

다파장 OCDMA 네트워크에서의 새로운 2차원 코드의 설계

정희원 유경식*, 박남규*

Design of a new family of multi wavelength two-dimensional codes for optical code division multiple access networks

Kyoungsik Yu*, Namkyoo Park* *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 광 코드 분할 다중화 방식 (OCDMA)에서 사용할 수 있는 '파장'과 '시간' 영역에서 준 직교 성질을 가지는 다파장 2 차원 코드의 구성 방법을 새로이 제안하였다. '파장'과 '시간' 영역에서 직교 특성을 가지는 다파장 OCDMA 방식은 동시 사용자의 수나 오류 확률 등의 여러 측면에서 기존의 다중 사용자 접속 방식에 비해 우수한 성능을 보인다. 특히, 새로 제안된 코드는 브래그 격자를 이용한 광학적 신호 처리 기법으로 생성, 해독될 수 있어 전기적 신호 처리로 인한 병목 현상을 줄일 수 있는 장점을 가지고 있다.

ABSTRACT

It has been known that the optical code division multiple access (OCDMA) is a prominent future technology to support many simultaneous users and to increase transmission capacity of optical fiber. In this paper, we proposed the new construction of 2 dimensional code, which can be used as a codeword in temporal/wavelength OCDMA networks. New code family is obtained by extending the concept of Hamming correlation. All optical encoder and decoder for newly proposed code were also developed. In considering bit error ratio, we verified that new coding scheme outperforms conventional coding scheme by simulation. This system is applicable to asynchronous fast local area network, which needs a high security level and a flexible network configuration.

I. 서론

컴퓨터 통신은 점차로 고속화되어 왔으며 멀티미디어 기반의 동영상이나 자료물 전송하기 위해서는 수 기가 비트 정도의 전송 용량이 요구된다. 광통신에서 쓰이는 단일 모드 광섬유는 매우 큰 대역폭 (bandwidth)을 가지고 있어 이러한 고속 정보 전송에 적합한 매체이기는 하지만, 전기적 신호 처리 기술 (electrical signal processing)로 네트워크(network)를 운용할 경우에는 속도의 한계가 있기 때문에 광

섬유의 넓은 대역폭을 충분히 활용하기 어렵다. 이런 점을 고려할 때, 높은 전송 용량을 지원하는 초고속 local area network (LAN)의 medium access protocol의 선택에 있어서 광학적 코드 분할 다중 접속 방식 (optical code division multiple access : OCDMA)은 적절한 대안이다^[1].

정보의 전송과 처리가 고속으로 이루어지기 위해서는 복잡한 접속 처리나 매이터의 지연이 없어야 한다. 데이터 전송의 지연은 네트워크 입장에서는 병목으로 작용하여 전체 시스템 성능의 저하로 이어진다. 기존의 LAN medium access control 기술인

* 서울대학교 광통신시스템 연구실
논문번호 : 99153-0423, 접수일자 : 1999년 4월 23일

CSMA/CD, FDDI 등에서는 바로 이러한 일들이 일어나 LAN의 고속화에 걸림들이 되어 왔다. 하지만, 광 신호 처리 기술 (optical signal processing)을 사용할 수 있는 OCDMA는 다음의 특징을 지니므로 그런 문제점을 어느 정도 해소할 수 있다. OCDMA는 자료의 병렬 전송이 가능하다. 이는 많은 동시 사용자들이 지연 없이 바로 통신망을 사용할 수 있음을 의미한다. 또한, 네트워크 전체를 동기시킬 필요가 없기 때문에 네트워크의 구성이 간단해 지며, 새로운 코드를 할당하는 것만으로 새로운 사용자를 지원할 수 있으므로 사용자의 출입이 자유롭다^[2].

OCDMA는 각각의 사용자에게 고유한 코드를 할당하고 이를 생성하고 이용하여 정보를 전송하는 방식이다. OCDMA 시스템의 전체적인 성능은 각각의 사용자에게 할당되는 코드에 의해서 전적으로 좌우된다고 할 수 있기 때문에 그 동안 이에 대하여 많은 연구가 있어 왔다. OOC (optical orthogonal code)는 (0, 1)으로 이루어진 1차원 수열로서 자기 상관과 상호 상관이 준 직교성을 갖고 있다 [3,4,5].

하지만, 이런 1차원 코드는 많은 동시 사용자들 지원하려면 코드의 길이가 급격히 늘어나야 하는 단점이 있다. 코드의 길이가 길어지면 그만큼 펄스 폭이 작아져야 하므로 많은 대역폭이 소모되는 셈이고 코드를 식별하기 위한 처리 과정이 복잡해지고 시간도 오래 걸리게 되어 고속 통신에는 적합하지 않다. 많은 동시 사용자들 수용할 수 있는 초고속 통신에 CDMA와 같은 스펙트럼 확산 통신 방식이 사용되기 위해서는 코드의 길이가 지나치게 길어져서는 안 된다. 코드가 '시간'만이 아닌 다른 영역에서 직교 특성을 갖는다면 이런 문제점을 개선할 수 있다. 즉, OOC를 '시간' 상에서 직교 특성을 가진 1차원 코드로 본다면, '시간'과 '공간' 상에서 직교 특성을 지닌 2차원 코드나^[6,7], '시간', '파장' 상에서 직교 특성을 지닌 2 차원 코드^[8,9]를 생각해 볼 수 있다.

본 논문의 II장에서는 '시간'과 '파장'에서 준 직교성을 가진 OCDMA 코드의 특성을 알아보고, III장에서는 이러한 OCDMA 환경에서 쓰일 수 있는 2 차원 코드를 구성하는 새로운 방법을 소개할 것이다. IV장에서는 새로이 구성된 다파장 2 차원 코드의 BER (bit error ratio)에 대한 공식을 유도하고 이를 바탕으로 본 논문에서 제안한 OCDMA 시스템의 성능을 평가해 보았다. 마지막으로 V장에서는 이 논문의 내용을 요약하였다.

II. 다파장 OCDMA 코드의 특성

다파장 OCDMA 네트워크에서 모든 사용자는 진폭 변조 방식인 OOK(on-off keying)를 사용하여 RZ (return to zero) 형태의 optical 펄스로 이진 심볼 '0', '1'을 동일한 전송률로 전송하는 것으로 한다. 앞으로 T_c 는 시간 슬롯 (chip)의 폭을, T_b 는 사용자가 심볼을 보내는 시간 간격 (bit time)을 의미하며, 사용되는 RZ 펄스의 폭을 T_w 라고 하면 $T_w = T_c$ 가 성립한다고 가정한다. 또한, 해석을 쉽게 하기 위해서 $T_b = dT_c$ (단, d 는 자연수)의 관계가 성립한다고 가정한다. 코드가 총 N 개의 chip으로 구성되었다고 할 때, NT_c 가 이 코드의 시간적인 길이라고 할 수 있으나, 지금부터는 시간의 단위를 T_c 로 생각하여 코드의 길이를 N 이라고 생각하기로 한다. 우리가 생각하는 네트워크는 자료의 전송을 위해서 서로 독립적인 사용자가 미리 할당된 c 개의 파장을 모두 사용하는 형태이다. 이 때, 사용자외 데이터는 서로 비동기식으로 전송되는 것으로 가정하는데, 이는 다른 사용자의 상태에 관계없이 자신의 데이터를 전송할 수 있다는 것을 의미하며, 네트워크 전체에 걸친 동기를 요구하지 않기 때문에 OCDMA의 큰 장점이라고 할 수 있다.

