

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID, FACULTE DE TECHNOLOGIE

- Tlemcen –



*Recueil des travaux de thèse de doctorat*

*DE*

*Mr. BOUREGAA Mouweffeq*

**Soutenu en 2015 devant le jury composé de :**

<b>Mr.MERIAH Sidi Mohammed</b>	Prof. Université Abou Bekr-Belkaid-Tlemcen	Président
<b>Mr. BENTOUTOU Youcef</b>	Directeur de recherches CDS -Oran	Examineur
<b>Mme. DEBBAT Fatima</b>	MCA. Université de Mascara	Examinatrice
<b>Mr.CHIKH-BLED Mohammed</b>	Prof. Université Abou Bekr-Belkaid-Tlemcen	Directeur de thèse
<b>Mr. KHELLADI Mounir</b>	MCA. Université Abou Bekr-Belkaid-Tlemcen	Invité

# LISTE DES PUBLICATIONS

---

- [1] MOUWEFEQ BOUREGAA, MOHAMED CHIKH-BLED AND REDOUANE BOUDAUD, *“COMPARATIVE STUDY OF OPTICAL UNIPOLAR CODES FOR INCOHERENT DS-OCDMA SYSTEM”*, INTERNATIONAL JOURNAL OF HYBRID INFORMATION TECHNOLOGY, VOL. 6, NO.6 (2013).
- [2] M. BOUREGAA, M.CHIKH-BLED, A. IKHLEF, *“ANALYSE LES PERFORMANCES D’UN SYSTÈME DS-OCDMA EN UTILISANT LES CODES OPTIQUE ORTHOGONAUX (OOC)”*, EUROPEAN SCIENTIFIC JOURNAL, VOL. 9, NO.33, NOVEMBER 2013.
- [3] A.IKHLEF, M.CHIKH-BLED, M.BOUREGAA, A. MOKHDAR, *“ANALYSE DES RÉSEAUX DE BRAGG SUPERPOSÉS POUR L’ENCODAGE OCDMA, UTILISATION DES CODES À SÉQUENCES PREMIÈRES”*, MEDITERRANEAN TELECOMMUNICATION JOURNAL VOL. 3, N°2, JULY 2013.

## Comparative Study of Optical Unipolar Codes for Incoherent DS-OCDMA system

Mouweffeq Bouregaa, Mohamed Chikh-Bled and Redouane Boudaoud

*University of Abou Bakr Belkaid - Faculty of Technology, BP 230,  
Pole Chetouane, 13000 Tlemcen –Algeria*

*bouregaa.abdou@yahoo.fr*

### **Abstract**

*In incoherent Direct Sequence Optical Code Division Multiple Access system (DS-OCDMA), the Multiple Access Interference (MAI) is one of the main limitations. To mitigate the MAI, many types of codes can be used to remove the contributions from users. In this paper, we study two types of unipolar codes used in DS-OCDMA system incoherent which are optical orthogonal codes (OOC) and the prime code (PC). We developed the characteristics of these codes i.e factors correlations, and the theoretical upper bound of the probability of error. The simulation results showed that PC codes have better performance than OOC codes.*

**Keywords:** *Direct-sequence optical code-division multiple-access (DS-OCDMA), multiple access interference (MAI), optical orthogonal codes (OOC), prime code (PC), conventional correlation receiver (CCR)*

### **1. Introduction**

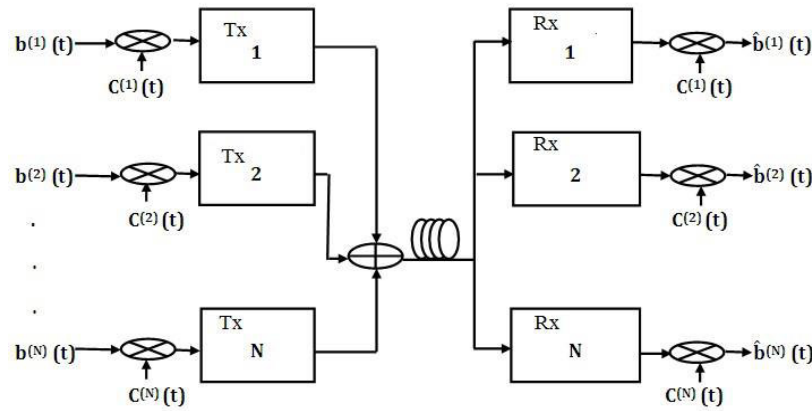
The Code Division Multiple Access (CDMA), a multiplexing technique is newer than the TDMA and FDMA. In this multiple access technique, users share the same frequency space and transmitted over the same time intervals [1]. This is, in this case, assign a code to each transmitter, also called signatures or code sequence, which allows it to transmit information to avoid interfering with messages from other users. MAI reduction is obtained only in the case of the use of strictly orthogonal code sequences [7].

The choice of a family of codes with better correlation properties minimizes the multiple access interference (MAI), and therefore ensures better performance in OCDMA systems.

Unlike radio frequency CDMA systems where the use of bipolar codes presents no major difficulties, the implementation of codes in optical systems is faced with the problem of non-conservation of the phase of optical signals. For this, unipolar optical codes have been developed. They are implemented at the cost of stress relief on the correlation properties of sequences used. The codes are used in optical CDMA optical orthogonal codes (OOC) and the prime code (PC) [2, 6].

### **2. Architecture of System DS-OCDMA**

In DS-OCDMA system, a transmission, the spectral spreading is carried out directly by multiplying the codes sequences of users with their data to be transmitted. The encoded data of each user are coupled and sent simultaneously via the same fiber. A reception, the receiver will be multiplexed with the received signal sequence each address to extract the data sent as illustrated in Figure 1 [3]:



**Figure 1. A transmission system DS-OCDMA**

### 3. Optical Codes

To overcome the problem of phase control, unipolar sequences can be used. These are sequences that take values from  $\{0, 1\}$ , but we can't have a strict orthogonality with these codes (factors of auto and cross-correlation non-zero). These codes are used for optical CDMA time. In this paper, we consider the Optical Orthogonal Codes (OOC) and Prime Codes (PC) [4].

#### 3.1. Optical Orthogonal Codes (OOC)

A family of codes unipolar is defined by the length of the sequence denoted by  $F$  representing the number of chips, by  $W$  the weight of the code indicating the number of chips of level "1" in a code sequence and the maximum number of users  $N$  that can be multiplexed using this family of sequences. Also two parameters such as, the auto-correlation  $\lambda_a$ , and cross-correlation  $\lambda_c$  constraints are equal to one.

It was shown by Salehi as the cardinality of a code OOC ( $F, W, \lambda_a=1, \lambda_c=1$ ) is given by:

$$N = \left\lfloor \frac{F-1}{W(W-1)} \right\rfloor \quad (1)$$

Where  $\lfloor \cdot \rfloor$  is the operator which takes the integer portion of a lower value by number. It should be noted that this theoretical expression gives an upper bound on the number of possible users in a family code.

The autocorrelation  $\lambda_a$  values and cross-correlation  $\lambda_c$  of codes are key parameters for evaluating performance system in the presence of multiple users.  $\lambda_a$  and  $\lambda_c$  to set, a family of OOC codes should check:

$$|AC_{x,x}(l)| = \left| \sum_{n=1}^F x_n x_{n+l} \right| = \begin{cases} \omega & \text{if } l = 0 \\ \leq \lambda_a & \text{if } 1 \leq l \leq F \end{cases} \quad (2)$$

$$|CC_{x,y}(l)| = \left| \sum_{n=1}^F x_n y_{n+l} \right| = \leq \lambda_c \quad \text{if } 1 \leq l \leq F \quad (3)$$

The equation (2) amounts to determining, for all values of circular shift, the number of chips to '1' in common between the code and its shifted version.

The equation (3) amounts to determining the number of chips in common between two unit family codes, for all values of circular shift between two codes.

### 3.2. Prime codes (PC)

The specificity of these sequences is that their construction algorithm is based on the choice of a prime number  $p$ .

$i$  and  $j$  as consider two numbers between  $0$  and  $p-1$ . A series of sequences is calculated by the following equation [7]:

$$\begin{cases} S_{i,j} = \{s_{i,0}, s_{i,1}, \dots, s_{i,j}, \dots, s_{i,p-1}\} \\ s_{i,j} = i \cdot j \text{ mod } (p) \end{cases} \quad (4)$$

The prime code sequences

$C_i = \{c_{i,0}, c_{i,1}, \dots, c_{i,k}, \dots, c_{i,F-1}\}$  that will be used to encode and multiplex the signals associated with different users, are generated by:

$$c_{i,k} = \begin{cases} 1 & \text{pour } k = s_{i,j} + j \cdot p \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (5)$$

We can define:

- $N=P$  Multiplexing Capability of a family of sequence codes.
- $F=P^2$  size or length of a first code sequence.
- $W=P$  weight of a first code sequence.

As for OOC codes, we can calculate the Auto-correlation and cross-correlation of family PS codes ( $P^2, P$ ).

The properties of self and cross-correlation of PS codes are described by the equations:

$$Z_{ii}(l) = \sum_{n=0}^{p^2-1} c_i^p(n) \cdot c_i^p(n-l) \quad (6)$$

$$Z_{i_1 i_2}(l) = \sum_{n=0}^{p^2-1} c_{i_1}^p(n) \cdot c_{i_2}^p(n-l) \quad (7)$$

With  $i_1 \neq i_2$

And:

$$Z_{ii}(l) = \begin{cases} p & \text{if } l = 0 \\ \leq \lambda_a = p - 1 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (8)$$

With  $0 \leq i < p$

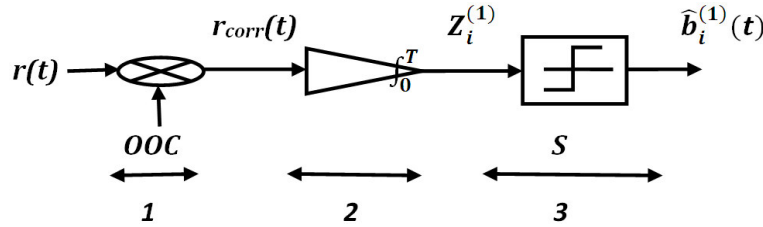
$$Z_{i_1 i_2}(l) \leq \lambda_c = 2 \quad (9)$$

With  $0 \leq i_1, i_2 < p$  and  $i_1 \neq i_2$

#### 4. Reception System of DS-OCDMA

The reception structure used at the end of the transmission chain is a very important element, whose function is to receive the signal transmitted in the optical fiber and then, from this signal, estimate the data transmitted by the desired user. Different structures of receipt may be used for DS-OCDMA system.

In this work, we develop the structure of a conventional correlation receiver (CCR: Conventional Correlation Receiver) [5].



**Figure 2. Conventional receiver of user 1**

Figure 2 shows the principle of detection and estimation of the transmitted data, and which comprises 3 functions:

1. Multiplying the received signal by the code of the desired user. This step is equivalent to the fabrication of a mask between the received signal and the code sequence. It allows keeping only the power present in the chip unit code.
2. The integration of the signal obtained on the bit time: this step assesses the total power present in the signal previously obtained during the interval of time a bit. This step provides the value of the decision variable.
3. Decision making compared to a threshold: comparing the decision variable with the decision threshold provides the estimated data.

