

논문 2009-46TC-7-3

# 계층간 교차 개념을 적용한 광 부호분할 다중접속 시스템의 성능 분석

## (Performance Analysis of Optical CDMA System with Cross-Layer Concept)

김진영\*, 김은철\*

(Jin Young Kim and Eun Cheol Kim)

## 요약

본 논문에서는 계층간 교차 (Cross-Layer) 개념을 적용하여 터보 (Turbo) 부호화된 광 (Optical) 부호분할 다중접속 (CDMA : Code Division Multiple Access) 시스템의 네트워크 성능을 분석하고 실험하였다. 계층간 교차 개념은 물리 (Physical) 계층과 매체접근제어 (MAC : Medium Access Control) 계층을 고려하였다. 시스템은 펄스위치변조 (PPM : Pulse Position Modulation)를 적용한 강도변조/직접검파 (IM/DD : Intensity Modulation/Direct Detection) 방식의 광 시스템을 고려하였다. 그리고 시스템의 성능을 향상시키기 위해 병렬 연결된 길쌈부호 (PCCC : Parallel Concatenated Convolutional Code)로 이루어진 터보 부호를 사용하였다. 네트워크의 성능은 비트오류확률 (BEP : Bit Error Probability) 측면에서 분석되었다. 모의실험 결과, 터보 부호는 적당한 부호화 및 복호화 복잡도에서 상당한 부호화 이득을 제공하는 것을 확인할 수 있었다. 또한 일정한 부호화율 (Code Rate)에서 인터리버 길이와 복호과정에서의 반복 복호 횟수를 증가시킬수록 시스템 성능이 향상되는 것을 확인하였다.

## Abstract

In this paper, the network performance of a turbo coded optical code division multiple access (CDMA) system with cross-layer, which is between physical and network layers, concept is analyzed and simulated. We consider physical and MAC layers in a cross-layer concept. An intensity-modulated/direct-detection (IM/DD) optical system employing pulse position modulation (PPM) is considered. In order to increase the system performance, turbo codes composed of parallel concatenated convolutional codes (PCCCs) is utilized. The network performance is evaluated in terms of bit error probability (BEP). From the simulation results, it is demonstrated that turbo coding offers considerable coding gain with reasonable encoding and decoding complexity. Also, it is confirmed that the performance of such an optical CDMA network can be substantially improved by increasing the interleaver length and the number of iterations in the decoding process. The results of this paper can be applied to implement the indoor optical wireless LANs.

**Keywords :** 강도변조/직접검파 (IM/DD : Intensity Modulation/Direct Detection),  
광 (Optical) 부호분할 다중접속 (CDMA : Code Division Multiple Access) 시스템,  
터보 (Turbo) 부호, 펄스위치변조 (PPM : Pulse Position Modulation)

## 1. 서론

부호분할 다중접속 (CDMA : Code Division Multiple

정희원, 광운대학교  
(Kwangwoon University)

※ 본 연구는 2008년도 산학협동재단연구비 지원해 의  
해 수행되었음  
접수일자: 2009년2월2일, 수정완료일: 2009년7월9일

Access) 시스템은 비동기 접속 능력, 정확한 도달 시간  
측정, 사용자 할당의 유연성, 변화하는 비트율과 갑자기  
증가하는 통화량을 지원하는 능력, 보안, 항재밍 성능  
등의 많은 장점<sup>[1-5]</sup>을 가지고 있어서 무선 통신 및 광  
네트워크 응용분야에서 많은 주목을 받고 있다. 또한  
부호분할 다중접속은 시간이나 주파수 조절이 필요하지  
않기 때문에 시분할 다중접속 (TDMA : Time Division

Multiple Access) 및 파장분할 다중접속 (WDM : Wavelength Division Multiple Access)에 비해서 네트워크를 디자인하는데 더욱 유연하다. 특히, 시분할 다중접속은 칩비율의 역다중화와 네트워크의 정확한 시간 동기화가 필요하고, 파장분할 다중접속은 매우 정확한 파장 안정성이 요구된다. 더욱이, 단일 모드 광 섬유는 넓은 전송 대역폭은 기본적으로 광 (Optical) 부호분할 다중접속 시스템에 적합하다.