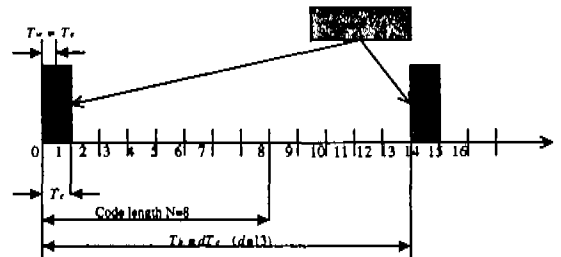


그림 1. 다파장 OCDMA 네트워크 송신자의 신호 주기 (N=8, d=13의 경우)

본 논문에서 M 은 2차원 code family를, M_i 는 code family M 중의 한 codeword를 의미하는 것으로 한다. 즉, $M_i \in M$ 으로 생각한다. 또한, $n(M)$ 을 code family M 의 cardinality로 생각한다. (cardinality는 '집합에 속하는 원소의 개수'를 뜻한다.) 이때, 임의의 codeword M_i 는 2 차원인 행렬의 형태로 표시할 수 있는데, 각각의 행은 할당된 파장을, 각각의 열은 시간 슬롯을 의미하는 것으로 정한다^[9]. 특히 이들은 unipolar적인 특성을 지닌 광 네트워크에서 사용되는 코드 행렬이므로, 행렬의 모든

원소는 '0' 또는 '1'로 이루어져 있고^[3], 이들의 자기 상관과 상호 상관은 0 이상의 정수이다. '시간'과 '파장' 상에서 준 직교적인 특성을 지닌 2차원 코드 행렬은 일반적으로 다음의 식 (1)을 만족시켜야 한다. (1 a)는 side lobe의 자기 상관, (1 b)는 상호 상관 조건이다^[9]. (단, \oplus 은 modulo-N 덧셈을 의미한다.)

$$R_A(M_i, \tau) = \sum_{n=0}^{c-1} \sum_{m=0}^{N-1} M_i(n, m) M_i(n, m \oplus \tau) \leq \lambda_a, \quad \tau = 1, 2, \dots, N-1 \quad (1 a)$$

$$R_C(M_i, M_j, \tau) = \sum_{n=0}^{c-1} \sum_{m=0}^{N-1} M_i(n, m) M_j(n, m \oplus \tau) \leq \lambda_c, \quad i \neq j, \tau = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1 b)$$

$R_A(M_i, 0)$ 는 (1 a)의 정의에서 $\tau = 0$ 인 특별한 경우로서, 코드 행렬 M_i 전체의 '1'의 개수와 같으므로, 코드가 올바르게 decode되었을 때의 신호의 최대 크기로 생각할 수 있다. 앞으로 2 차원 코드의 weight라고 할 수 있는 이 값을 w 로 부르기로 한다. (여기서, w 는 $R_A(M_i, 0)$ 으로 정의된다.) 상관의 최대 값인 λ_a 와 λ_c 는 다른 사용자에게는 잡음으로 인식되므로 신호의 크기인 w 보다 매우 작아야 하며, 될 수 있는 한 줄이는 것이 통신 시스템의 성능 향상에 도움이 된다^[10]. 하지만, 앞서 말했듯이 광 네트워크는 unipolar적인 특성을 가지고 있기 때문에 여기에 사용되는 CDMA 코드는 RF환경에서의 CDMA 코드와 같은 음수의 상관 조건을 가질 수는 없다^[3]. 일반적으로 OCDMA 코드의 상호 상관은 적어도 1 이상이며, 특히 1 차원적으로 코드를 구성할 경우 λ_a 와 λ_c 는 모두 1 이상이 되어야 한다^[3,5]. 하지만, 2 차원적으로 구성된 OCDMA 코드에서는 한 파장에 한 개의 펄스만을 할당 (one pulse per each wavelength)함으로써 자기 상관 λ_a 를 0으로 만드는 것이 가능하므로 시간 혹은 파장 중 하나만을 이용하여 코드를 구성하는 1 차원적인 방법보다 여러 가지 면에서 유리하다^[7]. 이상의 내용을 요약

하여 앞으로 사용될 문자를 정리하면 다음의 표 1과 같다.

III. 2 차원 OCDMA 코드의 설계

OCDMA 코드에 대해서 일반적인 경우의 최적인 code family를 찾는 방법은 아직 알려지지 않았으며, 몇몇 특수한 경우에 대한 해법만이 알려져 있다^[5,7,9]. 본 논문에서 제안하는 방법도 이와 마찬가지로 최적인 code family를 찾는 방법은 아니지만, 지금까지 제시되어 왔던 방법에 비해서 제한 조건이 덜 까다롭고 코드 구성이 비교적 간단하다는 장점을 가지고 있다. 이번 장에서는 OCDMA 시스템에서 가장 이상적이라고 할 수 있는 $\lambda_a=0, \lambda_c=1$ 인 경우의 코드 설계에 대해서 살펴볼 것이다.

1. 새로운 다파장 OCDMA 코드 설계

$\lambda_a=0, \lambda_c=1$ 이고 cardinality가 $n(M)$ 인 code family M 이 존재한다고 생각하면, 이 code family에 속하는 각각의 코드는 $c \times N$ 행렬로 나타낼 수 있으므로 식 (1)을 만족시키는 서로 다른 $c \times N$ 행렬이 $n(M)$ 개 존재하는 셈이다. 더욱이 이런 2차원 코드 행렬들은 한 행에 많아야 한 개의 '1'을 갖는다는 사실을 증명할 수 있다. (부록 1) 이와 더불어, 다파장 OCDMA 부호기와 복호기를 2 장에서와 같이 브래그 격자판 사용해서 구현하기 위해서는, 격자가 공간적으로 겹쳐 있을 수 없으므로 코드 행렬의 각 열에는 많아야 한 개의 '1' 밖에 있을 수 없다. 이 두 가지 조건을 합쳐서 생각해보면, 이런 조건을 만족시키는 행렬 내에 '1'이 있다면 그것은 그 행과 열을 뺀 나머지 유일한 '1'이 됨을 알 수 있다.