From a mathematical point of view, the successive operations result in the following expressions:

- Multiplying the signal received by the code of the desired user and which can be expressed as follows:

$$\begin{aligned}
 r_{corr}(t) &= r(t) \cdot c_1(t) \\
 &= \left( \sum_{k=1}^N b_i^{(k)} \cdot c_k(t) \right) \cdot c_1(t) \\
 &= b_1(t) c_1^2(t) + \sum_{k=2}^N b_i^{(k)} \cdot c_k(t) \cdot c_1(t)
 \end{aligned} \tag{10}$$

- The integration of the signal obtained provides the decision variable  $Z_i^{(1)}$  the  $i$  bit of data the user # 1 and has the following form:

$$\begin{aligned}
 Z_i^{(1)} &= \int_0^{T_b} b_i^{(1)} \cdot c_1(t) dt + \sum_{k=2}^N b_i^{(k)} \int_0^{T_b} c_k(t) \cdot c_1(t) dt \\
 &= W \cdot b_i^{(1)} + \sum_{k=2}^N b_i^{(k)} \int_0^{T_b} c_k(t) \cdot c_1(t) dt
 \end{aligned} \tag{11}$$

- Decision making by comparison with a threshold  $S$  follows the decoding rule is written as follows:

$$\begin{cases} si & Z_i^{(1)} \geq S \Rightarrow \hat{b}_i^{(1)} = 1 \\ si & Z_i^{(1)} < S \Rightarrow \hat{b}_i^{(1)} = 0 \end{cases} \tag{12}$$

To determine the error probability of CCR, we must analyze the expression of the decision variable. For this, consider the decision variable  $Z_i^{(1)}$  of the  $i$ th bit of data  $b_i^{(1)}$  user # 1:

$$Z_i^{(1)} = W \cdot b_i^{(1)} + \sum_{k=2}^N b_i^{(k)} \cdot \int_0^{T_b} c_k(t) \cdot c_1(t) dt \tag{13}$$

- \* The first term  $W \cdot b_i^{(1)}$  corresponds to the contribution of the desired user.

$$\begin{cases} si & b_i^{(1)} = 0 \Rightarrow W \cdot b_i^{(1)} = 0 \\ si & b_i^{(1)} = 1 \Rightarrow W \cdot b_i^{(1)} = W \end{cases} \tag{14}$$

- \* The second term  $I_I$  corresponds to the interference from other users: it is the multiple access interference (MAI).

$$\begin{aligned}
 I_I &= \sum_{k=2}^N b_i^{(k)} \cdot \int_0^{T_b} c_k(t) \cdot c_1(t) dt \\
 &= \sum_{k=2}^N I_k^{(1)}
 \end{aligned} \tag{15}$$

The interference term  $I_k^{(1)}$  of the user non-desired #  $k$  on the desired user # 1, depends on:

- Of the data transmitted  $b_i^{(k)}$
- Of cross-correlation between the code of the desired user  $c_1(t)$  and that of the user non-desired  $c_k(t)$ .

$$\begin{cases} if & b_i^{(k)} = 0 \Rightarrow I_k^{(1)} = 0 \\ if & b_i^{(k)} = 1 \Rightarrow I_k^{(1)} = \int_0^{T_b} c_k(t) \cdot c_1(t) dt \end{cases} \tag{16}$$

Accordingly:

- \* If  $b_i^{(1)} = 1$ , then the decision variable is written  $Z_i^{(1)} = W + I_1$  with  $I_1 \geq 0$ . So:  $Z_i^{(1)} \geq W$ . If  $S \leq W$ , according to the decoding rule, we cannot go wrong decision on  $\hat{b}_i^{(1)}$  where  $b_i^{(1)} = 1$ .
- \* If  $b_i^{(1)} = 0$ , then the decision variable is written  $Z_i^{(1)} = I_1$  with  $I_1 \geq 0$ . Thus:  $Z_i^{(1)} \geq 0$ . If  $Z_i^{(1)} = I_1 \geq S$ , we can make an error  $\hat{b}_i^{(1)}$ .

On the other hand, the receiver must perfectly decode the data in a single user in the chain of transmission. So, in absence of noise, it is necessary that:

$S \leq W$  to detect correctly a '1'

$S > 0$  for correctly detecting a '0'

In this case, it is necessary that  $0 < S \leq W$ . Based on the foregoing analysis, this means that, whatever the number of active users, given a '1' will always be correctly detected. To reduce the maximum number of errors on a '0', and thus obtain the lowest probability of error, the optimal threshold is as high as possible and this when:  $S_{opt\ CCR} = W$

We obtain the error probability for the CCR which is a maximum cross-correlation is '1':

$$P_{eCCR} = \frac{1}{2} \sum_{i=S}^{N-1} C_{N-1}^i \left(\frac{R}{2}\right)^i \left(1 - \frac{R}{2}\right)^{N-1-i} \quad (21)$$

With R the probability of having a chip '1' in common between two codes.

For codes OOC (L, W, 1,1), we have  $R = W^2/F$  and the probability of having a chip in common between two codes is given by

$$P_{eCCR} = \frac{1}{2} \sum_{i=S}^{N-1} C_{N-1}^i \left(\frac{W^2}{2F}\right)^i \left(1 - \frac{W^2}{2F}\right)^{N-1-i} \quad (22)$$

The error probability of CCR code for a maximum cross-correlation which is 2:

$$P_{eCCR} = \frac{1}{2} \left( 1 - \sum_{i_2=0}^{\lfloor (S-1-i_1)/2 \rfloor} C_{N-1}^{i_1} C_{N-1-i_1}^{i_2} \left(\frac{R_1}{2}\right)^{i_1} \left(\frac{R_2}{2}\right)^{i_2} \left(1 - \frac{R_1}{2} - \frac{R_2}{2}\right)^{N-1-i_1-i_2} \right) \quad (23)$$

Where  $R_1$  is the probability of having a chip '1' in common between two codes, and  $R_2$  the probability of having two chips '1' in common between two codes.

For PS ( $P^2$ , P) has been

$$\begin{cases} R_1 = \frac{2P^2+P+2}{3P^2} \\ R_2 = \frac{(P-2)(P+1)}{6P^2} \end{cases} \quad (24)$$



Consequently, we obtain the probability of error CCR for a code of PS ( $P^2, P$ )

$$P_{\alpha CCR} = \frac{1}{2} \left( 1 - \sum_{i_1=0}^{s-1} \sum_{i_2=0}^{(s-1-i_1)} C_{N-1}^{i_1} C_{N-1-i_1}^{i_2} \left( \frac{2P^2+P+2}{6P^2} \right)^{i_1} \left( \frac{(P-2)(P+1)}{12P^2} \right)^{i_2} \left( 1 - \frac{2P^2+P+2}{2} \cdot \frac{(P-2)(P+1)}{2} \right)^{N-1-i_1-i_2} \right) \quad (25)$$

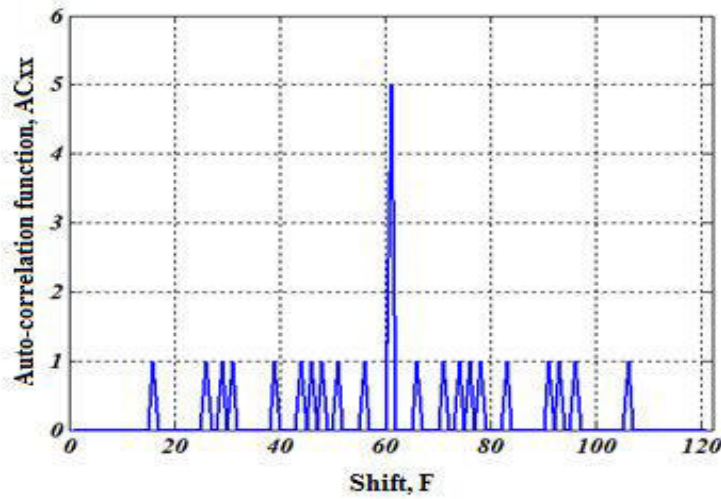
## 5. Performance Analysis

### 5.1. Validation of Theoretical Analysis

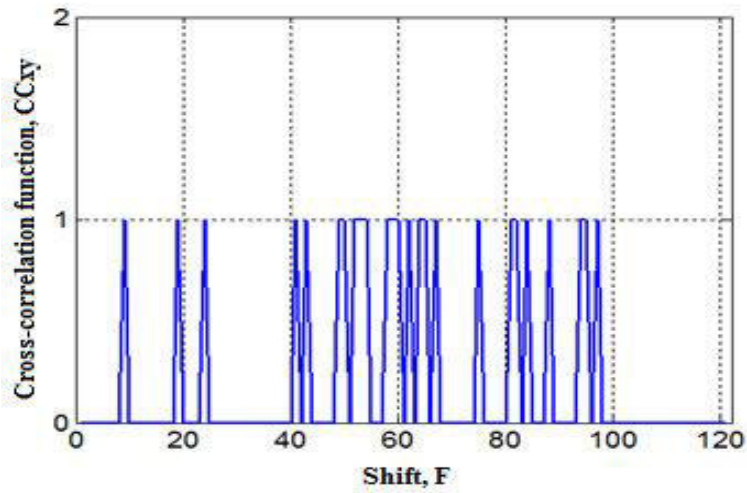
The Table 1 below shows the results obtained for OOC codes (61, 5, 1,1) and  $N = 3$  with the method of BIBD. These results are compared with the results of the work [9].

**Table 1. Positions of the chips unit from a family of OOC code (61, 5, 1, 1)**

<i>Utilisateurs</i>	$P_1$	$P_2$	$P_3$	$P_4$	$P_5$
$C_1$	1	10	21	35	59
$C_2$	5	15	20	37	50
$C_3$	14	16	17	23	57



**Figure 3. Auto-correlation values for the user  $C_2$  of OOC (61, 5, 1, 1)**



**Figure 4. Cross-correlation values for the couple of users (2, 3) of OOC (61, 5, 1, 1)**

Figure 3 shows the autocorrelation values obtained by the code sequence  $C_2$  family of OOC sequence given in table 1. It shows that the maximum peaks of this function, the offset values  $F$  non-zero,  $\lambda_a = 1$ .

Figure 4 shows that the cross-correlation is always positive or zero, which the cross-correlation is not zero, due to the unipolar codes. As the maximum value of the cross-correlation  $\lambda_c = 1$ .

Therefore, the strict orthogonality can't be obtained for their OOC because unipolarity does not have a zero auto-correlation and cross-correlation whatever the shift. Therefore, the best possible for orthogonality OOC is obtained for  $\lambda_a = 1$  and  $\lambda_c = 1$

Table 2 presents the results obtained codes for PC (25.5), check that the results of the work [9].

**Table 2. Code PC (25.5)**

I	$S_i$	$C_i$
0	00000	1000010000100001000010000
1	01234	100000100000010000001000001
2	02413	1000000010000000101000000010
3	03142	100000000100100000000100100
4	04321	100000000010001000100010001000

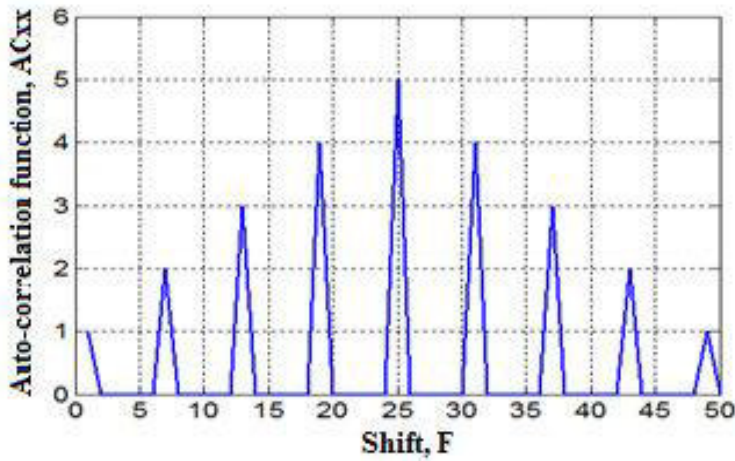


Figure 5. Auto-correlation values for the user  $C_2$  code PC (25, 5)

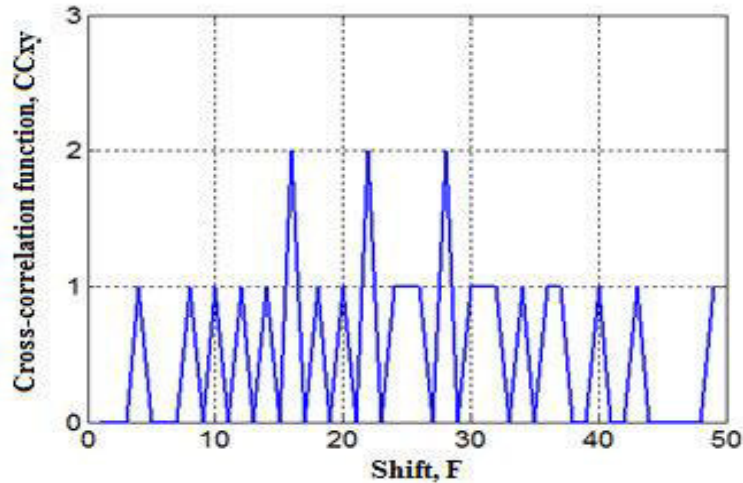


Figure 6. Cross-correlation values for the pair of users (1.4) code PC (25.5)

