

논문 2012-50-5-14

작은 입력신호를 위한 Two-Dimensional Symmetric Balance Incomplete Block Design Code

(Two-Dimensional Symmetric Balance Incomplete Block Design Codes for Small Input Power)

지 윤 규*

(Yoon Kyoo Jhee[©])

요 약

작은 입력신호의 spectral-amplitude-code(SAC) optical code-division multiple-access (OCDMA) 시스템에는 nonideal symmetric balance incomplete block design(BIBD) code의 사용이 효율적이나 충분한 사용자를 수용하지 못하는 단점이 있다. 이를 극복하기 위하여 본 논문에서는 ideal BIBD code를 공간 코드로 사용하고 nonideal code를 파장 코드로 사용하는 two-dimensional(2-D) BIBD code를 제안한다. 사용자 수에 따른 bit error-rate(BER) 분석을 통하여 제안하는 2-D BIBD code가 1-D BIBD code에 비하여 최대사용자 수를 현저하게 증가시킬 수 있음을 알 수 있다.

Abstract

When input power is small, nonideal symmetric balance incomplete block design(BIBD) code design is effective in the spectral-amplitude-code(SAC) optical code-division multiple-access (OCDMA) system. But the number of simultaneous users is not sufficient. To overcome this property, we propose 2-D BIBD codes, where nonideal BIBD codes are used as spectral code and ideal BIBD codes are used as spatial codes. Analytical results show that the number of simultaneous users increases significantly.

Keywords : small input power, BIBD code, phase-induced intensity noise(PIIN), optical CDMA

I. 서 론

Local area network(LAN)에서 유용하게 사용할 수 있는 spectral-amplitude-code(SAC) optical code-division multiple-access(OCDMA)가 제안되었고 이 방법을 이용하면 code의 길이도 줄이고 multiple-access interference(MAI)도 제거할 수 있다^[1, 4~8]. 이와 같은 특성을 이용하기 위한 code로는 maximal-length sequential code (M-sequence codes), Hadamard codes, modified quadratic congruence

codes 와 symmetric balance incomplete block design (BIBD) code 등이 사용되고 있다. 이 중에서 BIBD code는 코드 길이가 $N=v(m)=(q^{m+1}-1)/(q-1)$ 이며 weight는 $k=v(m-1)=(q^m-1)/(q-1)$ 이고 in-phase cross correlation(CC)은 $\lambda=(q^{m-1}-1)/(q-1)$ 인 (N, k, λ) code로 구성되어 있다. 여기서 $q=p^n$ 으로 나타내는 prime power이며 p 는 소수이고 m 과 n 은 양의 정수이므로 q 와 m 값을 변화시켜 다양한 형태의 code를 얻을 수 있다. 또한 이를 이용하여 구한 code는 주기적인 특성을 지니므로 arrayed-waveguide grating (AWG) router의 주기적인 특성과 결합하여 보다 간단한 codec을 구성할 수 있는 장점도 지닌다.

입력신호가 큰 경우에는 in-phase CC λ 가 1인 code를 사용하여 phase-induced intensity noise(PIIN)를 줄

* 정회원, 이화여자대학교 전자공학과
(Dept. of Electronics Engineering, Ewha Womans University)

© Corresponding Author(E-mail: ykji@ewha.ac.kr)

접수일자: 2013년1월7일, 수정완료일: 2013년4월22일

여 상대적으로 작은 열 잡음과 합해진 잡음을 극소화시킬 수 있어 이상적이라 할 수 있다. 그러나 입력신호가 작을 경우에는 열 잡음이 상대적으로 작지 않아 $\lambda \neq 1$ 인 nonideal BIBD code를 사용함이 효율적이다. 따라서 수신되는 전력이 작을 경우는 BIBD code중에서 $\lambda = 1$ 인 ideal BIBD code보다 $\lambda \neq 1$ 인 nonideal BIBD code를 이용하여 효율적인 OCDMA 시스템 설계를 할 수 있다. 그러나 이 경우 최대사용자 수가 충분히 크지 않아 이를 증가시킬 필요가 있다.

