



HAL
open science

Transmission radio haut débit multiservices sur fibres optiques. Application à l'optimisation de la capacité multi-utilisateurs en emprises de transport

Dafa Seynadou Loum

► **To cite this version:**

Dafa Seynadou Loum. Transmission radio haut débit multiservices sur fibres optiques. Application à l'optimisation de la capacité multi-utilisateurs en emprises de transport. Réseaux et télécommunications [cs.NI]. Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambresis, 2012. Français. NNT : 2012VALE0005 . tel-00713119

HAL Id: tel-00713119

<https://theses.hal.science/tel-00713119>

Submitted on 29 Jun 2012

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Thèse de doctorat

Pour obtenir le grade de Docteur de l'Université de **VALENCIENNES ET DU HAINAUT-CAMBRESIS**

Discipline, spécialité selon la liste des spécialités pour lesquelles l'Ecole Doctorale est accréditée :
Electronique

Présentée et soutenue par **Dafa Seynabou, LOUM.**

Le **23/02/2012**, à Valenciennes

Ecole doctorale :

Sciences Pour l'Ingénieur (SPI)

Equipe de recherche, Laboratoire :

Institut d'Electronique, de Micro-Electronique et de Nanotechnologie/Département d'Opto-Acousto-Electronique (IEMN/DOAE)

Institut Français des Sciences et Technologies des Transports, de l'Aménagement et des Réseaux Electronique Ondes et Signaux pour les Transport (IFSTTAR- LEOST)

Transmissions radio haut débit multiservices sur fibres optiques - Application à l'optimisation de la capacité utilisateurs en emprises de transport

JURY

Président du jury

- Ketata, Mohamed. Professeur des Universités. IUTR, Institut Universitaire de Technologie de Rouen.

Rapporteurs

- Ketata, Mohamed. Professeur des Universités. IUTR, Institut Universitaire de Technologie de Rouen.

- Vuong, Tan-Phu. Professeur des Universités. Grenoble INPG, IMEP-LAHC.

Examineurs

- Lepers, Bernard. Chef de programmes avant-vente. SAFRAN Morpho, Issy-les-Moulineaux.

- Zeddani, Ahmed. Docteur d'Etat. Responsable normalisation. France Telecom, Orange Labs, Lannion.

Directeur de thèse

- Heddebaut, Marc. Directeur de recherche HDR. IFSTTAR-LEOST, Villeneuve d'Ascq.

Co-directeur de thèse : Rouvaen, Jean-Michel. Professeur des Universités. IEMN-DOAE, Université de Valenciennes.

Co-encadrant : Dayoub, Iyad. Maître de conférences HDR. IEMN-DOAE, Université de Valenciennes.

Co-encadrant : Tatkeu, Charles. Chargé de recherche. IFSTTAR-LEOST, Villeneuve d'Ascq.

Remerciements

Ce mémoire présente les travaux que j'ai effectués durant les trois années passées au sein de l'IFSTTAR-LEOST et de l'IEMN-DOAE. Je tiens vivement à remercier la région Nord Pas de Calais et l'IFSTTAR d'avoir co-financé ces travaux de recherche. Je remercie également Mme Marion Berbineau, directrice du LEOST, Mr Jamal Assaad, Directeur de l'IEMN-DOAE, ainsi que chacun des membres des deux équipes, de leur accueil, leurs encouragements et de m'avoir permis d'effectuer mes travaux de thèse parmi eux.

Je tiens à remercier Mr Mohamed Ketata, Professeur à l'IUT de Rouen et Mr Tan-Phu Vuong, Professeur à l'INP de Grenoble, qui ont accepté d'être rapporteurs de cette thèse, malgré leurs emplois du temps chargés. L'avis de personnes extérieures sur un sujet pour lequel je me suis investie est très intéressant à prendre en compte.

Je remercie sincèrement Mr Bernard Lepers, chef de programmes avant-vente à SAFRAN Morpho, Issy Les Moulineaux, et Mr Ahmed Zeddami, Docteur d'Etat, Responsable normalisation à France Telecom, Orange Labs, Lannion, d'avoir bien voulu examiner ce travail et de participer à ce jury.

Je tiens à exprimer toute ma gratitude envers mes directeurs de thèse, Marc Heddebaut, Directeur de recherche HDR, IFSTTAR-LEOST et Jean Michel Rouvaen, Professeur des Universités, IEMN-DOAE, pour la confiance qu'ils m'ont accordée tout au long de ces trois années de recherche, ainsi que pour l'aide qu'ils m'ont apportée dans la réalisation de cette thèse.

Je remercie chaleureusement mes co-encadrants de thèse, Iyad Dayoub Maître de conférences, HDR, IEMN-DOAE et Charles Tatkeu, Chargé de recherche. IFSTTAR-LEOST. Vos avis et suggestions m'ont permis d'avancer et de résoudre la plupart des interrogations auxquelles je me suis retrouvée confrontée. La rigueur, la ténacité, mais également la disponibilité et l'attention sont quelques aspects qui ont permis de mener à bien mon encadrement. Le chemin n'était pas tracé à l'avance, vous avez su me guider et accomplir ma formation qui, non sans difficultés pour chacun d'entre nous, a abouti aux résultats présentés ici.

Le soutien familial a également été un point important sans lequel je n'aurais certainement pas pu réaliser ma thèse. Mes pensées vont alors principalement pour mon père, ma mère, mes sœurs, mon frère, mais surtout vers Moussa Dieye et Cheikh Loum qui ont toujours su me soutenir et m'encourager tout au long de ma thèse. Pour que je puisse aller au bout de ce travail nous avons dû, à plusieurs reprises, être éloignés par plusieurs centaines de kilomètres. Je tiens non seulement à m'en excuser, mais également à vous remercier de votre patience.

Je remercie Jean-Pierre Ghys, Ingénieur d'étude à IFSTTAR-LEOST, pour sa disponibilité permanente, ses conseils, et son aide précieuse pour la réalisation de mes expérimentations. Je remercie également Daniel Bourbotte, pour son aide à la reprographie.

Enfin je remercie tous mes amis, ainsi que tous mes collègues des laboratoires LEOST, ESTAS et IEMA-DOAE dont la gentillesse et la bonne humeur quotidienne contribuent à l'ambiance de travail agréable.

Merci, merci, merci !!!

Table des matières

Remerciements	3
Table des matières	5
Table des figures	8
Liste des tableaux	12
Introduction Générale.....	13
Chapitre 1 : Etat de l’art sur les fibres optiques et les techniques de multiplexage	16
1.1 Introduction	17
1.2 La fibre optique	17
1.2.1 Bref historique de la fibre optique.....	17
1.2.2 Fonctionnement et caractéristiques physiques de la fibre optique.....	19
1.2.3 Différents types de fibre optique.....	23
1.2.4 Comparaison des performances de la fibre optique et de la ligne cuivre.....	34
1.2.5 Quelques applications de la fibre optique	35
1.3 Les techniques de multiplexage.....	36
1.3.1 Domaine radio-fréquence	37
1.3.2 Domaine optique	39
1.3.3 La technique MGDM - Mode Group Diversity Multiplexing.....	46
1.4 Conclusion	47
Chapitre 2 : Les récepteurs à annulation d’interférences	48
2.1 Introduction	49
2.2 Partie émission : Les codes optiques orthogonaux	49
2.2.1 Les codes optiques à une dimension 1D	49
2.2.2 Les codes optiques à deux dimensions 2D.....	59
2.2.3 Les codes optiques à trois dimensions 3D	66
2.3 Partie réception : Les récepteurs.....	67
2.3.1 Signal reçu.....	67
2.3.2 Les récepteurs mono-utilisateur	68
2.3.3 Les récepteurs multi-utilisateurs	75
2.4 Les performances des récepteurs CCR et PIC.....	79
2.4.1 Performances du code OOC	81
2.4.2 Performances du code MWOOC.....	85
2.4.3 Comparaisons des performances des codes 1D OOC et 2D MWOOC.....	90

2.5	Conclusion	91
Chapitre 3 : Performances des codes 2D PC/PC sur les récepteurs PIC		92
3.1	Introduction	93
3.2	Détermination de la probabilité d'erreur	93
3.2.1	Méthode gaussienne	93
3.2.2	Méthode combinatoire ou probabiliste.....	95
3.3	Performances des codes 1D PC et 2D PC/PC	96
3.3.1	Performances avec la méthode gaussienne	96
3.3.2	Performances avec la méthode combinatoire.....	99
3.3.3	Comparaison des performances	101
3.4	Modification du récepteur PIC par compensation.....	106
3.4.1	Récepteur PIC modifié : ajout du facteur de compensation.....	106
3.4.2	Influence du facteur de compensation.....	112
3.4.3	Performances des codes 2D PC/PC.....	114
3.5	Conclusion	118
Chapitre 4 : Le canal de transmission : propagation au sein de la fibre optique.....		119
4.1	Introduction	120
4.2	Fonctionnalités de la technique MGDM	120
4.2.1	Principe d'une liaison MGDM.....	121
4.2.2	Caractéristiques du canal MGDM.....	121
4.3	Simulations avec le logiciel VPI Systems	123
4.3.1	La chaîne de transmission optique	124
4.3.2	Résultats de simulation.....	125
4.4	Le banc d'essai optique	133
4.4.1	Schéma synoptique du banc d'essai optique	134
4.4.2	Résultats expérimentaux	135
4.5	Les applications de la transmission radio sur fibre optique dans les domaines de transports	139
4.6	Conclusion	142
Conclusion générale et perspectives		144
Références bibliographiques		147
Annexe A : Probabilité d'erreur du récepteur CCR		153
Annexe B : Probabilité d'erreur du récepteur CCR+HL.....		155
Annexe C : Probabilité d'erreur des récepteurs CCR et CCR+HL avec bruit.....		156

Annexe D : Probabilité d'erreur du récepteur PIC	161
Annexe E. Probabilité de recouvrement R.....	164
Glossaire	166

Table des figures

Figure 1.1 : a) Réfraction d'un rayon lumineux pour $\theta_1 < \theta_c$, le rayon incident est aussi partiellement réfléchi dans le premier milieu; b) rayon critique lorsque $\theta_1 = \theta_c$; et c) réflexion totale interne pour $\theta_1 > \theta_c$.	20
Figure 1.2 : Propagation d'un rayon lumineux dans une fibre optique.	21
Figure 1.3 : Système de communication par fibre optique.	22
Figure 1.4 : Structure d'une fibre optique.	23
Figure 1.5 : Atténuation de la fibre optique en fonction de la longueur d'onde [11].	25
Figure 1.6 : Atténuation kilométrique des câbles coaxiaux utilisés en téléphonie [12].	26
Figure 1.7 : Structure d'une fibre multimode à saut d'indice.	28
Figure 1.8 : Structure d'une fibre multimode à gradient d'indice.	29
Figure 1.9 : Structure d'une fibre monomode.	29
Figure 1.10 : Structure des fibres à cristaux photoniques.	30
Figure 1.11 : Différentes catégories de fibres à cristaux photoniques.	31
Figure 1.12 : Photo Fibre sans pertes.	34
Figure 1.13 : Photo Fibre à contrôle de polarisation.	34
Figure 1.14 : Illustration de la technique FDMA.	37
Figure 1.15 : Illustration de la technique TDMA.	38
Figure 1.16 : Illustration de la technique CDMA.	38
Figure 1.17 : Système d'émission optique et de réception de la technique WDMA.	39
Figure 1.18 : Exemple de filtre optique utilisé dans la technique WDMA.	40
Figure 1.19 : Système d'émission et de réception de la technique ETDMA.	41
Figure 1.20 : Système d'émission et de réception de la technique OTDMA.	42
Figure 1.21 : Système d'émission et de réception de la technique OCDMA.	44
Figure 1.22 : Illustration de la technique de codage spectral OCDMA.	45
Figure 1.23 : Codage des données d'un utilisateur.	46
Figure 1.24 : a) Schéma d'une chaîne de transmission optique. b) Technique d'implémentation de MGDM.	47
Figure 2.1 : Positions des chips à « 1 » du code OOC ($N=5, F=64, W=4$).	52
Figure 2.2 : Autocorrélation du code OOC ($64, 4, 1, 1$).	53
Figure 2.3 : Intercorrélation du code OOC ($64, 4, 1, 1$).	53
Figure 2.4 : Positions des chips à « 1 » du code PC ($F=25, N=5, p=5$).	55
Figure 2.5 : Autocorrélation du code PC (p^2, p).	55
Figure 2.6 : Intercorrélation du code PC (p^2, p).	56

Figure 2.7 : Positions des chips à « 1 » du code EPC ($F=45, N=5, p=5$).	57
Figure 2.8 : Autocorrélation du code EPC ($N=5, L=45, W=5$).	58
Figure 2.9 : Intercorrélation du code EPC ($N=5, L=45, W=5$).	58
Figure 2.10 : Représentation des bits de données d'un code 2D - OCDMA : Temps et longueurs d'ondes.	60
Figure 2.11 : Positions des chips du code 2D-PC/PC pour $p=5$	65
Figure 2.12 : Autocorrélation du code 2D-PC/PC pour $p=5$	65
Figure 2.13 : Intercorrélation du code 2D-PC/PC pour $p=5$	66
Figure 2.14 : Représentation des bits de données d'un code 3D -OCDMA : Temps, longueurs d'ondes et polarisation [53].	67
Figure 2.15 : Structure d'un récepteur CCR pour un utilisateur # 1 désiré.	69
Figure 2.16 : Structure d'un récepteur CCR+HL pour un utilisateur # 1 désiré.	73
Figure 2.17 : Structure d'un récepteur à annulation d'interférences parallèle PIC.	76
Figure 2.18 : Structure d'un récepteur à annulation d'interférences série SIC.	78
Figure 2.19 : Performances du code OOC pour le récepteur CCR en fonction du seuil de détection.	82
Figure 2.20 : Performances du code OOC pour les récepteurs CCR, CCR+HL et PIC en fonction de la longueur temporelle du code.	83
Figure 2.21 : Performances du code OOC pour les récepteurs CCR, CCR+HL et PIC en fonction du nombre d'utilisateurs actifs.	84
Figure 2.22 : Performances du code OOC pour les récepteurs CCR, CCR+HL et PIC en fonction du poids du code.	85
Figure 2.23 : Performances du code MWOOC en fonction du seuil de détection.	86
Figure 2.24 : Performances du code MWOOC pour les récepteurs CCR et PIC en fonction du nombre d'utilisateurs.	87
Figure 2.25 : Performances du code MWOOC pour les récepteurs CCR et PIC en fonction du poids	88
Figure 2.26 : Performances du code MWOOC pour les récepteurs CCR et PIC en fonction de la longueur temporelle du code	89
Figure 2.27 : Comparaison des performances des codes OOC et MWOOC, pour les récepteurs CCR, CCR+HL et PIC.	90
Figure 3.1 : Performances des codes PC et PC/PC avec un poids 7, méthode gaussienne.	96
Figure 3.2 : Performances des codes PC et PC/PC avec un poids 17, méthode gaussienne.	97
Figure 3.3 : Performances des codes PC et PC/PC avec un poids 31, méthode gaussienne.	98
Figure 3.4 : Performances des codes PC et PC/PC avec un poids 7, méthode probabiliste. ..	99
Figure 3.5 : Performances des codes PC et PC/PC avec un poids 17, méthode probabiliste.	100

Figure 3.6 : Performances des codes PC et PC/PC avec un poids 31, méthode probabiliste.	101
Figure 3.7 : Comparaison des performances des méthodes gaussienne et probabiliste d'un code PC/PC.	102
Figure 3.8 : Influence des valeurs des seuils de détection.	103
Figure 3.9 : Influence du seuil de détection sur le récepteur PIC.	104
Figure 3.10 : Performances des codes PC et PC/PC obtenues avec les récepteurs CCR et PIC.	105
Figure 3.11 : Structure d'un récepteur PIC modifié avec ajout d'un facteur de compensation α	106
Figure 3.12 : Moyenne de la variable décisionnelle $EZi(1)/bi(1)$ en fonction de α	109
Figure 3.13 : Ecart type de la variable décisionnelle pour une donnée « 0 » envoyée.	110
Figure 3.14 : Ecart type de la variable décisionnelle pour une donnée « 1 » envoyée.	111
Figure 3.15 : Performances du récepteur PIC compensé en fonction du seuil de détection pour différentes valeurs de α	112
Figure 3.16 : Représentation en 3D des performances du récepteur PIC compensé en fonction du seuil de détection et du facteur de compensation α	113
Figure 3.17 : Performances des récepteurs CCR, PIC classique et PIC compensé en fonction du SNR.	114
Figure 3.18 : Influence du poids du code PC/PC sur les performances du récepteur PIC compensé.	115
Figure 3.19 : Comparaison des performances des récepteurs CCR, SIC, PIC classique et compensé.	116
Figure 3.20 : Influence du facteur de compensation sur les performances du récepteur PIC compensé.	117
Figure 4.1 : Signal lumineux en sortie selon la valeur de l'offset et la longueur de la fibre [75].	122
Figure 4.2 : Interface graphique du logiciel VPI™ Systems.	123
Figure 4.3 : Chaîne de transmission optique avec une fibre de longueur 500 m.	125
Figure 4.4 : Forme d'onde de référence transmise.	125
Figure 4.5 : Diagramme de l'œil, forme d'onde et spectre de raies, $\lambda = 1300 \text{ nm}$ et $L=200 \text{ m}$	127
Figure 4.6 : Diagramme de l'œil, forme d'onde et spectre de raies, $\lambda = 1300 \text{ nm}$ et $L=1 \text{ km}$	128
Figure 4.7 : Diagramme de l'œil, forme d'onde et spectre de raies, $\lambda = 850 \text{ nm}$ et $L=3 \text{ km}$	129
Figure 4.8 : Chaîne de transmission optique : détermination du BER.	130
Figure 4.9 : Evolution du BER en fonction de la puissance émise $\lambda = 850 \text{ nm}$	131

Figure 4.10 : Evolution du BER en fonction de la puissance émise $\lambda = 1300 \text{ nm}$	132
Figure 4.11 : Evolution du BER en fonction de la puissance émise $\lambda = 1500 \text{ nm}$	133
Figure 4.12 : Photographie du banc d'essai optique.	134
Figure 4.13 : Puissance de sortie P_s en fonction de la puissance d'entrée P_e pour différentes fréquences.....	135
Figure 4.14 : Evolution du gain global du système en fonction de la fréquence.	136
Figure 4.15 : Evolution du produit d'intermodulation en fonction de la puissance d'entrée.	137
Figure 4.16 : Réception des signaux GSM, DCS-1800 et WiFi simultanée au sein de la fibre optique.....	138
Figure 4.17 : Transmission du signal WiFi au sein de la fibre optique.....	139
Figure 4.18 : Transmission du signal DCS-1800 au sein de la fibre optique.....	139
Figure 4.19 : Transmission du signal GSM au sein de la fibre optique.	139
Figure 4.20 : Utilisation actuelle et future de la fibre optique.	140
Figure 4.21 : Photographie d'un quai de gare avec potentialités de point d'accès radio sur fibre.	141

Liste des tableaux

Tableau 1.1 : Atténuation kilométrique des fibres optiques SMF (Single Mode Fiber) et MMF (Multi Mode Fiber).	26
Tableau 1.2 : Atténuation typique de quelques câbles coaxiaux.	27
Tableau 1.3 : Comparaison des performances des fibres optiques et des lignes cuivre.	35
Tableau 2.1 : Exemple de code OOC (64, 4, 1, 1) généré sur MATLAB, avec N = 5 utilisateurs.	52
Tableau 2.2 : Exemple de code PC (25, 5), généré sur MATLAB, avec N = 5 utilisateurs... ..	54
Tableau 2.3 : Exemple de code EPC (45, 5) généré sur MATLAB avec N = 5 utilisateurs... ..	57
Tableau 2.4 : Code premier obtenu pour $p=5$	63
Tableau 2.5 : Code 2D-PC/PC obtenu pour $p=5$	64
Tableau 3.1 : Performances obtenues pour différentes valeurs de seuil.	103
Tableau 3.2 : Performances obtenues pour différentes valeurs du seuil S_2	104
Tableau 3.3 : Comparaison des performances des récepteurs PIC classique et compensé... ..	117
Tableau 4.1 : Performances de signaux GSM et WiFi sur la fibre optique.	137

Introduction Générale

Durant ces dernières décennies, les réseaux câblés à base de fibre optique ont été en forte évolution avec un impact important sur un grand nombre d'applications des domaines civils et militaires. En effet, les fibres optiques s'avèrent très intéressantes pour leur bande passante et leur débit, très supérieurs à ceux offerts par les autres technologies.

Deux types de fibres optiques monomode SMF -Single Mode Fiber- et multimode MMF - Multi Mode Fiber- équipent de plus en plus les bâtiments, les centres commerciaux, les lieux et sites de transports publics tels que les gares, les aéroports, les autoroutes, les ports ou les plateformes multimodales. Dans ces lieux, les liaisons par fibres sont souvent utilisées comme moyen d'extension de la portée des systèmes radio, notamment entre bâtiments. Près de 90% des nouveaux bâtiments en Europe sont actuellement équipés en fibres optiques MMF. A cette fibre MMF pratique d'utilisation, on associe généralement des capacités de transport d'information en s'appuyant sur un réseau d'antennes distribuées (DAS – Distributed Antenna System) permettant une couverture intérieure fiable et à bas coût, partageable tant au niveau des opérateurs qu'au niveau des services. Ainsi, tout usager ou exploitant, muni d'un système radio standardisé de type GSM, UMTS, WiFi, UWB ou autre, transportant différents types d'informations telles que -voix, images, vidéos, données-, peut effectuer, des transmissions à haut débit sur fibre pour des applications diverses entre bâtiments - réseau domestique - ou plateformes multimodales.

Cependant, l'utilisation faite à ce jour de cette large bande passante disponible n'est pas encore optimale dans la mesure où, généralement, un service unique est envoyé par fibre alors que plusieurs services pourraient être associés, en même temps, au sein d'une même fibre optique. De plus, en respectant les bandes de fréquences et en utilisant la transmission radio de ces standards sur fibre optique, les débits obtenus restent limités à ceux imposés par les normes. Ils sont donc en deçà des possibilités offertes par la fibre optique. Or, le développement de systèmes permettant le transfert de données multimédia à haut débit pour un grand nombre d'utilisateurs simultanés est primordial pour les générations futures de communications hertziennes. C'est dans ce contexte que s'inscrit cette étude qui, d'une part, développe les codes optiques orthogonaux à une dimension 1D et à deux dimensions 2D et d'autre part évalue leurs performances sur les récepteurs mono et multi-utilisateurs optimisés.

Dans le premier chapitre, nous nous intéressons tout d'abord à la spécification de la fibre optique. Pour cela, nous présentons d'abord un état de l'art des différentes fibres, leurs

caractéristiques physiques, leurs principes de fonctionnement et les différentes applications développées.

Ensuite, nous présentons les différentes techniques de multiplexage utilisables, dans les domaines radiofréquence et optique, pour l'accès multiple et la gestion multiutilisateurs pour les applications de radio sur fibre. Pour les besoins d'optimisation de multiservice, nous présenterons une nouvelle technique de multiplexage développée pour la transmission optique, la MGDM -Mode Group Diversity Multiplexing- basée sur l'exploitation des groupes de mode se propageant au sein de la fibre optique.

Le deuxième chapitre de ce mémoire est consacré au développement des codes en émission et du récepteur approprié à la réception.

Nous développons la partie émission par la génération des codes optiques orthogonaux à une dimension 1D, deux dimensions 2D associés aux techniques de multiplexage optiques. Nous nous limitons à l'étude théorique des codes optiques en trois dimensions 3D.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons également à la partie réception avec l'étude des différents récepteurs appropriés. Pour cela, nous étudions le principe de fonctionnement des différents récepteurs :

- mono-utilisateur avec ou sans limiteur optique communément appelé CCR -Conventional Correlation Receiver- et CCR+HL -Hard limiter- et,
- multi-utilisateurs à annulation d'interférences série SIC -Serial Interference Cancellation- et parallèle PIC -Parallel Interference Cancellation-.

Leurs performances sont évaluées en utilisant des codes optiques orthogonaux à une 1D et à deux dimensions 2D. De nombreux travaux de recherche de ces dernières années ont montré que les récepteurs multi-utilisateurs peuvent augmenter d'une manière substantielle la capacité des systèmes CDMA. Les performances de ces systèmes dépendent des paramètres du code et varient en fonction des propriétés d'inter et d'autocorrélation des codes choisis.

Dans le troisième chapitre de cette thèse, nous utilisons les codes optiques à deux dimensions 2D-PC/PC pour évaluer les performances du récepteur multi-utilisateurs à annulation d'interférences parallèle PIC modifié par l'ajout d'un facteur de compensation. Nous comparons les performances de ce nouveau système avec celles obtenues dans les travaux déjà publiés. Ces derniers utilisent essentiellement des codes optiques à une dimension 1D de type OOC et PC et à deux dimensions 2D- de type MWOOC. Nous verrons que l'ajout du facteur de compensation permet d'obtenir de meilleures performances par rapport aux études antérieures.

Dans le quatrième chapitre, nous présentons les résultats de simulation et d'expérimentation effectuées. Les simulations sont menées à l'aide du logiciel de simulation VPI Systems qui permet de modéliser la chaîne complète de transmission radio sur fibre optique. Ceci a permis de caractériser la fibre optique selon les paramètres d'excitation du faisceau laser émis au sein de la fibre à savoir sa taille, sa position par rapport au cœur et l'angle d'excitation. Nous étudierons les valeurs optimales de ces paramètres qui permettent d'avoir les meilleures performances lors de la transmission au sein de la fibre optique.

Les résultats expérimentaux obtenus à l'aide d'un banc d'essais optique développé au sein du laboratoire seront présentés. Ainsi, la dynamique de la fibre optique sera mesurée et comparée au modèle théorique. Enfin, nous montrerons en pratique la possibilité d'envoyer trois signaux de différentes fréquences au sein de la même fibre optique et de les récupérer efficacement à la sortie.

Les résultats obtenus dans les deux cas simulation et expérimentation viennent conforter les avantages annoncées de la fibre optique particulièrement sur la capacité de transmettre plusieurs informations avec une très faible atténuation du signal émis sur plusieurs centaines de mètres.

Dans la dernière partie de ce mémoire, nous concluons sur ces travaux et dressons des perspectives pour la suite de ce travail de recherche.

Chapitre 1 : Etat de l'art sur les fibres optiques et les techniques de multiplexage

1.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à l'état de l'art. Nous présentons tout d'abord les caractéristiques physiques des différents types de fibres optiques utilisés pour diverses applications. Nous présentons par la suite différentes techniques de multiplexage dans les domaines radio et optique utilisables pour l'accès multiples et la gestion multiutilisateurs. Afin de gérer au mieux le multiservices, nous introduirons également le développement d'une nouvelle technique de multiplexage, la MGDM pour Mode Group Diversity Multiplexing, basée sur la transmission et la réception spatiale de données.

1.2 La fibre optique

La fibre optique est constituée d'un fil en verre ou en plastique très fin qui possède la propriété de conduire la lumière. Elle sert dans les transmissions de données terrestres et océaniques et offre un débit d'information nettement supérieur à celui des câbles coaxiaux. Elle supporte un réseau « large bande » par lequel peuvent transiter différents types de services : la télévision, la téléphonie, la visioconférence ou les données informatiques.

La communication par fibre optique utilise la fibre optique comme support de transmission et la lumière comme transporteur.

1.2.1 Bref historique de la fibre optique

Ce sont les grecs anciens qui utilisèrent pour la première fois des cylindres de verre pour conduire des ondes lumineuses [1]. Il ne s'agissait pas de communication, mais plutôt d'un phénomène décoratif mis à profit par les « artisans du verre » pour créer des pièces décoratives et admirer la beauté de la lumière.

Plusieurs siècles plus tard, les artisans de la Renaissance italienne affinèrent la technique des grecs pour la fabrication de « millefiori ». Leurs procédés de fabrication étaient similaires à ceux utilisés pour la fibre optique d'aujourd'hui.

En 1854, le physicien irlandais John Tyndall fit la démonstration scientifique du principe de réflexion totale interne, celui-là même de la fibre optique. Cette démonstration se fait en injectant un rayon lumineux dans un jet d'eau, et en montrant qu'en changeant la direction du jet d'eau le rayon lumineux changeait de direction également [1]. Cette idée d'infléchir la trajectoire de la lumière fut une révolution à une époque où il était communément admis que la lumière voyageait en ligne droite. De nouvelles inventions utilisant le principe de la

réflexion totale, comme des fontaines lumineuses ou des dispositifs visant à transporter la lumière dans le corps humain, vinrent conforter ce principe.

Le physicien américain Alexander Graham Bell, inventeur du téléphone, a fait une autre trouvaille dans les années 1880 : le "photophone". Cet appareil, qui utilisait la lumière pour transporter la voix humaine sur plusieurs centaines de mètres, était la première forme de communication "optique". Mais il fallut attendre le XX^{ème} siècle pour que la fibre optique apparaisse.

Baird et Hansell firent breveter en 1927 un dispositif permettant de transporter des images de télévision sur fibres optiques. L'invention ne fut pourtant pas utilisée à grande échelle en raison de la piètre qualité des fibres optiques utilisées à l'époque.

C'est au début des années 1950, avec le « fibroscope flexible » de Van Heel et Hopkins que la fibre optique trouva son premier débouché commercial [2]. Il s'agissait de transmettre des images via des fibres en verre, ce qui s'avéra idéal pour des applications médicales comme l'endoscopie, pour observer l'intérieur du corps humain, ou des applications industrielles pour inspecter des soudures dans les réacteurs d'avion. A cette période, afin d'accélérer la transmission des informations, les scientifiques avaient appris à utiliser des signaux optiques tels que les signaux de fumée, des sémaphores, etc., pour la communication. Toutefois, l'utilité de ces méthodes était limitée.

Au début des années 1960, le potentiel de la fibre optique fut décuplé par la découverte et le développement du principe du laser par Alfred Kastler, un physicien français. La réalisation du laser par les physiciens américains [3] suivit quelques années plus tard. Le laser permit en effet d'émettre un signal lumineux beaucoup plus puissant et donc de transmettre des informations sur des distances beaucoup plus grandes sous forme de lumière grâce à la fibre optique [4]. Cette expérience est souvent considérée comme la première transmission de données par fibre optique.

En 1966 Kao, Hockham et Werts [5] ont lancé des études sur la communication optique par guides d'ondes diélectriques ou fibres optiques en verre pour éviter la dégradation du signal optique par l'atmosphère [6]. Cependant, les pertes dans cette fibre optique étaient telles que le signal disparaissait au bout de quelques centimètres, non par perte de lumière, mais parce que les différents chemins de réflexion du signal contre les parois finissaient par en faire perdre la phase. Cela rendait la fibre encore peu avantageuse par rapport à la ligne cuivre traditionnelle. Les pertes de phase entraînées par l'usage d'une fibre de verre homogène constituaient le principal obstacle à l'utilisation courante de la fibre optique.

Initialement les fibres optiques étaient exposées à des atténuations très élevées (1000 dB/km) et n'étaient donc pas compétitives par rapport aux câbles coaxiaux en basse fréquence (5 à 10 dB/km). En 1970, les scientifiques américains Robert Maurer, Donald Keck et Peter Schultz de la société Corning en Amérique, produisirent la première fibre optique, avec des pertes de phase suffisamment faibles de l'ordre de 17 dB/km, pour être utilisée dans les réseaux de télécommunications. Cette fibre optique, pourtant loin d'égaliser les performances des fibres optiques modernes, pouvait transporter 65000 fois plus d'information qu'un câble en cuivre ordinaire.

En 1974, les pertes de fibre optique de longueur d'onde 1300 nm ont été réduites à 0.4 dB/km [7]. Aujourd'hui la fibre conventionnelle affiche des pertes nettement plus faibles de l'ordre de 0,25 dB/km pour la longueur d'onde 1550 nm utilisée dans les télécommunications. En 1977, l'essai sur le terrain de la première utilisation commerciale de la fibre multimode entre deux bureaux de téléphone, d'une distance de 7000 m, a été faite à Chicago avec succès [8]. Depuis, partout dans le monde, plus de 80 % des communications à longue distance passent aujourd'hui par la fibre optique, soit un réseau de plusieurs dizaines de millions de kilomètres.

La baisse significative des coûts survenue ces dix dernières années permet d'ailleurs de proposer la fibre optique comme alternative au cuivre dans tous les types de réseaux, y compris les réseaux "LAN" ou réseaux locaux, pour les petites et grandes entreprises ou les particuliers.

1.2.2 Fonctionnement et caractéristiques physiques de la fibre optique

1.2.2.1 La réflexion totale interne

Le principe de la réflexion totale interne est à la base de la propagation des ondes lumineuses dans la fibre optique. D'après ce principe, lorsqu'un rayon lumineux passe d'un milieu à un autre dont l'indice de réfraction est plus faible, il peut être réfléchi. De plus, lorsque l'angle d'incidence du rayon lumineux est plus grand que l'angle critique, la lumière est réfléchie en totalité et il n'existe aucune perte de lumière, comme illustré figure 1.1. La réflexion totale interne est régie par deux facteurs : les indices de réfraction des deux milieux n_i , et l'angle critique θ_c . Ces facteurs sont reliés par l'équation suivante :

$$\sin \theta_c = \frac{n_2}{n_1} \quad (1.1)$$

En connaissant les indices de réfraction des deux matériaux de l'interface, l'angle critique peut facilement être calculé. Physiquement, l'indice de réfraction d'une substance est le rapport entre la vitesse de la lumière dans le vide (c) et sa vitesse dans le matériau (v) :

$$n = \frac{c}{v} \quad (1.2)$$

La lumière voyage donc plus rapidement dans un matériau dont l'indice de réfraction est plus petit.

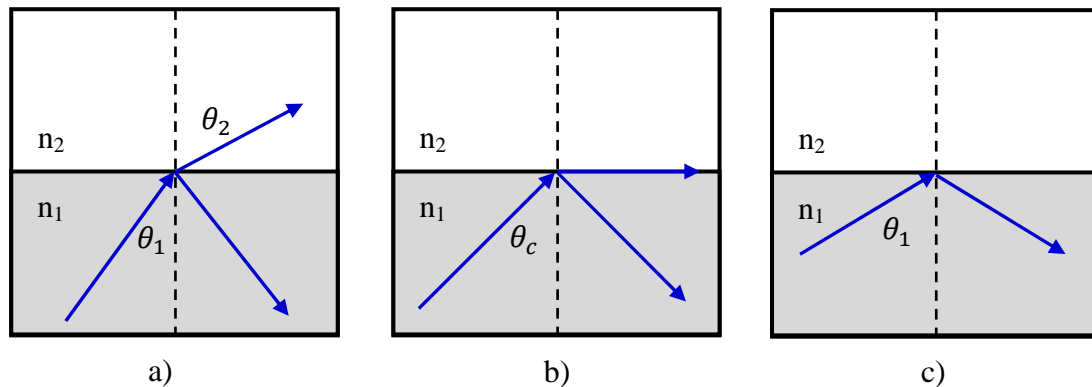


Figure 1.1 : a) Réfraction d'un rayon lumineux pour $\theta_1 < \theta_c$, le rayon incident est aussi partiellement réfléchi dans le premier milieu; b) rayon critique lorsque $\theta_1 = \theta_c$; et c) réflexion totale interne pour $\theta_1 > \theta_c$.

1.2.2.2 La propagation de la lumière dans une fibre

Les propriétés de conduction de la lumière dans la fibre optique reposent sur le principe physique de la réflexion totale interne décrit dans le paragraphe précédent.

Dans la fibre optique, le cœur et la gaine ont des indices de réfraction différents. Pour qu'il y ait propagation de la lumière, l'indice de réfraction du cœur doit être plus grand que celui de la gaine, de sorte qu'on retrouve un effet miroir à l'intérieur de la gaine. La lumière reste donc confinée à l'intérieur du cœur. Afin d'avoir propagation de la lumière sans perte dans la fibre optique, tous les rayons lumineux heurtant l'interface entre le cœur et la gaine devront respecter la condition de réflexion totale interne. L'angle d'entrée de la lumière, calculé en fonction des indices, sera donc scrupuleusement respecté. Lorsqu'un rayon lumineux pénètre dans une fibre optique à l'une de ses extrémités avec un angle incident adéquat, il subit de multiples réflexions totales internes. Ce rayon se propage alors jusqu'à l'autre extrémité de la fibre sans perte, en empruntant un parcours en zigzag tel qu'illustré figure 1.2 suivante.

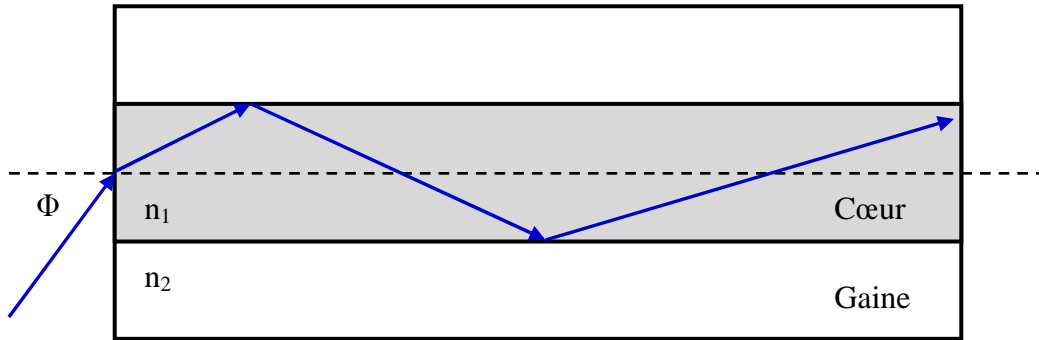


Figure 1.2 : Propagation d'un rayon lumineux dans une fibre optique.

La propagation de la lumière dans la fibre peut se faire avec de très faibles de pertes même lorsque la fibre est courbée significativement. Une fibre optique est souvent décrite selon deux paramètres :

- Le premier est la différence d'indice normalisée, qui donne une mesure du saut d'indice entre le cœur et la gaine :

$$\Delta = \frac{n_1 - n_2}{n_1} \quad (1.3)$$

- Le second est l'ouverture numérique de la fibre. Concrètement, ce paramètre est le sinus de l'angle d'entrée maximal de la lumière dans la fibre pour que la lumière puisse être guidée sans perte. Cet angle est mesuré par rapport à l'axe de la fibre.

$$\text{O. N.} = \sin \varphi_{\max} = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (1.4)$$

1.2.2.3 La transmission d'information

Si nous prenons l'exemple d'une conversation téléphonique, la voix est traduite en un signal électrique. Ce signal est transmis jusqu'au récepteur par un câble de cuivre. Le signal électrique est alors décodé pour reproduire le message de départ.

La fibre optique quant à elle, transporte l'information sous forme de lumière. Pour réaliser cette même conversation téléphonique, le dispositif Interface Optique d'Emission ou IOE appelé également « transceiver », qui transforme le signal électrique de départ en signal optique doit être mis en place. Il s'agit essentiellement d'une diode électroluminescente (DEL) ou d'une diode laser. A l'inverse, l'IOR, pour Interface Optique de Réception appelé également « détecteur », qui contient une photodiode, transforme le signal optique à la sortie du système en signal électrique, puis, finalement, en son.

L'information est généralement transmise sous forme de code binaire composé de bits « 0 » et « 1 ». Le signal qui est transporté dans la fibre (figure 1.3) est formé d'impulsions lumineuses : un bit « 1 » représente une impulsion lumineuse et un bit « 0 » correspond à un intervalle de temps où il n'y a pas d'envoi de lumière.

Le défi récurrent des compagnies de télécommunications consiste à transmettre un maximum de données dans une fenêtre de temps limitée avec le minimum de pertes de signal. Pour augmenter le débit de transmission, il devient nécessaire de réduire la largeur des impulsions, ce qui correspond à une augmentation de la fréquence de transmission.

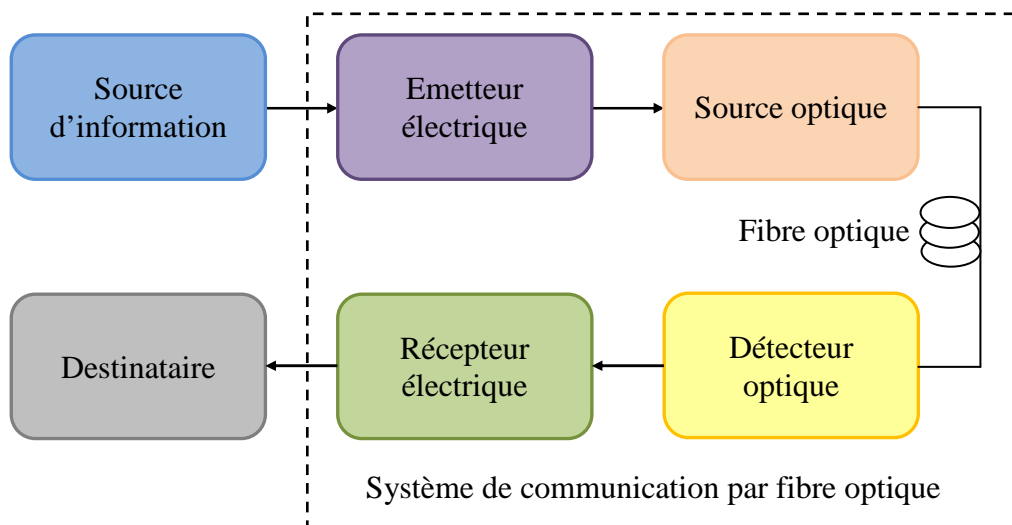


Figure 1.3 : Système de communication par fibre optique.

1.2.2.4 Les caractéristiques physiques de la fibre optique

La fibre optique est assimilée à un guide d'onde optique circulaire. Il s'agit en fait d'un cylindre de verre qui possède des caractéristiques qui guident la lumière en son cœur. Un autre exemple de guide d'onde est le câble coaxial qui est utilisé pour transporter par exemple les signaux de télévision jusqu'à nos résidences.

Généralement, la fabrication de la fibre optique se fait avec de la silice, un matériau qui ressemble à du verre. La silice est un composé de silicium (Si) et d'oxygène (O) de formule chimique SiO_2 . On retrouve ce composé dans la nature, dans différents minéraux tels que le quartz, la calcédoine et l'opale. D'autres matériaux, comme le plastique, peuvent aussi entrer dans la fabrication de la fibre optique.

La fibre optique est composée de trois parties principales :

- Le cœur, composé de silice, est la partie où a lieu la réfraction qui permet le transfert de la lumière et des informations.
- La gaine emprisonne la lumière dans le cœur en la réfléchissant pratiquement sans perte.
- Le revêtement de protection, généralement constitué de plastique, peut réunir plusieurs fibres. Il a pour fonction de protéger les autres parties de la fibre optique et d'assurer sa flexibilité.

La figure 1.4 suivante présente les différentes parties de la fibre optique.

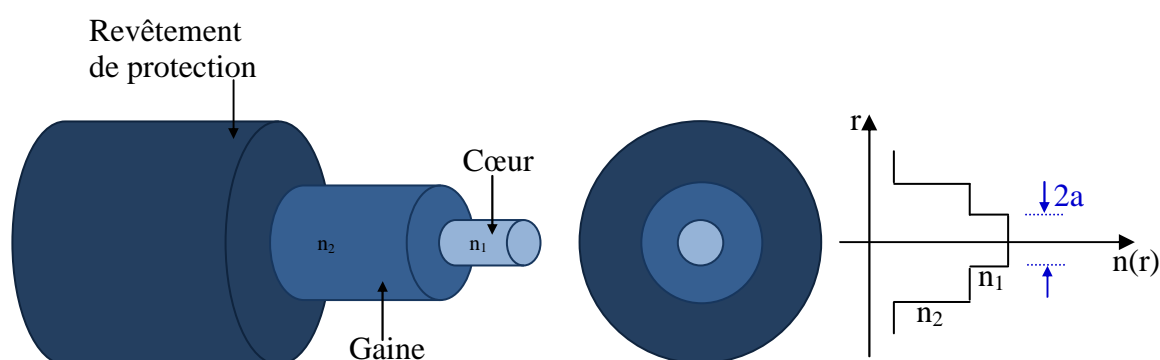


Figure 1.4 : Structure d'une fibre optique.

1.2.3 Différents types de fibre optique

Il existe trois types de fibre optique : monomode, multimode et microstructurée. Nous présentons dans cette partie leurs caractéristiques physiques ainsi que leurs avantages et inconvénients. Nous présentons également quelques applications liées à chaque type de fibre optique.

1.2.3.1 Avantages et inconvénients des fibres optiques

En tant que supports de transmission de la communication, les fibres optiques présentent de nombreux avantages parmi lesquels [9] :

- Une large bande passante de l'ordre du TéraHertz, qui permet d'atteindre des débits de l'ordre de quelques Gigabits par seconde.

En général, la capacité de communication dépend de la fréquence porteuse. Plus la fréquence porteuse est importante, plus on dispose d'une large bande passante de transmission disponible et d'une grande capacité d'information du système de communication.

Les fréquences porteuses optiques sont dans la gamme allant de 10^{13} Hz à 10^{16} Hz (généralement proche de l'infrarouge autour de 10^{14} Hz ou 10^5 GHz). Elles offrent une grande bande passante de transmission par rapport aux systèmes de cuivre limités à quelques dizaines de GHz.

Par ailleurs, avec l'introduction de la technique de multiplexage en longueur d'onde, WDMA pour Wavelength Division Multiplexing Access [10], la bande passante utilisable s'est encore accrue. Ainsi, plusieurs caractéristiques sont obtenues avec des fibres optiques.

- La grande sûreté des transmissions, avec de faibles pertes d'information. La longue durée de vie, qui nécessite peu d'interventions en maintenance.

Les signaux optiques dans les fibres optiques ne sont généralement pas rayonnés en dehors du cœur, de sorte que les informations à transmettre en elles sont hautement sécurisées vis à vis des interférences et perturbations diverses du milieu extérieur.

Les pertes d'atténuation ou de transmission dans la fibre optique sont très faibles. Les fibres optiques SMF ont des pertes aussi faibles que 0,2 dB/km. Avec ces progrès technologiques, les fibres optiques à faible atténuation facilitent la mise en œuvre des liens de communication avec de longs tronçons de fibre séparés par des répéteurs, réduisant ainsi davantage à la fois le coût du système de communication et sa complexité.

- L'insensibilité aux rayonnements électromagnétiques et aux brouillages.

Les fibres optiques, réalisées en verre, ou parfois en polymère plastique, sont des isolants électriques et sont immunes vis-à-vis des interférences électromagnétiques. Elles peuvent être utilisées dans des environnements électromagnétiques dangereux et n'ont pas besoin d'être protégées contre les interférences électromagnétiques. L'interférence croisée parmi plusieurs signaux optiques distincts (diaphonie) ne se produit pas lorsque l'on transmet simultanément dans différentes fibres situées dans le même câble.

- L'insensibilité thermique.

A haute fréquence, il n'y a pas d'échauffement de la fibre optique tandis que le câble à base de cuivre nécessite un refroidissement à des hautes fréquences et pour de hautes puissances.

- Petite taille et poids faible.

Les fibres optiques présentent un diamètre très petit, souvent comparé au diamètre d'un cheveu humain.

Y compris lorsque de telles fibres optiques sont recouvertes de revêtements protecteurs, elles sont beaucoup plus petites et plus légères que les câbles en cuivre correspondants. Les fibres optiques ont besoin de peu d'espace pour l'installation et s'avèrent très pratiques à transporter.

- Riches en ressources et de faible coût.

La matière première utilisée pour fabriquer la fibre optique est le dioxyde de silicium SiO_2 , il est abondant dans la nature, contrairement au cuivre.

Par ailleurs, la technologie pour fabriquer des fibres optiques a mûri de sorte que le coût de fabrication a été réduit en permanence.

Cependant, la fibre optique possède également quelques inconvénients parmi lesquels :

- des difficultés d'adaptation avec les transducteurs optoélectroniques lors des réalisations
- des exigences micromécaniques importantes (connexions, alignement)
- des coûts d'exploitation encore élevés et une relative rareté du personnel spécialisé

Malgré les performances avérées des fibres optiques, les signaux qui les traversent subissent des atténuations lors de la propagation. Les différents types de pertes sont liés à la diffusion de Rayleigh, l'absorption, la dispersion modale, l'imperfection des connexions, la présence des courbures et micro-courbures à l'intérieur de la fibre. L'atténuation du signal dépend essentiellement de la nature de la fibre (monomode ou multimode).

La figure 1.5 suivante donne un exemple de l'évolution des atténuations de la fibre optique en fonction de la fréquence.

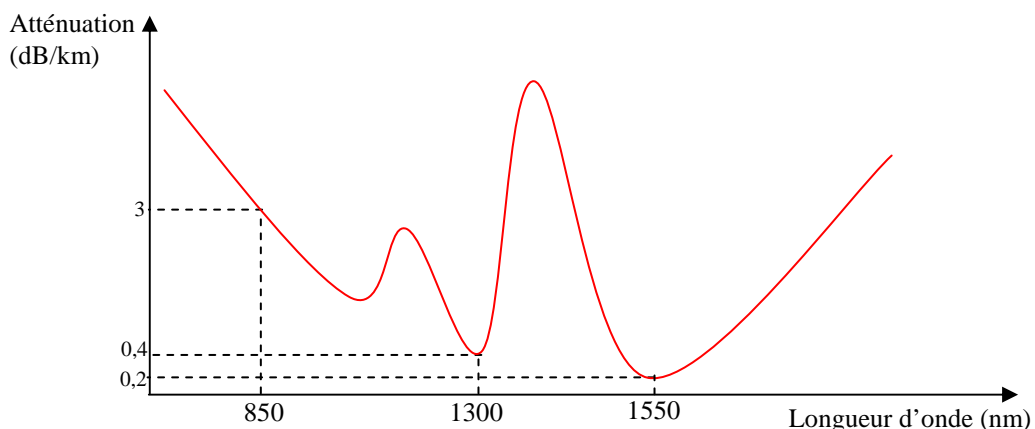


Figure 1.5 : Atténuation de la fibre optique en fonction de la longueur d'onde [11].

Nous présentons dans le tableau 1.1 suivant, une comparaison des atténuations pour différents types de fibres optiques en fonction de la longueur d'onde et de la fréquence correspondante.

Fibre optique			
Type de fibre	Atténuation (dB/km)	Longueur d'onde (nm)	Fréquence (THz)
MMF	~ 3	850	352,9
MMF + SMF	~ 0,4	1300	230,7
SMF	~ 0,2	1550	193,5

Tableau 1.1 : Atténuation kilométrique des fibres optiques SMF (Single Mode Fiber) et MMF (Multi Mode Fiber).

Nous remarquons que les fibres monomodes SMF exploitées à la longueur d'onde de 1550 nm présentent des atténuations très faibles de l'ordre de 0,2 dB/km. Par contre les fibres multimodes MMF exploitées à une longueur d'onde égale à 850 nm présentent des atténuations plus importantes de l'ordre de 3 dB/km. Ces valeurs restent tout de même faibles comparées à celles obtenues avec les câbles coaxiaux.

La figure 1.6 suivante donne un exemple de l'évolution des atténuations du câble coaxial en fonction de la fréquence.

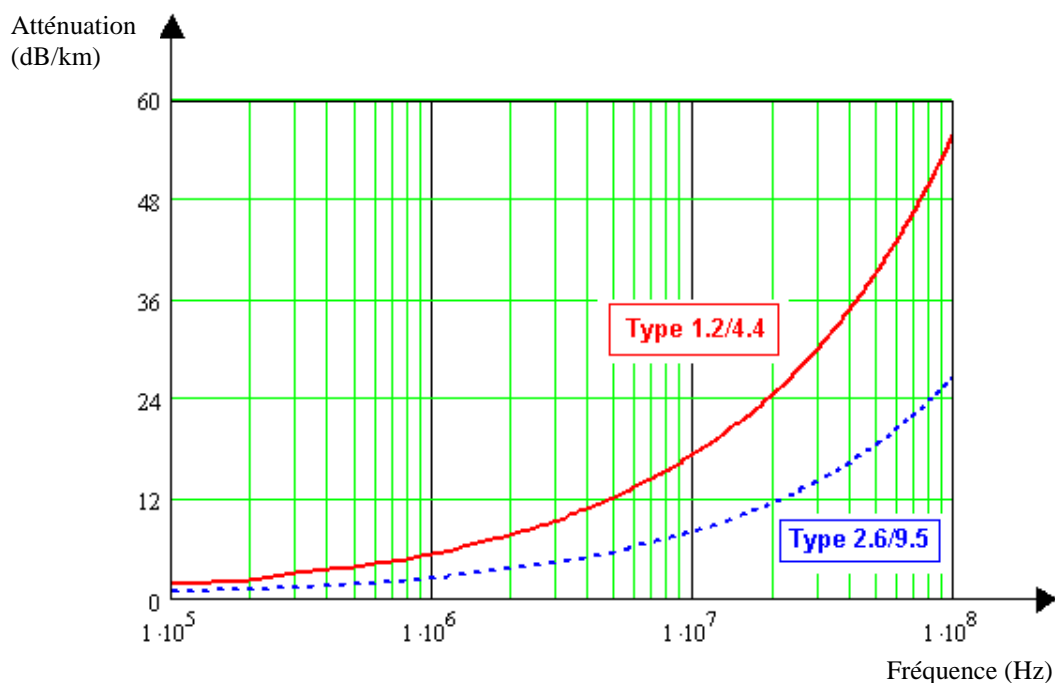


Figure 1.6 : Atténuation kilométrique des câbles coaxiaux utilisés en téléphonie [12].

