

논문 2012-49SD-5-4

Symmetric Balance Incomplete Block Design Code와 Arrayed-Waveguide Grating을 이용한 Optical CDMA Network Codecs

(Optical CDMA Network Codecs with Symmetric Balance Incomplete Block Design Code and Arrayed-Waveguide Grating)

지 윤 규*

(Yoon Kyoo Jhee)

요 약

본 논문은 symmetric balance incomplete block design(BIBD) code와 arrayed-waveguide grating(AWG) router의 주기적인 특성을 이용하여 optical CDMA network을 위한 coder-decoder(codec)을 구성하였다. 기존의 M-sequence code를 이용한 경우보다 다양한 구성을 할 수 있고 이 시스템의 잡음인 phase-induced intensity noise(PIIN)와 thermal noise를 분석하여 BER을 계산한 결과 향상된 성능을 보임을 알 수 있었다.

Abstract

By using the cyclic properties of symmetric balance incomplete block design(BIBD) codes and arrayed-waveguide grating(AWG) routers, a compact optical CDMA network coder-decoder(codec) can be constructed. It can be observed that the various code families obtained by BIBD improve the BER performance compared to M-sequence code.

Keywords : BIBD code, codecs, phase-induced intensity noise, optical CDMA

I. 서 론

Optical code-division multiple-access(OCDMA)는 local area network(LAN)에서 asynchronous high-capacity 통신수단을 제공할 수 있다. 초기의 CDMA 시스템은 신호를 time-domain에서 encode하기 위하여 pseudoorthogonal sequence를 사용하였으나 사용자 수가 증가하면 code의 길이가 매우 길어지며 multiple-access interference(MAI)가 증가하여 시스템 성능을 제한하는 요소가 된다. 이러한 문제를 해결하고

사용자간의 quasiorthogonality를 유지하기 위하여 spectral-amplitude-code(SAC) OCDMA가 제안되었고 이 방법을 이용하면 code의 길이도 줄이고 MAI를 제거할 수 있다^[1, 5-6].

이와 같은 특성을 이용하기 위한 code로는 maximal-length sequential code(M-sequence codes), Hadamard codes, modified quadratic congruence codes 등이 사용되었고 이를 구현하기 위하여 fiber Bragg gratings(FBG)을 주로 사용하여 encoding-decoding 기능을 수행하였다. 그러나 FBG은 사용자 수가 증가하면 code의 길이가 길어져 FBG array가 매우 커지는 경향이 있다.

이러한 문제를 해결하기 위한 한 가지 방법은

* 정회원, 이화여자대학교 전자공학과
(Dept. of Electronics Engineering, Ewha Womans University)
접수일자: 2012년1월9일, 수정완료일: 2012년5월4일

arrayed-waveguide grating(AWG) router의 주기적인 특성과 M-sequence code와 같은 code 자체의 주기적인 특성을 이용하는 방법이 있다. 이 특성을 이용하여 AWG router를 기반으로 한 optical network codec을 제안하였다^[1]. 이 시스템은 저렴한 incoherent source를 ON-OFF keying 방식으로 정보를 실고 AWG router를 사용하여 incoherent source의 amplitude spectra를 제어한다. AWG router와 M-sequence code의 주기적인 특성 때문에 제안된 codec pair는 여러 개의 M-sequence code를 동시에 encode-decode 할 수 있는 장점을 지니어 시스템이 compact하며 아울러 MAI를 제거할 수 있는 특성도 지닌다.

그러나 M-sequence code의 phase-induced intensity noise(PIIN)는 작지 않아 최대 사용자 수를 제한하는 원인이 된다. 이와 같은 문제점을 해결하기 위하여 본 논문에서는 최대 사용자 수를 증가시킬 수 있는 symmetric balance incomplete block design(BIBD) code에 대하여 설명하고 PIIN과 thermal noise를 분석하여 향상된 시스템 성능을 보임을 기술한다.

II. Symmetric Balance Incomplete Block Design(BIBD) Code 시스템

1. Symmetric Balance Incomplete Block Design(BIBD) Code의 구성

Projective geometry $PG(m, q)$ 의 hyperplane과 point를 이용하여 symmetric (v, b, r, k, ζ) block design을 할 수 있다^[2]. 이 block design은 $v = b = \frac{q^{m+1}-1}{q-1}$,

$$r = k = \frac{q^m-1}{q-1} \quad \text{그리고} \quad \zeta = \frac{q^{m-1}-1}{q-1} \text{로 이루어진다.}$$

그리고 v 개의 object와 b 개의 block으로 구성되며 각 object는 r 개의 block에 포함되어 있으며 각 block은 k 개의 object를 포함한다. $v = b$ 이고 $r = k$ 인 경우 symmetric이라 부르며 이 경우 각각의 두 blocks은 ζ 개의 object에서 교차한다. 이를 이용한 code는 code length가 $N = v(m) = \frac{q^{m+1}-1}{q-1}$ 이며 weight는

$$w = v(m-1) = \frac{q^m-1}{q-1} \text{이고 in-phase cross}$$

correlation(CC)은 $\lambda = \frac{q^{m-1}-1}{q-1}$ 인 (N, w, λ) code를 구성할 수 있다. 여기서 $q = p^n$ 으로 나타내는 prime

power이며 p 는 prime number이고 n 은 양의 정수이다. 그리고 $m(m \geq 2)$ 은 finite vector space의 dimension을 나타낸다.