이 문제를 해결하기 위하여 본 논문에서는 공간 코드를 가미한^[2,3] two-dimensional (2-D) BIBD code를 제안한다. 2-D BIBD code는 입력신호가 작은 경우를 고려하여 nonideal BIBD code를 확장 코드 sequence로 사용하고 ideal BIBD code를 공간 코드 sequence로 사용하여 구성하고 이를 이용하여 최대사용자 수를 증가시키도록 한다. 이 결과로 위의 참고문헌에 비하여 작은 입력(-25dBm)에도 동작 가능한 시스템을 설계할 수 있다.

본 논문은 II장에서 2-D BIBD code의 구성방법을 설명하고 이를 이용한 OCDMA 네트워크의 구조를 기술한다. III장에서 BIBD code의 주요 잡음인 phase-induced intensity noise(PIIN)와 열 잡음을 분석한 결과를 이용하여 최대사용자 수를 증가시킬 수 있음을 보이고 IV장에서 결론을 맺는다.

II. 2-D Symmetric Balance Incomplete Block Design(BIBD) Codes

1. 2-D BIBD Code의 구성

본 논문에 사용하는 2-D BIBD code는 1-D BIBD code의 연장으로써 두 개의 1-D BIBD sequence를 이용한다. 입력신호가 작을 경우에 효율적인 $[N, k_1, \lambda]$ 로 표시되는 nonideal BIBD code를 $X = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]$ 이라 하고 입력신호가 비교적 큰 경우에 효율적인 $[M, k_2, 1]$ 로 표시되는 ideal BIBD code를 $Y = [y_0, y_1, \dots, y_{M-1}]$ 이라 한다. 이 경우 ideal BIBD code의 길이는 $M = k_2^2 - k_2 + 1$ 이 된다.

X_h 와 Y_g 를 각각 X 와 Y 의 cyclic-shifted version이라 할 때 X_h 는 X 를 h 번 cyclically shift하여 얻고 Y_g 는 Y 를 g 번 cyclically shift하여 구한다. 이 경우 2-D BIBD code는 $C_{g,h} = Y_g^T X_h$ 를 구함으로써 얻을 수 있다. 한 예로써 nonideal $[15, 7, 3]$ BIBD code와 ideal $[3, 2,$

표 1. 2-D BIBD code의 예.

Table 1. An example of 2-D BIBD code.

$C_{g,h}$	$[111011001010000]$	$[011101100101000]$	\dots	X_h
$\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 111011001010000 \\ 111011001010000 \\ 000000000000000 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 011101100101000 \\ 011101100101000 \\ 000000000000000 \end{bmatrix}$	\dots	
$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 000000000000000 \\ 111011001010000 \\ 111011001010000 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 000000000000000 \\ 011101100101000 \\ 011101100101000 \end{bmatrix}$	\dots	
$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 111011001010000 \\ 000000000000000 \\ 111011001010000 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 011101100101000 \\ 000000000000000 \\ 011101100101000 \end{bmatrix}$	\dots	
Y_g^T				

1] BIBD code를 결합한 2-D BIBD code를 <표 1>에 나타내었다. 이 때 2-D BIBD 코드 크기는 $M \times N = 45$ 가 된다.

본 논문에서 사용하는 2-D BIBD code의 cross correlation을 구하기 위하여 다음과 같이 $C^{(d)}$, $d = 0, 1, 2$ 또는 3으로 정의되는 4 개의 특성 matrix를 정의한다.

$$C^{(0)} = Y^T X \quad (1a)$$

$$C^{(1)} = Y^T \bar{X} \quad (1b)$$

$$C^{(2)} = \bar{Y}^T X \quad (1c)$$

$$C^{(3)} = \bar{Y}^T \bar{X} \quad (1d)$$

위의 식에서 \bar{X} 와 \bar{Y} 는 각각 X 와 Y 의 complementary code sequence를 나타낸다. $C^{(d)}$ 와 $C_{g,h}$ 사이의 cross correlation은 다음 식으로 정의 된다.

$$R^{(d)}(g, h) = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{N-1} c_{ij}^{(d)} c_{(i+g)(j+h)} \quad (2)$$

위의 식에서 $c_{ij}^{(d)}$ 는 $C^{(d)}$ 의 요소이고 $c_{(i+g)(j+h)}$ 는

표 2. 2-D BIBD code의 cross-correlation.

