

2차원 OCDMA 수신기에서 비트 잡음에 대한 Optical Hard-Limiter의 성능 분석

준회원 김정중*, 정회원 이인성**

Performance Analysis of Optical Hard-Limiter for The Beat Noise in 2-Dimensional OCDMA Receivers

Jeongjoong Kim* *Associator Member*, Insung Lee** *Regular Member*

요 약

과장시간 2차원 광 코드 분할 다중화 방식 (OCDMA)에 대한 시스템의 성능은 신호와 다중 사용자 간섭 사이에 비트 잡음이 일어나는 것에 의해 제한된다. 본 논문에서는 OCDMA 시스템에서 비트 잡음에 대한 영향을 분석한 것으로써 비트 잡음이 있을 때와 비트 잡음 없을 때의 OCDMA 성능을 분석하였으며 이를 극복하기 위한 방법으로 OHL (Optical Hard-Limiter)를 수신단에 포함하는 방법을 제안하고 이 때의 성능평가를 수행하였다. 성능 평가를 위해 사용되는 코드는 대칭적이고 비대칭적인 *prime-hop* 2차원 코드를 사용하였다. 분석결과 코드가 대칭인 경우 성능은 비트잡음이 있을 때 OHL이 있는 경우와 제안한 OHL을 사용한 경우 약 3.5배의 성능 향상을 보이며 비트 잡음이 없는 경우 OHL이 없는 경우와 제안한 OHL이 있는 경우 1.5배의 성능 향상을 확인 할 수 있었다.

Key Word : OCDMA, *prime-hop* code, multi-channel interference, Optical hard-limiter, beat noise.

ABSTRACT

The system performance of 2-Dimensional wavelength hopping/time spreading optical CDMA systems is found to be limited by the occurrence of the beat noise between the components of the signal and the multiple user interference. This paper shows that the performance is analyzed under the beat noise and no beat noise to know impact of the beat noise. To overcome this problem, the OHL(Optical Hard-Limiter) is used in the receiver. The performance is calculated for a optical CDMA system employing asymmetric and symmetric *prime-hop* 2-Dimensional codes, respectively. The analysis results show that the performance improved 3.5 times of simultaneous users of before and after inserting OHL in the case of no beat noise. In the case of beat noise the performance improved 1.5 times of simultaneous users of before and after inserting OHL. The performance made use of symmetric *prime-hop* code.

I. 서 론

컴퓨터 통신은 점차로 고속화되어 왔으며 멀티미디어 기반의 동영상이나 자료를 전송하기 위해서는 기가비트 정도의 전송 용량이 요구된다. 이러한 높

은 전송 용량을 지원하는 초고속 LAN (Local Area Network)의 중간접속프로토콜(Medium Access Protocol)의 선택에 있어서 OCDMA (Optical Code Division Multiple Access)가 적절한 대안이 되고 있다[4][6]. 정보의 전송과 처리가 고속으로 이루어

*충북대학교 전기전자공학부 전파공학과 통신신호처리연구소(kjifa@hanmail.net)

** 충북대학교 전기전자컴퓨터공학부(inslee@chungbuk.ac.kr), 컴퓨터 정보통신연구소

논문번호 : 030470-1027, 접수일자 : 2003년 월 일

**본 연구는 한국과학재단 특정목적연구과제지원으로 수행되어짐.(R-2000-00249-0)

지기 위해서는 복잡한 접속처리나 데이터의 지연이 없어야 한다. 데이터의 전송 지연은 네트워크 입장에서 병목으로 작용하여 전체시스템 성능 저하로 이어진다. 하지만 OCDMA는 각각의 사용자에게 고유 코드를 부여하여 자료의 병렬 전송이 가능하므로 여러 명의 사용자가 동시에 사용하는 기술이다. 또한 많은 동시 가입자 수, 뛰어난 보안성 그리고 네트워크 전체를 동기 시킬 필요가 없으므로 구성이 단순해지는 장점을 가지고 있다. 이러한 OCDMA시스템의 전체적인 특성적 성능은 각각의 사용자에게 할당되는 코드에 의해서 좌우되기 때문에 이것에 대한 많은 연구가 진행되고 있다. 그중에서 시간 영역과 파장 영역을 이용한 2차원 코드는 파장 분할 다중 방식(Wavelength Division Multiplex) 기술을 더한 것으로써 코드가 급격히 늘어나는 것을 줄일 수 있고 가입자 수의 월등한 차이, 성능의 우월성을 보여준다[3][6]. 하지만 OCDMA에 대한 2차원 파장시간에 대한 시스템의 성능은 신호와 다중 사용자 간섭 사이에서 비트 잡음의 발생으로 인해 시스템이 제한됨을 알 수 있다. 시스템을 향상시키기 위한 대표적인 방법은 수신단에 OHL을 포함하는 것이다. OHL은 OSL(Optical Soft Limiter)보다 시스템이 간단하고 비용이 싸며 채널간섭을 보다 효과적으로 막을 수 있고 0과 1만을 구별하면 되므로 본 논문에서는 OHL에 대한 성능분석만을 언급하였다[9].

