DS-OCDMA idéale avec 5 utilisateurs étalés par un code de longueur 64 et de poids 4 a été réalisée et validée par les résultats de simulation conformes aux résultats théoriques.

Les perspectives immédiates de ce travail résident dans la prise en compte de la dispersion chromatique de la fibre qui produit un étalement des impulsions pouvant générer des interférences supplémentaires par rapport à celles dues à l'accès multiple, c'est-à-dire l'IAM. L'originalité de la démarche permet d'évaluer l'impact de cette limitation non seulement sur les performances mais aussi sur les paramètres liés au traitement du signal (longueur du code). Par la suite, on pourra étudier les effets des autres limitations telles que par exemple le bruit thermique et le bruit impulsif du photodétecteur en réception.

Cette étude servira de base de travail pour explorer les potentialités de la technique OCDMA dans le cadre des réseaux d'accès optiques :

Les recherches actuelles s'orientent soit vers des réseaux hybrides CDMA+WDMA, soit vers des réseaux OCDMA utilisant des codes 2D, c'est-à-dire avec un étalement des données en temps et en fréquence.

Annexes

Annexe 2-1 : Racine primitive d'un nombre premier

Considérons un nombre premier p .

α est une racine primitive de p si les $(p-1)$ puissances de $\alpha \pmod{p}$ excepté 0 sont toutes différentes.

Exemple

$\alpha = 3$ est la racine primitive de $p = 7$

en effet les $p-1 = 6$ puissances de $3 \pmod{7}$ s'écrivent :

$$3^0 = 1$$

$$3^1 = 3$$

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

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

$$3^4 = 4$$

$$3^5 = 5$$

les puissances sont toutes différentes

Un programme a été réalisé en C pour calculer la (ou les) racine(s) primitives d'un nombre premier p (voir le listing joint). L'utilisation du programme permet d'obtenir :

p	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

31	3, 7, 9, 10, 11, 12, 14, 15, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 27, 29
37	2, 4, 5, 8, 12, 13, 15, 16, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 28, 29, 30, 32, 33, 34, 35
41	5, 6, 7, 8, 11, 12, 15, 17, 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 33, 34, 35, 36, 38, 39
43	3, 5, 8, 9, 10, 12, 13, 14, 15, 17, 18, 19, 20, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 32, 33, 34, 35, 37, 38, 39, 40, 41
47	3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 32, 33, 35, 36, 37, 38, 39, 40, 41, 42, 43, 44, 45
53	2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 32, 33, 34, 35, 36, 38, 39, 40, 42, 43, 44, 45, 46, 47, 48, 49, 50, 51
59	2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 32, 33, 34, 35, 36, 37, 38, 39, 40, 41, 42, 43, 44, 45, 46, 47, 48, 49, 50, 51, 52, 53, 54, 55, 56, 57
61	2, 4, 5, 6, 7, 8, 10, 12, 15, 16, 17, 18, 19, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 32, 33, 35, 36, 37, 38, 39, 40, 41, 43, 44, 45, 46, 48, 49, 52, 53, 54, 55, 56, 57, 59
73	5, 6, 7, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 28, 29, 30, 31, 32, 33, 34, 35, 36, 37, 38, 39, 40, 41, 42, 43, 44, 45, 47, 48, 49, 50, 51, 52, 53, 54, 55, 56, 57, 58, 59, 60, 61, 62, 63, 65, 66, 67, 68, 69, 70, 71
97	2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 32, 33, 34, 36, 37, 38, 39, 40, 41, 42, 43, 44, 45, 46, 47, 48, 49, 50, 51, 52, 53, 54, 55, 56, 57, 58, 59, 60, 62, 63, 64, 65, 66, 67, 68, 69, 70, 71, 72, 73, 74, 76, 77, 78, 79, 80, 81, 82, 83, 84, 85, 86, 87, 88, 89, 90, 91, 92, 93, 94, 95
181	2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 32, 33, 34, 35, 36, 37, 38, 39, 40, 41, 43, 44, 45, 46, 47, 49, 50, 51, 52, 53, 54, 55, 56, 57, 58, 60, 61, 62, 63, 64, 65, 66, 67, 68, 69, 70, 71, 72, 73, 74, 75, 76, 77, 78, 79, 80, 81, 82, 83, 84, 85, 86, 87, 88, 89, 90, 91, 92, 93, 94, 95, 96, 97, 98, 99, 100, 101, 102, 103, 104, 105, 106, 107, 108, 109, 110, 112, 113, 114, 115, 116, 117, 118, 119, 120, 121, 122, 123, 124, 125, 126, 127, 128, 129, 130, 131, 133, 134, 135, 136, 137, 138, 139, 140, 141, 142, 143, 144, 145, 146, 148, 149, 150, 151, 152, 153, 154, 155, 156, 157, 158, 159, 160, 161, 163, 164, 165, 166, 167, 168, 169, 170, 171, 172, 173, 174, 175, 176, 177, 178, 179
229	2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26,