이를 이용한 cyclic symmetric code design은 다음과 같은 방법으로 한다. $\bar{\alpha} = (\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_{m-1}, \alpha_m)$ 은 $\alpha_j(j \in \{0, 1, \dots, m\})$ 가 Galois field $GF(q)$ 의 element인 $(m+1)$ -tuple을 나타낸다. Tuple set S 를 α_j 가 모두 "0"이 아닌 경우를 고려하면 S 는 $(q^{m+1}-1)$ 개의 member를 가지게 된다. 임의의 nonzero tuple $\bar{\alpha} \in S$ 를 선택하여 $\bar{\alpha} \cdot x' = 0$ 을 풀면 (q^m-1) 개의 group으로 이루어진 근들을 얻을 수 있다. 이 중에서 $(q-1)$ 개는 서로 equivalent하므로 전체적으로 $v(m-1) = \frac{q^m-1}{q-1}$ 종류의 equivalent class들을 얻을 수 있다. 여기서 $x \in S$ 이며 x' 는 x 의 transpose를 의미한다. 각 equivalent class에서 한 group의 근을 택하여 q -ary number (x_0, x_1, \dots, x_m) 을 mapping하여 얻은 $v(m-1) = \frac{q^m-1}{q-1}$ 개로 이루어진 set를 R 로 표시한다. Set R 에서 $D(R) = \{i : 0 \leq i < v(m), \beta^i \in R\}$ 식을 이용하여 하나의 sequence를 얻을 수 있다. 여기서 β 는 $GF(q^{m+1})$ 의 primitive element이다.

다음으로 방정식 $D_k = D + k$, where $k \in \{0, 1, 2, \dots, v(m)-1\}$ 식을 이용하여 $v(m)$ 개의 number sequences를 얻을 수 있으며 이렇게 얻은 number sequences가 BIBD이다. 각각의 number sequences D_k 로부터 다음 식을 이용하여 binary sequence $s(i)$ 를 얻는다.

$$s(i) = \begin{cases} 1, & \text{if } i \in D_k \\ 0, & \text{else.} \end{cases} \quad (1)$$

이 $v(m)$ 개의 $s(i)$ sequence가 최종적으로 얻은 code sequence가 된다.

하나의 예로 $q = 2, m = 3$ 인 경우 cyclic symmetric BIBD code sequence를 생성해 본다. $GF(q^{m+1}) = GF(2^4)$ 의 irreducible polynomial은 $x^4 + x + 1$ 이다. 이 경우 tuple set S 는 (0001), (0010), (0011), (0100), ..., (1111)이다. 임의로 $\bar{\alpha} = (0101)$ 을 선택하여 $\bar{\alpha} \cdot x' = 0$ 을

$$\text{구하면 } (0101) \begin{pmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} = 0 \text{ 이므로 } x_1 + x_3 = 0 \text{을 만족해야}$$

표 1. BIBD code의 예.
Table 1. An example of BIBD code.

$D(R)$	$s(i)$
$k = 0, (2\ 7\ 8\ 9\ 11\ 12\ 15)$	010000111011001
$k = 1, (1\ 3\ 8\ 9\ 10\ 12\ 13)$	101000011101100
$k = 2, (2\ 4\ 9\ 10\ 11\ 13\ 14)$	010100001110110
$k = 3, (3\ 5\ 10\ 11\ 12\ 14\ 15)$	001010000111011
$k = 4, (1\ 4\ 6\ 11\ 12\ 13\ 15)$	100101000011101
$k = 5, (1\ 2\ 5\ 7\ 12\ 13\ 14)$	110010100001110
$k = 6, (2\ 3\ 6\ 8\ 13\ 14\ 15)$	011001010000111
$k = 7, (1\ 3\ 4\ 7\ 9\ 14\ 15)$	101100101000011
$k = 8, (1\ 2\ 4\ 5\ 8\ 10\ 15)$	110110010100001
$k = 9, (1\ 2\ 3\ 5\ 6\ 9\ 11)$	111011001010000
$k = 10, (2\ 3\ 4\ 6\ 7\ 10\ 12)$	011101100101000
$k = 11, (3\ 4\ 5\ 7\ 8\ 11\ 13)$	001110110010100
$k = 12, (4\ 5\ 6\ 8\ 9\ 12\ 14)$	000111011001010
$k = 13, (5\ 6\ 7\ 9\ 10\ 13\ 15)$	000011101100101
$k = 14, (1\ 6\ 7\ 8\ 10\ 11\ 14)$	100001110110010