Table 2. Cross-correlations of 2-D BIBD codes.

$C_{g,h}$	$R^{(0)}(g, h)$	$R^{(1)}(g, h)$	$R^{(2)}(g, h)$	$R^{(3)}(g, h)$
$g = 0, h = 0$	$k_1 k_2$	0	0	0
$g = 0, h \neq 0$	$k_2 \lambda$	$k_2 (k_1 - \lambda)$	0	0
$g \neq 0, h = 0$	k_1	0	$(k_2 - 1) k_1$	0
$g \neq 0, h \neq 0$	λ	$(k_1 - \lambda)$	$(k_2 - 1) \lambda$	$(k_2 - 1) (k_1 - \lambda)$

$C_{g,h}$ 의 요소를 나타낸다. 이와 같은 정의에 따른 2-D BIBD code의 cross correlation $R^{(d)}(g, h)$ 를 <표 2>에 나타내었다.

위의 <표 2>의 결과를 이용하여 다음 식을 구할 수 있다.

$$R^{(0)}(g,h) - \alpha R^{(1)}(g,h) - \frac{R^{(2)}(g,h)}{k_2 - 1} + \frac{\alpha}{k_2 - 1} R^{(3)}(g,h) = \begin{cases} k_1 k_2 & \text{for } g=0, h=0 \\ 0 & \text{elsewhere.} \end{cases} \quad (3)$$

위의 식에서 $\alpha = \frac{\lambda}{k_1 - \lambda}$ 이다.

2. 2-D BIBD OCDMA 시스템의 구성

그림 1은 2-D BIBD code를 이용한 spatial/spectral OCDMA 네트워크를 보여준다. 이 네트워크는 $M \times N$ 개의 송수신기와 M 개의 star coupler로 구성되어 있고 각 송수신기에는 2-D BIBD codeword $C_{g,h}, g = 0, 1, \dots, M-1$ 그리고 $h = 0, 1, \dots, N-1$ 이 할당되어 있다. 송신기가 입력되는 정보를 수신기의 codeword로 부호화한 후에 star coupler를 사용하여 broadcast하면 해당 수신기는 double-balanced detector를 사용하여 정보를 추출해 낸다.

그림 2에 그려진 송신기는 unpolarized broadband light source로부터 온 빛을 electrooptic modulator (EOM)를 사용하여 ON-OFF keying 방법으로 modulation 한 후에 fiber Bragg grating(FBG)을 이용하여 수신자의 X_h 에 따라 spectral encoding 한다. 이 신호는 splitter와 star coupler를 연결하는 스위치를 사용하여 수신자의 Y_g 에 따라 spatial encoding을 수행한다. Spatial encoding을 위하여 splitter는 수신자의 공간 코드 sequence의 code weight k_2 개로 신호를 균등하게

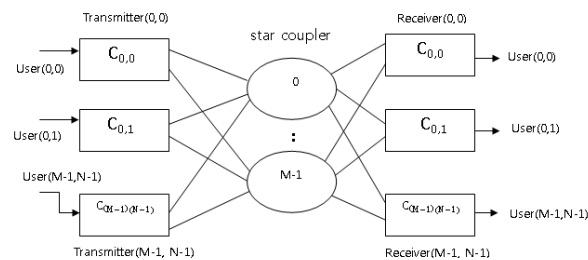


그림 1. Spectral /spatial OCDMA 네트워크
Fig. 1. Spectral /spatial OCDMA network.

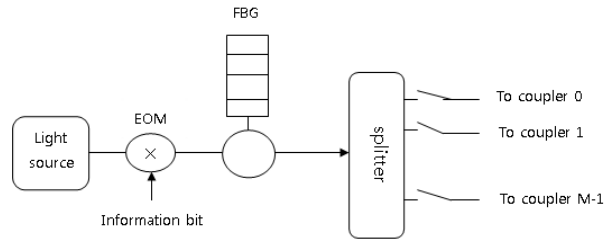


그림 2. 송신기 구조
Fig. 2. Transmitter structure.