OOK (On-Off-Keying)와 펄스위치변조 (PPM : Pulse Position Modulation)는 광 통신에서의 변조방식으로 사용되었다<sup>[6-7]</sup>. 무선 광 채널과 같은 전력 제한적인 광 채널에서는 전력 효율성 때문에 펄스위치변조가 OOK 보다 더 적합하다. 데이터를 송신하기 위해 펄스위치변조에서는 펄스위치변조 심볼에 따라서 레이저 펄스가 이미 지정된 펄스 위치 중의 하나로 이동한다.

다중 사용자 검파나 채널 부호화 같은 광 부호분할 다중접속 시스템의 성능을 개선하기 위한 많은 연구가 있었다<sup>[8-10]</sup>. 최근, 채널 부호화 분야에서 Berrou 등에 의해 1993년에 제안된 터보 (Turbo) 부호에 대한 관심이 높아졌다<sup>[8]</sup>. AWGN (Additive White Gaussian Noise) 채널뿐만 아니라 무선 채널에서의 부호분할 다중접속 시스템에서 터보 부호는 상당한 부호화 이득은 제공함을 확인하였다<sup>[9]</sup>. 또한 터보 부호화된 광 통신 시스템의 성능이 최근 여러 연구에서 입증되었다<sup>[11-12]</sup>.

터보 부호화는 반복적으로 수행된다<sup>[13]</sup>. 부호화기는 병렬로 연결된 두 개의 요소 부호기와 인터리버로 구성되어 있다<sup>[14]</sup>. 전송될 정보 시퀀스는 인터리버에 의해 시간 순서가 바뀐 후 두 번째 부호기의 입력으로 사용된다. 터보 부호는 인터리버의 길이가 증가할수록 성능이 향상되고, 부호화 복잡도가 선형적으로 증가하며, 큰 블록 길이의 부호가 가능하다는 것이 알려져 있다<sup>[13]</sup>. 터보 부호는 최대 우도 (ML : Maximum Likelihood) 부호가 아니라, 반복적인 방법으로 최대 우도 부호에 근접하도록 하는 부호 방법이다. 모든 반복 부호마다, 채널을 통해 수신된 정보와 다른 부호기에 의해 생성된 신뢰성 있는 정보를 이용하여 단일 부호가 수행된다.

본 논문에서는 물리 계층과 네트워크 계층의 계층간 교차 (Cross-Layer) 개념을 적용하여 터보 부호화된 펄스위치변조-광 부호분할 다중접속 시스템의 네트워크 성능을 분석하고 실험하였다. 광 채널에서는 강도변조 (IM : Intensity Modulation) 및 직접검파 (DD : Direct Detection)하는 시스템으로 모델링하였다. 네트워크의

성능은 비트오류확률 (BEP : Bit Error Probability) 측면에서 분석되었다. 터보 부호 과정에서는 최대 사후확률 (MAP : Maximum a Posteriori Probability) 알고리즘과 이것의 변형된 형태인 Max-Log-MAP 알고리즘 및 연판정 출력 비터비 알고리즘 (SOVA : Soft Output Viterbi Algorithm)이 사용되었다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 제 II장에서는 광 부호분할 다중접속 네트워크 및 송·수신기 모델을 소개하였고, 제 III장에서 터보 부호기와 복호기의 구조 및 복호 알고리즘을 제시하였다. 제 IV장에서는 시스템 성능을 분석하였으며, 모의 실험 결과를 제 V장에서 나타내었다. 마지막으로 본 논문의 결론을 제 VI장에서 제시하였다.

## II. 시스템 모델

### 1. 광 부호분할 다중접속 네트워크 모델

그림 1은 본 논문에서 고려한 광 부호분할 다중접속 네트워크 구조를 나타낸다. 그림 1에서 광 부호분할 다중접속 네트워크의 송신단에는  $K$ 명의 사용자가 존재한다. 각 사용자에게는 자신들을 구분하기 위한 고유한 광 펄스 시퀀스가 할당된다. 광 부호분할 다중접속 네트워크는 파장 조절 없이 간단한 펄스 레이저를 사용할 수 있고, 협대역 광 여파기 없이 표준 광대역 광자 검파기를 사용할 수 있는 장점을 가지고 있다. 모든 사용자는 각각 독립적으로 동작하고 사용자들의 송신기를 동기화 시키기 위한 공통의 클락이 필요하지 않다. 각 사용자는 시간 슬롯의 시작점에서 각각의 메시지를 송신하고, 중심국으로부터 Acknowledgement (ACK) 신호가 자신들에게 송신되기를 기다린다. 물리 계층에서 이러한 네트워크는 전통적으로 수동적인 Star Topology 광 네트워크인 반면에, 논리적인 레벨에서 이 구조는