한다. 이를 만족하는 set R 은 (0010), (1000), (1010), (0101), (0111), (1101), (1111)이다. $\beta^4 = \beta + 1$ 을 이용하여 $D(R)$ 을 구하면 (2, 7, 8, 9, 11, 12, 15)가 된다. $D_k = D + k$, where $k \in \{0, 1, 2, \dots, 14\}$ 와 (1)식을 이용하여 구한 cyclic symmetric BIBD code의 예가 <표 1>에 나타나 있다.

2. 시스템 구성

BIBD code의 cyclic 특성을 이용하면 encoder는 오직 1개의 $N \times N$ AWG router가 필요하고 decoder에는 2개의 $N \times N$ AWG router가 필요하다. Encoder와 decoder는 광섬유와 $N \times N$ star coupler로 서로 연결되어 있다. 각 사용자의 정보는 서로 다른 signature sequence로 encode 되는데 여러 사용자가 공유하고 있는 1개의 encoder에서 수행된다. 각 신호는 star coupler에서 결합되어 모든 사용자가 공유하고 있는 하나의 decoder의 입력 port로 방송된다. 그리고 이 decoder에 연결된 balanced detector를 통하여 정보를 추출해 낸다.

AWG router는 input-output waveguides(ports), 두 개의 focal slab waveguide와 광경로가 다른 waveguide array로 구성되어 있다^[3]. 하나의 input port

로 입력되는 broad-band incoherent light의 wavelength component는 모든 출력 port로 demultiplexed 된다. 그러나 동일한 wavelength signal이라도 다른 입력 port로 입력되면 cyclic manner로 다른 port로 출력된다.

Code words $C_k = (c_k(0), c_k(1), \dots, c_k(N-1))$ 라고 하면 $k(k = 1, 2, \dots, N)$ 는 사용자 번호가 된다. C_1 을 첫 번째 사용자의 길이가 N 인 unipolar BIBD code라 하면 k 번째 사용자의 code word는 $C_k = T^k C_1$ 이 된다. 위의 식에서 T 는 벡터를 오른쪽으로 하나씩 이동시키는 연산자이다. Encoder의 AWG router의 출력 port i 와 star coupler의 연결 방법은 그림 1과 같이 $c_1(i)$ 가 “1”이면 연결하고 “0”이면 연결하지 않는 방법으로 한다. “0”이면 연결하지 않는 것은 code word에 “0”을 삽입하는 효과를 준다. C_k 의 $i \oplus k$ 번째 chip이 i 번째 output port로 연결되므로 모든 code word의 chip들은 출력에 빠짐없이 나타난다. 여기서 \oplus 는 modulo- N addition을 의미한다.

그림 1과 같이 AWG router-based encoder는 여러 사용자가 공유하며 broad-band incoherent 광원을 ON-OFF keying하여 정보를 실는다. 이렇게 얻은 광신호는 AWG router의 해당입력으로 연결된다. AWG router와 BIBD code의 주기적 특성으로 인하여 사용자의 code word들은 AWG router의 출력에 나타나 star coupler에서 broadcast된다. 위에서 생성한 $N = 15$ 인 BIBD code를 사용하여 1, 2, 13과 15번 사용자의 신호가 “1”인 경우에 AWG encoder에서 coding process가 <표 2>에 나타나 있다. 사용자 1번의 신호는 encoder의 1번에 입력되므로 중심파장 $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_5, \lambda_6, \lambda_9, \lambda_{11}$ 로

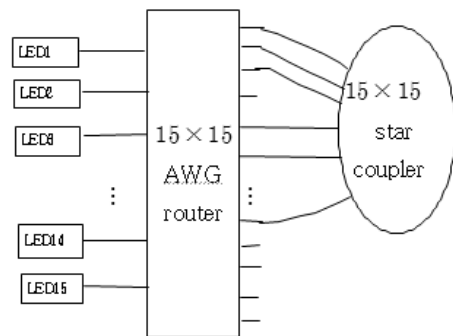


그림 1. 길이 $N = 15$ 인 BIBD code의 AWG encoder
Fig. 1. AWG encoder with BIBD code of length $N = 15$.

표 2. Encoder의 입력과 출력.
Table 2. Input and output in encoder.