27, 28, 29, 30, 31, 32, 33, 34, 35, 36, 37, 38, 39, 40, 41, 42, 43, 44, 45, 46, 47, 48, 49,
50, 51, 52, 53, 54, 55, 56, 57, 58, 59, 60, 61, 62, 63, 64, 65, 66, 67, 68, 69, 70, 71, 72,
73, 74, 75, 76, 77, 78, 79, 80, 81, 82, 83, 84, 85, 86, 88, 89, 90, 91, 92, 93, 95, 96, 97,
98, 99, 100, 101, 102, 103, 105, 106, 109, 110, 111, 112, 113, 114, 115, 116, 117,
118, 119, 120, 121, 123, 124, 125, 126, 127, 128, 129, 130, 131, 132, 133, 135, 136,
137, 138, 139, 140, 141, 142, 143, 144, 145, 146, 147, 148, 149, 150, 151, 152, 153,
154, 155, 156, 157, 158, 159, 160, 161, 162, 163, 164, 165, 166, 167, 168, 169, 170,
171, 172, 173, 174, 175, 176, 177, 178, 179, 180, 181, 182, 183, 184, 185, 186, 187,
188, 189, 190, 191, 192, 193, 194, 195, 196, 197, 198, 199, 200, 201, 202, 203, 204,
205, 206, 207, 208, 209, 210, 211, 212, 213, 214, 215, 216, 217, 218, 219, 220, 221,
222, 223, 224, 225, 226, 227

Programme : Racines Primitives pour un nombre premier p

```
#include <stdio.h>
#include <math.h>
#include <stdlib.h>

void main( void )
{
    int p,r,i,j,k,rac1,sortie, flag, virg ;
    int *tableracine ;

    sortie=1 ;
    while(sortie>0){
        flag=0 ;
        while(flag<1)
        {
            flag=1 ;
            printf(« \nNombre premier : « ) ;
            scanf( « %d »,&p) ;
            if(p==2) flag=1 ;
        }
        tableracine = malloc(sizeof(int)*p) ;
        printf(« \nLes racines primitives sont : ») ;
        virg=0 ;
        for(rac1=1 ;rac1<p ;rac1++)
        {
            flag=0 ;
            for(r=1 ;r<p-1 ;r++)
            {
                if(((int)(pow ((double)rac1,(double)r))%p)==1) flag=1 ;
            }
            if(flag<1)
            {
                if (virg==0)
```

```
        {
            printf(« %d »,rac1) ;
            virg++ ;
        }
    else printf(« , %d »,rac1) ;
}
}
getchar() ;
getchar() ;
printf(« continuer[1] arret[0] ») ;
scanf(« %d »,&sortie) ;
}
free(tableracine) ;
}
```

Annexe 2-2 : Position des chips et des retards relatifs

Utilisateur		chip 1	chip 2	chip 3	chip 4	$\tau 1$	$\tau 2$	$\tau 3$	$\tau 4$
OOC (73,4,1,1)	N° 1	0	1	8	64	1	7	56	9
	N° 2	0	25	54	67	25	29	13	6
	N° 3	0	36	41	69	36	5	28	4
	N° 4	0	3	24	46	3	21	22	27
	N° 5	0	2	16	55	2	14	39	18
	N° 6	0	35	50	61	35	15	11	12
OOC (97,4,1,1)	N° 1	0	1	35	61	1	34	26	36
	N° 2	0	2	25	70	2	23	45	27
	N° 3	0	4	43	50	4	39	7	47
	N° 4	0	3	8	86	3	5	78	11
	N° 5	0	6	16	75	6	10	59	22
	N° 6	0	12	32	53	12	20	21	44
	N° 7	0	9	24	64	9	15	40	33
	N° 8	0	18	31	48	18	13	17	49
OOC (181,4,1,1)	N° 1	0	1	48	132	1	47	84	49
	N° 2	0	4	11	166	4	7	155	15
	N° 3	0	16	44	121	16	28	77	60
	N° 4	0	64	122	176	64	58	54	5
	N° 5	0	75	126	161	75	51	35	20
	N° 6	0	101	119	142	101	18	23	39
	N° 7	0	25	42	114	25	17	72	67
	N° 8	0	94	100	168	94	6	68	13
	N° 9	0	14	38	129	14	24	91	52
	N° 10	0	56	152	154	56	96	2	27
	N° 11	0	43	73	65	43	22	8	108
	N° 12	0	79	111	172	79	32	61	9
	N° 13	0	82	135	145	82	53	10	36
	N° 14	0	37	147	178	37	110	31	3
	N° 15	0	45	148	169	45	103	21	12