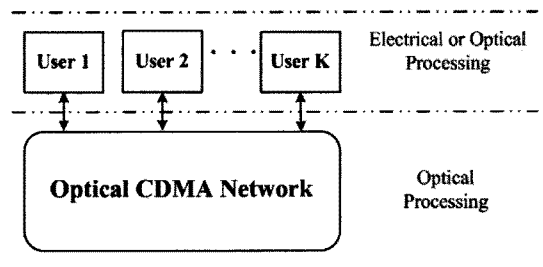


그림 1. 광 부호분할 다중접속 네트워크 구조  
Fig. 1. Structure of an optical CDMA network.

Broadcast-and-Select 네트워크이다.

### 2. 송신기 모델

그림 2는 본 논문에서 고려한 광 부호분할 다중접속 시스템의 송신기 구조를 나타낸다. 각 사용자의 정보 비트는 터보 부호기에 의해 부호화 된다. 부호화된 비트 스트림은 펄스위치변조 방식으로 변조되는데, 여기서 부호화된 비트 스트림  $\log_2 M$  비트가  $M$  심볼로 블록화된다. 그리고 송신기는 펄스 시퀀스를  $M$  시간 슬롯 중에서 한 슬롯에 전송한다. 여기서 슬롯은  $M$ -ary 펄스위치변조 신호 형태에서 각 심볼의 구간을 나타낸다.

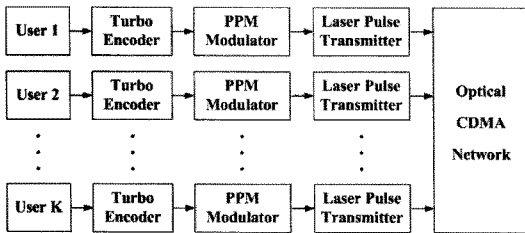


그림 2. 광 부호분할 다중접속 시스템의 송신기 구조  
Fig. 2. Transmitter structure of an optical CDMA system.

### 3. 수신기 모델

그림 3은 본 논문에서 고려한 광 부호분할 다중접속 시스템의 수신기 구조를 나타낸다. 수신된 신호는 먼저 광 상관기에 의해 처리되는데, 광 상관기는 펄스 위치에 대응하는 광 지연 선의 집합이다. 본 논문에서 레이저 빛은 비동기식으로 가정하기 때문에, 사용자들의 광 신호들은 강도가 더해진다. 원하는 신호가 광 상관기를 통과하면, 상관기 출력은 광자 검파기에서 전기 신호로 바뀐다. 그리고, 펄스위치복조기에서 가장 큰 출력을 가진 위치가 송신된 심볼이 존재하는 위치로 선택된다. 이 검파과정을 거친 후 펄스위치복조기 출력은 송신된 정보 비트를 추정하기 위해 터보 복호기에 의해 복호화된다.

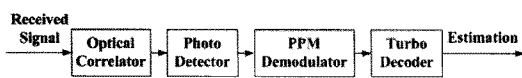


그림 3. 광 부호분할 다중접속 시스템의 수신기 구조  
Fig. 3. Receiver structure of an optical CDMA system.

## III. 터보 부호화/복호화

### 1. 터보 부호화

그림 4는 터보 부호기 구조를 나타낸다. 터보 부호기는 요소 부호로 알려진 두 개의 귀납적인 Systematic 길쌈 부호 (Recursive Systematic Convolutional Code) 로 이루어져 있다. 터보 부호는 선형 블록 부호 형태이기 때문에 부호화 동작은 정보 행렬과 생성 행렬의 모듈로-2 행렬 곱셈으로 볼 수 있다. 부호기 1은 입력 데이터 시퀀스를 곧바로 부호화하고, 부호기 2는 길이  $N$  을 갖는 의사 인터리버에 의해 시간 순서가 바뀐 입력 데이터 시퀀스를 부호화한다. 부호기 출력은 입력이 출력으로 곧바로 연결되는 Systematic 비트,  $d_k$ , 와 두 요소 부호에 의한 Parity 비트,  $x_{p1,k}$  와  $x_{p2,k}$ , 로 구성되어 있다.