(a) Encoder 입력

입력 port 번호	Signature sequence	Data bit
1	111011001010000	1
2	011101100101000	1
3	001110110010100	0
4	000111011001010	0
5	000011101100101	0
6	100001110110010	0
7	010000111011001	0
8	101000011101100	0
9	010100001110110	0
10	001010000111011	0
11	100101000011101	0
12	110010100001110	0
13	011001010000111	1
14	101100101000011	0
15	110110010100001	1

(b) Encoder 출력

출력 port 번호	출력 신호
1	$\lambda_1\lambda_2000000000\lambda_{13}0\lambda_{15}$
2	$\lambda_2\lambda_3000000000\lambda_{14}0\lambda_1$
3	$\lambda_3\lambda_4000000000\lambda_{15}0\lambda_2$
4	000000000000000
5	$\lambda_5\lambda_6000000000\lambda_20\lambda_4$
6	$\lambda_6\lambda_7000000000\lambda_30\lambda_5$
7	000000000000000
8	000000000000000
9	$\lambda_9\lambda_{10}000000000\lambda_60\lambda_8$
10	000000000000000
11	$\lambda_{11}\lambda_{12}000000000\lambda_80\lambda_{10}$
12	000000000000000
13	000000000000000
14	000000000000000
15	000000000000000

구성된 $C_1 = (111011001010000)$ 은 AWG router를 통하여 출력 port 1번에 λ_1 , 2번에 λ_2 , 3번에 λ_3 , 5번에 λ_5 , 6번에 λ_6 , 9번에 λ_9 그리고 11번에 λ_{11} 이 나타난다. $C_2 = (011101100101000)$ 의 $\lambda_2, \lambda_3, \lambda_4, \lambda_6, \lambda_7, \lambda_{10}, \lambda_{12}$ 역

시 출력 port 1, 2, 3, 5, 6, 9, 11번에 각각 나타난다. 여기서 “0”으로 표시된 것은 출력 port가 star coupler와 연결되지 않아 신호가 decoder로 전달되지 않는 것을 반영한 것이다.

Encoding된 신호는 star coupler에서 합쳐지므로 수신된 신호 spectrum S 는 모든 사용자가 전송한 신호의 합이 된다. 즉

$$S = (s_1, s_2, \dots, s_N) = \sum_{k=1}^N d_k C_k \quad (2)$$

여기서 d_k 는 k 번째 사용자의 data bit로서 $\{0, 1\}$ 로 구성되어 있다. <표 1>의 예에서 보면 $S = (2, 4, 3, 2, 2, 3, 1, 2, 1, 2, 1, 1, 1, 1, 2)$ 가 된다.

AWG router를 사용한 decoder는 그림 2와 같이 C_1 code word의 “1”에 해당하는 번호는 위 AWG router에 연결되고 “0”에 해당하는 번호는 $\alpha = \frac{\lambda}{w-\lambda} = \frac{3}{4}$ 의 감쇄기를 거쳐 아래 AWG router의 입력과 연결된다. k 번째 사용자의 balanced detector는 위 AWG에서 SC_k 를 수신하고 아래 AWG에서 αSC_k 를 수신하여 $SC_k - \alpha SC_k$ 를 수행하여 출력을 얻고 MAI는 제거한다. <표 3>에 위 AWG와 아래 AWG router 출력의 파장분포를 나타내었다.

위 AWG router의 1번 출력 port는 입력 port 1, 2, 3, 5, 6, 9, 11번으로부터 $2\lambda_1, 4\lambda_2, 3\lambda_3, 2\lambda_5, 3\lambda_6, \lambda_9, \lambda_{11}$ wavelength chip을 수신하여 $SC_1 = 16$ unit energy가 되고 아래 AWG router의 1번 출력 port는 나머지 입력

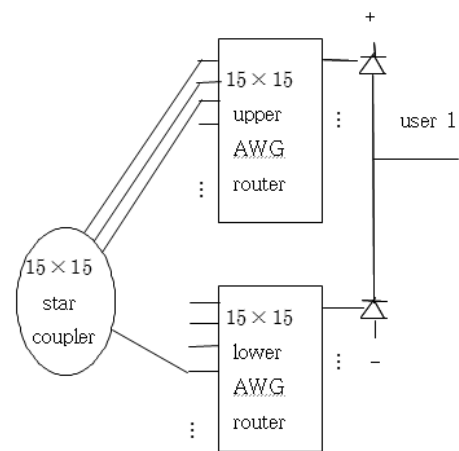


그림 2. 길이 $N=15$ 인 BIBD code의 AWG encoder
Fig. 2. AWG encoder with BIBD code of length $N=15$.

표 3. Decoder 출력의 파장분포.
Table 3. Wavelength distribution in decoder.