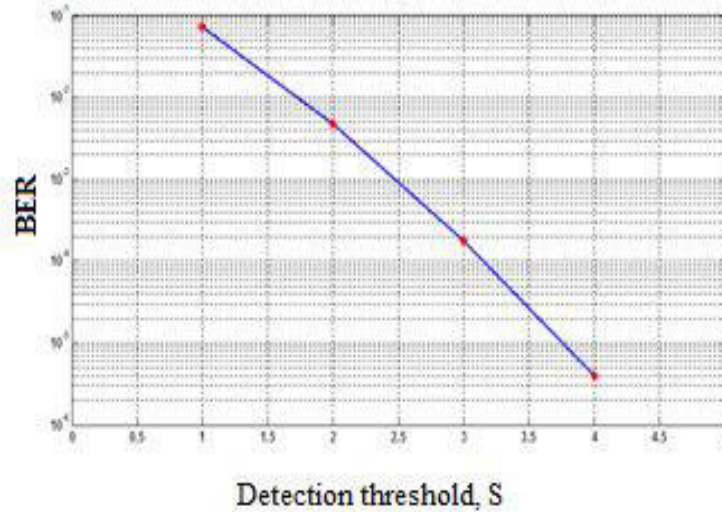
Figure 5 shows that the auto-correlation values obtained for a sequence length of PC to a family of code to the multiplexing of five users. It shows that the maximum level of auto-correlation peaks for non-zero values of F, corresponding to  $\lambda_a = p - 1 = 4$ .

Figure 6 shows the cross-correlation values obtained for a PC sequence length to a family of codes allowing multiplexing of five users. It shows that the maximum cross-correlation peaks for non-zero values F of, corresponding to  $\lambda_c = 2$

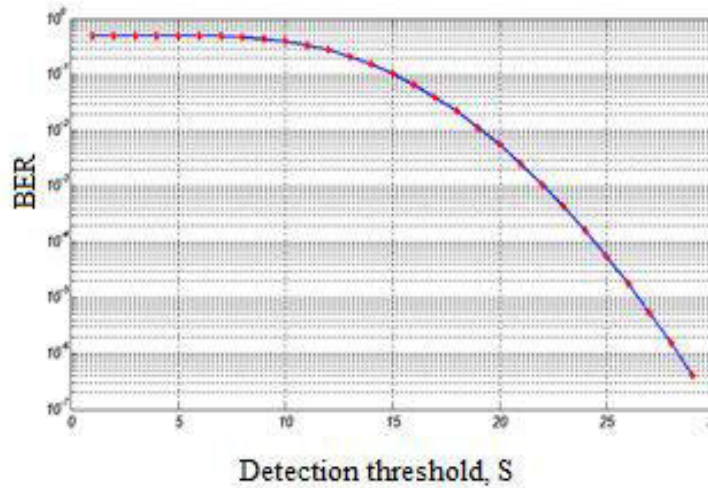
## 5.2 Performances Analysis

Before studying the theoretical variations of the probability of error according to N, we can show of all, which the best alternative of the threshold of detection S is equal to W.

We have traced two following figures the evolution of the simulated performances of the CCR for a code OOC (361, 4, 1, 1) with N=8 users and code PC (841, 29) with N=25 users, as a function of the threshold S.



**Figure 7. BER of a code OOC (361, 4, 1, 1) with N=8 users as a function of the threshold of decision**



**Figure 8. BER of code PC (25.5) with N=25 users as a function of the threshold of decision**

We can be seen in the Figure 7 that the minimum value  $BER_{OOC}(\approx 4.10^{-6})$  is obtained for  $S=W=4$ . So  $S=W=4$  is the integer value of the optimal threshold of CCR.

We can notice that the lowest value  $BER_{PC}(\approx 4.10^{-7})$  is obtained for  $W=S=P=29$  (Figure. 8). So  $S=W=P=29$  is the integer optimal threshold of CCR. So we will consider  $S=W=P$  for CCR when PC codes is used.

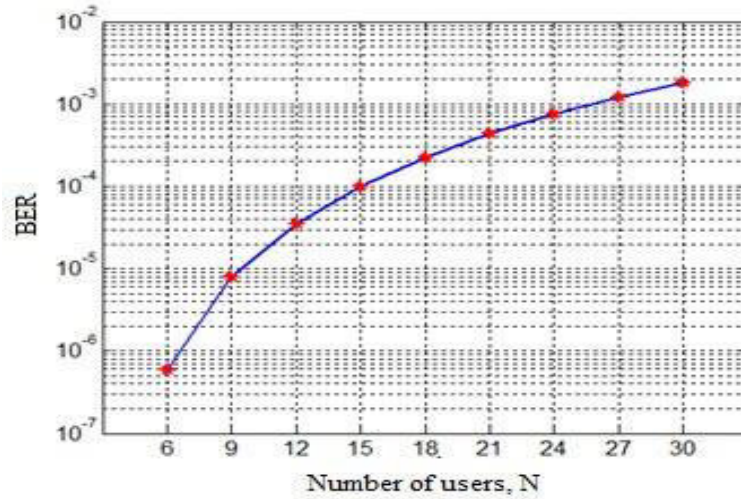


Figure 9. Error probability for code OOC (361, 4, 1.1) with N users

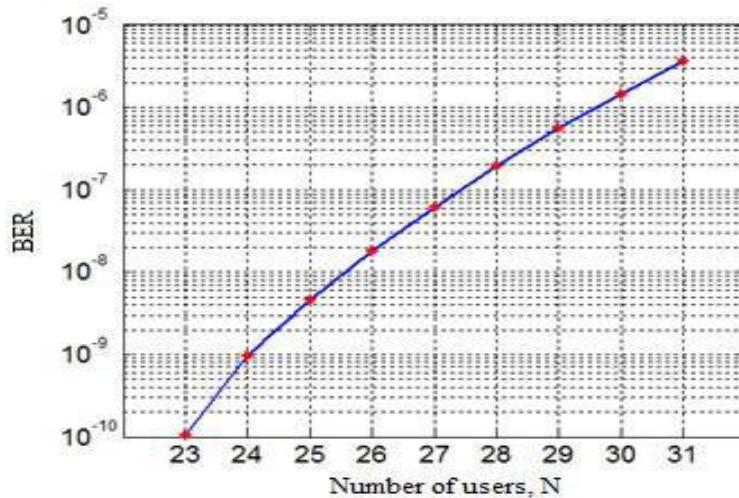


Figure 10. Error probability for code PC (961, 31) with N users.

In Figure 9 and Figure 10, we have traced the evolution of the probability of error (BER) as a function of the number of users N, for a threshold fixed at the weight (optimal threshold),

We can notice in these figures that as the BER increases when the number of users increases (performance degrade) with each types of codes. Indeed, we have saw in the case of an incoherent optical system, families of code used can't be orthogonal. This limitation is that each user communicates simultaneously with the desired user can be interfere. Therefore, the number of users increases, MAI increases and thus more performance degrades. We can also observe that the use of PC codes can achieve better performance with a large number of users that OOC codes. For example: ( $BER = 10^{-10}$ ,  $N=23$ ) for PC Code, and ( $BER=7*10^{-4}$ ,  $N=23$ ) for OOC codes.

Finally, the comparison between the two types of codes can be done by calculating the minimal code to obtain a performance inferior to  $10^{-9}$  with a number of users N determined. The results are reported in Table 3 below:

**Table 3. Code parameters (F, W) with the minimal length L for a BER<10<sup>-9</sup>**

<i>N</i>	<i>OOO (F, W)</i>	<i>PC (F, W)</i>
<b>10</b>	<b>(561,8)</b>	<b>(289, 17)</b>
<b>15</b>	<b>(1081,9)</b>	<b>(529, 23)</b>
<b>20</b>	<b>(1441,9)</b>	<b>(841, 29)</b>
<b>25</b>	<b>(1801,9)</b>	<b>(1369, 37)</b>
<b>30</b>	<b>(2161,9)</b>	<b>(1681, 41)</b>

We can observe that the use of PC codes can reduce the code length. In return, the weight of the code is slightly increased, and this when several wavelengths are used. Accordingly, if the only critter is to minimize the code length, the codes PC are more efficient.

Thus, we consider that bandwidth is 10 GHz, while the data rate for performance 10<sup>-9</sup> and N=30 is D=B/F=4.7Mbit/ s for OOC, D=6Mbit/s for PC. Thus, the decrease of the code length permits to increase the data rate of each user.

## 6. Conclusion and Future Work

In this work, we have characterized a DS-OCDMA system incoherent working in single-user detection with two families of unipolar code, OOC codes and PC. The comparative study has showed that the correlation factors of OOC codes are better than PC codes. Against by the use of codes PC offers better performance than the OOC codes in terms of BER

Now, the next works will be based to study and improve of new types of detection for better extract the bits information (minimize BER).

## Références

- [1] P. M. Crespo, M. L. Honig and J. A. Salehi, "Spread-time code division multiple access", IEEE Trans.Commun., vol. 43, no. 6, (1995), pp. 2139-2148.
- [2] G. P. Agrawal, "Nonlinear fiber optics", Academic Press, New York, (1989).
- [3] M. Lourdiane, "CDMA à séquence directe appliqué aux communications optiques", thèse, Télécom Paris, (2005).
- [4] J. A. Salehi, "Code division multiple-access techniques in optical fiber networks - part I: Fundamental principles", IEEE Transactions on Communications, vol. 37, (1989), pp. 824-833.
- [5] S. Zahedi and J. A. Salehi, "Analytical comparison of various fiber-optic CDMA receiver structures", IEEE Journal of Light wave Technology, vol. 18, (2000) December, pp. 1718-1727.
- [6] C. Goursaud, A. Julien-Vergonjanne, C. Au-petit-Berthelemot, J. P. Cances and J. M. Dumas, "DS-OCDMA Receivers Based on Parallel Interference Cancellation and Hard Limiters", in Proc. IEEE Conf. ITST , Brest, France, (2005) June.
- [7] S. Glisic and B. Vucetic, "Spread Spectrum CDMA Systems for Wireless Communications", Artech House, (1997), pp. 383.
- [8] G. -C. Yang and W. C. Kwong, "Prime Codes with Applications to Optical and Wireless Networks", Artech House Publishers, (2002).
- [9] P. Lorenz, "Télécommunications: architectures des réseaux et télécommunications", chap.1: Support et modèle de communication, Paris: Ellipses, (2001), pp. 189.
- [10] H. Yin and D. J. Richardson, "Optical Code Division Multiple Access Communication Networks", chap.1: One-dimentional OCDMA Codes, Paris: Ellipses, (2001), pp. 36-37.

# ANALYSE LES PERFORMANCES D'UN SYSTÈME DS-OCDMA EN UTILISANT LES CODES OPTIQUE ORTHOGONAUX (OOC)

*M. Bouregaa*  
*M.Chikh-Bled*  
*A. Ikhlef*

Université Abou Bakr Belkaid, Faculté de Technologie  
Laboratoire de Télécommunications, Tlemcen, Algérie

---

## Abstract

In a DS-OCDMA system, the MAI is one of the major limitations due to the unipolarity of the codes used. To mitigate the MAI, several techniques are developed for receptions eliminate the contribution of unwanted users. In this work, we studied the characteristics of correlations OOC codes, and we presented three structures of receptors that are well placed to estimate the information bits. For this, we have developed the theoretical BER expressions error probability.

---

**Keywords:** DS-OCDMA, codes OOC, CCR, HL-CCR, PIC

---

## Résumé

Dans un système DS-OCDMA, les interférences d'accès multiples (IAM) est l'une des principales limitations due à l'unipolarité des codes utilisés. Pour atténuer l'IAM, plusieurs techniques de réceptions sont développées pour éliminer la contribution des utilisateurs non désirés. Dans ce travail, nous avons étudié les caractéristiques de corrélations des codes OOC, et nous avons présenté trois structures de récepteurs que sont placés pour bien estimer les bits d'informations. Pour cela, nous avons développé les expressions théoriques de probabilité d'erreur TEB.