Utilisateur	chip				τ 1	τ 2	τ 3	τ 4
	chip 1	chip 2	chip 3	chip 4				
N° 1	0	1	134	94	1	93	40	95
N° 2	0	36	15	178	15	21	142	51
N° 3	0	151	82	225	82	69	74	4
N° 4	0	169	204	85	85	84	35	25
N° 5	0	130	16	83	16	67	47	99
N° 6	0	100	118	11	11	89	18	111
N° 7	0	165	126	167	126	39	2	62
N° 8	0	215	185	58	58	127	30	14
N° 9	0	183	19	27	19	8	156	46
N° 10	0	176	226	56	56	120	50	3
N° 11	0	153	121	184	121	32	31	45
N° 12	0	12	5	212	5	7	200	17
N° 13	0	200	180	75	75	105	20	29
N° 14	0	209	68	181	68	113	28	20
N° 15	0	196	158	104	104	54	38	33
N° 16	0	186	192	80	80	106	6	37
N° 17	0	55	42	132	42	13	77	97
N° 18	0	148	138	172	138	10	24	57
N° 19	0	61	159	9	9	52	98	70

OOC (229,4,1,1)

Annexe 2-3 : 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 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 le corps de Galois $GF(7)$:

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

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

Annexe 3-1 : Procédure d'intégration du bloc OOC

Création de la librairie avec le builder

Cette première étape a pour but de poser les fondements nécessaires à l'intégration d'un modèle.

- i. Lancer le BUILDER.
- ii. A partir de la fenêtre principale (Figure 1), faire Créer, pour créer la nouvelle librairie qui contiendra les nouveaux modèles. L'éditeur de librairie (Figure 2) est alors lancé.

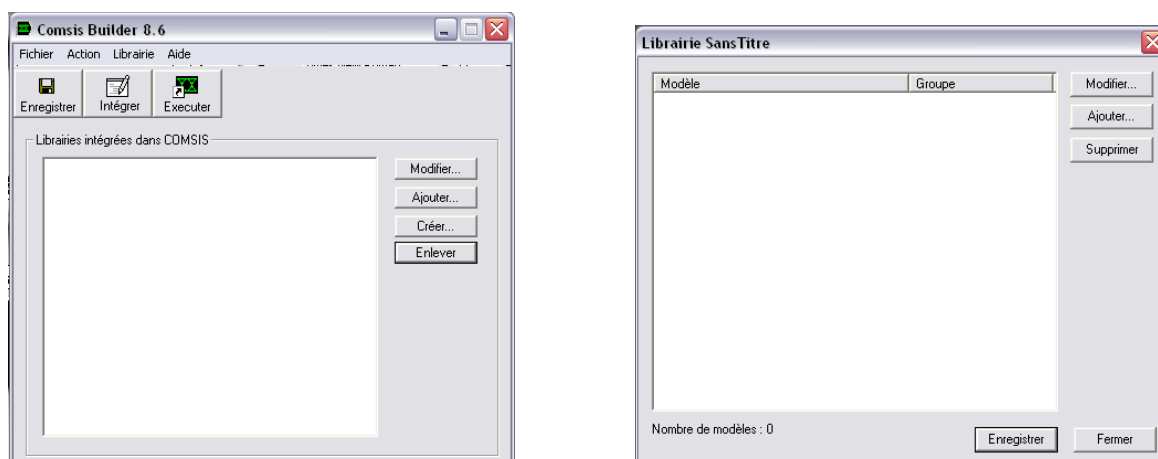


Figure 55 : Fenêtre principale du Builder sur PC et Editeur de librairie du

- iii. Faire Enregistrer pour donner un nom à la nouvelle librairie. La fenêtre donnée sur la figure suivante permet de le saisir. Le chemin est défini par défaut (il n'est pas modifiable), et est mis à jour automatiquement en fonction du nom de librairie entré. Dans la suite de ce paragraphe, la nouvelle librairie créée sera désignée par cdma.lib.

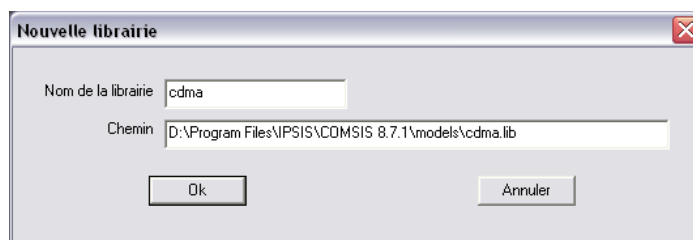


Figure 56 : Saisie du nom de la nouvelle librairie

- iv. La librairie créée apparaît alors dans la zone d'affichage de la fenêtre principale du BUILDER :