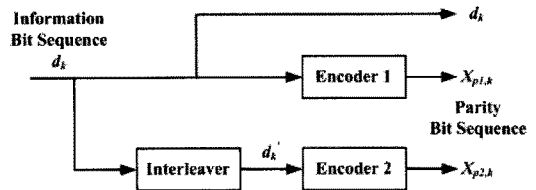


그림 4. 터보 부호기 구조  
Fig. 4. Structure of a turbo encoder.

### 2. 터보 복호화

그림 5는 터보 복호기 구조를 나타낸다. 터보 부호화 과정에서 매우 큰 효과적인 구속장은 인터리빙과 연결을 통하여 생성된다. 따라서 기존의 비터비 복호 알고리즘은 터보 복호에 사용할 수 없다. 터보 복호는 반복적으로 수행된다. 특히, 각 요소 부호는 다른 요소 부호

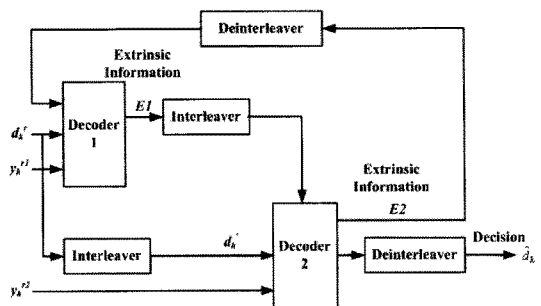


그림 5. 터보 복호기 구조  
Fig. 5. Structure of a turbo decoder.

로부터 복호화된 가장 최근의 정보를 이용하여 개별적으로 복호화된다.

각 요소 복호기는 식 (1)에 표현된 Systematic 비트의 사후 로그-우도 비율 (LLR : Log-Likelihood Ratio) 을 계산한다.

$$A_k = \log \frac{p(d_k = 1 | y_1, y_2, \dots, y_N)}{p(d_k = 0 | y_1, y_2, \dots, y_N)} \quad (1)$$

여기서  $y_i$  ( $1 \leq i \leq N$ )는 복호기 출력이고,  $p(d_k = j | y_1, y_2, \dots, y_N)$ 은 비트 값이  $j$ 일 사후 확률이다. 이 외부 정보  $A_k$ 는 각 반복 복호에서 복호 출력을 더욱 신뢰성 있게 만들 수 있는 다이버시티의 한 형태로 간주할 수 있다. 복호 과정은 복호기 출력이 특정 기준을 만족할 때 까지 계속된다. 충분한 반복 복호 후, 복호기의 최종 출력 값에 기초하여 송신된 데이터 비트를 결정,  $\hat{d}_k$ , 하게 된다.

### 3. 터보 복호 알고리즘

터보 부호에 대한 최적의 복호 알고리즘인 ML 복호 알고리즘은 인터리버가 존재하기 때문에 매우 복잡하다. 하지만 터보 부호에 대한 반복 복호는 매우 유용하고 매우 높은 성능을 나타낸다. 반복 복호는 반복하는 사이에 연판정 정보를 교환하면서 요소 복호기 사이에 반복을 일으킨다. 이상적으로 이 요소 복호기는 사후 비트 확률을 계산하기 위해서 MAP 복호기여야 한다. 하지만 MAP 복호 알고리즘은 또한 매우 복잡하기 때문에, 요소 복호기에 대해서 낮은 복잡도를 가지는 다른 알고리즘이 제안되었다. 그중 하나가 SOVA 알고리즘인데, 이는 표준 비터비 알고리즘을 수정하여 연판정 출력을 생성하도록 한 것이다. MAP 알고리즘과 SOVA 알고리즘에서, 복호 복잡도는 구속장에 지수적으로 증가하기 때문에 요소 부호의 구속장을 결정하는 부호기 레지스터의 개수는 제한되어있다. 또한 MAP 알고리즘을 더욱 쉽게 구현하기 위해서 Max-Log-MAP 알고리즘이 제안되었다.