이상의 조건은 code family M 내의 $n(M)$ 개의 코드 행렬에 모두 적용되므로, 이 행렬들을 구성하는 행 벡터는 $c_i = [\delta(i-1) \ \delta(i-2) \ \dots \ \delta(i-c)]^T$ 와 같이 표현할 수 있다. (단, $i=0, 1, \dots; c$ 여기서 c_i 의 첨자 i 를 이용하여 2 차원 코드 행렬을 표현한다면 2 차원인 행렬을 1 차원의 형태로 나타낼 수 있다. 다음

표 1. 논문에서 사용되는 부호의 정의

M	다파장 OCDMA code family를 의미한다. 이 때 $M_i \in M, i=0, 1, \dots, n(M)-1$
N	코드의 시간적인 길이를 나타낸다. 이 값은 코드 행렬 M_i 의 열의 수와 같다.
c	OCDMA network에서 사용되는 파장의 수이다. 코드 행렬 M_i 의 행의 수와 같다.
w	$R_A(M_i, 0)$. 상관의 최대 값에 해당한다

의 (변환 1)을 사용하면 $c \times N$ 행렬에서 $1 \times N$ 행렬을 얻을 수 있는데, 이를 row reduced 2 차원 코드라고 부르고, MR (matrix which is row reduced)이라고 나타내기로 한다.

(변환 1)

$$T_i: M_i = [c_{r_0} \ c_{r_1} \ \dots \ c_{r_{N-1}}] \rightarrow MR_i = [r_0 \ r_1 \ \dots \ r_{N-1}]$$

(예 1) $M_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, M_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$ 의 두

코드가 있을 때, $M_1 = [c_3 \ c_2 \ c_0 \ c_1], M_2 = [c_2 \ c_0 \ c_3 \ c_1]$ 로 쓸 수 있으므로, (변환 1)을 적용하면 이 두 코드의 row reduced 코드는 $T_1(M_1) = [3 \ 2 \ 0 \ 1], T_1(M_2) = [2 \ 0 \ 3 \ 1]$ 이 된다. □

Row reduced 2 차원 코드의 자기 상관과 상호 상관은 앞서 정의된 2 차원 코드의 상관인 식 (1)과 의미는 같아야 하지만, 수학적으로는 식 (1)과 다른 형태로 표현되어야 한다. 예를 들어 식 (1)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} R_A(M_i, \tau) &= \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} M_i(n, m) M_i(n, m \oplus \tau) \\ &= \sum_{m=0}^{N-1} (c_{r_m})^T \cdot c_{r_{(m \oplus \tau)}} \end{aligned}$$

새로운 함수인 $h'(\cdot, \cdot)$ 를 식(2)와 같이 정의할 경우, row reduced 2 차원 코드의 자기 상관과 상호 상관은 식 (3)과 같이 쓸 수 있다. $h'(a, b)$ 의 정의에서 a 와 b 가 일치할 경우 상관은 1 만큼 증가하게 되며, 두 값이 서로 다를 경우는 상관에 영향을 미치지 않는다. 단, a 와 b 가 모두 0일 경우는 서로 일치하긴 하지만 광 펄스가 전혀 없는 상태를 의미하는 것이므로 이 경우는 상관 값에 영향을 주지 않는다.

$$h'(a, b) = \begin{cases} 1 & (a = b \neq 0 \text{ 일 경우}) \\ 0 & (a \neq b \text{ 또는 } a = b = 0 \text{ 일 경우}) \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} R_A(M_i, \tau) &= \sum_{m=0}^{N-1} h'(MR_i(m), MR_i(m \oplus \tau)) \leq \lambda_a \\ \tau &= 1, 2, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (3 \text{ a})$$

$$\begin{aligned} R_C(M_i, M_j, \tau) &= \sum_{m=0}^{N-1} h'(MR_i(m), MR_j(m \oplus \tau)) \leq \lambda_c \\ l \neq j, \tau &= 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (3 \text{ b})$$

p 가 소수이고 n 이 임의의 자연수일 때, 길이 $N = p^n - 1$ 인 수열들 중 최적 Hamming 상관을 가지는 sequence family을 구성하는 방법은 A. Lempel 등에 의하여 알려져 있다^[12]. 상관에 대한 정의인 식 (2)가 Hamming 상관의 정의와 거의 일치하는 것에 주목하면 이 방법을 이용하여 OCDMA 코드를 설계할 수 있음을 알 수 있다. 지금부터 A. Lempel의 수열을 간략하게 OHCP (optimal Hamming correlation property) 수열이라고 부르기로 한다. OHCP 수열은 잘 알려진 m 수열(maximal length sequence, 혹은 pseudo random sequence)^[15]을 σ_k 변환하여 얻을 수 있으며, 이 방법에 의해 만들어지는 code family의 cardinality는 p^k 이다^[12]. 이 때 k 는 $k \leq n$ 를 만족하는 자연수인데, code family의 cardinality를 늘리기 위해 $k = n$ 으로 잡는 것이 유리하다. OHCP 수열 $x(j), y(j)$ 와 Hamming 상관은 다음과 같이 정의된다^[12].

$$\begin{aligned} H_{XY}(\tau) &= \sum_{m=0}^{N-1} h(x(m), y(m \oplus \tau)) \\ 0 \leq \tau &\leq N-1 \end{aligned} \quad (4)$$

$$h(a, b) = \begin{cases} 1 & (a = b \text{ 일 경우}) \\ 0 & (a \neq b \text{ 일 경우}) \end{cases} \quad (5)$$

$k = n$ 일 경우, 자기 상관 λ_a 에 해당하는 값은 $\max(H_{XX}(\tau)) = 0$ ($\tau \neq 0$) 이고, 상호 상관 λ_c 에 해당하는 값은 $\max(H_{XY}(\tau)) = 1$ 이 되는데, 이는 우리가 원하는 조건과 매우 유사한 것이다. 다음의 (변환 2)를 이용하면 A. Lempel의 OHCP 수열로부터 row reduced 2 차원 코드를 얻을 수 있다. 하지만, 아래의 변환은 한 예에 불과하며 OHCP 수열과 row reduced 2 차원 코드 사이에 일대일 대응이 이루어지기만 하면 다른 변환도 가능하다.