---

**Mots clés:** DS-OCDMA, codes OOC, CCR, HL-CCR, PIC

## I. Introduction

La méthode d'Accès Multiple par Répartition de Codes (CDMA) adapté du réseau téléphonique cellulaire est apparu de plusieurs années dans les réseaux à fibres optiques comme multiple accéder à la solution pour les

réseaux locaux à grande vitesse (LAN). Cette technique a appelé CDMA Optique (OCDMA), il s'agit, dans ce cas, d'affecter à chaque utilisateur un code spécifique et que permet d'accès asynchrone et simultané à réseau en évitant les interférences entre les messages provenant des utilisateurs. La réduction des IAM n'est obtenue que dans le cas de l'utilisation de séquences de codes strictement orthogonaux. Le choix d'une famille de codes avec de meilleures propriétés de corrélation permet de minimiser les interférences d'accès multiples (IAM), et donc d'assurer de meilleures performances aux systèmes OCDMA.

Contrairement aux systèmes CDMA radiofréquences où l'utilisation de codes bipolaires ne présente pas de difficultés majeures, l'implémentation des codes dans des systèmes optiques est confrontée au problème de la non-conservation de la phase des signaux optiques. Pour cela, des codes optiques unipolaires ont été mis au point. Ils sont implémentés au prix d'un relâchement des contraintes sur les propriétés de corrélation des séquences utilisées. Les premiers codes utilisés en CDMA optique sont les codes optiques orthogonaux (OOC).

De plus, La structure de récepteur utilisée en bout de la chaîne de transmission est un élément très important, dont la fonction est de recevoir le signal transmis dans la fibre optique puis, à partir de ce signal, estimer la donnée émise par l'utilisateur désiré. Différentes structures de réception peuvent être utilisées pour les systèmes OCDMA.

Dans ce travail, nous avons développé trois structures d'un récepteur qui sont: récepteur conventionnel par corrélation (CCR: Conventional Correlation Receiver), récepteur conventionnel par corrélation avec limiteur (HL-CCR: Conventional Correlation Receiver) et le récepteur par annulation parallèle d'interférence (PIC: Parallel Interference Cancellation).

## **II. Description D'un Systeme DS-OCDMA**

### **A. Structure D'un Systeme DS-OCDMA**

Dans un système DS-OCDMA l'étalement spectral est réalisé en multipliant directement une séquence de code signature avec les données à transmettre. Les données codées de chaque utilisateur sont envoyées simultanément via une même fibre. En réception, le récepteur multiplexe le signal reçu avec la séquence adresse du destinataire désiré pour extraire les données envoyées comme illustré sur la figure 1. Les autres signaux qui n'ont pas la bonne séquence sont perçus comme étant de bruit. Ce bruit qui consiste une des limitations principales de cette technique d'accès est communément appelé 'Interférence d'Accès Multiple (IAM)'.



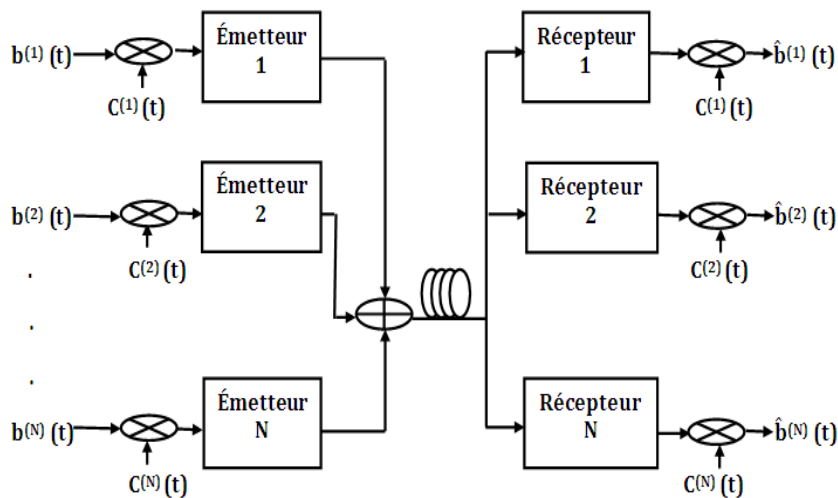


Fig. 1. Schéma synoptique d'un système DS-OCMA

### B. Codes Optiques Orthogonaux

Les codes OOC sont composés de suites unipolaires (0,1) caractérisées par quatre paramètres ( $L$ ,  $W$ ,  $\lambda_a$  et  $\lambda_c$ )

- $L$  est la longueur de la séquence du code
- $W$  est le poids du code, qui représente le nombre de chips à «1»
- $\lambda_a$  et  $\lambda_c$  sont respectivement les contraintes

Les séquences de codes OOC doivent satisfaire les deux conditions suivantes:

- Il devrait posséder une bonne fonction d'auto-corrélation avec tous les décalages relatifs, tels que la détection est acceptable.¶
- Il devrait également avoir une fonction d'inter-corrélation satisfaisante entre deux séquences quelconques dans le même ensemble pour réduire au minimum l'IAM.

Dans le cas où  $\lambda_a = \lambda_c = 1$ , différents travaux ont montré que le nombre de séquences de codes, c'est-à-dire d'utilisateurs possibles dans le système est borné par la relation :

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

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

### C. Systeme De Reception D'un Systeme DS-OCMA

#### i. Récepteur Conventionnel par Corrélacion(CCR)

Pour lequel seule la connaissance du code de l'utilisateur désiré est nécessaire. Pour ces récepteurs, 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 un réseau chargé.

La figure 2 présente le schéma de détection et d'estimation de la donnée émise par CCR :

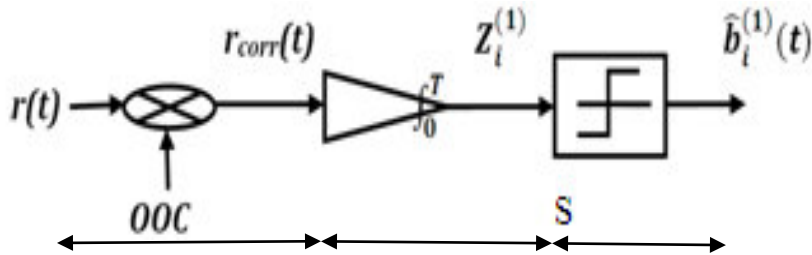


Fig. 2. Récepteur Conventionnel de l'utilisateur 1

D'un point de vue mathématique, les opérations successives se traduisent par les expressions suivantes:

- La multiplication du signal reçu par le code de l'utilisateur désiré donne:

$$\begin{aligned}
 r_{corr}(t) &= r(t) \cdot c_1(t) \\
 &= \left( \sum_{k=1}^N b_i^{(k)} \cdot c_k(t) \right) \cdot c_1(t) \\
 &= b_1(t) \cdot c_1^2(t) + \sum_{k=2}^N b_i^{(k)} \cdot c_k(t) \cdot c_1(t)
 \end{aligned} \tag{2}$$

Cette étape permet de ne conserver que la puissance présente dans les chips unité du code.

- L'intégration du signal obtenu fournit la variable décisionnelle  $Z_i^{(1)}$  du  $i^{ième}$  bit de donnée de l'utilisateur n°1 de la forme:

$$\begin{aligned}
 Z_i^{(1)} &= \int_0^{T_b} b_i^{(1)} \cdot c_1(t) dt + \sum_{k=2}^N b_i^{(k)} \cdot \int_0^{T_b} c_k(t) \cdot c_1(t) \\
 &= W \cdot b_i^{(1)} + \underbrace{\sum_{k=2}^N b_i^{(k)} \cdot \int_0^{T_b} c_k(t) \cdot c_1(t)}_{IAM}
 \end{aligned} \tag{3}$$

Cette étape fournit la valeur de la variable décisionnelle.

- La prise de décision par comparaison à un seuil S suit la règle de décodage suivante :

$$\begin{cases} \text{si } Z_i^{(1)} \geq S \Rightarrow \hat{b}_i^{(1)} = 1 \\ \text{si } Z_i^{(1)} < S \Rightarrow \hat{b}_i^{(1)} = 0 \end{cases} \tag{4}$$

D'après l'analyse précédente, une erreur peut se produire seulement quand les données envoyées '0' et la limite des IAM est plus grande que le

seuil, et quelque soit le nombre d'utilisateurs actifs, une donnée '1' sera toujours correctement détectée.

Pour diminuer au maximum le nombre d'erreurs sur un '0', et donc obtenir la plus faible probabilité d'erreur possible, le seuil optimal sera le plus élevé possible donc :  $S_{CCR}=W$ .

On a montré que la probabilité d'erreur d'un récepteur conventionnel (CCR) pour le système DS-OCDMA s'écrit :

$$P_{eCCR} = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{N-1} C_{W-1}^i \left(\frac{W^2}{2L}\right)^i \left(1 - \frac{W^2}{2L}\right)^{N-1-i} \tag{5}$$

Avec  $\frac{W^2}{L}$  la probabilité qu'il y ait superposition entre deux chips de deux séquences des codes différents.

**ii. Récepteur Conventionnel avec Limiteur (HL-CCR)**

Cette structure de réception présentée sur la figure 4 reprend le principe du CCR de manière identique. La seule différence consiste en l'ajout d'une fonction appelée Hard Limiter (HL). Cette fonction a pour objectif d'écrêter le signal reçu, et peut être définie par:

$$g(x) = \begin{cases} 1 & x \geq 1 \\ 0 & 0 \leq x < 1 \end{cases} \tag{6}$$

En pratique, le composant « Hard Limiter » (HL) supprime une partie de la puissance reçue pour avoir au final un signal dont chaque chip contient une puissance nulle ou égale à '1' (figure 3).

De même que le récepteur CCR, le seuil optimal sera le plus élevé possible donc:  $S_{HL-CCR}=W$

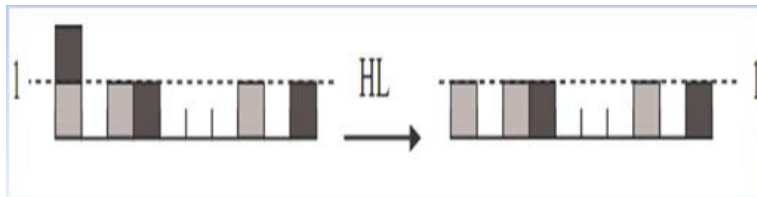


Fig. 3. Effet du Hard Limiter sur un exemple de signal reçu

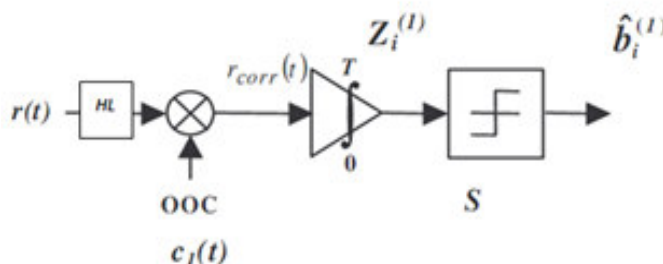


Fig. 4. Récepteur Conventionnel avec limiteur de l'utilisateur 1

On a montré que la probabilité d'erreur d'un HL-CCR pour le système DS-OCDMA s'écrit :

$$P_{eHL-CCR} = \frac{1}{2} C_w^S \times \prod_{i=0}^{S-1} \left( 1 - \left( 1 - \frac{W^2}{2L} \right)^{N-1-i} \right) \quad (7)$$

### iii. Récepteur d'Annulation Parallèle d'Interférence(PIC)

Le récepteur PIC (figure 5) fournit une estimation simultanée de la contribution de chaque utilisateur non-désiré, Puis, le motif d'interférence est soustrait du signal reçu avant de détecter, grâce à un CCR, la donnée émise par l'utilisateur désiré.