따라서 본 논문에서는 *prime-hop* 코드를 사용하여 전송될 때 생기는 비트 잡음에 대한 영향을 분석하며 이것을 개선하기 위한 방법으로 OHL (Optical Hard-Limiter)을 제안 하며 이것에 대한 식을 새로이 유도하여 성능 평가를 하였다. 이를 위해서 각각의 시스템은 시간 위치와 펄스 파장을 선택하기 위한 가변레이저광원 (Tuneable Laser Sources)과 가변광섬유지연선(Tuneable Fiber Delay-lines)을 사용하며 다파장 OCDMA 네트워크에서 모든 사용자는 진폭 변조 방식인 OOK(On-Off Keying) 방식을 사용한다. 복호화기는 정합지연필터(Matched Filter Delay)와 광학적 필터에 대응하는 수동적인 네트워크를 사용한다. 광 검출기에서 신호는 다중사용자 간섭에 의한 자기상관 펄스가 더해지는 형태로 중첩이 일어나며 제곱법칙검출(Square Law Detection) 때문에 같은 파장의 펄스사이에서 주어진 비트잡음(Beat Noise) 발생은 비트 되어 진다. 비트 잡음은 채널과 채널사이에 일어나는 누화(Cross-talk)때문에 발생된다. 본 논문은 이것을 개선하기 위한 방법으

로 OHL를 사용하여 성능을 평가 하였다.

본 논문에서 시간/파장의 2차원 코드를 사용한 OCDMA 시스템에서 일어나는 비트잡음에 대한 성능분석을 수행하며 제안한 OHL 부가시의 새로운 식을 유도하며 그 것에 대한 성능을 분석한다. 비트잡음 발생시의 성능과 OHL 사용 시의 성능을 각각에 대한 시스템의 잡음에 대한 확률 비를 이용해서 비트 잡음 비율을 구한다.

본 논문의 II장에서는 OCDMA에서 2차원 코드의 구성 및 분석을 알아보고, III장에서는 OCDMA에서 비트 잡음과 본 논문에서 제안한 OHL에 대한 식을 새로이 유도하고 이것을 이용한 비트 오류율의 성능을 평가해 보았다. 마지막으로 IV장은 본 논문의 내용을 요약하고 결론을 맺었다.

II. 2차원 코드에 대한 구성 및 분석

2.1 2차원 코드의 구조 및 시스템 구조

OCDMA의 2차원 코드인 *prime-hop* 코드는 시간 영역에서 Spreading 하고 파장영역에서는 Hopping 하는 방식이다. 시간영역에서는 코드배열의 길이가 p_s 인 p_s 의 블록으로 나뉘어 지며 각각의 블록은 선형합동연산자에 의해 하나의 펄스 크기를 포함한다. p_s 는 소수이며 코드 길이는 p_s^2 이고 p_s 은 펄스이다. 파장영역에서도 선형 합동 연산자를 기본으로 하며 이것에 대한 표현은 p_h 로 한다. 또한 p_h 역시 소수이고 파장수를 나타내며 $p_h \geq p_s$ 을 만족해야한다[1][4]. 코드 계열(family)은 코드 길이 p_s^2 에 대해 $p_s(p_h - 1)$ 을 갖으며 각각의 코드는 Hamming Weigh p_s 을 갖는다. 이러한 성질을 이용한 2차원 비대칭, 대칭 *prime-hop* 코드를 이용해서 레이저 광원 파 변조 깊이를 제한하고 진폭변조 방식인 OOK (On-Off Keying)를 사용하며 NRZ (Non Return-to-Zero) 형태를 가진다. 사용회망자의 코드배열에서 일어나는 파장은 λ_1 에서 λ_{p_s} 으로 표시된다. 각각의 비트(bit)는 사용회망자의 코드와 미리 결정된 임계 값의 출력과 비교하여 수신된 신호 관계에 의해 검출되어 진다. 그림 1은 시스템의 복호화기를 나타내며 본 논문에서 2차원 코드의 성능을 향상시키기 위한 방법으로 제안한 OHL을 첨가하였다[2].

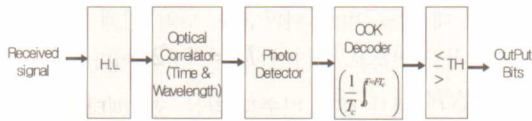


그림 1. 2차원 OCDMA 시스템의 수신단.

2.2 2차원 코드의 특성

본 논문은 OCDMA의 2차원 *prime-hop* 코드를 사용하여 비트 잡음을 줄이기 위한 OHL 성능의 분석이다. 2차원 코드 행렬은 다음 식(1),(2)을 만족한다. (1)식은 자기상관, (2)식은 서로 상관을 나타내며 여기서 자기 상관은 '0'(Side-lobe), 서로 상관은 적어도 '1' (Optical Orthogonality)이다. M 은 2차원코드 계열를, M_i 는 코드 계열 M 중의 한 부호워드(Codeword)를 의미한다. 즉 $M_i \in M$ 의 관계이다. 부호워드 M_i 는 2차원인 행렬의 형태로 표시되며 이것의 행은 파장을 의미하고 열은 시간슬롯을 의미한다. 또한 행렬의 모든 원소는 '0' 또는 '1'로 이루어져 있으며 $M_i(n, m), M_j(n, m) \in 0, 1$ 으로 표현되며 \oplus 은 '모듈로(modulo)-N 덧셈'을 의미한다[4][5][8].