(변환 2) m sequence를 σ_k 변환하여 얻은 v 번째 OHCP 수열 $[x_v(0) \ x_v(1) \ \dots \ x_v(N-1)]$ 이 있다고 하자. ($v = 0, 1, \dots, N$) code family의 cardinality를 늘리기 위해서 $k = n$ 을 가정하면 $x_v(i)$ 는 $0 \leq x_v(i) \leq p^k - 1 = N$ 을 만족하는 정수이므로, 이 수열은 $N+1$ 개의 상이한 원소(정수)로 구성되어 있다. $N+1 \geq c$ 이라고 할 때, 대응 함수가

$$T(a) = \begin{cases} a+1 & (a \leq c-1 \text{ 일 경우}) \\ 0 & (a \geq c \text{ 일 경우}) \end{cases} \text{로 주어졌다면}$$

OHCP 수열은 다음과 같이 $\lambda_a = 0, \lambda_c = 1$ 인 row reduced 2차원 코드로 변환된다.

$$T_2 : [x_v(0) \ x_v(1) \ \dots \ x_v(N-1)] \rightarrow MR_v = [T(x_v(0)) \ T(x_v(1)) \ \dots \ T(x_v(N-1))]$$

(변환 2)를 이용하여 OHCP 수열로부터 row reduced 2 차원 코드를 얻고, 여기에서 다시 (변환 1)을 역으로 적용하면 다파장 OCDMA 코드를 구성할 수 있다. $M_v = T_1^{-1} \cdot T_2 ([x_v(0) \ x_v(1) \ \dots \ x_v(N-1)])$ 즉, c 개의 '파장'을 가지고 '시간' 상으로 길이 N 인 코드에 대해서 조건 $\lambda_0=0, \lambda_c=1$ 을 만족하는 code family를 구성하는 것이 가능하다. 이 때, code family의 cardinality는 $N+1$ 이다. 이 방법은 지금까지 제안된 방법들에 비하여 코드의 구성이 간단하다는 장점을 가지고 있지만, 신호의 크기인 w 가 $w = R_A(M_v, 0) = c-1$ ($0 \leq i \leq c-1$), c ($c \leq i \leq N$)와 같이 되어 code family 전체에 걸쳐 일정하지 않은 것이 단점이라고 할 수 있다. 하지만, IV장에서 볼 수 있듯이 code family 내의 모든 코드가 전송에 사용될 경우 BER이 매우 안 좋아지므로, 일정 수준의 전송 품질을 유지하기 위해서는 code family의 일부만이 전송에 사용되는 것이 일반적인 경우라고 할 수 있다. 즉, $w=c$ 인 코드만으로 cardinality가 $N-c+1$ 인 code family를 구성하면 문제는 해결된다. 코드를 만드는 간단한 예는 다음의 (예 2)에서 볼 수 있다.

(예 2) $p=2, n=2, k=2$ 인 매우 간단한 OHCP 수열을 이용해서, $c=4$ 인 다파장 OCDMA 코드를 구성해 보자. OHCP 수열은 총 $p^k=2^2=4$ 개를 얻을 수 있는데, 이를 모두 적어보면 $[2 \ 3 \ 1]_0, [3 \ 2 \ 0]_1, [0 \ 1 \ 3]_2, [1 \ 0 \ 2]_3$ 이다. 위의 (변환 2)를 이용하면, $T_2([2 \ 3 \ 1]_0)=[3 \ 4 \ 2], T_2([3 \ 2 \ 0]_1)=[4 \ 3 \ 1], T_2([0 \ 1 \ 3]_2)=[1 \ 2 \ 4], T_2([1 \ 0 \ 2]_3)=[2 \ 1 \ 3]$ 을 얻을 수 있다. 최종적으로 (변환 1)을 역으로 적용하면 4×3 인 길이 3의 코드 행렬을 4개 구성할 수 있다. 예를 들어 M_0 와 M_1 을 구해보면 다음과 같다.

$$M_0 = T_1^{-1} \cdot T_2([2 \ 3 \ 1]_0) = T_1^{-1}([3 \ 4 \ 2]) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix},$$

$$M_1 = T_1^{-1} \cdot T_2([3 \ 2 \ 0]_1) = T_1^{-1}([4 \ 3 \ 1]) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad \square$$

2. 광 영역에서의 OCDMA 부호기/복호기

제안된 코드의 부호기는 브래그 격자를 적절한 배치하여 구현할 수 있다. 광섬유를 지연선으로 [13],

브래그 격자물 이상적인 파장별 반사기로 생각하면 그림 2처럼 부호기를 구현할 수 있다. 네트워크에 할당된 c 개의 파장을 반사시켜주는 c 종류의 브래그 격자물 각각 B_1, B_2, \dots, B_c 로 쓰고 광섬유 지연선을 B_0 로 표현하기로 한다면, row reduced 2 차원 코드 $[r_0 \ r_1 \ \dots \ r_{N-1}]$ 에 해당하는 부호기는 $[B_{r_0} \ B_{r_1} \ \dots \ B_{r_{N-1}}]$ 의 배치를 사용하여 구현할 수 있다. row reduced 코드를 이루는 원소들은 0부터 c 까지의 정수인데, 이는 곧바로 브래그 격자의 번호에 해당하며, $r_i=0$ 의 위치에는 브래그 격자물 놓지 않고 광섬유로 지연의 효과를 준다.

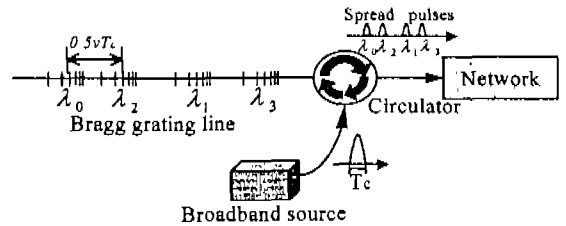


그림 2. 광 영역에서 구현된 OCDMA 부호기

송신기는 전송할 심볼이 '1'일 때, 펄스 폭이 T_w 인 광대역 광 펄스를 발생시킨다. 이 펄스는 circulator를 따라 진행하여 브래그 격자 array로 입사한 후, 파장 선택적인 브래그 격자들의 상대적인 위치에 의해서 시간적으로 확산된다. 여기에서 브래그 격자는 그 종류에 따라 고유의 파장만을 반사시키는 이상적인 소자로 생각할 수 있다. 광섬유 내에서의 광속이 v 일 때 브래그 격자의 배열 간격을 l_0 vT_c 가 되도록 하면, 파장 별로 반사된 펄스 열은 반사되어 나올 때는 서로 T_c 의 시간 간격을 갖게 된다. 이런 구조의 부호기는 입력되는 광대역 펄스를 적절한 파장과 적절한 시간에 반사시켜 '시간'과 '파장' 영역에서의 확산을 만드는 구조라고 할 수 있다.