#### 가. MAP 알고리즘

수신측에서 복호된 정보 비트  $d_k$ 에 대한 Log 우도비 (LLR : Log Likelihood Ratio) 함수는 식 (2)와 같이 표현할 수 있다.

$$L(d_k) = \ln \frac{\sum_m \alpha_k(m) \beta_{k+1}(Sf(1, m)) \delta_k(1, m)}{\sum_m \alpha_k(m) \beta_{k+1}(Sf(0, m)) \delta_k(0, m)} \quad (2)$$

여기서  $Sf(i, m)$ 은 현재 상태가  $m$ 이고 입력 비트  $d_k = i$ 일 때 결정된 경로 상의 다음 상태  $S_{k+1}$ 을 나타낸다.  $\alpha_k(m)$ 는  $\delta_k(m)$  값을 시간  $k$ 의 전진 방향 순서대로 누적하여 재귀적인 형태인 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \alpha_k(m) &= \Pr(R_1^{k-1} | S_k = m) \\ &= \sum_{m'} \Pr(d_{k-1} = j, S_{k-1} = m', R_1^{k-1} | S_k = m) \\ &= \sum_{m'} \Pr(R_1^{k-2} | S_k = m, d_{k-1} = j, S_{k-1} = m', R_{k-1}) \\ &\quad \cdot \Pr(d_{k-1} = j, S_{k-1} = m', R_{k-1} | S_k = m), \\ &= \sum_{j=0}^1 \Pr(R_1^{k-2} | S_{k-1} = Sb(j, m)) \\ &\quad \cdot \Pr(d_{k-1} = j, S_{k-1} = Sb(j, m), R_{k-1}) \\ &= \sum_{j=0}^1 \alpha_{k-1}(Sb(j, m)) \delta_{k-1}(j, Sb(j, m)) \end{aligned} \quad (3)$$

여기서  $2 \leq k \leq N$ 이고,  $Sb(j, m)$ 는 현재 상태  $S_k = m$ 이고 이전 시간  $k-1$ 에서 입력 값  $d_{k-1} = j$ 일 때 결정된 경로 상에 있는 전 상태  $S_{k-1} = m'$ 을 나타낸다. 재귀적인 형태의 식이므로  $\alpha_k(m)$ 의 초기 값이 필요하며 터보 부호기가 상태 '0'에서 시작하기 때문에 초기 값은 식 (4)와 같다.

$$\alpha_1(m) = \begin{cases} 1, & m = 0 \\ 0, & m \neq 0 \end{cases} \quad (4)$$

또한  $\beta_k(m)$ 은  $\alpha_k(m)$ 의 계산처럼  $\delta_k(m)$ 을 누적시키는데 누적시키는 순서가  $\alpha_k(m)$ 의 계산 방향과는 반대인 맨 끝에서부터 앞으로 나가는 방향이다. 따라서  $\beta_k(m)$ 을 계산하기 위해서는 전 시간에 걸친 데이터를 우선 수신 받아 알고 있어야 한다.  $\beta_k(m)$ 는 식 (5)와 같은 재귀적인 형태로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \beta_k(m) &= \Pr(R_k^N | S_k = m) \\ &= \sum_{m'} \Pr(d_k = j, S_{k+1} = m', R_k^N | S_k = m) \\ &= \sum_{m'} \Pr(R_{k+1}^N | S_k = m, d_k = j, S_{k+1} = m', R_k) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \cdot \Pr(d_k = j, S_{k+1} = m', R_k | S_k = m) \\
 &= \sum_{j=0}^1 \Pr(R_{k+1}^N | S_{k+1} = Sf(j, m)) \\
 & \quad \cdot \Pr(d_k = j, S_k = m, R_k) \\
 &= \sum_{j=0}^1 \beta_{k+1}(Sf(j, m)) \delta_k(j, m) \quad (5)
 \end{aligned}$$