(a) 위 AWG router 출력

출력 port 번호	출력 신호	SC_k
1	$2\lambda_1 4\lambda_2 3\lambda_3 2\lambda_5 3\lambda_6 \lambda_9 \lambda_{11}$	16
2	$4\lambda_2 3\lambda_3 2\lambda_4 3\lambda_6 \lambda_7 2\lambda_{10} \lambda_{12}$	16
3	$3\lambda_3 2\lambda_4 2\lambda_5 \lambda_7 2\lambda_8 \lambda_{11} \lambda_{13}$	12
4	$2\lambda_4 2\lambda_5 3\lambda_6 2\lambda_8 \lambda_9 \lambda_{12} \lambda_{14}$	12
5	$2\lambda_5 3\lambda_6 \lambda_7 \lambda_9 2\lambda_{10} \lambda_{13} 2\lambda_{15}$	12
6	$2\lambda_1 3\lambda_6 \lambda_7 2\lambda_8 2\lambda_{10} \lambda_{11} \lambda_{14}$	12
7	$4\lambda_2 \lambda_7 2\lambda_8 \lambda_9 \lambda_{11} \lambda_{12} 2\lambda_{15}$	12
8	$2\lambda_1 3\lambda_3 2\lambda_8 \lambda_9 2\lambda_{10} \lambda_{12} \lambda_{13}$	12
9	$4\lambda_2 2\lambda_4 \lambda_9 2\lambda_{10} \lambda_{11} \lambda_{13} \lambda_{14}$	12
10	$3\lambda_3 2\lambda_5 2\lambda_{10} \lambda_{11} \lambda_{12} \lambda_{14} 2\lambda_{15}$	12
11	$2\lambda_1 2\lambda_4 3\lambda_6 \lambda_{11} \lambda_{12} \lambda_{13} 2\lambda_{15}$	12
12	$2\lambda_1 4\lambda_2 2\lambda_5 \lambda_7 \lambda_{12} \lambda_{13} \lambda_{14}$	12
13	$4\lambda_2 3\lambda_3 3\lambda_6 2\lambda_8 \lambda_{13} \lambda_{14} 2\lambda_{15}$	16
14	$2\lambda_1 3\lambda_3 2\lambda_4 \lambda_7 \lambda_9 \lambda_{14} 2\lambda_{15}$	12
15	$2\lambda_1 4\lambda_2 2\lambda_4 2\lambda_5 2\lambda_8 2\lambda_{10} 2\lambda_{15}$	16

(b) 아래 AWG router 출력

출력 port 번호	출력 신호	\overline{SC}_k	$\alpha \overline{SC}_k$
1	$2\lambda_4 \lambda_7 2\lambda_8 2\lambda_{10} \lambda_{12} \lambda_{13} \lambda_{14} 2\lambda_{15}$	12	9
2	$2\lambda_1 2\lambda_5 2\lambda_8 \lambda_9 \lambda_{11} \lambda_{13} \lambda_{14} 2\lambda_{15}$	12	9
3	$2\lambda_1 4\lambda_2 3\lambda_6 \lambda_9 2\lambda_{10} \lambda_{12} \lambda_{14} 2\lambda_{15}$	16	12
4	$2\lambda_1 4\lambda_2 3\lambda_3 \lambda_7 2\lambda_{10} \lambda_{11} \lambda_{13} 2\lambda_{15}$	16	12
5	$2\lambda_1 4\lambda_2 3\lambda_3 2\lambda_4 2\lambda_8 \lambda_{11} \lambda_{12} \lambda_{14}$	16	12
6	$4\lambda_2 3\lambda_3 2\lambda_4 2\lambda_5 \lambda_9 \lambda_{12} \lambda_{13} 2\lambda_{15}$	16	12
7	$2\lambda_1 3\lambda_3 2\lambda_4 2\lambda_5 3\lambda_6 2\lambda_{10} \lambda_{13} \lambda_{14}$	16	12
8	$4\lambda_2 2\lambda_4 2\lambda_5 3\lambda_6 \lambda_7 \lambda_{11} \lambda_{14} 2\lambda_{15}$	16	12
9	$2\lambda_1 3\lambda_3 2\lambda_5 3\lambda_6 \lambda_7 2\lambda_8 \lambda_{12} 2\lambda_{15}$	16	12
10	$2\lambda_1 4\lambda_2 2\lambda_4 3\lambda_6 \lambda_7 2\lambda_8 \lambda_9 \lambda_{13}$	16	12
11	$4\lambda_2 3\lambda_3 2\lambda_5 \lambda_7 2\lambda_8 \lambda_9 2\lambda_{10} \lambda_{14}$	16	12
12	$3\lambda_3 2\lambda_4 3\lambda_6 2\lambda_8 \lambda_9 2\lambda_{10} \lambda_{11} 2\lambda_{15}$	16	12
13	$2\lambda_1 2\lambda_4 2\lambda_5 \lambda_7 \lambda_9 2\lambda_{10} \lambda_{11} \lambda_{12}$	12	9
14	$4\lambda_2 2\lambda_5 3\lambda_6 2\lambda_8 2\lambda_{10} \lambda_{11} \lambda_{12} \lambda_{15}$	16	12
15	$3\lambda_3 3\lambda_6 \lambda_7 \lambda_9 \lambda_{11} \lambda_{12} \lambda_{13} \lambda_{14}$	12	9