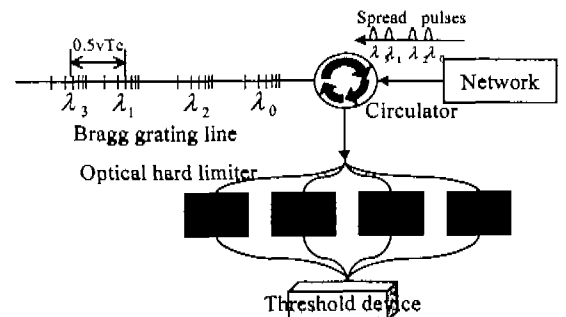


그림 3. 광 영역에서 구현된 OCDMA 복호

복호기는 부호기와는 반대로 '시간', '파장' 영역에서 확산된 펄스 열을 모으는 역할을 한다. 수신기는 direct detection 방식으로 동작하며, 입사되는 펄스들은 시간적으로 독립적이어서 incoherent한 것으로 생각한다. $[r_0 r_1 \dots r_{N-1}]$ 의 순서로 도착하는 펄스 열중에서 r_0 에 해당하는 펄스가 가장 큰 지연을 겪고, r_{N-1} 이 가장 작은 지연을 거친 후 모아질 경우 진폭이 큰 펄스가 될 수 있는데, 적절한 threshold device를 이용하면 수신기는 전송된 심볼이 '1'인지 '0'인지를 판별할 수 있다. 이를 위해서는 복호기에서는 부호기에서와는 반대로 $[B_{r_{N-1}}, B_{r_{N-2}} \dots B_{r_0}]$ 와 같이 브래그 격자를 배치해야 한다. 광 hard limiter를 사용할 경우 오류 확률을 줄일 수 있다는 사실이 알려져 있으므로^[4], 이를 threshold device의 입력단에 둘 경우 성능의 향상을 기대할 수 있다. 하지만 기존의 광 hard limiter와는 달리 '시간'과 '파장'을 동시에 사용하는 다파장 OCDMA 통신 시스템에서는 각 파장 별로 광 hard limiter를 설치해야 한다.

3. 코드 성능의 비교

TDMA는 사용자가 '시간'에 따라 구별되므로 네트워크 전체에 걸친 동기가 매우 중요하다. 하지만, 많은 동시 사용자를 지원하기 위해서는 시간 슬롯이 매우 작아져야 하고 이에 따라 네트워크의 동기가 더욱 어려워진다. 또한, '파장'만으로 사용자를 구분하는 WDMA는 동시 사용자가 늘어날 경우 계속해서 새로운 파장을 할당해 주어야 이를 지원할 수 있다. 광섬유가 매우 넓은 대역폭을 가지고 있다고는 하지만 기술적으로 전체를 동시에 사용할 수는 없으며, 사용 가능한 동시 사용자의 수는 매우 제한적이다. 더욱이 이들 두 방법은 채널 가운데 전송량이 적은 것이 있어도 채널 사이가 완전히 독립적이므로 이를 활용할 수 없어, 극단적으로 일부의 채널에만 데이터가 몰려서 혼잡이 발생하고 나머지 채널은 전혀 데이터를 전송하고 있지 않는 경우도 일어날 수 있다. OCDMA 기술은 상대적으로 적은 수의 파장만을 이용해서 더 많은 동시 사용자를 지원할 수 있고, 코드로 분할된 채널들은 WDM 채널과 TDM 채널을 공유하기 때문에 데이터가 특정 채널에 집중되는 경우에도 좋은 성능을 발휘할 수 있다. 또한, OCDMA 네트워크에서 각각의 node는 공유의 codeword를 가지고 있기 때문에 효율적인 routing이 가능하다. 이 밖에도 OCDMA는 보안성 등에 있어서 기존의 대역 확산 방식의 많은 장점을

그대로 가지고 있다.

표 2. 제안된 코드와 다른 코드와의 비교

	제안된 코드	GMWRSC
코드의 길이	N	N
파장의 개수	c	c
cardinality	$N+1$	$cN/(c-1)$
w	$N+1-c$ 개의 코드는 c , c 개의 코드는 $c-1$	$c-1$
제약 조건	$N=p^n-1$ 단, p 는 소수이다.	c 는 소수이고 N 은 $c-1$ 의 배수이다.

최근에 발표된 2차원 OCDMA 코드 구성 방법인 GMWRSC^[9](Generalized multi-wavelength Reed-Solomn code)와 본 논문의 구성 방법에 의한 코드의 성능을 비교해 보면 표 2와 같다. GMWRSC와 비교할 때 본 코드는 비슷한 성능을 보임에도, 구성 방법이 훨씬 간단하고 제약 조건이 덜 까다로움을 알 수 있다.

IV. 비트 오류율 성능 분석 결과(BER)

이번 장에서는 III장에서 제안된 코드와 부호기/복호기를 사용하는 다파장 OCDMA 시스템의 코드 자체에 의한 BER을 구해보기로 한다. M 명의 동시 사용자가 있는 광 네트워크가 우리가 고려하는 대상이다. 이는 M 명의 송신기와 M 명의 수신기가 있는 것으로도 생각할 수 있으며, 사용자는 다른 사용자에게 관계없이 자신의 데이터를 오류 없이 전송하기를 원하는 상황이다. III장의 내용으로부터 OCDMA code family의 cardinality는 $N+1$ 이며, 모든 동시 사용자들은 공유의 address 코드를 가지고 있어야 하므로 $M \leq N+1-n(M)$ 을 가정한다. 편의를 위해 앞으로는 코드 M_i 를 부여받은 사용자를 'U_i'라고 부르도록 한다. ($i=0,1,\dots,M-1$) 모든 사용자들은 서로 독립적이며 각자의 콜럭을 사용하여 네트워크 전체에 걸친 동기는 이루어지지 않은 것으로 가정한다. 이런 상황은 보통의 통신 네트워크에서 흔히 볼 수 있으며^[15], 그림 4와 같이 개념적으로 나타낼 수 있다. 일반적으로 OCDMA 네트워크에서 사용자간의 동기가 이루어질 경우 그 성능이 향상되는 것으로 알려져 있으므로^[16], 이상의 가정을 하면 BER의 upper bound를 구할 수 있다. 여기에서 네트워크의

동기는 사용자가 발생시키는 심볼이 동기화되었다는 의미이며 시간 축상에서 칩간의 동기화와는 다른 것임에 주의해야 한다.