$$R_A(M_p, \tau) = \sum_{n=0}^{p_s} \sum_{m=0}^{p_s^2-1} M_i(n, m) \cdot M_i(n, m \oplus \tau) \leq \lambda_a$$

$$, \tau = 1, 2, \dots, p_s^2 - 1 \quad (1)$$

$$R_C(M_p, M_j, \tau) = \sum_{n=0}^{p_s} \sum_{m=0}^{p_s^2-1} M_i(n, m) \cdot M_j(n, m \oplus \tau) \leq \lambda_c$$

$$, \tau \neq 1, 2, \dots, p_s^2 - 1 \quad (2)$$

광 네트워크는 단극(unipolar)적인 특성을 가지고 있기 때문에 여기에 사용되는 CDMA 코드는 RF 환경에서의 CDMA 코드와 같은 음수의 상관 조건을 가질 수는 없다. 2차원적으로 구성된 OCDMA 코드에서 한 파장에 한 개의 펄스만을 할당 함으로써 자기 상관 λ_a 를 0으로 만드는 것이 가능하므로 시간 혹은 파장 중 하나만을 이용하여 코드를 구성하는 1차원적인 방법보다 여러 가지로 유리하다. 이러한 특징을 이용하여 본 논문에서는 2차원 코드인 *prime-hop* 코드를 사용한다.

2.3 광학적 누화간섭 신호 비율

수신단에서는 사용희망자의 코드와 결합되는 광

학적 필터에 대응하는 수동적인 네트워크를 사용한다. 이 때 광 검출기에서 신호는 다중 사용자 간섭에 의한 자기상관 펄스가 더해지는 형태로 중첩되며 제곱법칙검출에 의해서 같은 파장의 펄스 상에서 주어지는 비트 잡음 발생은 비트 되므로써 누화 잡음이 발생된다. 그림 2의 왼쪽과 같이 임계 값 펄스에 대한 시간동안 모든 p_s 파장(파장 당 한개)에 대해 뚜렷하다(데이터 신호). 또한 다른 사용자의 펄스에 대한 누화 신호는 그림 2의 오른쪽과 같이 분포된다[1]. 이때 k_i 는 랜덤 변수이고 이것의 간섭자 수는 $0 \leq k_i \leq k$ 이다. λ_i 에 대한 각각의 파장에 대한

간섭은 접속자 수, 즉 $\sum_{i=1}^{p_s} k_i = k$ 만큼의 간섭을 갖는다. 이것은 모든 누화 펄스에 대한 수이다.

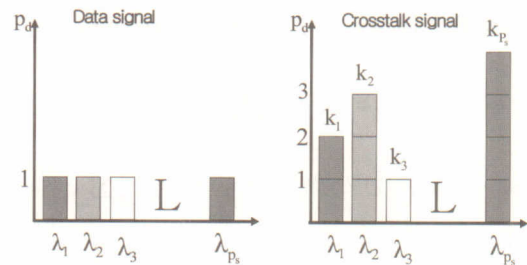


그림 2. 자기상관 피크의 의뢰에 따라 데이터와 누화 신호에 대한 주파수 합성.

그러므로 광학적인 장(field)에서 자기상관에 대한 출력 값을 구한다면 식(3)과 같이 구할 수 있다 [1][3].식(3)은 크게 데이터신호와 누적신호형태 각각 두 부분으로 나눈다. $P^d(t), P^c(t)$ 은 동시에 일어나는 광학적 전력이고 이때 'd'은 데이터 신호를 의미하며 'c'누화 신호를 의미한다.

$$E(t) \propto \sum_{i=0}^{p_s} \sqrt{P^d(t)} \exp(j(w_i^d(t) + \Phi_i^d(t)))$$

$$+ \sum_{i=0}^{p_s} \sum_{j=0}^{k_i} \sqrt{P^c(t)} \cdot \exp(j(w_{ij}^c(t - \tau_{ij}) + \Phi_i^c(t - \tau_{ij})))$$

$$(3)$$

식(3)에서 w_i^d 는 λ_i 에 대응하는 데이터 펄스에 대

한 광학적 주파수, w_{ij}^c 는 j 번째 사용자로부터 λ_i 의 누화에 대한 주파수, Φ_i^d, Φ_{ij}^c 은 레이저의 위상잡음 그리고 τ_{ij} 은 데이터 펄스 λ_i 와 j 번째 사용자의 λ_i 로부터 누화 펄스에 대한 지연 값이다.

주파수가 $w_i^d = w_{ij}^c = w_i$ 라고 가정한다면 광학적 전류는 제곱법칙검출에 의해서 식(4)로 주어진다. 광 주파수 사이는 광 검출기의 대역 넓이 B 보다 커야만 하며 모든 j 와 모든 $i \neq l, (w_i^d - w_l^d) / 2\pi \gg B$ 이며 식(1)의 제곱에서 모든 cross-term은 검출된 신호에 대한 필터 결과값으로 가정한다. 식(4)에서 R 은 광다이오드에 응답하는 값으로 '1'로 가정한다. 식(4)에서 비트 되는 형태는 통계적으로 독립적이다. 식(4)의 첫번째 항은 데이터 신호, 두 번째 항은 누적형태, 세번째 항은 데이터 신호와 누적형태에서 비트 되는 형태이며 마지막 항은 누적형태와 누적형태의 비트 되는 형태를 의미한다.

$$i/R \propto p_s P^d(t) + k P^c(t) + \sum_{i=1}^{p_s} \sum_{j=1}^{p_s} \sqrt{P^c(t)} \sqrt{P^d(t)} \cdot \cos(\Phi_{ij}^c(t - \tau_{ij}) - \Phi_i^d(t) - w_i \tau_{ij}) + 2 \sum_{i=0}^{p_s} \sum_{j=0}^{k-1} \sum_{l=0}^k \sqrt{P^c(t)} \sqrt{P^c(t)} \cdot \cos(\Phi_j^c(t - \tau_{ij}) - \Phi_l^c(t - \tau_{il}) - w_i \tau_{ij} + w_l \tau_{il}) \quad (4)$$