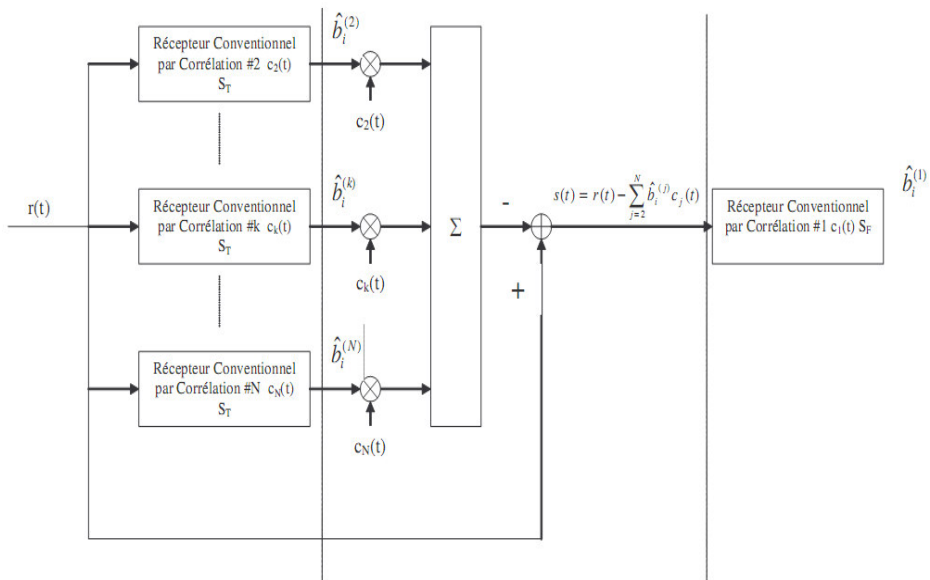


Fig. 5. Schéma du récepteur PIC

Le principe du PIC est de reproduire le motif d'interférence dû aux utilisateurs non-désirés, afin de l'enlever au signal total reçu. Pour cela, le PIC nécessite plusieurs étapes (Figure 5):

- La première étape consiste à détecter les données envoyées par chacun des utilisateurs non-désirés, avec un CCR ayant un seuil de décision  $S_T$ . Chaque récepteur fournit l'estimation  $\hat{b}_i^{(j)}$  de la donnée envoyée par l'utilisateur non-désiré  $n^o j$ .
- La deuxième étape consiste à reconstruire les signaux émis par les utilisateurs non-désirés en multipliant les données estimées  $\hat{b}_i^{(j)}$  par le code correspondant  $c_j(t)$ .

- La troisième étape est la sommation de ces signaux reconstruits, et leur soustraction au signal reçu. L'expression du signal obtenu est:

$$\begin{aligned}
 s(t) &= r(t) - \sum_{j=2}^N \tilde{b}_i^{(j)} \cdot c_j(t) \\
 &= b_i^{(1)} c_1(t) + \sum_{j=2}^N (b_i^{(j)} - \tilde{b}_i^{(j)}) \cdot c_j(t)
 \end{aligned} \tag{8}$$

- La dernière étape est la détection de la donnée de l'utilisateur désiré  $n^o l$  à partir du signal «nettoyé» des interférences  $s(t)$ . Cette détection se fait grâce à un CCR ayant un seuil de décision  $S_F$ .

Les seuils optimaux d'un récepteurs PIC sont:

$$\begin{cases} S_T = W \\ S_F = 1 \end{cases}$$

En résumé, pour un récepteur PIC, il n'y a pas d'erreur si l'utilisateur désiré a émis une donnée '0', mais il peut y en avoir une erreur pour une donnée '1', contrairement au récepteur CCR. En conséquence, l'expression de la probabilité d'erreur d'un récepteur PIC pour le système DS-OCDMA s'écrit:

$$P_{ePIC} = (1/2)^N \cdot \sum_{N_1=S_T-1}^{N-1} \sum_{N_2=W+1-S_F}^{N-1-N_1} C_{N-1}^{N_1} C_{N-1-N_1}^{N_2} (P_I)^{N_2} (1 - P_I)^{N-1-N_1-N_2}$$

(9)

Avec

$$P_I = \left(\frac{W^2}{L}\right) \cdot \sum_{n_t=S_T-1}^{N_t} C_{N_t}^{n_t} \left(\frac{W^2}{L}\right)^{n_t} \left(1 - \frac{W^2}{L}\right)^{N_t-n_t}$$

(10)

### III. Analyse Les Performances

#### A. Validation les expressions théoriques de corrélation

Dans cette section du travail, nous avons analysé les paramètres d'auto-corrélation et d'inter-corrélation d'une famille de codes OOC.

Le tableau1 ci-dessous présente les résultats des codes obtenus pour OOC (73, 4, 1,1) et N=6 avec la méthode de BIBD.

<i>Position des chips '1'</i>	$P_1$	$P_2$	$P_3$	$P_4$
<i>Utilisateurs</i>				
$C_1$	1	2	9	65
$C_2$	1	26	55	68
$C_3$	1	37	42	70

$C_4$	1	4	25	47
$C_5$	1	3	17	56
$C_6$	1	36	51	62

Tableau 1. Positions des chips à 1, pour 6 codes OOC de poids 4.

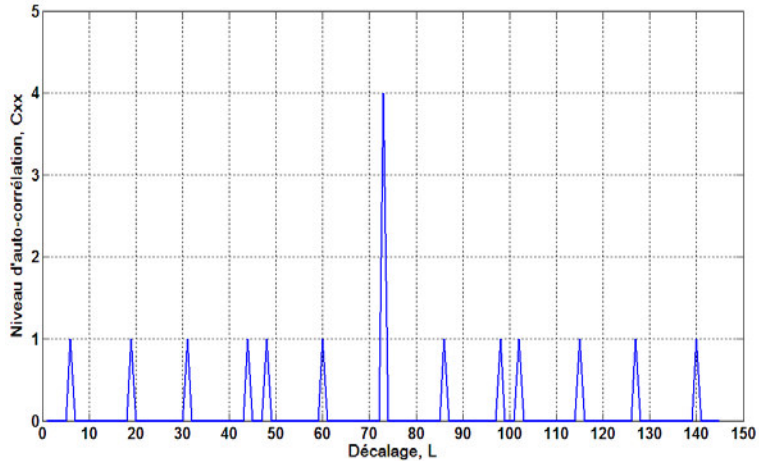


Fig. 6. Fonction d’auto-corrélation pour l’utilisateur 2 du code OOC (73, 4, 1,1)

La figure 6 montre la fonction d’auto-corrélation obtenue par la séquence de code  $C_2$  de la famille de séquence OOC donnée dans le tableau 1. Elle montre que le niveau maximal d’auto-corrélation pour  $l = L$ , c’est-à-dire lorsque le code est comparé à sa réplique. De plus, on observe que les valeurs d’auto-corrélation sont toujours positives et qu’il existe des décalages pour lesquels l’auto-corrélation n’est pas nulle. Ceci est dû à l’unipolarité des codes. Enfin, comme la valeur maximale de l’auto-corrélation pour un décalage non nul est 1, ce code vérifie  $\lambda_a=1$ .

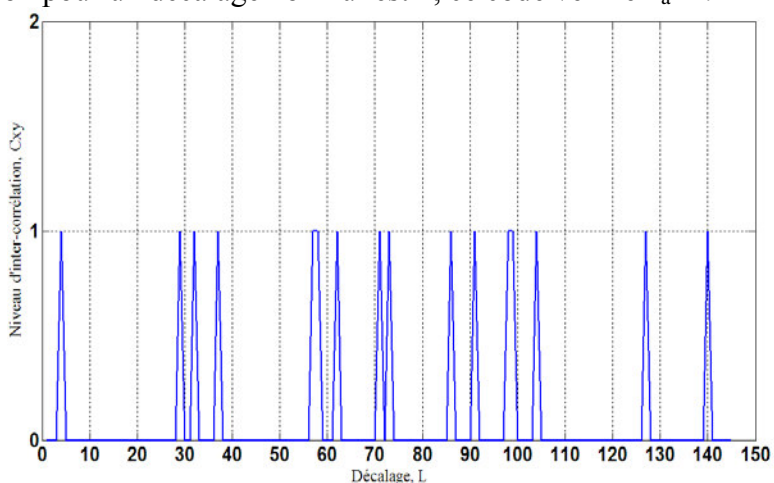


Fig. 7. Fonction d’inter-corrélation pour la couple des utilisateurs (2,3) du code OOC (61, 5, 1,1)

La figure 7 montre la fonction d’inter-corrélation des codes (2,3). On observe, comme pour la fonction d’auto-corrélation, que l’inter-corrélation est toujours positive ou nulle, et qu’il existe des décalages pour lesquels l’inter-corrélation n’est pas nulle, du fait de l’unipolarité des codes. Comme la valeur maximale de l’inter-corrélation est 1, ces codes vérifient  $\lambda_c=1$ .

Dans le cas idéal, pour pouvoir reconnaître les codes de leurs versions décalées il faut que  $\lambda_a=0$ . De plus, pour ne pas avoir d’interférence entre les codes, il faut que  $\lambda_c=0$ . Dans ce cas, les codes sont dits strictement orthogonaux. Cependant, cette orthogonalité stricte ne peut être obtenue pour les OOC car leur unipolarité ne permet pas d’avoir une auto-corrélation et inter-corrélation nulle quelque soit le décalage. En conséquence, la meilleure orthogonalité possible pour les OOC est obtenue pour  $\lambda_a=1$  et  $\lambda_c=1$ .

**B. Validation les expressions théoriques de probabilité d’erreur**

Avant d’étudier les variations théoriques de la probabilité d’erreur des récepteurs (CCR, HL-CCR et PIC), nous vérifions tout d’abord que, le seuil optimal  $S$  est égal à  $W$ .

Pour cela, nous avons tracé sur la figure 8, l’évolution des performances pour un code OOC (601, 5, 1,1) avec  $N=10$  utilisateurs, en fonction du seuil, pour un seuil  $S$  variant de 1 à 5 par pas de 1.

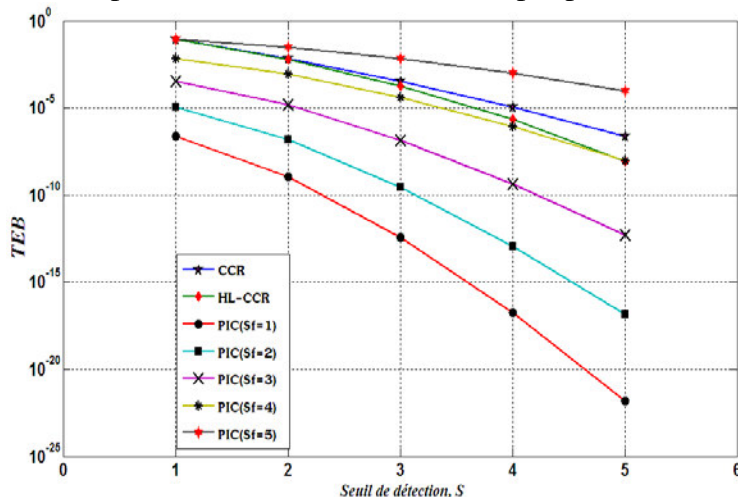


Fig. 8. TEB d’un code OOC (601, 5, 1,1) avec  $N=10$  utilisateurs en fonction du seuil de décision

On constate sur la figure 8 que les valeurs minimales  $P_{eCCR}$  et  $P_{eHL-CCR}$  sont obtenues pour  $S=W=5$ . Donc la valeur entière optimale du seuil du CCR et HL-CCR est  $S=W$ . D’autre part, on constate une amélioration des performances avec le HL-CCR par rapport au CCR d’autant plus grande que  $S$  est grand grâce l’utilisation d’un limiteur HL qui permet d’éliminer certains motifs d’interférence.

Concerne le récepteur PIC, nous pouvons observer que les seuils ( $S_T=S_F=W, S_F=I$ ) permettent d’obtenir les meilleures performances. En effet, pour un récepteur conventionnel (CCR), on obtient un minimum d’erreur lorsque  $S_T=W$ . Dans ce cas, il y a un minimum d’interférence sur la variable décisionnelle de l’utilisateur désiré.