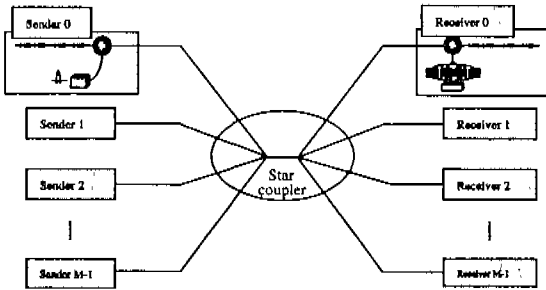


그림 4. 다파장 OCDMA 네트워크의 개략적인 구조

본 논문에서는 수학적으로 설계된 code family 자체의 성능에 대한 논의를 하고 있으므로, 통신망 상에서 존재하는 잡음 등은 무시하기로 한다. 이런 상황에서 오류가 발생할 수 있는 유일한 경우는 (송신기 i)가 아무런 신호를 보내지 않았음에도 불구하고, 다른 사용자들의 신호에 의해(수신기 i)의 복호기에 c 개 이상의 펄스가 들어와 마치 송신기가 심볼 '1'을 보낼 때와 마찬가지로 threshold level인 c 를 넘었을 때이다. 송신기가 심볼 '1'을 보낼 경우, 복호기에는 항상 c 개 이상의 펄스가 들어오기 때문에 이를 심볼 '0'으로 판단할 확률은 없으며, 이런 채널을 Z-채널이라고 부른다^[4,14]. 특히, III장의 code family는 $\lambda_c=1$ 을 만족하므로, 오류는 특정 사용자와 동시에 네트워크를 사용하는 사용자의 수가 c 명 이상이 될 때부터 발생하게 된다. ($M \geq c$) 일반성을 잃지 않고 U_0 의 BER은 네트워크 내의 임의의 사용자의 BER과 같다. M 명의 동시 사용자가 한 네트워크를 사용한다고 생각할 때, U_0 의 입장에서는 자신의 통신에 나쁜 영향을 미치는 '간섭사용자'가 최대 $M-1$ 명 있는 것으로 생각할 수 있다. 시스템을 정의하는데 있어 OCDMA 네트워크의 사용자끼리는 동기가 이루어지지 않는다고 가정했지만, 모든 사용자의 시간축상의 칩이 동기화될 경우 BER이 최대가 되기 때문^[4], BER의 upper bound를 구하기 위해서는 각 사용자의 칩이 동기화되어 있다고 생각하는 것이 편리하다. 칩이 동기화되어 있지 않을 경우, chip의 일부끼리 만이 간섭하여 chip이 동기화되어 있을 때보다 상호 상관에 의한 출력이 더 작아지므로 모든 칩이 동기화되어 있을 경우가 worst case라고 할 수 있다.

WDM 채널 간격을 충분히 넓게 잡고, 브래그 격자는 파장의 선택도에 있어서 어느 정도 이상적인 소자로 생각하면, 파장 λ 를 반사하도록 설계된 브래그 격자가 다른 파장 $\lambda' (i \neq j)$ 를 반사시킬 확률은 거의 없다고 봐도 무방하다. 또한, 새로 제안된 2차원 다파장 OCDMA 코드는 pseudo-random 수열을 기반으로 하고 있기 때문에, 펄스의 시간적 위치 역시 확률적으로 거의 일정하게 분포되어 있다. 사용자의 데이터도 서로 확률적으로 독립이므로 네트워크를 통과하는 펄스의 시간적 위치는 random하다고 할 수 있다. 이런 가정을 기초로 하여 오류 확률을 구하면 다음과 같다. 식의 유도 과정은 부록 2에 있다.

$$P[\text{오류} | M\text{명의 동시 사용자}] \leq \sum_{j=c}^{M-1} \binom{M-1}{j} \left(\frac{1}{2}\right)^M \cdot \prod_{i=0}^{c-1} \left(1 - \left(1 - \frac{1}{2}\right)^{j-i}\right) \quad (6)$$

그림 5와 그림 6은 부록에서 유도된 BER 식 (6)과 simulation 결과물 함께 나타낸 것이다. 8개, 12개의 WDM 채널을 사용했을 경우 BER의 변화물 동시 사용자의 수에 대해서 나타내었다. $T_b=NT_c$, $d=N$ 을 가정하였고, 코드의 길이(M)가 $31T_c$, $63T_c$, $127T_c$ 인 세 가지 경우에 대해서 각각의 사용자가 $2^8 \sim 2^9$ bits 정도의 데이터를 전송하여 BER을 측정하였다. 모든 그림에서 대부분의 모의 실험 결과가 유도된 BER의 upper bound를 넘지 않음을 확인할 수 있고, 할당된 WDM 채널의 수가 많아질수록, 코드의 길이가 길어질수록 오류 확률이 감소하는 경향을 확인할 수 있었다.

BER은 통신 시스템의 성능을 판별하는데 있어서

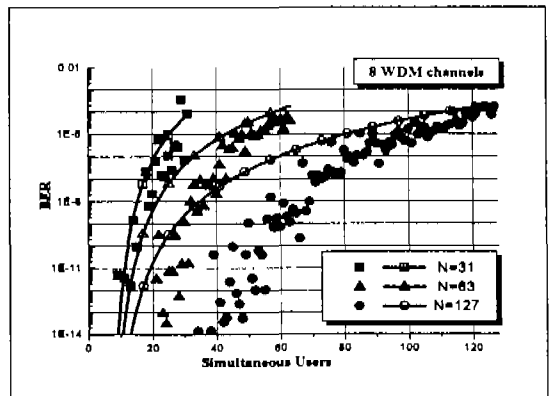


그림 5. 8 개의 WDM 채널을 사용했을 때의 BER

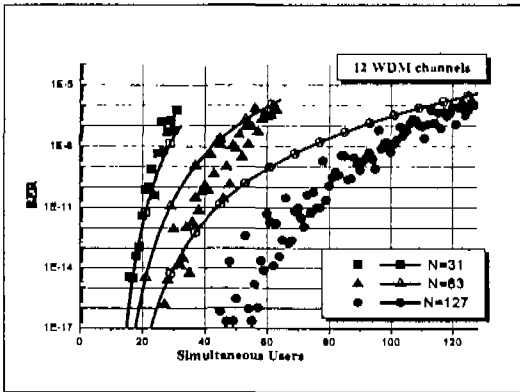


그림 6. 12 개의 WDM 채널을 사용했을 때의 BER

매우 중요한 요소이며, 이 값이 0에 가까울수록 성능이 좋은 코드이다. 최근에 발표된 코드인 GMWRSC는 본 논문에서 살펴 본 OCDMA 구성과 마찬가지로 '시간'과 '파장'에서 준 직교성을 갖춘 코드이다 [9]. 본 논문의 코드 구성에 의한 오류 확률은 식 (6)을 사용하였으며, GMWRSC의 비트 오류 확률은 '참고 문헌 [9]의 식 (30)'을 사용하였다. 편의를 위하여 '[9]의 식 (30)'을 다시 써보면 아래와 같다. 단, 식 (7)은 GMWRSC는 코드의 특성 상 WDM 채널의 개수가 소수 p 이고, 코드의 길이는 $p(p-1)$ 인 상황에서 구한 비트 오류 확률이다.

$$P_E = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{M-1} \binom{M-1}{i} \left(\frac{p-1}{2p}\right)^i \left(1 - \frac{p-1}{2p}\right)^{M-1-i} \quad (7)$$

그림 7은 $p=11$, $p=17$ 의 두 가지 경우에서의 두 코드의 BER을 보여준다. 이 조건에서 GMWRSC는 각각 11×110 , 17×272 의 행렬로 표현되는데, 동등한 비교를 위해서 새로 제안된 코드 역시 11개, 17개의 WDM 채널을 사용하고 코드의 길이 N 을 110, 272로 조정하였다. 그림 7에서 새로 제안된 코드쪽이 훨씬 좋은 성능을 가지고 있음을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 '파장'과 '시간' 영역에서 동시에 준 직교성을 가지는 2 차원 코드의 새로운 구성 방법을 제안하였다. 이런 다파장 OCDMA 전송 방식은 지원 가능한 동시 사용자의 수나 오류 확률 등의 여러 가지 측면에서 다른 OCDMA 방식에 비해