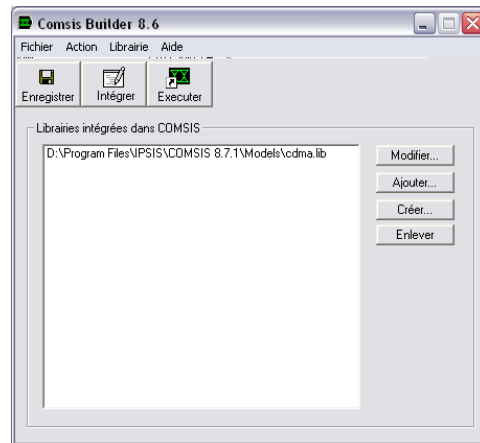


Figure 57 : Apparition de la nouvelle librairie dans la liste des librairies ajoutées à COMSIS

- v. En utilisant l'explorateur de Windows, on peut visualiser l'arborescence créée lors de la création de la nouvelle librairie : le répertoire `cdma.lib` a été créé dans le répertoire `\Comsis8\Models\` du répertoire d'installation de COMSIS (le répertoire `Models` contiendra toutes les nouvelles librairies de COMSIS).

Le répertoire `cdma.lib` contient :

- les fichiers `MODELS.FR` et `MODELS.US`, qui contiendront les informations concernant les modèles créés avec le BUILDER.
- les répertoires `obj` et `src`.

Le répertoire `src` contient déjà les fichiers `dllMain.c` et `COM_interu.h` qui sont nécessaires à l'élaboration du projet. Il contiendra également par la suite tous les fichiers C décrivant les modèles utilisateur intégrés dans la librairie.

Le répertoire `src` contient également le répertoire `cdma`, créé par le BUILDER, dans lequel seront stockés tous les fichiers créés par le projet Visual C++. A ce stade, il contient seulement le fichier `cdma.dsp`.

Génération du programme avec Visual C++

La seconde étape de l'intégration d'un modèle a pour but la création de la DLL qui permettra d'ajouter le modèle à l'exécutable de COMSIS.

- i. Lancer Visual C++.
- ii. Ouvrir le fichier `cdma.dsp` créé en même temps que la librairie, qui se trouve dans le répertoire `\Comsis8\Models\ cdma.lib\src\ cdma \`, en utilisant `File -> Open Workspace`, et en modifiant le type de fichier à sélectionner (choisir `Projects (.dsp)`).

- iii. En cliquant sur le bouton File View de la fenêtre de coté, on visualise la décomposition du projet Visual créé : cdma files, présenté sur la figure suivante :

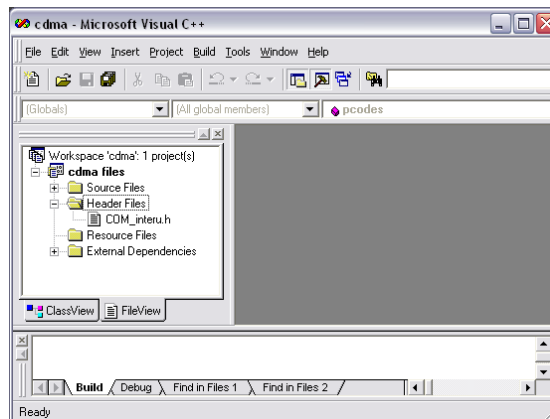


Figure 58 : Décomposition du projet visual

Le répertoire Source Files contient le fichier dllMain.c et sera par la suite enrichi des fichiers C contenant le programme source des modèles. Le répertoire Header Files contient le fichier COM_interu.h.

- iv. Fournir le code décrivant le modèle, écrit en langage C. Pour cela, on peut aller chercher le code source associé à un modèle fourni à titre d'exemple (Exple.Mod.c) par COMSIS dans la librairie LibSample.lib (\Comsis8\Models\LibSample.lib\src\ExpleMod.c). Sans modifier ce squelette de programme l'enregistrer sous un autre nom, par exemple blocooccode.c (File-> Save As...).

Ensuite seulement, nous pouvons entrer le code source correspondant au modèle. Une fois le code entièrement écrit la fenêtre obtenue est la suivante :