Le tableau 1.2 suivant, présente une comparaison des atténuations pour différents types de câble en fonction de la longueur d'onde et de la fréquence correspondante.

Câble coaxial			
Type de câble (mm)	Atténuation (dB/km)	Longueur d'onde (m)	Fréquence (MHz)
d = 2,6 / D = 9,5	3,9	120	2,5
d = 1,2 / D = 4,4	5,4	300	1
RG59B/U d = 0,58 / D = 6.2	112	30	10
	79	10	30
	230	0.75	400

Tableau 1.2 : Atténuation typique de quelques câbles coaxiaux.

Nous remarquons que les câbles coaxiaux ont une atténuation limitée pour les fréquences inférieures à 100 MHz. Au-delà de cette valeur, l'atténuation devient importante et il faut prévoir des câbles coaxiaux ou des guides d'ondes hyperfréquences (1 à 20 GHz). Ils ne permettent pas le transport d'énergie radiofréquence sur de longues distances.

Dans le même temps, les fibres optiques sont beaucoup plus intéressantes dans cette même gamme de fréquence (autour de 1 GHz) car elles présentent de très faibles atténuations.

1.2.3.2 Les fibres multimodes

Les fibres multimodes sont les premiers types de fibres optiques qui ont été fabriquées. Le cœur a une taille importante par rapport au reste de la fibre.

Ce type de fibre présente certains inconvénients tels que l'atténuation des signaux plus marquée ou encore une vitesse de propagation des signaux plus faible. Elles sont aujourd'hui utilisées sur de courtes distances ou dans les décorations.

Il existe deux types de fibres multimodes :

- La fibre à saut d'indice
- La fibre à gradient d'indice.

Leur différence réside principalement dans la différence du diamètre du cœur. La fibre à saut d'indice présente un diamètre de cœur deux à quatre fois plus grand que celui des fibres à gradient d'indice.

1.2.3.2.1 Les fibres à saut d'indice

La fibre à saut d'indice est la première fibre à avoir été inventée. Le diamètre de son cœur est responsable d'une très grande atténuation des données comme le montre la figure 1.7.

Ce type de fibre est le plus simple à fabriquer car elle est directement issue des applications optiques traditionnelles.

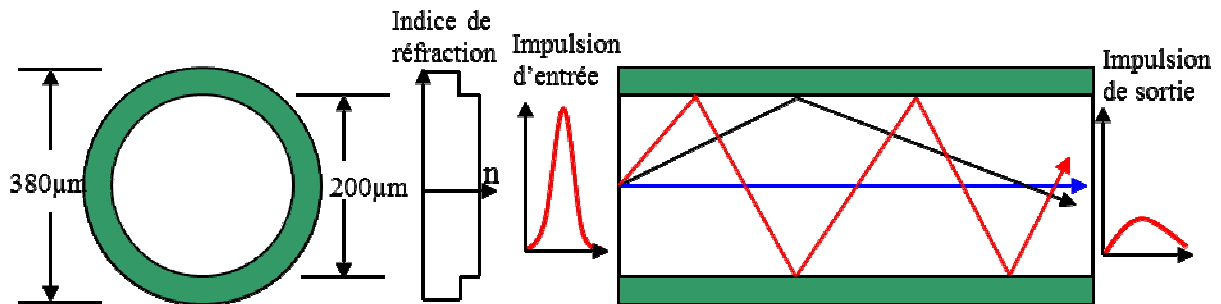


Figure 1.7 : Structure d'une fibre multimode à saut d'indice.

Le cœur présente un diamètre de 200 μm , relativement gros par rapport à la longueur d'onde de la lumière (de l'ordre du μm dans l'infrarouge).

La gaine optique, de 380 μm , joue un rôle actif dans la propagation, et ne doit pas être confondue avec les revêtements de protection déposés sur la fibre.

Le rayon laser est dans ce cas guidé par réflexion totale au niveau de l'interface cœur-gaine, sinon il est réfracté dans la gaine. Ceci reste vrai si la fibre cesse d'être rectiligne, à condition que le rayon de courbure soit grand devant son diamètre. La forme de l'impulsion de sortie est très dégradée par rapport à celle d'entrée.

1.2.3.2.2 Les fibres à gradient d'indice

La fibre à gradient d'indice est la plus courante. Elle connaît plusieurs améliorations par rapport à la fibre à saut d'indice :

- Premièrement, le diamètre de son cœur est nettement plus petit (50 μm et 62.5 μm).
- De plus, le cœur est séparé en plusieurs couches ayant un indice de réfraction de plus en plus grand lorsqu'on se rapproche du centre.

Ces deux améliorations ont pour but de réduire l'atténuation de l'information par rapport à la fibre à saut d'indice, ce qui fonctionne parfaitement car le signal de sortie représente plus de la moitié du signal d'entrée comme le montre la figure 1.8 suivante.

Dans une fibre optique à gradient d'indice, l'indice de réfraction du cœur n'est pas constant. Il est en général maximal au centre de la fibre et diminue progressivement jusqu'à l'interface de la gaine. Ce profil d'indice de réfraction peut être obtenu en variant la concentration ou en effectuant un dopage lors de la fabrication de la préforme. Dans une fibre de ce type, la lumière n'est plus réfléchi à l'interface cœur-gaine, mais est plutôt courbée progressivement lorsqu'elle s'en approche.

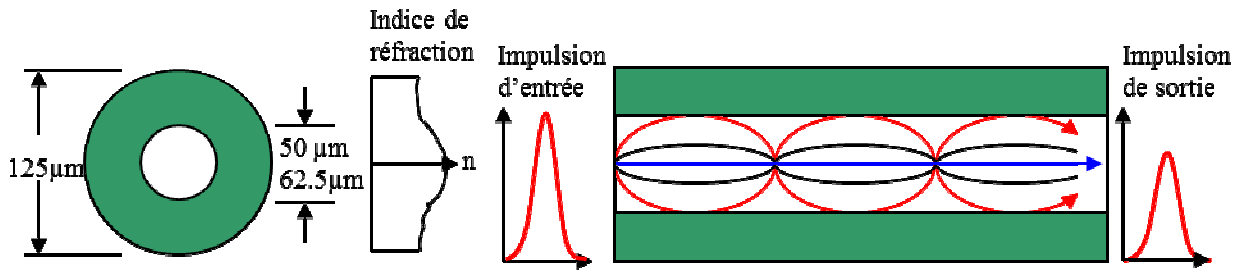


Figure 1.8 : Structure d'une fibre multimode à gradient d'indice.

Ces fibres sont spécialement conçues pour les télécommunications. Le guidage est cette fois dû à l'effet du gradient d'indice. Les rayons guidés suivent une trajectoire d'allure sinusoïdale. La gaine, de $125\ \mu\text{m}$, n'intervient pas directement, mais élimine les rayons trop inclinés.

L'avantage essentiel de ce type de fibre est de minimiser la dispersion du temps de propagation entre les rayons. Nous pouvons remarquer que les résultats sont nettement améliorés par rapport à ceux procurés par la fibre à saut d'indice.

1.2.3.3 Les fibres monomodes

Ce type de fibre optique a un diamètre de cœur beaucoup plus petit, $10\ \mu\text{m}$, par rapport à ceux des fibres optiques conventionnelles multimodes. Les fibres monomodes, comme le nom l'indique, ne peuvent supporter qu'un seul mode de propagation de la lumière.

À cause du très petit diamètre du cœur de la fibre monomode, le transport de la lumière s'effectue sans réflexion et de manière quasi-rectiligne. L'avantage de ce type de fibre est qu'il produit peu de dispersion, ce qui fait qu'une impulsion lumineuse polychromatique transmise dans la fibre n'est alors que très peu déformée.

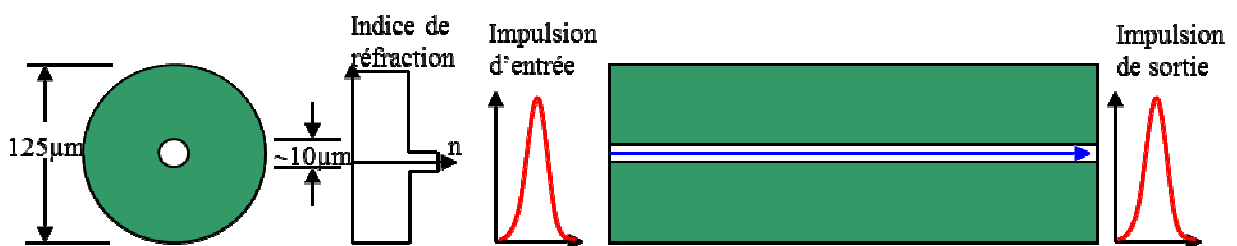


Figure 1.9 : Structure d'une fibre monomode.

Les résultats sont meilleurs, comme le montre la figure 1.9, mais compte tenu de la faible section de cette fibre, seule la lumière laser est ici exploitable.

L'inconvénient de ce type de fibres est qu'elles sont relativement coûteuses car elles nécessitent une puissance d'émission très élevée dû au petit diamètre du cœur.

Un nouveau type de fibres optiques, les fibres à cristaux photoniques, a également été mis au point ces dernières années. Ces fibres permettent d'obtenir des gains significatifs de performances dans le domaine du traitement optique de l'information par des techniques non linéaires, dont l'amplification optique ou bien encore dans la génération de super-continuum utilisables par exemple dans le diagnostic médical.

1.2.3.4 Les fibres micro-structurées

Il existe plusieurs appellations pour désigner cette famille de fibres optiques qui s'est imposée comme une technologie incontournable en photonique : Fibres micro-structurées, fibres à trous, fibres à cristaux photoniques ou fibres à bandes interdites photoniques.

L'idée de fibres à cristaux photoniques, PCF pour Photonic Crystal Fiber, remonte à 1991, mais la fabrication de la première PCF ne date que de 1995. Les problèmes liés à la fabrication de telles fibres furent résolus à l'Université de Bath par les fondateurs de l'entreprise Blaze Photonics [13].

Les fibres PCF sont très proches des fibres classiques au premier abord. Cependant, l'étude au microscope de la section d'une PCF permet d'observer une structure particulière. En effet, les fibres PCF sont construites à partir d'une structure hexagonale de petits cylindres d'air autour d'un cœur qui peut être en silice ou constitué d'air, suivant l'utilisation visée. La figure 1.10 présente un exemple de fibre micro-structurée.

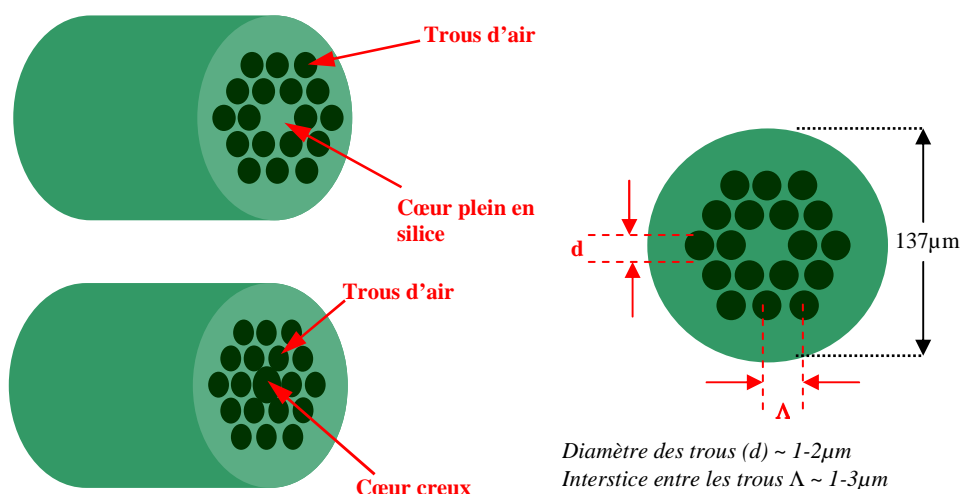


Figure 1.10 : Structure des fibres à cristaux photoniques.

L'originalité de ces guides d'ondes provient de leurs mécanismes de confinement de la lumière qui reposent sur la périodicité de leur structure d'indice. Cette dernière permet, dans certains cas, d'utiliser l'air pour propager la lumière dans un cœur de verre ou d'air.

Les fibres micro-structurées se divisent généralement en deux catégories principales : les fibres à guidage d'indice qui possèdent un cœur solide et les fibres photoniques à bande interdite qui ont des éléments micro-structurés périodiques et un cœur constitué d'un matériau à indice bas (par exemple un cœur creux). Une classification est présentée ci-après figure 1.11.

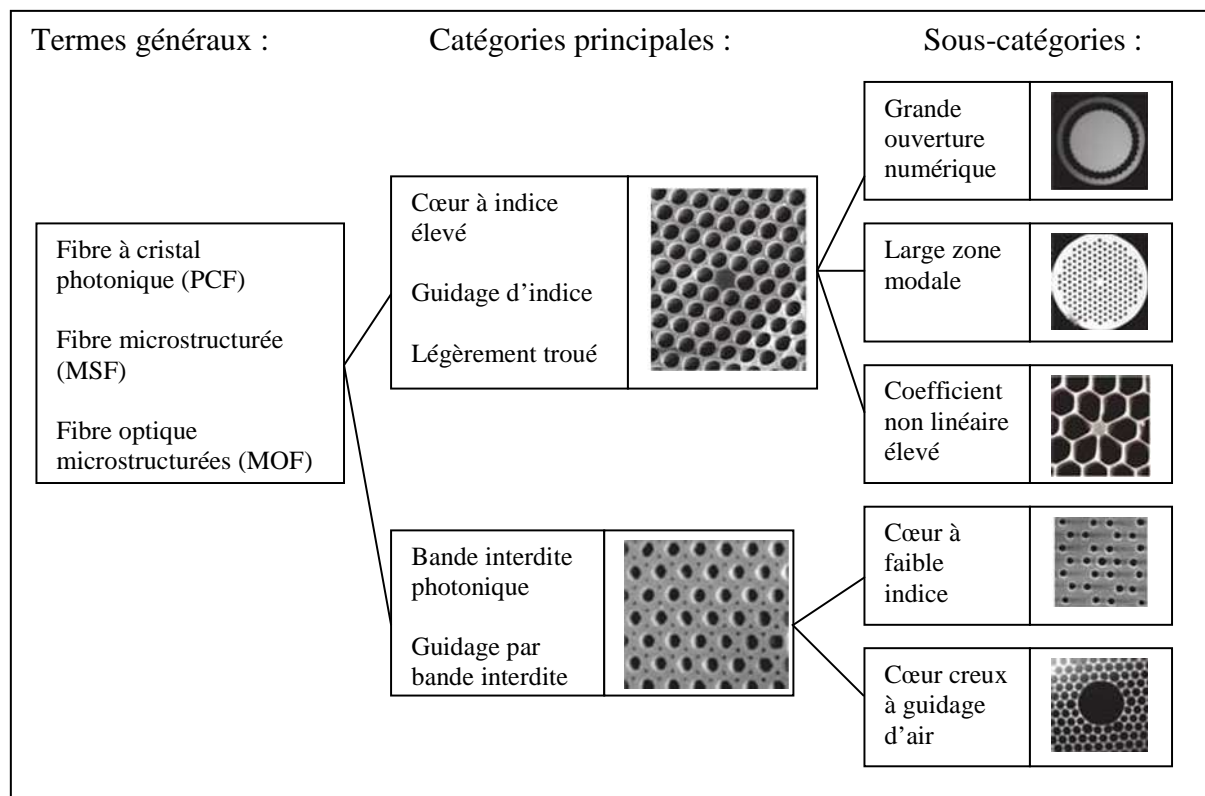


Figure 1.11 : Différentes catégories de fibres à cristaux photoniques.

1.2.3.4.1 Avantages et inconvénients des fibres à cristaux photoniques

Comme les fibres conventionnelles, les fibres à cristaux photoniques présentent plusieurs avantages parmi lesquels :

- La très faible sensibilité à la courbure y compris après enroulement sur des bobines de diamètre inférieur au centimètre.
- L'accès aisé pour le remplissage du cœur ou du gainage (gaz ou liquides).
- La réflexion de Fresnel réduite à partir de la surface de la fibre.

- La dynamique de valeurs de dispersion disponibles (fortement négative à fortement positive).
- Le seuil de puissance élevé pour les non-linéarités de fibre.
- La puissance crête élevée du mode de guidage avant dépassement du seuil de rupture des matériaux.

Les fibres à cristaux photoniques ont également des inconvénients et nous citons :

- Les difficultés de fabrication des cristaux photoniques 3D ; Ce qui explique le développement relativement limité de ces structures.

1.2.3.4.2 Fonctionnement de la fibre microstructurée

- Propagation de la lumière

Contrairement aux fibres classiques SMF et MMF pour lesquelles la lumière est piégée dans le cœur par réflexion interne totale, les fibres PCF piègent la lumière dans le cœur suivant deux mécanismes. Le premier mécanisme est une réflexion interne totale modifiée et le second repose sur l'effet de bande interdite photonique [13].

- Réflexion interne totale modifiée

Le premier mécanisme pour piéger la lumière dans le cœur exploite l'indice de réfraction effectif dans la gaine de la fibre plus faible que celui dans le cœur. On parle alors de réflexion interne totale modifiée puisqu'on peut observer une réflexion totale comme dans les fibres classiques.

De prime abord, la justification d'une réflexion totale n'est pas évidente. En effet, rien n'empêche la lumière de s'échapper entre les cylindres d'air dans la mesure où le verre de silice constituant la fibre est le même partout. En fait, cette réflexion est liée à la nature ondulatoire de la lumière.

D'un point de vue géométrique, le mode fondamental ne peut s'échapper. Pour ce qui est des autres modes du laser, ils peuvent s'insérer dans les intervalles entre les cylindres d'air. Il est à noter que plus le rapport du diamètre des trous sur l'espace entre les trous augmente, et plus il y aura de modes piégés dans le cœur de la fibre. Pour des trous suffisamment petits, une PCF peut être monomode pour toutes les longueurs d'onde. Pour ces raisons, ces fibres PCF sont appelées des fibres indéfiniment monomodes ou encore « endlessly single-mode fiber ».

- **Bande interdite photonique**

Le second mécanisme pour piéger la lumière repose sur la rétrodiffusion cohérente de la lumière dans le cœur. La lumière incidente à l'interface cœur-gaine est fortement diffusée par les trous d'air.

Pour certaines longueurs d'onde et certains angles d'incidence, ce phénomène de diffusion multiple peut engendrer des interférences constructives de tous les rayons revenant vers le cœur. Cet effet, basé sur le principe physique de bande interdite photonique, permet de fabriquer des fibres composées d'un noyau d'air et d'un matériau quelconque pour la gaine, ce qui est impossible conventionnellement puisqu'il n'existe aucun matériau ayant un indice de réfraction inférieur à celui du vide.

Les caractéristiques de la bande interdite photonique ne permettent qu'à certaines longueurs d'onde d'être transmises. Si on introduisait de la lumière polychromatique (lumière blanche par exemple) dans une telle fibre, seule une partie du spectre serait transmis. On observerait en sortie une lumière colorée correspondant aux seules longueurs d'onde transmises.

- **Applications**

Les fibres à cristaux photoniques s'utilisent généralement dans les applications exigeant une utilisation monomode, un débit de l'ordre de 40 Gb/s à haute puissance (18 dBm) sans apparition d'effets non linéaires.

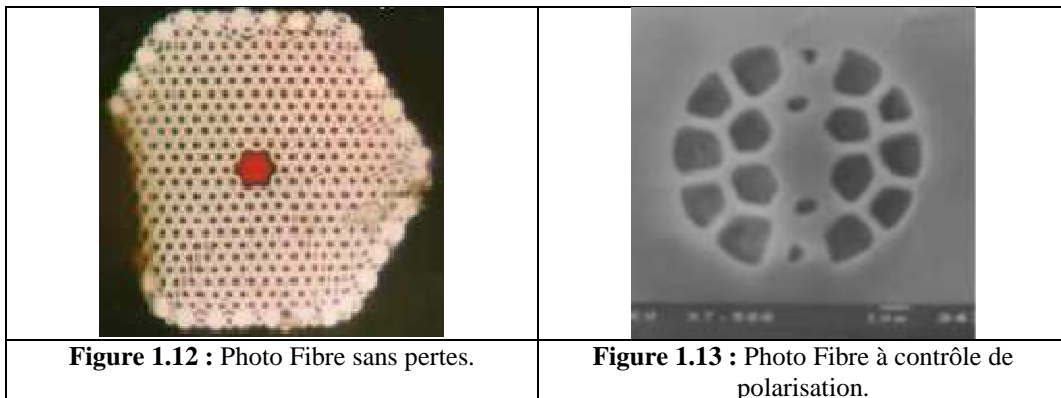
Limitation des effets non-linéaires : Des fibres indéfiniment monomodes peuvent être fabriquées avec un cœur très grand. L'aire du noyau pour une fibre monomode classique est limitée par la faiblesse et la précision de la différence des indices de réfraction du cœur et de la gaine. Pour les fibres PCF à cœur solide, le diamètre du cœur est uniquement limité par le rapport du diamètre des trous d'air à la distance entre les trous d'air.

Fibres virtuellement sans pertes : Afin d'éviter les effets non-linéaires du verre qui causent des interférences entre les différents canaux, augmentent les rapports d'erreur et réduisent les taux de transfert susceptibles d'être supportés sans corruption des données, les systèmes de télécommunication ne peuvent pas dépasser une certaine puissance. Ces effets augmentent également avec le nombre de canaux et leur densité.

Dans le cas de fibres à cœur d'air, l'absence de matériau solide permet de supprimer complètement les atténuations et d'augmenter les puissances pour lesquelles les effets non-

linéaires apparaissent. Typiquement, les puissances susceptibles d'être transmises par de telles fibres sont bien plus importantes que pour des fibres classiques (13 dBm).

Cette possibilité de transmission sans effets non-linéaires permettrait une transmission sur une longue distance sans amplificateur et sans répéteur et permettrait d'obtenir une meilleure fiabilité (exemple : pour $L=50$ km, $L_{eff}=18$ km ; L_{eff} étant la longueur équivalente d'une fibre sans absorption, qui produirait les mêmes effets non linéaires). De plus, avec cette absence d'effets non-linéaires, nous pouvons envisager de fabriquer des fibres avec un coefficient de pertes linéiques inférieur à ceux des fibres classiques qui sont limitées par la diffusion Rayleigh (figure 1.12).



Contrôle de polarisation : Selon la taille des trous et leur organisation autour du cœur, la lumière peut se propager à des vitesses différentes suivant son état de polarisation [14]. Le niveau de biréfringence atteint dans les PCF a déjà dépassé ceux obtenus dans les fibres classiques. De telles fibres permettent de maintenir l'état de polarisation de la lumière propagée sur de longues distances (figure 1.13).

Après avoir rappelé comment la fibre optique peut transmettre une information, nous étudions maintenant son utilisation et ses avantages par rapport aux autres techniques.

1.2.4 Comparaison des performances de la fibre optique et de la ligne cuivre

Nous présentons dans le tableau 1.3 suivant, une comparaison des performances de liaisons par fibre optique par rapport à celles de liaisons cuivre.

Fibre optique	Fil de cuivre
matériau diélectrique	matériau conducteur électrique
sensibilité nulle aux interférences électromagnétiques	sensibilité aux interférences électromagnétiques
faible atténuation du signal : 0,2 dB/km	atténuation du signal : 20 dB/km et plus
grande séparation entre les répéteurs pour les longues distances : 100 km	répéteurs rapprochés : 1 km
réseau flexible et s'adaptant facilement aux nouvelles technologies	réseau rapidement désuet
grande durabilité : plus de 20 ans	dégradation rapide par la corrosion
entretien facile et presque nul	nécessite beaucoup d'entretien
grande largeur de bande : grande quantité d'information transportée simultanément	largeur de bande limitée : la quantité d'information transmise est très limitée
faible poids et très petite taille	poids considérable et taille encombrante
faible coût	onéreux

Tableau 1.3 : Comparaison des performances des fibres optiques et des lignes cuivre.

Entourée d'une gaine protectrice, la fibre optique peut être utilisée pour conduire de la lumière entre deux lieux distants de plusieurs centaines, voire milliers, de kilomètres.

En permettant les communications à très longue distance et à des débits très importants, les fibres optiques ont constitué l'un des éléments clef de la révolution des télécommunications optiques.

Pour des raisons de coût, de complexité de réalisation et d'installation, la fibre à gradient d'indice est beaucoup plus utilisée que la fibre à saut d'indice et la fibre microstructurée.

1.2.5 Quelques applications de la fibre optique

En télécommunications, la fibre optique est utilisée pour la transmission d'information, que ce soit des conversations téléphoniques, des images ou des données. Avant l'apparition de la fibre optique, tous les réseaux de communication étaient câblés avec des liaisons cuivre ou des câbles coaxiaux. Aujourd'hui, de plus en plus d'entreprises se tournent vers la fibre optique, qui présente de nombreux avantages par rapport au cuivre. Aujourd'hui, elle le remplace dans des milliers de réseaux à travers le monde.

De nos jours, les stations de travail sont connectées entre elles à l'aide de réseaux utilisant la fibre optique car son utilisation permet d'avoir des débits d'information plus rapides et une plus grande sûreté lors des transmissions.

En téléphonie, les câbles coaxiaux sont remplacés peu à peu par des fibres optiques. En effet, elle est plus économique sur longues et courtes distances et le nombre de composants nécessaires est moins important.

Son utilisation est particulièrement intéressante pour les applications militaires car elle leur apporte certains avantages : faible poids, taille de la fibre et insensibilité au brouillage et à la détection.

La fibre optique sert également pour examiner des petits objets d'habitude inaccessibles. Au niveau médical pour les endoscopies, pour la recherche sur le cerveau et le cœur en utilisant des filaments de fibres sans revêtement, l'image est alors visualisée sur un écran de télévision.

Après avoir présenté dans la première partie les caractéristiques physiques des différents types de fibres optiques utilisés pour diverses applications, nous allons dans la deuxième partie exploiter ces propriétés intrinsèques notamment la bande passante et le débit, pour le développement des services multiutilisateurs. Pour ce faire, il convient de développer des techniques de multiplexage aptes à mettre en œuvre l'accès multiple et la gestion multiutilisateurs.

1.3 Les techniques de multiplexage

La bande passante des fibres optiques permet théoriquement l'établissement de systèmes de transmission à des débits très élevés. Cependant, le traitement électronique des données, à l'émission et à la réception, impose des limitations en termes de débit, dues aux composants électroniques dont la bande passante reste bien en deçà de celle accessible par l'optique.

L'augmentation du nombre d'utilisateurs et de la quantité d'informations échangées dans les réseaux de communication a poussé au développement de solutions pour augmenter la capacité des réseaux, et profiter de l'avantage en bande qu'offre la fibre optique.

Des techniques de multiplexage ont ainsi été développées, chacune permettant de transmettre N signaux de débit D sur le même canal, ce qui équivaut à la transmission d'un signal global de débit $N \times D$.

Ces techniques de multiplexage doivent néanmoins respecter la condition nécessaire de pouvoir restituer les données propres à chaque utilisateur après leur transmission sans créer d'interférences entre les données des différents utilisateurs. Pour cela, le signal physique représentant les données de chaque utilisateur se distingue des autres signaux par sa bande spectrale, sa propre fenêtre temporelle ou encore son propre code. Ceci permet alors de les séparer finalement avec des techniques de démultiplexage appropriées.

Les recherches menées depuis plusieurs années permettent de distinguer plusieurs systèmes d'accès multiples : TDMA, FDMA, CDMA.

1.3.1 Domaine radio-fréquence

1.3.1.1 La technique FDMA : Frequency Division Multiple Access

La technique FDMA est la plus ancienne et était la seule employée lorsque le téléphone était purement analogique. Cette méthode consiste à allouer une bande de fréquences à chaque utilisateur comme montré sur la figure 1.14. L'ensemble est juxtaposé et transmis sur un même canal de transmission [15].

A la réception, un filtre sélectif accordé sur la bande de fréquences de l'utilisateur désiré permet de récupérer les données.

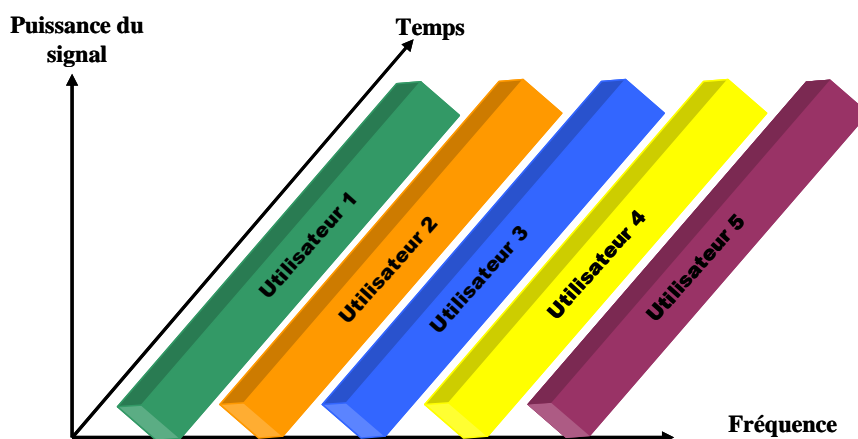


Figure 1.14 : Illustration de la technique FDMA

1.3.1.2 La technique TDMA : Time Division Multiple Access

Cette technique est basée sur la répartition des ressources en temps. Les utilisateurs partagent la même bande passante et émettent les données dans les différents intervalles de temps ou « time slot » qui leur sont alloués (figure 1.15). Le récepteur effectue l'opération de démultiplexage pour récupérer les données. Une synchronisation temporelle est nécessaire pour ce type de multiplexage.

La TDMA permet de regrouper plusieurs canaux de communication à bas débit en un seul canal à un débit N fois plus élevé, N étant le nombre d'utilisateurs dans le système.

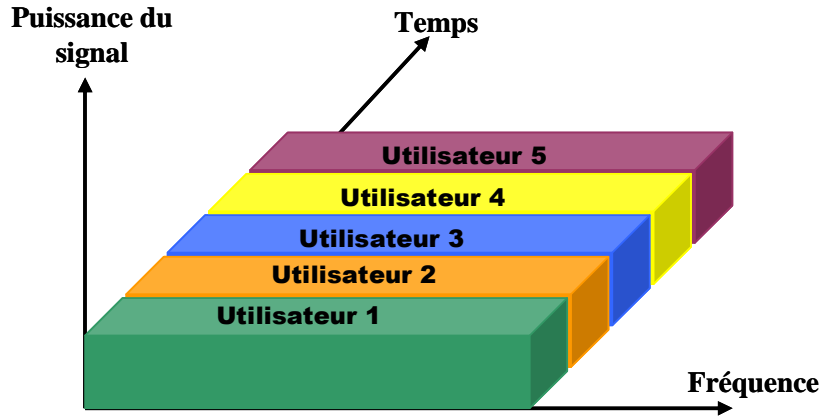


Figure 1.15 : Illustration de la technique TDMA.

1.3.1.3 La technique CDMA : Code Division Multiple Access

Cette technique permet la transmission des données des utilisateurs sur la même bande de fréquence et en même temps. Tous les utilisateurs ou messages ont accès simultanément à la totalité de la bande. Ils sont distingués à la réception grâce à des codes distincts associés à chacun d'entre eux (figure 1.16).

Cette technique permet de multiplexer des informations sur un seul support de communication de manière synchrone ou asynchrone.

Le débit après codage est celui des données utilisateur divisé par la longueur de la séquence de code. Le multiplexage par répartition de code CDMA permet d'étaler de manière spectrale le signal transmis sur une bande N fois plus large que celle du signal initial, N étant la longueur de la séquence de code. Cependant, tous les utilisateurs exploitent la même bande spectrale, mais leurs données transmises se distinguent par le code propre à chaque utilisateur. Ceci permet d'éviter les interférences d'accès multiples, à condition que les codes utilisés soient orthogonaux.

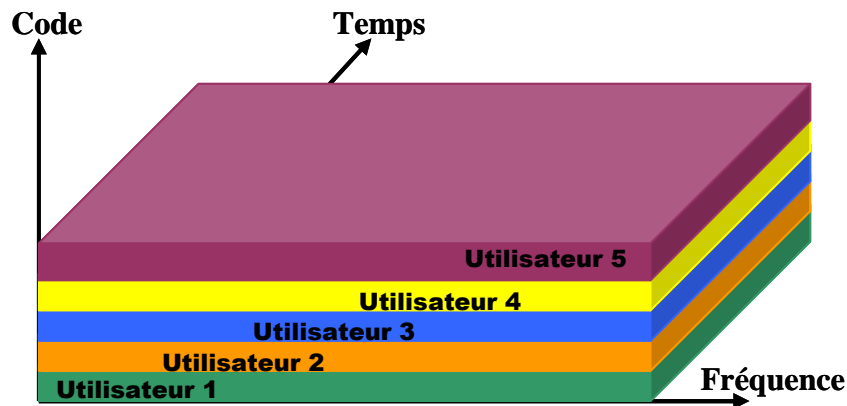


Figure 1.16 : Illustration de la technique CDMA.

1.3.2 Domaine optique

La fibre optique offre une largeur de bande importante pour effectuer les opérations d'accès multiples, permettant à plusieurs utilisateurs de communiquer simultanément.

Les techniques de multiplexage appliquées aux systèmes optiques sont : la WDMA, l'OTDMA et l'OCDMA.

1.3.2.1 La technique WDMA : Wavelength Division Multiple Access

Développés dans les années 1980, les systèmes de multiplexage en longueurs d'onde, WDMA constituent en optique, l'équivalent des systèmes de multiplexage par répartition de fréquence ou FDMA dans le domaine des radiofréquences.

Dans cette technique WDMA, le multiplexage se fait en longueurs d'ondes, chaque utilisateur émet sur une longueur d'onde différente. La technique WDMA permet l'utilisation optimale de la bande passante optique (~25 THz).

A chaque utilisateur, une longueur d'onde spécifique, qui distingue les données le concernant est attribuée. La figure 1.17 présente le système d'émission - réception de la technique WDMA.

Les données émises par les sources optiques sont appliquées à l'entrée de modulateurs optiques émettant à des longueurs d'ondes différentes. Les signaux en sortie des modulateurs sont multiplexés et transmis simultanément sur la même fibre optique comme illustré figure 1.17. Le débit total de la fibre optique est la somme des débits de tous les utilisateurs.

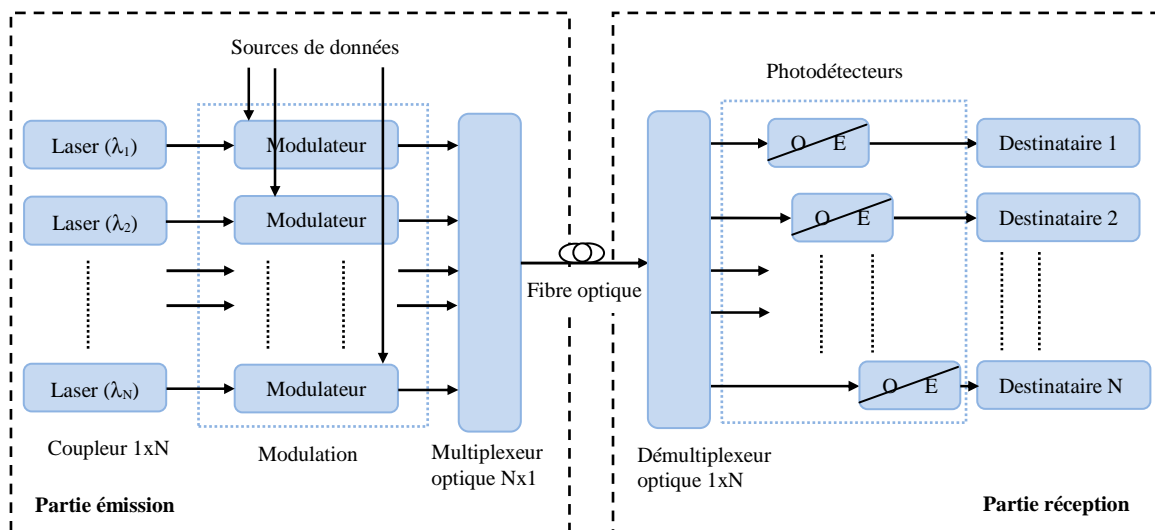


Figure 1.17 : Système d'émission optique et de réception de la technique WDMA.

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. Pour cela il est nécessaire de disposer d'un filtre optique adapté tel que présenté sur la figure 1.18 ci-dessous. La conversion optique-électrique est assurée par une photodiode.

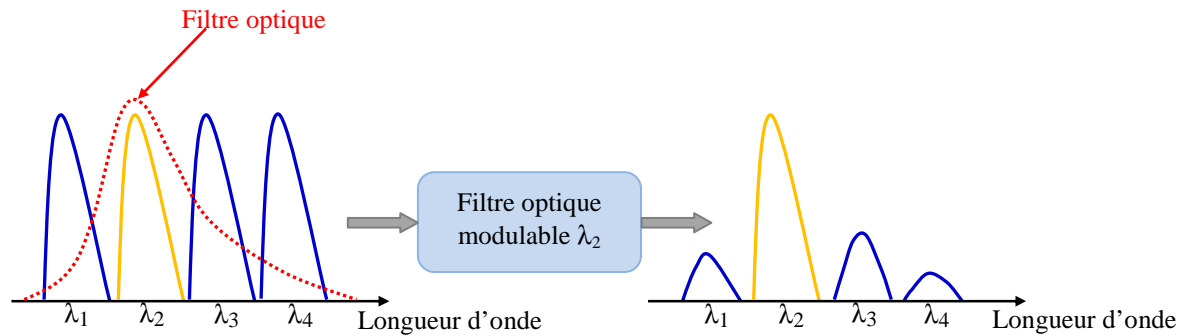


Figure 1.18 : Exemple de filtre optique utilisé dans la technique WDMA.

Cette technique exclut les fibres MMF multimodes du fait de sa complexité à gérer plusieurs longueurs d'onde à la fois, ce qui rendrait son coût très élevé.

Beaucoup de techniques d'extraction de longueur d'onde ont été développées dans ce sens. Nous citons principalement :

- les réseaux de coupleur 3 dB associés à des filtres Fabry-Perrot,
- les réseaux de Bragg sur fibres et des circulateurs montés en cascade [16],
- les Phasars (Phased-Array demultiplexer) [17-18].

L'International Telecommunication Union, ITU [19] a défini une grille pour les longueurs d'ondes utilisées dans la fenêtre allant de 1530 nm à 1565 nm.

Dans cette fenêtre, les systèmes comportent aujourd'hui 8, 16, 32, 80 voire 150 canaux optiques, ce qui permet d'atteindre un débit respectivement de 20, 40, 80, 200 voire 400 Gb/s en prenant un débit nominal de 2.5 Gb/s avec des espacements respectifs entre canaux de 3,2 ; 1,6 ; 0,8 ; 0,4 voire 0,25 nm.

Cette technique est utilisée dans les réseaux étendus (WAN) et les réseaux métropolitains locaux (MAN).

Elle pose les problèmes de transmission de données correctes sur de longues distances et de la difficulté à générer les porteuses optiques adéquates.

1.3.2.2 La technique TDMA optique

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

- Soit de manière électro-optique ETDMA pour Electrical Time Division Multiplexing Access (accès multiple par division de temps en radiofréquence), qui suppose que le multiplexage et le démultiplexage soient réalisés de manière électronique.

- Soit de manière tout optique OTDMA pour Optical Time Division Multiplexing Access (accès multiple par division de temps en optique), qui suppose que le multiplexage et le démultiplexage soient réalisés en optique.

- **La technique ETDMA : Electrical Time Division Multiplexing Access**

Les signaux provenant de chaque utilisateur du support optique sont multiplexés de manière électronique, le signal résultant sert à moduler une source laser (figure 1.19).

La fréquence maximum du signal résultant, généré de manière électronique, sera donc limitée par les possibilités de l'électronique (quelques dizaines de gigahertz). En fonction du nombre de canaux, la fréquence autorisée pour chaque canal sera d'autant plus réduite.

Cette technique est limitée par la difficulté de générer des impulsions très courtes, de les transmettre correctement et de récupérer le signal de synchronisation.

De ce fait l'implémentation pose un problème de synchronisation : les canaux devront être pilotés par une horloge commune ou utiliser des systèmes complexes de synchronisation.

De plus, il faut prendre en compte la latence nécessaire à l'attribution des slots par le nœud central du réseau, prévoir des marges de sécurité, des dispositifs compensateurs pour éviter que les signaux ne se chevauchent, ce qui pénalise encore les performances globales.

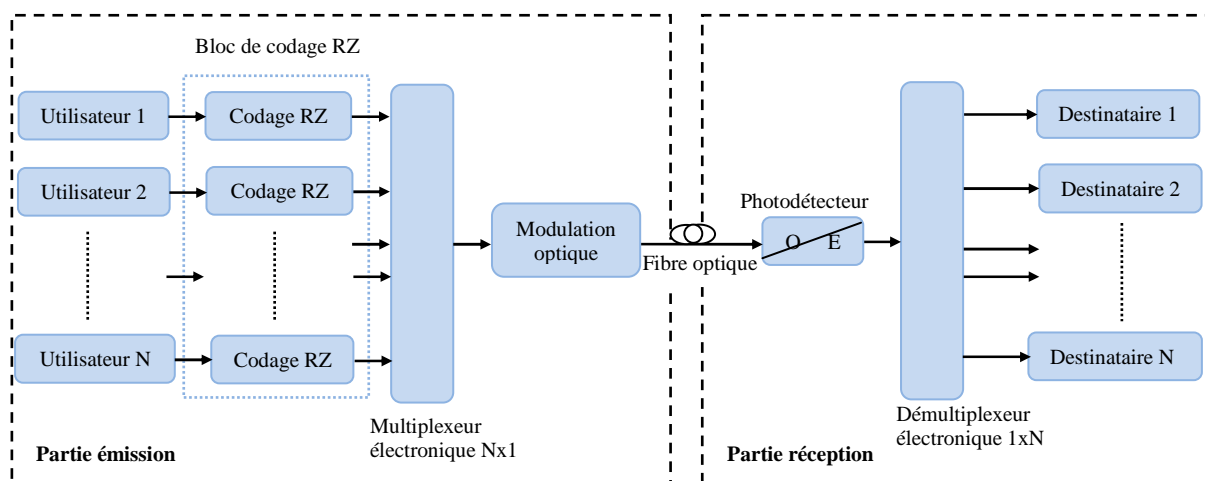


Figure 1.19 : Système d'émission et de réception de la technique ETDMA.

A la réception, un photodétecteur convertit le signal optique en signal électronique.

Un dispositif électronique de démultiplexage synchronisé permet de restituer les données aux destinataires.

- **La technique OTDMA : Optical Time Division Multiplexing Access**

À la base, la technique de multiplexage temporel a été utilisée pour les systèmes électriques. Mais le domaine électrique atteignait rapidement ses limites dès que l'on s'approchait de débits de l'ordre de 10 Gb/s à cause des composants électroniques.

L'OTDMA, développée principalement au début des années 1990, a permis de dépasser cette limitation et d'atteindre des débits avoisinant le Tb/s [16].

A l'émission (figure 1.20), le système de transmission en OTDMA est constitué des éléments suivants :

- 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 des utilisateurs. Pour un système de N utilisateurs, T_c et T_b sont alors liés par la relation : $T_b = N * T_c$

- un système de multiplexage qui code les données des utilisateurs du domaine électrique au domaine optique avant de les multiplexer.

Dans cette technique les trains d'impulsions sont multiplexés en temps et de manière purement optique.

Le débit des données vaut $D = 1/T_b$, on aura donc un débit sur fibre optique pour N utilisateurs de $D_T = N * D$ bits/s.

Par exemple pour un système de 4 utilisateurs, nous pouvons obtenir à l'entrée de la fibre un débit de 40 Mbits/s. La source laser doit émettre des impulsions ultracourtes de largeur : $T_c = 1/(40000000) = 25$ ns.

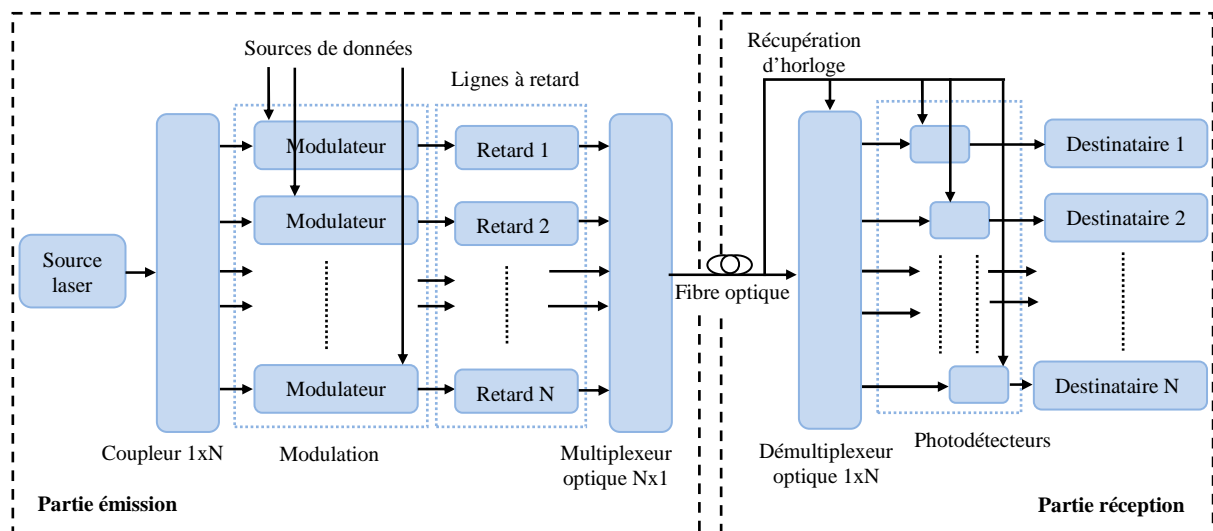


Figure 1.20 : Système d'émission et de réception de la technique OTDMA.

A la réception nous avons un système de démultiplexage qui permet de récupérer les données propres à chaque utilisateur, avant qu'elles ne soient converties à nouveau dans le domaine électrique, en isolant les impulsions optiques représentant les données de chaque utilisateur.

Pour récupérer par démultiplexage temporel les informations d'un utilisateur, le système nécessite un signal de synchronisation au rythme des données émises.

Comme le montrent les figures 1.19 et 1.20, la seule différence entre la technique ETDMA et la technique tout optique OTDMA réside dans le fait que le codage et la détection ETDMA ont lieu dans le domaine radio, ce qui induit une diminution du débit en réception.

Ces deux techniques sont utilisées dans les réseaux métropolitains (MAN) et dans les réseaux locaux (LAN). Les performances de l'OTDMA sont meilleures que celles de l'ETDMA, mais le coût de l'OTDMA est supérieur en raison de l'utilisation de composants optiques.

Dans l'ensemble ces techniques rendent l'émetteur et le récepteur complexes, car elles nécessitent une synchronisation parfaite afin de récupérer les informations de l'utilisateur.

1.3.2.3 La technique OCDMA

Utilisée initialement dans le domaine de la radiofréquence, l'adaptation du CDMA à l'optique, appelé Optical Code Division Multiplexing Access, OCDMA, a été étudiée à partir de 1986.

Les signaux sont traités de deux façons : soit de manière cohérente ou incohérente.

Dans l'approche cohérente, l'amplitude et la phase du signal sont prises en compte, et la nécessité de disposer d'un oscillateur local synchronisé à la fréquence optique la rend coûteuse et complexe.

Dans l'approche incohérente qui est préférée à la précédente en raison du coût, l'intensité lumineuse est la caractéristique du signal optique. Les codes seront donc unipolaires et quasi-orthogonaux.

Dans la technique CDMA, l'orthogonalité des codes est la propriété importante pour minimiser les interférences d'accès multiples. Ces dernières augmentent avec le nombre d'utilisateurs. Elles constituent donc l'une des principales limites des performances d'un système OCDMA. Les autres limitations à la mise en œuvre du CDMA optique sont liées au canal optique : dispersion chromatique de la fibre, non linéarités, bruit etc.

Le principe du CDMA optique présenté sur la figure 1.21 est similaire à celui du CDMA radiofréquence.

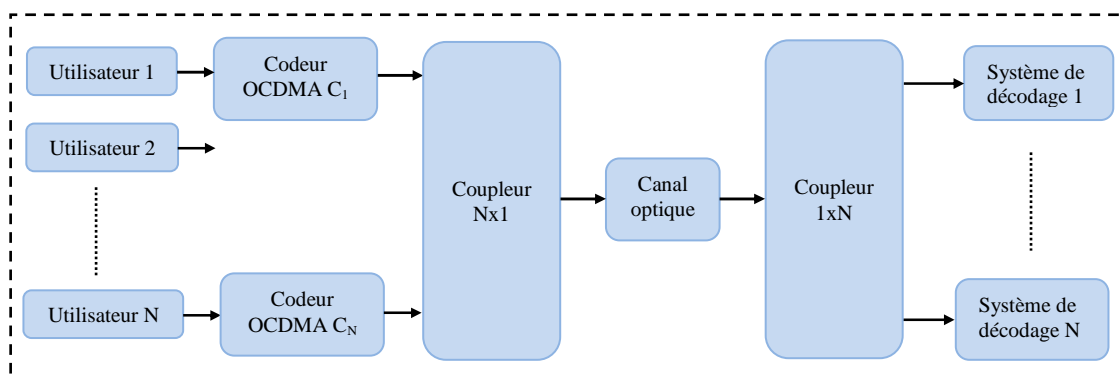


Figure 1.21 : Système d'émission et de réception de la technique OCDMA.

Les données d'un utilisateur i sont codées avec le code C_i avant d'être combinées dans un coupleur $N \times 1$, N étant le nombre d'utilisateurs. Après transmission, un second coupleur $1 \times N$ permet de distribuer le signal optique sur N voies, associées chacune à un système de décodage. Chaque système de décodage possède le code C_i lui permettant d'extraire les données de l'utilisateur i avant conversion dans le domaine électrique.

Dans le domaine optique, la principale méthode de codage des données consiste à utiliser un ensemble de lignes à retard [20]. Le décodage optique utilise un système de lignes à retard dans l'ordre inversé de celui utilisé pour le codage.

L'intensité lumineuse ne peut avoir que des valeurs positives ou nulles. L'une des principales limitations de la technique OCDMA est l'impossibilité d'utiliser des codes bipolaires, contrairement au domaine de la radiofréquence. Ainsi, le nombre de codes orthogonaux est très réduit dans une famille de codes dont la longueur est inférieure à 100 chips. Afin de résoudre ce problème, l'OCDMA cohérente a été développée [21]. Elle consiste à coder la phase de l'onde lumineuse, qui peut prendre des valeurs positives ou négatives, au lieu de l'amplitude du signal lumineux.

Cela permet de tirer profit de tous les codes bipolaires, qui ont été développés pour la radiofréquence, et dont un bien plus grand nombre permet de constituer des familles de codes orthogonaux de même longueur.

On distingue deux techniques d'OCDMA distinctes : OCDMA spectral et OCDMA temporel. Elles peuvent également être hybridées en OCDMA hybride.

- **OCDMA spectral**

Dans ce type de codage, l'utilisateur émet un ensemble de longueurs d'ondes obtenues par exemple par une batterie de filtres placés en sortie d'une source optique large bande. En réception il faut disposer de filtres identiques, comme illustré figure 1.22.

En réalité chaque utilisateur émet une combinaison différente de composantes spectrales qui doit être orthogonale aux codes des autres usagers.

Les composantes spectrales peuvent être obtenues à l'aide de fibres à réseau de Bragg ou par des dispositifs appelés SLM pour Spatial Light Modulator.

Cette technique est limitée par des problèmes de dispersion et d'amplification lorsque le nombre de raies utilisables devient important, par le nombre de composantes spectrales pour satisfaire les contraintes sur la longueur du code et par le fait que le cahier des charges des filtres doit être strict en termes de stabilité et de finesse.

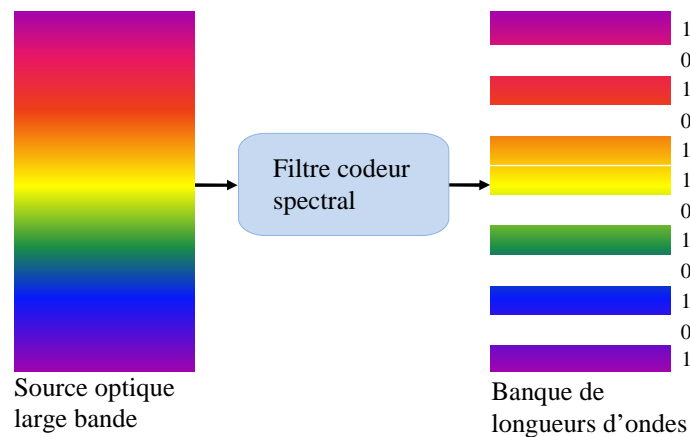


Figure 1.22 : Illustration de la technique de codage spectral OCDMA.

- **OCDMA temporel**

Le temps bit des données à transmettre est partagé en un certain nombre d'intervalles appelés « intervalles chips » par multiplication directe des données avec le code. On parle dans ce cas de CDMA à séquence directe (DS-CDMA) [22].

Si le codage a lieu dans le domaine électrique, les circuits nécessitent un débit au moins égal à la longueur du code multiplié par le débit des données.

Cette partie sera beaucoup plus développée à travers les codes optiques dans les paragraphes qui suivent.

La figure 1.23 suivante donne un exemple de codage de données pour un utilisateur.