으로부터 $2\lambda_4, \lambda_7, 2\lambda_8, 2\lambda_{10}, \lambda_{12}, \lambda_{13}, \lambda_{14}, 2\lambda_{15}$ 를 수신하나 감쇄를 고려하면 $\alpha \overline{SC}_1 = 9$ unit energy가 된다. 따라서 balanced photodetector의 출력은 $SC_1 - \alpha \overline{SC}_1 = 7$ unit energy가 되어 “1”을 수신하게 된다. 3번 출력 port는 위 AWG router로부터 $SC_3 = 12$ unit energy

를 수신하고 아래 AWG router로부터는 $\alpha \overline{SC}_3 = 12$ unit energy를 수신하여 수신기의 출력은 $SC_3 - \alpha \overline{SC}_3 = 0$ 이 되어 “0”으로 판단한다. 따라서 MAI는 서로 상쇄되었음을 알 수 있다.

3. 시스템 성능 분석

Encoding process 이후 passive star coupler에서 합해진후 decoder AWG router를 지난 (N, w, λ) code word의 $c_k(i)$ 를 k 번째 code word의 i 번째 요소라 하면 code word의 특성은 식 (3)으로 나타난다.

$$\sum_{i=1}^N c_k(i) c_\ell(i) = \begin{cases} w, & k = \ell \\ \lambda, & k \neq \ell \end{cases} \quad k, \ell \in 1, \dots, K. \quad (3a)$$

$$\sum_{i=1}^N c_k(i) \overline{c_\ell(i)} = \begin{cases} 0, & k = \ell \\ w - \lambda, & k \neq \ell \end{cases} \quad k, \ell \in 1, \dots, K. \quad (3b)$$

AWG의 crosstalk 영향은 무시할 수 있으므로^[1, 4] ℓ 번째 수신기의 PD1(photodiode 1)과 PD2에서 power spectral density(PSD)는 식 (4)로 나타낼 수 있다.

$$G_1(v) = \frac{P_{sr}}{\Delta\nu} \sum_{k=1}^K d_k \sum_{i=1}^N c_k(i) c_\ell(i) \cdot \left\{ u \left[\nu - \nu_0 - \frac{\Delta\nu}{2N} (-N + 2i - 2) \right] - u \left[\nu - \nu_0 - \frac{\Delta\nu}{2N} (-N + 2i) \right] \right\} \quad (4a)$$

$$G_2(v) = \frac{\alpha P_{sr}}{\Delta\nu} \sum_{k=1}^K d_k \sum_{i=1}^N c_k(i) \overline{c_\ell(i)} \cdot \left\{ u \left[\nu - \nu_0 - \frac{\Delta\nu}{2N} (-N + 2i - 2) \right] - u \left[\nu - \nu_0 - \frac{\Delta\nu}{2N} (-N + 2i) \right] \right\} \quad (4b)$$

여기서 P_{sr} 은 single source로부터 AWG router를 통과한 후에 수신된 전력을 나타내고 d_k 는 k 번째 사용자의 data bit로서 $\{0, 1\}$ 로 구성되고 $\Delta\nu$ 는 이 신호의 optical bandwidth를 나타내며 $u[\nu]$ 는 식 (5)로 표시된 unit step function이다.

$$u[\nu] = \begin{cases} 1, & \nu \geq 0 \\ 0, & \nu < 0. \end{cases} \quad (5)$$

Total incident optical power와 mean square optical power는 각각 식 (6)들로 나타낼 수 있다.

$$\int_0^\infty G_1(\nu)d\nu = \frac{P_{sr}}{N}(d_\ell w + \lambda \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq \ell}}^K d_k). \quad (6a)$$

$$\int_0^\infty G_1^2(\nu)d\nu = \frac{P_{sr}^2}{N\Delta\nu} \sum_{i=1}^N \left\{ c_\ell(i) \left[\sum_{k=1}^K d_k c_k(i) \right] \cdot \left[\sum_{m=1}^K d_m c_m(i) \right] \right\}. \quad (6b)$$

$$\int_0^\infty G_2(\nu)d\nu = \frac{P_{sr}}{N} \lambda \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq \ell}}^K d_k. \quad (6c)$$

$$\int_0^\infty G_2^2(\nu)d\nu = \frac{P_{sr}^2}{N\Delta\nu} \sum_{i=1}^N \left\{ c_\ell(i) \left[\sum_{k=1}^K d_k c_k(i) \right] \cdot \left[\sum_{m=1}^K d_m c_m(i) \right] \right\}. \quad (6d)$$