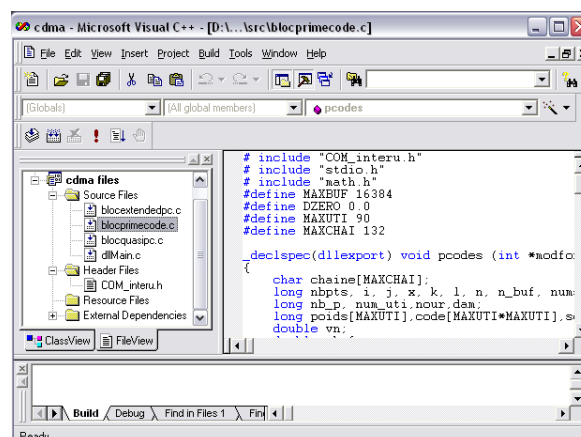


Figure 59 : Ajout du programme C au projet Visual

- v. Enfin, une fois que le code est entièrement écrit, inclure le fichier au projet Visual en positionnant la souris sur cdma files dans la fenêtre de gauche et par un clic du bouton droit, choisir Add Files to Project et aller chercher le fichier C contenant le code du modèle grâce au menu de sélection (celui copié dans le répertoire \Comsis8\Models\cdma.lib\src). Le fichier doit alors apparaître dans Source Files, au même niveau que dllMain.c, comme indiqué sur la figure 5.
- vi. Compiler le fichier C par Build -> Compile "blocooccode.c".
- vii. Compiler la DLL par
Build -> Build NewLib.dll.
Cette opération permet de créer la DLL cdma.dll qui sera ajoutée à COMSIS et effectue une édition de liens afin de générer un nouveau COMSIS utilisateur.
La DLL est mise automatiquement dans le répertoire d'installation de COMSIS \Comsis8\Bin\, là où se trouve l'exécutable Comsis.exe.
- viii. Enregistrer le projet Visual par File -> Save Workspace, puis le fermer par File -> Close Workspace. Ce dernier point est impératif afin de pouvoir continuer l'intégration.

Définition du modèle avec le Builder

Cette troisième étape a pour objectif de définir le modèle vis à vis de COMSIS, ses caractéristiques, ses paramètres...

- i. Lancer le BUILDER.
- ii. Sélectionner la librairie cdma.lib dans laquelle le modèle doit être intégré et cliquer sur Modifier pour ouvrir l'éditeur de librairie.
- iii. Dans l'éditeur de librairie, cliquer sur Ajouter. L'éditeur de modèle est alors ouvert (Figure 6).

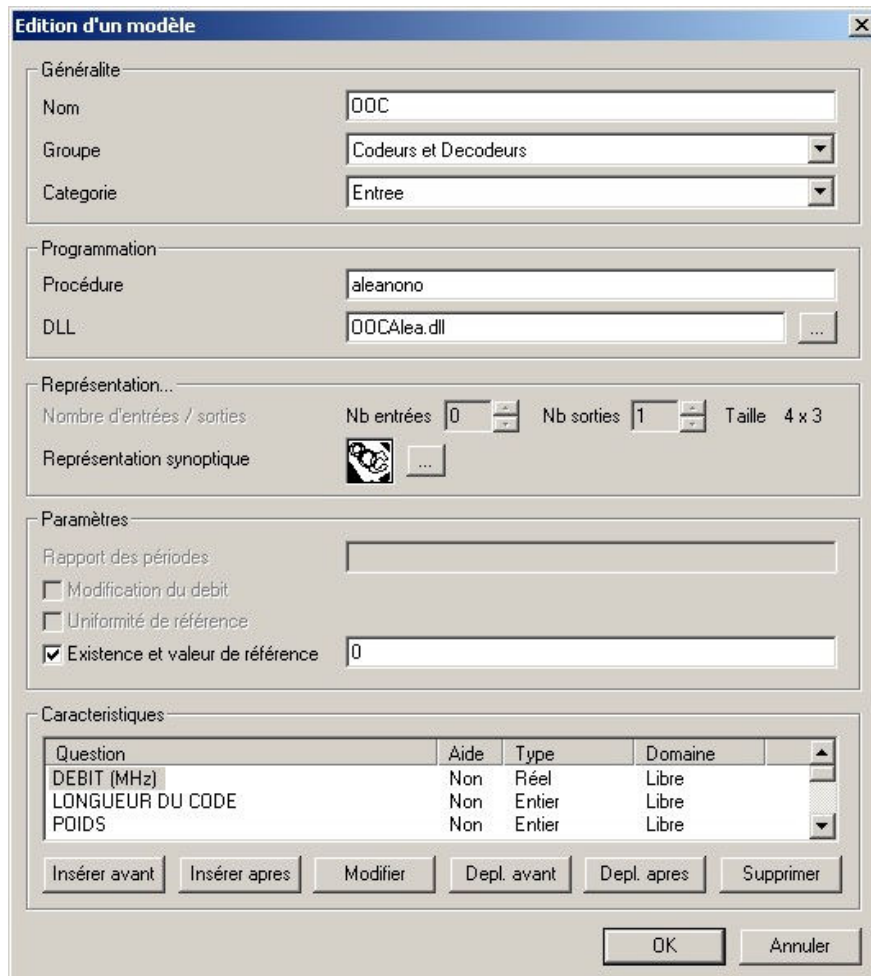


Figure 60 : Editeur de modèle

- iv. Remplir tous les champs pour définir le modèle « OOCalea ». L'éditeur de modèle une fois remplie est disponible. Il permet de définir l'interface du modèle pour COMSIS, ainsi que les caractéristiques nécessaires à son intégration et à la simulation :

Généralités

- Nom : Ce champ doit contenir le nom du modèle. Dans notre cas nous choisissons « OOC ».
- Groupe : Le champ suivant, limité à 35 caractères, indique le groupe auquel le modèle doit être rattaché. Ce champ est utilisé pour le classement des modèles dans les fenêtres de sélection apparaissant au niveau de l'interface homme machine de COMSIS. Notre bloc de simulation a été classé dans le groupe « Codeurs et Décodeurs ».
- Catégorie : Le dernier champ précise la catégorie du modèle. Notre modèle se situe dans la catégorie « Entrée ».