따라서 비트 되는 형태에 대한 분산은 확률 밀도 함수를 이용해서 얻을 수 있고 위상은 $[-\pi, \pi]$ 인 범위에서 랜덤 변수가 균일한 분포를 갖는다. 이것을 자기 상관 돌출을 대신한 비트(bit) 검출을 위해서 전기적인 신호 대 잡음비로 나타내면 다음과 같은 값으로 나타낸다[1][6].

$$SNR_1 = \frac{(p_s P^d + k P^c - p_s P^d D)^2}{2k P^d P^c + 2 P^c P^c \sum_{i=1}^{p_s} \binom{k_i}{2}}$$

$$SNR_0 = \frac{(p_s P^d D - k P^c)^2}{2 P^c P^c \sum_{i=1}^{p_s} \binom{k_i}{2}} \quad (5)$$

위의 식(5)에서 $p_s P^d D$ 은 임계 값의 단계 이고 SNR_1, SNR_0 은 정보의 값이 '1'과 '0'값을 갖는

신호 대 잡음 비로 나타난다. 만약 임계 값을 신호 크기의 절반으로 한다면 $D = 1/2$ 이다.

SNR 에서 랜덤 변수를 갖는 분포벡터 k_i 에 대해 살펴본다면 광 검출기에서 검출되는 k 가 주어지고 그것에 대한 k_i 에 의해서 λ_i 가 분포한다. 이것에 분포벡터 k_1, k_2, \dots, k_{p_s} 에 대한 확률은 $P_i = 1/p_s$ 과 같은 다중 분포를 따르는 형태이다. 또한 모든 가능한 간섭 대 간섭 형태에 대한 평균수는 식(6)으로 나타낸다. 여기서 $R(k_i)!$ 은 벡터 k 에서 원소 k_i 이 반복되는 수를 나타낸다. 식(6)은 k 개의 순서를 생각하지 않고 2개를 선택하고 거기서 파장의 개수로 나눈 것과 같은 것이다. 이것은 식(22)에도 비슷하게 설명된다[1].

$$\sum_{i=0}^{p_s} \binom{k_i}{2} = \sum_i \frac{p_s!}{\prod l} R(k_i)! \cdot \frac{k!}{p_s^k \prod l=1} p_s(k_l)! \sum_{i=0}^{p_s} \binom{k_i}{2} = \frac{1}{p_s} \binom{k}{2} \quad (6)$$

오차에 대한 확률을 계산하기 위해서 가우스 분포와 잡음에 대한 중심극한정리를 사용하여 확률밀도 함수를 유도한다. 자기 상관 돌출에 의해서 광 검출기에 떨어진 간섭에 대한 펄스 수 k 값은 알지 못한다. k 는 코드 구성에 따라 의존 되어지며 코드 특징은 대칭적인 시스템에선 단순하지만 비대칭적인 시스템에서는 식(7)와 같이 까다롭다. 비대칭적인 prime-hop 배열에 대한 평균 파장수는 다음 식(7)와 같이 표현 된다[4][5].

$$\mu_\lambda = \frac{1}{\binom{p_h}{p_s}} \left\{ \binom{p_h-1}{p_s-1} \frac{(p_s-1)(p_s-2) + (p_h-2)}{p_h-2} + \binom{p_h-1}{p_s} \frac{p_s(p_s-1)}{p_h-2} \right\} \quad (7)$$

하지만 대칭적인 prime-hop 배열일 때 $p_h = p_s$ 이고 이때의 파장에 대한 평균수는 p_s 으로 한다.

2.4. OOK에서의 조건 확률 분포

그림 1의 블록 단에서 디코더의 출력 값에 대한

표현은 식(8)과 같다. 식(8)은 확률밀도함수를 이용하며 데이터 '1'을 보낼 때를 가정한다.

$$Z_1 = \frac{1}{T_c} \int_0^T (r(t) \cdot c_1(t)) dt = b_0^1 K + I_1,$$

$$I_1 = \sum_{n=2}^N I_n^{1'} \quad (8)$$

Z_1 은 가우스 랜덤 변수, T_c 는 칩간의 시간, N 은 동시 사용자 수, T 는 코드 심볼 시간, $r(t)$ 은 받아들여지는 신호, $c_1(t)$ 은 서명(signature)신호이며 I_1 은 모든 간섭을 더한 것이다. $I_n^{1'}$ 은 첫 번째 수신 단에서 n 번째 사용자의 신호에 대한 영향을 표시한다. b_0^1 은 첫 번째 사용자에 대한 0번째 데이터를 의미하며 K 는 가중치이다. 여기서 Z_1 이 임계값보다 크거나 작은 값을 갖는지를 판단하게 된다.