나눈 뒤에 공간 코드 sequence의 “1”에 해당하는 번호의 star coupler에만 연결한다.

그림 3은 MAI를 제거하는 특성과 정보를 추출해내는 기능을 수행하는 수신기의 구조를 보여주고 있다. 상단에 위치한 optical combiner는 공간 코드 sequence의 “1”에 해당하는 star coupler와 연결된다. 이를 통하여 수신된 신호는 상단의 FBG1에 의해 파장 코드 sequence의 “1”에 해당하는 파장은 반사되어 PD1에서 수신되고 이 외의 파장은 FBG1을 통과하여 α 배로 감쇄된 후에 PD2에서 검출된다. 하단에 위치한 optical combiner는 공간 코드 sequence의 “0”이 위치한 번호의 star coupler와 연결된다. 이 combiner를 통과한 신호는 FBG2에서 파장 코드 sequence의 “1”에 해당하는 파장은 반사되어 $\frac{1}{(k_2 - 1)}$ 배 만큼 감쇄된 후에 PD3에서 수

신되고 나머지 파장들은 FBG2를 통과하고 $\frac{\alpha}{(k_2 - 1)}$ 배로 감쇄되어 PD4에서 수신된다. 이와 같은 과정을 거친 신호의 최종출력은 수식 (3)을 수행된 결과가 되고 따라서 MAI가 제거되고 오직 필요한 정보만 추출해 낸다.

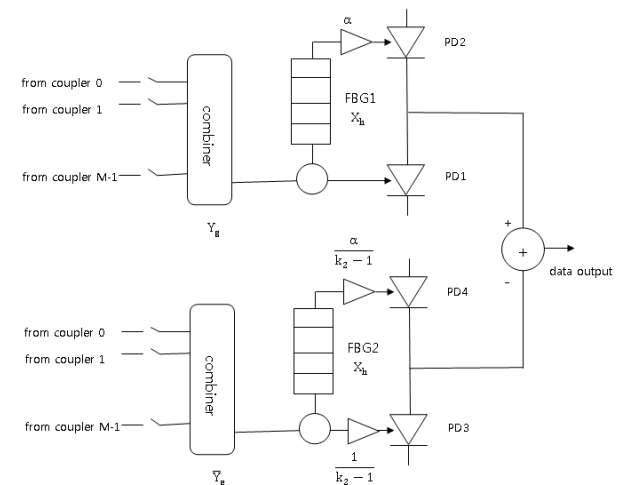


그림 3. 수신기 구조
Fig. 3. Receiver structure.

III. 시스템 성능 분석

제안한 시스템의 성능 분석을 위하여 잡음 중에 주로 영향을 미치는 PIIN과 열 잡음을 고려한다. $C_{0,0}$ codeword를 사용하는 수신기의 하나의 bit period 동안 PD1 (photodiode 1), PD2, PD3과 PD4에서 수신되는 power spectral density (PSD)는 식 (4)로 나타낼 수 있다.

$$G_1(\nu) = \frac{P_{sr}}{\Delta\nu} \sum_{k=0}^{K-1} d_k \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{N-1} c_{ij}^{(0)} c_{ij}(k) \cdot \left\{ \begin{array}{l} u \left[\nu - \nu_0 - \frac{\Delta\nu}{2N}(-N+2j) \right] \\ - u \left[\nu - \nu_0 - \frac{\Delta\nu}{2N}(-N+2j+2) \right] \end{array} \right\}. \quad (4a)$$

$$G_2(\nu) = \frac{\alpha P_{sr}}{\Delta\nu} \sum_{k=0}^{K-1} d_k \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{N-1} c_{ij}^{(1)} c_{ij}(k) \cdot \left\{ \begin{array}{l} u \left[\nu - \nu_0 - \frac{\Delta\nu}{2N}(-N+2j) \right] \\ - u \left[\nu - \nu_0 - \frac{\Delta\nu}{2N}(-N+2j+2) \right] \end{array} \right\}. \quad (4b)$$