➤ Programmation

- Procédure : Ce champ concerne la procédure correspondant au modèle, qui sera appelée lors de la simulation. La programmation associée aux modèles est présentée.
- DLL : Le bouton ... permet d'aller sélectionner la DLL créée par VISUAL C++, lors de la programmation du modèle et de l'édition de lien avec COMSIS. La fenêtre de saisie est présentée sur la figure suivante :

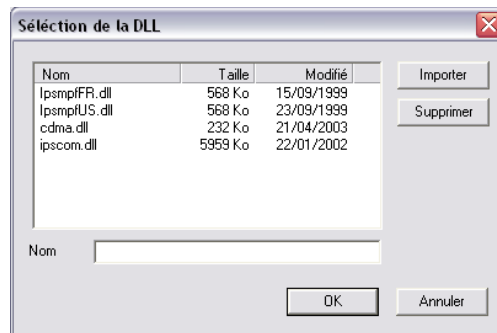


Figure 61 : Fenêtre de sélection d'une DLL

➤ Représentation

- Nombre d'entrées/sorties : Permet de définir le nombre d'entrées et de sorties du modèle. Pour un modèle d'entrée, le nombre d'entrées est égal à 0 et le nombre de sorties obligatoirement égal à 1.
- Représentation synoptique : Le bouton ... permet d'éditer la fenêtre où sera défini l'icône de représentation du modèle au niveau d'un schéma bloc :

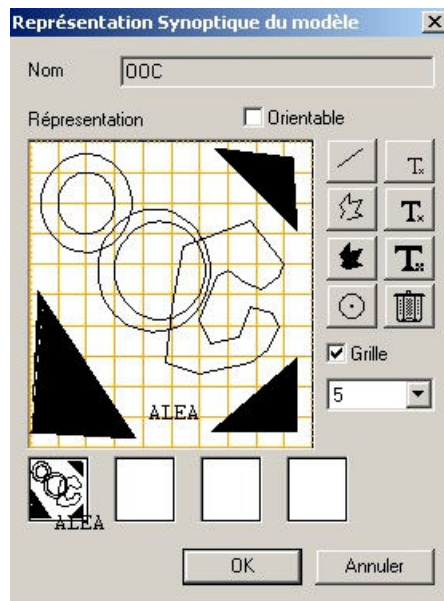


Figure 62 : Représentation synoptique du modèle

➤ Paramètres

- Existence et valeur de référence : Le modèle étant référencé, le champ suivant doit comporter la fréquence de référence de modélisation f_m . Dans notre cas, $f_m = 0$ car chaque sortie du modèle est représenté par un signal réel.

➤ Caractéristiques

Cette zone de la fenêtre d'édition d'un modèle comprend les paramètres caractéristiques du modèle.

Elle est composée d'une liste récapitulant les paramètres caractéristiques, et de six boutons d'action sur les paramètres caractéristiques (deux boutons d'insertion, deux de déplacement, un bouton de modification, et un bouton de suppression). Les paramètres caractéristiques correspondent aux questions posées à l'utilisateur pour définir le modèle.

Toute la gestion de la définition d'un paramètre caractéristique sera assurée dans COMSIS à partir des spécifications définies dans l'éditeur de modèle.

Ces spécifications portent sur les 4 points suivants :

- la question associée au paramètre caractéristique,
- les explications éventuelles à fournir sur une demande d'aide,
- le type du paramètre (entier ou réel),
- les tests de validité du paramètre.

Ainsi nos quatre paramètres caractéristiques sont :