De plus, comme cet utilisateur subit des interférences négatives, son seuil optimal est le plus petit entier positif, c’est-à-dire  $S_F=I$ . Ainsi, les seuils optimaux d’un PIC sont ( $S_T=W, S_F=I$ ).

Nous étudions maintenant l’évolution des performances des trois récepteurs en fonction des paramètres des codes OOC (L, W et N) avec des seuils optimaux.

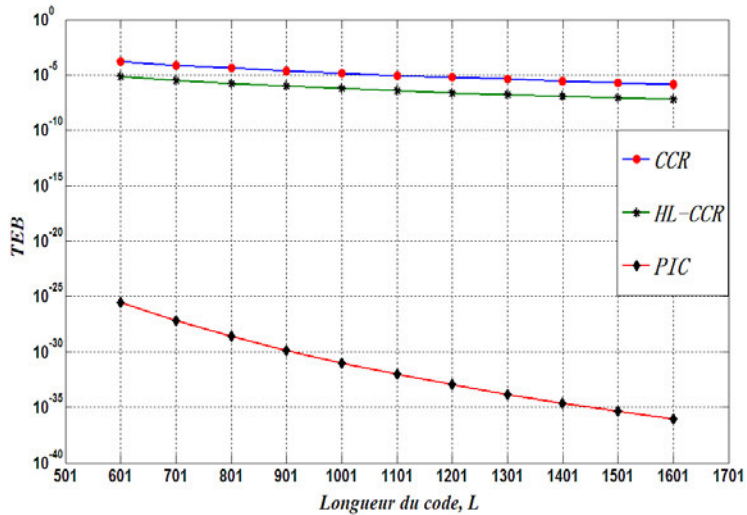


Fig. 9. Performance du récepteurs pour OOC (L,5,1,1) avec N=30

On remarque sur la Figure 9, la probabilité d’erreur pour les récepteurs CCR, HL-CCR et PIC, en fonction de la longueur du code L, pour un nombre d’utilisateurs N =30, et un poids W=5.

Nous pouvons constater que les performances des 3 récepteurs s’améliorent lorsque la longueur du code augmente. Ceci est dû au fait que plus la longueur d’étalement est importante, moins il y a de chance que l’un des chips à 1 des utilisateurs non-désiré interférents se superpose à l’un des chips à 1 de l'utilisateur désiré pour un poids donné. Donc, plus la valeur de L est importante, moins l'utilisateur désiré subit d'interférence.

Concernes les récepteurs conventionnels (CCR, HL-CCR), nous pouvons également observer que le HL-CCR permet d’obtenir de meilleures performances que le CCR, lorsque les seuils considérés sont optimaux. Ceci est dû à la capacité de l’HL de supprimer certains motifs d’interférence.

De plus, nous pouvons également constater que le gain en performance apporté par PIC est d’autant plus important lorsque L augmente



et mieux que CCR et HL-CCR. Cette amélioration de la performance s'explique par le fait que les utilisateurs interférents sont mieux détectés lorsque  $L$  augmente, par conséquent l'interférence estimée du signal reçu contient moins d'erreurs, ce qui permet une meilleure estimation de la donnée émise par l'utilisateur désiré. Par exemple, pour obtenir une probabilité d'erreur  $TEB \leq 10^{-9}$  avec  $N=30$  et  $W=5$ , il faut une longueur  $L=601$ , alors que pour le CCR et l'HL-CCR ça nécessite une longueur de l'ordre 1000.

Cette réduction de longueur de code permet de réduire le débit de chips pour un débit binaire donné, ou d'augmenter le débit binaire pour un débit chip donné.

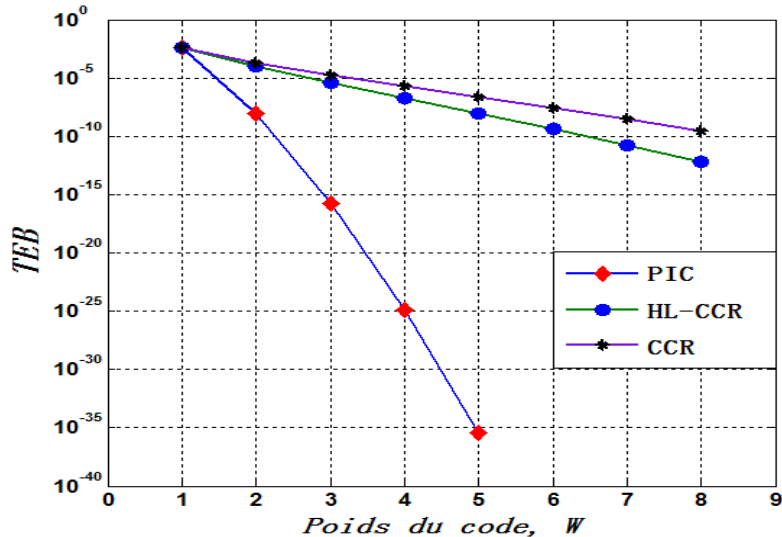


Fig. 10. Performance du récepteurs pour OOC (601, $W$ ,1,1) avec  $N=10$

Figure 10 montre la probabilité d'erreur pour les récepteurs CCR, HL-CCR et PIC, en fonction du poids du code  $W$ , pour un nombre d'utilisateurs  $N = 10$ , et une longueur de code  $L=601$ .

Nous pouvons constater que les performances s'améliorent, lorsque le poids du code augmente car le seuil est maintenu à sa valeur optimale (égale au poids  $W$ ), la probabilité d'erreur diminue, et donc réduit de l'IAM. Ceci est dû au fait que plus le seuil de décision est grand, plus il y a moins d'interférents, donc moins il est probable d'avoir des combinaisons conduisant à une erreur. Ainsi, l'augmentation du poids permet, avec l'utilisation du seuil optimal d'améliorer les performances.

De plus, si on compare les résultats du  $TEB$  en fonction du poids du code obtenus par les trois récepteurs (CCR, HL-CCR et PIC) pour une longueur et un nombre d'utilisateurs donnés ( $L=601$ ,  $N=10$ ), nous pouvons observer que le PIC permet d'atteindre une meilleure performance pour un

pois plus faible. Ceci présente deux avantages. Premièrement, la réduction du poids permet de réduire la puissance totale à transmettre par bit, puisqu'il y a moins de chips unité dans le code. Deuxièmement, la réduction du poids permet d'augmenter le nombre de codes dans une même famille OOC conformément à l'équation (1). Par exemple dans le cas  $L=601$  et  $N = 10$  utilisateurs actifs, pour obtenir un  $TEB \leq 10^{-9}$ , le poids minimum est de 6 pour l'HL-CCR (ce qui correspond à une capacité maximale de 20 utilisateurs), alors qu'il est de 3 pour le PIC (dans ce cas, la capacité maximale est de 100 utilisateurs).

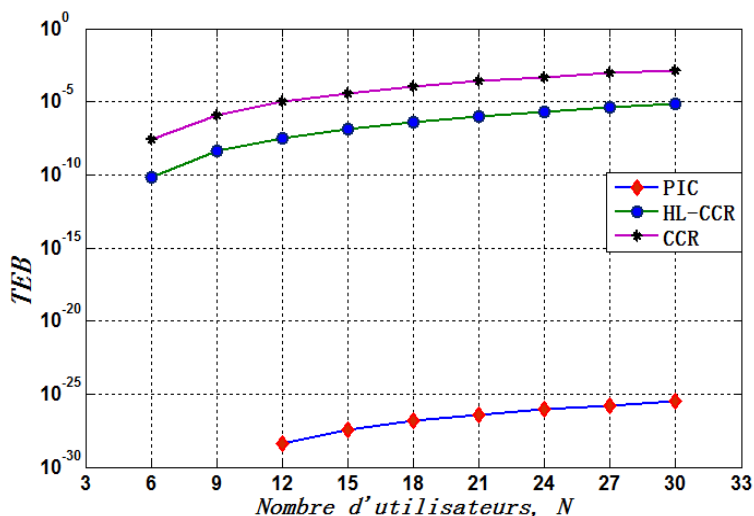


Fig. 11. Performance du récepteurs pour OOC (601,5,1,1) avec  $N$  utilisateurs

La figure 11 présente l'évolution des TEB pour les trois structures de récepteurs considérées en fonction du nombre d'utilisateurs qui communiquent simultanément. Les différents utilisateurs émettent leurs données avec une matrice de code issue de la famille OOC de paramètres  $L=601$  et  $W=5$ .

Nous remarquons sur cette figure que plus le nombre d'utilisateurs qui communiquent de manière simultanée augmente, plus les performances associées à chacune des structures de réception se dégradent. En effet, nous avons vu que dans le cas d'un système optique incohérent, les familles de code utilisées ne peuvent pas être orthogonales. Cette limitation fait que chaque utilisateur communiquant en même temps que l'utilisateur désiré peut interférer sur la variable décisionnelle de ce dernier. Par conséquent, plus le nombre d'utilisateurs augmente, plus l'interférence augmente et donc plus les performances se dégradent.

De plus, on peut déduire que le PIC permet d'obtenir un nombre d'utilisateurs actifs plus important que le CCR ou l'HL-CCR, pour un poids, une longueur de code et une probabilité d'erreur donnés. Par exemple, pour

la famille de code OOC ( $L=601$ ,  $W=5$ ) et une probabilité d'erreur  $TEB \leq 10^{-9}$ , le PIC permet à 30 utilisateurs de communiquer simultanément, alors que le CCR ou l'HL-CCR ne permettent qu'à 5 utilisateurs d'être actifs sur le réseau.

Pour terminer la comparaison entre les structures CCR, HL-CCR et PIC, on calcule le code minimal permettant d'obtenir une performance inférieure à  $10^{-9}$ . Les résultats sont reportés sur le tableau 2 :

<i>Récepteurs</i>	<i>CCR</i> ( <i>L, W</i> )	<i>HL-CCR</i> ( <i>L, W</i> )	<i>PIC</i> ( <i>L, W</i> )
<i>N</i>			
<b>10</b>	<b>(561,8)</b>	<b>(421,7)</b>	<b>(121,4)</b>
<b>20</b>	<b>(1441,9)</b>	<b>(1121,8)</b>	<b>(241,4)</b>
<b>30</b>	<b>(2161,9)</b>	<b>(1681,8)</b>	<b>(361,4)</b>

Tableau 2. Les paramètres code ( $L, W$ ) optimaux pour un  $BER \leq 10^{-9}$

D'après le tableau 2, On observe que l'utilisation du PIC permet de réduire de façon significative les paramètres des codes optimaux, la réduction concerne à la fois la longueur du code et le poids. En conséquence, les fonctions de codage et décodage pourront être moins rapides. De plus, le poids nécessaire est 2 fois plus faible que celui des récepteurs conventionnels, donc la puissance à transmettre est moins importante. En conclusion, l'utilisation des PIC permet une implantation moins coûteuse.

Ainsi, en considérant une bande passante de 10 GHz, alors le débit par utilisateur pour un  $TEB \leq 10^{-9}$  et  $N=30$ , est de  $D=B/L=4.7$ Mbit/s (avec CCR),  $D=6$ Mbit/s (avec HL-CCR), et  $D=28$ Mbit/s (avec PIC). Donc, la réduction de la longueur temporelle permet d'augmenter significativement le débit.

#### IV. Conclusion

Dans ce travail, nous avons caractérisé un système DS-OCDMA incohérent qui travaille en détection mono-utilisateur (CCR, HL-CCR) avec la famille de code unipolaire OOC. L'étude des facteurs de corrélation est montrée que les codes OOC répondent à des critères de corrélations croisées permettant de mieux contrôler le niveau des interférences d'accès multiple et que les performances du système DS-OCDMA s'améliorent lorsque la longueur du code  $L$  et le poids du code  $W$  augmentent avec moins nombre d'utilisateurs  $N$ . Concernant les récepteurs conventionnels (CCR, HL-CCR), nous avons tout d'abord utilisé le récepteur conventionnel (CCR), en montrant que dans le cas sans bruit, le récepteur ne fait pas d'erreur que lorsque la donnée envoyée est '0'. Ce récepteur est considéré comme le plus simple à réaliser, mais il conduit à de nombreuses erreurs dans un réseau comportant beaucoup d'utilisateurs. Pour remédier à cette contrainte due à IAM qui se présente comme une limitation du système DS-OCDMA, nous

avons étudié les performances d'un récepteur conventionnel avec limiteur (HL-CCR). Le composant HL supprime une partie de l'interférence, cela permet de réduire la longueur du code pour une performance et un nombre d'utilisateurs donnés. Cependant, cela ne suffit pas à rendre l'OCDMA compétitif pour le réseau d'accès. Pour cela, nous avons évalué les performances du récepteur de type multi-utilisateurs (Récepteur par Annulation Parallèle d'Interférence ou PIC). Nous avons montré que le PIC est le récepteur le plus performant et l'avantage de ce récepteur consiste à acheminer les données avec un débit plus important pour une bande passante donnée mais avec une complexité de mise en œuvre.