Photocurrent I 는 식 (7)로 표시될 수 있다.

$$I = I_1 - I_2 = R \int_0^\infty G_1(\nu)d\nu - R \int_0^\infty G_2(\nu)d\nu \quad (7)$$

$$= \frac{RP_{sr}wd_\ell}{N}.$$

식 (7)에서 R 은 PD의 responsivity로써 $R = \frac{\eta e}{h\nu_c}$ 이

며 η 는 quantum efficiency, e 는 electron's charge, h 는 Plank 상수, ν_c 는 optical source의 중간주파수이다.

수신단에서 photocurrent의 variance는 PIIN, shot noise와 thermal noise로 구성되나 BER에 영향을 미치는 것은 주로 PIIN와 thermal noise이므로 식 (8)로 나타낼 수 있다.

$$\langle I^2 \rangle = \langle I_{IN}^2 \rangle + \langle I_{th}^2 \rangle \quad (8)$$

$$= BI_1^2 \tau_{c1} + BI_2^2 \tau_{c2} + \frac{4K_b T_n B}{R_L}.$$

$$\tau_c = \frac{\int_0^\infty G^2(\nu)d\nu}{\left[\int_0^\infty G(\nu)d\nu \right]^2}$$

로 나타낼 수 있으며 K_b 는 Boltzmann's constant, T_n 은 absolute receiver noise temperature이고 R_L 은 receiver load resistance이다. 따라서 식 (9)가 된다.

$$\langle I^2 \rangle = BR^2 \left[\int_0^\infty G_1^2(\nu)d\nu + \int_0^\infty G_2^2(\nu)d\nu \right] + \frac{4K_b T_n B}{R_L}. \quad (9)$$

모든 사용자가 데이터 '1'을 전송한다고 가정하고

$$\sum_{m=1}^K c_m(i) = \frac{Kw}{N} \text{을 이용하면 다음 식이 된다.}$$

$$\int_0^\infty G_1^2(\nu)d\nu = \frac{P_{sr}^2 Kw}{N^2 \Delta\nu} [w + \lambda(K-1)].$$

$$\int_0^\infty G_2^2(\nu)d\nu = \frac{\alpha^2 P_{sr}^2 Kw}{N^2 \Delta\nu} (K-1)(w-\lambda).$$

따라서

$$\langle I_{IN}^2 \rangle = BR^2 \left[\int_0^\infty G_1^2(\nu)d\nu + \int_0^\infty G_2^2(\nu)d\nu \right]$$

$$= \frac{BR^2 P_{sr}^2 Kw^2}{N^2 \Delta\nu} \left[1 + (K-1) \frac{\lambda}{w-\lambda} \right].$$

위의 식을 대입하면 noise power는 식 (10)으로 주어진다.

$$\langle I^2 \rangle = \frac{BR^2 P_{sr}^2 Kw^2}{N^2 \Delta\nu} \left[1 + (K-1) \frac{\lambda}{w-\lambda} \right] + \frac{4K_b T_n B}{R_L}. \quad (10)$$

실제로 각 사용자가 '1'을 전송할 확률은 $\frac{1}{2}$ 이므로 noise power는 식 (11)이 된다.

$$\langle I^2 \rangle = \frac{BR^2 P_{sr}^2 Kw^2}{2N^2 \Delta\nu} \left[1 + (K-1) \frac{\lambda}{w-\lambda} \right] + \frac{4K_b T_n B}{R_L}. \quad (11)$$

위의 결과를 이용하여 signal-to-noise(SNR)을 구하면 다음 식 (12)가 된다.

$$SNR = \frac{(I_1 - I_2)^2}{\langle I^2 \rangle} \quad (12)$$

$$= \frac{R^2 P_{sr}^2 w^2}{N^2} \frac{1}{\frac{BR^2 P_{sr}^2 Kw^2}{2N^2 \Delta\nu} \left[1 + (K-1) \frac{\lambda}{w-\lambda} \right] + \frac{4K_b T_n B}{R_L}}.$$

Gaussian approximation을 가정하고 BER(bit error rate)을 구하면 식 (13)이 된다.

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR}{8}} \right). \quad (13)$$

<표 4>에 있는 값들을 이용하여 각 single source로부터 수신기에 도달한 입력 값이 -10 dBm이고 $q = 2$

표 4. BER 계산에 사용된 값들.

Table 4. Typical parameters used in the BER calculation.