여기서  $N \leq k \leq 2$ 이고,  $Sf(j, m)$ 는 현재 상태  $S_k = m$ 이고 입력 비트  $d_k = j$ 일 때 결정되는 경로 상의 다음 상태  $S_{k+1} = m'$ 을 나타낸다. 재귀적인 후여태의 식이므로 초기 값이 필요하고, 터보 부호기가 상태 '0'에서 종료된다면 식 (6)과 같이 초기 값을 나타낼 수 있다.

$$\beta_{N+1}(m) = \begin{cases} 1, & m = 0 \\ 0, & m \neq 0 \end{cases} \quad (6)$$

$\delta_k(i, m)$ 은 Bayes' 규칙을 이용하여 식 (7)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \delta_k(i, m) &= \Pr(d_k = i, S_k = m, R_k) \\
 &= \Pr(R_k | d_k = i, S_k = m) \Pr(d_k = i, S_k = m) \\
 &= \Pr(R_k | d_k = i, S_k = m) \Pr(S_k = m | d_k = i) \Pr(d_k = i) \\
 &= \frac{\zeta_k^i}{2^v} \Pr(R_k | d_k = i, S_k = m) \\
 &= \frac{\zeta_k^i}{2^v} \Pr(x_k | d_k = i, S_k = m) \Pr(y_k | d_k = i, S_k = m) \quad (7)
 \end{aligned}$$

여기서  $\Pr(d_k = i, S_k = m)$ 는 현재 상태는 현재 입력에 독립적이기 때문에 시간  $k$ 에 있어 모든 상태 중에서 어느 하나에 있을 확률과 같다. 따라서  $1/2^v$ 로 상수가 된다. 그리고  $\Pr(d_k = i)$ 는 사전확률 (a Posteriori Probability)로서  $\zeta_k^i$ 로 정의한다.  $x_k$ 와  $y_k$ 는 변조된 후 잡음이 첨가되어 수신되는 값이 된다..

#### 나. Max-Log-MAP 알고리즘

MAP 알고리즘에서  $\alpha_k(m)$ 와  $\beta_k(m)$  및  $\delta_k(m)$  값을 계산하는 과정에서 이 값들은 변동 범위가 크기 때문에 수학적인 안정성 문제가 발생한다. 이 문제는 로그를 취하여 계산하면 해결할 수 있다. 또한  $\log(e^{x_1} + e^{x_2} + \dots + e^{x_n})$ 을  $\max\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ 로 근사화 시키면 계산량을 매우 많이 줄일 수 있다. 비록 이 방법은 계산 복잡도와 변동 범위 문제를 해결할 수 있

지만 많은 메모리가 필요하다는 단점을 가지고 있다.

#### 다. SOVA 알고리즘

터보 부호는 길쌈 부호를 연결하여 사용한다. 이러한 연결된 길쌈 부호의 문제점은 첫째, 내부 복호기에서 발생하는 대부분의 오류가 연결 오류의 형태이고, 이것은 외부의 복호기의 성능 열화를 가져온다. 두 번째로는 내부 복호기가 경관정을 할 경우 외부 복호기는 연관정을 할 수 없게 되므로 연관정에서 얻을 수 있는 성능 향상을 기대할 수 없다. 따라서 복호화 방식에서 출력을 연관정 출력으로 확장하면 이 단점들을 극복할 수 있다. SOVA 알고리즘은 비터비 알고리즘에 신뢰 값을 더하여 출력을 연관정 출력으로 확장하여 성능을 향상 시킨 방식이다.

### IV. 성능 분석

이번 장에서는 본 논문에서 고려한 시스템의 성능을 분석한다. 분석 과정에서 가정된 사항은 다음과 같다. 첫째, 모든  $K$ 명의 사용자들의 광 특성은 동일하다. 둘째, 송신기와 수신기 사이의 칩 레벨과 비트 레벨 동기는 완벽하게 일치한다. 셋째, 터보 부호기의 요소 부호는 동일하다. 넷째, 터보 부호의 트렐리스 종결은 완벽하다.