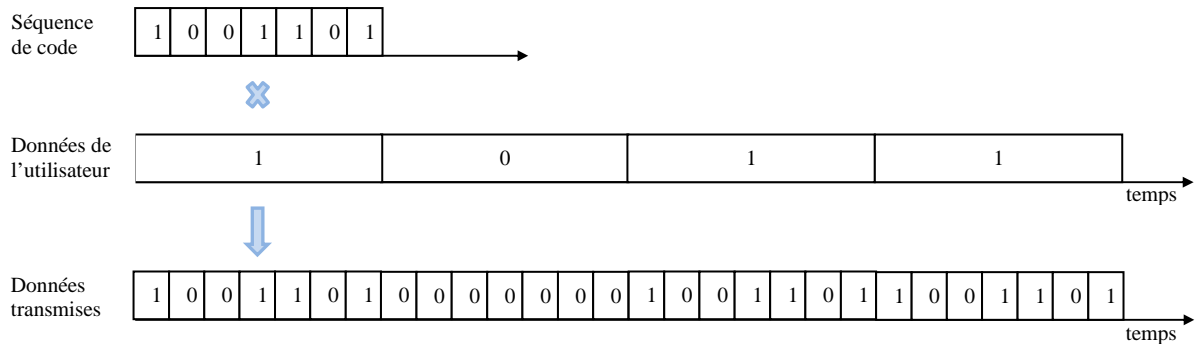


Figure 1.23 : Codage des données d'un utilisateur.

- **OCDMA hybride (WDMA+CDMA)**

La technique CDMA hybride est une technique qui consiste à associer la technique CDMA aux autres techniques de multiplexage. Dans ce cas, chaque code peut être réutilisable et émis simultanément à différentes longueurs d'ondes.

Cependant la contrainte sur la longueur des codes diminue puisqu'on diminue le nombre d'utilisateurs simultanés à chaque longueur d'onde.

Les techniques de multiplexage les plus couramment utilisées sont OTDMA et ETDMA en optique car la WDM est pratiquement inutilisable pour les fibres MMF. Cependant une nouvelle technique de multiplexage adaptée à la fibre optique a récemment fait son apparition, il s'agit de la technique MGDM pour Mode Group Diversity Multiplexing.

1.3.3 La technique MGDM - Mode Group Diversity Multiplexing

La MGDM est une nouvelle technique de multiplexage utilisée pour la transmission optique [23]. Elle est basée sur la transmission et la réception spatiale de données. Elle consiste à envoyer par paquets les informations aux différents utilisateurs. C'est une technique optique qui vise à créer des chaînes de communication indépendantes sur une fibre multimode utilisant les sous-ensembles de modes s'y propageant.

La MGDM peut offrir la même fonctionnalité que le multiplexage par longueur d'ondes à moindre coût. Elle fournit une nouvelle dimension supplémentaire pour le multiplexage optique. La figure 1.24 suivante montre un exemple de chaîne de transmission optique et une technique d'implémentation de la MGDM.

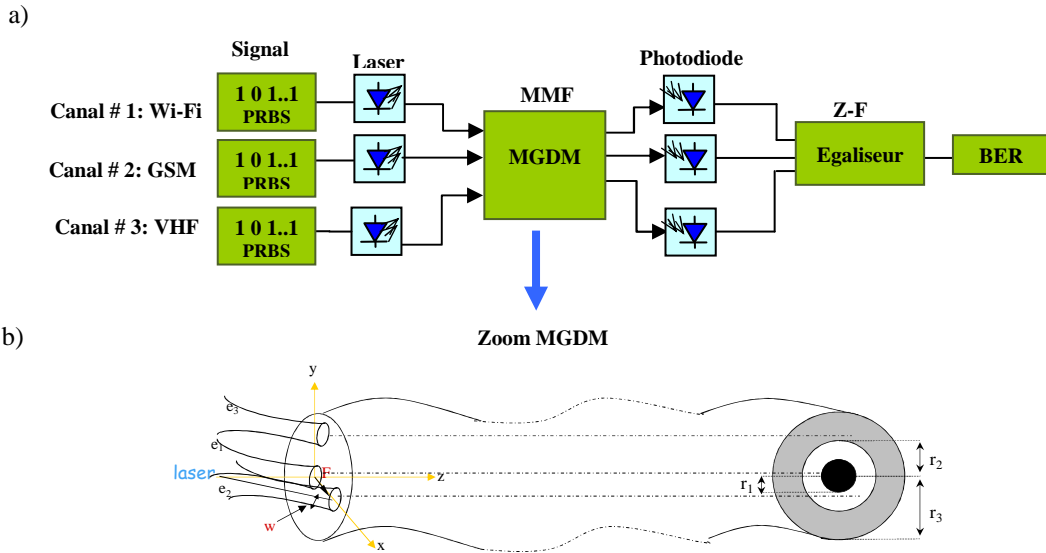


Figure 1.24 : a) Schéma d'une chaîne de transmission optique. b) Technique d'implémentation de MGDM.

1.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents types de fibres optiques avec leurs fonctionnements, leurs caractéristiques, leurs avantages ainsi que leurs applications.

Nous avons également présenté l'évolution des systèmes de transmission, les besoins qui ont mené à l'apparition des systèmes de transmission optiques, ainsi que les avantages apportés par ces derniers.

Nous avons également décrit différentes techniques de multiplexage utilisées dans le domaine des radiofréquences : multiplexage en fréquence « FDMA », en temps « TDMA » ou par code « CDMA ». Ces techniques sont utilisées dans le domaine optique pour le partage de la bande optique, on parle alors de partage en longueur d'onde « WDM », en temps « OTDM » et « ETDM » et par codes optiques « OCDMA ».

Après avoir étudié le support de transmission de notre système c'est à dire la fibre optique, nous détaillons dans le chapitre suivant deux parties très importantes dans chaîne de transmission optique à savoir l'émission et la réception.

A l'émission, la génération d'un certain nombre de codes optiques est nécessaire afin de gérer au mieux les techniques de multiplexage notamment dans le cas OCDMA. D'où l'étude et la génération des codes optiques orthogonaux dans le chapitre suivant.

A la réception, le récepteur estime la donnée émise par l'utilisateur désiré à partir du signal reçu à la sortie de la fibre optique. De ce fait, nous étudions par la suite, deux grandes familles de récepteurs, à savoir le récepteur mono-utilisateur et le récepteur multi-utilisateurs.

Chapitre 2 : Les récepteurs à annulation d'interférences

2.1 Introduction

L'émission et la réception sont des parties très importantes dans la chaîne de transmission optique. Le but de la réception est de recevoir le signal transmis dans la fibre optique et d'estimer la donnée émise par l'utilisateur désiré, à partir de ce signal reçu. Cependant il existe des erreurs de détection dues entre autres à la présence d'interférences d'accès multiples IAM et à celle de bruits qui proviennent des composants électroniques et optoélectroniques.

Les récepteurs pour le CDMA optique se divisent en deux grandes parties : les récepteurs mono-utilisateur, où seules les données émises par l'utilisateur désiré sont détectées, et les récepteurs multi-utilisateurs, où les données émises par plusieurs utilisateurs sont détectées avant que les données de l'utilisateur désiré ne soient estimées.

Dans ce chapitre, nous commençons par générer les codes optiques orthogonaux à une dimension 1D et deux dimensions 2D qui sont nécessaires aux applications de la fibre optique et qui constituent l'un des objectifs de ce travail de thèse.

Nous présentons, la détection mono-utilisateur avec l'étude du récepteur conventionnel par corrélation CCR avec et sans limiteur optique, et la détection multi-utilisateurs avec l'étude des récepteurs à annulation d'interférences série SIC et parallèle PIC.

Nous étudions par la suite, les performances pouvant être obtenues avec ces récepteurs en utilisant la transmission des codes optiques orthogonaux à une dimension (1D) et à deux dimensions (2D) développés dans ce chapitre.

2.2 Partie émission : Les codes optiques orthogonaux

Il existe plusieurs codes optiques orthogonaux répartis en deux principaux groupes : Les codes bipolaires associant des états « 1 » et des « -1 » et les codes unipolaires c'est-à-dire ceux comportant uniquement des « 0 » et des « 1 » qui sont le plus souvent utilisés pour la détection.

2.2.1 Les codes optiques à une dimension 1D

Nous développons deux grandes familles de codes 1D : les codes OOC pour Optical Orthogonal Code et les codes PC pour Prime Code.

2.2.1.1 Les codes OOC–Optical Orthogonal Code

Les codes optiques orthogonaux OOC (Optical Orthogonal Codes) [24–28], ont été développés en premier par Salehi en 1989 [24–26]. Ces codes sont généralement notés OOC (F, W, h_a, h_c) .

Le choix des paramètres d'un code OOC peut être arbitraire. Cependant dans une application CDMA on cherche à avoir le plus grand nombre possible d'utilisateurs actifs dans le réseau. Cela signifie qu'on cherche à obtenir le plus grand nombre de mots code dans une famille donnée respectant au mieux les contraintes d'auto et d'inter corrélation.

Les codes OOC sont composés de suites unipolaires $c = \{c_j\}$ caractérisées par quatre paramètres (F, W, h_a, h_c) où F , est la longueur de la séquence, W est le poids du code correspondant au nombre de chips à « 1 », h_a et h_c sont respectivement les contraintes d'autocorrélation (pour un décalage non nul) et d'intercorrélacion [29]. Cependant, pour des valeurs d'autocorrélation et d'intercorrélacion $h_a = h_c = h$, le nombre maximum de séquences de code N_{ooc} (nombre d'utilisateurs) doit satisfaire la relation suivante appelée borne de Johnson [30] :

$$N_{ooc} \leq \left\lfloor \frac{1}{W} \left\lfloor \frac{F-1}{W-1} \left\lfloor \frac{F-2}{W-2} \dots \left\lfloor \frac{F-h}{W-h} \right\rfloor \right\rfloor \right\rfloor \right\rfloor \quad (2.1)$$

Sachant que c'est la partie entière (par valeur inférieure) de N_{ooc} qui est retenue.

Dans le cas où les valeurs de corrélation sont minimales ($h_a = h_c = 1$), l'équation (5) se résume à :

$$N_{ooc} \leq \left\lfloor \frac{F-1}{W(W-1)} \right\rfloor \quad (2.2)$$

Il existe plusieurs méthodes de génération de codes 1D OOC. Deux de ces méthodes ont été étudiées : la méthode du "Greedy Algorithm" [31] et la méthode "BIBD" (Balanced Incomplete Block Design) [32].

- La méthode du Greedy Algorithm

Le principe du "Greedy Algorithm" peut se résumer en plusieurs étapes, allant de la création d'un ensemble d'éléments « candidats », la détermination du meilleur candidat à garder, à la détermination de manière itérative d'une valeur finale.

L'objectif de cette méthode est de déterminer les valeurs des intervalles entre 2 impulsions à 1 (appelé retards) issues des W éléments pour les N_{ooc} séquences, avec une longueur d'étalement minimale F permettant de respecter la contrainte $ha = hc = 1$ [29].

Les paramètres considérés sont : le nombre de séquences à générer (N_{ooc}) et le nombre d'éléments à placer dans chaque séquence (W).

La génération des codes est basée sur l'utilisation des séquences de code dont l'emplacement des chips est donné par la valeur des retards relatifs. Il a été montré dans [24] que pour obtenir une valeur d'intercorrélacion minimale entre deux séquences de code, il ne doit y avoir aucune valeur de retard commune à ces deux séquences.

Cet algorithme est intéressant dans la mesure où il est capable de générer des codes quels qu'en soit le poids et le nombre d'utilisateurs désirés. Par contre, lorsque le nombre d'utilisateurs est très important, il peut être long en temps d'exécution.

- La méthode BIBD- Balanced Incomplete Block Design

Cette méthode repose sur des équations mathématiques basées sur les propriétés liées aux racines primitives issues d'un corps de Galois. Elle permet de générer des séquences de codes 1D OOC ($F, W, ha = hc = 1$) lorsque la longueur d'étalement souhaitée est un nombre premier [32]. Elle permet d'obtenir N_{ooc} vecteurs position, à partir de la longueur de code F , et du poids W .

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

- Si W est pair, $W = 2m$

$$\begin{cases} p_{i,0} = 0 \\ p_{i,j+1} = \gamma^{mi+jk} \end{cases} \quad (2.3)$$

avec : $i \in [0, N_{ooc} - 1]$, $j \in [0, W - 2]$ et $k = WN_{ooc} = 2mN_{ooc}$

- Si W est impair, $W = 2m + 1$

$$\{p_{i,j} = \gamma^{mi+jk} \quad (2.4)$$

avec : $i \in [0, N_{ooc} - 1]$, $j \in [0, W - 1]$ et $k = (W - 1)N_{ooc} = 2mN_{ooc}$

Pour les codes OOC la position des chips à 1 est aléatoire d'où la nécessité lors de la construction de se baser sur un code déjà existant. Le tableau 2.1 suivant donne un exemple de code OOC (F, W, I, I), avec $N = 5$ utilisateurs, la longueur $F = 64$ et le poids $W = 4$.

OOO (64, 4, 1, 1)	Utilisateurs	Positions des chips à « 1 »			
		1 ^{er}	2 ^{ème}	3 ^{ème}	4 ^{ème}
	1 ^{er}	1	19	32	48
	2 ^{ème}	1	21	31	46
	3 ^{ème}	1	29	38	43
	4 ^{ème}	1	39	41	62
	5 ^{ème}	1	53	54	61

Tableau 2.1 : Exemple de code OOC (64, 4, 1, 1) généré sur MATLAB, avec $N = 5$ utilisateurs.

Dans la figure 2.1 suivante, nous présentons les positions des chips à « 1 » du code OOC (64, 4, 1, 1) en fonction de la longueur du code F et du nombre d'utilisateurs N .

Les traits verts représentent les positions des chips à « 1 », c'est-à-dire les bits à « 1 » et les parties bleues représentent les bits à « 0 » du code OOC (64, 4, 1, 1).

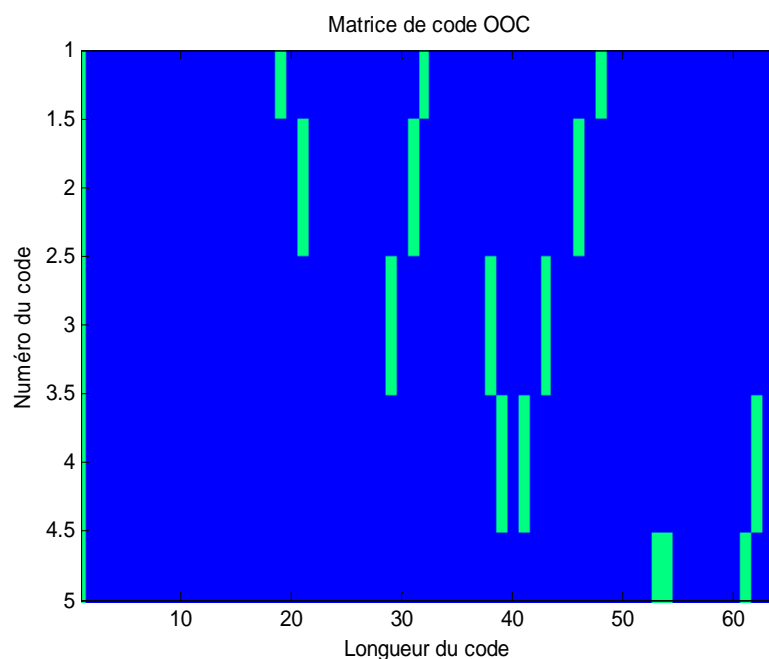


Figure 2.1 : Positions des chips à « 1 » du code OOC ($N=5, F=64, W=4$).

Par la suite, nous représentons respectivement en fonction de la séquence de code, les fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélacion du code OOC (64, 4, 1, 1).

Les figures 2.2 et 2.3, représentent respectivement l'évolution des fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélacion du code OOC (64, 4, 1, 1) en fonction de la séquence de code.

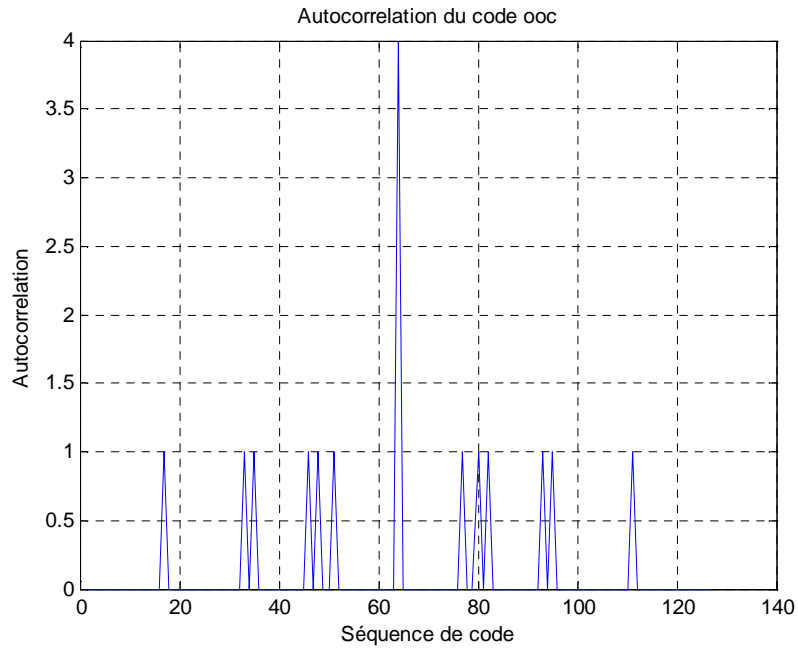


Figure 2.2 : Autocorrélation du code OOC (64, 4, 1, 1).

Nous obtenons un pic central égal au poids du code ($W=4$). Nous remarquons que ce pic est bien distinct des autres versions décalées qui se limitent à une amplitude égale à 1.

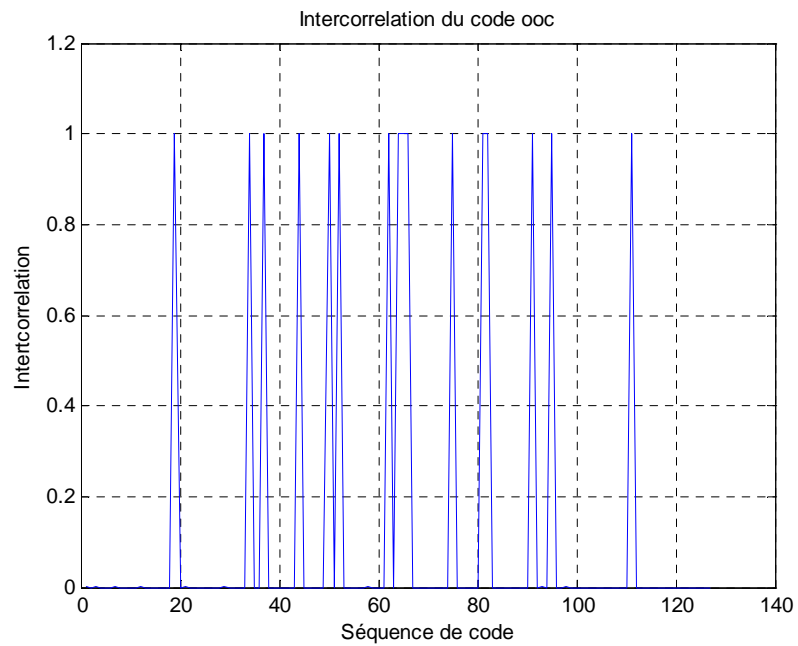


Figure 2.3 : Intercorrélation du code OOC (64, 4, 1, 1).

Nous remarquons que les valeurs de la fonction d'intercorrélacion sont comprises entre 0 et 1. Cela se justifie avec le choix de $h_c=1$.

2.2.1.2 Les codes PC–Prime Code

Les codes premiers PC (Prime Codes) [33–36] ont été conçus par Cooper et Nettleton en 1978 pour les communications cellulaires [33]. C’est en 1983, que Shaar et Davies ont pu les adapter aux systèmes de communications optiques [34].

Les codes PC sont définis par une seule grandeur, le poids p , qui doit obligatoirement être un nombre premier. Pour p fixé, la longueur d’étalement est égale à $F = p^2$, le poids est donné par $W = p$ et le nombre d’utilisateurs est $N_{PC} = p$. Les codes premiers sont généralement représentés sous la forme : PC (p^2, p).

Contrairement aux codes OOC, la génération des codes PC ou codes premiers, s’effectue très simplement à partir du corps de Galois $GF(p)$ d’un nombre premier p [35]. 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 :

$$S_i^p(j) = \{s_{i0}, s_{i1}, \dots, s_{i(p-1)}\} \quad (2.5)$$

$$\text{avec } i \text{ et } j \in GF(p), \quad GF(p) = \{0, 1, \dots, p-1\}, \quad s_{ij} = \{i \cdot j\}(\text{mod } p)$$

Pour construire un code PC, c’est la formule suivante qui est utilisée :

$$C_i^p(n) = \begin{cases} 1 & \text{si } n = S_i^p(j) + jp \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad i \text{ et } j \in GF(p) \quad (2.6)$$

Nous avons généré un exemple de code PC sur Matlab, nous obtenons pour chacun des 5 utilisateurs (tableau 2.2) un code de longueur $F = 25$, de poids $W = 5$ en respectant la loi de construction des codes décrite précédemment par les équations (2.5) et (2.6).

N	$F = p^2$	$W = p$	i	S_{ij}	Code premier PC (25, 5)
5	25	5	0	00000	10000 10000 10000 10000 10000
			1	01234	10000 01000 00100 00010 00001
			2	02413	10000 00100 00001 01000 00010
			3	03142	10000 00010 01000 00001 00100
			4	04321	10000 00001 00010 00100 01000

Tableau 2.2 : Exemple de code PC (25, 5), généré sur MATLAB, avec $N = 5$ utilisateurs.

Dans la figure 2.4 suivante, nous présentons les positions des chips à « 1 » du code PC en fonction de la longueur du code p^2 et du nombre d’utilisateurs p . Comme précédemment, les traits verts représentent les positions des chips « 1 », c’est-à-dire les bits à « 1 » du code PC.

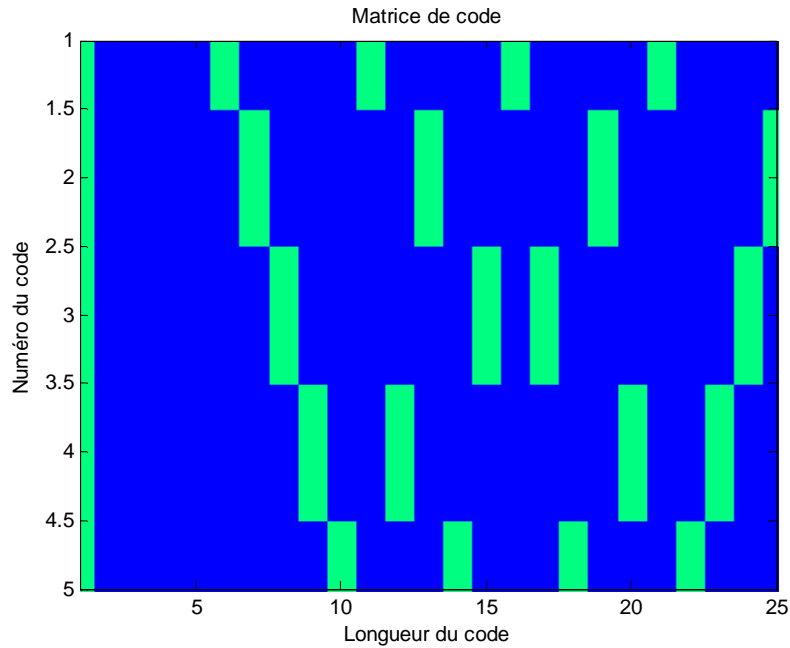


Figure 2.4 : Positions des chips à « 1 » du code PC ($F=25$, $N=5$, $p=5$).

La figure 2.5 suivante représente l'évolution de la fonction d'autocorrélation du code PC (p^2, p) en fonction de la séquence de code.

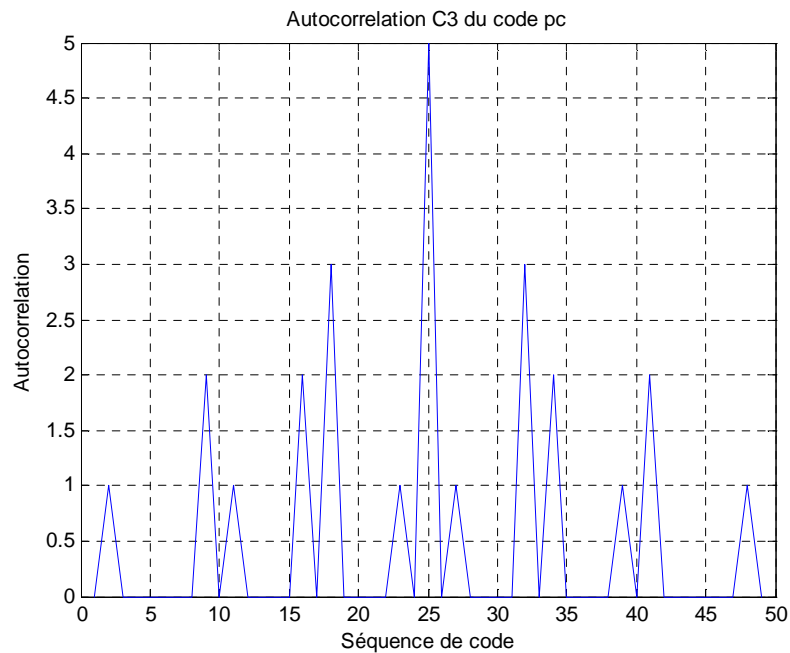


Figure 2.5 : Autocorrélation du code PC (p^2, p).

Nous remarquons que la fonction d'autocorrélation est bornée par p (le poids du code), qui rend difficile de dissocier un code de ses versions décalées, d'amplitudes variables de 1 à 3, donc assez proches du pic central d'amplitude p .

La figure 2.6 suivante représente l'évolution de la fonction d'intercorrélation du code PC (p^2, p) en fonction de la séquence de code.

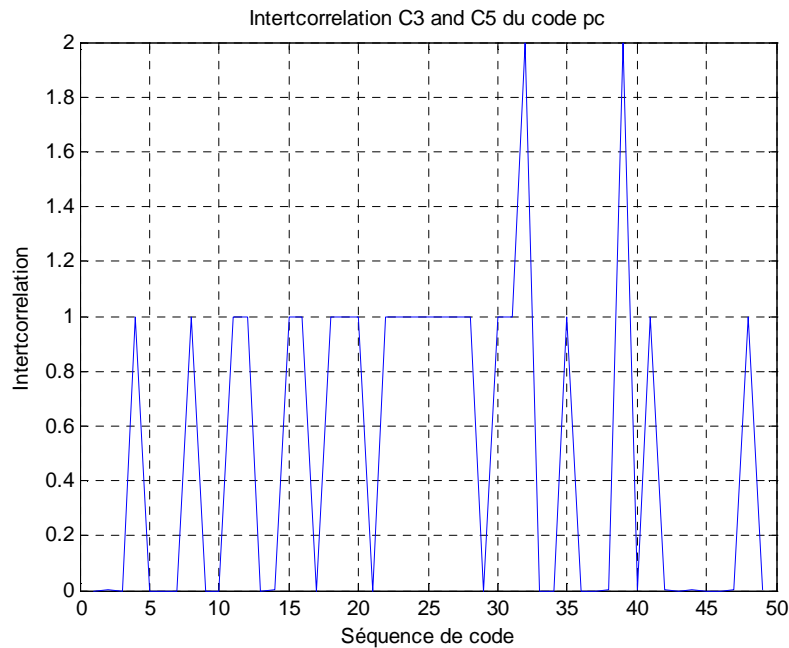


Figure 2.6 : Intercorrélation du code PC (p^2, p).

Les valeurs d'intercorrélation sont comprises entre 0 et 2. Ces résultats sont moins intéressants que ceux du code OOC qui sont comprises entre 0 et 1.

L'amplitude élevée des lobes secondaires des codes PC limite leur utilisation aux systèmes OCDMA asynchrones. Leur utilisation dans une configuration synchrone nécessiterait une récupération d'horloge afin d'éviter une détection erronée.

Pour réduire l'amplitude des lobes secondaires, nous faisons appel aux codes EPC qui sont dérivés du code PC.

- **Les codes EPC**—Extended Prime Code

Les codes premiers étendus ou EPC sont des codes dérivés des codes PC [37]. Ils sont construits à partir des séquences premières $S_i^p(j)$ utilisées précédemment avec les codes PC. La loi de construction du code se fait de manière à augmenter la longueur du code F sans pour autant changer son poids W . Elle est donnée par la formule suivante :

$$C_i^p(n) = \begin{cases} 1 & \text{si } n = S_i^p(j) + j(2p - 1) \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad j = \{0, 1, \dots, p - 1\} \quad (2.7)$$

avec $N = p$, $F = p(2p - 1)$, $W = p$

La génération du code EPC a été effectuée de la même manière que celle du code PC [37], en respectant les formules des équations (2.5) et (2.7) associées.

Dans le tableau 2.3, nous avons obtenu pour chacun des 5 utilisateurs un code de longueur $F = 45$ et de poids $W = 5$.

N	F	$W=p$	<i>Code premier étendu EPC (45, 5)</i>
5	45	5	10000 00001 00000 00010 00000 00100 00000 01000 00000
			10000 00000 10000 00000 10000 00000 10000 00000 10000
			10000 00000 01000 00000 00100 00010 00000 00001 00000
			10000 00000 00100 00001 00000 00000 01000 00010 00000
			10000 00000 00010 00000 01000 00001 00000 00100 00000

Tableau 2.3 : Exemple de code EPC (45, 5) généré sur MATLAB avec $N = 5$ utilisateurs.

Les traits verts sur la figure 2.7 donnent les positions des chips à « 1 » du code EPC (45, 5), et les parties bleues représentent les positions des chips à « 0 ».

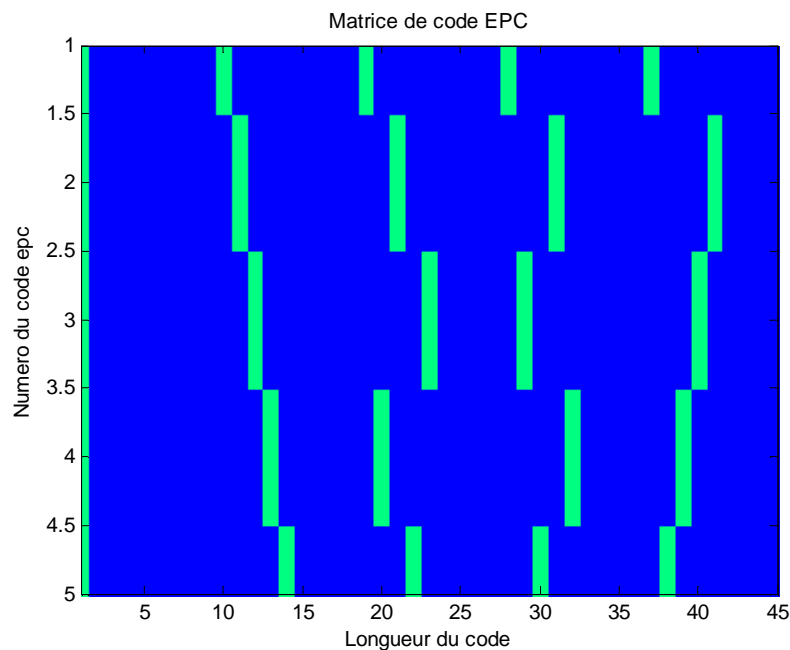


Figure 2.7 : Positions des chips à « 1 » du code EPC ($F = 45$, $N = 5$, $p = 5$).

La figure 2.8 suivante représente l'évolution de la fonction d'autocorrélation du code EPC (45, 5) en fonction de la séquence de code.

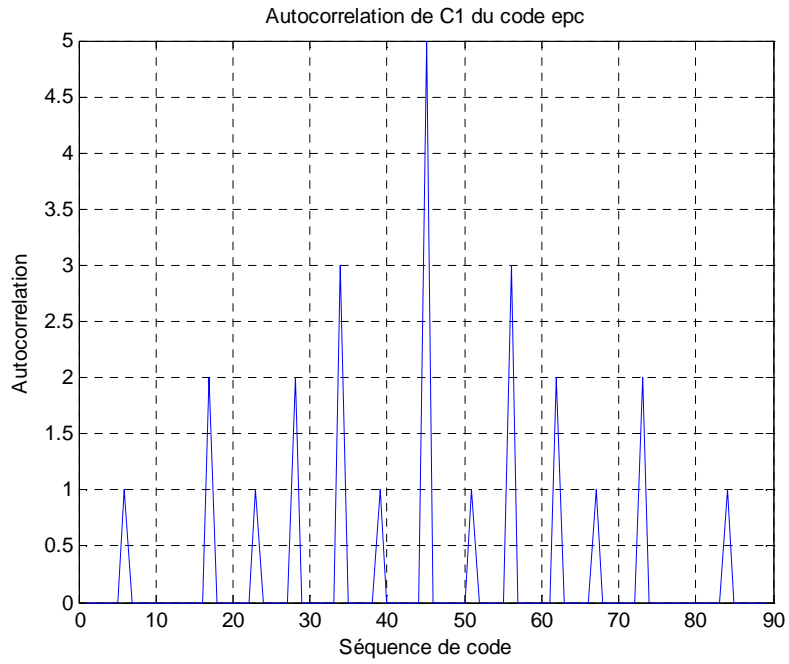


Figure 2.8 : Autocorrélation du code EPC ($N=5, L=45, W=5$).

Comme pour les codes PC, nous remarquons que la fonction d'autocorrélation est bornée par p , le poids du code. Ce qui complique la possibilité de séparer un code et ses versions décalées.

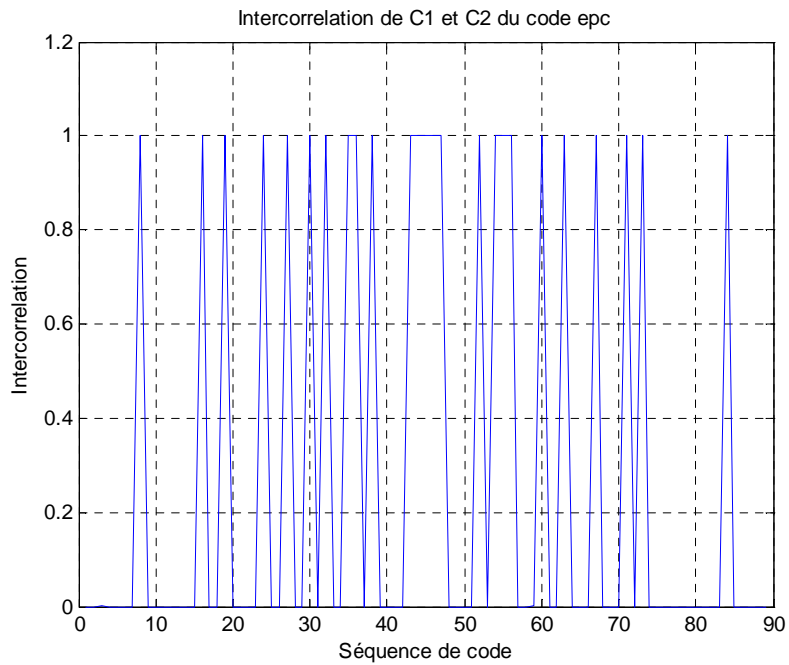


Figure 2.9 : Intercorrélation du code EPC ($N=5, L=45, W=5$).

La figure 2.9 représente l'évolution de la fonction d'autocorrélation du code EPC (45, 5) en fonction de la séquence de code. Nous remarquons que la valeur maximale de la fonction d'intercorrélacion est égale à 1. Ces résultats sont meilleurs que ceux du code PC où la valeur maximale de l'intercorrélacion est 2.

En conclusion nous notons que contrairement aux codes PC, les codes OOC généralement notés OOC (F, W, h_a, h_c) ont la possibilité de générer des familles de codes quelles que soient les valeurs d'autocorrélacion et d'intercorrélacion désirées. De plus, le choix des paramètres F et W , du code OOC est beaucoup plus flexible que celui du code PC.

2.2.2 Les codes optiques à deux dimensions 2D

Plusieurs études ont été menées sur le codage 2D, nous noterons le cas des codes 2D espace-temps, espace-longueur d'onde, et temps- fréquence.

- Codage 2 D espace – temps

Plusieurs études ont considéré l'utilisation de codes en 2D en exploitant l'espace et le temps [38]. Il s'agit du même principe que la méthode temps-fréquence en remplaçant l'utilisation de plusieurs longueurs d'ondes par plusieurs fibres optiques.

Cette solution simplifie la structure d'émission puisque les données à émettre sont toutes sur la même longueur d'onde. Par contre le système est plus complexe puisqu'il nécessite l'utilisation simultanée de W fibres optiques. De plus, l'utilisation d'une unique longueur d'onde par fibre diminue l'efficacité spectrale de la méthode.

- Codage 2 D espace – longueur d'onde

L'approche espace-longueur d'onde a également été étudiée [39]. Dans ce cas, comme il n'y a plus d'étalement temporel, les débits proposés sont nettement supérieurs à ceux des autres techniques. Cependant, l'émission des codes sur différentes fibres optiques et sur différentes longueurs d'ondes nécessite une infrastructure très complexe. De plus, chaque longueur d'onde est émise sur une fibre différente, de ce fait, l'efficacité spectrale de la méthode est faible par rapport aux potentialités des fibres optiques.

- Codage 2 D temps – fréquence (ou longueur d’onde)

Le codage en deux dimensions (2D) fonctionne de telle sorte que, chaque utilisateur émet sur plusieurs longueurs d’onde, à des instants différents spécifiques à chaque longueur d’onde. L’intérêt de ce codage en 2D est qu’il utilise l’étalement des données dans deux domaines simultanément, à la fois un étalement temporel et un étalement spectral (ou en longueur d’onde) [40]. Ce qui permet d’augmenter le nombre d’utilisateurs possible dans la famille de code, et permet également de diminuer les contraintes sur la longueur des codes (L, F), sur le nombre de codes disponibles N ainsi que sur les performances du système en terme de Taux d’Erreur Binaire (TEB) pour un nombre d’utilisateurs actifs donné. La figure 2.10 suivante présente un exemple de système 2D en temps et fréquence.

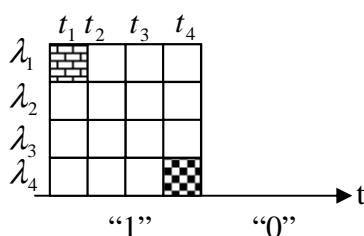


Figure 2.10 : Représentation des bits de données d’un code 2D - OCDMA : Temps et longueurs d’ondes.

Le codage en 2D permet de réduire les contraintes sur l’étalement temporel et l’étalement spectral. En effet, les différentes approches de codage en une dimension, 1D ont chacune leurs propres limitations. La technique spectrale peut être limitée par le nombre de longueurs d’onde disponible et, le codage temporel est limité par la longueur des codes d’étalement. Il peut être intéressant de combiner les avantages des deux techniques en utilisant deux degrés de liberté.

Contrairement au code spectral ou temporel, la difficulté consiste à réaliser la détection à la fois en temps et en longueur d’onde. La principale méthode utilisée est la détection des chips à « 1 » sur chaque longueur d’onde, de façon synchronisée afin de pouvoir sommer la puissance reçue sur chaque longueur d’onde. La donnée est finalement estimée en fonction de la valeur de la puissance cumulée.

Comme les codes 1D, les codes 2D sont généralement représentés par une matrice de dimension (L, F), où L et F sont respectivement le nombre de longueurs d’ondes utilisées et le nombre de chips divisant la durée du temps bit T_b .

Par la suite nous étudierons les familles de codes qui utilisent la technique du double étalement temporel-spectral.

Une famille de code 2D dont l'étalement se fait simultanément dans les domaines temporel et spectral est caractérisée par les paramètres $(L \times F, W, h_a, h_c)$, où W est le poids des matrices de code, h_a et h_c sont les valeurs d'auto et d'intercorrélacion définies par :

$$h_a = \max_{\tau} \left(\sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j=0}^{F-1} c_{i*}^j c_i^{j \oplus \tau} \right) \quad (2.8)$$

$$h_c = \max_{\tau} \left(\sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j=0}^{F-1} c_{i*}^j d_i^{j \oplus \tau} \right) \quad (2.9)$$

avec c et d deux matrices d'une famille de code, c_i^j et $d_i^j \in [0,1]$, $i \in [0, L - 1]$, $j \in [0, F - 1]$ τ représente le décalage asynchrone entre deux codes, $\tau \in [0, F - 1]$ et \oplus est une addition modulo- F . L et F sont respectivement les longueurs fréquentielle et temporelle du code.

L'objectif est de générer des familles de codes qui permettent d'obtenir un grand nombre de séquences avec des propriétés d'autocorrélacion et d'intercorrélacion minimales ($h_a = h_c = 1$) afin de limiter l'impact de l'Interférence d'Accès Multiples – IAM [37].

Nous allons construire ces codes à l'aide de code 1D OOC et de code 1D PC. Ces codes sont connus sous les noms respectifs de Multi-Wavelength OOC – MWOOC [41] et Wavelength Hopping Prime Codes – WHPC ou 2D- PC/PC [37].

2.2.2.1 Les codes MWOOC

Trois façons de construire des codes MWOOC ont été analysées [42]. Dans ce mémoire, nous décrivons une construction optimale basée sur l'utilisation des codes conventionnels 1D OOC [37]. Cette méthode permet d'avoir une cardinalité du code MWOOC réaliste.

Les deux autres constructions sont basées sur la construction de la séquence de sauts de fréquence. L'une est basée sur les séquences premières et l'autre est fondée sur des codes de Reed-Solomon. Il a été démontré dans [37], que ces codes sont asymptotiquement optimaux.

Génération des codes 2D-MWOOC

La construction du code MWOOC se fait avec l'utilisation de deux codes 1D OOC [42], l'un en étalement temporel et l'autre en étalement fréquentiel.

Pour cela nous générons deux familles de code 1D, l'une utilisée pour l'étalement spectral (ou en longueur d'onde), OOC (L, W, I, I) et l'autre pour l'étalement temporel OOC (F, W, I, I) [40].

Les codes 2D OOC/OOC ou MWOOC sont des matrices de 0 et 1 avec un chip à « 1 » par longueur d'onde. Il existe deux méthodes principales pour la construction:

- Le cas où $F=L$, MWOOC $((L=F) \times F, W, ha=1, hc=1)$
- Le cas où $F \neq L$, MWOOC $(L \times F, W=l+2, ha=1, hc=l)$

avec F étant la longueur temporelle et L la longueur spectrale.

Pour la construction nous allons d'abord générer un nombre N_{ooc} de séquences de codes 1D OOC décrites dans les paragraphes précédents. Les positions des chips sont données par :

$$[(p_{i,0} \oplus_F j, kp_{i,0}), (p_{i,1} \oplus_F j, kp_{i,1}), \dots, (p_{i,W-1} \oplus_F j, kp_{i,W-1})] \quad (2.10)$$

avec : $i \in [0, N_{ooc}]$, $j \in [0, F - 1]$, $k \in [0, F - 1]$ et \oplus_F addition modulo F

De même,

$$N_{MWOOC} = N_{OOC}F^2 + N_{OOC}F = N_{OOC}F(F + 1) \quad (2.11)$$

La suite de la construction de ces codes est détaillée dans [43].

2.2.2.2 Les codes PC/PC

Les codes 2D-PC/PC sont obtenus avec l'utilisation de deux codes premiers PC (prime code). L'un utilise un saut de longueurs d'onde, l'autre un étalement temporel [37].

Les paramètres du code 2D PC/PC sont :

- La longueur du code, c'est à dire le nombre de chips, qui est $F = p^2$.
- Le nombre de longueurs d'onde disponibles $L = p$
- Le poids du code $W = p$.
- Les contraintes d'autocorrélation et d'intercorrélation sont respectivement $h_a = 0$ et $h_c = 1$.

- La cardinalité ou encore le nombre d'utilisateurs est $N = p(p-1)$.

Le code 2D-PC/PC peut ainsi s'écrire PC/PC ($L \times F, W, h_a, h_c$) = ($p \times p^2, p, 0, 1$).

Génération des codes 2D-PC/PC

Nous illustrons par la suite, la construction des codes 2D PC/PC (longueur d'onde / temps). Si nous considérons un nombre premier $p = 5$, nous obtenons dans le tableau 2.4 les séquences premières et le code premier (détaillés dans la section (2.2.1.2)).

Les séquences de code sont respectivement :

$$S_0 = (00000), S_1 = (01234), S_2 = (02413), S_3 = (03142) \text{ et } S_4 = (04321).$$

$$\text{Par ailleurs soit } H_1 = (01234), H_2 = (02413), H_3 = (03142) \text{ et } H_4 = (04321).$$

$S_i (i = 0, 1, \dots, p-1)$ est utilisé comme étalement temporel et $H_i (i = 1, \dots, p-1)$ détermine le saut de longueur d'onde. Le saut de longueur d'onde obtenu pour $i=0$, n'ayant pas d'effet, ce qui fait que H_0 n'est pas considéré.

i \ j	0 1 2 3 4	Code premier correspondant à S_i
0	(S_0) 0 0 0 0 0	10000 10000 10000 10000 10000
1	(S_1) 0 1 2 3 4 (H_1)	10000 01000 00100 00010 00001
2	(S_2) 0 2 4 1 3 (H_2)	10000 00100 00001 01000 00010
3	(S_3) 0 3 1 4 2 (H_3)	10000 00010 01000 00001 00100
4	(S_4) 0 4 3 2 1 (H_4)	10000 00001 00010 00100 01000

Tableau 2.4 : Code premier obtenu pour $p=5$.

Chaque bit à « 1 » de chacun des mots de code correspond à une longueur d'onde différente pour le code premier (tableau 2.4). Le choix des longueurs d'onde est déterminé par H_i . Ainsi, pour le code 2D PC/PC (longueur d'onde / temps), les mots de code obtenus, sont présentés dans le tableau 2.5 suivant.

Mots Code 2D-PC/PC (25x5, 5)					
S₀H₁	λ_0 0000	λ_1 0000	λ_2 0000	λ_3 0000	λ_4 0000
S₀H₂	λ_0 0000	λ_2 0000	λ_4 0000	λ_1 0000	λ_3 0000
S₀H₃	λ_0 0000	λ_3 0000	λ_1 0000	λ_4 0000	λ_2 0000
S₀H₄	λ_0 0000	λ_4 0000	λ_3 0000	λ_2 0000	λ_1 0000
S₁H₁	λ_0 0000	$0\lambda_1$ 000	$00\lambda_2$ 00	$000\lambda_3$ 0	$0000\lambda_4$
S₁H₂	λ_0 0000	$0\lambda_2$ 000	$00\lambda_4$ 00	$000\lambda_1$ 0	$0000\lambda_3$
S₁H₃	λ_0 0000	$0\lambda_3$ 000	$00\lambda_1$ 00	$000\lambda_4$ 0	$0000\lambda_2$
S₁H₄	λ_0 0000	$0\lambda_4$ 000	$00\lambda_3$ 00	$000\lambda_2$ 0	$0000\lambda_1$
S₂H₁	λ_0 0000	$00\lambda_1$ 00	$0000\lambda_2$	$0\lambda_3$ 000	$000\lambda_4$ 0
S₂H₂	λ_0 0000	$00\lambda_2$ 00	$0000\lambda_4$	$0\lambda_1$ 000	$000\lambda_3$ 0
S₂H₃	λ_0 0000	$00\lambda_3$ 00	$0000\lambda_1$	$0\lambda_4$ 000	$000\lambda_2$ 0
S₂H₄	λ_0 0000	$00\lambda_4$ 00	$0000\lambda_3$	$0\lambda_2$ 000	$000\lambda_1$ 0
S₃H₁	λ_0 0000	$000\lambda_1$ 0	$0\lambda_2$ 000	$0000\lambda_3$	$00\lambda_4$ 00
S₃H₂	λ_0 0000	$000\lambda_2$ 0	$0\lambda_4$ 000	$0000\lambda_1$	$00\lambda_3$ 00
S₃H₃	λ_0 0000	$000\lambda_3$ 0	$0\lambda_1$ 000	$0000\lambda_4$	$00\lambda_2$ 00
S₃H₄	λ_0 0000	$000\lambda_4$ 0	$0\lambda_3$ 000	$0000\lambda_2$	$00\lambda_1$ 00
S₄H₁	λ_0 0000	$0000\lambda_1$	$000\lambda_2$ 0	$00\lambda_3$ 00	$0\lambda_4$ 000
S₄H₂	λ_0 0000	$0000\lambda_2$	$000\lambda_4$ 0	$00\lambda_1$ 00	$0\lambda_3$ 000
S₄H₃	λ_0 0000	$0000\lambda_3$	$000\lambda_1$ 0	$00\lambda_4$ 00	$0\lambda_2$ 000
S₄H₄	λ_0 0000	$0000\lambda_4$	$000\lambda_3$ 0	$00\lambda_2$ 00	$0\lambda_1$ 000

Tableau 2.5 : Code 2D-PC/PC obtenu pour $p=5$.

Dans le tableau 2.5, nous pouvons constater que deux mots codes peuvent se différencier soit par rapport au saut de longueurs d'onde ou sur le temps d'étalement.

Par exemple, les mots codes S_0H_1 et S_0H_2 ont le même temps d'étalement mais les sauts de longueurs d'onde sont différents. Par contre S_0H_1 et S_1H_1 ont les mêmes sauts de longueurs d'onde mais leur temps d'étalement est différent. La figure 2.11 suivante illustre ce phénomène.

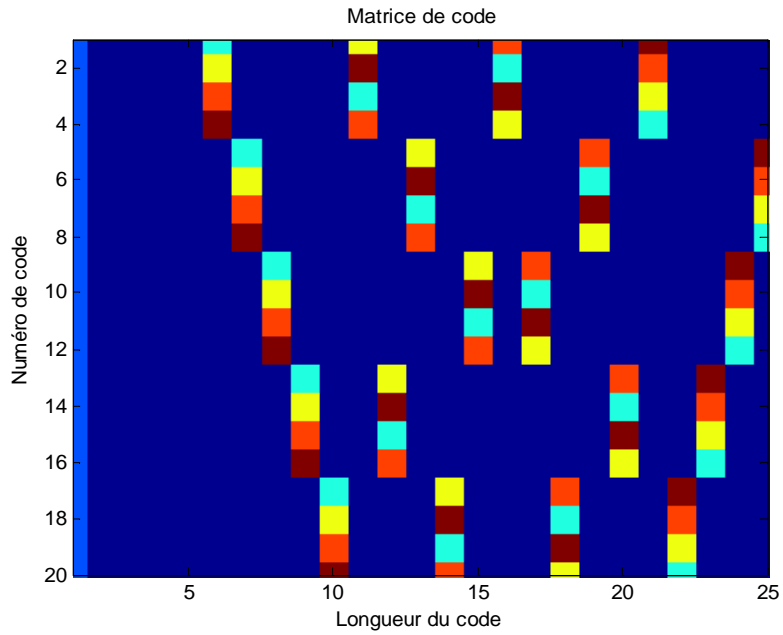


Figure 2.11 : Positions des chips du code 2D-PC/PC pour $p=5$.

Par conséquent, la valeur maximale de la fonction d'intercorrélation du code 2D PC/PC est égale à un (figure 2.12).

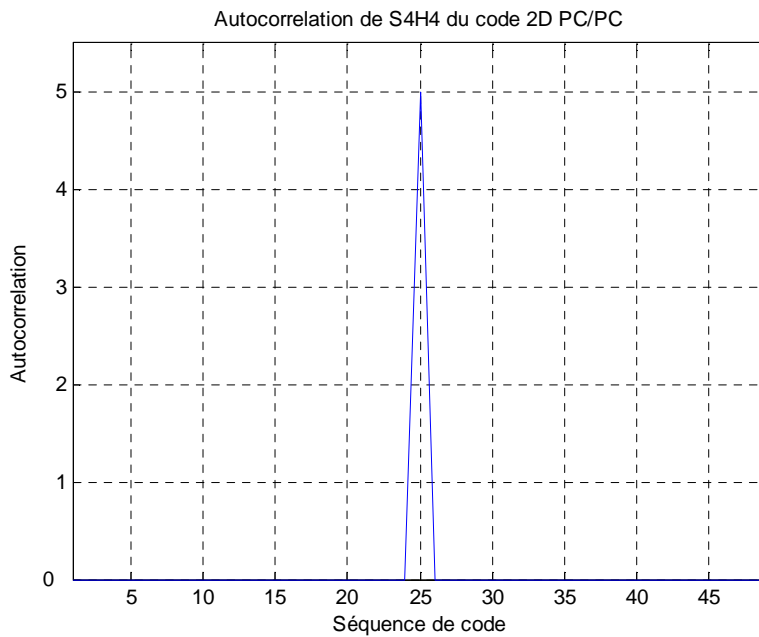


Figure 2.12 : Autocorrélation du code 2D-PC/PC pour $p=5$.

L'autocorrélation quant à elle présente un pic de valeur p , le poids du code, et tous les lobes secondaires sont nuls (figure 2.13).