PD quantum efficiency	$\eta = 0.6$
Optical center frequency	$\nu_c = 194 \text{ THz}(1550\text{nm})$
Electron's charge	$e = 1.602 \times 10^{-19} \text{ (C)}$
Plank's constant	$h = 6.626 \times 10^{-34} \text{ J.s}$
Responsivity	$R = \frac{\eta e}{h\nu_c} = 0.7477$
Effective power	$P_{sr} = -10 \text{ dBm}$
Optical bandwidth	$\Delta\nu = 3.75 \text{ THz}$
Receiver electrical bandwidth	$B = 80 \text{ MHz}$
Boltzmann's constant	$K_b = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$
Absolute receiver noise temperature	$T_n = 300^\circ \text{ K}$
Receiver load resistor	$R_L = 1030\Omega$
Data bit rate	$R_b = 155 \text{ Mbps}$

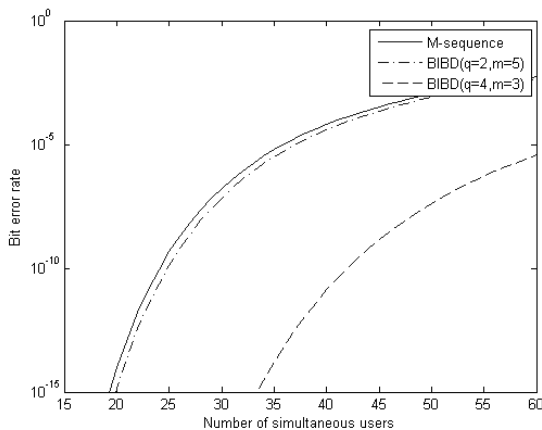


그림 3. $P_{sr} = -10 \text{ dBm}$ 일 때 동시사용자 수에 따른 BER

Fig. 3. BER versus number of simultaneous users when $P_{sr} = -10 \text{ dBm}$.

($m = 5, N = 63$)와 $q = 4(m = 3, N = 85)$ 인 경우 동시 사용자 수 K 를 변화시키며 BER을 계산한 결과를 그림 3에 나타내었다. 또한 비교를 위하여 M-sequence code($N = 63$)를 이용한 시스템의 BER도 함께 그렸다. BIBD code의 경우 q 값이 증가하면 시스템 성능이 향상되고 q 와 m 값을 변화시켜 다양한 code를 구성할 수 있을 뿐 아니라 M-sequence code 보다 우수한 시스템 성능을 보임을 알 수 있었다.

III. 결 론

본 논문은 AWG router를 활용하여 BIBD code들을 동시에 encoding과 decoding할 수 있는 codec을 구성하였다. q 와 m 값을 변화시켜 기존의 M-sequence code보다 다양한 code를 생성을 할 수 있을 뿐만 아니라 이 시스템의 잡음인 phase-induced intensity noise(PIIN)와 thermal noise를 분석하여 BER을 계산한 결과 M-sequence code보다 향상된 성능을 보임을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] E. Yang, J. Huang and S. Tseng, "Optical CDMA Network Codecs Structured With M-Sequence Codes Over Waveguide-Grating Routers," IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 16, no. 2, pp. 641-643, Feb. 2004.
- [2] J. Wei and H. Ghafouri-Shiraz, "Codes for Spectral-Amplitude-Coding Optical CDMA Systems," J. of Lightwave Technology, Vol. 20, no. 8, pp. 1284-1291, Aug. 2002.
- [3] H. Takahashi, K. Oda, H. Toba and Y. Inoue, "Transmission Characteristics of Arrayed Waveguide $N \times N$ Wavelength Multiplexer," J. of Lightwave Technology, Vol. 13, no. 3, pp. 447-455, Mar. 1995.
- [4] J. Huang, C. Yen and Y. Tu, "Reduction of Linear Crosstalk Over Waveguide-Grating-Based Optical CDMA Coders/Decoders," J. of Optical Communication Network, Vol. 2, no. 11, pp. 975-983, Nov. 2010.
- [5] M. Noshad and K. Jamshidi, "Code Family for Modified Spectral-Amplitude-Coding OCDMA Systems and Performance Analysis," J. of Optical Communication Network, Vol. 2, no. 6, pp. 344-354, June. 2010.
- [6] 지윤규, "Spectral-Amplitude-Coding Optical CDMA를 위한 변형된 Modified Double Weight Code," 전자공학회논문지, 제48권 SD편, 제4호, 1-5쪽, 2011년 4월

저 자 소 개



지 윤 규(정회원)

1978년 서울대학교 전자공학과
학사 졸업.

1980년 서울대학교 전자공학과
석사 졸업.

1984년 The University of Texas
at Austin 전자공학과
박사 졸업.

<주관심분야 : 광통신, 광정보처리>