#### 가. 광 직교 부호 (OOC : Optical Orthogonal Codes)

광 부호분할 다중접속 시스템은 기본적으로 단극 특성을 갖기 때문에, 직접 검파를 하는 광 부호분할 다중접속 시스템에서는 적절한 상관 특성의 0과 1로 이루어진 신호 시퀀스가 사용된다. 다중 접속 간섭을 최소화하기 위해서 최소의 상호 상관을 갖는 부호가 필요하다. 또한 송신기와 원하는 수신기 사이에 동기를 획득하고 유지하기 위해서 작은 이상 성분의 자기 상관을 가져야 한다. 본 논문에서는 길이가  $F$ 이고 weight이  $w$ 인 낮은 weight의 광 직교 부호가 각 사용자의 사인 부호로 할당되었다고 가정한다.  $k$ 번째 사용자의 광 직교 부호는  $c^k = (c_0^k, c_1^k, \dots, c_{F-1}^k)$ ,  $c_i^k \in \{0, 1\}$  이다. 여기서  $c_i^k = 1$ , ( $0 \leq i \leq F-1$ )의 값을 갖는  $c^k$ 의 원소의 개수는  $w$ 이다. 따라서 부호들 사이의 상관은 식 (8)과 같이 표현할 수 있다.

$$R_{c^k}(j) = \sum_{i=0}^{F-1} c_i^k c_{i-j}^l$$

$$= \begin{cases} w & , \text{for } k=l \text{ and } j=0 \\ \leq 1 & , \text{for } k=l \text{ and } 1 \leq j \leq F-1 \\ \leq 1 & , \text{for } k \neq l \text{ and } 0 \leq j \leq F-1 \end{cases} \quad (8)$$

여기서  $c_{i-j}^l$ 는 정수  $i$ 와  $j$ 에 대하여  $c_i^l$ 를 왼쪽으로  $j$ 번 회전시킨 부호이다. weight이 1인 광 직교 부호에서 최대 상호 상관과 최대 off-peak 자기 상관은 모든  $i$ 와  $j$  및  $k$ 에 대하여 유일하게 한정된다. 길이가  $F$ 이고 weight이  $w$ 인 광 직교 부호에 대해서, 최대 허용되는 부호의 개수는 식 (9)와 같이 제한된다<sup>[15]</sup>.

$$K \leq \left\lfloor \frac{F-1}{w(w-1)} \right\rfloor \quad (9)$$

여기서  $K$ 는 사용자의 수이고  $\lfloor x \rfloor$ 는  $x$ 의 정수 부분을 나타낸다.

#### 나. 비트 오류 확률 (BEP : Bit Error Probability)

##### (1) 부호화되지 않은 광 펄스위치변조/부호분할 다중접속 시스템

$M$ -ary 펄스위치변조 신호의 형식에서 각 입력 심볼은 슬롯 구간이  $T_s$ 인  $M$  슬롯 위치 중에 하나로 변조된다. 각 슬롯은  $F$  칩으로 이루어져 있는데, 여기서  $F$ 는 부호분할 다중접속 신호에서 처리 이득 또는 확산 인자이다.  $k$ 번째 사용자의 광 직교 부호는 식 (10)과 같이 표현할 수 있다.

$$c^k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} c_i^k P_{T_c}(t - iT_c) \quad (10)$$

여기서  $\{c_i^k\}$ 는 주기가  $F$ 인 주기적인 시퀀스이고,  $T_c = T_s/F$ 는 칩 구간이다. 그리고  $P_{T_c}(\cdot)$ 은  $T_c$  구간을 갖는 진폭이 1인 구형과 펄스로 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{T_c}(t) = \begin{cases} 1 & , \text{for } 0 < t < T_c \\ 0 & , \text{otherwise} \end{cases} \quad (11)$$

$k$ 번째 사용자에 대한 레이저 신호의 출력은 식 (12)와 같다.

$$b^k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \lambda_s w^2 P_{T_c}(t - b_j^k T_s - jT) \quad (12)$$

여기서  $\lambda_s w^2$ 은 광 상관기 이전에 신호의 광자 흡수율이고,  $\lambda_s$ 는 각 랩의 광 지연 선의 신호 광자율이다. 그리고  $b_j^k$ 는  $M$  슬롯 중에 하나를 결정하고,  $T = MT_s$ 는 펄스위치변조 심볼의 구간이다. 레이저의 출력은 할당된 광 직교 부호에 따라서 특정 펄스열로 변환되는데, 여기서 각 펄스 칩의 광자율은  $\lambda_s w$ 이다. 따라서 수신된 신호는 식 (13)과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \frac{1}{w} b^k(t - \tau_k) c^k(t - \tau_k) + n(t) \quad (13)$$