본 논문에서 유도하려고 하는 비트잡음에 대한 영향을 구하기 위해서는 우선 적으로 조건확률 분포에 대한 식(9)함수를 유도해야 한다. 즉 I_1 은 모든 간섭에 대한 합이고 주어지고 첫 번째 사용자의 비트(bit)전송이 "1"일 때 조건확률분포 함수인 식(9)와 같이 표현된다.

$$p_{Z_1}(Z | I_1, 1) = \frac{1}{\sqrt{2p\sigma_{b_1}^2}} e^{-(Z-\mu_{b_1})^2/2\sigma_{b_1}^2} \quad (9)$$

평균값은 μ_{b_1} 이고 분산 값은 $\sigma_{b_1}^2$ 이다. 식 (5)의 식을 이용하면 식(10)과 식(11)과 같이 정의된다.

$$\mu_{b_1} = p_s P^d + kP^c \quad (10)$$

$$\sigma_{b_1}^2 = 2kP^c P^d + 2P^c P^c \left(\frac{k}{2}\right) \frac{1}{p_s} \quad (11)$$

마찬가지로 I_1 이 주어지고 비트(bit)전송이 "0"일 때 조건 확률 분포 함수는 식(12)와 같고

$$p_{Z_1}(Z | I_1, 0) = \frac{1}{\sqrt{2p\sigma_{b_0}^2}} e^{-(Z-\mu_{b_0})^2/2\sigma_{b_0}^2} \quad (12)$$

각각의 평균값과 분산 값은 식(13)과 식(14)를 유도할 수 있다.

$$\mu_{b_0} = kP^c \quad (13)$$

$$\sigma_{b_0}^2 = 2P^c P^d \left(\frac{k}{2}\right) \frac{1}{p_s} \quad (14)$$

III. 비트잡음에 따른 OHL의 성능 및 결과

본 논문에서 제안한 비트잡음의 첨가 전/후에 따른 OHL이 있을 때와 없을 때 성능분석을 하여 이것에 대한 영향을 구하고자 한다. 이를 위한 새로운 식을 유도하기 위한 전체적인 조건 두 가지를 만족해야 한다. 첫 번째는 $K-1$ 이 "1"을 보낼 가능성에 대한 사용자 i 에 대한 조건이며 두 번째는 i 중에 하나인 j 펄스가 자기 상관 돌출에 파장 형태의 자기상관기의 출력에 대한 응답신호를 보내서 맡겨지는 조건이다. 이 때의 이진분포 확률은 μ_j/p_s^2 이다.

3.1 비트잡음에 따른 OHL의 성능분석

본 논문에서 제안한 OHL에 대한 이상적인 특성은 다음과 같은 식(15)으로 표현 한다.

$$g(x) = \begin{cases} v_f & x \geq T_h = p_s P^d D \\ 0, & 0 \leq x \leq T_h = p_s P^d D \end{cases} \quad (15)$$

즉 v_f 은 신호의 강도에 의존하며 $p_s P^d D$ 은 OHL에 대한 임계 단계이다. 신호의 강도 v_f 가 임계 단계에 해당되지 않으면 그 값을 인식 하지 않으므로 다른 사용자에게 간섭 펄스에 의한 채널 간섭을 줄일 수 있다. 본 논문에서 이 점을 착안해서 기존의 비트잡음에 대한 영향을 구해보고 OHL가 첨가 되었을 때의 식을 유도 하여 비트잡음에 대한 영향을 얼마나 효율 적으로 줄일 수 있는 지를 알아본다.

기존에 알고 있는 비트 잡음만이 존재 할 때의 식을 우선 유도 한다. 기본적인 비트잡음확률 밀도 함수 I_1 은 식(16)과 같으며 $\delta(x)$ 은 디락(Dirac)함

수를 표현한다[1][6].

$$\begin{aligned}
 pI_1 &= \frac{1}{2} \sum_{i=\theta}^{K-1} P_{b\{\text{다른 사용자 } i \text{에 } 1 \text{을 보냄}\}} \\
 &\quad \cdot P_{b\{1-i \mid \text{다른 사용자 } i \text{에 } 1 \text{을 보냄}\}} \\
 &= \sum_{i=\theta}^{K-1} \binom{K-1}{i} 2^{-(K-1)} \cdot \sum_{j=1}^i \binom{i}{j} \left(\frac{\mu_\lambda}{p_s^2}\right)^i \\
 &\quad \cdot \left(1 - \frac{\mu_\lambda}{p_s^2}\right)^i \cdot \delta(I_1 - 1)
 \end{aligned} \tag{16}$$

식(16)식에 Q-함수를 사용하고 SNR_1, SNR_0 을 사용하면 식(17)과 같이 표현된다.

$$p_e = \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=0}^{K-1} pI_1(i) Q(SNR_0 + SNR_1) \tag{17}$$

$$\begin{aligned}
 p_e &= \sum_{i=1}^{K-1} \binom{K-1}{i} 2^{-(K-1)} \cdot \sum_{j=1}^i \binom{i}{j} \left(\frac{\mu_\lambda}{p_s^2}\right)^i \\
 &\quad \cdot \left(1 - \frac{\mu_\lambda}{p_s^2}\right)^i \cdot \frac{1}{2} \left\{ Q\left(\frac{p_s P^d D - j P^c}{\sqrt{2 P^c P^d} \binom{i}{j} \frac{1}{p_s}}\right) \right. \\
 &\quad \left. + Q\left(\frac{p_s P^d D + j P^c - p_s P^d D}{\sqrt{2 j P^c P^d + 2 P^c P^d} \binom{i}{j} \frac{1}{p_s}}\right) \right\}
 \end{aligned} \tag{18}$$

where, $Q(x) = \frac{1}{2\pi} \int_x^\infty \exp(-y^2/2) dy$

결국 식(18)은 비트잡음이 있을 때 식(17) 을 적용

해서 얻어낸다. 각각의 Q-함수는 SNR_1, SNR_0 일 때를 나타낸다. 비트 잡음이 없는 경우도 마찬가지로 식(17)을 이용한다. 모든 잡음은 주어지는 무한대의 SNR 에 의해 무시되어진다. 따라서 Q-함수는 “+”일 때 0에 기여되어지고 “-” 일 때 1을 갖는다. ‘1’인 경우 $T_h = p_s P^d D$ 보다는 j 가 커야 된다. 비트잡음이 없는 전송잡음은 식(19)와 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}
 p_e &= \sum_{i=\theta}^{K-1} \binom{K-1}{i} 2^{-(K-1)} \\
 &\quad \cdot \sum_{j=1}^i \binom{i}{j} \left(\frac{\mu_\lambda}{p_s^2}\right)^i \cdot \left(1 - \frac{\mu_\lambda}{p_s^2}\right)^i
 \end{aligned} \tag{19}$$