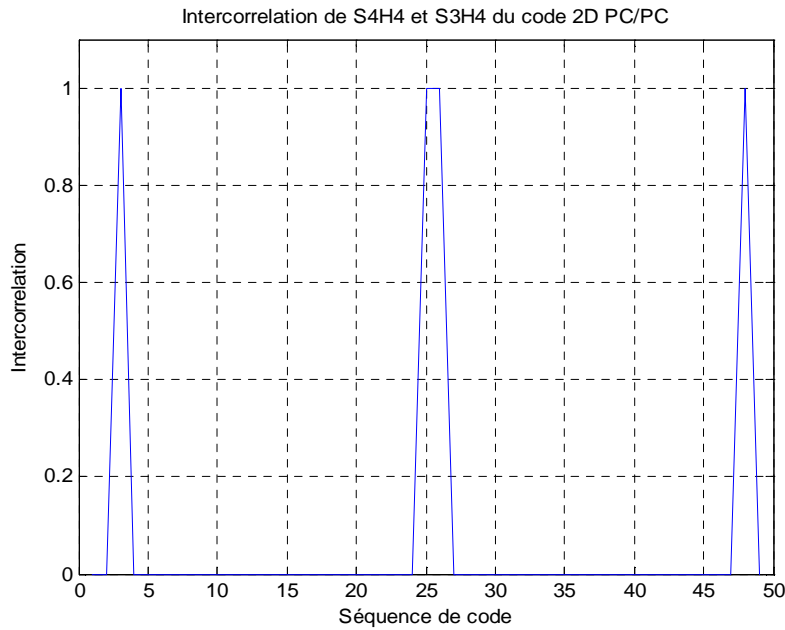


Figure 2.13 : Intercorrélation du code 2D-PC/PC pour $p=5$.

Les propriétés d'autocorrélation et d'intercorrélation sont considérablement améliorées comparées aux codes PC.

Après avoir généré les codes orthogonaux 1D et 2D nécessaires pour les techniques de multiplexage optique, nous allons, par la suite, procéder à la génération d'autres types de codes : les codes 3D.

2.2.3 Les codes optiques à trois dimensions 3D

Les codes 3D sont obtenus en ajoutant une autre dimension d'encodage à la base de 2D codes [44 - 46]. Ils sont adaptés aux systèmes OCDMA incohérents.

Actuellement ces codes sont très peu développés et leur utilisation reste faible de nos jours car le système se complexifie très vite.

Les codes 3D permettent d'augmenter de manière significative les potentialités de l'utilisation de la technique OCDMA.

Pour ce type de code, l'étalement se fait simultanément dans trois domaines, soit dans les domaines,

- Spatial, Spectral (ou longueur d'onde) et Temporel ou
- Polarisation, Spectral, et Temporel

En principe, le système peut augmenter la cardinalité des codes par rapport aux codes 2D, diminuer les longueurs de code et améliorer la performance du code.

Cela est prévisible car le fait d'ajouter une troisième dimension au système, permet de produire avec la technique de codage de polarisation, des codes qui supportent beaucoup plus d'utilisateurs de telle sorte que chaque code soit suffisamment orthogonal [47 - 52].

Toutefois, sa mise en œuvre est complexe et a besoin de contrôler de nombreux paramètres de fibre et du dispositif.

Nous présentons dans la figure 2.14 suivante le cas : Temps, longueur d'onde, polarisation [53].

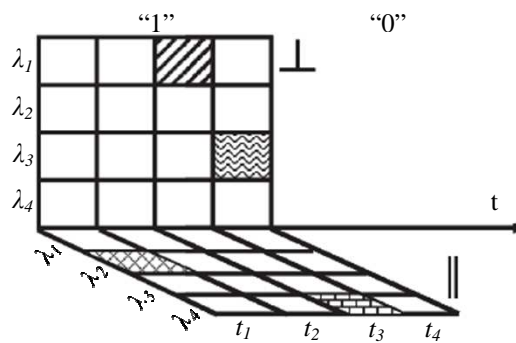


Figure 2.14 : Représentation des bits de données d'un code 3D -OCDMA : Temps, longueurs d'ondes et polarisation [53].

2.3 Partie réception : Les récepteurs

2.3.1 Signal reçu

Nous considérons comme hypothèse dans cette étude que les éléments du domaine optique (figure 1.3) sont idéaux. Le signal reçu à l'entrée du récepteur est alors uniquement composé des signaux issus de chacun des utilisateurs actifs. Nous obtenons l'expression (2.12) suivante.

$$r(t) = \sum_{k=1}^N s_k(t - \tau_k) \quad (2.12)$$

$r(t)$ représente le signal reçu à l'entrée du récepteur, il s'agit de la somme de l'ensemble des données des N utilisateurs actifs.

$s_k(t - \tau_k)$ représente le signal émis par l'utilisateur # k .

Nous travaillons dans le cas synchrone ($\tau_k = 0$), ceci permet d'évaluer la borne supérieure des performances du système, c'est-à-dire le pire des cas. En effet, la seule limitation dans le cas sans bruit, est l'IAM pour Interférence d'Accès Multiple. Cette dernière est maximale lorsque tous les utilisateurs du réseau sont synchronisés en temps chip.

Lorsque les chips sont synchrones, si un utilisateur non désiré interfère avec l'utilisateur désiré, toute la puissance optique comprise dans le chip de l'utilisateur non-désiré est prise en compte dans la détection de l'utilisateur désiré.

Par contre, lorsque les chips ne sont pas synchrones, seule une partie de la puissance liée aux autres utilisateurs est prise en compte dans la détection, l'interférence engendrée est inférieure à 1, donc moins importante que dans le cas synchrone.

Le signal émis par l'utilisateur # k est donné par l'expression (2.13) suivante.

$$s_k(t) = b_k(t) \cdot c_k(t) \quad (2.13)$$

$b_k(t)$ représente l'ensemble des données envoyées au cours du temps.

$c_k(t)$ représente le code de l'utilisateur désiré # k .

$$r(t) = \sum_{k=1}^N b_k(t) \cdot c_k(t) \quad (2.14)$$

2.3.2 Les récepteurs mono-utilisateur

Un récepteur mono-utilisateur est un récepteur qui ne détecte que les données émises par l'utilisateur désiré. Dans ce cas, seule la connaissance des données de l'utilisateur désiré est nécessaire, les données des autres utilisateurs non désirés ne sont pas prises en compte.

Nous développons en premier dans cette partie, le récepteur conventionnel par corrélation CCR, pour Conventional Correlation Receiver.

Puis dans le but d'améliorer les performances de ce dernier, nous considérons en seconde partie le cas du récepteur CCR avec l'ajout d'un limiteur optique HL pour Hard Limiter [55-57].

Etant donné que les performances d'un récepteur dépendent du signal reçu, nous commençons par donner l'expression du signal reçu en préambule, avant de nous intéresser par la suite au fonctionnement des récepteurs.

2.3.2.1 Le récepteur conventionnel par corrélation : CCR

Le récepteur conventionnel par corrélation, CCR, estime la puissance présente dans les chips à « 1 » du code pour la comparer au seuil de décision. Avec ce type de récepteur, seule la connaissance du code de l'utilisateur désiré est nécessaire.

L'interférence générée par les autres utilisateurs n'est pas prise en compte et est considérée comme du bruit. Comme cette interférence augmente de façon significative avec le nombre d'utilisateurs actifs, ces récepteurs réalisent de nombreuses erreurs dans le cas d'un réseau chargé [57].

Le système de récepteur conventionnel par corrélation CCR, se décompose en trois étapes principales comme illustré figure 2.15 suivante. Nous considérons que l'utilisateur # 1 est l'utilisateur désiré.

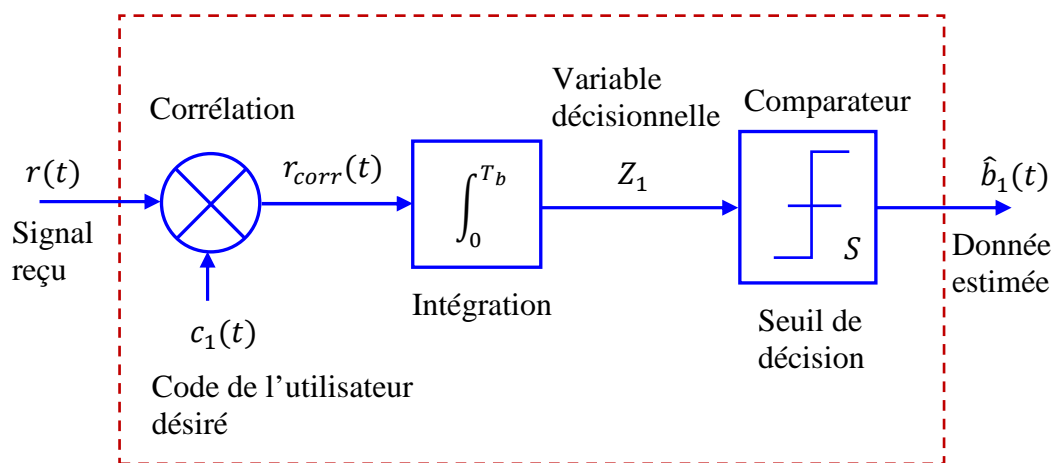


Figure 2.15 : Structure d'un récepteur CCR pour un utilisateur # 1 désiré.

Nous détaillons dans les lignes qui suivent les trois étapes principales du récepteur conventionnel par corrélation CCR ainsi que les expressions mathématiques correspondantes, qui décrivent son fonctionnement.

La première étape est la multiplication du signal reçu $r(t)$ par le code $c_1(t)$ de l'utilisateur désiré.

Le signal reçu $r(t)$ est multiplié par le code de l'utilisateur désiré $c_1(t)$ pour donner un signal corrélé $r_{corr}(t)$. Cette étape permet de conserver la puissance présente dans les chips à « 1 » du code.

L'expression du signal reçu $r(t)$ étant donnée par :

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

Le signal corrélé $r_{corr}(t)$ est alors :

$$r_{corr}(t) = r(t) \cdot c_1(t) \quad (2.15)$$

$$= \left(\sum_{k=1}^N b_k(t) \cdot c_k(t) \right) \cdot c_1(t)$$

$$= \left(b_1(t) \cdot c_1(t) + \sum_{k=2}^N b_k(t) \cdot c_k(t) \right) \cdot c_1(t)$$

$$r_{corr}(t) = b_1(t) \cdot c_1^2(t) + \sum_{k=2}^N b_k(t) \cdot c_k(t) \cdot c_1(t) \quad (2.16)$$

La deuxième étape est l'intégration du signal $r_{corr}(t)$ obtenu sur une durée T_b .

Le signal $r_{corr}(t)$ obtenu est intégré sur un temps bit T_b pour donner la variable décisionnelle Z_1 notée $Z_i^{(1)}$ pour le $i^{\text{ème}}$ bit de donnée $b_i^{(1)}$ de l'utilisateur # 1.

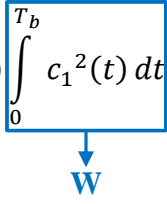
Cette étape permet d'évaluer la puissance totale présente dans le signal $r_{corr}(t)$ pendant l'intervalle d'un temps bit.

$$Z_i^{(1)} = \int_0^{T_b} r_{corr}(t) dt \quad (2.17)$$

$$= \int_0^{T_b} \left(b_i^{(1)}(t) \cdot c_1^2(t) + \sum_{k=2}^N b_i^{(k)}(t) \cdot c_k(t) \cdot c_1(t) \right) dt$$

$$= \int_0^{T_b} b_i^{(1)}(t) \cdot c_1^2(t) dt + \int_0^{T_b} \sum_{k=2}^N b_i^{(k)}(t) \cdot c_k(t) \cdot c_1(t) dt$$

$$Z_i^{(1)} = b_i^{(1)}(t) \int_0^{T_b} c_1^2(t) dt + \sum_{k=2}^N b_i^{(k)}(t) \int_0^{T_b} c_k(t) \cdot c_1(t) dt \quad (2.18)$$

 $\int_0^{T_b} c_1^2(t) dt$ représente le poids W du code c_1 de l'utilisateur # 1 désiré.

La variable décisionnelle devient alors :

$$Z_i^{(1)} = \underbrace{b_i^{(1)}(t) \cdot W}_A + \underbrace{\sum_{k=2}^N b_i^{(k)}(t) \int_0^{T_b} c_k(t) \cdot c_1(t)}_{I=IAM} \quad (2.19)$$

La variable décisionnelle $Z_i^{(1)}$ peut alors s'écrire comme une somme de deux variables :

$$Z_i^{(1)} = A + I$$

où A représente le signal utile, il s'agit de la contribution de l'utilisateur désiré.

Cette contribution est nulle si le bit envoyé par l'utilisateur désiré est $b_i^{(1)} = 0$, ou égale au poids W du code c_1 si le bit envoyé par l'utilisateur désiré est $b_i^{(1)} = 1$.

I représente le terme des interférences d'accès multiples IAM.

Comme d'une part $b_i^{(k)}$ ne peut prendre que les valeurs 0 ou 1, et que d'autre part l'intégrale sur T_b est une grandeur positive ou nulle alors le terme d'interférence d'accès multiple I est une grandeur positive ou nulle [58].

D'après l'équation (2.19),

- si la donnée $b_i^{(1)} = 1$, la variable décisionnelle $Z_i^{(1)} = W + I$ et comme le terme d'interférence d'accès multiple $I \geq 0$, donc $Z_i^{(1)} \geq W$.

- si la donnée $b_i^{(1)} = 0$, la variable décisionnelle $Z_i^{(1)} = I$ or $I \geq 0$, donc $Z_i^{(1)} \geq 0$.

La troisième étape est la prise de décision par comparaison à un seuil.

La variable décisionnelle $Z_i^{(1)}$ obtenue à l'étape précédente est comparée à un seuil S.

Cette étape permet d'obtenir la donnée estimée de l'utilisateur désiré.

La prise de décision se fait de la façon suivante :

$$\begin{cases} \text{si } Z_i^{(1)} < S & \text{alors } \hat{b}_i^{(1)} = 0 \\ \text{si } Z_i^{(1)} \geq S & \text{alors } \hat{b}_i^{(1)} = 1 \end{cases} \quad (2.20)$$

Le récepteur doit décoder les données d'un seul utilisateur dans la chaîne de transmission.

Donc, dans le cas sans bruit, il faut que :

$$\begin{cases} S \leq W & \text{pour détecter correctement un "1"} \\ S > 0 & \text{pour détecter correctement un "0"} \end{cases} \quad (2.21)$$

Le seuil doit être compris entre 0 et W : $0 < S \leq W$.

Pour un nombre d'utilisateurs actifs donné, une donnée « 1 » sera toujours correctement détectée alors qu'une donnée « 0 » présentera des erreurs de détection.

Pour diminuer au mieux le nombre d'erreurs pour une donnée « 0 », c'est à dire obtenir la plus faible probabilité d'erreur de détection possible, il est nécessaire de choisir un seuil optimal le plus élevé possible.

Comme le seuil de décision doit être compris entre 0 et W, $0 < S \leq W$, la valeur maximale du seuil est alors W le poids du code, donc le seuil optimal sera :

$$S_{opt} = W \quad (2.22)$$

Nous pouvons déterminer la probabilité d'erreur du récepteur conventionnel par corrélation CCR en analysant l'expression de la variable décisionnelle $Z_i^{(1)}$.

La probabilité d'erreur exprime la fréquence d'apparition des cas pour lesquels la donnée estimée à la sortie du canal est différente de la donnée émise.

La probabilité d'erreur du récepteur CCR s'écrit :

$$P_{eCCR} = \frac{1}{2}P(\hat{b}_i^{(1)} = 0/b_i^{(1)} = 1) + \frac{1}{2}P(\hat{b}_i^{(1)} = 1/b_i^{(1)} = 0) \quad (2.23)$$

La probabilité de faire une erreur sur un bit « 1 » est nulle, c'est à dire qu'il n'y aura pas d'erreur de détection si un bit « 1 » est envoyé. Ceci est démontré dans l'Annexe A.

$$P(\hat{b}_1 = 0/b_1 = 1) = 0 \quad (2.24)$$

Donc l'expression de la probabilité d'erreur se résume à :

$$P_{eCCR} = \frac{1}{2}P(\hat{b}_i^{(1)} = 1/b_i^{(1)} = 0) \quad (2.25)$$

D'après la règle de prise de décision, équation (2.20), la probabilité d'erreur peut s'écrire :

$$P_{eCCR} = \frac{1}{2}P(Z_i^{(1)} \geq S/b_i^{(1)} = 0) \quad (2.26)$$

Comme une donnée « 0 » est envoyée, d'après l'équation (2.19), la variable décisionnelle est alors égale à $Z_i^{(1)} = I$, donc la probabilité d'erreur devient :

$$P_{eCCR} = \frac{1}{2}P(I \geq S) \quad (2.27)$$

Après développement et simplification (voir Annexe A) nous obtenons au final :

$$P_{eCCR} = \frac{1}{2} \sum_{i=S}^{N-1} C_{N-1}^i \left(\frac{R}{2}\right)^i \left(1 - \frac{R}{2}\right)^{N-1-i} \quad (2.28)$$

N est le nombre d'utilisateurs actifs.

S est le seuil de décision tel que $0 < S \leq W$.

i est le $i^{\text{ème}}$ bit de l'utilisateur.

R est la probabilité de recombinaison, c'est-à-dire la probabilité d'avoir un chip en commun entre 2 codes.

Nous verrons dans les paragraphes qui suivent que même avec un seuil optimal $S = W$, le récepteur CCR conduit à des erreurs sur les données « 0 » envoyées.

Pour améliorer ces performances, c'est-à-dire réduire le nombre d'erreurs, nous avons recours au récepteur CCR avec limiteur optique, CCR+HL [55,57]. La particularité de ce type de récepteur réside dans la présence d'un limiteur optique en amont du CCR.

2.3.2.2 Le récepteur conventionnel avec limiteur optique : CCR+HL

Le principe d'un récepteur CCR+HL est le même que celui d'un récepteur CCR, la seule différence est l'ajout d'une fonction Hard Limiter (HL) en amont du CCR qui a pour objectif d'écarter le signal reçu [55,57].

La fonction HL pour Hard Limiter est définie par :

$$g(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x \geq 1 \\ 0 & \text{si } 0 \leq x < 1 \end{cases} \quad (2.29)$$

x est l'amplitude du signal reçu.

La figure 2.16 illustre le principe du récepteur CCR avec limiteur optique.

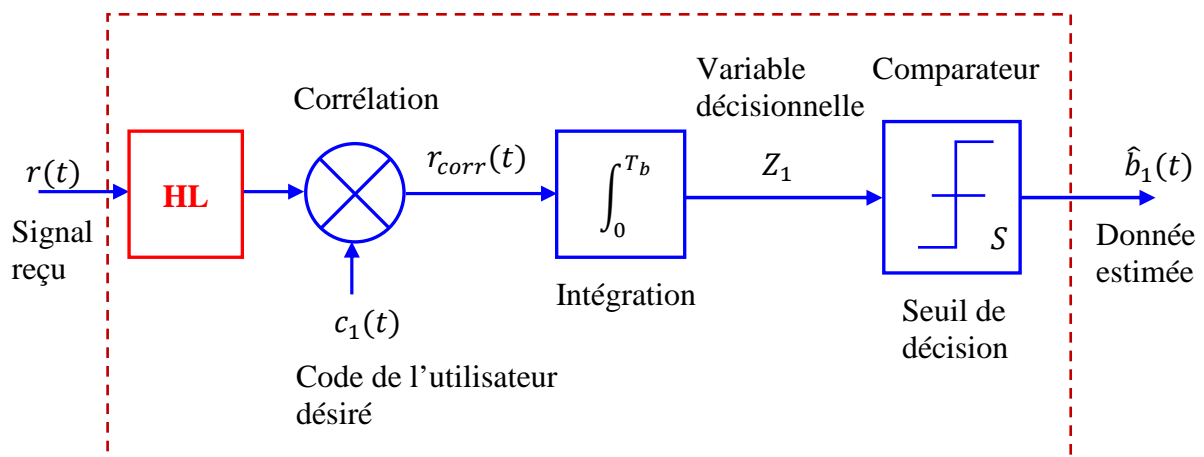


Figure 2.16 : Structure d'un récepteur CCR+HL pour un utilisateur # 1 désiré.

Les trois étapes principales du récepteur CCR restent inchangées, par contre elles sont précédées d'une étape complémentaire, l'ajout de la fonction Hard Limiter. Ceci a pour objectif d'améliorer les performances du système par rapport au récepteur CCR en limitant l'amplitude du signal reçu à la valeur 1 ou unité. Ceci permet de diminuer l'impact de l'interférence d'accès multiples IAM.

De ce fait, les valeurs du signal issu du limiteur optique HL sont au plus égales à 1 quel que soit le nombre d'utilisateurs qui interfèrent avec l'utilisateur désiré.

Nous détaillons en Annexe B la détermination de la probabilité d'erreur d'un récepteur CCR+ HL. Nous obtenons l'expression suivante :

$$P_{eCCR+HL} = \frac{1}{2} C_W^S \prod_{i=0}^{S-1} \left(1 - \left(1 - \frac{R_c}{2} \right)^{N-1-i} \right) \quad (2.30)$$

où W est le poids du code

S est le seuil de détection

$\left(1 - \frac{R_c}{2} \right)$ est la probabilité qu'un utilisateur n'interfère pas avec le chip de l'utilisateur désiré.

N est le nombre d'utilisateurs actifs.

2.3.2.3 Influence du bruit blanc gaussien

Dans les paragraphes précédents nous avons considéré que les éléments du domaine optique étaient idéaux, c'est à dire que les erreurs de détection ne pouvaient provenir que des interférences d'accès multiple IAM. Cependant les bruits issus des composants électroniques et optoélectroniques peuvent également introduire des erreurs de détection [59-62].

Si nous tenons compte de la présence de bruit additif blanc gaussien AWGN, pour Additive White Gaussian Noise, issu des composants électroniques et optoélectroniques, le signal reçu $r(t)$ devient :

$$r(t) = \sum_{k=1}^N b_k(t) \cdot c_k(t) + n(t) \quad (2.31)$$

$n(t)$ représente le bruit additif blanc gaussien AWGN issu des composants électroniques et optoélectroniques de moyenne nulle et de variance σ_n^2 .

Les expressions des probabilités d'erreur du CCR et du CCR+HL tenant compte du bruit sont respectivement détaillées dans l'Annexe C.

Nous obtenons au final l'expression suivante de la probabilité d'erreur du CCR.

$$P_{eCCR} = \frac{1}{4} \sum_{i=0}^{N-1} C_{N-1}^i \left(\frac{R}{2}\right)^i \left(1 - \frac{R}{2}\right)^{N-1-i} \cdot \left[\operatorname{erfc}\left(\frac{S-i}{\sqrt{2}\sigma_n}\right) + \operatorname{erfc}\left(\frac{W-S+i}{\sqrt{2}\sigma_n}\right) \right] \quad (2.32)$$

L'expression de la probabilité d'erreur du récepteur CCR avec limiteur optique est la suivante :

$$P_{eCCR+HL} = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{W-S}{\sqrt{2}\sigma_n}\right) + \frac{1}{2} \sum_{i=0}^W C_W^i \left(1 - \frac{R_c}{2}\right)^{(N-1-i)\cdot(W-i)} \cdot \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{S-i}{\sqrt{2}\sigma_n}\right) \prod_{m=1}^i \left(1 - \left(1 - \frac{R_c}{2}\right)^{N-m}\right) \quad (2.33)$$

où σ_n^2 représente la variance du bruit blanc gaussien AWGN.

Nous détaillons par la suite les performances de ces récepteurs mono-utilisateur. Afin d'améliorer les performances de ces récepteurs, nous avons recours à d'autres types de récepteur multi-utilisateurs, à savoir les récepteurs à annulation d'interférences [58].

2.3.3 Les récepteurs multi-utilisateurs

L'utilisation des récepteurs multi-utilisateurs contrairement aux récepteurs mono-utilisateur, nécessite la connaissance des codes des autres utilisateurs non désirés.

Ces récepteurs sont plus complexes que les récepteurs mono-utilisateur. Ils utilisent la connaissance de codes des utilisateurs non-désirés pour estimer de façon plus fiable les données de l'utilisateur désiré.

L'idée des récepteurs multi-utilisateurs est de régénérer les interférences entre les signaux et de les soustraire du signal reçu, pour la détection de chaque utilisateur.

En effet, ce type de détection, déjà utilisé pour le CDMA hertzien a prouvé son efficacité à réduire l'impact négatif de l'interférence sur les performances [63]. En conséquence, ils permettent l'obtention de meilleures performances [56,64,65].

Il existe deux types de récepteurs, les récepteurs soustractifs non linéaires et les récepteurs soustractifs linéaires [58,66].

Dans cette partie nous développerons deux types de récepteurs multi-utilisateurs à annulation d'interférences, à savoir les récepteurs à annulation d'interférences parallèle, PIC pour Parallel Interference Cancellation receiver et les récepteurs à annulation d'interférences série, SIC pour Serial Interference Cancellation receiver.

2.3.3.1 Le récepteur à annulation d'interférences parallèle

Le récepteur à annulation d'interférences parallèle PIC pour Parallel Interference Cancellation receiver estime de façon simultanée la contribution de chaque utilisateur non-désiré, la soustrait du signal reçu avant d'estimer l'utilisateur désiré.

Le récepteur PIC a été développé au sein du laboratoire IEMN-DOAE pour les codes 1D à une dimension [58].

Le principe du récepteur PIC se fait en plusieurs étapes comme illustré figure 2.17. Nous considérons que le système possède N utilisateurs actifs et l'utilisateur #1 constitue l'utilisateur désiré.

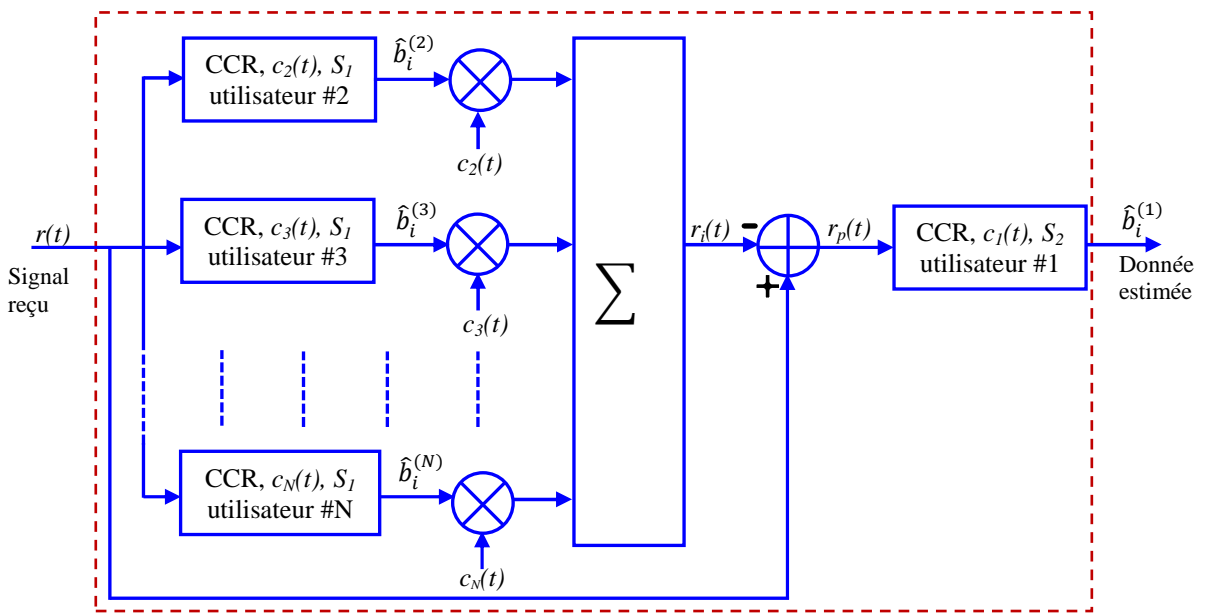


Figure 2.17 : Structure d'un récepteur à annulation d'interférences parallèle PIC.

Dans un premier temps, les données émises par les $N-1$ utilisateurs non-désirés sont détectées grâce à un récepteur conventionnel CCR en utilisant un seuil de détection S_l . Cette étape permet d'estimer l'interférence issue des $N-1$ utilisateurs non désirés.

Par la suite, ces données $\hat{b}_i^{(k)}$ estimées sont multipliées par le code $c_k(t)$ correspondant pour donner l'expression suivante :

$$A_k = \hat{b}_i^{(k)} \cdot c_k(t) \quad (2.34)$$

L'étape suivante est la sommation de ces signaux A_k obtenus pour chacun des utilisateurs non-désirés, et leur soustraction du signal reçu $r(t)$. L'expression du signal $r_p(t)$ obtenu est :

$$r_p(t) = r(t) - \sum_{k=2}^N \hat{b}_i^{(k)} c_k(t) \quad (2.35)$$

$$\begin{aligned} &= \sum_{k=1}^N b_i^{(k)} c_k(t) - \sum_{k=2}^N \hat{b}_i^{(k)} c_k(t) \\ &= b_i^{(1)} c_1(t) + \sum_{k=2}^N b_i^{(k)} c_k(t) - \sum_{k=2}^N \hat{b}_i^{(k)} c_k(t) \end{aligned}$$

$$r_p(t) = b_i^{(1)} c_1(t) + \sum_{k=2}^N (b_i^{(k)} - \hat{b}_i^{(k)}) \cdot c_k(t) \quad (2.36)$$

Le signal $r_p(t)$ obtenu qui est dépourvu d'interférences permet à la fin d'estimer la donnée de l'utilisateur désiré # 1 grâce à un récepteur conventionnel de seuil S_2 .

L'expression de la probabilité d'erreur du récepteur PIC détaillée en Annexe D est la suivante :

$$P_{ePIC} = \left(\frac{1}{2}\right)^N \sum_{u_1=S_1-1}^{N-1} \sum_{u_2=W-S_2+1}^{N-1-u_1} C_{N-1}^{u_1} C_{N-1-u_1}^{u_2} (P_I)^{u_2} (1 - P_I)^{N-1-u_1-u_2} \quad (2.37)$$

$$\text{avec} \quad P_I = R \sum_{m_1=S_1-1}^{u_1} C_{u_1}^{m_1} (R)^{m_1} (1 - R)^{u_1-m_1} \quad (2.38)$$

N est la probabilité de recombinaison

S_1 et S_2 sont respectivement les seuils de détection des utilisateurs non-désirés et de l'utilisateur désiré.

2.3.3.2 Le récepteur à annulation d'interférences série

Le but du récepteur à annulation d'interférences série SIC pour Serial Interference Cancellation est d'estimer les données de l'utilisateur désiré en éliminant étape par étape les interférences issues des $N-1$ utilisateurs non désirés. Cette technique d'annulation est facile à implémenter et très efficace afin d'éliminer les interférences [67].

Comme précédemment, nous considérons que le système comporte N utilisateurs actifs et l'utilisateur # 1 est l'utilisateur désiré.

Le principe des récepteurs à annulation d'interférences série se fait en plusieurs étapes comme illustré figure 2.18. L'intérêt de ce type de récepteur est de réduire progressivement le

nombre d'interférences possibles après chaque étape. De ce fait, pour atteindre un niveau de performance donné, il n'est donc pas nécessaire d'annuler les interférences de tous les utilisateurs non désirés.

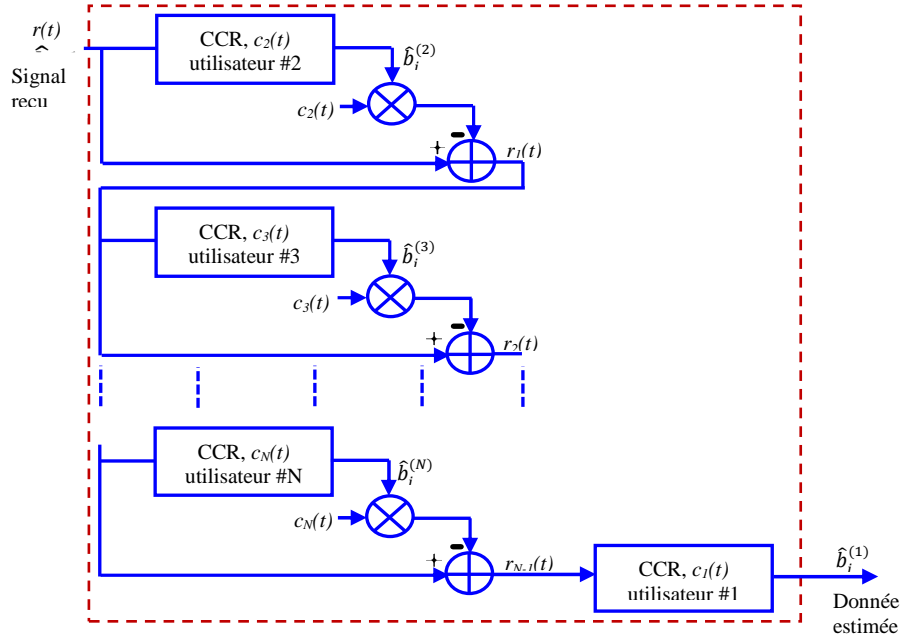


Figure 2.18 : Structure d'un récepteur à annulation d'interférences série SIC.

La première étape consiste à estimer les données de l'utilisateur # 2 non désiré avec un CCR. Cette donnée estimée $\hat{b}_i^{(2)}$ est par la suite multipliée par le code $c_2(t)$ avant d'être soustraite du signal reçu $r(t)$. L'expression obtenue est alors :

$$r_1(t) = r(t) - \hat{b}_i^{(2)} \cdot c_2(t) \quad (2.39)$$

La deuxième étape correspond au 2^{ème} étage. Dans cette partie, c'est l'utilisateur # 3 non désiré qui est estimé grâce à un CCR. Cette donnée estimée $\hat{b}_i^{(3)}$ est multipliée par le code correspondant $c_3(t)$ avant d'être soustraite du signal $r_1(t)$ obtenue à l'étape précédente. Nous obtenons l'expression suivante :

$$\begin{aligned} r_2(t) &= r_1(t) - \hat{b}_i^{(3)} \cdot c_3(t) \\ &= r(t) - \hat{b}_i^{(2)} \cdot c_2(t) - \hat{b}_i^{(3)} \cdot c_3(t) \end{aligned} \quad (2.40)$$

La troisième étape suit le même principe que l'étape précédente et ainsi de suite pour tous les autres utilisateurs non désirés. Le processus continuera jusqu'à ce que les signaux de tous les $N-1$ utilisateurs non désirés soient récupérés ou que le niveau de performance souhaité soit

atteint. Au final, le signal $r_{N-1}(t)$ obtenu permet d'estimer la donnée de l'utilisateur #1 désirée grâce à un récepteur conventionnel CCR.

$$r_3(t) = r_2(t) - \hat{b}_i^{(4)} \cdot c_4(t) \quad (2.41)$$

$$\vdots \quad \quad \quad \vdots$$

$$r_{N-1}(t) = r_{N-2}(t) - c_N(t) \cdot \hat{b}_i^{(N)} \quad (2.42)$$

$$= r(t) - \hat{b}_i^{(2)} \cdot c_2(t) - \hat{b}_i^{(3)} \cdot c_3(t) - \dots - \hat{b}_i^{(N)} \cdot c_N(t)$$

$$= \sum_{k=1}^N b_i^{(k)} \cdot c_k(t) + \sum_{k=2}^N (c_k(t) \cdot \hat{b}_i^{(k)})$$

$$r_{N-1}(t) = b_i^{(1)} \cdot c_1(t) + \sum_{k=2}^N (b_i^{(k)}(t) - \hat{b}_i^{(k)}) \cdot c_k(t) \quad (2.43)$$

Après avoir présenté les récepteurs conventionnels par corrélation et les récepteurs à annulation d'interférences SIC et PIC, nous étudions maintenant les performances des récepteurs CCR, CCR+HL et PIC en fonction des paramètres du code. Afin de comparer les performances des codes à une dimension 1D avec celles des codes à deux dimensions 2D, nous considérons les codes 1D OOC et 2D-MWOOC.

2.4 Les performances des récepteurs CCR et PIC

Si nous considérons l'exemple des codes optiques orthogonaux 1D OOC et 2D MWOOC, nous obtenons les expressions suivantes de probabilité d'erreur ainsi que les performances correspondantes.

Pour les codes 1D OOC, les probabilités de recombinaison, ou encore probabilité d'avoir un chip en commun entre 2 codes, sont détaillées dans l'Annexe E. Les expressions obtenues sont les suivantes :

$$R = \frac{W^2}{F} \quad \text{et} \quad R_c = \frac{W}{F} \quad (2.44)$$

En remplaçant les expressions (2.44) dans (2.28, 2.30 et 2.38), nous obtenons respectivement les nouvelles expressions de probabilité d'erreur des récepteurs CCR, CCR+HL et PIC suivantes :

$$P_{eCCR} = \frac{1}{2} \sum_{i=S}^{N-1} C_{N-1}^i \left(\frac{W^2}{2F} \right)^i \left(1 - \frac{W^2}{2F} \right)^{N-1-i} \quad (2.45)$$

$$P_{eCCR+HL} = \frac{1}{2} C_W^S \prod_{i=0}^{S-1} \left(1 - \left(1 - \frac{W}{2F} \right)^{N-1-i} \right) \quad (2.46)$$

$$P_{ePIC} = \left(\frac{1}{2} \right)^N \sum_{u_1=S_1-1}^{N-1} \sum_{u_2=W-S_2+1}^{N-1-u_1} C_{N-1}^{u_1} C_{N-1-u_1}^{u_2} (P_I)^{u_2} (1 - P_I)^{N-1-u_1-u_2}$$

$$\text{Avec} \quad P_I = \frac{W^2}{F} \sum_{m_1=S_1-1}^{u_1} C_{u_1}^{m_1} \left(\frac{W^2}{F} \right)^{m_1} \left(1 - \frac{W^2}{F} \right)^{u_1-m_1} \quad (2.47)$$

Pour les codes 2D MWOOC ($L \times F$, W , I , I), nous trouverons dans l'Annexe E la manière de retrouver les expressions des probabilités de recouvrement dans le cas où les codes portés par une seule longueur d'onde ne sont pas pris en compte. Nous obtenons les expressions suivantes :

$$R = \frac{W}{F} \quad \text{et} \quad R_c = \frac{1}{F} \quad (2.48)$$

En remplaçant les expressions (2.48) dans (2.28, 2.30 et 2.38) nous obtenons les nouvelles expressions suivantes des probabilités d'erreur des récepteurs CCR, CCR+HL et PIC respectivement :

$$P_{eCCR} = \frac{1}{2} \sum_{i=S}^{N-1} C_{N-1}^i \left(\frac{W}{2F} \right)^i \left(1 - \frac{W}{2F} \right)^{N-1-i} \quad (2.49)$$

$$P_{eCCR+HL} = \frac{1}{2} C_W^S \prod_{i=0}^{S-1} \left(1 - \left(1 - \frac{1}{2F} \right)^{N-1-i} \right) \quad (2.50)$$

$$P_{ePIC} = \left(\frac{1}{2} \right)^N \sum_{u_1=S_1-1}^{N-1} \sum_{u_2=W-S_2+1}^{N-1-u_1} C_{N-1}^{u_1} C_{N-1-u_1}^{u_2} (P_I)^{u_2} (1 - P_I)^{N-1-u_1-u_2}$$

$$\text{Avec} \quad P_I = \frac{W}{F} \sum_{m_1=S_1-1}^{u_1} C_{u_1}^{m_1} \left(\frac{W}{F} \right)^{m_1} \left(1 - \frac{W}{F} \right)^{u_1-m_1} \quad (2.51)$$

Afin de pouvoir utiliser dans la suite les expressions (2.28), (2.30) et (2.38) des probabilités d'erreurs respectives du CCR, CCR+HL et du PIC, nous allons étudier les performances des codes optiques orthogonaux à 1D et à 2D.

2.4.1 Performances du code OOC

Dans le paragraphe précédent, nous avons obtenu que les expressions théoriques des probabilités d'erreurs dépendent des paramètres du code à savoir le poids, la longueur temporelle et le nombre d'utilisateurs actifs.

Afin d'évaluer les performances des codes OOC et MWOOC, nous étudions l'évolution de la probabilité d'erreur en fonction de ces trois paramètres pour les récepteurs CCR, CCR+HL et PIC.

Nous commençons par étudier l'évolution de la probabilité d'erreur en fonction du seuil de détection pour justifier le choix du seuil optimal déterminé dans l'expression (2.22).

2.4.1.1 Performances en fonction du seuil de détection

Afin de justifier le choix du seuil optimal $S_{opt} = W$, nous avons tracé l'évolution de la probabilité d'erreur en fonction du seuil de détection. Nous considérons un nombre d'utilisateurs actifs $N = 5$, un poids du code $W = 4$ et une longueur temporelle du code $F = 64$. D'après l'expression (2.21), pour détecter correctement un chip « 1 » il faut que $S \leq W$, et pour détecter correctement un chip « 0 » il faut que $S > 0$, donc $0 < S \leq W$. A cet effet, pour justifier le choix du seuil pour une faible probabilité d'erreur, nous varions le seuil entre 1 et 4, par pas de 1. Nous obtenons la figure 2.19 suivante.

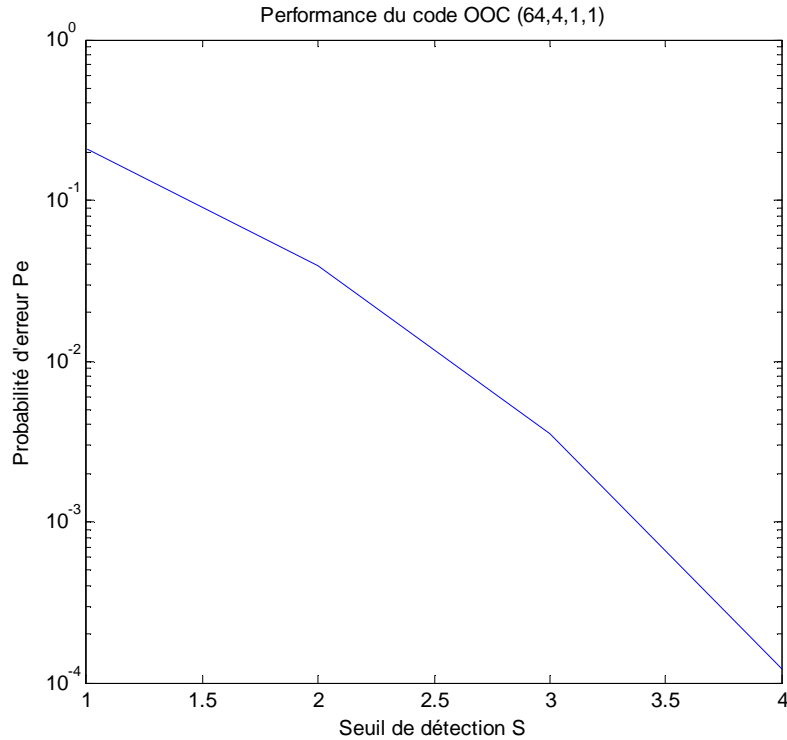


Figure 2.19 : Performances du code OOC pour le récepteur CCR en fonction du seuil de détection.

Nous remarquons que les meilleures performances sont obtenues avec une valeur de seuil le plus grand possible. Dans cet exemple pour un seuil égal à 4, la probabilité d'erreur est d'environ $P_e = 1.5 \cdot 10^{-4}$. Cette amélioration s'explique par le fait que le seuil de détection optimal est égal au poids du code.

Sachant que la valeur maximale que peut prendre le seuil de détection S est le poids du code W , le seuil optimal est alors W .

2.4.1.2 Performances en fonction de la longueur temporelle du code

Avec un nombre d'utilisateurs actifs $N = 8$, un poids de code $W = 4$ et des seuils de détection $S = S_1 = W$ et $S_2 = 1$. L'évolution de la probabilité d'erreur en fonction de la longueur du code est donnée par la figure 2.20, avec F variant entre 50 et 500, par pas de 50.

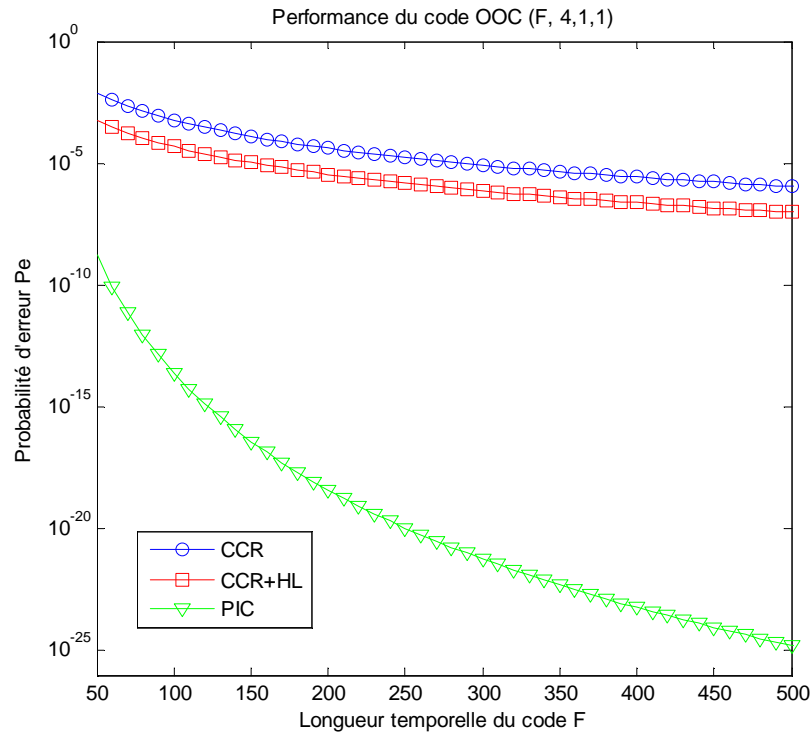


Figure 2.20 : Performances du code OOC pour les récepteurs CCR, CCR+HL et PIC en fonction de la longueur temporelle du code.

Nous remarquons dans les trois cas de figure que plus la longueur temporelle du code est importante plus la probabilité d'erreur est faible. Il devient moins probable d'obtenir des chips qui interfèrent lorsque la longueur temporelle est importante. De même, les meilleures performances sont obtenues avec le récepteur PIC et le gain de performances est d'autant plus important que la longueur augmente.

2.4.1.3 Performances en fonction du nombre d'utilisateurs

Afin d'évaluer les performances du code OOC obtenues pour les récepteurs CCR, CCR+HL et PIC, nous avons tracé l'évolution de la probabilité d'erreur en fonction du nombre d'utilisateurs, figure 2.21. Les seuils de détection sont $S = S_1 = W$ et $S_2 = 1$. Pour le choix des paramètres du code nous considérons un poids $W = 4$, une longueur temporelle $F = 361$, et un nombre d'utilisateurs actifs variant entre 5 et 35, par pas de 5.

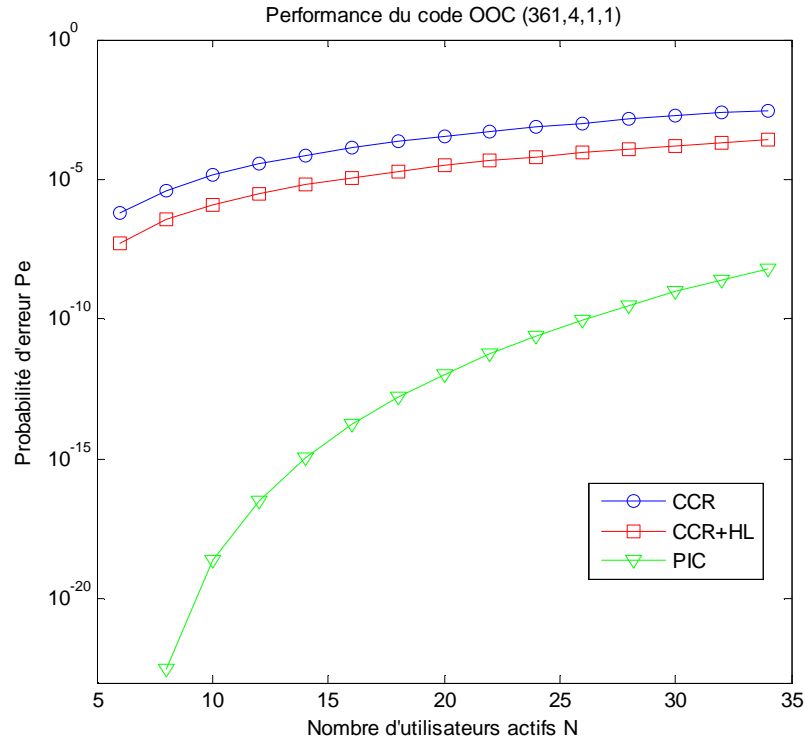


Figure 2.21 : Performances du code OOC pour les récepteurs CCR, CCR+HL et PIC en fonction du nombre d'utilisateurs actifs.

Quel que soit le type de récepteur, nous notons que les meilleures performances sont obtenues avec un petit nombre d'utilisateurs. Ceci est dû au fait que l'interférence générée par les utilisateurs non-désirés augmente de façon significative avec le nombre d'utilisateurs actifs entraînant de ce fait des erreurs de détection.

Nous remarquons que les performances du CCR sont améliorées avec l'ajout du limiteur optique. Les meilleures performances sont obtenues avec le récepteur PIC, car dans ce cas nous obtenons une meilleure annulation des interférences d'accès multiples provenant des utilisateurs non-désirés par rapport aux récepteurs CCR.

2.4.1.4 Performances en fonction du poids

Nous considérons un code OOC de longueur temporelle $F = 361$, un nombre d'utilisateurs actifs $N = 8$, les seuils de détection $S = S_1 = W$ et $S_2 = 1$ et nous faisons varier le poids entre 2 et 6, par pas de 1.

Nous avons tracé l'évolution de la probabilité d'erreur en fonction du poids du code et nous obtenons les performances de la figure 2.22.

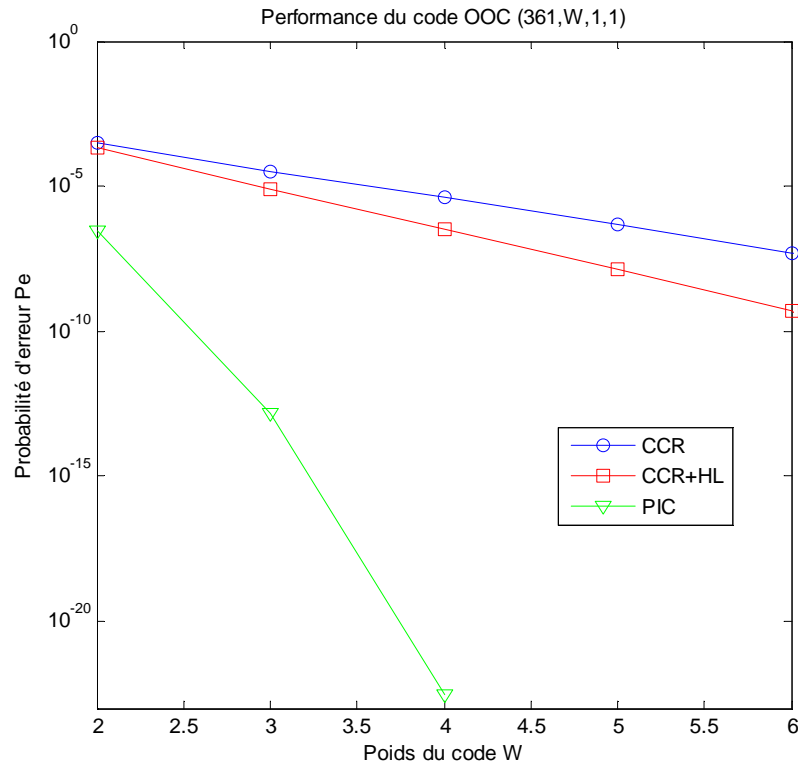


Figure 2.22 : Performances du code OOC pour les récepteurs CCR, CCR+HL et PIC en fonction du poids du code.

Bien que l’augmentation du poids du code ou encore le nombre de chips à « 1 » entraîne l’augmentation de la probabilité que deux chips à « 1 » interfèrent, nous notons que les performances s’améliorent lorsque le poids augmente. Ceci se justifie par le fait que la valeur du seuil de détection est égale au poids du code.

Après avoir évalué les performances du code OOC, nous évaluons dans les paragraphes qui suivent celles du code MWOOC afin d’effectuer par la suite une comparaison des performances entre ces deux codes.

2.4.2 Performances du code MWOOC

Pour évaluer les performances du code MWOOC obtenues pour les récepteurs CCR, CCR+HL et PIC, nous avons tracé les probabilités d’erreur de ces récepteurs en fonction des paramètres du code, à savoir le nombre d’utilisateurs, le poids et la longueur temporelle.

Avant d’évaluer les performances, nous commençons par justifier le choix du seuil optimal en étudiant l’évolution de la probabilité d’erreur en fonction du seuil de détection.