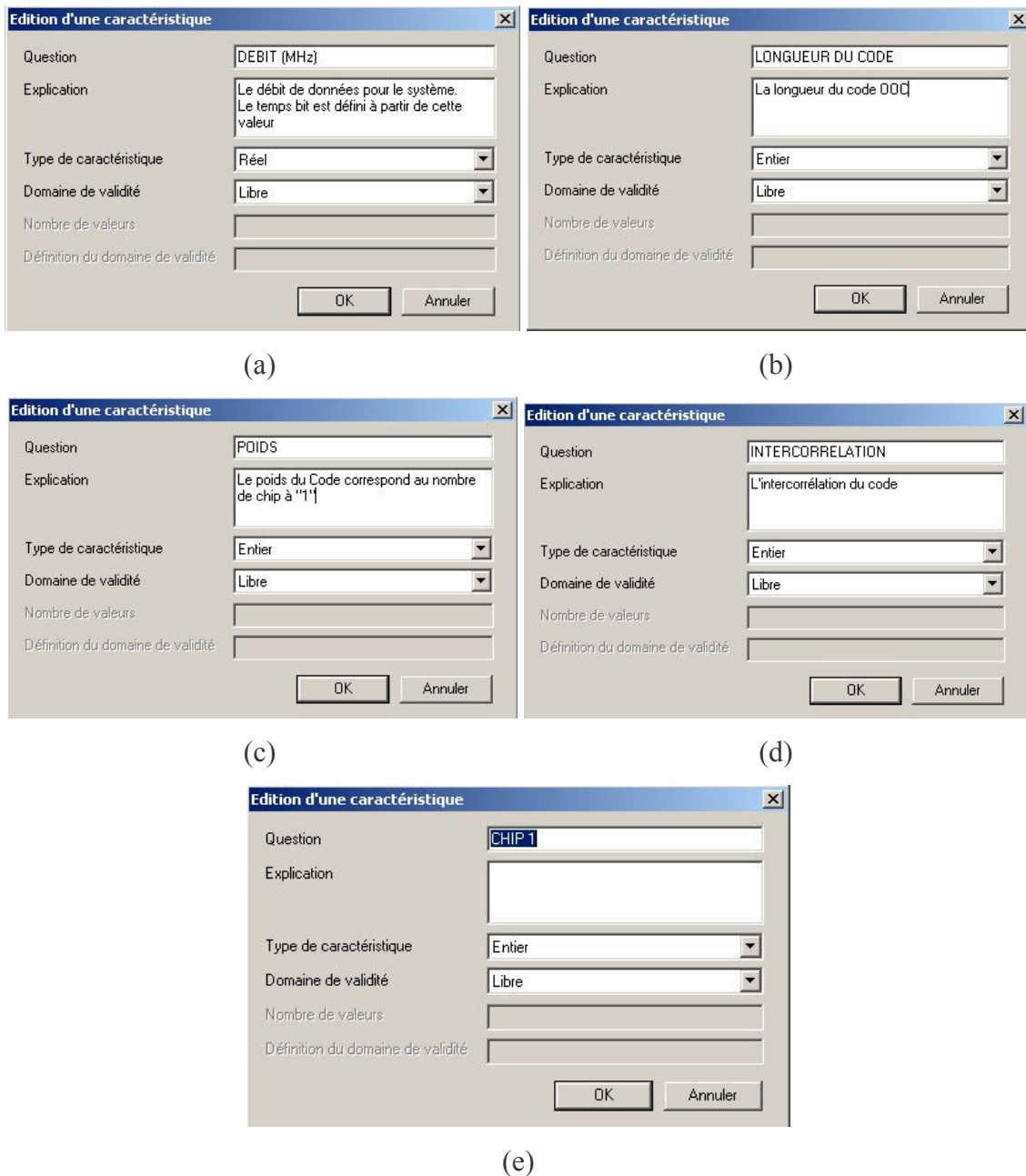


Figure 63 : Edition des paramètres caractéristiques : (a) Débit des données de l'utilisateur, (b) La longueur du code OOC, (c) Le poids du code, (d) la valeur d'intercorrélacion et (e) un des chips défini pour le code

Une fois que l'édition des paramètres caractéristiques est réalisée, il faut Valider la définition du modèle par OK.

- v. Le modèle créé apparaît alors dans la zone d'affichage des modèles de l'éditeur de librairie. Sauvegarder la librairie par Enregistrer. On revient alors au panneau principal du BUILDER.

La dernière étape consiste alors à intégrer le modèle dans COMSIS.

Intégration du modèle dans COMSIS

Dans le panneau principal, cliquer sur Intégrer, ce qui a pour effet d'intégrer la librairie créée à COMSIS, et de générer le nouveau COMSIS intégrant le modèle « OOC ». C'est la dernière étape.

Une fois l'intégration terminée (on l'annonce par un message), cliquer sur Exécuter pour lancer le COMSIS utilisateur.

Dans la liste des modèles disponibles, le modèle intégré apparaît alors dans le groupe « Codeurs et Décodeurs ».

La procédure d'intégration du modèle décrite et réalisé, il faut maintenant insérer le bloc « OOC » dans une liaison et l'analyser.

BIBLIOGRAPHIE DE L'AUTEUR

➤ **Publications dans des revues internationales à comité de lecture :**

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 DS-CDMA systems », *Annals of telecommunications*, Vol. 59 n°9-10, - pp.1212-1227, sept.-oct. 2004.