식(18)과 식(19)은 비트잡음이 있을 때와 비트잡음이 없을 때를 각각 표현한 것이며[1][6] 이것을 이용해서 OHL 첨가 했을 때 식을 얻는다.

본 논문에서 제안한 비트잡음의 첨가 전/후에 대한 OHL에 대한 성능 평가를 위해 식(18)(19)을 이용해서 새로이 유도한다.

우선 간섭에 의한 성능은 OHL를 사용하지 않은 경우 희망사용자에 대한 I 번째 mark(one)을 k_i 으로 하면 바라지 않는 사용자의 신호 $N-1$ 은 다음과 같은 간섭 형태로 진다.

$$\mathbf{k} \equiv (k_1, k_2, \dots, k_p)$$

$$|\mathbf{k}| = k \text{ 에서 영이 아닌 인수}$$

정규화된 간섭 상태의 패턴인 ξ 은

$$\begin{aligned}
 \xi &\equiv \{\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_k\} \\
 \xi_i &= \begin{cases} 1, & \text{if } k_i \neq 0 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{20}$$

의 값을 나타낸다. 또한 다음과 같은 식(21)도 알아 두어야 한다.

$$\sum_{i=1}^{K_1} \xi_i = |\mathbf{k}| \quad (21)$$

간섭 상태 패턴이 \mathbf{k} 일 때 $|\mathbf{k}|$ 은 "0"이 아니며 $|\mathbf{k}|=0, \dots, \min(p_s, I)$ 을 만족한다. 또한 이것은 OHL이 있을 때도 마찬가지다. 모든 사용자에 대한 간섭 대 간섭에 대한 확률 식은 식(22)와 같이 주어진다. 식(22)에서 $NDP(\mathbf{k})$ 은 H_{I_1} 에서 벡터 \mathbf{k} 에 대한 명백한 순열에 대한 수이고 $P(\mathbf{k}; H_{I_1})$ 은 H_{I_1} 에서 \mathbf{k} 에 대한 확률이다. H_{I_1} 은 I_1 에 대해서 비중이 같은 모든 간섭 패턴 벡터에 대한 세트이다.

$$\begin{aligned} \Pr(|\mathbf{k}| = \theta | I_1) &= \sum_{\substack{\mathbf{k} \in G_{I_1} \\ |\mathbf{k}| = \theta}} NDP(\mathbf{k})P(\mathbf{k}; H_{I_1}) \\ &= \sum_i \frac{p_s!}{\prod_i R(k_i)!} \cdot \frac{I_1!}{p_s^{I_1} \cdot \prod_{i=1}^{I_1} (k_i)!} \quad (22) \end{aligned}$$

G_{I_1} 은 줄어드는 차례에 요소 H_{I_1} 에서 모든 대표간섭 벡터 조합이다. 본 논문에서 제안한 OHL이 포함하고 비트 잡음이 있는 경우 "0"을 전송할 경우 확률은 식(23)과 같이 유도 된다.

$$\begin{aligned} &\Pr(Z_1 \geq T_h | b_j^1 = 0) \\ &= \Pr(Z_1 \geq T_h | I_1 = 0, "0" bit) \cdot p_{I_1}(I_1 = 0) \\ &\quad + \sum_{j=1}^{K_1} \Pr(Z_1 \geq T_h | I_1 = 1) \cdot p_{I_1}(I_1 = 1) \\ &= Q \left(\frac{p_s P^d D - j P^c}{\sqrt{2 P^c P^c \binom{j}{2} \frac{1}{p_s}}} \right) p_{I_1}(I_1 = 0) \\ &\quad + \sum_{j=1}^{N-1} \sum_{m=1}^{\min(K, I_1)} Q \left(\frac{p_s P^d D - j P^c}{\sqrt{2 P^c P^c \binom{j}{2} \frac{1}{p_s}}} \right) \cdot p_{I_1}(j) \\ &\quad \cdot \Pr(|\mathbf{k}| = m | I_1 = j) \quad (23) \end{aligned}$$

식(18)과 비교해 보면 우선은 T_h 보다 작은 경우와 높은 경우를 각각에 대해 나누어 지고 $I_1 = 0, I_1 = 1$ 인 경우를 생각해야 한다.

$$\begin{aligned} &\Pr(Z_1 < T_h | b_j^1 = 1) \\ &= \sum_{j=0}^{K_1} \Pr(Z_1 < T_h | I_1 = 1, "1" bit) \cdot p_{I_1}(I_1 = 1) \\ &= \sum_{j=0}^{K_1} Q \left(\frac{p_s P^d D + j P^c - p_s P^d D}{\sqrt{2 j P^c P^d + 2 P^c P^d \binom{j}{2} \frac{1}{p_s}}} \right) \cdot p_{I_1}(j) \quad (24) \end{aligned}$$