2.4.2.1 Performances en fonction du seuil de détection

Pour justifier le choix du seuil optimal, nous traçons l'évolution de la probabilité d'erreur en fonction du seuil de détection. Nous considérons un code MWOOC avec une longueur temporelle $F = 64$ et un poids $W = 4$. Nous obtenons les résultats de la figure 2.23 suivante :

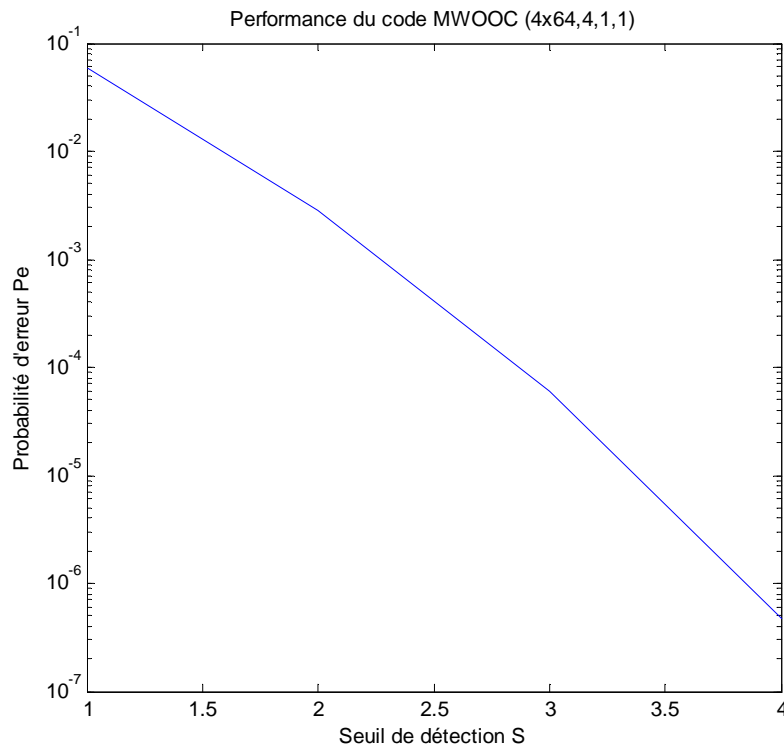


Figure 2.23 : Performances du code MWOOC en fonction du seuil de détection.

Nous remarquons que les meilleures performances sont obtenues pour les valeurs de seuil proches de la valeur du poids du code. La probabilité d'erreur obtenue pour un seuil de détection égale au poids W est d'environ $P_e = 5 \cdot 10^{-7}$. Ceci justifie le choix du seuil optimal à la valeur du poids $S_{opt} = W$.

2.4.2.2 Performances en fonction du nombre d'utilisateurs

Pour évaluer les performances en fonction du nombre d'utilisateurs du code MWOOC, nous avons tracé l'évolution de la probabilité d'erreur des récepteurs CCR, CCR+HL et PIC.

Avec une longueur fréquentielle égale au poids du code $L = W = 5$, une longueur temporelle du code $F = 29$, et des seuils de détection $S_1 = W$ et $S_2 = 1$, nous faisons varier le nombre d'utilisateurs actifs N entre 5 et 35, par pas de 5. Les performances obtenues sont illustrées figure 2.24.

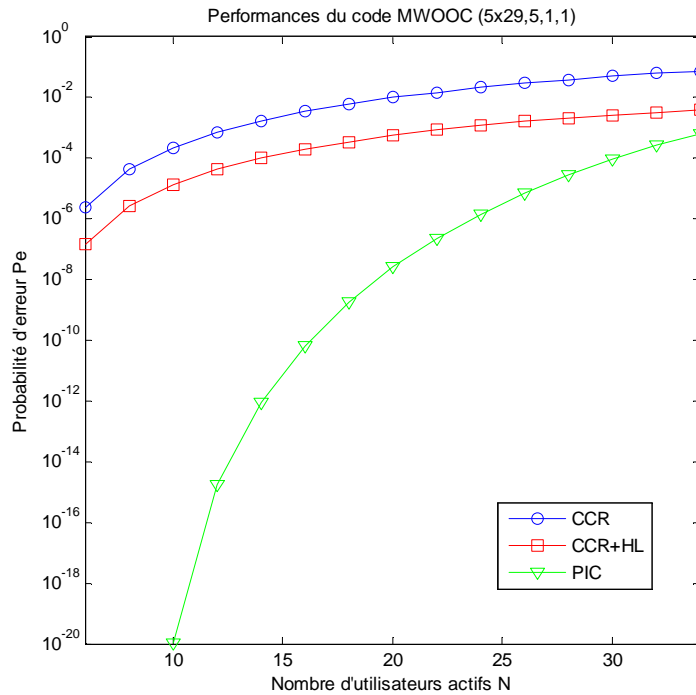


Figure 2.24 : Performances du code MWOOC pour les récepteurs CCR et PIC en fonction du nombre d'utilisateurs.

Quel que soit le type de récepteur, les meilleures performances sont obtenues lorsque le nombre d'utilisateurs est faible.

Nous remarquons que les performances obtenues avec le récepteur CCR sont moins bonnes que celles obtenues avec les deux autres récepteurs CCR+HL et PIC.

L'ajout du limiteur optique HL pour Hard Limiter à ce récepteur CCR, qui a pour effet de limiter l'interférence d'accès multiples IAM, permet d'améliorer les performances du récepteur.

Les meilleures performances sont cependant obtenues avec le récepteur PIC car il réduit l'IAM de manière significative. Dans ce cas, pour un nombre d'utilisateurs inférieur à 10, il n'est plus possible de chiffrer par simulation les très faibles valeurs de probabilité d'erreur P_e pour un récepteur PIC.

Afin de justifier le choix du PIC, nous étudions les performances par rapport aux autres paramètres du code, à savoir le poids et la longueur temporelle du code.

2.4.2.3 Performances en fonction du poids

Afin d'évaluer les performances du code MWOOC obtenues avec les récepteurs CCR, CCR+HL et PIC, nous étudions l'évolution de la probabilité d'erreur de ces récepteurs en fonction du poids du code W .

Avec une longueur temporelle du code $F = 29$, un nombre d'utilisateurs actifs $N = 5$ et des seuils de détection $S_1 = W$ et $S_2 = 1$, nous faisons varier le poids du code W entre 1 et 9, par pas de 1. Nous obtenons les performances en termes d'erreur binaire illustrées figure 2.25 suivante :

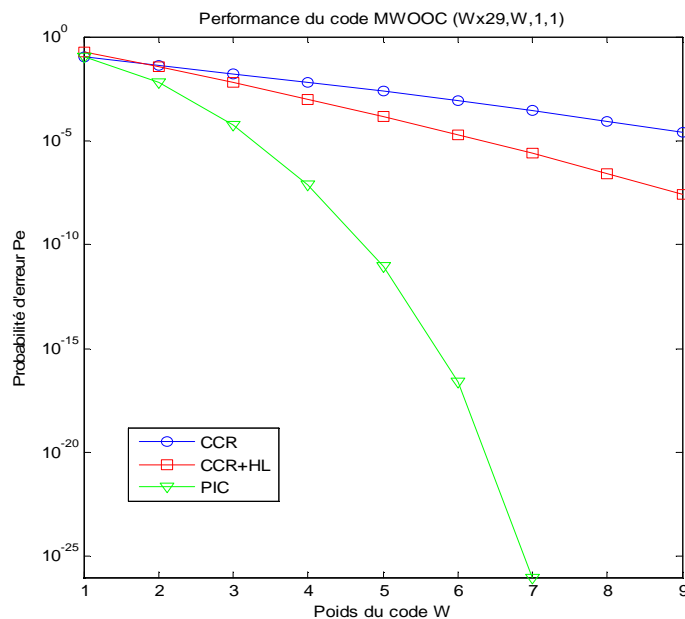


Figure 2.25 : Performances du code MWOOC pour les récepteurs CCR et PIC en fonction du poids

Bien que l'augmentation de la valeur du poids c'est-à-dire le nombre de chips à « 1 », entraîne une augmentation de la probabilité de recouvrement d'un chip à « 1 » d'un utilisateur désiré sur un chip à « 1 » d'un utilisateur non-désiré, nous notons une amélioration des performances, quel que soit le type de récepteur, lorsque la valeur du poids augmente. Ceci s'explique par le fait que pour les récepteurs CCR et CCR+HL, le seuil de détection optimal S est égal au poids du code W . De même, pour le récepteur PIC, le seuil de détection S_1 des utilisateurs non-désirés est également égal au poids du code W . Ceci permet une meilleure détection des données.

Les performances obtenues avec le récepteur PIC sont aussi bien meilleures que celles obtenues avec les récepteurs CCR. Le gain en performance est de plus en plus important lorsque les valeurs de poids augmentent.

2.4.2.4 Performances en fonction de la longueur temporelle du code

Pour évaluer les performances du code MWOOC obtenues pour des récepteurs CCR, CCR+HL et PIC, nous avons tracé l'évolution de la probabilité d'erreur en fonction de la longueur du code W . Nous considérons une longueur fréquentielle égale au poids de code $W = L = 5$, un nombre d'utilisateurs $N = 15$ et des seuils de détection $S_1 = W$ et $S_2 = 1$, avec une longueur du code variant entre 10 et 100, par pas de 10.

Les performances obtenues sont illustrées figure 2.26 suivante :

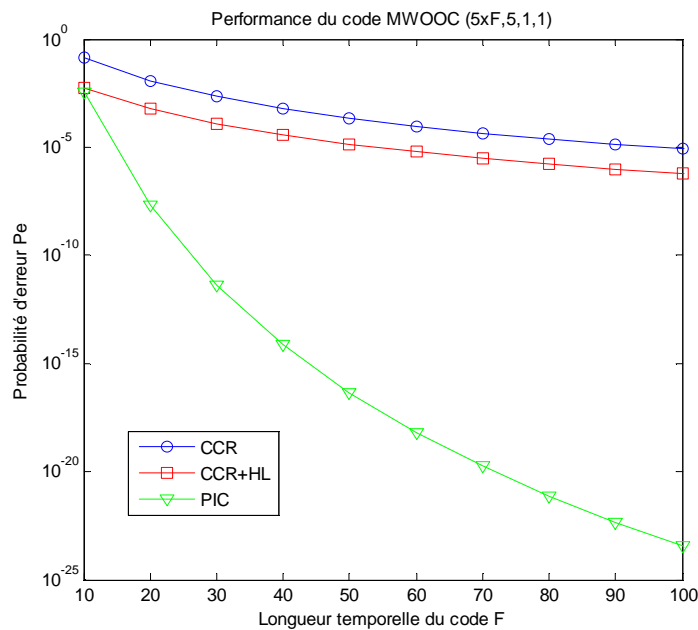


Figure 2.26 : Performances du code MWOOC pour les récepteurs CCR et PIC en fonction de la longueur temporelle du code

Nous remarquons sur ces trois courbes que quel que soit le type de récepteur, la probabilité d'erreur s'améliore lorsque la longueur temporelle du code F augmente.

Ceci s'explique par le fait que pour un poids donné, plus la longueur d'étalement est importante, plus la probabilité que deux chips à « 1 » interfèrent est petite. Donc une meilleure détection est obtenue.

Nous concluons que les meilleures performances sont obtenues avec le récepteur PIC. Le gain en performance est plus important lorsque la longueur temporelle F augmente.

2.4.3 Comparaisons des performances des codes 1D OOC et 2D MWOOC

Afin de comparer les performances des codes 1D OOC et 2D MWOOC pour les récepteurs CCR, CCR+HL et PIC, nous reprenons de mêmes conditions de simulation.

C'est-à-dire que pour un même poids de code $W = 5$ et un même nombre d'utilisateurs actifs $N = 15$, nous évaluons l'évolution de la probabilité d'erreur P_e en fonction de la longueur temporelle du code F variant entre 50 et 200 par pas de 30.

Nous obtenons les résultats de la figure 2.27 suivante.

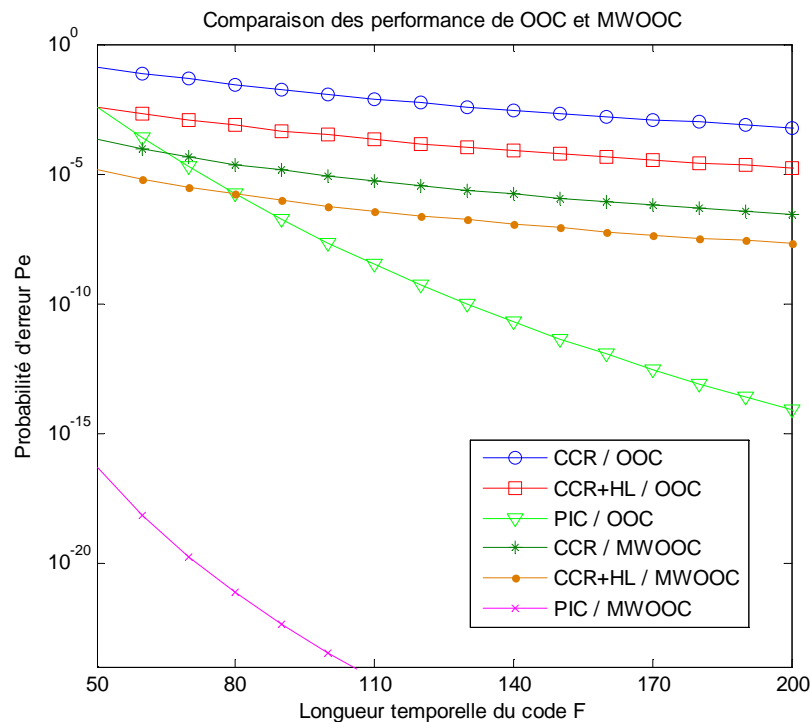


Figure 2.27 : Comparaison des performances des codes OOC et MWOOC, pour les récepteurs CCR, CCR+HL et PIC.

Nous remarquons dans les six cas de figure étudiés que plus la longueur temporelle F du code augmente, meilleures sont les performances en termes de probabilité d'erreur. C'est-à-dire que nous obtenons moins d'erreurs de détection. Ceci s'explique en particulier par le fait qu'il est moins probable d'avoir des chips à « 1 » qui interfèrent lorsque la longueur temporelle F est importante.

De plus nous remarquons que quel que soit le type de récepteur, les performances du code MWOOC sont meilleures que celles du code OOC. Ceci est en partie dû au fait qu'il existe un gain lié à un facteur de liberté supplémentaire sur l'expression de la probabilité de recombinaison du code MWOOC où $R = W/F$ par rapport au code OOC où $R = W^2/F$.

Dans les deux cas codes 1D et 2D, les performances obtenues avec le récepteur PIC sont meilleures par rapport à celles obtenues avec les récepteurs CCR et CCR+HR. Le récepteur PIC présente en effet une meilleure annulation d'interférences, ce qui permet de diminuer au maximum les erreurs de détection.

2.5 Conclusion

Nous avons commencé ce chapitre par l'étude des codes optiques orthogonaux à une dimension 1D (avec les codes OOC et PC), à deux dimensions 2D (avec les codes PC/PC et MWOOC) puis à trois dimensions 3D. Cela a permis de montrer que le principe d'encodage des données permet non seulement de sécuriser la transmission, mais autorise également plusieurs utilisateurs ou services à communiquer sur le même support de transmission.

Nous avons par la suite étudié les performances de ces codes générés sur les récepteurs mono-utilisateur et multi-utilisateurs. Les performances obtenues avec le récepteur CCR sont limitées, de ce fait, afin d'améliorer ces performances, nous avons ajouté un limiteur optique en amont du récepteur CCR. Cependant, malgré l'ajout du limiteur optique il existe encore beaucoup d'erreurs de détection dues aux interférences d'accès multiples.

Nous avons cherché à annuler ces interférences et à améliorer les performances en utilisant des récepteurs multi-utilisateurs à annulation d'interférences série et parallèle. Nous avons évalué les performances des codes optiques orthogonaux 1D avec l'exemple des codes OOC et 2D avec l'exemple des codes MWOOC obtenues avec les récepteurs mono-utilisateur et multi-utilisateurs.

Poursuivant ce raisonnement dans le chapitre suivant, nous étudierons les performances des codes optiques orthogonaux 2D PC/PC en comparaison aux codes 1D PC. Pour cela nous utiliserons les récepteurs à annulation d'interférences parallèle PIC linéaire modifié avec l'ajout d'un facteur de compensation [4] afin d'améliorer leurs performances en terme d'erreur binaire.

Chapitre 3 : Performances des codes 2D PC/PC sur les récepteurs PIC

3.1 Introduction

Nous avons démontré dans le chapitre précédent que les codes optiques à deux dimensions 2D de type MWOOC présentent de meilleures performances par rapport aux codes à une dimension 1D OOC quel que soit le type de récepteur utilisé.

Dans ce chapitre, afin d'améliorer les performances obtenues avec les récepteurs de type PIC, nous poursuivons l'évaluation des performances des codes optiques 2D, cette fois de type PC/PC.

Pour ce faire, nous commençons par étudier les performances des codes 1D PC et 2D PC/PC obtenues avec les récepteurs CCR par deux méthodes distinctes de détermination de probabilité d'erreur à savoir la méthode gaussienne et la méthode probabiliste. Nous poursuivons cette étude avec les récepteurs PIC, en considérant les mêmes conditions de simulation. Puis nous évaluons les performances des codes 2D PC/PC obtenues avec les récepteurs PIC.

Dans la dernière partie de ce chapitre, nous verrons qu'il est possible d'améliorer encore les performances obtenues avec le récepteur PIC en agissant au niveau du récepteur et en introduisant un facteur de compensation α [68-69]. Ce facteur de compensation permettra de réduire de manière significative, les erreurs de détection engendrées par les interférences d'accès multiples (IAM) pour une meilleure détection.

3.2 Détermination de la probabilité d'erreur

L'évaluation des performances d'un récepteur peut se faire selon deux méthodes : la méthode gaussienne et la méthode combinatoire ou probabiliste. Nous détaillons dans les paragraphes qui suivent ces deux méthodes et établissons par la suite les expressions mathématiques correspondantes.

3.2.1 Méthode gaussienne

La méthode gaussienne est le plus souvent utilisée notamment dans le cas où un grand nombre d'utilisateurs actifs est considéré. En effet, lorsque le nombre d'utilisateurs actifs est important, le terme d'interférence d'accès multiple IAM prend une forme gaussienne. Ceci s'explique par le fait que pour un système de N utilisateurs actifs, l'interférence globale obtenue au niveau d'un récepteur est le résultat de la superposition des interférences

provenant des $N-1$ utilisateurs non-désirés. Ces $N-1$ utilisateurs non-désirés, considérés non corrélés, ont une variance σ^2 identique.

Ainsi, l'expression de la probabilité d'erreur pour la méthode gaussienne est donnée par :

$$P_{eG} = \Phi\left(-\frac{\sqrt{SNR}}{2}\right) \quad (3.1)$$

$$\text{avec} \quad SNR = \frac{W^2}{2\sigma^2(N-1)} \quad (3.2)$$

où SNR -Signal to Noise Ratio- représente le rapport signal sur bruit.

W , le poids du code.

N , le nombre d'utilisateurs actifs.

σ^2 , la variance entre les mots code.

Et la fonction de répartition $\Phi(z)$ est donnée par l'expression suivante :

$$\Phi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^z e^{-\frac{t^2}{2}} dt = \frac{1}{2} \left(1 + \operatorname{erf}\left(\frac{z}{\sqrt{2}}\right) \right) \quad (3.3)$$

L'expression de la fonction d'erreur « erf » étant la suivante :

$$\operatorname{erf}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z e^{-t^2} dt \quad (3.4)$$

La probabilité d'erreur avec la méthode gaussienne devient alors :

$$P_{eG} = \Phi\left(-\frac{\sqrt{SNR}}{2}\right) = \frac{1}{2} \left(1 + \operatorname{erf}\left(\frac{-\sqrt{SNR}}{2\sqrt{2}}\right) \right) = \frac{1}{2} \left(1 - \operatorname{erf}\left(\frac{\sqrt{SNR}}{2\sqrt{2}}\right) \right) \quad (3.5)$$

En remplaçant l'expression (3.2) dans (3.5) nous obtenons l'expression finale de la probabilité d'erreur avec la méthode gaussienne qui est donnée par :

$$P_{eG} = \frac{1}{2} \left(1 - \operatorname{erf}\left(\frac{\sqrt{\frac{W^2}{2\sigma^2(N-1)}}}{2\sqrt{2}}\right) \right) \quad (3.6)$$

Les variances des codes PC et PC/PC sont respectivement données par les expressions suivantes [70] :

$$\sigma_{PC}^2 = \frac{5p^2 - 2p - 4}{12p^2} \quad (3.7)$$

$$\sigma_{PC/PC}^2 = \frac{1}{2(p-1)} \left(1 - \frac{1}{2(p-1)} \right) \quad (3.8)$$

p étant le poids du code.

Après l'étude de la méthode gaussienne, nous poursuivons avec la méthode combinatoire ou probabiliste qui, comme son nom l'indique, fait intervenir les probabilités. Il s'agit dans ce cas d'une somme équiprobable d'erreurs faites sur l'envoi des données « 0 » et « 1 ».

3.2.2 Méthode combinatoire ou probabiliste

La méthode combinatoire a été développée dans le chapitre précédent avec la détermination des expressions de probabilité d'erreur des codes OOC et MWOOC pour les récepteurs CCR et PIC. Avec les codes PC et PC/PC nous obtenons les mêmes expressions de probabilité d'erreur, seules les expressions de probabilité de recombinaison changent selon le code considéré.

La probabilité d'erreur d'un récepteur CCR avec la méthode combinatoire est donnée par l'expression (2.28) du chapitre 2. Si nous prenons l'exemple du code PC/PC, l'expression de la probabilité de recombinaison est donnée par [70] :

$$R = \frac{1}{p-1} \quad (3.9)$$

En remplaçant l'expression (3.9) dans (2.28), l'expression de la probabilité d'erreur devient alors :

$$Pe = \frac{1}{2} \sum_{i=S}^{N-1} C_{N-1}^i \left(\frac{1}{2(p-1)} \right)^i \left(1 - \frac{1}{2(p-1)} \right)^{N-1-i} \quad (3.10)$$

avec

S , le seuil de détection.

N , représente le nombre d'utilisateurs actifs.

i , le $i^{ème}$ bit de l'utilisateur.

p , le poids du code, qui doit obligatoirement être un nombre premier.

3.3 Performances des codes 1D PC et 2D PC/PC

Dans les paragraphes qui suivent nous évaluons les performances en termes de probabilité d'erreur des codes PC et PC/PC obtenues d'une part, avec les récepteurs CCR et d'autre part, avec les récepteurs PIC en utilisant les méthodes gaussienne et probabiliste.

Nous avons vu dans le chapitre 1 que pour les codes 1D PC et 2D PC/PC, le poids p détermine les autres paramètres du code c'est-à-dire que tous les paramètres du code dépendent du poids. En effet pour le code PC/PC, le nombre d'utilisateurs actifs $N = p(p - 1)$, la longueur temporelle du code $F = p^2$ et la longueur fréquentielle $L = p$. De même, les paramètres du code PC sont $N = p$ et $F = p^2$.

En complément de l'évaluation des performances, nous considérons dans cette étude trois valeurs de poids représentatives, $p = 7, 17$ et 31 .

3.3.1 Performances avec la méthode gaussienne

Dans cette partie, nous évaluons les performances des codes 1D PC et 2D PC/PC avec la méthode gaussienne. Nous considérons dans un premier temps, un récepteur de type CCR. La figure 3.1 suivante présente l'évolution de la probabilité d'erreur en fonction du nombre d'utilisateurs actifs pour les codes PC et PC/PC, en utilisant un poids $p = 7$.

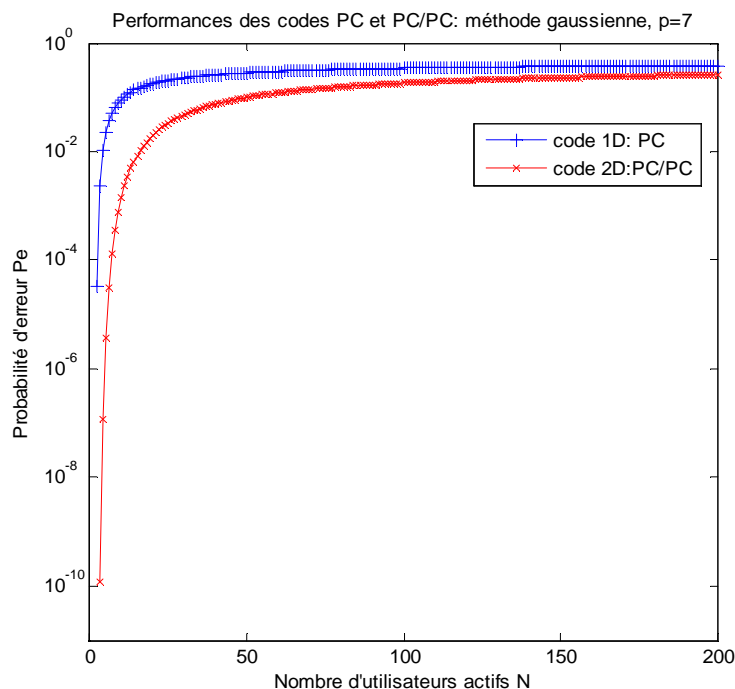


Figure 3.1 : Performances des codes PC et PC/PC avec un poids 7, méthode gaussienne.

Nous remarquons que, quel que soit le code considéré, la probabilité d'erreur augmente avec le nombre d'utilisateurs actifs. Les meilleures performances sont obtenues dans le cas où le nombre d'utilisateurs actifs est petit.

En considérant à présent un poids plus important à savoir $p = 17$, nous obtenons les résultats de la figure 3.2 suivante :

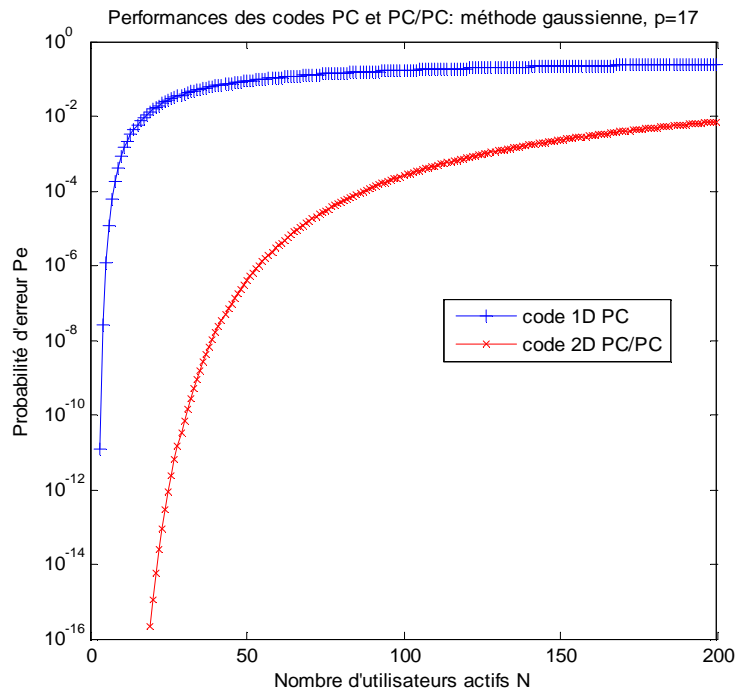


Figure 3.2 : Performances des codes PC et PC/PC avec un poids 17, méthode gaussienne.

Les performances obtenues avec un poids $p = 17$ sont meilleures que celles obtenues avec un poids $p = 7$. De plus, quel que soit le nombre d'utilisateurs actifs considéré, les performances du code PC/PC sont nettement meilleures que celles du code PC, et le gain de performances est d'autant plus important que le nombre d'utilisateurs est faible.

Si nous considérons par exemple 20 utilisateurs actifs, les probabilités d'erreur des codes PC et PC/PC sont respectivement $P_{ePC} = 1,7 \cdot 10^{-2}$ et $P_{ePC/PC} = 1,2 \cdot 10^{-15}$. Nous obtenons une différence très importante en termes de performance.

A cet effet nous concluons que plus le poids du code augmente, plus les performances en termes de probabilité d'erreur sont améliorées. Ceci se justifie par le fait que lorsque le poids p du code augmente, la longueur temporelle augmente également de façon plus rapide $L = p^2$. Or lorsque la longueur temporelle est importante, la probabilité d'interférence des chips est très faible, d'où l'obtention de meilleures performances.

Afin de conforter cette hypothèse, nous considérons un poids encore plus important $p = 31$ et nous obtenons les résultats de la figure 3.3 suivante.

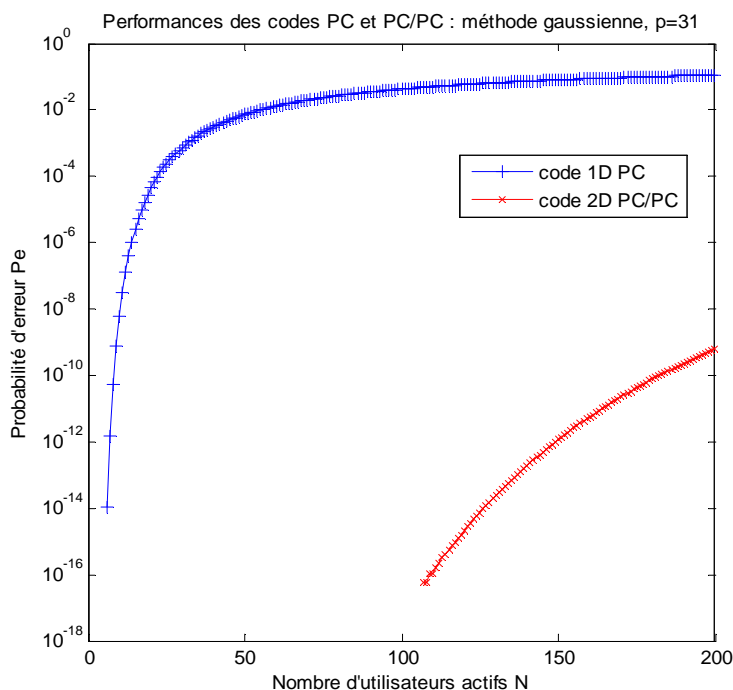


Figure 3.3 : Performances des codes PC et PC/PC avec un poids 31, méthode gaussienne.

Comme précédemment lorsque le poids du code $p = 17$, nous remarquons ici qu'avec un poids égal à 31, la probabilité d'erreur augmente également avec le nombre d'utilisateurs actifs.

De plus, quel que soit le nombre d'utilisateurs considéré, les performances obtenues avec un code PC/PC sont nettement meilleures que celles obtenues avec un code PC. Nous notons qu'en deçà de 100 utilisateurs actifs pour les codes PC/PC, les probabilités d'erreur sont tellement faibles qu'il est difficile de les mettre en évidence par simulation.

Nous concluons au terme de cette étude que le gain en performances des codes PC/PC sur les codes PC augmente avec le poids du code. Plus le poids du code augmente plus le gain est significatif, et ceci quel que soit le nombre d'utilisateurs considéré.

Après l'étude des performances obtenues avec la méthode gaussienne, en considérant les mêmes conditions de simulations, nous nous intéressons à l'évaluation des performances par la méthode combinatoire.

3.3.2 Performances avec la méthode combinatoire

En complément de l'évaluation des performances des codes PC et PC/PC obtenues avec la méthode combinatoire ou probabiliste, nous considérons, de façon identique, trois valeurs de poids, $p = 7, 17$ et 31 .

La figure 3.4 suivante présente l'évolution de la probabilité d'erreur en fonction du nombre d'utilisateurs actifs pour un poids égal à 7.

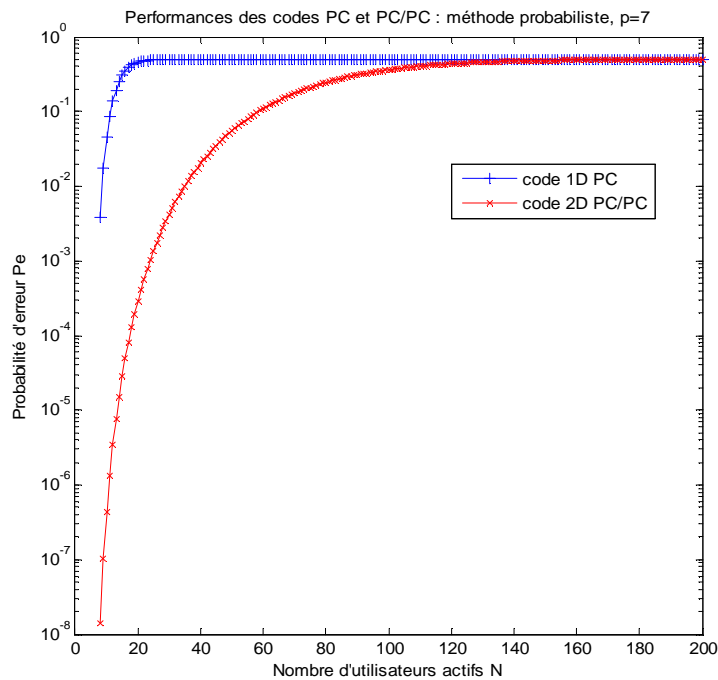


Figure 3.4 : Performances des codes PC et PC/PC avec un poids 7, méthode probabiliste.

Avec un poids $p = 7$, les meilleures performances sont obtenues dans le cas où un petit nombre d'utilisateurs actifs est considéré.

Nous notons aussi que les performances du code PC/PC sont nettement meilleures que celles du code PC pour les 100 premiers utilisateurs.

En revanche, avec un nombre d'utilisateurs supérieur à 120, les performances des codes PC et PC/PC sont très proches.

En considérant un poids plus important à savoir $p = 17$, nous présentons en figure 3.5 les résultats de l'évolution de la probabilité d'erreur en fonction du nombre d'utilisateurs actifs.

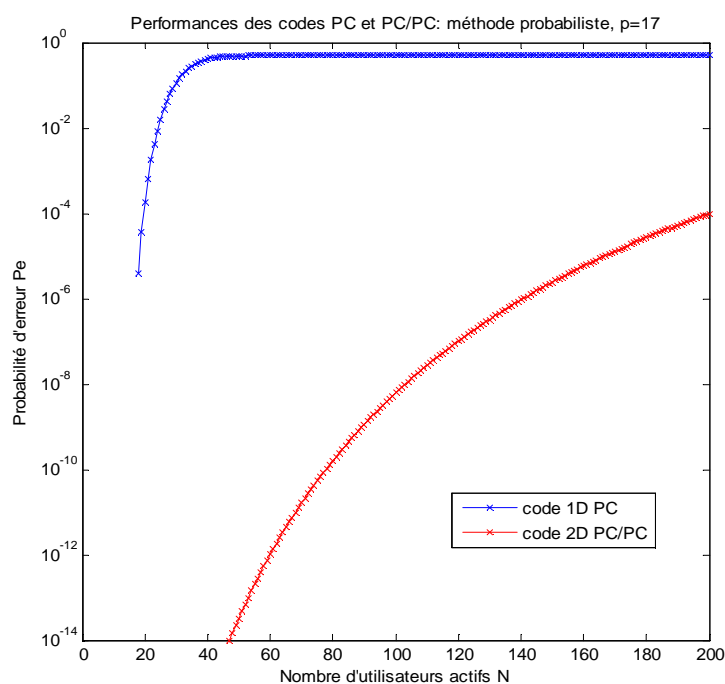


Figure 3.5 : Performances des codes PC et PC/PC avec un poids 17, méthode probabiliste.

Quel que soit le nombre d'utilisateurs considéré, les performances obtenues avec le code PC/PC sont nettement meilleures que celles obtenues avec le code PC.

De plus, avec un code PC/PC, pour un nombre d'utilisateurs inférieur à 50, il n'est plus possible de mettre en évidence d'erreurs dans les simulations.

Afin de conforter ces résultats nous considérons à nouveau un poids de code plus important égal à 31. L'évolution de la probabilité d'erreur en fonction du nombre d'utilisateurs actifs pour un poids $p = 31$ est illustrée figure 3.6 suivante.

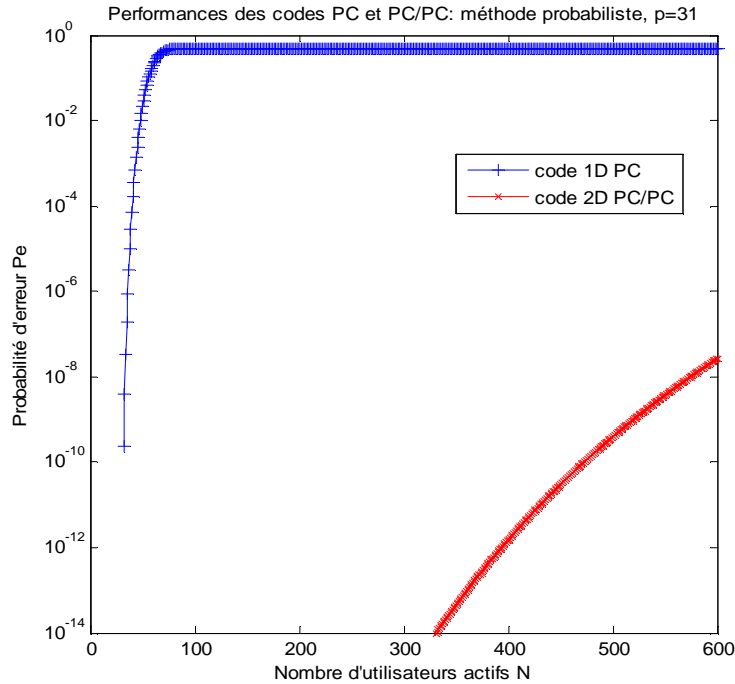


Figure 3.6 : Performances des codes PC et PC/PC avec un poids 31, méthode probabiliste.

Comme dans le cas où le poids est égal à 17, nous notons ici également que la probabilité d'erreur augmente avec le nombre d'utilisateurs et que les meilleures performances sont obtenues avec le code PC/PC.

Par exemple si nous fixons une probabilité d'erreur égale à 10^{-9} , celle-ci n'est atteinte qu'à partir de 600 utilisateurs pour le code PC/PC contre 30 utilisateurs seulement pour le code PC.

Il n'est pas possible de chiffrer par simulation les très faibles valeurs de probabilité d'erreur obtenues, en dessous de 300 utilisateurs pour le code PC/PC et 30 utilisateurs pour le code PC.

3.3.3 Comparaison des performances

Après avoir évalué séparément les performances obtenues avec les deux méthodes de détermination de probabilité d'erreur à savoir la méthode gaussienne et la méthode probabiliste, nous présentons une comparaison de ces deux méthodes afin de choisir la meilleure pour la suite du travail.

Ainsi, la figure 3.7 suivante présente l'évolution de la probabilité d'erreur en fonction du nombre d'utilisateurs actifs pour ces deux méthodes avec un code PC/PC de poids égal à 7.

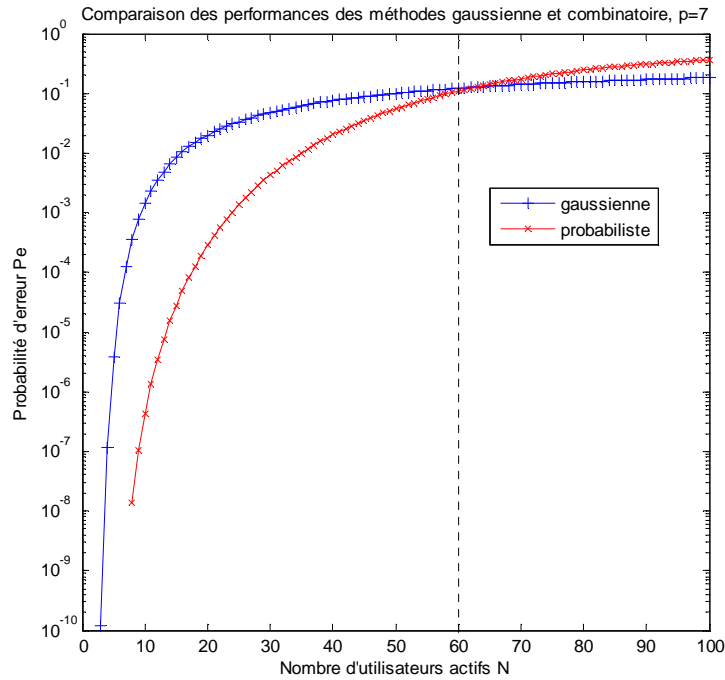


Figure 3.7 : Comparaison des performances des méthodes gaussienne et probabiliste d'un code PC/PC.

La comparaison des performances de ces deux méthodes sur la figure 3.7 montre la présence d'un point d'intersection au niveau de 60 utilisateurs actifs.

Rappelons que, pour un nombre d'utilisateurs limité la méthode probabiliste est la seule applicable.

Pour un nombre d'utilisateurs supérieur à 60, les performances de la méthode gaussienne sont légèrement meilleures que celles de la méthode probabiliste mais restent proches.

Puisque avec les 60 premiers utilisateurs, la méthode probabiliste est efficace, nous utilisons par la suite cette méthode pour l'évaluation des performances obtenues avec le récepteur PIC.

De plus, comme les performances évoluent en fonction du poids du code et que cette évolution est plus intéressante pour un petit nombre d'utilisateurs, nous considérons dans la suite un code PC/PC de poids égal à 7 et un nombre d'utilisateurs actifs égal à 60.

Avant d'évaluer les performances des codes PC et PC/PC obtenues avec le récepteur PIC, nous commençons par justifier le choix des seuils de détection.

Pour cela, nous étudions d'une part, l'évolution de la probabilité d'erreur en fonction du seuil de détection et, d'autre part les performances obtenues pour différentes valeurs de seuils.

Nous considérons un code PC/PC de poids égal à 7, le nombre d'utilisateurs est alors donné par $N = p^2 - p = 42$ et la longueur temporelle $F = p^2 = 49$. Nous obtenons les résultats présentés figure 3.8.

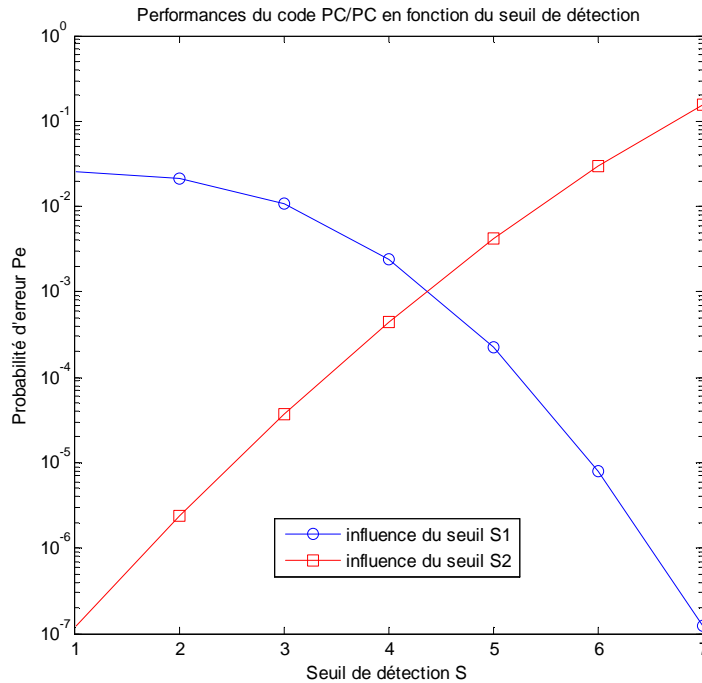


Figure 3.8 : Influence des valeurs des seuils de détection.

Les résultats obtenus montrent que les plus faibles valeurs de probabilités d'erreur sont obtenues en choisissant la plus grande valeur possible de S_1 , à savoir le poids du code, $S_1 = p$ et la plus petite valeur possible de S_2 , $S_2 = 1$.

Le tableau 3.1 suivant présente les performances obtenues selon différentes valeurs de seuil de détection.

Valeurs des seuils de détection S_1 et S_2	$P_{e\text{ PIC avec } S_1}$	$P_{e\text{ PIC avec } S_2}$
7	$1,3 \cdot 10^{-7}$	$1,8 \cdot 10^{-1}$
5	$2 \cdot 10^{-4}$	$4 \cdot 10^{-3}$
3	10^{-2}	$3,5 \cdot 10^{-5}$
1	$2,6 \cdot 10^{-2}$	$1,3 \cdot 10^{-7}$

Tableau 3.1 : Performances obtenues pour différentes valeurs de seuil.

Ce tableau montre que les meilleures performances sont obtenues en choisissant S_2 le plus petit possible et S_1 égal au poids p du code, c'est-à-dire le couple ($S_1 = p$ et $S_2 = 1$).

Afin de justifier ce choix du couple (S_1, S_2) , nous considérons un récepteur PIC avec un seuil S_1 égal à p , le poids du code, et nous attribuons au second seuil S_2 quatre valeurs distinctes à savoir $p, p - 1, p - 2$ et 1 .

Nous évaluons les performances obtenues avec un code PC/PC de poids égal à 7 , en fonction du nombre d'utilisateurs actifs. Nous obtenons les résultats de la figure 3.9 suivante :

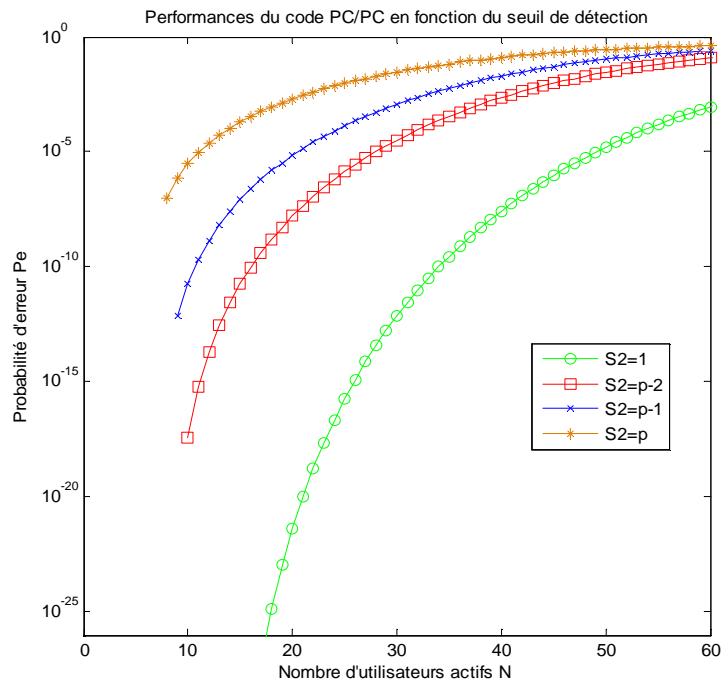


Figure 3.9 : Influence du seuil de détection sur le récepteur PIC.

Nous remarquons que les performances obtenues évoluent en fonction de la valeur du second seuil de détection S_2 choisie. Plus la valeur de S_2 est petite, plus la probabilité d'erreur obtenue est faible, d'où de meilleures performances.

Si nous considérons 30 utilisateurs actifs, avec un poids égal à $p = 7$ et un seuil $S_1 = p$, nous obtenons les performances présentées dans le tableau 3.2 suivant.

Seuils de détection S_2	$P_{e\text{ PIC}}$
1	$7,5 \cdot 10^{-13}$
p-2	$3,3 \cdot 10^{-5}$
p-1	$1,2 \cdot 10^{-3}$
p	$3 \cdot 10^{-2}$

Tableau 3.2 : Performances obtenues pour différentes valeurs du seuil S_2 .

Etant données que les meilleures performances sont obtenues avec le couple ($S_1 = p$ et $S_2 = 1$), nous considérons dans la suite des simulations ces deux valeurs de seuils.

Afin de comparer les performances obtenues avec les récepteurs CCR et PIC, nous considérons les codes PC et PC/PC de poids égal à 7 et les seuils $S_1 = p$ et $S_2 = 1$.

Nous représentons l'évolution de la probabilité d'erreur en fonction du nombre d'utilisateurs actifs. Les résultats obtenus sont illustrés figure 3.10 suivante.

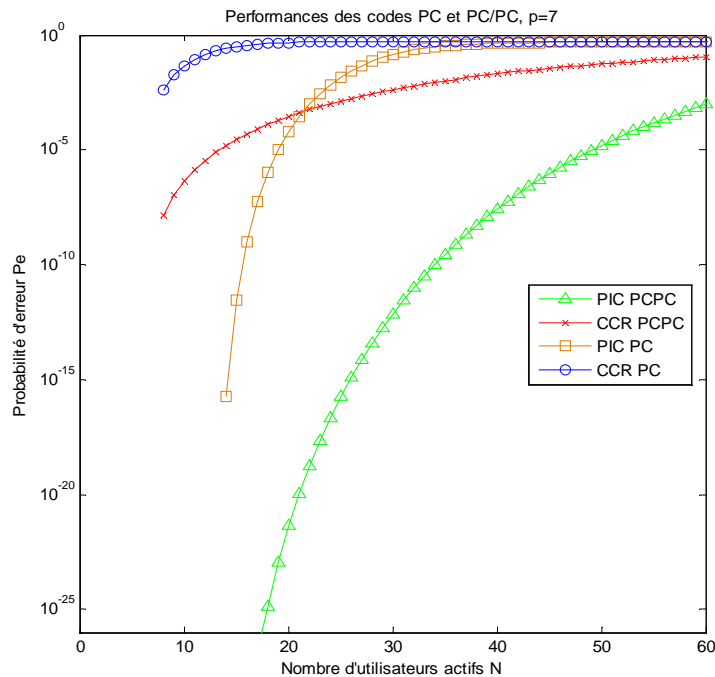


Figure 3.10 : Performances des codes PC et PC/PC obtenues avec les récepteurs CCR et PIC.

Cette comparaison montre que les meilleures performances sont obtenues avec les codes PC/PC quel que soit le type de récepteur considéré. Nous notons que les performances obtenues avec le récepteur PIC sont nettement meilleures que celles obtenues avec le CCR.

Par exemple si nous choisissons d'avoir une probabilité d'erreur maximale égale à 10^{-9} , cette valeur est atteinte pour le récepteur PIC en considérant le code 2D PC/PC avec 36 utilisateurs actifs contre 16 utilisateurs pour le code 1D PC, soit 10 utilisateurs en moins.

Ces résultats confortent le choix porté sur le récepteur PIC avec le code PC/PC dans la suite du travail.

3.4 Modification du récepteur PIC par compensation

Dans le but d'améliorer encore les performances obtenues avec le récepteur PIC, nous proposons dans cette partie d'agir au niveau du récepteur en introduisant un facteur de compensation α [1-2], qui permettra de réduire manière significative les erreurs de détection engendrées par les interférences d'accès multiples (IAM) pour une meilleure détection.

Nous commençons par présenter le principe de notre récepteur PIC modifié, figure 3.12, avant d'évaluer par la suite l'influence de la modification sur les performances obtenues avec les codes 2D PC/PC. La modification essentielle consiste en l'introduction du facteur de compensation α avant le processus d'estimation de l'utilisateur désiré.

3.4.1 Récepteur PIC modifié : ajout du facteur de compensation

Nous présentons dans cette partie le schéma de principe du récepteur PIC modifié avec l'ajout du facteur de compensation α (figure 3.11).

Nous notons que l'ajout du facteur de compensation α n'agit qu'à partir du second étage, c'est-à-dire sur la somme des $\hat{b}_i c_i(t)$ des signaux interférant estimés des $N-1$ utilisateurs non-désirés.

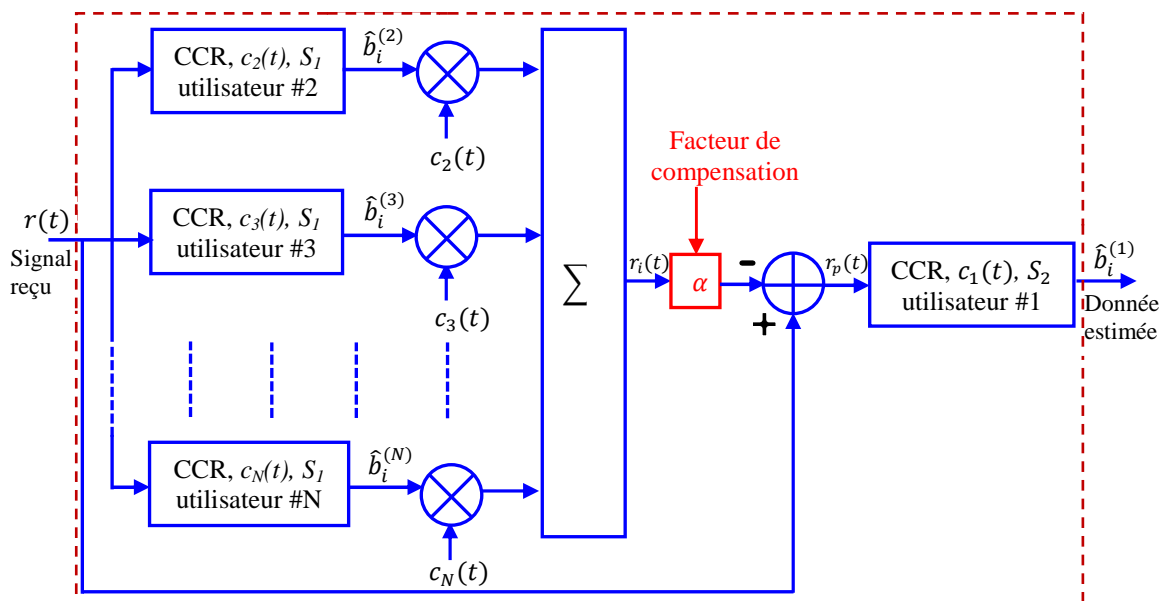


Figure 3.11 : Structure d'un récepteur PIC modifié avec ajout d'un facteur de compensation α .

Le principe est le même que celui du récepteur PIC classique à la seule différence qu'une étape complémentaire matérialisée par le facteur de compensation, est ajoutée.