### References:

- Savo Glisic, Branka Vucetic "Spread Spectrum CDMA Systems for Wireless Communications ", Artech House, 1997, 383 pages
- Hongxi Yin, David J. Richardsson, "Optical Code Division Multiple Access Communication Networks", chap.1: One-dimensional OCDMA Codes, Paris: Ellipses, 2001, pp.36-37.
- Mikaël MORELLE "Codage en 2 Dimensions pour les systèmes de communications Optiques CDMA (OCDMA) –Application aux transmissions multimédia", thèse de doctorat, pp. 53, septembre 2008.
- C. Goursaud Brugeaud. Réception Multi-utilisateurs par annulation parallèle dans les systèmes CDMA optiques'. Thèse de doctorat, Université de Limoges, France, 2006
- Mounia Lourdiane "CDMA à séquence directe appliqué aux communications optiques " thèse, Télécom Paris, 2005
- J. A. Salehi et C. A. Brackett, "Code division multiple-access techniques in optical fiber networks - part II: Systems performance analysis", IEEE Transactions on Communications, vol. 37, pp. 834-842, Oct. 1989.
- J.A. Salehi et C.A. Brackett "Code division multiple-access techniques in optical fiber networks-part I : Fundamental principles". IEEE Transactions on Communications, vol.37, pp. 824–833, Oct. 1989.
- J.-J. Chen et G.-C. Yang, "CDMA fiber-optic systems with optical hard limiters", IEEE Journal of Light wave Technology, vol. 19, pp. 950-958, July 2001
- C. Goursaud, N. M. Saad, Y. Zouine, A. Julien-Vergonjanne, C. Au-petit-Berthelemot, J. P. Cances, et J. M. Dumas, "Parallel multiple access interference cancellation in optical DS-CDMA systems", Ann. Telecommun., vol. 9 –10, pp. 1053–1068, Oct. 2004
- H. Chung et P. Kumar, "Optical Orthogonal Codes – new bounds and an optimal construction", IEEE Transactions on Information theory, vol. 36, pp. 866-873, July. 1990.

# Analyse Des réseaux De Bragg Superposés Pour l'encodage OCDMA. Utilisation Des Codes à Séquences premières

A.Ikhlef, M.Chikh-Bled, M.Bouregaa, A. Mokhdar  
 Université Abou Bakr Belkaid – Faculté de Technologie  
 Laboratoire de Télécommunications,  
 BP 230, Pole Chetouane, 13000 Tlemcen –Algérie  
 Ikhlef\_2006@yahoo.fr

**Résumé** - Cet article présente une nouvelle méthode de codage fréquentielle pour le CDMA optique à base de réseaux de Bragg superposés travaillant en réflexion. Des codes à séquences premières PS non cohérent, générées et décodées de manière « tout optique » par un composant spécifique. Le composant consiste en une succession de réseaux de Bragg inscrits sur une fibre optique à différentes longueurs d'onde et à des positions bien définies sur la fibre prédéfinie. L'ordre, ainsi que le choix des longueurs d'onde de ces réseaux de Bragg déterminent le code. La méthode des matrices de transfert a été retenue pour étudier et modéliser un réseau unique ou des réseaux superposés.

**Mots clés**- CDMA optique, Séquences Premières, Codes Optiques, Réseaux de Bragg, Réseaux « tout optique ».

## I. INTRODUCTION

L'accès multiple par répartition de code, ou CDMA, est une technique de multiplexage définie comme un étalement de spectre. Cette dernière était initialement destinée aux applications militaires dans les systèmes radiofréquence ; Les études liées à la transposition des techniques CDMA dans les systèmes de communications optiques datent de ces vingt dernières années, en voulant profiter de la très large bande passante disponible sur le canal optique.

Le CDMA optique offre l'avantage potentiel de réaliser des systèmes 'tout optique' par des dispositifs optiques de codage et décodage compatibles avec les réseaux optiques passifs (PON) et d'éviter les conversions optique/électrique et électrique/optique [1].

En fonction du type de codage que l'on désire réaliser, plusieurs solutions ont été envisagées, (les lignes à retard, les circuits à interférences multimodales AWG, les réseaux de Bragg) [2], [3], [4].

L'utilisation des propriétés de réflexion des réseaux de Bragg associés à leur très grande sélectivité en fréquence a permis d'envisager leur emploi dans les activités de recherche liés aux systèmes de télécommunications optiques du type filtre Add/Drop WDM, amplificateur Raman, Laser à fibre et dans des structures de codage et décodage 'tout optique' pour les applications dans les accès multiples [5], [6].

La modélisation par la méthode des matrices de transfert, le choix des séquences de code (Walsh, Gold,

## II. LES CODES OPTIQUES

Pour une implémentation dans un système à détection directe les codes bipolaires comme les codes de Gold ou les séquences PN ne sont pas utilisables et il est nécessaire de développer des familles de codes unipolaires adaptés comme les Codes Optiques Orthogonaux (Orthogonal Optical Codes ou OOC) ou les Codes Premiers (Prime Codes ou PC) dont les séquences premières (Prime Séquences ou PS) sont l'archétype. Une orthogonalité stricte n'étant plus possible, une collision de 2 chips à « 1 », appartenant à des utilisateurs différents, est tolérée et le système présente alors des IAM intrinsèques résultant de cette non orthogonalité. Il est à noter que, dans ce cas, une configuration synchrone correspond au pire des cas et que toute désynchronisation adoucit la collision entre chips. Ces codes présentent l'avantage de permettre d'implémenter les codeurs et les décodeurs électriquement ou optiquement.

Un code optique est caractérisé par 3 paramètres ( $N$ ,  $L$ ,  $w$ ) qui sont le nombre d'utilisateurs  $N$ , c'est-à-dire sa capacité de multiplexage, la longueur du code  $L$  qui est nombre de chips qui le composent et le poids du code  $w$  qui est nombre de ces chips à « 1 ». Le tableau 1 ci-dessous présente ces paramètres dans les exemples des Codes Optiques Orthogonaux (OOC) et des Séquences Premières (PS).

$N$	$L$	$w$	Optical Orthogonal Codes (OOC)
3	21	3	code #1 1100010000000000000000 code #2 1010000010000000000000 code #3 1001000000100000000000

$P=N$	$L$	$w$	Prime Séquence (PS)
3	9	3	Séquence #1 100100100 Séquence #2 100010001 Séquence #3 100001010

Tableau 1 : Codes optiques OOC et Séquences premières

Les séquences de codes retenus sont de type séquences premières (prime séquences PS) possédant des propriétés de corrélation idéales pour l'application OCDMA [11], et de meilleures capacités de multiplexage pour une longueur de code donnée ; sont utilisées dans le démonstrateur présenté plus loin.

### III. MODELISATION LES RESEAUX DE BRAGG SUPERPOSES

Le principe général pour simuler des réseaux superposés est de calculer la modulation d'indice totale correspondant à la somme des modulations individuelles [8], [9].

Un réseau de Bragg idéal a une modulation d'indice selon z donné par l'équation (1).

$$\Delta n(z) = \Delta n^{dc}(z) + \Delta n^{ac}(z) \cos\left(\frac{2\pi}{\Lambda} z + \theta(z) + \phi\right) \quad (1)$$

$\Delta n^{dc}(z)$  la modulation d'indice moyenne,  $\Delta n^{ac}(z)$  l'amplitude de la modulation,  $\Lambda$  la période,  $\theta(z)$  la phase variable de réseau,  $\phi$  la phase à l'origine.

Nous pouvons déterminer la modulation d'indice totale par superposition de N réseaux à un endroit donné de la fibre par l'équation (2).

$$\Delta n_z(z) = \sum_{i=1}^N \left[ \Delta n_i^{dc}(z) + \Delta n_i^{ac}(z) \cos\left(\frac{2\pi}{\Lambda_i} z + \theta_i(z) + \phi_i\right) \right] \quad (2)$$

N présente le nombre de réseaux superposés. Une méthode numérique des matrices de transfert est utilisée pour modéliser les réseaux de Bragg [10]. Cette méthode consiste à diviser le réseau en un certain nombre de sections et à représenter chacun de ces réseaux élémentaires par l'étude de surfaces multicouches.

Pour un réseau de Bragg à fibre, la matrice  $M_i$  est donnée par la matrice (3).

$$M_i = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l_i) - i \frac{\hat{\sigma}}{\gamma} \sinh(\gamma l_i) & -\frac{\kappa}{\gamma} \sinh(\gamma l_i) \\ i \frac{\kappa}{\gamma} \sinh(\gamma l_i) & \cosh(\gamma l_i) + i \frac{\hat{\sigma}}{\gamma} \sinh(\gamma l_i) \end{bmatrix} \quad (3)$$

$l_i$  : est la dimension de la section élémentaire.

$\hat{\sigma}$  : Le coefficient de couplage général.

$\delta$  : La syntonisation initiale.

Le produit des matrices donne une matrice de transfert totale 'M' (4) caractérisant la propagation à travers le réseau.

$$\begin{bmatrix} R_N \\ T_N \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} R_0 \\ T_0 \end{bmatrix}; \quad M = M_N * M_{N-1} * \dots * M_i \dots * M_1 \quad (4)$$

Les coefficients de réflexion et de transmission complexes du réseau sont donnés par l'équation (5).

$$R = \frac{M_{21}}{M_{11}}; \quad T = \frac{1}{M_{11}} \quad avec \quad M = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} \quad (5)$$

En insérant une matrice (6) de la distance entre deux réseaux successives dans les facteurs  $M_i$  et  $M_{i+1}$ .

$$M_z = \begin{bmatrix} \exp\left(\frac{-j\phi_i}{z}\right) & 0 \\ 0 & \exp\left(\frac{+j\phi_i}{z}\right) \end{bmatrix} \quad (6)$$

La figure 1 montre la réponse spectrale en réflexion d'un réseau unique centré à 1550.1 nm, dont la modulation d'indice  $\Delta n^{ac} = 1.10^{-4}$ .

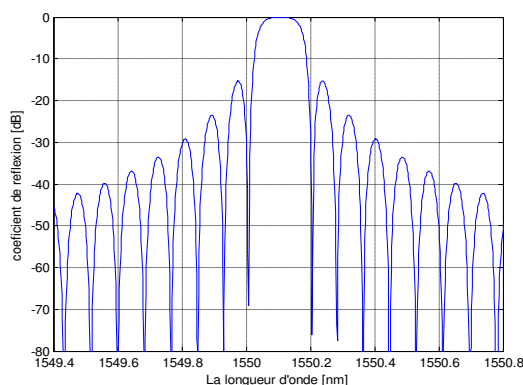


Fig. 1. Réponse spectrale pour un réseau unique

Le niveau des lobes secondaires est inférieur à -20dB. Les figures 2, 3 et 4 montrent les simulations lorsque l'on superpose trois quatre et huit réseaux. Les paramètres d'écriture sont identiques pour tous les réseaux qui sont espacés de 0.4nm les uns des autres. Les phases de chaque modulation ont été choisies de façon aléatoire dans l'intervalle  $[0, 2\pi]$ .