$$G_3(\nu) = \frac{P_{sr}}{(k_2-1)\Delta\nu} \sum_{k=0}^{K-1} d_k \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{N-1} c_{ij}^{(2)} c_{ij}(k) \cdot \left\{ \begin{array}{l} u \left[\nu - \nu_0 - \frac{\Delta\nu}{2N}(-N+2j) \right] \\ - u \left[\nu - \nu_0 - \frac{\Delta\nu}{2N}(-N+2j+2) \right] \end{array} \right\}. \quad (4c)$$

$$G_4(\nu) = \frac{\alpha P_{sr}}{(k_2-1)\Delta\nu} \sum_{k=0}^{K-1} d_k \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{N-1} c_{ij}^{(3)} c_{ij}(k) \cdot \left\{ \begin{array}{l} u \left[\nu - \nu_0 - \frac{\Delta\nu}{2N}(-N+2j) \right] \\ - u \left[\nu - \nu_0 - \frac{\Delta\nu}{2N}(-N+2j+2) \right] \end{array} \right\}. \quad (4d)$$

여기서 P_{sr} 은 single source로부터 단일 경로를 통하여 수신된 전력을 나타내고 k_1 과 k_2 는 각각 파장 코드 sequence와 공간 코드 sequence의 code weight를 나타낸다. 또한 $\Delta\nu$ 는 이 신호의 optical bandwidth를 나타내며 $u[\nu]$ 는 식 (5)로 표시된 unit step function이다.

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

<표 2>가 보여주듯이 codeword $C_{g,h}$ 는 $g=0 \cap h=0$,

$g=0 \cap h \neq 0$, $g \neq 0 \cap h=0$ 과 $g \neq 0 \cap h \neq 0$ 의 4 그룹으로 나누어지며 각각의 그룹에 속한 codeword 수는 1, $(N-1)$, $(M-1)$ 과 $(M-1)(N-1)$ 이다. 따라서 현재 사용자 수가 K 명이라 가정할 경우 각각 그룹의 평균 사용자 수는 1, $\frac{(K-1)(N-1)}{(MN-1)}$, $\frac{(K-1)(M-1)}{(MN-1)}$ 과 $\frac{(K-1)(M-1)(N-1)}{(MN-1)}$ 명이다. 각 사용자의 정보 $d_k = 1$ 이라 가정할 경우 PDs 1-4의 평균 전류는 각각 다음 식으로 나타내진다.

$$I_1 = R \int_0^\infty G_1(\nu) d\nu = \frac{RP_{sr}}{N} \left\{ k_1 k_2 + k_2 \lambda \frac{(K-1)(N-1)}{(MN-1)} + k_1 \frac{(K-1)(M-1)}{(MN-1)} + \lambda \frac{(K-1)(M-1)(N-1)}{(MN-1)} \right\} \quad (6a)$$

$$I_2 = R \int_0^\infty G_2(\nu) d\nu = \frac{RP_{sr}\alpha}{N} \left\{ k_2(k_1 - \lambda) \frac{(K-1)(N-1)}{(MN-1)} + (k_1 - \lambda) \frac{(K-1)(M-1)(N-1)}{(MN-1)} \right\} \quad (6b)$$

$$I_3 = R \int_0^\infty G_3(\nu) d\nu = \frac{RP_{sr}}{N} \left\{ k_1 \frac{(K-1)(M-1)}{(MN-1)} + \lambda \frac{(K-1)(M-1)(N-1)}{(MN-1)} \right\} \quad (6c)$$

$$I_4 = R \int_0^\infty G_4(\nu) d\nu = \frac{RP_{sr}\lambda}{N} \left\{ \frac{(K-1)(M-1)(N-1)}{(MN-1)} \right\} \quad (6d)$$

위의 식에서 R 은 PD의 responsivity로써 $R = \frac{\eta e}{h\nu_c}$ 이며 η 는 quantum efficiency, e 는 electron's charge, h 는 Plank 상수, ν_c 는 optical source의 중간주파수이다. Photocurrent I 는 식 (7)로 표시될 수 있다.