L'expression de $r_p(t)$ obtenue avant l'estimation de l'utilisateur désiré est alors donnée, dans ce cas par :

$$r_p(t) = r(t) - \alpha \sum_{k=2}^N \hat{b}_i^{(k)} \cdot c_k(t) \quad (3.11)$$

$$= \sum_{k=1}^N b_i^{(k)} \cdot c_k(t) - \alpha \sum_{k=2}^N \hat{b}_i^{(k)} \cdot c_k(t)$$

$$r_p(t) = b_i^{(1)} c_1(t) + \sum_{k=2}^N (b_i^{(k)} - \alpha \hat{b}_i^{(k)}) \cdot c_k(t) \quad (3.12)$$

L'expression de la variable décisionnelle $z_i^{(1)}$ qui permet d'estimer les données de l'utilisateur désiré est alors donnée par :

$$Z_i^{(1)} = \int_0^{T_b} r_p(t) c_1(t) dt \quad (3.13)$$

$$= \int_0^{T_b} \left(b_i^{(1)} c_1(t) + \sum_{k=2}^N (b_i^{(k)} - \alpha \hat{b}_i^{(k)}) c_k(t) \right) c_1(t) dt$$

$$= b_i^{(1)} \int_0^{T_b} c_1^2(t) dt + \sum_{k=2}^N (b_i^{(k)} - \alpha \hat{b}_i^{(k)}) \int_0^{T_b} c_k(t) c_1(t) dt$$

$$Z_i^{(1)} = b_i^{(1)} W + \sum_{k=2}^N (b_i^{(k)} - \alpha \hat{b}_i^{(k)}) \int_0^{T_b} c_k(t) c_1(t) dt \quad (3.14)$$

A partir de l'expression de la variable décisionnelle ci-dessus (équation 3.14) nous pouvons déduire celle de sa moyenne.

Nous notons que l'expression de la variable décisionnelle s'écrit sous la forme d'une somme $A+B$:

- où $A = b_i^{(1)} W$ représente le signal utile, il s'agit de la contribution de l'utilisateur désiré en l'occurrence l'utilisateur # 1,

- et $B = \sum_{k=2}^N (b_i^{(k)} - \alpha \hat{b}_i^{(k)}) \int_0^{T_b} c_k(t) c_1(t) dt$ représente le terme des interférences d'accès multiples (IAM) source des erreurs dans le récepteur PIC.

Nous obtenons l'expression de la moyenne suivante :

$$E[Z_i^{(1)}/b_i^{(1)}] = E[b_i^{(1)}W] + E\left[\sum_{k=2}^N (b_i^{(k)} - \alpha \hat{b}_i^{(k)}) \int_0^{T_b} c_k(t)c_1(t) dt\right] \quad (3.15)$$

$$E[Z_i^{(1)}/b_i^{(1)}] = b_i^{(1)}W + \frac{R}{2}(1 - \alpha W)(N - 1) - \alpha b_i^{(1)}R(N - 1) - \alpha \frac{R^2}{2}(N - 1)(N - 2) \quad (3.16)$$

avec $b_i^{(1)}$, bit de l'utilisateur désiré

W , poids du code

R , probabilité de recombinaison

α , facteur de compensation

N , nombre d'utilisateurs actifs

En considérant la moyenne des interférences d'accès multiples nulle c'est-à-dire $E[IAM] = 0$, nous déterminons l'expression du facteur de compensation α .

$$E[IAM] = 0 = \frac{R}{2}(1 - \alpha W)(N - 1) - \alpha b_i^{(1)}R(N - 1) - \alpha \frac{R^2}{2}(N - 1)(N - 2) \quad (3.17)$$

$$\alpha \left(\frac{R}{2}W(N - 1) + b_i^{(1)}R(N - 1) + \frac{R^2}{2}(N - 1)(N - 2) \right) = \frac{R}{2}(N - 1)$$

$$\alpha = \frac{1}{W + 2b_i^{(1)} + R(N - 2)} \quad (3.18)$$

L'expression du facteur de compensation α obtenu dépend à la fois des paramètres du code et de la donnée $b_i^{(1)}$ émise par l'utilisateur désiré.

De ce fait pour une donnée :

$b_i^{(1)} = 1$ envoyée, la valeur du facteur de compensation correspondante est $\alpha = 0,063$

et pour $b_i^{(1)} = 0$, $\alpha = 0,076$.

Afin de justifier les valeurs de α obtenues par la théorie, nous étudions par simulation l'évolution de la moyenne de la variable décisionnelle $E[Z_i^{(1)}/b_i^{(1)}]$ en fonction du facteur de compensation α .

En considérant un code PC/PC de poids égal à 7. Nous obtenons les résultats de la figure 3.12 suivante :

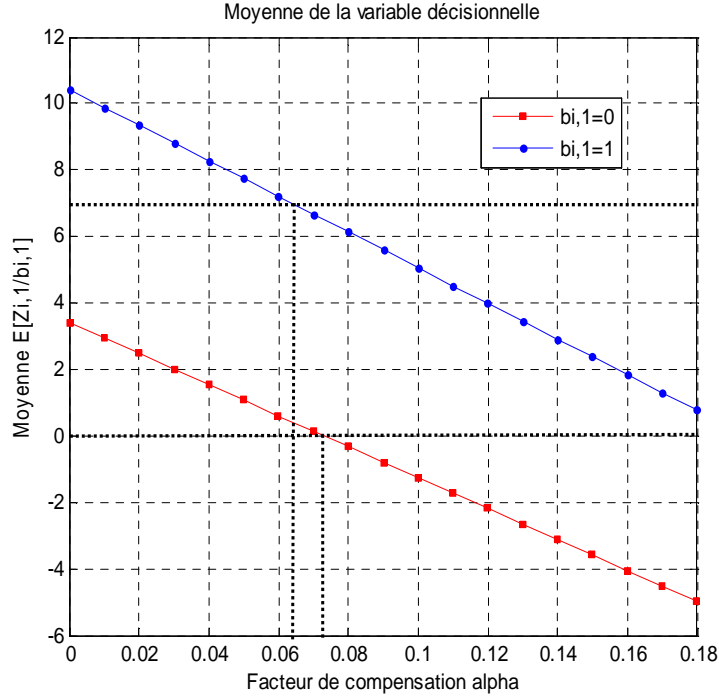


Figure 3.12 : Moyenne de la variable décisionnelle $E[Z_i^{(1)}/b_i^{(1)}]$ en fonction de α .

Comme dans le cas théorique, nous obtenons sensiblement les mêmes valeurs de facteurs de compensation qui annulent les erreurs engendrées par les interférences d'accès multiples IAM.

L'annulation correspond à l'intersection entre la droite issue de l'expression (3.16) de la moyenne de la variable décisionnelle et la droite horizontale de moyenne $E[Z_i^{(1)}/b_i^{(1)}] = W = 7$, le poids du code pour une donnée « 1 » envoyée et $E[Z_i^{(1)}/b_i^{(1)}] = 0$ pour une donnée « 0 » envoyée.

Afin d'évaluer les performances du PIC compensé, nous étudions l'évolution de l'écart type, racine carrée de la variance, en fonction du facteur de compensation pour différentes données envoyées « 0 » ou « 1 ».

Pour cela nous commençons par déterminer l'expression de la variance de la variable décisionnelle développée [58]. Nous obtenons l'expression suivante :

$$\begin{aligned}
 V[Z_i^{(1)}/b_i^{(1)}] &= h_1(1 - \alpha W)^2 + \alpha^2 h_{2,i} - \alpha(1 - \alpha W)h_{3,i} \\
 &\quad + \sigma_n^2 (1 - 2\alpha h_4 + \alpha^2 h_4(1 + h_5))
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

où $h_5 = R(N - 2)$

$h_4 = R + h_5$

$$h_{3,i} = (1 - R) \left(b_i^{(1)} h_4 + \frac{h_4 h_5}{2} \right)$$

$$h_{2,i} = (1 - R) \left(b_i^{(1)2} h_4 + b_i^{(1)} h_4 h_5 + \frac{h_4 h_5}{2} (1 + R) \right) + \frac{h_4 h_5^2}{4}$$

$$h_1 = \frac{1}{2} h_4 \left(1 - \frac{R}{2} \right)$$

avec α , facteur de compensation

σ_n^2 , variance du bruit blanc gaussien

$b_i^{(1)}$, donnée de l'utilisateur désiré

W , poids du code

R , probabilité de recombinaison

Nous considérons dans un premier temps que la donnée « 0 » est envoyée. La figure 3.13 présente l'évolution de l'écart type en fonction du facteur de compensation pour deux valeurs de SNR à savoir 5dB et 10dB.

Dans un second temps nous considérons que la donnée « 1 » est envoyée, nous obtenons les résultats de la figure 3.14.

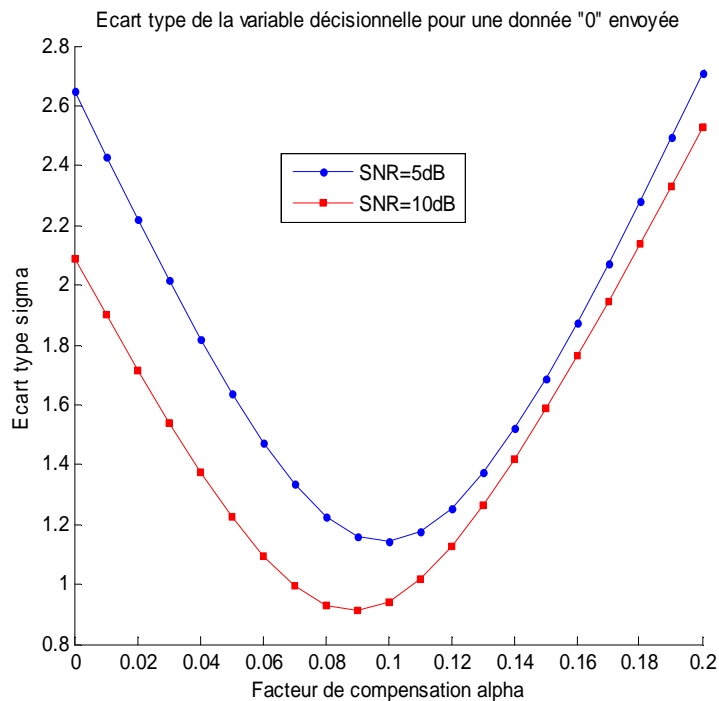


Figure 3.13 : Ecart type de la variable décisionnelle pour une donnée « 0 » envoyée.

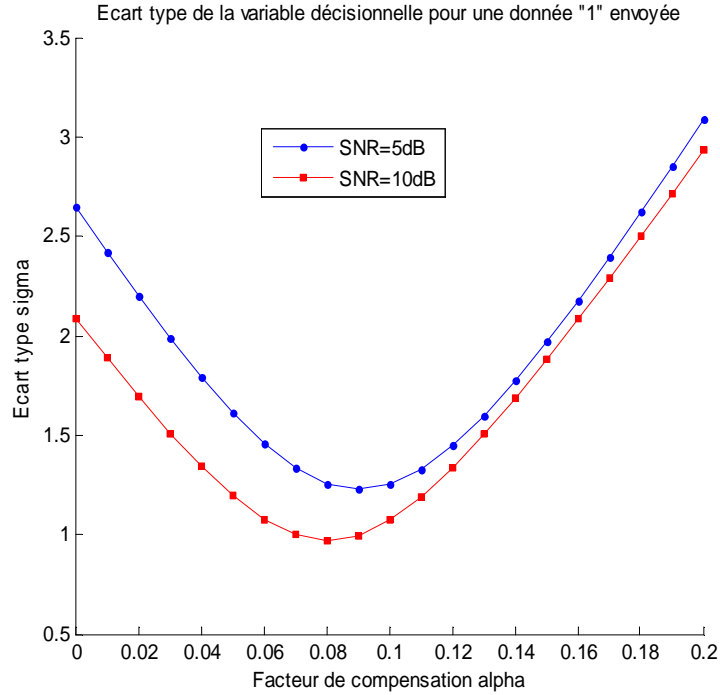


Figure 3.14 : Ecart type de la variable décisionnelle pour une donnée « 1 » envoyée.

Nous remarquons que quelle que soit la donnée envoyée « 0 » ou « 1 », la variance est faible autour des valeurs pour lesquelles le facteur de compensation annule les interférences d'accès multiples IAM.

Après avoir déterminé la moyenne et la variance, nous pouvons maintenant en déduire l'expression de la probabilité d'erreur du récepteur PIC avec compensation [71].

Nous rappelons que les erreurs de détection proviennent des interférences des $N-1$ utilisateurs non-désirés et du bruit des composants électroniques et optoélectroniques.

L'expression générale de la probabilité d'erreur est donnée par :

$$P_{ePIC_{compensé}} = \frac{1}{2}P\left(\left(Z_i^{(1)} \geq S\right)/b_i^{(1)} = 0\right) + \frac{1}{2}P\left(\left(Z_i^{(1)} < S\right)/b_i^{(1)} = 1\right)$$

Si nous nous effectuons la détermination de la probabilité d'erreur par la méthode gaussienne, nous obtenons l'expression suivante :

$$P_{ePIC_{compensé}} = \frac{1}{4} \left(\operatorname{erfc} \left(\frac{E_1 - S}{\sigma_1 \sqrt{2}} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{S - E_0}{\sigma_0 \sqrt{2}} \right) \right)$$

où E_1 et σ_1 sont respectivement la moyenne $E[Z_i^{(1)}/b_i^{(1)}]$ et la variance $V[Z_i^{(1)}/b_i^{(1)}]$ pour une donnée « 1 » envoyée.

E_0 et σ_0 sont respectivement la moyenne et la variance pour une donnée « 0 » envoyée.

S est le seuil de détection

Après avoir présenté le principe du récepteur PIC modifié par compensation, nous allons par la suite étudier l'influence du facteur de compensation α sur les performances système.

3.4.2 Influence du facteur de compensation

L'utilisation du facteur de compensation améliore les performances du récepteur PIC par rapport à l'annulation classique.

Dans cette partie nous allons étudier l'influence du facteur de compensation dont le but est de réduire de façon significative la probabilité d'erreur.

Nous commençons par déterminer le seuil de détection optimal. De ce fait, nous considérons un code 2D PC/PC de poids égal à 7 et un SNR égal à 10 dB.

La figure 3.15 suivante présente l'évolution de la probabilité d'erreur en fonction du seuil de détection pour différentes valeurs du facteur de compensation α .

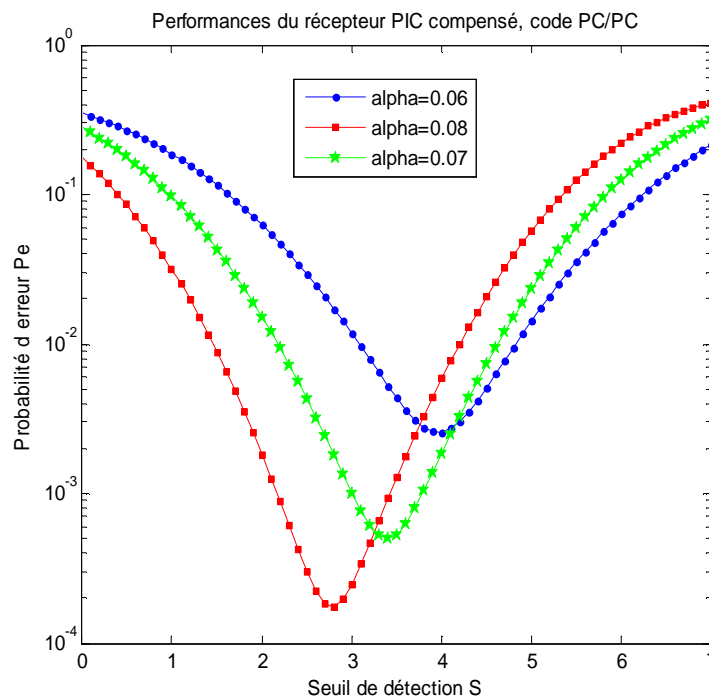


Figure 3.15 : Performances du récepteur PIC compensé en fonction du seuil de détection pour différentes valeurs de α .

Nous remarquons que le seuil optimal varie en fonction de la valeur du facteur de compensation α . En effet, pour les valeurs de α ci-après : $\alpha = 0,08$, $\alpha = 0,07$ et $\alpha = 0,06$, les seuils optimaux correspondants sont respectivement : $S_{opt} = 2,8$, $S_{opt} = 3,4$ et $S_{opt} = 4$.

La figure 3.16 suivante est une représentation en 3D de l'évolution de la probabilité d'erreur en fonction de deux paramètres distincts : le facteur de compensation α et le seuil de détection S . Nous considérons un SNR égal à 10 dB.

Les résultats obtenus mettent en évidence un couple facteur de compensation optimal associé à un seuil optimal.

Le facteur de compensation optimal est $\alpha_{opt} = 0,08$ et le seuil correspondant est environ $S_{opt} = 2,5$. Le couple (α_{opt}, S_{opt}) permet d'obtenir la probabilité d'erreur la plus faible.

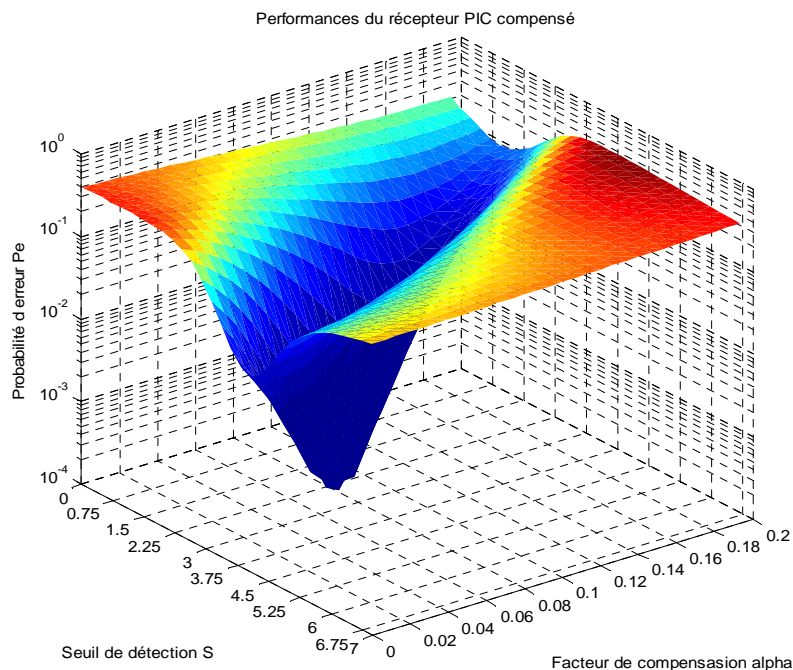


Figure 3.16 : Représentation en 3D des performances du récepteur PIC compensé en fonction du seuil de détection et du facteur de compensation α .

Après avoir étudié l'influence du facteur de compensation sur la détermination du seuil de détection optimal, nous poursuivons avec l'évaluation des performances des codes 2D PC/PC.

3.4.3 Performances des codes 2D PC/PC

Dans cette partie nous évaluons les performances des codes 2D PC/PC obtenues avec les récepteurs PIC modifiés par l'ajout du facteur de compensation. Pour ce faire, nous étudions l'évolution de la probabilité d'erreur en fonction du SNR ainsi que les paramètres du code.

Cependant, étant donné qu'avec les codes PC/PC tous les paramètres du code dépendent du poids de celui-ci, il suffit d'étudier l'évolution de la probabilité d'erreur en fonction d'un des paramètres du code pour pouvoir déduire la tendance avec les autres paramètres.

Afin d'étudier l'influence du bruit sur les performances du système, nous évaluons l'évolution de la probabilité d'erreur en fonction du SNR sur les récepteurs CCR, PIC classique et compensé. Nous considérons un code PC/PC de poids 7, la figure 3.17 suivante présente les résultats obtenus.

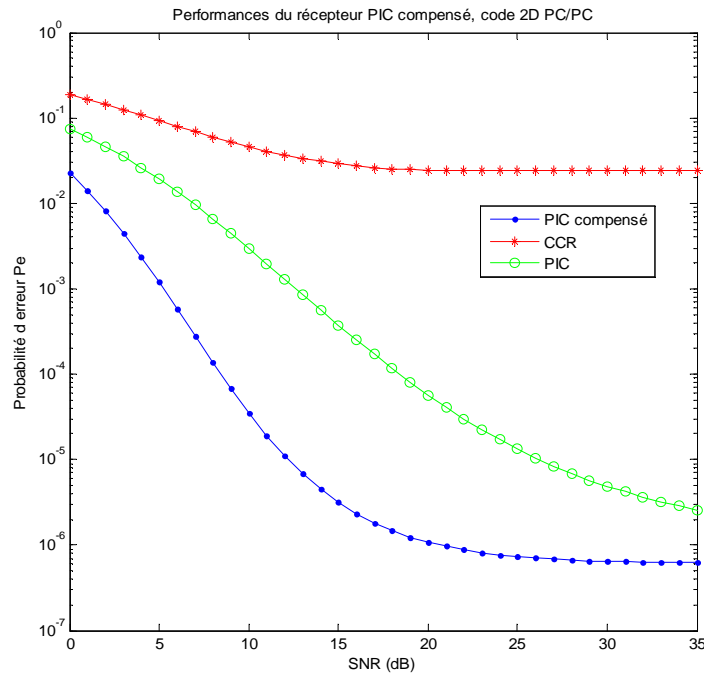


Figure 3.17 : Performances des récepteurs CCR, PIC classique et PIC compensé en fonction du SNR.

Nous remarquons que pour des grandes valeurs de SNR, au-delà de 20 dB pour le récepteur CCR, 25 dB pour le récepteur PIC compensé et 33 dB pour le récepteur PIC classique, la probabilité d'erreur n'évolue plus et tend vers une asymptote respectivement égale à $1.5 \cdot 10^{-2}$, $6 \cdot 10^{-7}$ et $1,8 \cdot 10^{-6}$.

Pour ces fortes valeurs de SNR, le bruit n'influe plus sur les performances du système, seules les interférences d'accès multiples (IAM) sont responsables de la dégradation des performances.

Dans le but d'étudier l'influence des paramètres du code sur les performances du récepteur PIC compensé, nous évaluons l'évolution de la probabilité d'erreur pour différentes valeurs de poids. Pour cela, nous considérons trois valeurs de poids distinctes : $p=3$, $p=7$ et $p=11$. Les performances obtenues sont illustrées figure 3.18 suivante.

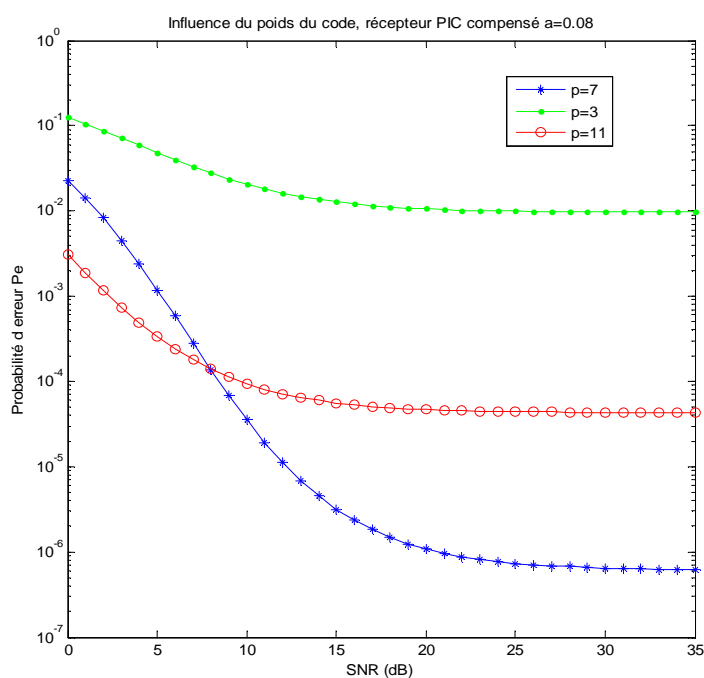


Figure 3.18 : Influence du poids du code PC/PC sur les performances du récepteur PIC compensé.

Les meilleures performances sont obtenues avec un poids de code égal à 7. En dessous ou au-delà de cette valeur, les performances se dégradent.

Si nous considérons un poids de code plus faible, égal à 3, les performances sont fortement dégradées et la probabilité d'erreur tend vers une valeur limite (10^{-2}), pour un SNR supérieur à 15 dB.

Dans les deux cas, $p=3$ et $p=11$, nous notons que la probabilité d'erreur n'évolue plus au-delà d'un SNR égal à 15 dB.

A cet effet, nous utilisons dans la suite, un poids de code égal 7 qui représente le poids optimal.

Après avoir évalué les performances en fonction du SNR, nous considérons la valeur limite $SNR = 25 \text{ dB}$ pour la suite des simulations.

Nous allons maintenant évaluer les performances des codes 2D PC/PC obtenues avec le récepteur PIC compensé en fonction du nombre d'utilisateurs actifs. Ces résultats apparaissent figure 3.19.

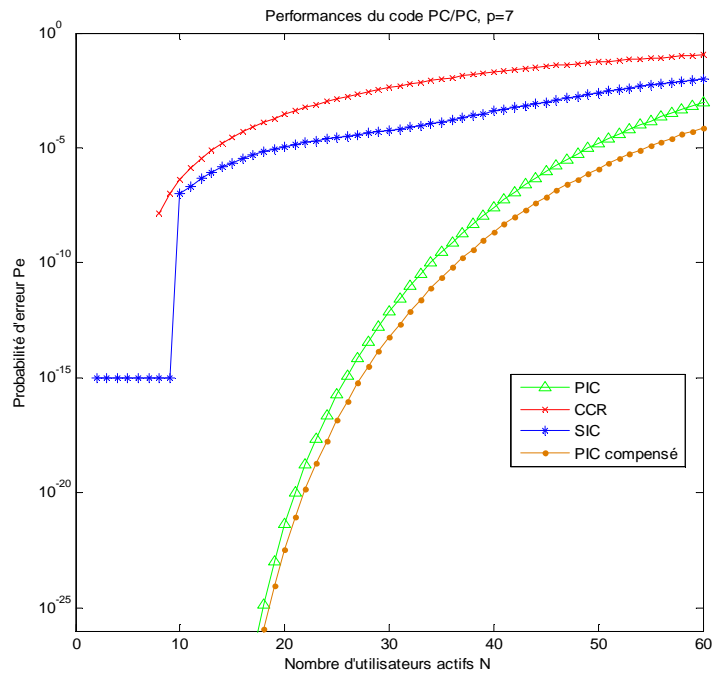


Figure 3.19 : Comparaison des performances des récepteurs CCR, SIC, PIC classique et compensé.

Les performances obtenues avec le récepteur compensé sont améliorées par rapport à celles du récepteur PIC classique. Le facteur de compensation permet d'avoir un gain sur les performances du système plus significatif pour les grands nombres utilisateurs actifs.

Si nous souhaitons avoir une probabilité d'erreur maximale égale à 10^{-9} , celle-ci est atteinte pour 35 utilisateurs avec le récepteur PIC classique et reportée à 40 utilisateurs avec le récepteur PIC compensé.

Nous pouvons ainsi utiliser jusqu'à cinq utilisateurs de plus avec un récepteur PIC compensé dans les mêmes conditions.

Une comparaison des performances des récepteurs PIC classique et compensé est présentée tableau 3.3 suivant.

Nombre d'utilisateurs actifs N	PIC classique	PIC compensé
60	$1 \cdot 10^{-3}$	$7,8 \cdot 10^{-5}$
50	$1,8 \cdot 10^{-5}$	$1,3 \cdot 10^{-6}$
40	$3 \cdot 10^{-8}$	$2 \cdot 10^{-9}$
30	$6,3 \cdot 10^{-7}$	$5,1 \cdot 10^{-8}$

Tableau 3.3 : Comparaison des performances des récepteurs PIC classique et compensé.

Nous obtenons qu'il existe un gain d'environ un facteur 10 si nous considérons 60 utilisateurs actifs ou moins. Nous concluons que le facteur de compensation permet de diminuer les erreurs de détection engendrées par les interférences d'accès multiples IAM.

Nous évaluons maintenant l'influence du facteur de compensation sur les performances du récepteur PIC compensé. La figure 3.20 suivante présente les résultats obtenus.

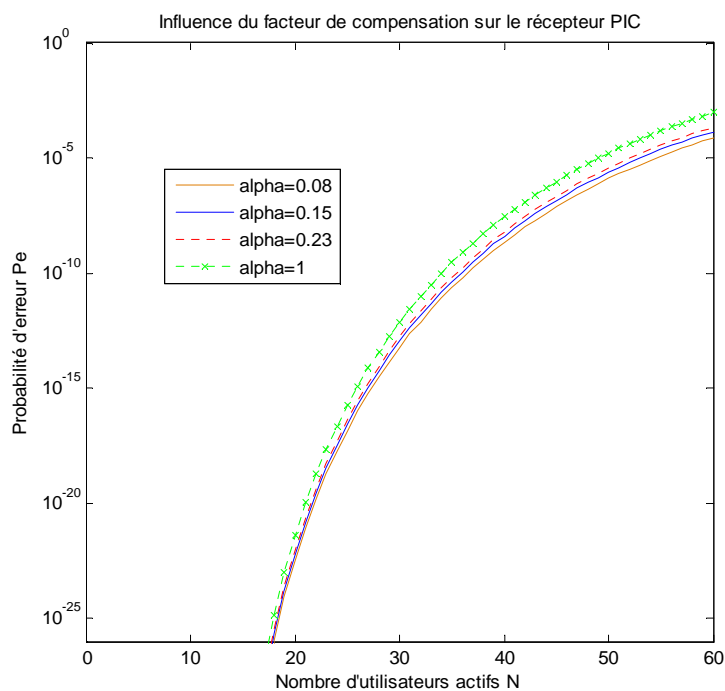


Figure 3.20 : Influence du facteur de compensation sur les performances du récepteur PIC compensé.

Nous notons que les meilleures performances sont obtenues avec de faibles valeurs du facteur de compensation. Ce dernier est compris entre 0 et 1 ($0 < \alpha < 1$). Le récepteur PIC classique correspond au cas où le facteur de compensation est égal à 1. Dans le cas où $\alpha = 0$, on retrouve le récepteur CCR conventionnelle.

Si nous considérons 60 utilisateurs actifs, les probabilités d'erreur sont respectivement :

- 10^{-3} pour $\alpha = 1$
- $1,5 \cdot 10^{-4}$ pour $\alpha = 0,15$
- $2,2 \cdot 10^{-4}$ pour $\alpha = 0,23$
- $7,8 \cdot 10^{-5}$ pour $\alpha = 0,08$

A la suite de cette évaluation, nous notons, pour 60 utilisateurs considérés, un gain de facteur 10 sur les performances du récepteur PIC compensé par rapport au récepteur PIC classique. Ceci est dû à la diminution efficace du terme d'interférences du fait de l'ajout du facteur de compensation.

3.5 Conclusion

Nous avons entamé ce chapitre avec l'étude de deux méthodes distinctes de détermination de probabilité d'erreur à savoir la méthode gaussienne et la méthode combinatoire ou probabiliste. Les résultats obtenus à la suite de cette étude ont montré que les codes 2D PC/PC offrent les meilleures performances quel que soit le type de récepteur, mono-utilisateur CCR ou multiutilisateurs à annulation d'interférences parallèle PIC.

Nous avons par la suite proposé un récepteur PIC modifié avec l'ajout d'un facteur de compensation afin de réduire au mieux les erreurs engendrées par les interférences d'accès multiples IAM. Ceci permet d'améliorer les performances en termes de probabilité d'erreur.

Nous avons montré l'influence du facteur de compensation sur les performances du récepteur PIC modifié. L'étude des performances menée à travers les simulations a montré un gain appréciable en termes de probabilité d'erreur par rapport au récepteur PIC classique. Nous retenons au final l'obtention de performances intéressantes des codes 2D PC/PC.

La contribution majeure dans ce chapitre est d'avoir proposé une structure permettant d'améliorer les performances des codes 2D PC/PC obtenues avec les récepteurs à annulation d'interférences parallèle PIC.

Dans le chapitre suivant, nous détaillons le principe de la MGDM et par la suite nous mettons en application la transmission d'information au sein de fibre optique, émission-réception, à travers un banc d'essai optique.

Chapitre 4 : Le canal de transmission : propagation au sein de la fibre optique

4.1 Introduction

Après avoir étudié, dans les chapitres précédents, les codes optiques orthogonaux à une dimension 1D et à deux dimensions 2D en émission, et les récepteurs mono et multi-utilisateurs CCR, SIC et PIC en réception, nous développons, dans ce chapitre, l'évaluation expérimentale des performances de la fibre optique pour différents types de signaux envoyés. A cet effet, nous proposons d'exploiter la technique MGDM pour l'envoi de services multiples avec l'utilisation d'un laser sélectif. Ceci, dans le but d'exploiter au mieux le débit et la bande passante offerts par la fibre optique.

Les outils de simulation, s'avèrent de plus en plus nécessaires du fait de la complexité croissante des architectures et systèmes développés. Ils sont utilisés dans le but d'optimiser au mieux les paramètres intervenant dans la réalisation d'un système de transmission optique. Ces outils utilisent les éléments expérimentaux tels que les signaux relevés avec des appareils de mesure ou encore les courbes caractéristiques de composants réels. Ceci donne la possibilité d'anticiper les résultats expérimentaux attendus notamment lorsque la technologie ne s'avère pas encore complètement disponible.

De ce fait, nous étudions dans la deuxième partie de ce chapitre, les performances obtenues à l'aide du logiciel de simulation de la chaîne de transmission optique, VPI™ Systems. Nous comparons, par la suite, les résultats obtenus à l'aide de ce logiciel à ceux obtenus par expérimentation effectuée au laboratoire grâce à l'utilisation d'un banc d'essai optique. Nous présentons la chaîne de transmission optique et développons ensuite, les performances de la fibre optique obtenues pour différents signaux envoyés dans deux cas, simulation et expérimentation.

4.2 Fonctionnalités de la technique MGDM

La technique de multiplexage MGDM pour Mode Group Diversity Multiplexing, développée dans le chapitre 1 constitue une technique de multiplexage pionnière pour l'utilisation de multiservices sur les fibres optiques. Elle permet de gérer plusieurs groupes de modes et d'améliorer la capacité de la fibre optique. Avec cette technique, nous pourrions prétendre à une utilisation optimisée du débit et de la bande offerts par la fibre optique.

Du point de vue théorie de l'information, la fibre multimode présente une plus grande capacité de transport d'information que la fibre monomode, car elle peut guider une multitude de modes. De ce fait la technique MGDM sera utilisée avec les fibres multimodes afin de gérer au mieux les multiservices.

L'idée contenue dans cette étude est d'envoyer simultanément plusieurs signaux distincts dans le cœur d'une même fibre optique et de pouvoir les récupérer à la sortie, sans confusion et avec le moins d'erreur possible.

Des études effectuées au laboratoire IEMN-DOAE ont montré la possibilité d'envoyer jusqu'à trois canaux distincts ; au-delà de trois utilisateurs, il devient nécessaire d'augmenter la puissance émise afin d'obtenir des performances satisfaisantes [72].

Nous présentons dans les paragraphes qui suivent le principe de fonctionnement ainsi que les caractéristiques du canal MGDM.

4.2.1 Principe d'une liaison MGDM

Le concept est basé sur l'utilisation, de N émetteurs optiques indépendants à une extrémité de la chaîne de transmission, et de M récepteurs à l'autre bout de la chaîne. Chaque émetteur envoie un signal de données dans un groupe de modes différent avec un angle d'émission donné (offset). Chaque récepteur sélectif détecte le mélange de N signaux et les sépare grâce au processeur de signal électrique de la chaîne. Pour cela, le processeur de signal doit inverser la matrice de transmission qui décrit le transfert du signal des N émetteurs vers les M récepteurs [73]. Au final, cela permet de créer des canaux de communication parallèles dans une fibre multimode par excitation des groupes de modes distincts.

4.2.2 Caractéristiques du canal MGDM

Le système MGDM est similaire à celui du MIMO radio pour Multiple-Input Multiple-Output. De ce fait l'étude des caractéristiques du canal MGDM pourrait être identique à celle du canal MIMO [73]. La capacité du canal d'un système MGDM varie en fonction des conditions d'émission et de réception. Elle est donnée par l'expression suivante.

$$C = B \cdot \log_2 \left(\det \left(I_{N_R} + \frac{SNR}{N_E} H H^* \right) \right) \quad (4.1)$$

avec :

B : Bande passante du canal (Hz).

N_E : Nombre d'émetteurs.

N_R : Nombre de récepteurs.

SNR : rapport signal sur bruit moyen.

H : Matrice du canal MGDM.

L'information sur la valeur de la matrice H est donnée par le CSI pour Channel State Information. Il s'agit d'une valeur mathématique qui représente le canal d'un signal. Les applications qui autorisent la mise en place d'un retour d'information du récepteur vers l'émetteur permettent de renvoyer l'état du canal (CSI). En exploitant cette information, il sera possible d'anticiper les effets du canal et de ce fait d'améliorer la transmission. Il a été démontré dans [74] que l'intensité lumineuse à la sortie de la fibre change sur de longues périodes. Le nombre de modes excités pour chaque canal, ainsi que les modes communs entre les canaux, dépendent de l'excitation à l'entrée de la fibre, d'où la nécessité de bien choisir les paramètres d'excitation.

Le choix des paramètres de l'angle d'émission « offset », de la taille du faisceau laser « spot size » et de la longueur d'onde, est très important pour l'optimisation de la transmission optique. Si nous considérons un système MGDM avec trois canaux où l'injection de la lumière se fait à trois offset différents : axial i.e. $0 \mu\text{m}$, à $13 \mu\text{m}$ et $26 \mu\text{m}$ du cœur central, nous obtenons trois excitations différentes sur la fibre, et au niveau de la réception, un exemple de signal lumineux reçu est représenté figure 4.1.

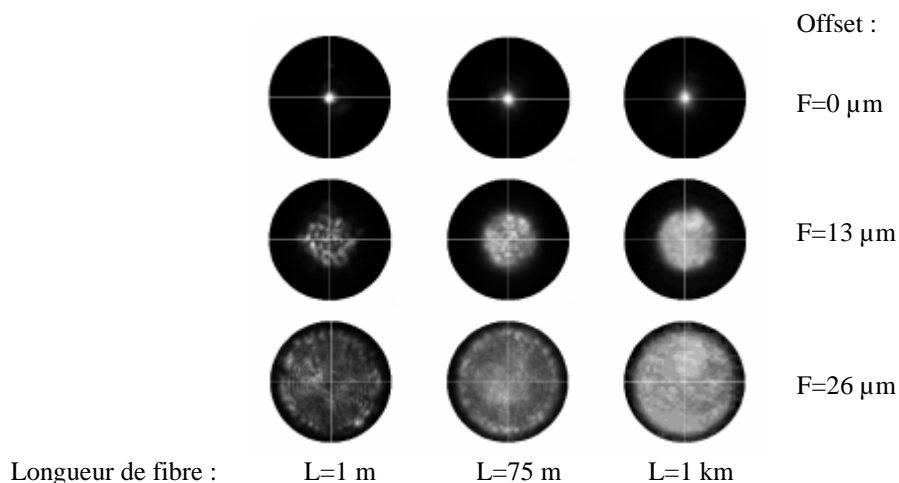


Figure 4.1 : Signal lumineux en sortie selon la valeur de l'offset et la longueur de la fibre [75].

Nous remarquons qu'avec un offset $F=0 \mu\text{m}$ seuls les modes d'ordre bas sont excités. Alors qu'avec un offset $F=13 \mu\text{m}$ ou $F=26 \mu\text{m}$, les modes d'ordres élevés sont également excités. La lumière est émise, selon la valeur de l'offset, dans trois zones différentes. A la réception, la détection est assurée par les photodiodes placées en face de chaque zone circulaire.

Dans le paragraphe suivant, nous commençons par présenter le logiciel VPITM Systems utilisé pour nos simulations avant de présenter par la suite les résultats obtenus pour la

simulation d'une chaîne de transmission optique. Pour cela, nous utilisons différentes valeurs d'offset, de spot size et longueur d'onde afin de déterminer l'optimum pour une excitation appropriée à l'entrée de la fibre, avec une bonne transmission satisfaisante.

4.3 Simulations avec le logiciel VPI Systems

Créé en 1997, VPI Systems est un des premiers fournisseurs de logiciel de planification de réseau et de services pour l'industrie mondiale des télécommunications. VPI transmission Maker / VPI component Maker est un logiciel de simulation de chaînes de transmission optique qui permet de modéliser, simuler et analyser des modules allant du simple dispositif au système complet, dont les composants des systèmes réseaux. Ce logiciel est utilisé par plusieurs prestataires de services de communication et fabricants d'équipement de réseau. Ceci, pour évaluer les besoins actuels et futurs de capacité dans le but de planifier d'une façon optimale leur qualité de service [76]. VPI Systems peut également être utilisé, pour les activités de conception et d'analyse de performance de liaisons optiques. Les éléments utilisés dans la chaîne de transmission sont sous formes de modules reliés entre eux. Chacun des modules est rangé dans une bibliothèque et classé par thème. Nous pouvons accéder aux signaux en chaque point de la chaîne. Le logiciel VPI Systems possède une interface graphique puissante, figure 4.2, à cela s'ajoute un planificateur de simulation sophistiqué, robuste, avec des représentations de signaux optiques flexibles permettant ainsi une modélisation efficace de la chaîne de transmission optique.

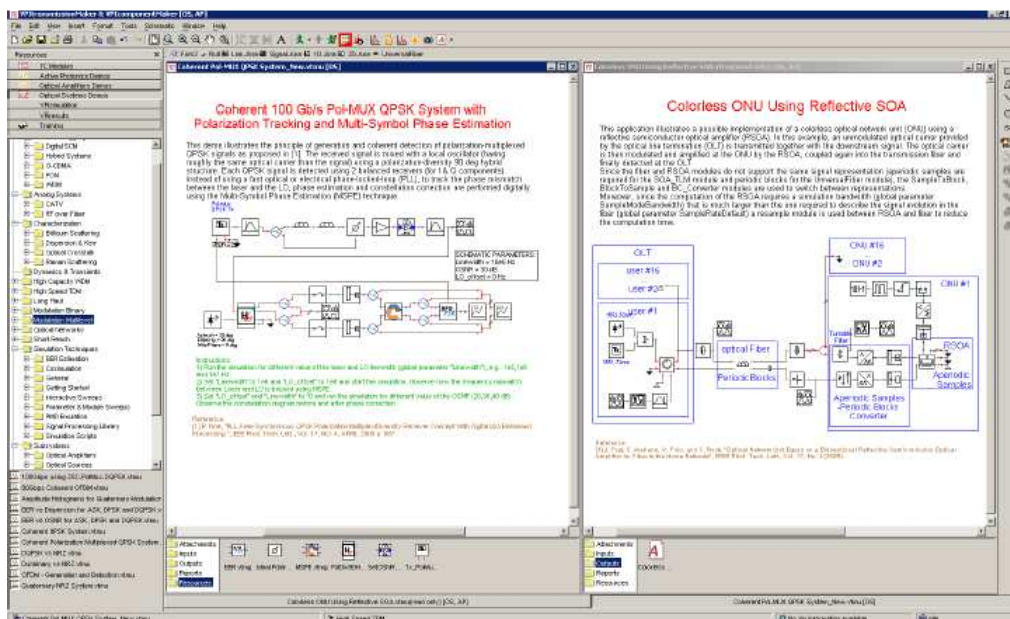


Figure 4.2 : Interface graphique du logiciel VPI™ Systems.

La chaîne de transmission constituée d'une succession de modules, est caractérisée par des paramètres généraux qui sont spécifiques à chaque module et des paramètres globaux communs à toute la chaîne, comme le temps d'échantillonnage. En l'occurrence, il tient compte de plusieurs paramètres physiques de la fibre optique. La définition des paramètres se fait par attribution de valeurs numériques.

VPI Systems tient compte du bruit associé à chaque module dans les bibliothèques, ce qui favorise une modélisation efficace des systèmes complexes sans besoin d'exécuter des simulations de longue durée.

Après simulation, VPI Systems affiche le résultat obtenu, selon plusieurs types de traitement, tels que l'affichage temporel direct, le bilan de puissance, le facteur de qualité et autres. La bibliothèque « Analysers » dans la librairie TC Modules de VPI transmission Maker, contient plusieurs modules de visualisation du signal comme « Link Analyzer », « Power Meter », « Signal Analyzer ». Par exemple, le module « Signal Analyzer » permet de visualiser le signal temporel, le spectre optique ou électrique du signal, ainsi que le diagramme de l'œil. Les résultats issus des chaînes simulées peuvent être stockés dans des fichiers, de ce fait, ces résultats sauvegardés pourront alors être exploités à nouveau par VPI Systems ou un autre logiciel tel que Microsoft Excel ou Matlab...

4.3.1 La chaîne de transmission optique

Nous considérons pour cette étude une chaîne de transmission optique composée des éléments suivants :

- Un laser qui permet de fixer les longueurs d'ondes ou fréquences de travail typiques de la transmission radio sur fibre.
- Une fibre optique multimode de diamètre de cœur 50 μm et d'atténuation 0,4 dB/km.
- Une photodiode pour transformer le signal optique en signal radio.
- Une horloge pour corriger le retard.
- Un analyseur de spectre pour afficher les résultats obtenus.

La figure 4.3 suivante présente un schéma synoptique de la chaîne de transmission optique classique.

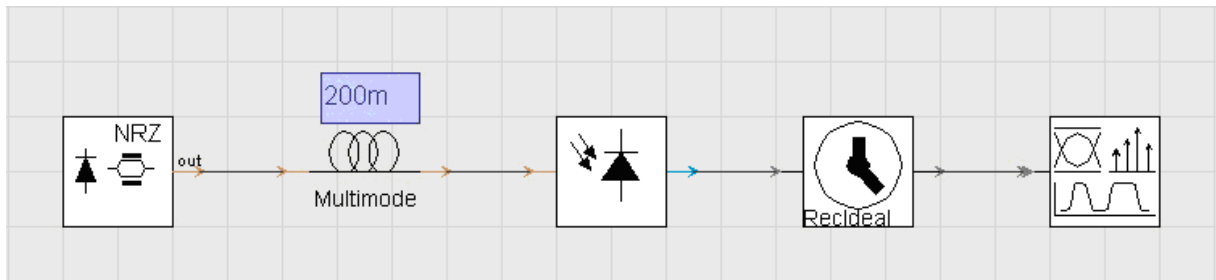


Figure 4.3 : Chaîne de transmission optique avec une fibre de longueur 200 m.

4.3.2 Résultats de simulation

Les résultats qui suivent proviennent des simulations effectuées sur VPI Systems, de la chaîne de transmission optique de la figure 4.3. Pour effectuer ces simulations nous considérons diverses fibres optiques de longueurs 200 m, 1 km et 3 km avec différentes longueurs d'ondes typiques de la radio sur fibre à savoir 850 nm, 1300 nm et 1550 nm. Pour éviter les risques de non linéarités dans la chaîne optique, il est nécessaire de travailler avec de faibles puissances. De ce fait, nous considérons une puissance de 5 mW.

Après simulation, nous présentons en réception la forme d'onde obtenue, le diagramme de l'œil et le spectre de raies. Dans ce mémoire, nous ne présentons que les résultats de courte portée obtenus avec une longueur de fibre de 200 m, 1 km et 3 km, en considérant une longueur d'onde de 1300 nm puis de 850 nm. Les autres cas de figures sont détaillés dans [14] et [77].

La forme d'onde de référence, c'est-à-dire le signal transmis, est présentée figure 4.4 suivante.

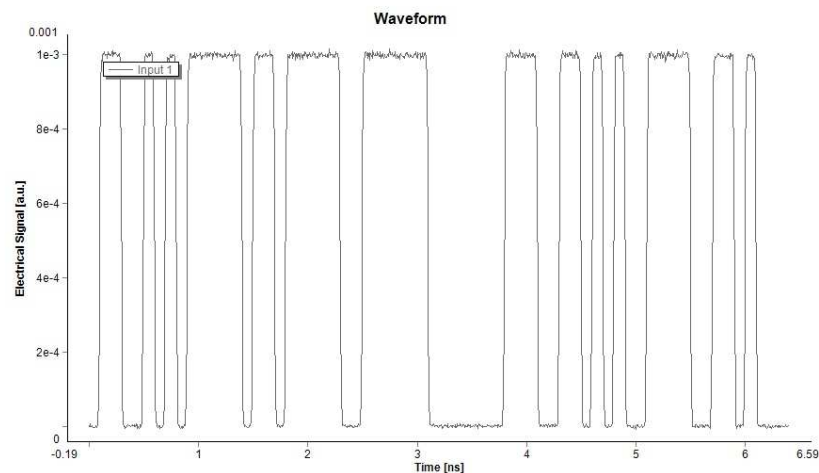
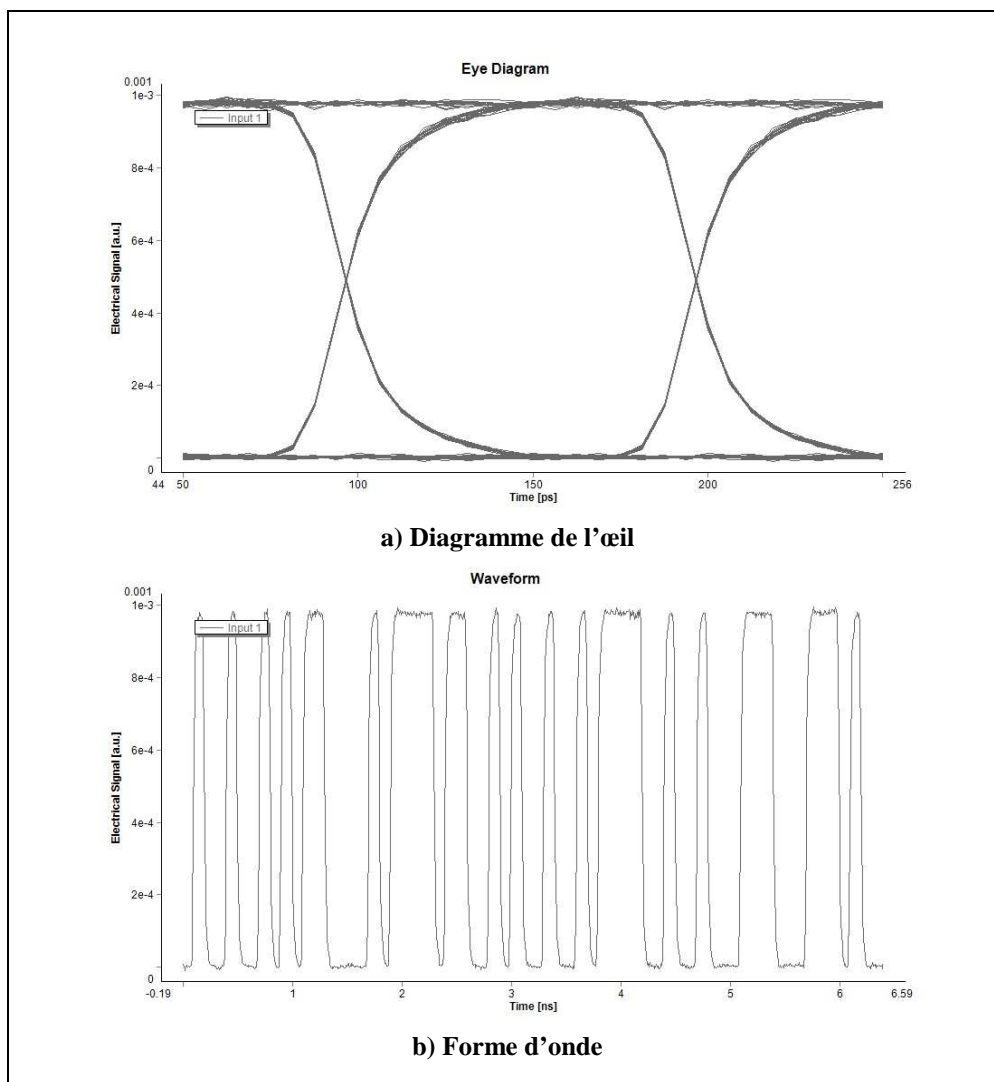


Figure 4.4 : Forme d'onde de référence transmise.

Dans cette première configuration de simulation, nous considérons une fibre multimode de longueur 200 m et nous effectuons des simulations avec une longueur d'onde $\lambda = 1300 \text{ nm}$ ($F = 230.7 \text{ THz}$). Les résultats obtenus sont présentés figure 4.5.

L'ouverture du diagramme de l'œil caractérise le bruit et les distorsions apportées par la chaîne de transmission.

La figure 4.5-a) présente un diagramme de l'œil bien ouvert ce qui montre qu'il y a très peu de distorsion ou encore très peu de bruit additif. Nous remarquons que la forme d'onde obtenue en réception, figure 4.5-b) s'approche de la forme d'onde transmise. Les spectres de raies, figure 4.5-c), sont bien visibles.