또한 조건확률분포와 Q-함수를 이용해서 얻은 식이 바로 식(23)과 같이 유도 된다. 마찬가지로 "1"을 전송할 경우의 비트 잡음에 대한 확률은 식(24)와 같이 유도된다. 식(24)은 T_h 보다 높은 값만을 나타내며 Q-함수의 정의는 식(18)과 같다. 이식에서 사용한 평균값과 분산 값은 식(10),(11)을 이용한다. 여기서 I_1 는 희망사용자에 대한 모든 간섭 값이다. 위의 두식 (23),(24)을 합하여 본다면 전체 비트잡음이 있는 전송 잡음 확률 P_e 는 식(25)으로 된다.

$$P_e = \frac{1}{2} (\Pr(Z_1 \leq T_h | b_j^1 = 0) + \Pr(Z_1 \geq T_h | b_j^1 = 1)) \quad (25)$$

다음은 비트 잡음이 없을 때 OHL가 있는 경우를 표현 한 것이다. 비트 잡음이 있는 경우와는 달리 간단히 식을 유도 할 수 있다. 즉 간섭은 오류에 대한 지배적인 요소로 가정하거나 잡음이 없는 시스템을 가정하면 $\Pr(Z_1 \geq T_h | b_j^1 = 1) = 0$ 의 값을 갖는다. 또한 동등하게 나누어 지므로 $p_{I_1}(I_1 = 0) = 1/2$ 으로 나타 낸다. 결국 식(23)이나 식(24)와 같이 Q-함수를 사용할 필요 없이 식(26)처럼 유도 된다.

$$\begin{aligned}
 P_e &= \Pr(Z_1 \leq T_h | b_j^i = 0) + \Pr(Z_1 \geq T_h | b_j^i = 1) \\
 &= \Pr(Z_1 \geq T_h | I_1 = 0) \cdot pI_1(I_1 = 0) \\
 &\quad + \Pr(Z_1 \leq T_h | I_1 = 1) \cdot pI_1(I_1 = 1) \\
 &= \frac{1}{2} \Pr(Z_1 \geq T_h | I_1 = 0) + 0 \\
 &= \frac{1}{2} \left(\sum_{j=0}^{N-1} pI_1(j) \cdot \Pr(|\mathbf{k}| = m | I_1 = j) \right) \\
 &= \frac{1}{2} \left(\sum_{l=0}^{p_s-1} (-1)^l \binom{p_s}{l} \left(1 - \frac{l}{p_s} \right)^l \right) \quad (26)
 \end{aligned}$$

식(26)일 경우 기본적인 가정은 $T_h = p_s$ 이다. l 은 간접 사용자들을 의미한다.

본 논문에서 제안한 비트잡음의 유무에 따라 효과적으로 줄이기 위한 OHL이 포함된 식이 바로 식(25)와 식(26)인 것이다.

3.2. 비트 오류율 성능 분석 결과(BER)

동시사용자가 $N = 169$ 일 때 *prime-hop* 배열 일때 오차 확률을 나타낸 것이 그림3, 그림4와 같다. 비대칭 적인 경우 일때 $p_s = 17, p_h = 37$ 이고 대칭 적인 경우는 $p_h = p_s = 17$ 으로 했으며 임계 값은 $P^d p_s D = p_s/2$ ($p_h = p_s = 1$ 과 $D = 1/2$ 으로 가정)을 나타낸다.

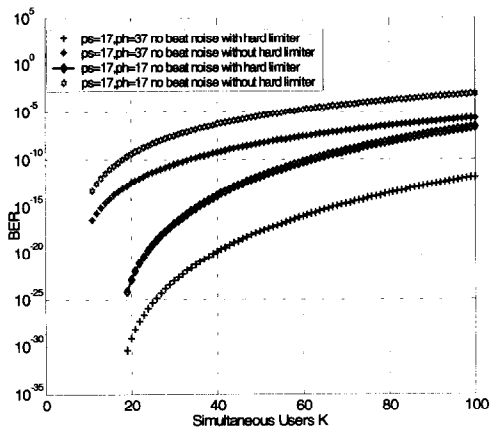


그림 3. 동시사용자의 수에 대한 BER : 비트잡음이 없는 경우 OHL에 의한 시스템의 영향.

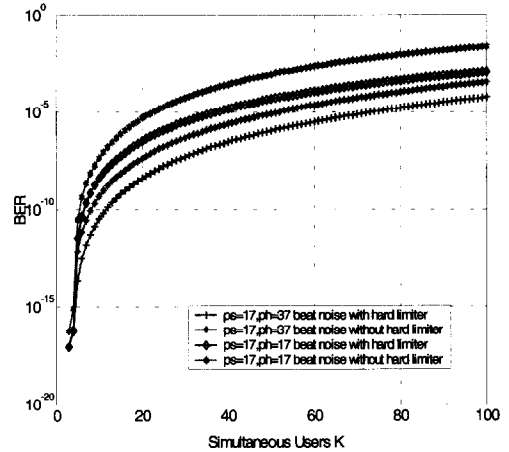


그림 4. 동시사용자의 수에 대한 BER : 비트잡음이 있는 경우 OHL에 의한 시스템의 영향.