$$I = (I_1 - I_2) - (I_3 - I_4) = \frac{RP_{sr}k_1k_2}{N}. \quad (7)$$

Mean square optical power는 각각 식 (8)들로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \int_0^\infty G_1^2(\nu) d\nu &= \frac{P_{sr}^2}{N\Delta\nu} \sum_{j=0}^{N-1} \left[\sum_{k=0}^{K-1} \sum_{i=0}^{M-1} c_{ij}^{(0)} c_{ij}(k) \right]^2 \\ &= \frac{P_{sr}^2}{N\Delta\nu} k_1 \left[k_2 + \frac{\lambda k_2 (K-1)(N-1)}{k_1(MN-1)} \right. \\ &\quad \left. + \frac{(K-1)(M-1)}{(MN-1)} \right. \\ &\quad \left. + \frac{\lambda(K-1)(M-1)(N-1)}{k_1(MN-1)} \right]^2 \\ &= \frac{P_{sr}^2}{N\Delta\nu k_1 (MN-1)^2} \left[\frac{k_1 k_2 (MN-1)}{+ \lambda k_2 (K-1)(N-1)} \right. \\ &\quad \left. + \frac{k_1 (K-1)(M-1)}{+ \lambda (K-1)(M-1)(N-1)} \right]^2. \end{aligned} \quad (8a)$$

$$\begin{aligned} \int_0^\infty G_2^2(\nu) d\nu &= \frac{\alpha^2 P_{sr}^2}{N\Delta\nu} \sum_{j=0}^{N-1} \left[\sum_{k=0}^{K-1} \sum_{i=0}^{M-1} c_{ij}^{(1)} c_{ij}(k) \right]^2 \\ &= \frac{\alpha^2 P_{sr}^2}{N\Delta\nu} (N-k_1) \left[\frac{k_2 (k_1 - \lambda)(K-1)(N-1)}{(N-k_1)(MN-1)} \right. \\ &\quad \left. + \frac{(k_1 - \lambda)(K-1)(M-1)(N-1)}{(N-k_1)(MN-1)} \right]^2 \\ &= \frac{P_{sr}^2}{N\Delta\nu (MN-1)^2 (N-k_1)} \left[\frac{k_2 \lambda (K-1)(N-1)}{+ \lambda (K-1)(M-1)(N-1)} \right]^2. \end{aligned} \quad (8b)$$

$$\begin{aligned} \int_0^\infty G_3^2(\nu) d\nu &= \frac{P_{sr}^2}{(k_2-1)^2 N\Delta\nu} \sum_{j=0}^{N-1} \left[\sum_{k=0}^{K-1} \sum_{i=0}^{M-1} c_{ij}^{(2)} c_{ij}(k) \right]^2 \\ &= \frac{P_{sr}^2}{(k_2-1)^2 N\Delta\nu} k_1 \left[\frac{(k_2-1)(K-1)(M-1)}{(MN-1)} \right. \\ &\quad \left. + \frac{\lambda(k_2-1)(K-1)(M-1)(N-1)}{k_1(MN-1)} \right]^2 \\ &= \frac{P_{sr}^2}{N\Delta\nu k_1 (MN-1)^2} \left[\frac{k_1 (K-1)(M-1)}{+ \lambda (K-1)(M-1)(N-1)} \right]^2. \end{aligned} \quad (8c)$$

$$\begin{aligned} \int_0^\infty G_4^2(\nu) d\nu &= \frac{\alpha^2 P_{sr}^2}{(k_2-1)^2 N\Delta\nu} \sum_{j=0}^{N-1} \left[\sum_{k=0}^{K-1} \sum_{i=0}^{M-1} c_{ij}^{(3)} c_{ij}(k) \right]^2 \\ &= \frac{\alpha^2 P_{sr}^2}{(k_2-1)^2 N\Delta\nu} (N-k_1) \cdot \\ &\quad \left[\frac{(k_2-1)(k_1-\lambda)(K-1)(M-1)(N-1)}{(N-k_1)(MN-1)} \right]^2 \\ &= \frac{P_{sr}^2}{N\Delta\nu (MN-1)^2 (N-k_1)} [\lambda(K-1)(M-1)(N-1)]^2. \end{aligned} \quad (8d)$$

따라서 PIIN은 다음 식이 된다.