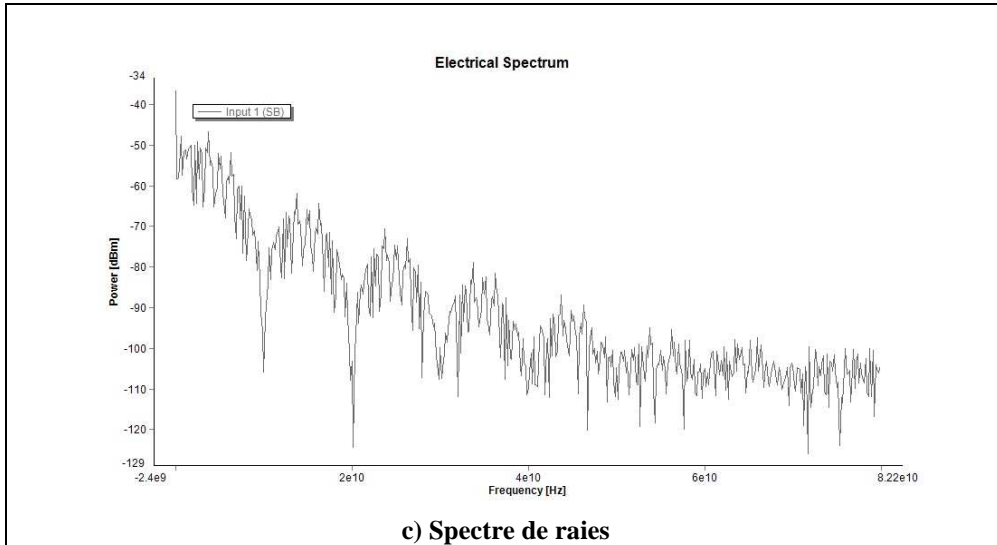
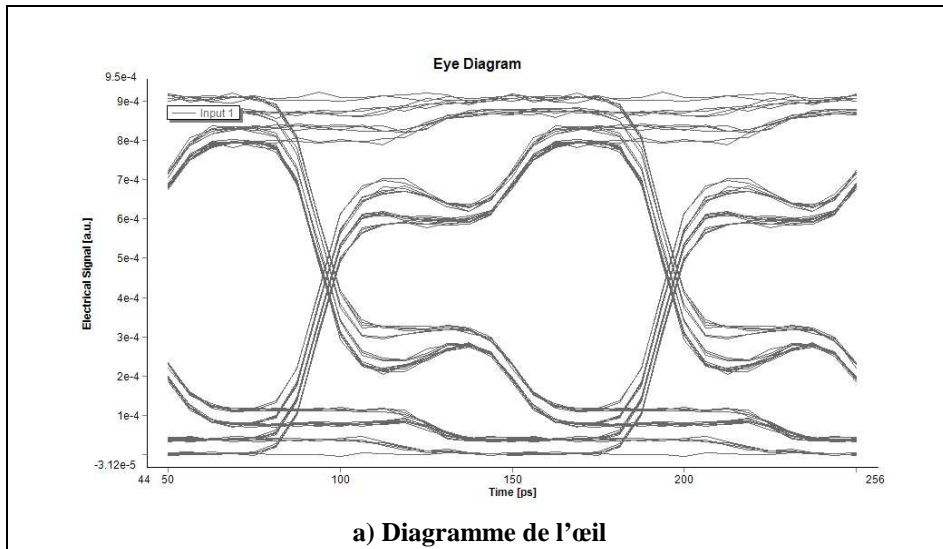


Figure 4.5 : Diagramme de l'œil, forme d'onde et spectre de raies, $\lambda = 1300 \text{ nm}$ et $L=200 \text{ m}$.

Pour une longueur de fibre de l'ordre de 200 m, de bonnes performances sont obtenues pour les trois longueurs d'ondes de travail (850 nm, 1300 nm et 1550 nm) [14] et [77]. En effet, les diagrammes de l'œil sont nettement ouverts, les spectres de raies bien visibles et les formes d'ondes régulières.

Maintenant, nous considérons la même chaîne de transmission avec une longueur de fibre, plus importante, de 1 km. Nous effectuons les simulations comme précédemment avec une longueur d'onde de 1300 nm, nous obtenons les résultats de la figure 4.6 suivante.



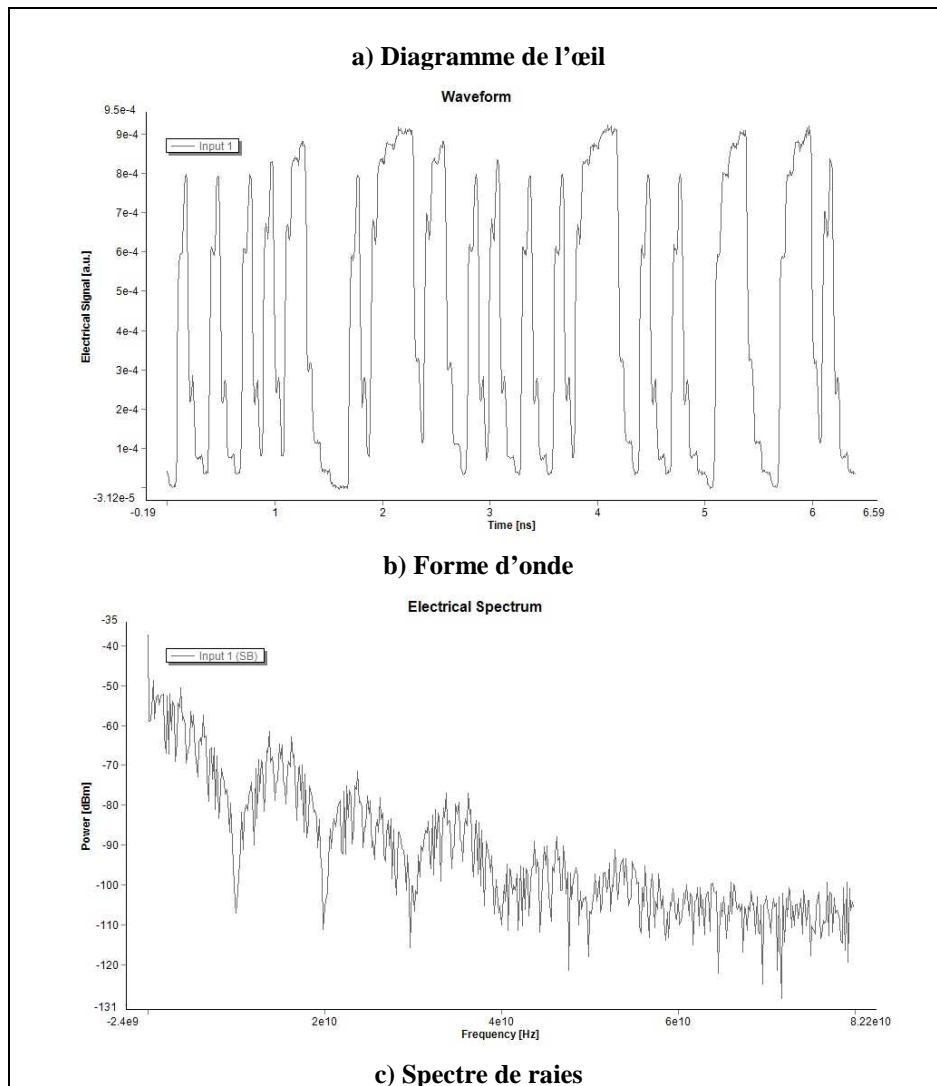


Figure 4.6 : Diagramme de l'œil, forme d'onde et spectre de raies, $\lambda = 1300 \text{ nm}$ et $L=1 \text{ km}$.

Nous remarquons sur la figure 4.6-a), la présence de bruit qui se traduit par la forme du diagramme de l'œil qui tend à se fermer. La forme d'onde reçue, figure 4.6-b), est légèrement modifiée par rapport à celle transmise et les spectres de raies, figure 4.6-c), sont moyennement visibles.

Nous concluons que quelle que soit la fréquence de travail utilisée (850, 1300 ou 1550 nm), les performances obtenues avec une longueur de fibre de 1 km sont moins bonnes que celles obtenues avec une longueur de 200 m [14] et [77]. Cela est dû à l'importance du bruit et de l'atténuation qui augmentent avec les atténuations linéiques des fibres.

Afin de vérifier ces résultats, nous considérons une longueur de fibre plus importante, cette fois de 3 km et une longueur d'onde de 850 nm, nous obtenons les résultats de la figure 4.7 suivante.

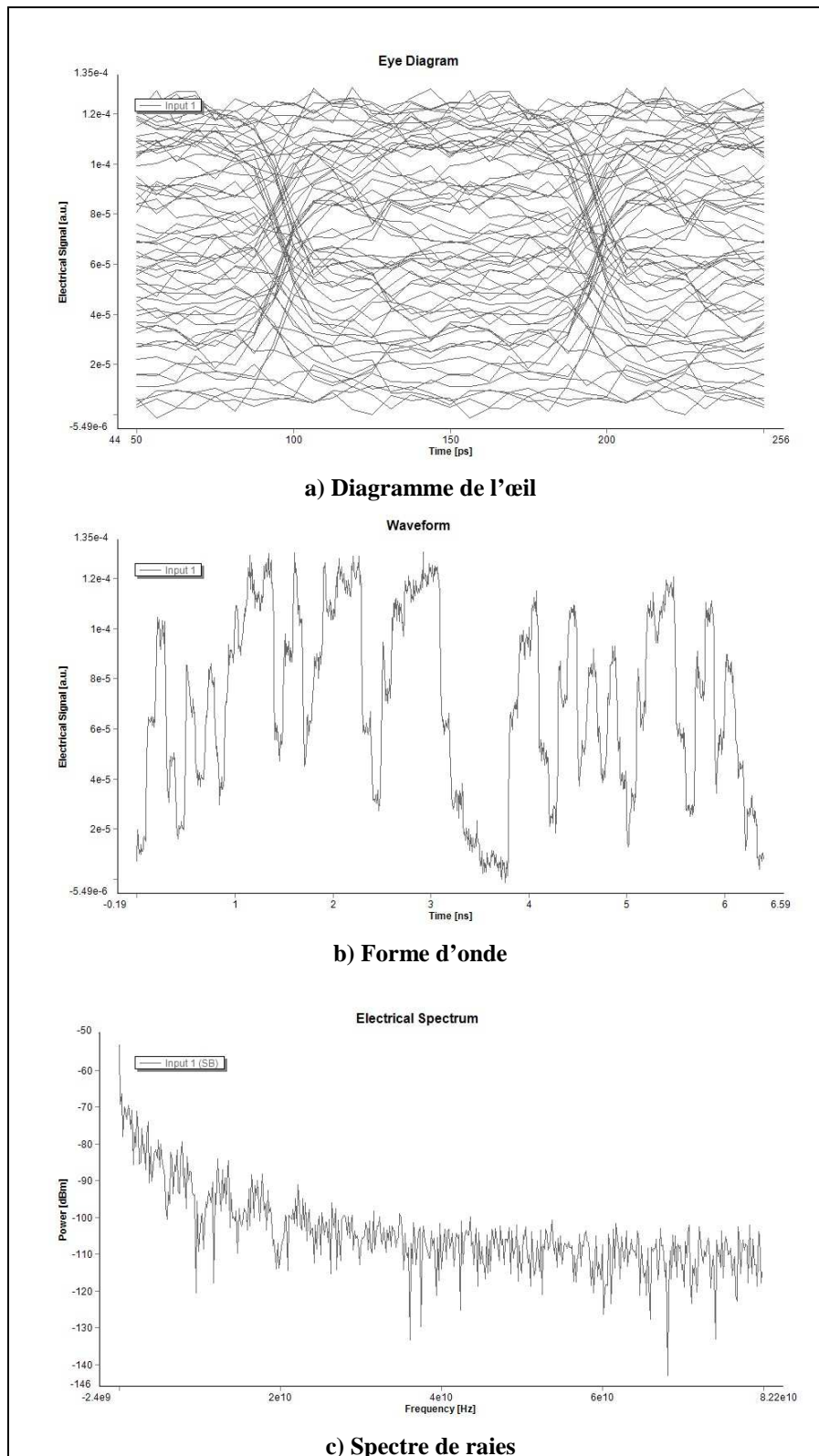


Figure 4.7 : Diagramme de l'œil, forme d'onde et spectre de raies, $\lambda = 850 \text{ nm}$ et $L=3 \text{ km}$.

Les performances obtenues, pour une longueur de fibre de 3 km, sont meilleures, à 1550 nm (ou 1300 nm) qu'à 850 nm [73-74]. Ceci est dû au fait que l'atténuation augmente

avec la fréquence. Le diagramme de l'œil, (figure 4.7-a), est complètement fermé, ceci se traduit par la présence de nombreuses erreurs de transmission dues à la longueur importante de la fibre optique. Les formes d'ondes reçues, (figure 4.7-b), sont très irrégulières et les spectres de raies, (figure 4.7-c), quasiment illisibles.

Après l'étude de plusieurs scénarios [14] et [77], nous remarquons que les erreurs de transmission augmentent avec la longueur de la fibre. En effet, l'atténuation augmente avec la longueur au point que le bruit devient prépondérant. En conséquence, le signal émis est pratiquement indécodable et les performances sont dégradées.

Dans le paragraphe suivant, nous évaluons quantitativement les performances en termes de taux erreur binaire (TEB ou BER pour Bit Error Rate) en fonction de la puissance d'émission, pour différentes longueurs de fibres et différentes longueurs d'ondes.

Afin de déterminer les performances obtenues en termes de probabilité d'erreur, avec la méthode gaussienne (ajout du BBAG pour Bruit Blanc Additif Gaussien ou AWGN pour Additive White Gaussian Noise), nous considérons la chaîne de transmission classique figure 4.3 à laquelle nous rajoutons les éléments suivants :

- un amplificateur
- un filtre sélectif
- une deuxième horloge
- un bloc de détermination du BER avec un convertisseur linéaire/logarithme et un afficheur en 2D du résultat obtenu.

La chaîne de transmission considérée est présentée figure 4.8 suivante.

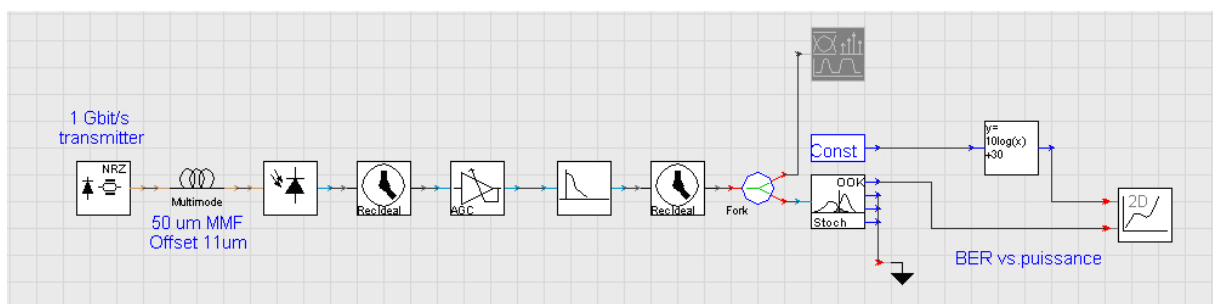


Figure 4.8 : Chaîne de transmission optique : détermination du BER.

Dans cette configuration, nous travaillons avec un débit binaire de 1 Gbits/s pour les trois fréquences typiques de travail utilisées à savoir 850 nm, 1300 nm et 1550 nm. Dans un système optique, le SNR est généralement de l'ordre de 20 à 25 dB. Le bruit qui agit sur le système de transmission optique est surtout le bruit provenant de la photodiode de détection.

Dans la suite, nous présentons l'évolution de la probabilité d'erreur en fonction de la puissance émise. Nous avons montré dans [14] et [77] que la taille optimale du faisceau laser (spot size) est égale à $w = 8 \mu m$, nous utilisons cette valeur dans la suite des simulations.

Les figures 4.9, 4.10 et 4.11 qui suivent représentent l'évolution de la probabilité d'erreur en fonction de la puissance émise pour les longueurs d'ondes respectives de 850 nm, 1300 nm et 1550 nm. Nous considérons dans les trois cas, différentes longueurs de fibres, à savoir 3 km, 1 km, 500 m, 200 m et 10 m.

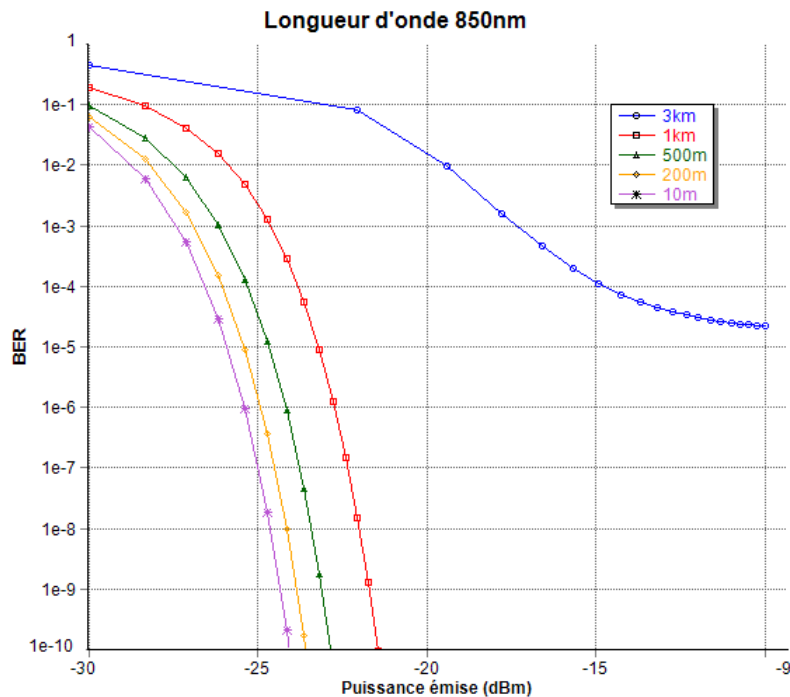


Figure 4.9 : Evolution du BER en fonction de la puissance émise $\lambda = 850 \text{ nm}$.

Nous remarquons qu'avec une longueur d'onde de 850 nm, l'évolution du BER en fonction de la puissance émise est similaire pour les quatre longueurs de fibres (10 m, 200 m, 500 m et 1 km). Par contre avec une longueur de fibre avoisinant 3 km, les performances sont très dégradées pour des puissances en dessous de -15 dBm. Nous obtenons pour les longueurs d'ondes de 850 nm, 1300 nm et 1550 nm un BER correspondant respectivement à $1,74 \cdot 10^{-5}$, $1,69 \cdot 10^{-5}$ et $1,12 \cdot 10^{-4}$.

De ce fait, nous concluons que les performances en termes de probabilité d'erreur sont fortement dégradées lorsque la longueur de la fibre optique est importante. Elles s'améliorent légèrement pour des puissances d'émission supérieures à -15 dBm et malgré l'augmentation de puissance, cette évolution se stabilise autour d'un BER de 10^{-5} .

Des performances satisfaisantes sont obtenues pour des puissances d'émission supérieures à - 25 dBm et des longueurs de fibre optique en deçà du kilomètre.

Avec une longueur d'onde $\lambda = 1300 \text{ nm}$ nous obtenons les résultats de la figure 4.9 suivante.

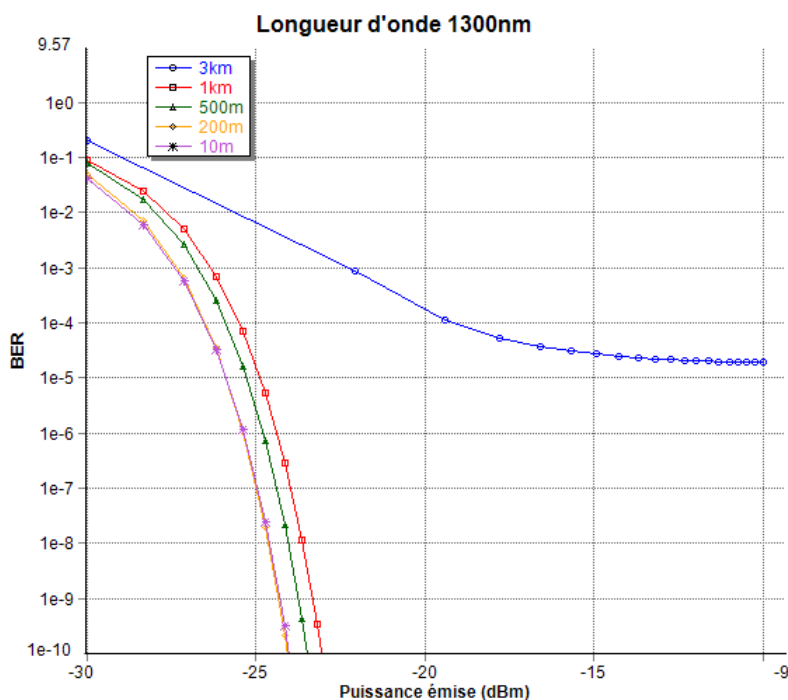


Figure 4.10 : Evolution du BER en fonction de la puissance émise $\lambda = 1300 \text{ nm}$.

Dans ce cas, nous obtenons des performances similaires au cas précédent (850 nm), pour les longueurs de fibres allant de 10 m à 1 km. Pour une longueur de 3 km, le BER se dégrade de manière significative même s'il s'améliore lorsque la puissance d'émission est augmentée.

Si nous souhaitons obtenir un BER en deçà de 10^{-6} , la puissance d'émission nécessaire doit être au minimum de :

- - 25,5 dBm pour les longueurs de 10 m et 200 m,
- - 24,5 dBm pour 500 m
- et - 24 dBm pour 1 km.

Par contre nous ne pouvons atteindre 10^{-6} pour une longueur de fibre de 3 km car les performances se stabilisent autour de $1,69 \cdot 10^{-5}$.

La longueur d'onde $\lambda = 1500 \text{ nm}$ procure les performances illustrées figure 4.10.

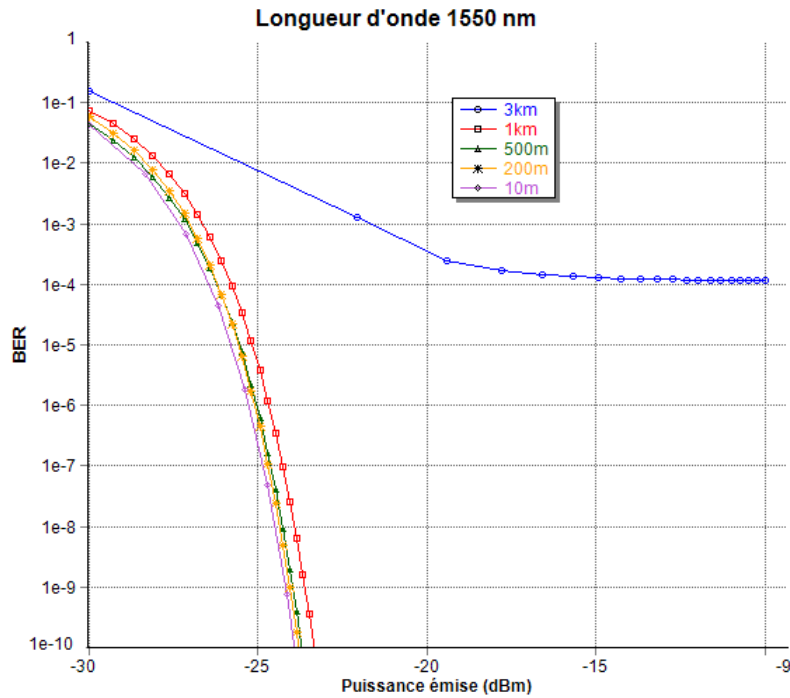


Figure 4.11 : Evolution du BER en fonction de la puissance émise $\lambda = 1500 \text{ nm}$.

Pour une puissance émise de - 25 dBm la fibre de longueur 10 m a un BER d'environ 3.10^{-7} et celle de 200 m et 500 un BER de 10^{-6} . Pour les longueurs plus importantes à savoir 3 km, 1 km les BER sont respectivement 8.10^{-3} et 6.10^{-6} . Par contre pour les puissances supérieures à - 15 dBm, le BER se stabilise autour de 10^{-5} pour 3 km.

Après avoir évalué les performances de la fibre optique par simulation, nous allons maintenant conforter ces résultats à ceux obtenus par expérimentation à l'aide d'un banc d'essai optique.

4.4 Le banc d'essai optique

Nous commençons par présenter un schéma synoptique du banc d'essai optique avant de détailler par la suite les résultats expérimentaux obtenus. Afin de vérifier les résultats de la simulation, nous effectuons une comparaison des performances obtenues dans le cas de l'expérimentation et de la simulation.

4.4.1 Schéma synoptique du banc d'essai optique

Dans le but d'évaluer les performances obtenues avec la fibre optique, nous avons effectué une expérimentation avec un banc d'essai optique composé des éléments suivants :

- 3 générateurs de fréquence, qui permettent d'envoyer les trois différentes fréquences des signaux considérés,
- un émetteur laser de longueur d'onde $\lambda=1310$ nm, qui transforme le signal électrique émis en signal optique avec une puissance maximale de 5 mW (ou 6,99 dBm).
- une fibre optique de longueur égale à 525 m et de diamètre cœur/gaine respectivement $9\mu\text{m}/125\mu\text{m}$.
- un récepteur optique, qui transforme le signal optique reçu en signal électrique,
- un analyseur de spectre, qui permet d'afficher les signaux reçus,
- un ordinateur, qui permet de récupérer les signaux reçus.

La figure 4.12 suivante présente une photo de la chaîne de transmission optique du banc d'essai réalisé au laboratoire.

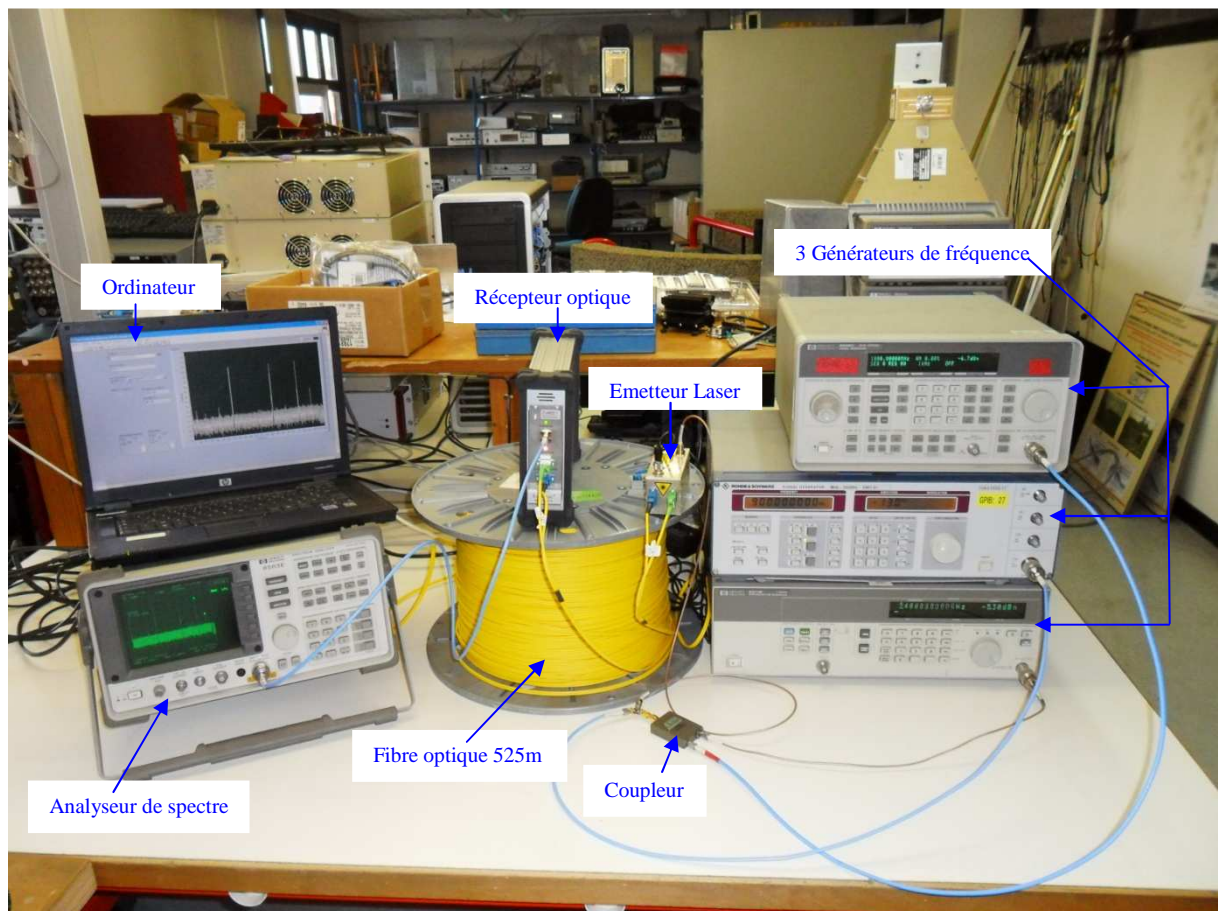


Figure 4.12 : Photographie du banc d'essai optique.

Afin de se rapprocher au mieux des résultats de simulation sur VPI, nous considérons une chaîne de transmission classique et nous évaluons les performances de la fibre optique.

Pour effectuer cette expérimentation, nous utilisons une fibre optique de longueur 525 m. De plus un coupleur sera utilisé pour assurer la liaison entre les trois générateurs de signaux radio et l'émetteur laser.

Avant de visualiser l'évolution de la puissance de sortie, nous avons relevé le gain du système qui est de 3 dB et le bruit du matériel qui varie entre 6 et 8 dB.

4.4.2 Résultats expérimentaux

Nous avons commencé par déterminer la dynamique d'utilisation de la fibre optique. Pour cela, nous avons tracé l'évolution de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée pour différentes fréquences, figure 4.13.

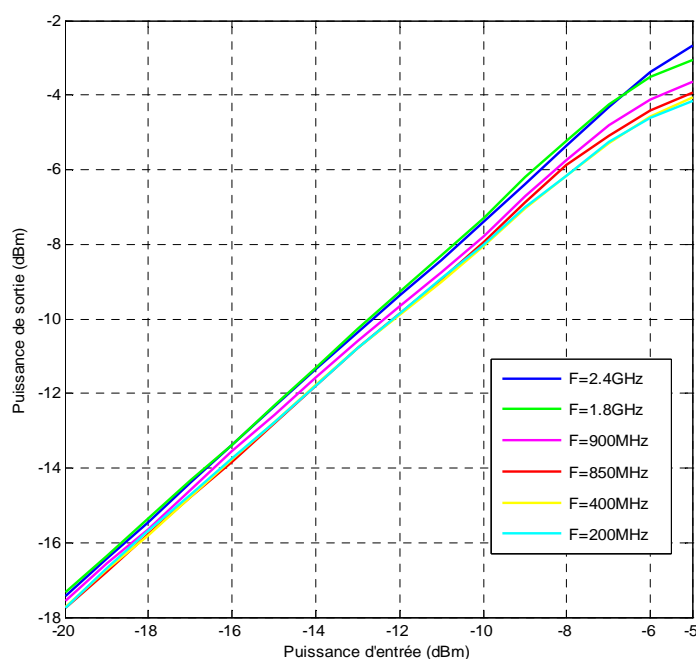


Figure 4.13 : Puissance de sortie P_s en fonction de la puissance d'entrée P_e pour différentes fréquences.

La figure 4.13 présente l'évolution de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée pour différents standards radio fonctionnant aux fréquences respectives de 2,4 GHz (fréquence typique du WiFi), 1,8 GHz (bande centrale DCS-1800), 900 MHz (GSM), 850 MHz, 400 MHz et 200 MHz.

Nous notons une évolution linéaire des courbes $P_s = f(P_e)$. Un effet de saturation se manifeste pour les puissances supérieures ou égales à -7 dBm. La courbe de 1,8 GHz est légèrement au-dessus de celle de 2,4 GHz du fait de l'influence de la longueur d'onde sur la puissance.

La puissance de sortie est proportionnelle à la puissance d'entrée pour des puissances d'entrées au-delà de -20 dBm et les puissances de sortie au-delà de -18 dBm.

En faisant varier la fréquence entre 50 et 3200 MHz sur 800 points, et en considérant une vitesse de balayage lent (10 s), pour éviter les effets dynamiques (variation de fréquence non instantanée, stabilisation des générateurs...), nous obtenons en figure 4.14 l'évolution de l'amplitude du signal considéré en fonction de la fréquence.

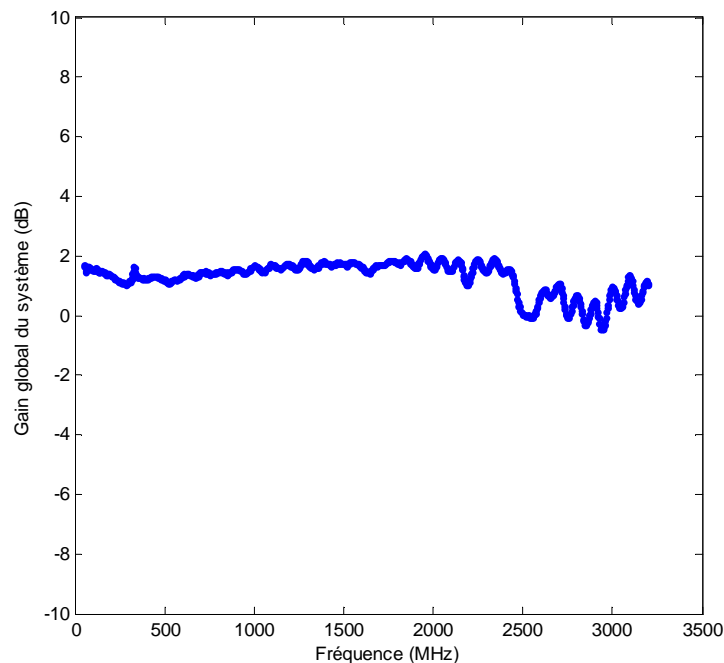


Figure 4.14 : Evolution du gain global du système en fonction de la fréquence.

Nous remarquons une évolution pratiquement constante de l'amplitude du signal sur toute la plage de fréquence considérée. Cela montre qu'il y a peu de perte dans notre système.

Dans une seconde configuration de mesures, afin de simuler le multiservices, nous commençons par envoyer deux signaux de fréquences différentes mais très proches 1000 MHz et 1001 MHz.

La figure 4.15 suivante, présente l'évolution du produit d'intermodulation delta en fonction de la puissance d'entrée P_e .

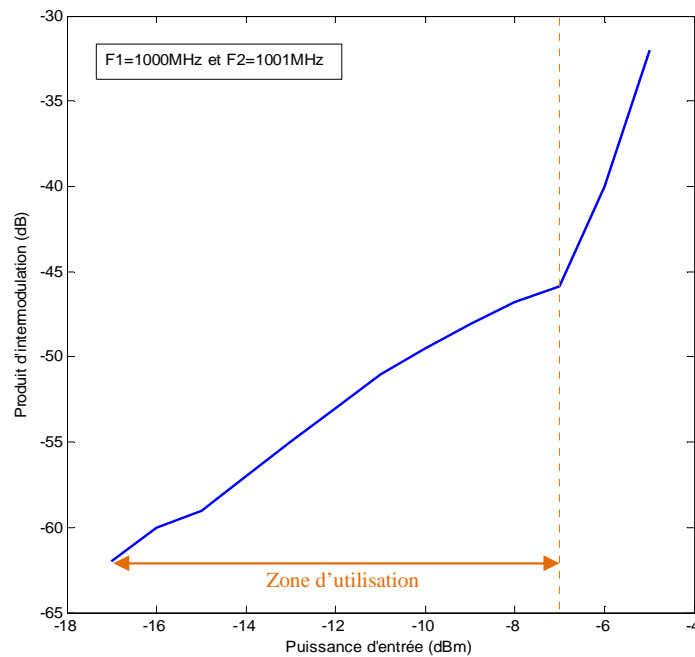


Figure 4.15 : Evolution du produit d’intermodulation en fonction de la puissance d’entrée.

Nous notons une variation linéaire par plage avec une rupture autour de la puissance d’entrée de -7 dBm. Nous concluons que le système est plus performant pour les faibles puissances (inférieures à -7 dBm), de ce fait il devient plus intéressant de travailler dans cette zone.

Après l’étude de deux signaux très proches en fréquences, nous allons maintenant envoyer trois signaux de fréquences différentes et étudier leurs transmissions au sein de la fibre optique.

Nous considérons trois signaux respectivement le GSM (900 MHz), la bande centrale DCS-1800 (1800 MHz) et le WiFi (2400 MHz). Toutes les porteuses sont à un niveau -20 dBm. Les résultats obtenus sont illustrés Figure 4.16 et tableau 4.1 suivants.

Signaux	Fréquence en (MHz)	Porteuse, Puissance d’entrée en (dBm)	Puissance de sortie en (dBm)	Gain en (dB)
GSM	900	-20	-17,67	2,33
DCS-1800	1800		-16,7	3,3
WiFi	2400		-16,83	3,17

Tableau 4.1 : Performances de signaux GSM et WiFi sur la fibre optique.

Avec une même porteuse incidente à -20 dBm, nous obtenons une restitution efficace des signaux WiFi, DCS-1800 et GSM. Cet exemple illustre la large bande passante potentielle de la fibre optique.

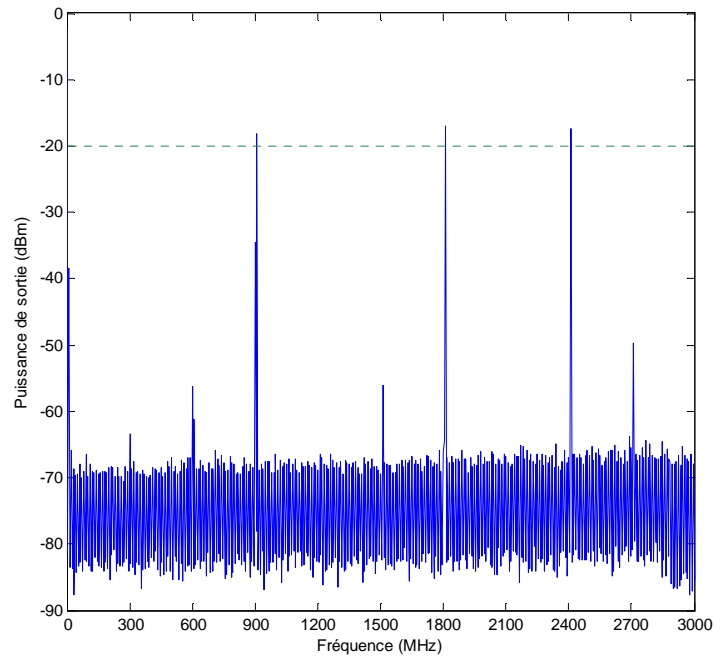


Figure 4.16 : Réception des signaux GSM, DCS-1800 et WiFi simultanée au sein de la fibre optique.

Dans l'attente de la disponibilité pratique de composants optoélectroniques pour mettre en œuvre la MGDM, cette expérience permet de montrer la capacité de la fibre optique à transmettre simultanément plusieurs services.

Les figures 4.17, 4.18 et 4.19 qui suivent effectuent des zooms pour chaque plage de fréquences correspondant respectivement aux signaux WiFi avec une fréquence centrale de 2.4 GHz, la bande centrale du DCS-1800 avec une fréquence centrale de 1,8 GHz et le GSM avec une fréquence centrale de 900 MHz.

Nous notons pour ces trois signaux, WiFi, DCS-1800 et GSM envoyés simultanément que les raies parasites apparaissent mais sont atténuées d'au moins 30 dB par rapport au signal utile.

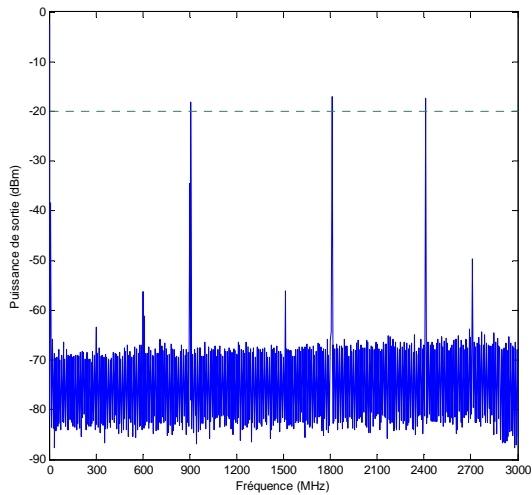


Figure 4.16 : Transmission des signaux GSM, DCS-1800 et WiFi au sein de la fibre optique.

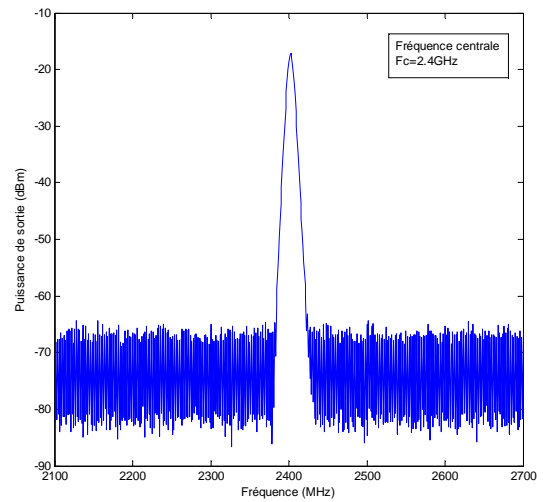


Figure 4.17 : Transmission du signal WiFi au sein de la fibre optique.

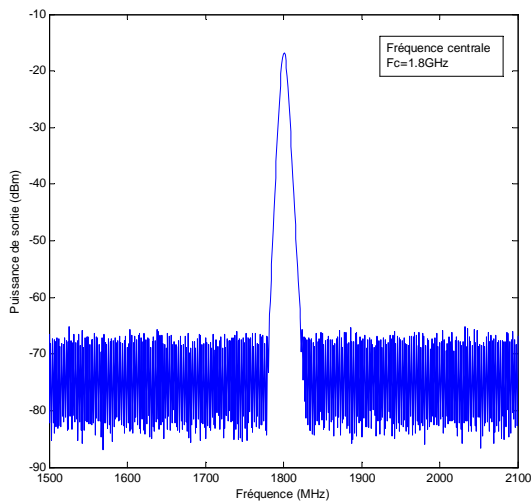


Figure 4.18 : Transmission du signal DCS-1800 au sein de la fibre optique.

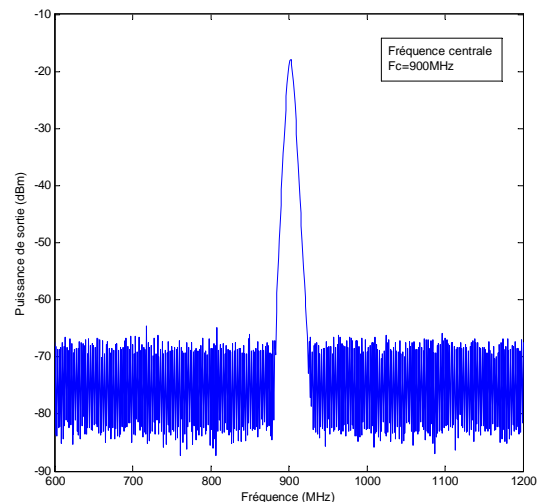


Figure 4.19 : Transmission du signal GSM au sein de la fibre optique.

4.5 Les applications de la transmission radio sur fibre optique dans les domaines de transports

Avec une large bande passante et une bonne capacité de communication, la fibre optique est de plus en plus utilisée pour la transmission des données à haut débit pour répondre aux besoins en nouveaux services.

Dans le cadre de la thèse qui fait l'objet de ce mémoire, nous avons proposé des solutions qui permettent d'optimiser ce débit et d'augmenter les capacités de transmission pour répondre aux besoins en nouveaux services notamment dans les domaines de transports guidés. Ainsi, au lieu d'envoyer un seul service par support comme c'est fait actuellement, plusieurs services pourraient être combinés et envoyés simultanément au sein d'une même fibre optique sans ajout d'infrastructures supplémentaires comme illustré figure 4.20 suivante. Ceci grâce à la technique de multiplexage MGDM proposée.

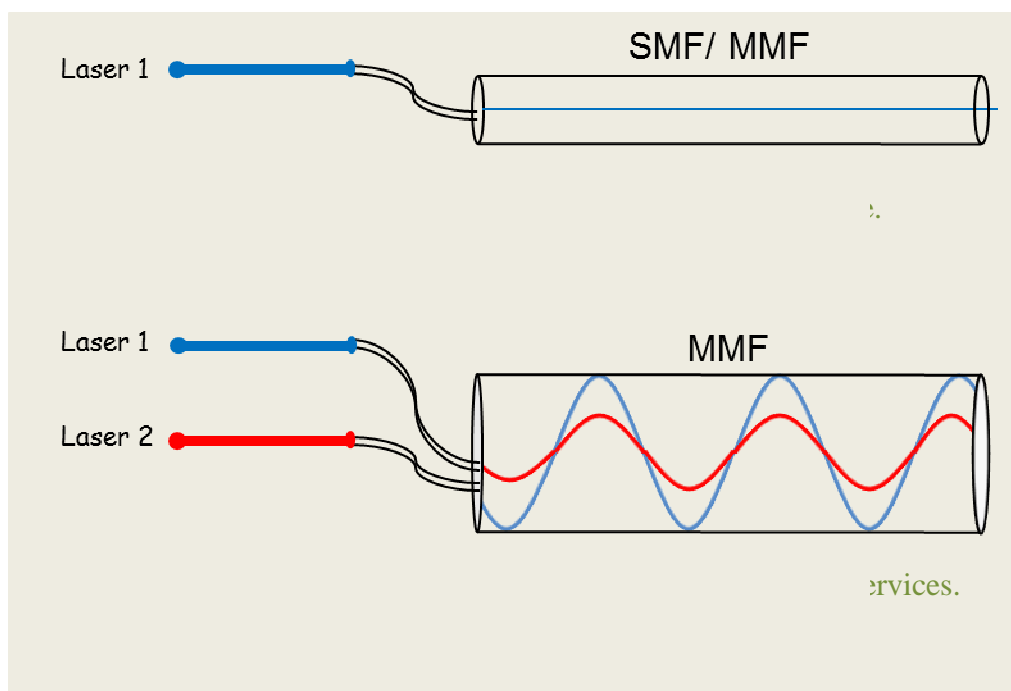


Figure 4.20 : Utilisation actuelle et future de la fibre optique.

Ceci contribuerait à réduire les coûts d'équipement, d'installation et de maintenance des opérateurs ferroviaires ou gestionnaires d'infrastructures.

Une des applications potentielles serait l'intégration, au sein d'une même fibre optique multimode procurant un service, d'un ou deux services supplémentaires en exploitant par exemple des nombreux réseaux d'antennes distribués que l'on rencontre dans les emprises ferroviaires ou guidés. Nous pourrions à cet effet exploiter au mieux le multiservices en utilisant les fibres multimodes présentes le long des lignes ferroviaires, des quais ou gares, pour assurer la transmission radio sur fibre (service multimédia d'information aux passagers, téléphone cellulaire, transmission par Wi-Fi, etc ...), comme illustré figure 4.21. Un lien radio terminal, disposé de loin en loin aux extrémités de la fibre permet de porter les services jusqu'à l'utilisateur nomade.



Figure 4.21 : Photographie d'un quai de gare avec potentialités de point d'accès radio sur fibre.

De plus, Les réseaux d'antennes distribuées (DAS) procurent une solution à bas coût au déploiement de réseaux intérieurs voire extérieurs à faible dimension de cellule. Ceux-ci permettent de couvrir des zones géographiques très variées, et notamment, les points de forte demande. Le traitement des informations (voix, données, vidéo,...) est centralisé dans une station de base, un réseau filaire les transmet alors jusque chacune des antennes distribuées afin de couvrir l'ensemble du site. Le système est bidirectionnel et permet, suivant le même principe, de faire remonter les informations de l'utilisateur vers la station de base. Un des atouts majeurs de ce système réside dans le fait qu'il peut être multi-opérateurs et donc minimiser les coûts d'infrastructure. De tels systèmes ont été installés dans des centres commerciaux, aéroports, gares pour la bande GSM et pour les systèmes de 3^{ème} génération, ils n'en seront que d'autant plus intéressants.

Pour des réseaux plus importants, La connexion entre la station de base et chacune des antennes distribuées peut utiliser une technologie fibre optique plus chère, similaire à celle utilisée dans les réseaux de communication. Ces réseaux sont alors appelés réseaux d'antennes distribuées à alimentation optique. En ce qui concerne les réseaux intérieurs, notamment intra-bâtiments, on préférera la mise en œuvre d'une technologie plus abordable.

Les autres applications qui peuvent en résulter dans le domaine des transports sont nombreuses, nous pouvons citer entre autres :

- L'utilisation accrue des dispositifs 3G et 4G (retour sur investissement des licences d'exploitation pour les opérateurs de téléphonie).
- L'interfaçage de différents types de radio avec la fibre sur les lieux disposant de point d'accès fibre en milieux ouverts ou confinés tels que les aéroports, les stations de bus de métro ou de train.
- La contribution à l'accroissement de l'attractivité dans les transports par la diffusion et le téléchargement d'informations multimédia ou services aux passagers par exemple à bord des bus sur les lignes équipées de réseaux d'antennes distribuées par fibre, sur les plateformes d'information multimodale ou des lieux où sont disponibles diverses informations (information multimodale, messages des panneaux d'affichage etc.).
- La contribution à l'amélioration de gestion d'information fournie aux agents de l'exploitant ou aux équipes de maintenance afin de mettre à disposition à tous le même degré d'information de télédiagnostic de la flotte ou du matériel pour des actions de maintenance préventive ou corrective.

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié la capacité de la fibre à transmettre simultanément trois signaux distincts et à les récupérer à la sortie. Cette étude nous a permis de déterminer une gamme de puissance émise comprise entre -20 dBm et -7 dBm qui représente la dynamique d'utilisation de la fibre dans les conditions de notre expérimentation.

Nous avons étudié la possibilité d'envoyer plusieurs canaux avec la technique MGDm. Ceci nécessite un bon choix des paramètres d'excitation à savoir l'angle d'excitation « offset » et la taille du faisceau laser « spot size » mais également ceux de la fibre comme le diamètre du cœur et la longueur d'onde.

Les simulations effectuées à l'aide du logiciel VPI Systems ont permis de déterminer les valeurs d'offset et de spot size optimum pour la chaîne de transmission considérée. L'évolution de la probabilité d'erreur en fonction de la puissance émise a permis de conclure sur le choix des longueurs de fibre. Il est nécessaire de travailler avec des fibres de longueurs proches d'une centaine de mètres pour prétendre à de bonnes performances.

Dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons développé quelques applications liées à la fibre optique dans le domaine des transports.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale

L'objet du travail décrit dans ce mémoire de thèse concerne la problématique de la transmission radio sur fibres optiques. Le support essentiel de transmission considéré étant la fibre optique, il s'est donc avéré nécessaire de détailler ses caractéristiques physiques afin de se focaliser ensuite sur les avantages et inconvénients liés à son fonctionnement. Pour ces besoins de transmission radio optique, il est également nécessaire de s'intéresser aux différentes techniques d'accès multiples exploitées dans les domaines radio et optique.

Notre étude se focalise sur les codes optiques orthogonaux unipolaires à une dimension 1D et à deux dimensions 2D. Cependant, l'unipolarité étant incompatible avec une orthogonalité stricte des codes, les différents utilisateurs qui émettent simultanément leurs données interfèrent les uns avec les autres. Cette interférence entre les différents utilisateurs appelée IAM -Interférence d'Accès Multiple- est la principale cause de dégradation des performances d'un système de réception. De ce fait, il est nécessaire d'étudier les récepteurs permettant de diminuer ou d'annuler ces interférences d'accès multiples. Ce type de travail a déjà fait l'objet de plusieurs études dans la littérature et au sein du laboratoire IEMN-DOAE, mais l'étude s'est limitée à l'utilisation des codes optiques à une dimension 1D sur divers récepteurs ou 2D sur un récepteur particulier SIC. Les performances obtenues ont été encourageants mais limitées, à cause du choix du nombre d'utilisateurs et de la longueur temporelle du code. Nous proposons d'aller plus loin et d'améliorer ces performances en étudiant d'autres types de codes à deux dimensions 2D à la fois dans le domaine temporel et spectral. A cet effet, nous avons développé les codes optiques 2D de type PC/PC. Ces codes permettent d'une part, d'utiliser un nombre très faible de longueurs d'ondes comparativement aux études antérieures mentionnées et d'autre part, d'avoir une longueur d'étalement temporel faible. Ces effets conjugués permettent respectivement de diminuer les phénomènes d'interférence entre longueurs d'ondes et d'augmenter le débit de transmission. L'un des objectifs de ce travail est également d'étudier les performances des codes à deux dimensions PC/PC obtenues avec un récepteur PIC modifié avec l'ajout d'un facteur de compensation. De ce fait nous avons commencé par évaluer les performances obtenues avec les codes à une dimension 1D de type OOC et PC afin de déterminer le gain de performance obtenu. Ensuite, nous avons évalué les performances des codes à deux dimensions 2D de type MWOOC sur les récepteurs CCR et

PIC afin d'établir une comparaison avec les performances obtenues avec les codes 2D de type PC/PC.

Après comparaison des performances des codes 2D de type PC/PC sur différents types de récepteurs CCR, SIC, PIC et PIC modifié, nous remarquons que l'ajout du facteur de compensation permet un gain significatif de performance par rapport aux récepteurs étudiés.

Les simulations effectuées à l'aide du logiciel VPITM Systems mettent en avant les avantages de la fibre optique avec notamment sa capacité à transmettre l'information avec très peu d'atténuation.

L'expérimentation effectuée au laboratoire a permis de conclure à la capacité de la fibre optique à transmettre simultanément plusieurs signaux distincts, pour des besoins de mise en œuvre du multiservices, sans mélange de modes à la réception.

Au final, les résultats obtenus dans cette thèse montrent que la technique OCDMA à deux dimension 2D peut être utilisée de manière efficace, pour permettre l'accès multiples à plusieurs utilisateurs dans une fibre optique ou encore l'utilisation de différents services. Cette étude confirme qu'avec son débit très important, la fibre optique constitue un support de transmission très efficace pour le multiservices dans les applications de transport.