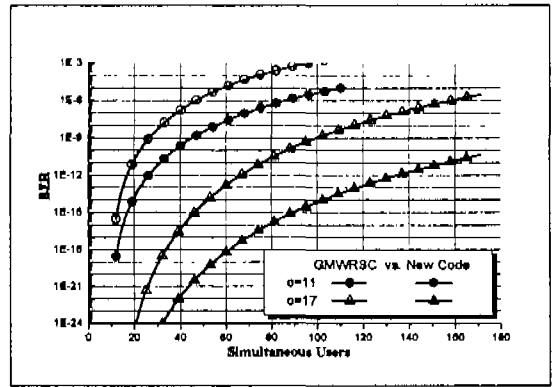


그림 7. 다른 코드와의 BER 비교

우수한 성능을 보인다. 특히, 이 방법은 브래그 격자를 이용하여 광 영역에서 코드를 만들고, 해독할 수 있기 때문에 전기적 신호 처리로 인한 병목 현상을 줄일 수 있다. 제안된 방법은 code family의 cardinality 등의 측면에서 기존의 방법과 대등한 성능을 보임에도 코드의 구성이 간단한 장점이 있으며, OCDMA 네트워크를 구성할 경우에는 매우 좋은 오류 확률을 얻을 수 있음을 시뮬레이션을 통하여 확인할 수 있었다.

부록 1

귀납법으로 증명할 수 있다. 만약 첫 번째 행의 weight가 2라고 하자. 즉, $M_a(0,i)$ 와 $M_a(0,j)$ (단, $i \neq j$)가 '1'이다. 단, 모든 덧셈과 뺄셈은 modulo-N이라고 생각한다.

$$\begin{aligned} R_A(M_a, \tau) &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} M_a(n, m) M_a(n, m + \tau) \\ &= \sum_{n=1}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} M_a(n, m) M_a(n, m + \tau) \\ &\quad + \sum_{m=0}^{N-1} M_a(0, m) M_a(0, m + \tau) \\ &= \sum_{n=1}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} M_a(n, m) M_a(n, m + \tau) \\ &\quad + 2\delta(\tau) + \delta(i + \tau - j) + \delta(j + \tau - i) \end{aligned}$$

τ 에 $j-i$ 를 대입하면,

$$R_A(M_a, j-i) = \sum_{n=1}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} M_a(n, m) M_a(n, m + \tau) + 1 \geq 1 > \lambda_a = 0$$

이는 자기 상관 조건 $\lambda_a=0$ 에 어긋나므로 첫 번째 행의 weight는 2 일 수 없다. *

마찬가지 방법으로 행렬 내의 다른 행의 weight 역시 2일 수는 없다. 이상의 논의는 한 행의 weight가 2 이상일 때도 마찬가지로 성립하므로, 2차원 코드 행렬에서 임의의 행의 weight는 2 이상이 될 수 없다. (증명 끝)

부록 2

U_0 의 수신기가 송신기로부터 심볼 '1'을 전송 받기 시작하는 시간을 0으로 잡으면 코드의 전송이 끝나는 시간은 dT_c 가 된다. 기준 시간을 T_c 로 정할 경우, 코드 M_0 은 시간 0부터 d 사이에 전송되는 펄스이다. 이 때, $L_{i,x}$ 를 U_i 의 코드 M_i 의 x 번째 파장(행렬에 있어서는 행)에서 펄스 '1'의 시간적 위치를 나타내는 확률 변수로 정의한다. $L_{i,x}$ 는 간섭사용자 U_i 의 x 번째 파장을 가진 펄스가 U_0 의 어떤 시간 슬롯에서 간섭을 일으키는지를 나타내는 확률 변수라고 할 수 있다. 예를 들어 U_i 의 코드 M_i 가 U_n 의 신호와 서로 간섭한다고 할 때, 만약 이 코드가 x 번째 WDM 채널에서 간섭했다면, $L_{i,x}=L_{n,x}$ 가 된다. 간섭사용자 코드 M_i 에 의한 U_n 의 복호기에 대한 상관은 $\sum_{x=1}^d h(L_{i,x}, L_{m,x})$ 가 되며, $\lambda_c=1$ 인 code family이므로 이 값은 1 또는 0이다. $L_{i,x}$ 는 i 와 x 에 관계없이 균등하게 분포되어 있으므로 $L_{i,x}$ 의 확률 분포는 식 (1)와 같이 주어진다. 계산상의 편의를 위해서 지금부터 나오는 식의 첨자는 모두 modulo-d로 생각한다.

$$P(L_{i,x}=m)=1/d \quad (m=1,2,\dots,d) \quad (1)$$

우선, j 명의 간섭사용자가 있는 상황을 생각한다. 여기에서 간섭사용자란 U_0 가 심볼 '0'을 전송하는 동안 심볼 '1'을 전송하려는 사용자들을 의미하며 U_0 에 있어서는 오류의 원인이 된다. 정의에 의해서 j 명의 간섭사용자는 모두 심볼 '1'을 전송하므로 일반성을 잃지 않고 j 개의 코드 M_1, M_2, \dots, M_j 가 M_0 와 함께 전송된다고 할 수 있다. 오류가 발생하기 위해서는 적어도 c 명의 간섭사용자가 U_0 의 복호기에서 서로 다른 c 개의 WDM 채널에서 간섭을 일으켜야 하므로 $c \leq j \leq M-1$ 가 성립해야 한다. 간섭사용자가 아무리 많아도 특정 WDM 채널에서 간섭이 집중된다면 오류는 발생하지 않을 것이다. 지금부터는 다중 사용자에 의한 간섭이 모든 '파장'과 '시간' 상에서 균등하게 일어난다는 가정 하에서 오류 확

률에 대한 공식을 유도할 것이다. 첫 번째 WDM 채널에서 적어도 한 간섭사용자가 간섭할 확률은 모든 코드가 간섭하지 않는 사건의 여 사건이다. 사용자들이 서로 독립이라는 사실과 식 (1)을 사용하면 식 (2)를 얻을 수 있다.