➤ **Communications dans des conférences internationales avec actes et comités de lecture :**

C. Goursaud, N.M. Saad, Y. Zouine, A. Vergonjanne, C. Aupetit-Berthelemot, J.P. Cances, and J.M. Dumas, « Performances of Parallel Interference Cancellation (PIC) Receivers in High-Speed Access Optical-CDMA Networks », *4th IASTED International Multi-Conference on Wireless and Optical Communications WOC 2004*, pp. 738-743, juillet 8 – 10, 2004, Banff, Canada.

Y Zouine, N.M Saad, C Goursaud, A Vergonjanne, C Aupetit-Berthelemot, J P Cances and J M Dumas, « The influence of the optical successive interference cancellation in the optical CDMA network », *International Symposium on Services and Local Access (ISSLS2004)*, 21-24 mar 2004, Edinburgh, UK.

N. Saad, A. 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.

➤ **Communications dans des conférences nationales :**

A. Julien-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, CNRS UMR6615 – Colloque de l'Action Spécifique 36, 28 oct 2004, Paris, France.

C. Goursaud, Y. Zouine, N.M. Saad, C. Aupetit-Berthelemot, A. Julien-Vergonjanne, J.P. Cances, and J.M. Dumas, « Applicaton du CDMA Optique temporel aux réseaux d'accès haut débits », *JNOG*, 24-26 oct 2004, Paris, France

N.M. Saad, Y. Zouine, A. Julien-Vergonjanne, C. Aupetit-Berthelemot, J.P. Cances, and J.M. Dumas, « Méthodes d'analyse des performances des systèmes CDMA optiques », *JNOG*, 12-14 nov 2003, Valence, France

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

N. Saad, A. Julien-Vergonjanne, J.P. Cances, and J.M. Dumas, « Interférence d'accès multiple dans les systèmes optiques CDMA », *JNOG*, 21-23 sept 2002, Dijon, France

Glossaire

SIGLE	SIGNIFICATION
AMRC	Accès Multiple à Répartition de Codes
AMRF	Accès Multiple par Répartition de Fréquences
AMRL	Accès Multiple par Répartition en Longueur d'Onde
AMRT	Accès Multiple par Répartition de Temps
APD	Avalanche PhotoDiode
BIBD	Balanced Incomplete Block Design
CDMA	Code Division Multiple Access
COMSIS	COMmunication System Interactive Software
DFB	Distributed FeedBack
DS-OCDMA	Direct Sequence Optical Code Division Multiple Access (OCDMA à Séquence Directe)
DWDM	Dense Wavelength Division Multiplexing
EPC	Extended Prime Code
ETDM	Electronic Time Division Multiplexing
FBG	Fibre à Réseaux de Bragg
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FFH	Fast Frequency Hopping
FTTB	Fibre To The Building (La fibre jusqu'à l'immeuble)
FTTC	Fibre To The Curb (La fibre jusqu'au trottoir)
FTTCab	Fibre To The Cabinet (La fibre jusqu'au sous-répartiteur)
FTTH	Fibre To The Home (La fibre jusqu'au domicile)
GF	Galois Field (Corps de Galois)
IAM	Interférence d'Accès Multiple
IM-DD	Intensity Modulation – Direct Detection
ITU-T	International Union of Telecommunications

LAN	Local Area Network (Réseau Local)
LASER	Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation
MAN	Metropolitan Area Network (Réseau Métropolitain)
MEA	Modulateur à Electro-Absorption
MEZ	Modulateur de type Mach-Zehnder
MOEMS	Microelectro Optical Mechanical Systems
MRTE	Multiplexage à Répartition Temporelle en Electronique
MRTO	Multiplexage à Répartition Temporelle en Optique
NRZ	Non-Retour à Zéro
OCDMA	Optical Code Division Multiple Access
OHL	Optical Hard Limiter
OOC	Optical Orthogonal Code
OTDM	Optical Time Division Multiplexing
OTDMA	Optical Time Division Multiple Access
PC	Prime Code
PDA	PhotoDiode à avalanche
PIN	Positive-Intrinsic-Negative
PON	Passive Optical Networks
RASI	Récepteur à Annulation Série d'Interférence
RC	Récepteur Conventionnel
RC-LO	Récepteur Conventionnel avec Limiteur Optique
RZ	Retour à Zéro
SAC	Spectral Amplitude Coding (Codage Spectral en Amplitude)
SLM	Spatial Light Modulator
TDMA	Time Division Multiple Access

TEB	Taux d'Erreur Binaire
TES	Taux d'Erreur sur les Symboles
UIT	Union Internationale des Télécommunications
WAN	Wide Area Network (Réseau longue distance)
WDMA	Wavelength Division Multiple Access
WDM	Wavelength Division Multiplexing
FSAN	Full Service Access Network
LO	Limiteur Optique
DLL	Dynamic Link Library