Perspectives

Nous notons à la suite de nos travaux que le choix des codes à deux dimensions 2D a permis d'améliorer les performances des récepteurs à annulation d'interférences étudiés par rapport à l'utilisation des codes à une dimension 1D. Ce gain d'un degré de liberté supplémentaire du code 2D par rapport au code 1D contribue à l'amélioration des performances. Afin de prétendre à de meilleures performances, nous proposons l'ajout d'un degré de liberté supplémentaire, la polarisation, avec l'utilisation des codes à trois dimensions 3D. L'utilisation des codes à trois dimensions 3D (temps, fréquence, polarisation) serait de nature à poursuivre la diminution de la probabilité de recouvrement entre les chips du code de l'utilisateur désiré et ceux des utilisateurs non désirés. Ceci diminuerait fortement la probabilité d'erreur de détection, donc améliorerait la performance en réception.

Nous proposons également de poursuivre l'étude du multiservices, avec la mise en œuvre de la technique MGDM sur trois dimensions, à savoir, temps, fréquence et groupe de modes.

Nous proposons de poursuivre dans cette voie, en attendant l'arrivée de nouveaux composants optoélectroniques permettant d'exciter efficacement le cœur de la fibre optique en différentes zones. Le banc d'essai optique devrait être semblable au notre mais avec un laser

permettant d'accéder aux paramètres afin de gérer au mieux la taille du faisceau ainsi que l'angle d'excitation. Dès lors il deviendra possible de mettre en œuvre expérimentalement la diversité spatiale dans le canal de transmission optique.

Références bibliographiques

- [1] Kapany N.S.: “Fiber Optics: Principles and Applications”, New York, Academic Press, 429 pages, 1967.
- [2] Katzir, A.: “Lasers and Optical Fibers in Medicine”, San Diego, Academic Press, 317 pages, 1993.
- [3] Maiman T.H.: “Stimulated optical radiation in ruby”. Nature, London, 1987, pp493-494.
- [4] Nérou J-P. : “Les fibres optiques : introduction aux télécommunications par fibre optique”, Sainte-Foy, Éditions le Griffon d'argile, 262 pages, 1983.
- [5] Kao K.C. and Hockham G.A.: “Dielectric fiber surface waveguides for optical frequencies”. Proc. IEE, 113(7), 1966, pp1151-1158.
- [6] Werts A.: “Propagation de la lumière cohérente dans les fibres optiques”. L'Onde Electrique, 460, 1966, pp967-998.
- [7] <http://www.corning.com>.
- [8] <http://www.ofsoptics.com/labs>.
- [9] Senior J.M.: “Optical fibers communications: principles and practice”. -Second Edition, Prentice Hall, 1992.
- [10] Senior J.M.: “Wavelength division in optical fiber networks”. Communications Internat., 15(4), 1988, pp52-54.
- [11] CNAM 2009, www.cnam.fr/elau/publi/autres/images/Transmission_fibre_optique.pdf
- [12] Nancy 1, université Henri Poincaré Nancy 1 – Cours support de transmission -
- [13] Knight J.C., Arriaga J., Birks T.A., Ortigosa-Blanch A., Wadsworth W.J., Russell P. St. J. “Anomalous Dispersion in Photonic Crystal Fiber”. IEE Photonics Technology Letters, 2000, vol. 12, n° 7, pp. 807-809.
- [14] Loum D.S. : « Transmissions radio haut débit sur fibres optiques appliquées aux transports terrestres : Etat de l'art des différentes techniques d'accès multiples radio/fibre ». Rapport d'avancement de thèse : décembre 2008-décembre 2009, INRETS/RA-09-739-FR.
- [15] Lodge O.: “Electrical Signalling without Connecting-Wires”. Proc. Phys. Soc. London 16, 58-61, 1897.
- [16] Chen Y.K., Hu C.J., Lee C.C., Feng K.M., Lu M.K., Chung C.H., Tu Y.K., and Tzeng S.L.: “Low-crosstalk and compact optical add-drop multiplexer using a multiport

- circulator and fiber Bragg gratings,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 12, pp. 1394–1395, 2000.
- [17] Govind P.A, “Fiber-optic communication systems,” 3ème édition, Wiley-Interscience, 2002.
- [18] Smit M.K. and Van Dam C.: “PHASAR-based WDM-devices: Principles, design and applications,” *IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron.*, vol. 2, pp. 236–250, 1996.
- [19] Union Internationale des Télécommunications ITU, <http://www.itu.int/IUT-T/index-fr.html>.
- [20] Prucnal P.R., Santoro M., and Tan F.: “Spread spectrum fiber-optic local area network using optical processing,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 4, pp. 547–554 1986.
- [21] Kim S., Yu K., and Park N.: “A new family of space/wavelength/time spread three dimensional optical code for OCDMA networks,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 18, pp. 502-235, January 2005.
- [22] Prucnal P.R. (Editor): “Optical Code Division Multiple Access : Fundamentals and Applications”. CRC; Har/Cdr edition, 2006. ISBN : 084933683X.
- [23] Awad M., Dayoub I., Rouvaen J.M. and Vilcot J.P.: “RoF & Multi Services In Single MMF LAN Using Mode Group Diversity Multiplexing”, Invited paper to ICTTA’08, April, Damas.
- [24] Salehi J.A. and Brackett C.A.: “Code division multiple-access techniques in optical fiber networks-part I : Fundamental principles”. *IEEE Trans. on Comm.*, 8(37) :824–833, Aug. 1989.
- [25] Salehi J.A. and Brackett C.A.: “Code division multiple-access techniques in optical fiber networks-part II: Systems performance analysis”. *IEEE Trans. on Comm.*, 8(37) :834–842, March 1989.
- [26] Azizoglu M., Salehi J.A., and Li Y.: “Optical CDMA via temporal codes”. *IEEE Trans. on Comm.*, 40(7): 1162–1170, July 1992.
- [27] Djordjevic I. and Vasic B.: “Novel combinatorial constructions of optical orthogonal codes for incoherent optical CDMA systems”. *IEEE J. Lightwave Technol.*, 21(9): 1869–1875, Sep. 2003.
- [28] Jamshidi K. and Abtahi M.: “Performance analysis of various optical CDMA systems using OOC’s with correlation bounded by two”. *Proc. of International Symposium on Telecommunications (IST)*, pages 115–120, Sep. 2005.
- [29] Salehi, J. A.: “Code Division Multiple-Access Techniques in Optical Fiber Networks” Part II, *IEEE Transactions on communications*, 1989, vol. 37 N°8, pp.824-842, Août.
- [30] Johnson S.M.: “A new upper bound for error-correcting codes”. *IRE Trans. on Inf. Theory*, 1962, 8(3) : 203–207, April.

- [31] Khattab T. and Alnuweiri H.: "A greedy algorithm for deriving optical orthogonal codes using rejected delays reuse". IEEE Global Telecommunication Conference GLOBECOM, 4 :1942–1946, Dec. 2005.
- [32] Chung H. and Kumar P.V.: "Optical orthogonal codes-new bounds and an optimal construction". IEEE Trans. on Inf. Theory, 36(4):866–873, Jul. 1990.
- [33] Cooper G. and Nettleton R.: "A spread-spectrum technique for high capacity mobile communications". IEEE Trans. on Vehicular Technol., 27(4):264–275, Apr. 1978.
- [34] Shaar A.A. and Davies P.A.: "Prime sequence : quasi-optimal sequences for or channel code division multiplexing". Electronics Letters, volume 19, issue 21, p.888–890, Oct. 1983.
- [35] Chao-Chin Y.: "Optical CDMA passive optical network using prime code with interference elimination". IEEE Photonics Technology Letters, 19(7) :516–518, April 2007.
- [36] Yang G.C. and Kwong W.C.: "Prime Codes with Applications to CDMA Optical and Wireless Networks". Artech House, 2002. ISBN : 1580530737.
- [37] Yin H. and Richardson D. J.: "Optical Code Division Multiple Access Communication Networks: Theory and Applications", 2007, ISBN : 354068445X, Tsinghua University Press, Beijing and Springer-Verlag GmbH Berlin Heidelberg.
- [38] Park E., Mendez A.J., and Garmire E.M.: "Temporal/Spatial optical CDMA network design, demonstration, and comparison with temporal networks". IEEE Photonics Technology Letters, 1992, 4(10) :1160–1162, October.
- [39] Yang G-C., Huang J-F., and Chiu I-M.: "Performance analysis on hybrid MQC/Msequence coding over Frequency/Spatial optical CDMA system". IEEE Trans. on communication, 2007, 55(1):40–43, January.
- [40] Tancevski L. and Andonovic I.: "Wavelength hopping/time spreading code division multiple access system". Electronic Letters, 1994, 30(17):1388–1390, August.
- [41] Lee S-S. and Seo S-W.: "New construction of multiwavelength optical orthogonal codes". IEEE Trans. on Comm., 50(12):2003–2008, Dec. 2002.
- [42] Yang G.-C. and Kwong W.C.: "Performance Comparison of Multiwavelength CDMA and WDMA+CDMA for Fiber-Optic Networks". IEEE Trans. on Communications, Vol.45, No.11, 1997, pp1426-1434.
- [43] Morelle M., « Construction et génération de codes d'étalement CDMA optique en 2dimensions (Temps-Longueur d'onde) », rapport de DEA, Université de Limoges, 2005.
- [44] Nogueira R.N., Teixeira A.L.J., Pinto J.L., Rocha J.F.: "Polarization- Assisted OCDMA Using Fiber Bragg Gratings Written in Highly Birefringent Fibers". IEEE Photonics Technology Letters, Vol.18, No.7, 2006, pp841- 843.

- [45] Frignac Y., Charlet G., Idler W., Dischler R., Tran P., Lanne S., Borne S., Martinelli C., Veith G., Jourdan A., Hamaide J.-P., and Bigo S.: "Transmission of 256 wavelength-division and polarization-division multiplexed channels at 42.7 Gb/s (10.2 Tb/s capacity) over 3×100 km of TeraLight fiber". OFC'2002, pp FC5-1-FC5-3.
- [46] Kumar M.R., Pathak S.S., and Chakrabarti N.B.: "A new multi wavelength – optical code division multiple access code design based on balanced incomplete block design". Proc. of Int. Conf. on Industrial and Information Systems, 2007.
- [47] Maric S.V., Moreno O., Corrada C.J.: "Multimedia Transmission in Fiber-optic LAN's Using Optical CDMA". IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, Vol. 14, No. 10, 1996, pp2149- 2153.
- [48] Wing C.K., and Yang G.-C: "Multiple-Length Extended Carrier-Hopping Prime Codes for Optical CDMA Systems Supporting Multirate Multimedia Services". IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, Vol.23, No.11, 2005, pp3653- 3662.
- [49] Naser G.T., Timo O.K.: "Edward Mutafungwa, Mohammed S. Elmusrati: Multiclass Optical Orthogonal Codes for Multiservice Optical CDMA Networks". IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, Vol.24, No.2, 2006, pp694- 704.
- [50] Leaird D.E., Jiang Z. and Weiner A.M.: "Experimental investigation of security issues in OCDMA: a code-switching scheme". IEEE Electronics Letters, Vol.41 No.14, 2005, pp817-819.
- [51] Shake T.H.: Security: "Performance of Optical CDMA against Eavesdropping". IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, Vol. 23, No. 2, 2005, pp655- 670.
- [52] Shake T.H.: "Confidentiality Performance of Spectral-Phase-Encoded Optical CDMA". IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, Vol.23, No.4, April 2005, pp1652- 1663.
- [53] Mcgeehan J.E., Motaghian Nezam S.M.R., Saghari P., Willner A.E., Omrani R., and Vijay Kumar P.: "Experimental Demonstration of OCDMA Transmission using a Three-Dimensional (Time–Wavelength–Polarization) codeset". Journal of lightwave technology, vol. 23, no. 10, October 2005.
- [54] Université de Laval :<http://www.fsg.ulaval.ca/opus/physique534/optique/fibre01.shtml> (Document consulté en février 2010).
- [55] Chen J.-J. and Yang G.-C : "CDMA fiber-optic systems with optical hard limiters". IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 19, pp. 950-958, July 2001.
- [56] Saad N.M. : « Contribution à l'étude de l'application de la technique CDMA aux systèmes de transmission optique ». Thèse de doctorat, 2005, Université de Limoges.
- [57] Zahedi S. and Salehi J.A. : "Analytical comparison of various fiber-optic CDMA receiver structures". IEEE J. Lightwave Technol., 18(12), pp. 1718–1727, Dec. 2000.
- [58] Okassa A. : "DéTECTEURS multi-utilisateurs pour télécommunications optiques". Thèse de doctorat, 2008, Université de Valenciennes, IEMN-DOAE, 8 octobre.

- [59] Ormondroyd R.F. and Mustapha M.M. : “Optically orthogonal CDMA system performance with optical amplifier and photodetector noise”. IEEE Photonics and Tech. letters, 11(5), pp. 617–619, May 1999.
- [60] Tancevski L. and Rush L.A.. Impact of the beat noise on the performance of 2-D optical cdma systems. IEEE Comm. letters, 4(8) :264–266, Aug. 2000.
- [61] Ou L., Jiangxing W., and Julong L. : “Synchronous optical CDMA systems with markdetection algorithm”. IEEE Int. Conf. on Comm. Technol., 2 :1497–1500, Aug. 2000.
- [62] Elmeligy A.G., El-Sowehey M.S., Shalaby H.M.H., and El-Badawy E.A. : “Effect of both shot and beat noises on the performance of a 2D optical CDMA correlation receiver”. IEEE Int. Midwest Symp. on Circuits and Systems, 2 :1009–1011, Dec.2003.
- [63] Moshavi S. : “Multi-user detection for DS-CDMA communications”. IEEE Communication Magazine, pp 124-136, October 1996.
- [64] Gourseaud-Brugeaud C., and Aupetit-Barthelemit C. : ”Parallel Multiple Interference Cancellation in Optical DS-CDMA systems”. Annals of Telecommunications, Vol. 59, pp. 1053-1068, Oct. 2004.
- [65] Morelle. M. «Codage en 2 Dimensions pour les systèmes de communications Optiques CDMA(OCDMA) – Application aux transmissions multimédia –». Thèse de doctorat, 2008, Université de Limoges, 12 septembre.
- [66] Motahari A.S., and Kenari N. : ”Multi user detections for Optical CDMA Networks based on expectations Maximization Algorithm”. IEEE Transactions on Communications, vol. 52, no. 4, pp. 652-660, Apr. 2004.
- [67] Buehrer R.M. and Woerner B. D. : “Analysis of Adaptive Multistage Interference Cancellation for CDMA using an Improved Gaussian Approximation”. IEEE Trans. Commun., Vol. 44, pp. 1308–1321, 1996.
- [68] Correal N.S., Buehrer R.M. and Woerner B.D. : ”Improved CDMA Performance through Bias Reduction for Parallel Interference Cancellation”. IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications, pp. 565-569, 1997.
- [69] Okassa-M’foubat A., Dayoub I., Mvone R., Shebli F. and Rouvaen J. M. : “Influence of Bias Compensation on the Parallel Interference Cancellation in DS-CDMA Optical Networks”. IEEE Globecom, pp. 2434-2438, november 2007.
- [70] Mrabet H. : “ Etude et amélioration des techniques CDMA optique : encodage et réception ”. Thèse de doctorat, 2010, Université de Tunis El Manar, 19 mai.
- [71] Boudraa A.O. and Saidi Z. : “Embed-based Signal Noise reduction”, International Journal of Signal of Signal Processing , Vol. 1, no. 1, pp. 33-37, 2004.

- [72] Awad M. : « Le système O-MIMO utilisant un multiplexage par la technique de diversité de groupe de mode (MGDM) ». Thèse de doctorat, Université de Valenciennes, 2009, 29 Septembre.
- [73] Koonen A.M.J., Van den Boom H.P.A., Monroy I.T. and Khoe G.-D. : “ High Capacity Multi-Service In-House Networks using Mode Group Diversity Multiplexing”. Proc. OFC, Los Angeles, 2004, paper FE-H, Feb. 22-27.
- [74] Tsekrekos C.P., De Boer, Martinez M. A., Willems F.M.J. and Koonen A.M.J. : “Temporal Stability of a Transparent Mode Group Diversity Multiplexing Link”. IEEE photonics technology letters, Vol. 18, No. 23, 2006, December.
- [75] Tsekrekos C.P., Martinez A., Huijskens F.M. and Koonen A.M.J. : “Design Considerations for a Transparent Mode Group Diversity Multiplexing Link”, Photonics Technology Letters, IEEE, Vol. 18, No. 22, pp 2359 - 2361, 2006.
- [76] <http://www.vpisystems.com/about-vpisystems.html>.
- [77] Loum D.S. : « Transmissions radio haut débit sur fibres optiques appliquées aux transports terrestres : Techniques de multiplexage et codages optiques ». Rapport d’avancement de thèse, décembre 2009-décembre 2010. INRETS/RA-10-735-FR.

Annexe A : Probabilité d'erreur du récepteur CCR

1. Détection des données « 1 » avec un récepteur CCR

Nous avons montré dans le chapitre 2 que la variable décisionnelle du récepteur CCR dans le cas idéal, c'est à dire sans bruit, est donnée par :

$$Z_i^{(1)} = Wb_i^{(1)} + \sum_{k=2}^N b_i^{(k)} \int_0^{T_b} c_1(t)c_k(t) dt \quad (A.1)$$

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

W est le poids du code et I représente le terme d'interférence dû aux utilisateurs non désirés.

$$I = \sum_{k=2}^N b_i^{(k)} \int_0^{T_b} c_1(t)c_k(t) dt$$

$b_i^{(k)}$ ne peut prendre que la valeur 0 ou 1

$\int_0^{T_b} c_1(t)c_k(t) dt$ représente le nombre de chips en commun entre les codes des utilisateurs non désirés # k et celui de l'utilisateur désiré #1. Comme nous travaillons avec des codes dont l'intercorrélacion maximale est 1, donc $\int_0^{T_b} c_1(t)c_k(t) dt$ ne peut prendre que les valeurs 0 et 1.

En conséquence, le terme d'intercorrélacion est une somme de 0 et 1.

Or d'après la règle de décodage,

$$\begin{cases} Z_i^{(1)} \geq S & \text{alors } \hat{b}_i^{(1)} = 1 \\ Z_i^{(1)} < S & \text{alors } \hat{b}_i^{(1)} = 0 \end{cases} \quad (A.2)$$

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

- Si la donnée envoyée par l'utilisateur désiré est $b_i^{(1)} = 1 \Rightarrow Z_i^{(1)} = W + I$

1) - Si $b_i^{(k)} = 0 \Rightarrow I = 0$, l'utilisateur # k n'interfère pas avec l'utilisateur désiré #1 !

$Z_i^{(1)} = W > 0$ or $0 < S \leq W \Rightarrow Z_i^{(1)} \geq S$ d'après la règle de détection la donnée estimée est $\hat{b}_i^{(1)} = 1$, il n'y a pas d'erreur de détection !

2) - Si $b_i^{(k)} = 1 \Rightarrow I = \sum_{k=2}^N \int_0^{T_b} c_1(t)c_k(t) dt > 0$ donc $Z_i^{(1)} = W + I \geq S$

D'après la règle de détection la donnée estimée est $\hat{b}_i^{(1)} = 1$, il n'y a pas d'erreur de détection !

En conclusion, avec un récepteur CCR sans bruit, une donnée « 1 » envoyée est toujours bien détectée. Il ne peut y avoir d'erreur sur une donnée « 1 » envoyée.

2. Probabilité d'erreur du récepteur CCR

L'expression générale de la probabilité d'erreur du CCR est donnée par :

$$P_{eCCR} = \frac{1}{2}P(\hat{b}_i^{(1)} = 1/b_i^{(1)} = 0) + \frac{1}{2}P(\hat{b}_i^{(1)} = 0/b_i^{(1)} = 1) \quad (A.3)$$

Nous venons de montrer qu'avec un récepteur CCR sans bruit, une donnée « 1 » est toujours correctement détectée.

$$\Leftrightarrow P(\hat{b}_i^{(1)} = 0/b_i^{(1)} = 1) = 0 \quad (A.4)$$

Donc l'expression de la probabilité d'erreur se résume à :

$$\begin{aligned} P_{eCCR} &= \frac{1}{2}P(\hat{b}_i^{(1)} = 1/b_i^{(1)} = 0) \\ &= \frac{1}{2}P(Z_i^{(1)} \geq S/b_i^{(1)} = 0) \end{aligned} \quad (A.5)$$

$$P_{eCCR} = \frac{1}{2}P(I \geq S)$$

Pour que $I \geq S$, il faut que les utilisateurs non désirés génèrent des codes avec une quantité d'interférences i supérieure au seuil de décision S . Comme nous considérons des codes avec une intercorrélacion maximale $h_c = 1$, donc nous auront i utilisateurs parmi les $N-1$ non désirés à avoir un chip en commun avec le code de l'utilisateur désiré. Il restera $N-1-i$ utilisateurs qui n'interfèrent pas.

$$\begin{aligned} P(I = i) &= C_{N-1}^i \left(\frac{1}{2}P\left(\int_0^{T_b} c_1(t) c_k(t) dt = 1\right) \right)^i \left(1 - \frac{1}{2}P\left(\int_0^{T_b} c_1(t) c_k(t) dt = 1\right) \right)^{N-1-i} \\ P\left(\int_0^{T_b} c_1(t) c_k(t) dt = 1\right) &= R \end{aligned} \quad (A.6)$$

R est la probabilité de recouvrement, c'est-à-dire la probabilité qu'un chip d'un utilisateur non désiré soit au même emplacement qu'un chip de l'utilisateur désiré.

$$P_{eCCR} = \frac{1}{2}P(I \geq S)$$

$$P_{eCCR} = \frac{1}{2}(P(I = S) + P(I = S + 1) + \dots + P(I = N - 1))$$

$$\boxed{P_{eCCR} = \frac{1}{2} \sum_{i=S}^{N-1} C_{N-1}^i \left(\frac{R}{2}\right)^i \left(1 - \frac{R}{2}\right)^{N-1-i}} \quad (A.7)$$

Annexe B : Probabilité d'erreur du récepteur CCR+HL

La seule différence entre le CCR et le CCR+HL est l'ajout du limiteur optique HL pour hard limiter qui a pour objectif d'écarter le signal reçu. L'expression générale de la probabilité d'erreur du CCR+HL est la même que celle du CCR, elle est donnée par :

$$P_{eCCR+HL} = \frac{1}{2}P(\hat{b}_i^{(1)} = 1/b_i^{(1)} = 0) + \frac{1}{2}P(\hat{b}_i^{(1)} = 0/b_i^{(1)} = 1) \quad (B.1)$$

Comme pour le CCR, la probabilité d'erreur sur une donnée « 1 » envoyée est nulle.

$$\Leftrightarrow P(\hat{b}_i^{(1)} = 0/b_i^{(1)} = 1) = 0 \quad (B.2)$$

Donc l'expression de la probabilité d'erreur se résume à :

$$\begin{aligned} P_{eCCR+HL} &= \frac{1}{2}P(\hat{b}_i^{(1)} = 1/b_i^{(1)} = 0) \\ &= \frac{1}{2}P(Z_i^{(1)} \geq S/b_i^{(1)} = 0) \end{aligned} \quad (B.3)$$

$$P_{eCCR+HL} = \frac{1}{2}P(I \geq S)$$

On ne fait une erreur sur la prise de décision que si le terme d'interférence est supérieur au seuil de décision. Comme avec le hard limiter le signal reçu est écarté, chaque chip du code de l'utilisateur désiré est au maximum limité à 1.

Pour avoir I supérieur ou égale au seuil S , il faut avoir au moins S chips recouverts par les utilisateurs interférents.

La probabilité qu'un utilisateur désiré subisse une interférence sur au moins S de ses chips est $\frac{R_c}{2}$

R_c est la probabilité qu'un utilisateur non désiré ait un chip en commun avec un chip donné de l'utilisateur désiré.

$(1 - \frac{R_c}{2})$ est la probabilité qu'un utilisateur n'interfère pas sur le chip de l'utilisateur désiré.

$$\boxed{P_{eCCR+HL} = \frac{1}{2}C_W^S \prod_{i=0}^{S-1} \left(1 - \frac{R_c}{2}\right)^{N-1-i}} \quad (B.4)$$

Annexe C : Probabilité d'erreur des récepteurs CCR et CCR+HL avec bruit

1. Probabilité d'erreur du récepteur CCR

Si nous tenons compte du bruit provenant des composants électroniques et optoélectroniques, la variable décisionnelle du récepteur CCR s'écrit comme suit :

$$Z_i^{(1)} = Wb_i^{(1)} + \sum_{k=2}^N b_i^{(k)} \int_0^{T_b} c_1(t)c_k(t) dt + \int_0^{T_b} N_o c_1(t) dt \quad (C.1)$$

Nous pouvons écrire la variable décisionnelle sous la forme

$$Z_i^{(1)} = Wb_i^{(1)} + I + n$$

W est le poids du code, I représente le terme d'interférence dû aux utilisateurs non désirés et N_o représente la contribution du bruit de variance σ^2 sur le signal transmis.

$n = \int_0^{T_b} N_o c_1(t) dt$ est la contribution globale du bruit de variance $\sigma_n^2 = W\sigma^2$.

La probabilité d'erreur peut alors s'écrire comme suit :

$$\begin{aligned} P_{eCCRbruit} &= \frac{1}{2}P(\hat{b}_i^{(1)} = 1/b_i^{(1)} = 0) + \frac{1}{2}P(\hat{b}_i^{(1)} = 0/b_i^{(1)} = 1) \\ &= \frac{1}{2}P(Z_i^{(1)} \geq S/b_i^{(1)} = 0) + \frac{1}{2}P(Z_i^{(1)} < S/b_i^{(1)} = 1) \\ &= \frac{1}{2}P(I + n \geq S) + \frac{1}{2}P(W + I + n < S) \end{aligned} \quad (C.2)$$

Comme dans le cas synchrone en temps chips, le terme d'interférence I ne peut prendre que les valeurs entières, l'expression de la probabilité d'erreur peut alors s'écrire en fonction de la valeur i que peut prendre le terme d'interférence I . Nous obtenons l'expression suivante :

$$\begin{aligned} P_{eCCRbruit} &= \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{N-1} P(I = i) P(n \geq S - i) + \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{N-1} P(I = i) P(n < S - i - W) \\ P_{eCCRbruit} &= \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{N-1} P(I = i) \cdot P(n \geq S - i) + P(n < S - i - W) \end{aligned} \quad (C.3)$$

La probabilité qu'il ait i utilisateurs interférents parmi les $N-1$ utilisateurs non désirés est une distribution binomiale. Nous obtenons l'expression suivante :

$$P(I = i) = C_{N-1}^i \left(\frac{R}{2}\right)^i \left(1 - \frac{R}{2}\right)^{N-1-i} \quad (C.4)$$

Comme n est une variable aléatoire gaussienne de variance σ_n^2 pour déterminer les termes $P(n \geq S - i)$ et $P(n < S - i - W)$ il est nécessaire de déterminer l'expression générale de la probabilité qu'une variable aléatoire gaussienne soit supérieure ou inférieure à un seuil s . Nous considérons une variable aléatoire gaussienne x de variance σ^2 . La densité de probabilité s'écrit :

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x}{\sigma}\right)^2\right) \quad (C.5)$$

⇒ **La probabilité que x soit supérieure à un seuil s , est donnée par :**

$$\begin{aligned} P(x \geq s) &= \int_s^{+\infty} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x}{\sigma}\right)^2\right) dx \\ &= \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \sigma\sqrt{2} \int_s^{+\infty} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x}{\sigma}\right)^2\right) \frac{dx}{\sigma\sqrt{2}} \\ P(x \geq s) &= \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_s^{+\infty} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x}{\sigma}\right)^2\right) \frac{dx}{\sigma\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (C.6)$$

En faisant un changement de variable $= \frac{x}{\sigma\sqrt{2}}$, la probabilité d'erreur devient :

$$\begin{aligned} P(x \geq s) &= \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{s}{\sigma\sqrt{2}}}^{+\infty} \exp(u^2) du \\ \text{Or } \operatorname{erfc}(y) &= \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_y^{+\infty} \exp(-u^2) du \end{aligned} \quad (C.7)$$

$$P(x \geq s) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{s}{\sigma\sqrt{2}}\right) \quad (C.8)$$

⇒ **La probabilité que x soit inférieure à un seuil s , est donnée par :**

$$\begin{aligned} P(x < s) &= \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^s \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x}{\sigma}\right)^2\right) dx \\ &= -\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \sigma\sqrt{2} \int_{-\infty}^s \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x}{\sigma}\right)^2\right) \frac{-dx}{\sigma\sqrt{2}} \\ P(x < s) &= \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\frac{s}{\sigma\sqrt{2}}}^{+\infty} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x}{\sigma}\right)^2\right) \frac{-dx}{\sigma\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (C.9)$$

En faisant un changement de variable $= -\frac{x}{\sigma\sqrt{2}}$, la probabilité d'erreur devient :

$$\begin{aligned} P(x < s) &= \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\frac{s}{\sigma\sqrt{2}}}^{+\infty} \exp(-u^2) du \\ P(x < s) &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(-\frac{s}{\sigma\sqrt{2}}\right) \end{aligned} \quad (C.10)$$

Les termes $P(n \geq S - j)$ et $P(n < S - j - W)$ peuvent alors s'écrire :

$$P(n \geq S - j) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{S - j}{\sigma_n \sqrt{2}} \right) \quad (C.11)$$

$$P(n < S - j - W) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{W - S + j}{\sigma_n \sqrt{2}} \right) \quad (C.12)$$

L'expression de la **probabilité d'erreur du récepteur CCR** est alors donnée par :

$$P_{eCCRbruit} = \frac{1}{4} \sum_{i=0}^{N-1} C_{N-1}^i \left(\frac{R}{2} \right)^i \left(1 - \frac{R}{2} \right)^{N-1-i} \cdot \left[\operatorname{erfc} \left(\frac{S - i}{\sigma_n \sqrt{2}} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{W - S + i}{\sigma_n \sqrt{2}} \right) \right] \quad (C.13)$$

2. Probabilité d'erreur du récepteur CCR+HL

Nous développons dans cette partie l'expression de la probabilité d'erreur du récepteur CCR+HL lorsque le signal contient du bruit de type AWGN. Pour cela, nous considérons que le bruit est une variable aléatoire qui s'ajoute au signal après la fonction HL. La fonction HL ne s'applique donc que sur le signal et pas sur le signal perturbé aléatoirement par le bruit. Cette considération nous permet d'obtenir une borne supérieure de la probabilité d'erreur. Le signal obtenu à la sortie du hard limiter est donnée par l'expression suivante :

$$s(t) = g \left(\sum_{k=1}^N b_i^{(k)} c_k(t) \right) + N_o \quad (C.14)$$

g est la fonction qui écrête l'amplitude du signal à 1,

N est la contribution du bruit de variance σ^2

La variable décisionnelle du récepteur CCR+HL est donnée par l'expression suivante :

$$\begin{aligned} Z_i^{(1)} &= \int_0^{T_b} \left(g \left(\sum_{k=1}^N b_i^{(k)} c_k(t) \right) + N_o \right) c_1(t) dt \\ &= \int_0^{T_b} g \left(\sum_{k=1}^N b_i^{(k)} c_k(t) \right) c_1(t) dt + \int_0^{T_b} N_o c_1(t) dt \\ Z_i^{(1)} &= \int_0^{T_b} g \left(b_i^{(1)} c_1(t) + \sum_{k=2}^N b_i^{(k)} c_k(t) \right) c_1(t) dt + n \end{aligned} \quad (C.15)$$

$n = \int_0^{T_b} N_o c_1(t) dt$ est la contribution globale du bruit de variance $\sigma_n^2 = W \sigma^2$.

La probabilité d'erreur du CCR+HL peut alors s'écrire :

$$P_{eCCR+HLbruit} = \frac{1}{2} P(\hat{b}_i^{(1)} = 1/b_i^{(1)} = 0) + \frac{1}{2} P(\hat{b}_i^{(1)} = 0/b_i^{(1)} = 1) \quad (C.16)$$

Nous commençons par évaluer le cas où la donnée « 0 » est envoyée.

$$P(\hat{b}_i^{(1)} = 1/b_i^{(1)} = 0) = P(Z_i^{(1)} \geq S/b_i^{(1)} = 0)$$

$$P(\hat{b}_i^{(1)} = 1/b_i^{(1)} = 0) = P\left(\int_0^{T_b} g\left(\sum_{k=2}^N b_i^{(k)} c_k(t)\right) c_1(t) dt + n \geq S\right) \quad (C.17)$$

En décomposant l'expression (C.17), nous obtenons l'expression suivante :

$$P(\hat{b}_i^{(1)} = 1/b_i^{(1)} = 0) = \sum_{i=0}^W P\left(\int_0^{T_b} g\left(\sum_{k=2}^N b_i^{(k)} c_k(t)\right) c_1(t) dt = i\right) P(i + n \geq S) \quad (C.18)$$

Nous avons i chips de l'utilisateur désiré qui subissent une interférence et $W-i$ chips qui n'en subissent pas.

$$P\left(\int_0^{T_b} g\left(\sum_{k=2}^N b_i^{(k)} c_k(t)\right) c_1(t) dt = i\right) = C_W^i P(i \text{ chips à } 1)(W - i \text{ chips à } 0) \quad (C.19)$$

Nous avons i utilisateurs parmi les $N-1$ non désirés qui interfèrent et donc $N-1-i$ qui n'interfèrent pas. La probabilité qu'aucun des $N-1-i$ utilisateurs non désirés n'interfèrent sur un chip de l'utilisateur désiré est :

$$P = \left(1 - \frac{1}{2F}\right)^{N-1-i} \quad (C.20)$$

La probabilité que les $N-1-i$ utilisateurs non désirés n'interfèrent sur aucun des $W-i$ chips est alors donnée par :

$$P(W - i \text{ chips à } 0) = \left(\left(1 - \frac{1}{2F}\right)^{N-1-i}\right)^{W-i} \quad (C.21)$$

La probabilité d'avoir au moins un chip d'utilisateur non désiré qui interfèrent sur un chip de l'utilisateur désiré est :

$$P_1 = 1 - \left(1 - \frac{1}{2F}\right)^{N-1} \quad (C.22)$$

La probabilité que deux chips de l'utilisateur désiré soit recouverts :

$$P_2 = 1 - \left(1 - \frac{1}{2F}\right)^{N-2} \quad (C.23)$$

La probabilité que ces deux chips subissent une interférence est alors donnée par :

$$P_3 = \left(1 - \left(1 - \frac{1}{2F}\right)^{N-1}\right) \cdot \left(1 - \left(1 - \frac{1}{2F}\right)^{N-2}\right) \quad (C.24)$$

En continuant nous obtenons ainsi P_i qui est la probabilité que i chips de l'utilisateur désiré subissent une interférence.

$$P_i = \prod_{m=1}^i \left(1 - \left(1 - \frac{1}{2F} \right)^{N-m} \right) \quad (C.25)$$

En remplaçant les expressions (C.21) et (C.25) dans (C.16), l'expression (C.18) peut s'écrire de la façon suivante :

$$P \left(\hat{b}_i^{(1)} = \frac{1}{b_i^{(1)}} = 0 \right) = \sum_{i=0}^W C_W^i \left(1 - \frac{1}{2F} \right)^{(N-1-i) \cdot (W-i)} \cdot \prod_{m=1}^i \left(1 - \left(1 - \frac{1}{2F} \right)^{N-m} \right) P(n \geq S - i) \quad (C.26)$$

Nous allons maintenant évaluer le cas où la donnée « 1 » est envoyée.

$$\begin{aligned} P(\hat{b}_i^{(1)} = 0 / b_i^{(1)} = 1) &= P(Z < S / b_i^{(1)} = 1) \\ &= P \left(\int_0^{T_b} g \left(c_1(t) + \sum_{k=2}^N b_i^{(k)} c_k(t) \right) c_1(t) dt + n < S \right) \end{aligned} \quad (C.27)$$

Comme la donnée « 1 » est envoyé par l'utilisateur désiré, quelles que soient les données émises par les utilisateurs non désirés la fonction « hard limiter » va écrêter toute la contribution supplémentaire. De ce fait tous les chips du signal reçu qui coïncident avec les W chips à « 1 » du code de l'utilisateur désiré seront à 1. Nous pouvons alors écrire la probabilité d'erreur comme suit :

$$P(\hat{b}_i^{(1)} = 0 / b_i^{(1)} = 1) = P(W + n < S)$$

D'après les expressions (3.11) et (3.16), nous obtenons :

$$\begin{aligned} P(n \geq S - i) &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{S - i}{\sigma_n \sqrt{2}} \right) \\ P(n < S - W) &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{W - S}{\sigma_n \sqrt{2}} \right) \end{aligned} \quad (C.28)$$

L'expression de la probabilité d'erreur du CCR+HL en présence de bruit est donnée par l'expression suivante :

$$\begin{aligned} P_{eCCR+HLbruit} &= \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{W - S}{\sigma_n \sqrt{2}} \right) + \frac{1}{2} \sum_{i=0}^W C_W^i \left(1 - \frac{R_c}{2} \right)^{(N-1-i) \cdot (W-i)} \cdot \\ &\quad \left[\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{S - i}{\sigma_n \sqrt{2}} \right) \prod_{m=1}^i \left(1 - \left(1 - \frac{R_c}{2} \right)^{N-m} \right) \right] \end{aligned} \quad (C.29)$$

Annexe D : Probabilité d'erreur du récepteur PIC

L'expression générale de la probabilité d'erreur du récepteur PIC est la suivante :

$$P_{ePIC} = \frac{1}{2}P(\hat{b}_i^{(1)} = 1/b_i^{(1)} = 0) + \frac{1}{2}P(\hat{b}_i^{(1)} = 0/b_i^{(1)} = 1) \quad (D.1)$$

Nous avons montré dans le chapitre 2 que l'expression de la variable décisionnelle de l'utilisateur désiré est donnée par :

$$Z_i^{(1)} = Wb_i^{(1)} + \sum_{k=2}^N (b_i^{(k)} - \hat{b}_i^{(k)}) \int_0^{T_b} c_1(t)c_k(t) dt \quad (D.2)$$

$\int_0^{T_b} c_1(t)c_k(t) dt$ représente le nombre de chips en commun entre deux codes associés aux utilisateurs désiré #1 et non désiré #k.

Comme nous considérons des codes dont l'intercorrélation maximale est $h_c = 1$ donc $\int_0^{T_b} c_1(t)c_k(t) dt$ ne peut prendre que les valeurs 0 et 1.

- Si $b_i^{(k)} = 1$, la donnée est correctement détectée puisque le CCR ne fait jamais d'erreur sur une donnée « 1 » envoyée.

- Si $b_i^{(k)} = 0$, nous avons deux cas :

- Si $\hat{b}_i^{(k)} = 0$, il n'y a pas d'erreur, l'utilisateur #k n'interfère pas.

- Si $\hat{b}_i^{(k)} = 1$, la donnée est mal détectée. L'utilisateur #k apporte une contribution de valeur « -1 » sur la variable décisionnelle de l'utilisateur désiré.

Dans le cas où la donnée envoyée par l'utilisateur désiré #1 est $b_i^{(1)} = 0$, la variable décisionnelle est donnée par :

$$Z_i^{(1)} = \sum_{k=2}^N (b_i^{(k)} - \hat{b}_i^{(k)}) \int_0^{T_b} c_1(t)c_k(t) dt \leq 0$$

Or d'après la règle de la détection si $Z < S \Rightarrow$ la donnée estimée est $\hat{b}_i^{(1)} = 0$

Donc il n'y a pas d'erreur de détection sur une donnée « 0 » envoyée.

$$\Rightarrow P(\hat{b}_i^{(1)} = 1/b_i^{(1)} = 0) = 0$$

$$P_{ePIC} = \frac{1}{2}P(\hat{b}_i^{(1)} = 0/b_i^{(1)} = 1)$$

$$P_{ePIC} = \frac{1}{2}P(Z_i^{(1)} < S_2/b_i^{(1)} = 1)$$

$$P_{ePIC} = \frac{1}{2}P\left(W + \sum_{k=2}^N (b_i^{(k)} - \hat{b}_i^{(k)}) \int_0^{T_b} c_1(t)c_k(t) dt < S_2/b_i^{(1)} = 1\right)$$

$$P_{ePIC} = \frac{1}{2} P \left(\sum_{k=2}^N (b_i^{(k)} - \hat{b}_i^{(k)}) \int_0^{T_b} c_1(t) c_k(t) dt \geq W - S_2 + 1/b_i^{(1)} = 1 \right) \quad (D.3)$$

Si $\hat{b}_i^{(1)} = 0$, il n'y a une erreur de détection. Il y'a au moins $W - S_2 + 1$ utilisateurs non désirés dont le code à un chip en commun avec celui de l'utilisateur désiré #1 ($\int_0^{T_b} c_1(t) c_k(t) dt = 1$). De plus si $b_i^{(k)} = 0$ sachant que $\hat{b}_i^{(k)} = 1$ la donnée est mal détectée.

- Nous notons u_1 le nombre d'utilisateurs qui émet une donnée $b_i^{(k)} = 1$ parmi les $N-1$ utilisateurs non désirés. Les données de ces utilisateurs sont alors bien détectées. La probabilité d'erreur est donnée par :

$$P_1 = \left(\frac{1}{2}\right)^{u_1} C_{N-1}^{u_1} \quad (D.4)$$

- u_2 le nombre d'utilisateurs qui émet une donnée $b_i^{(k)} = 0$ mal détectée parmi les $N-1-u_1$ utilisateurs non désirés. La probabilité d'erreur obtenue est donnée par :

$$P_2 = \left(\frac{1}{2}\right)^{u_2} C_{N-1-u_1}^{u_2} \quad (D.5)$$

- Les $N-1-u_1-u_2$ utilisateurs non désirés restant émettent une donnée $b_i^{(k)} = 0$ bien détectée non désirés. La probabilité d'erreur obtenue est donnée par :

$$P_3 = \left(\frac{1}{2}\right)^{N-1-u_1-u_2} \quad (D.6)$$

$$P_{ePIC} = \frac{1}{2} \sum_{u_1=0}^{N-1} \sum_{u_2=0}^{N-1-u_1} P_1 P_2 P_3 P \left(\sum_{k=2}^N (b_i^{(k)} - \hat{b}_i^{(k)}) \int_0^{T_b} c_1(t) c_k(t) dt \geq W - S_2 + 1/b_i^{(1)} = 1 \cap u_1 \cap u_2 \right) \quad (D.7)$$

P_I est la probabilité qu'un utilisateur non désiré, parmi les u_2 ayant émis une donnée $b_i^{(k)} = 0$ mal détectée, ait un chip en commun avec l'utilisateur désiré #1.

$$P_I = P \left(\hat{b}_i^{(k)} = 1 \cap \int_0^{T_b} c_1(t) c_k(t) dt / b_i^{(1)} = 1 \cap b_i^{(k)} = 0 \cap u_1 \right) \quad (D.8)$$

$$P_{ePIC} = \frac{1}{2} \sum_{u_1=0}^{N-1} \sum_{u_2=0}^{N-1-u_1} P_1 P_2 P_3 (P_I)^{u_2} (1 - P_I)^{N-1-u_1-u_2} \quad (D.9)$$

En remplaçant les expressions (D.4), (D.5) et (D.6) dans (D.9) nous obtenons l'expression suivante :

$$P_{ePIC} = \left(\frac{1}{2}\right)^n \sum_{u_1=0}^{N-1} \sum_{u_2=0}^{N-1-u_1} C_{N-1}^{u_1} C_{N-1-u_1}^{u_2} (P_I)^{u_2} (1 - P_I)^{N-1-u_1-u_2} \quad (D.10)$$

Nous allons maintenant déterminer l'expression de la probabilité de recouvrement.

$$Z_i^{(k)} = Wb_i^{(k)} + b_i^{(1)} \int_0^{T_b} c_1(t)c_k(t) dt + \sum_{j=2}^N b_i^{(j)} \int_0^{T_b} c_k(t)c_j(t) dt$$

$$I = \sum_{j=2}^N b_i^{(j)} \int_0^{T_b} c_k(t)c_j(t) dt$$

Comme il peut y avoir d'erreur que si $b_i^{(k)} = 0$, l'utilisateur #k est interférent que si $b_i^{(1)} = 1$

$$Z_i^{(k)} = Wb_i^{(k)} + b_i^{(1)} \int_0^{T_b} c_1(t)c_k(t) dt + I$$

$$= 0 + 1 + I$$

$$Z_i^{(k)} = 1 + I \tag{D.11}$$

La probabilité P_I qu'un utilisateur non désiré soit interférent est donnée par l'expression suivante :

$$\begin{aligned} P_I &= P\left(\hat{b}_i^{(k)} = 1 \cap \int_0^{T_b} c_1(t)c_k(t) dt = 1 / b_i^{(1)} = 1 \cap b_i^{(k)} = 0 \cap u_1\right) \\ &= P\left(\int_0^{T_b} c_1(t)c_k(t) dt = 1\right) P\left(\hat{b}_i^{(k)} = 1 / b_i^{(1)} = 1 \cap b_i^{(k)} = 0 \cap u_1 \cap \int_0^{T_b} c_1(t)c_k(t) dt = 1\right) \end{aligned} \tag{D.12}$$

$$P_I = R P\left(Z_i^{(k)} \geq S_1 / b_i^{(k)} = 0 \cap b_i^{(1)} = 1 \cap \int_0^{T_b} c_1(t)c_k(t) dt = 1\right)$$

$$P_I = R P(I \geq S_1 - 1)$$

$$P_I = R \sum_{m_1=S_1-1}^{u_1} C_{u_1}^{m_1}(R)^{m_1} (1-R)^{u_1-m_1} \tag{D.13}$$

Au final l'expression de la probabilité d'erreur du récepteur PIC est donnée par :

$$P_{ePIC} = \left(\frac{1}{2}\right)^N \sum_{u_1=S_1-1}^{N-1} \sum_{u_2=W-S_2+1}^{N-1-u_1} C_{N-1}^{u_1} C_{N-1-u_1}^{u_2} (P_I)^{u_2} (1-P_I)^{N-1-u_1-u_2} \tag{D.14}$$

$$\text{avec } P_I = R \sum_{m_1=S_1-1}^{u_1} C_{u_1}^{m_1}(R)^{m_1} (1-R)^{u_1-m_1}$$

Annexe E. Probabilité de recouvrement R

La probabilité de recouvrement est la probabilité que deux codes aient un chip en commun. Nous déterminons dans cette annexe les probabilités de recouvrement des codes 1D-OOC, 1D-PC, 2D-MWOOC et 2D-PC/PC.

1. Cas des codes 1D

1.1. Code OOC

Chaque chip du code du premier utilisateur peut être recouvert par chacun des W chips du code du deuxième utilisateur. W est le poids du code et F la longueur temporelle.

Le nombre de cas possibles de recouvrement est alors $W \times W = W^2$ et il y'a F décalages possibles. Donc la probabilité de recouvrement est :

$$\boxed{R = \frac{W^2}{F}} \quad (E. 1)$$

1.2. Code PC

Pour déterminer la probabilité de recombinaison du code PC il est nécessaire de connaître les paramètres du code qui sont :

$W = p$: le poids du code

$F = p^2$: la longueur temporelle

Si n_i est le nombre moyen de fois où il y'a exactement i chips en commun entre deux codes, nous auront :

$$n_2 = \frac{(p-2)(p+1)}{6} \quad (E. 2)$$

$$n_1 + 2n_2 = p^2 \quad (E. 3)$$

$$n_0 + n_1 + n_2 = p^2 \quad (E. 4)$$

$$\Rightarrow n_2 = n_0 = \frac{(p-2)(p+1)}{6}$$

$$\Rightarrow n_1 = \frac{2p^2+p+2}{3}$$

La probabilité de recouvrement est alors donnée par :

$$R = \frac{W^2}{F} = \frac{n_i}{p^2} = \frac{p^2}{p^2} = 1 \quad \boxed{R = 1} \quad (E. 5)$$

2. Cas des codes 2D

2.1 Code MWOOC

La probabilité de recouvrement du code MWOOC est donnée par :

$$R = \frac{W^2}{L \times F}$$

où W est le poids du code, L est la longueur fréquentielle du code et F la longueur temporelle.

Nous considérons deux cas pour la détermination de la probabilité de recouvrement :

- La probabilité que deux codes aient un chip sur la même longueur d'onde : elle est donnée par $P_1 = \frac{W^2}{L}$
- La probabilité pour que deux codes ayant un chip sur la même longueur d'onde coïncident temporellement : elle est donnée par $P_2 = \frac{1}{F}$

Nous obtenons l'expression de la probabilité suivante :

$$R = P_1 P_2 = \frac{W^2}{L \times F} \quad \boxed{R = \frac{W^2}{L \times F}} \quad (E.6)$$

2.2 Code PC/PC

Pour le cas du code PC/PC le principe est le même que celui du code 2D-MWOOC.

La probabilité que deux codes aient un chip en commun sur la même longueur d'onde c'est-à-dire la probabilité d'avoir les mêmes sauts de fréquence est :

$$P_1 = \frac{1}{p-1}$$

La probabilité qu'ils coïncident temporellement est:

$$P_2 = 1$$

La probabilité de recombinaison est alors donnée par :

$$R = \frac{W^2}{L \times F} = P_1 \times P_2 = \frac{1}{p-1}$$

$$\boxed{R = \frac{1}{p-1}} \quad (E.7)$$

Glossaire

Abréviation	Signification
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BBAG	Bruit Blanc Additif Gaussien
BER	Bit Error Rate
BIBD	Balanced Incomplete Block Design
CCR	Conventional Correlation Receiver
CDMA	Code Division Multiple Access
DAS	Distributed Antenna System
DCS	DCS Digital Communication System
DEL	Diode Electro Luminescente
DS-CDMA	Direct Sequence Code Division Multiple Access
EPC	Extented Prime Code
ETDMA	Electrical Time Division Multiple Access
FDMA	Frequency Division Multiple Access
GSM	Global System for Mobile communication
HL	Hard Limiter
IAM	Interférence d'Accès Multiple
IOR	Interface Optique de Reception
ITU	International Telecommunication Union
LAN	Local Area Network
MAN	Metropolitan Area Network
MGDM	Mode Group Diversity Multiplexing

Abréviation	Signification
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MMF	Multi Mode Fiber
MOF	Micro-structured Optical Fiber
MSF	Micro-Structured Fiber
MWOOC	Multi-Wavelength OOC
OCDMA	Optical CDMA
OOC	Optical Orthogonal Code
OTDMA	Optical Time Division Multiple Access
PC	Prime Code
PCF	Photonic Crystal Fiber
PIC	Parallel Interference Cancellation
SIC	Serial Interference Cancellation
SLM	Spatial Light Modulator
SMF	Single Mode Fiber
SNR	Signal to Noise Ratio
TDMA	Time Division Multiple Access
TEB	Taux d'Erreur Binaire
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UWB	Ultra Wide Band
WAN	Wide Area Network
WDMA	Wavelength Division Multiple Access
WHPC	Wavelength Hopping Prime Code
WiFi	Wireless Fidelity

Titre : Transmissions radio haut débit multiservices sur fibres optiques - Application à l'optimisation de la capacité multi-utilisateurs en emprises de transport.

Résumé

De nos jours, les liaisons par fibres optiques monomode ou multimodes équipent de plus en plus de bâtiments, de lieux et sites de transports publics (gares, aéroports, autoroutes, ports ou plateformes multimodales). Ceci est dû au débit important qu'offre la fibre optique et à son atténuation très faible sur de longues distances. Afin de gérer au mieux la transmission au sein de la fibre optique, les performances de divers codes à une dimension 1D OOC et PC et deux dimensions 2D-MWOOC sur les récepteurs conventionnels ont été étudiées. Cependant, les performances obtenues restent limitées lorsque le nombre d'utilisateurs croît significativement. En ne tenant pas compte du bruit causé par les composants du système, la dégradation des performances est principalement due aux interférences d'accès multiples (IAM). De ce fait, nous proposons dans le cadre de cette thèse d'optimiser les performances du récepteur PIC en ajoutant un facteur de compensation qui permet de réduire au mieux les interférences d'accès multiples. Ceci est étudié avec les codes optiques à deux dimensions 2D-PC/PC que nous générons. Des expérimentations sur un banc d'essai optique en laboratoire sont effectuées pour illustrer la mise en œuvre de multiservices. Une validation de certains résultats théoriques est également menée sur un simulateur dédié.

Mots clés :

OCDMA, code unipolaire OOC, PC, MWOOC, PC/PC, IAM, récepteurs CCR, SIC, PIC.

Title: Multiples services transmissions over optical fibers – Applications to the optimization of multi-users capacity for transportation spaces.

Abstract

Nowadays, public transport spaces (train stations, airports, highways, ports or multimodal platforms) and buildings are being more and more equipped by single mode or multimode optical fibers. The high throughput offered and the very low attenuation over long distances proposed by optical fiber are indeed very promising. For a better management of optical fiber transmissions, the performance of various one-dimensional 1D OOC and PC codes, and two-dimensional 2D- MWOOC codes on conventional receivers have been previously studied. These studies show that a good level of performance is only available to a restricted number of users. Assuming noiseless components in the system, the performance degradation is mainly due to multiple access interference (MAI). Therefore, we propose in this thesis to optimize the performance of PIC receivers by adding a compensation factor that can best reduce the MAI. This is studied with two-dimensional optical codes 2D-PC/PC that we have generated. Experiments on a laboratory test bench were made to implement multiple services. The theoretical studies and the channel optical transmission simulations were also validated by using a dedicated simulator tool.

Keywords:

OCDMA, unipolar code OOC, PC, MWOOC, PC/PC, MAI, CCR, SIC, PIC receivers.