$$\begin{aligned} \langle I_{IN}^2 \rangle &= BR^2 \left[\int_0^\infty [G_1^2(\nu) + G_2^2(\nu) + G_3^2(\nu) + G_4^2(\nu)] d\nu \right] \\ &= \frac{BR^2 P_{sr}^2}{N\Delta\nu (MN-1)^2} \left\{ \frac{1}{k_1} [A_1 + A_2 + A_3 + A_4]^2 \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{(N-k_1)} [A_2 + A_4]^2 \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{k_1} [A_3 + A_4]^2 + \frac{1}{(N-k_1)} [A_4]^2 \right\}. \end{aligned} \quad (9)$$

여기서

$$\begin{aligned} A_1 &= k_1 k_2 (MN-1) \\ A_2 &= \lambda k_2 (K-1)(N-1) \\ A_3 &= k_1 (K-1)(M-1) \\ A_4 &= \lambda (K-1)(M-1)(N-1) \end{aligned}$$

을 나타내고 B 는 receiver electrical bandwidth이다.

“0”과 “1”이 동일한 확률로 전송된다고 가정하면

$$\begin{aligned} \langle I_{IN}^2 \rangle &= BR^2 \left[\int_0^\infty [G_1^2(\nu) + G_2^2(\nu) + G_3^2(\nu) + G_4^2(\nu)] d\nu \right] \\ &= \frac{BR^2 P_{sr}^2}{2N\Delta\nu (MN-1)^2} \left\{ \frac{1}{k_1} [A_1 + A_2 + A_3 + A_4]^2 \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{(N-k_1)} [A_2 + A_4]^2 \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{k_1} [A_3 + A_4]^2 + \frac{1}{(N-k_1)} [A_4]^2 \right\}. \end{aligned} \quad (10)$$

이 된다.

수신단에서 photocurrent의 variance는 PIIN, shot noise와 열 잡음으로 구성되나 BER에 영향을 미치는 것은 주로 PIIN와 열 잡음이므로 식 (11)로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \langle I^2 \rangle &= \langle I_{IN}^2 \rangle + \langle I_{th}^2 \rangle \\ &= \frac{BR^2 P_{sr}^2}{2N\Delta\nu (MN-1)^2} \left\{ \frac{1}{k_1} [A_1 + A_2 + A_3 + A_4]^2 \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{(N-k_1)} [A_2 + A_4]^2 \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{k_1} [A_3 + A_4]^2 + \frac{1}{(N-k_1)} [A_4]^2 \right\} \\ &\quad + \frac{4K_b T_n B}{R_L}. \end{aligned} \quad (11)$$

위의 식에서 K_b 는 Boltzmann's constant, T_n 은 absolute receiver noise temperature이고 R_L 은 receiver load resistance이다.

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

$$SNR = \frac{I^2}{\langle I^2 \rangle} = \frac{\left(\frac{RP_{sr}k_1k_2}{N} \right)^2}{\frac{BR^2P_{sr}^2}{2N\Delta\nu(MN-1)^2} \left\{ \frac{1}{k_1} [A_1 + A_2 + A_3 + A_4]^2 + \frac{1}{(N-k_1)} [A_2 + A_4]^2 + \frac{1}{k_1} [A_3 + A_4]^2 + \frac{1}{(N-k_1)} [A_4]^2 \right\} + \frac{4K_bT_nB}{R_L}} \quad (12)$$

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

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

위의 조건에서 특히 입력신호가 $P_{sr} = -25$ dBm으로 작은 조건에서 2-D BIBD code를 사용한 시스템의 성능을 분석한다. 입력신호가 작을 때 효과적인 파장 코드로는 nonideal BIBD code (40, 13, 4)를 사용하였고 공간적으로 연결하는 선의 수를 적게 하기 위하여 공간 코드로는 code의 길이 $M=1, 3, 7$ 인 ideal BIBD codes를 사용하였다. $M=1$ 인 경우는 공간적으로 확장하지 않은 경우로써 one dimensional(1-D) BIBD code에 해

표 3. BER 계산에 사용된 값들.

Table 3. Typical parameters used in the BER calculation.