비트 잡음이 없는 경우인 그림 3에서 BER이 10^{-10} 인 경우 $p_h = p_s = 17$ 으로 코드가 대칭 일때 OHL이 없는 경우인 식(19)와 본 논문에서 제안한 OHL가 있는 경우의 식(26)을 이용 할 경우 약3.5배의 차이가 생기며 비대칭인 경우 즉 $p_s = 17, p_h = 37$ 일때는 5.7배의 차이가 생긴다. 비트 잡음이 있는 경우인 그림 4에서 BER이 10^{-5} 인 경우 $p_h = p_s = 17$ 으로 코드가 대칭 일때 즉 OHL가 없는 경우 식(18) 본 논문에서 제안한 OHL가 있는 경우의 식(25)을 이용 할 경우 약1.5배의 차이가 생기며 비대칭인 경우 즉 $p_s = 17, p_h = 37$ 일때 역시 1.5배의 차이가 생긴다. 본 논문에서 제안한 OHL가 있는 경우 비트 잡음이 있는 경우 없는 경우 모두 성능 향상을 가져 오음을 확인 할 수 있었다.

IV. 결론

본 논문에서는 시스템의 시간 위치와 펄스 파장을 선택하기 위한 가변 레이저 광원과 가변 광섬유 지연선을 이용하고 수신단에 OHL을 사용하였을 때의 성능을 분석하였다. 비트 잡음이 있을 때와 이것을 효율적으로 막기 위한 방법으로 수신단에 OHL을 사용하였다. 이것을 이용했을 때의 성능 향상을 알아보기 위하여 2차원 코드인 *prime-hop*코드를 사용하며 OCDMA 시스템에 대해서 성능 분석을 하였다.

비트 잡음이 없는 경우인 BER이 10^{-10} 인 경우 $p_h = p_s = 17$ 으로 코드가 대칭 일때 OHL이 없는 경우와 본 논문에서 제안한 OHL이 있는 경우의 경우 약3.5배의 성능 차이가 생기며 비대칭인 경우 즉 $p_s = 17, p_h = 37$ 일때는 5.7배의 성능차이가 생겼다. 비트 잡음이 있는 경우는 BER이 10^{-5} 인 경우 $p_h = p_s = 17$ 으로 코드가 대칭 일때 즉 OHL가 없는 경우와 본 논문에서 제안한 OHL이 있는 경우 약1.5배의 차이가 생기며 비대칭인 경우 즉 $p_s = 17, p_h = 37$ 일때 역시 1.5배의 차이가 생긴다. 따라서 비트 잡음에 대해서 OHL이 얼마나 효율적으로 줄일 수 있는지 확인 할 수 있었다. 이러한 점을 이용해서 시스템의 전기적 신호처리로 인한 병목현상을 줄일 수 있으며 동시 사용자수도 기존의 시스템보다 더 향상시킬 수 있음을 확인 할 수 있었다.

참고 문헌

[1] L. tancevevski, L. A. Rusch, "Impact of the beat Noise on the performance 2-D Optical CDMA systems," *IEEE Communication. Letter*, Vol.4. No.8, August. 2000

[2] Sina Zahedi, Jawad A. Salehi, "Performance Analysis for Various Fiber-Optic CDMA Receiver structures," *Global Tele communications Conference, 2000. GLOBECOM '00. IEEE*, Volume: 2, 2000 Page(s): 1210-1215 vol.2

[3] P. J. Legg, M. Tur, and I. Andonovic, "Solution paths to limit interferometric noise induced performance degradation in ASK/direct detection lightwave network," *J. Lightwave Technol.*, vol. 14, pp. 1943-1953, Sept. 1996

[4] L. tancevevski and I. Andonovic, "Hybrid wave length hopping /time spreading schemes for use in massive optical networks with increased security," *IEEE Journal of Lightwave Technology*. vol. 14, pp.2636-2647 December. 1996

[5] L. tancevevski, I. Andonovic and J. Budin, "Secure Optical network Architectures Utilizing Wavelength hopping/time spreading code,"

IEEE Photonics Technology Letters. vol. 7, May. 1995

[6] Hyuck M .Kwon, "Optical Orthogonal code- Division Multiple-Access system-Part 1:APD Noise and Thermal Noise," *IEEE. Transactions on Communications*. Vol. 42. No.7, July. 1994

[7] J.A.Salehi and C. A. Brackett, "Code division multiple-access techniques in optical fiber networks-Part II:Systems performance analysis," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 37, pp. 834-842, Aug. 1989

[8] Murat Azizoglu, J.A.Salehi, Y.Li, "Optical CDMA via Temporal Codes" *IEEE Trans Commun.*, vol.40, pp.1162-1170, July. 1992

[9] A.A Sawchuk and T.C Strand, "Digital optical computing," *Proc, IEEE*, pp.758-779, July 1984.

김 정 중(Jeongjoong Kim)

준회원



2001년 2월 : 충북대학교
전자공학과졸업

2003년 8월 : 충북대학교
전파공학과석사수료

<관심분야> OCDMA, 음성신호처리

이 인 성(Insung Lee)

정회원



1983년 2월 : 연세대학교
전자공학과학사

1985년 2월: 연세대학교
전자공학과석사

1992년 12월 : Texas A&M
University 전기공학과
박사

1986년 5월~ 1987년 7월 : 한국통신 연구개발단
전임연구원

1993년2월~1995년 9월 : 한국전자통신연구원 이동
통신기술연구단 전임연구원

1995년 ~ 현재 충북대학교 전기전자 및 컴퓨터
공학부 부교수

<관심분야> 음성 및 영상 신호압축, OCDMA
적응필터, 이동통신