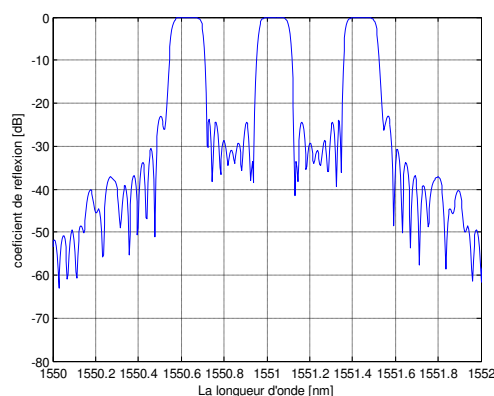


Fig. 2. Réponse spectrale pour trois réseaux superposés

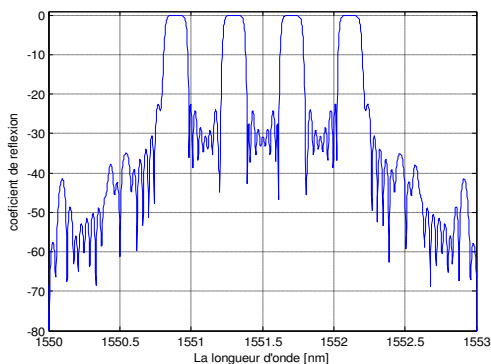


Fig.3. Réponse spectrale pour quatre réseaux superposés

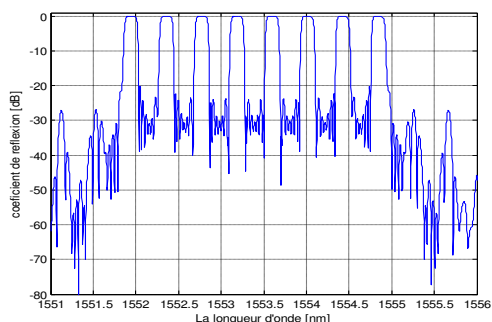


Fig.4. Réponse spectrale pour huit réseaux superposés

Le premier réseau est décalé de 1550.1 nm à 1550.6 nm et 1551.9 nm dans les deux cas. Cet décalage s'explique par l'augmentation de l'indice effectif moyen  $\Delta n^{ac}$  total qui correspond à la somme des indices moyens de chaque réseau.

L'apodisation appliquée à chaque réseau est le premier lobe d'une fonction sinus cardinal. Cette apodisation est bien adaptée à l'écriture d'encodeurs CDMA puisqu'elle permet d'avoir les lobes secondaires des réponses spectrales en réflexion inférieur à -20dB.

#### IV. CODAGE ET DECODAGE A RESEAUX DE BRAGG "TOUT OPTIQUE"

Dans un système classique WDM, un «1» numérique d'information est représenté par la présence d'une longueur d'onde donnée et le «0» par son absence.

Dans notre cas, nous allons remplacer ces «1» et «0» par un spectre équivalent de plusieurs longueurs d'onde (une séquence de code de chips 1 et 0).

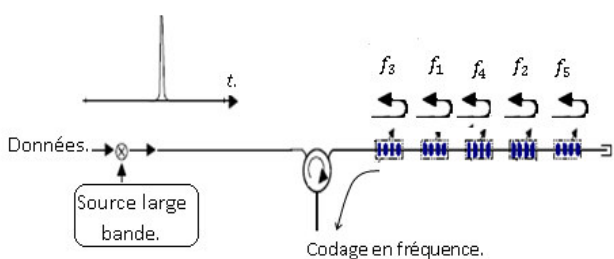


Fig.5. Principe de l'encodage à réseau de Bragg

La figure 5 illustre le principe d'encodage CDMA. Le premier réseau de Bragg des réseaux superposés réfléchit la sous-bande centrée à  $f_3$ , le second réfléchit  $f_1$ , et ainsi de suite, jusqu'à  $f_5$ .

Le décodeur adapté utilise le même principe et la même technologie pour recomposer les impulsions bit à partir des séquences reçues. La sélectivité en longueur d'onde des réseaux permet d'opérer le pré filtrage optique requis dans les réseaux optiques amplifiés.

Comme le montre le tableau 1, trois séquences de code sont générées pour  $P=3$ . Les codes ont une longueur  $L=9$  et un poids  $w=3$ . Cette famille de code permet de multiplexer trois utilisateurs. Les deux codes 10010001 et 100100100 présentent une spécificité importante. Le nombre de chips à '0' entre deux chips à '1' consécutif est le même. Cela nous permet d'utiliser le codeur comme un décodeur et vice-versa, ce qui est différent dans le cas du code 100001010 ou les distances entre les chips à '1' ne sont pas les mêmes.

La figure 6 présente les résultats de la réponse temporelle des codeurs #1 et #2 [12].

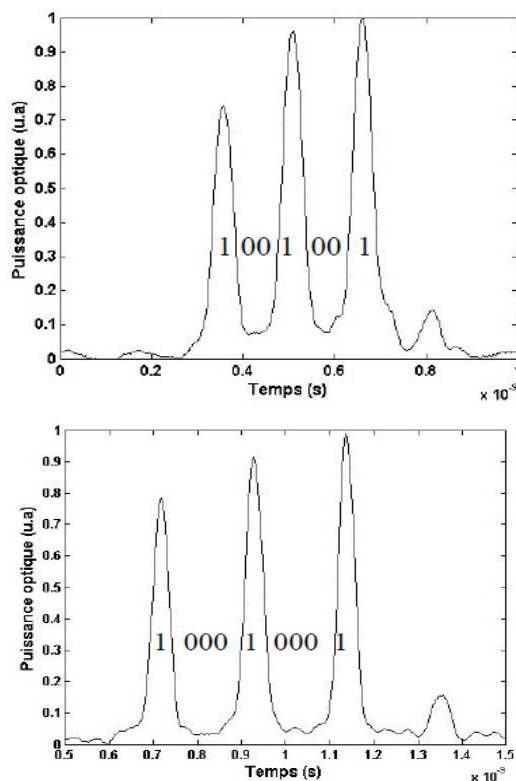


Fig.6 Réponse temporelle expérimentale des codeurs #1 et #2. Résultats expérimentaux issues de la référence [12],

La figure 7 présente les résultats que nous avons obtenus en simulations de la réponse spectrale des codeurs #1 et #2.

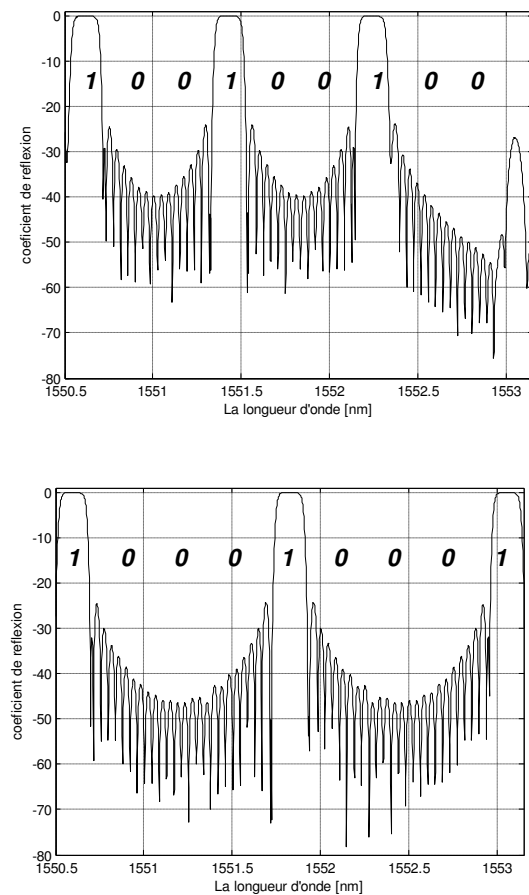


Fig 7. Réponse spectrale des codeurs #1 et #2.

## V. CONCLUSION

Dans cet article nous avons présenté un composant fibré pour effectuer les opérations d'encodage/décodage. Des séquences premières PS sont générées et décodées de manière « tout optique » par des réseaux de Bragg photo inscrits dans des fibres optiques.

La méthode d'encodage proposée utilise des réseaux de Bragg superposés en réflexion. Nous avons simulé par la méthode des matrices de transfert les réseaux superposés, dans le but de réaliser la fonction d'encodage /décodage.

## REFERENCES

- [1] Yang C-C; the application of spectral-amplitude-coding optical CDMA in passive optical networks, Science direct Optical Fiber Technology, pp 134–142, NO. 14, 2008.
- [2] Grunnet-J.A; Johnson A.E; Maniloff E.S and Sweetser J.N; Fibre Bragg grating based spectral encoder/ decoder for lightwave CDMA, IEEE electronics letters, No. 13, June 1999.

- [3] Yoo S, Olsson F, Liou Y, and Scherer A., Spectral phase encoded time spread optical code division multiple access technology for next generation communication networks, OSA journal of optical networking; NO 10, October 2007.
- [4] Chen L.R Bragg grating encoder/decoder for hybrid wavelength/time optical CDMA, OSA journal of optical networking, 2001
- [5] Giles C.R; Lightwave Applications of Fiber Bragg,IEEE journal of lightwave technology, NO. 8, AUGUST 1997.
- [6] Michie C, Deng Y, Szefer J and Gupta G Interferometric noise characterization of a 2-D time-spreading wavelength-hopping OCDMA network using FBG encoding and decoding,OSA journal of optical networking, NO. 6,June 2007.
- [7] Sathish Kumar M, Bekal A Performance evaluation of SSFBG based optical CDMA systems employing gold sequences, Science direct Optical Fiber Technology,pp 56–68, NO. 11, 2005.
- [8] Ayotte S, Rochette M, Magné J, Leslie A. Rusch and LaRoche S; Experimental Verification and Capacity Prediction of FE-OCDMA Using Superimposed FBG, IEEE journal of lightwave technology, NO. 2, February 2005.
- [9] Othonos A; Lee X and Measures R; Superimposed multiple Bragg gratings, electronics letters, NO. 23, November 1994.
- [10] Erdogan T., Fiber Grating Spectra, IEEEjournal of lightwave technology, pp1277-1294, NO. 8, 1997.
- [11] Song-Ming Lin a, Jen-Fa H, Yang C-C, Optical CDMA network codec with merged-M-coded wavelength- hopping and prime-coded time-spreading'' Science direct Optical Fiber Technology,pp117–128,NO. 13,2007.
- [12] Ihsan FSAIFES, Encodage et décodage temporels ''tout optique '', Thèse de doctorat ENST, 2007.



## RÉSUMÉ

Actuellement les composants électroniques destinés aux télécommunications (multiplexage, brassage) ne permettent pas d'utiliser directement la bande passante offerte par la fibre optique (40 nm ou 5 THz pour chacune des bandes télécommunication S, L et C). Une technique consiste à découper cette bande passante en plusieurs canaux de 0.8 nm (100 GHz) par exemple et des multiplexeurs / démultiplexeurs en longueur d'onde à l'aide de composants tout optiques (WDM).

Ce travail s'inscrit dans le cadre des réseaux optiques haut débit où la bande passante de la fibre est partagée entre plusieurs utilisateurs. L'accès multiple par répartition de code est considéré actuellement comme une solution très prometteuse, comme en témoignent le nombre de travaux réalisés dans ce domaine.

Les objectifs de ce travail concernent l'étude et la conception de composants tout optique permettant de générer les codes optiques dans les techniques de CDMA (Accès multiple par répartition de codes).

Le nombre de codes générer et les performances du composant permettront d'atteindre un nombre d'utilisateurs important.

### Mots clés

Fibre optique – CDMA optique – FFH-CDMA – Codes OOC – WDM – Guides optiques – optique intégrée.

### ABSTRACT

Currently the electronic components for telecommunications (multiplexing, brewing) do not directly use the bandwidth offered by optical fiber (40 nm or 5 THz for each telecommunication bands S, L and C). One technique is to cut this bandwidth into multiple channels of 0.8 nm (100 GHz) for example and multiplexers / demultiplexers wavelength using all Optical components (WDM).

This work is part of optical broadband networks where the bandwidth of the fiber is shared among multiple users. The Code Division Multiple Access is currently considered a promising solution, as evidenced by the number of jobs in this area.

The objectives of this work concern the study and design of all optical components to generate optical codes in CDMA techniques (Code Division Multiple Access).

The number of codes generated and component performance will achieve a large number of users.

### Keywords

Optical fiber - optic CDMA - FFH-CDMA - OOC Codes -WDM - optical Guides - integrated optics.