PD quantum efficiency	$\eta = 0.6$
Optical center frequency	$\nu_c = 194$ THz(1550nm)
Line-width of source	$\Delta\nu = 3.75$ THz
Electron's charge	$e = 1.602 \times 10^{-19}$ (C)
Plank's constant	$h = 6.626 \times 10^{-34}$ J.s
Responsivity	$R = \frac{\eta e}{h\nu_c} = 0.7477$
Effective power	$P_{sr} = -25$ dBm
Receiver electrical bandwidth	$B = 80$ MHz
Boltzmann's constant	$K_b = 1.38 \times 10^{-23}$ J/K
Absolute receiver noise temperature	$T_n = 300^\circ$ K
Receiver load resistor	$R_L = 1030\Omega$
Data bit rate	$R_b = 155$ Mbps

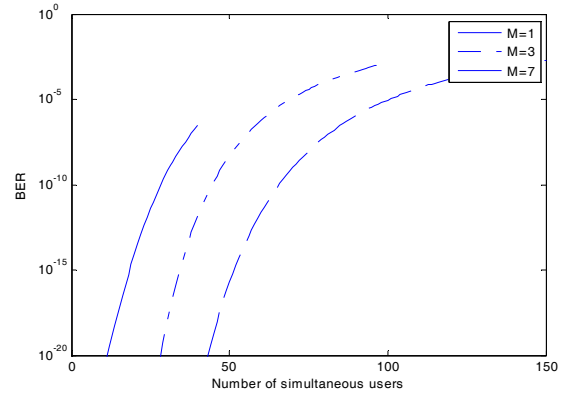


그림 4 $M=1, 3, 7$ 인 경우 동시사용자 수에 따른 BER

Fig. 4. Number of simultaneous users versus BER for $M=1, 3, 7$.

당하며 비교를 위하여 기준치로 사용하였다. 그림 4가 보여주는 바와 같이 $M=3$ 과 7인 경우 동시사용자 수가 현저하게 증가하는 것을 알 수 있었다. Nonideal code로 (121, 40, 13)을 사용하는 경우도 동일한 현상을 발견할 수 있었다.

IV. 결 론

본 논문은 입력신호가 작은 경우에 동시사용자 수를 증가시키기 위하여 ideal BIBD code를 공간 코드로 사용하고 nonideal BIBD code를 파장 코드로 사용한 2-D BIBD code를 제안하였다. 그 결과로 기존 논문에 비하여 작은 입력(-25dBm)에도 동작 가능한 시스템을 설계할 수 있었다. 이 시스템의 주된 잡음인 phase-induced intensity noise(PIIN)와 열 잡음을 분석하여 동시사용자 수에 따른 BER을 계산한 결과 ideal BIBD code를 사용한 공간 코드의 길이 M 값이 증가하면 동시사용자 수가 현저히 증가함을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] E. Yang, J. Huang and S. Tseng, "Optical CDMA Network Codes Structured With M-Sequence Codes Over Waveguide-Grating Routers," IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 16, no. 2, pp. 641-643, Feb. 2004.
- [2] C. Lin, J. Wu and C. Yang, "Noncoherent Spatial/Spectral Optical CDMA System With Two-Dimensional Perfect Difference Codes," J. of Lightwave Technology, Vol. 23, no. 12, pp.

- 3966-3980, April 2005.
- [3] M. Yeh, C. Lin and J. Wu, "Noncoherent Spectral/Spatial OCDMA Systemm Using Two-Dimensional Hybrid Codes," J. of Optical Communication Network, Vol. 2, no. 9, pp. 653-661, Sep. 2010.
 - [4] 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.
 - [5] M. Noshad and K. Jamshidi, "Bounds for the BER of Codes with Fixed Cross Correlation in SAC-OCDMA Systems," J. of Lightwave Technology, Vol. 29, no. 13, pp. 1944-1950, July 2011.
 - [6] 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.
 - [7] 지윤규, "Spectral-Amplitude-Coding Optical CDMA를 위한 변형된 Modified Double Weight Code," 전자공학회논문지, 제48권 SD편, 제4호, 1-5쪽, 2011년 4월
 - [8] 지윤규, "Symmetric Balance Incomplete Block Design Code의 Spectral Efficiency," 전자공학회논문지, 제50권 SD편, 제1호, 117-123쪽, 2013년 1월

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>