$$P^c[\text{파장 1에서 펄스가 반사되어 나옴}] = P\{[(L_{0,1}=L_{1,1}) \cup (L_{0,1}=L_{2,1}) \dots \cup (L_{0,1}=L_{j,1})]^c\} = P\{[(L_{0,1} \neq L_{1,1}) \cap (L_{0,1} \neq L_{2,1}) \dots \cap (L_{0,1} \neq L_{j,1})]\} = P\{[(L_{0,1} \neq L_{1,1})] \cdot P\{[(L_{0,1} \neq L_{2,1})] \dots P\{[(L_{0,1} \neq L_{j,1})]\} = (P\{[(L_{0,1} \neq L_{1,1})]\})^j = (1 - P\{[(L_{0,1}=L_{1,1})]\})^j = (1 - 1/d)^j$$

$$P[\text{파장 1에서 펄스가 반사되어 나옴}] = P[(L_{0,1}=L_{1,1}) \cup (L_{0,1}=L_{2,1}) \dots \cup (L_{0,1}=L_{j,1})] = 1 - P^c[\text{파장 1에서 펄스가 반사되어 나옴}] = 1 - (1 - 1/d)^j \quad (2)$$

전체 j 명의 간섭사용자 중에서 적어도 한 명의 간섭사용자는 첫 번째 WDM 채널에서 U_0 의 신호 위치와 중복되었고, 상호 상관의 최대 값인 λ_c 가 1이므로 한 WDM 채널에서 M_0 와 겹친 코드는 다른 WDM 채널에서 또 다시 M_0 와 겹칠 수 없다. 결국 두 번째 WDM 채널에서는 많아야 나머지 $j-1$ 명의 간섭사용자만이 남아있기 때문에 식 (2)를 유도한 것과 같은 방법으로 식 (3)을 얻는다. 즉, 두 번째 WDM 채널에서 적어도 한 개의 코드가 간섭할 확률은

$$1 - (1 - 1/d)^{j-1} \quad (3)$$

이와 같은 방법을 모든 WDM 채널에 적용하면, 총 j 명의 간섭자가 있을 때의 오류 확률은 다음과 같다.

$$P[\text{오류} | j\text{명의 간섭사용자}] \leq \frac{1}{2} \prod_{i=0}^{j-1} \left(1 - \left(1 - \frac{1}{d}\right)^{j-i}\right) \quad (j \geq c \text{일 경우}) \quad (4)$$

맨 앞의 $\frac{1}{2}$ 은 U_0 가 심볼 '0'을 전송할 경우에만 오류가 발생하므로 이를 고려해 준 것이다. 식 (4)는 각 사용자의 chip이 동기화된 경우를 가정한 것이고, 적어도 한 개의 코드가 간섭하는 경우들의 곱 사전을 계산한 것이므로, j 명의 간섭자가 있는 경우 BER의 upper bound가 된다. 우리가 고려하는 동시 사용자의 수가 M 인 상황에서는 모든 사용자가 독립적으로 $\frac{1}{2}$ 의 확률로 심볼 '0' 또는 '1'을 전송하므로 간섭사용자의 수는 이항 분포를 따른다.

$$P[j\text{명의 간섭사용자} \mid M\text{명의 동시 사용자}] = \binom{M-1}{j} \left(\frac{1}{2}\right)^j \left(\frac{1}{2}\right)^{M-1-j} \quad (5)$$

최종적으로 식 (4)와 (5)를 연립하여 전체적인 BER을 얻는다.

$$P[\text{오류} \mid M\text{명의 동시 사용자}] = \sum_{j=0}^{M-1} P[\text{오류} \mid j\text{명의 간섭사용자}] \cdot P[j\text{명의 간섭 사용자} \mid M\text{명의 동시 사용자}] \leq \sum_{j=0}^{M-1} \binom{M-1}{j} \left(\frac{1}{2}\right)^M \cdot \prod_{i=0}^{c-1} \left(1 - \left(1 - \frac{1}{d}\right)^{j-i}\right) \quad (6)$$

참고 문헌

[1] P. R. Pruncal, M. A. Santoro, and T. R. Fan, "Spread spectrum fiber-optic local area network using optical processing," *J.Lightwave Technol.*, vol. 4, pp.547-554, 5, 1986.

[2] J.G.Zhang, "High-speed optical networks using code-division multiple-access for future real-time computer communications," *IEICE Trans.Com.*, vol.E79-B, pp.923-930, 7, 1996.

[3] J. A. Salehi, "Code division multiple-access techniques in optical fiber networks - Part I : Fundamental principles," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 37, pp.824-833, 8, 1989.

[4] J. A. Salehi, et al, "Code division multiple-access techniques in optical fiber networks-Part II:Systems performance analysis," *IEEE Trans.Commun.*, vol.37, pp.834-842, 8, 1989.

[5] F. R. K. Chung, J. A. Salehi, and V. K. Wei, "Optical orthogonal codes: Design, analysis, and applications," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 35, pp.595-604, 5, 1989.

[6] E. Park, A. J. Mendez, and E. Garmire, "Temporal/spatial optical CDMA networks-design, demonstration, and comparison with temporal networks," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 4, pp.1160-1162, 10, 1992.

[7] E. S. Shivaleela, et al, "Design of a new family of two-dimensional codes for fiber-optic CDMA networks," *J.Lightwave Technol.*, vol. 16, no.4, pp.501-508, 4, 1998.

[8] L. Tancevski and I. Andonovic, "Wavelength hopping/time spreading code division multiple access systems," *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 17, pp.1388-1390, 1994.

[9] G. C. Yang, and W. C. Kwong, "Performance comparison of multiwavelength CDMA and WDMA+CDMA for fiber-optic networks," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, no. 11, pp.1426-1433, 11, 1997.

[10] G. C. Yang, and T. E. Fuja, "Optical orthogonal codes with unequal auto- and cross-correlation constraints," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 41, no. 1, pp.96-106, 1, 1995.

[11] R. L. Pickholtz, D. L. Schilling, and L. B. Milstein, "Theory of spread-spectrum communications-A tutorial," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 30, pp.855-884, 5, 1982.

[12] A. Lempel and H. Greenberger, "Families of sequences with optimal Hamming correlation properties," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 20, no. 1, pp.90-94, 1, 1974.

[13] K. P. Jackson, et al, "Optical fiber delay line signal processing," *IEEE Trans. Microwave Theory Technol.*, vol. 33, pp.193-210, 3, 1983.

[14] M. Azizoglu, J. A. Salehi, and Y. Li, "Optical CDMA via temporal codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 40, no. 7, pp.1162-1170, 7, 1992.

[15] F. J. Macwilliams and N. J. A. Sloane, "Pseudo-random sequences and arrays," *Proc. IEEE*, vol. 64, no. 12, pp.1715-1730, 12, 1976.

[16] W. C. Kwong, P. A. Perrier and P. R. Pruncal, "Performance comparison of asynchronous and synchronous code-division multiple-access techniques for fiber-optic local area network," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 39, no. 11, pp.1625-1634, 11, 1991.

유 경 식(Kyoungsik Yu) 정회원
1999년 서울대학교 전기공학부(공학사)
1999년~현재: 스탠포드대 전기공학부 석사과정
<주관심 분야> optical MEMS, smart display coding, communication

박 남 규(Namkyoo Park) 정회원
현재: 서울대학교 전기공학부 교수