여기서  $\tau_k$ 는  $k$ 번째 사용자와 관련된 지연이고  $n(t)$ 는 암전류에 의한 잡음이다. 일반적인 경우에 대해서 비트 오류 확률에 대한 상한값이 칩 동기 시스템에 대해서 있기 때문에 본 논문에서는 칩 동기 시스템을 가정하였다. 따라서 지연  $\tau_k$  ( $1 \leq k \leq K$ )은  $T_c$ 의 정수배로 가정하였다.

검파기의 이득이 충분히 크다고 가정하면, 열잡음의 영향은 무시할 수 있고 수신기는 산탄잡음에 의해 성능이 제한된다. 이 경우 각 슬롯에서 출력은 그 슬롯의 광자 계수에 비례한다. 따라서 검파에 대한 통계값은 각 관측 구간에서 수신된 광자의 개수이다. 이 광자 계수는 조건부 Poisson 불규칙 변수로 모델링할 수 있다. 일반성을 유지하기 위해서 첫 번째 사용자를 원하는 사용자라고 가정하면,  $i$ 번째 슬롯에서 광자 검파기 출력은 식 (14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$Z_i = D_i + \sum_{k=2}^K I_i^k + N_i, \quad 1 \leq i \leq M \quad (14)$$

여기서  $D_i$ 와  $I_i^k$  및  $N_i$ 는 각각 원하는 사용자 (첫 번째 사용자)에 의한 Poisson 광자 계수 성분,  $k$ 번째 사용자의 신호, 그리고 잡음을 나타낸다. 직접 검파 광 부호분할 다중접속 시스템에서 광 잡음 성분은 광 신호 성분의 강도에 더해진다.  $N_i$ 의 평균은 식 (15)와 같다.

$$E[N_i] = w \lambda_b T_c \quad (15)$$

여기서  $\lambda_b$ 는 배경 잡음이나 암전류에 의한 검파기의 광자 흡수율이다.  $k$ 번째 사용자의 첫 번째 비트에 의한  $I_i^k$ 의 평균은 식 (16)과 같이 표현할 수 있다.

$$E[I_i^k | b_i^k] = R_{c^k} \lambda_s T_c \delta_{ij} \quad (16)$$

여기서  $j_k = b_1^k$ 이고,  $\delta_{j,k}$ 는 Kronecker 델타 함수이며,  $R_{c_1,c}$ 는 첫 번째 사용자와  $k$ 번째 사용자의 상호상관이다. 가장 최악의 상호상관 경우를 가정하면 (즉,  $R_{c_1,c} = 1$ 인 경우),  $K-1$  간섭 사용자에 의한 평균 광자 계수는 식 (17)과 같이 표현할 수 있다.

$$E\left[\sum_{k=2}^K I_i^k \{b_1^2, b_1^3, \dots, b_1^K\}\right] = \lambda_s T_c \kappa_i \quad (17)$$

여기서  $\kappa_i$ 는 첫 번째 사용자를  $i$ 번 간섭을 일으킨 간섭 사용자의 수를 나타내며, 이는 식 (18)의 이항 분포를 따른다.

$$\Pr\{\kappa_i = j\} = \binom{K-1}{j} \left(\frac{1}{M}\right)^j \left(1 - \frac{1}{M}\right)^{K-1-j} \quad (18)$$

부호화되지 않은 경우 단어 에러 확률은 식 (19)와 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{w,u} = 1 - P_{c,u} \quad (19)$$

여기서  $P_{c,u}$ 는 올바른 슬롯을 판정할 확률을 나타낸다. 슬롯 결정 규칙은 다음과 같다. 모든  $j \neq i$ 에 대해서  $Z_i > Z_j$ 이면 심볼  $i$ 를 선택하고, 만약  $Z_i$ 와  $Z_j$  사이의 광자 계수가 같으면 대응되는 두 심볼 중 하나를 랜덤하게 선택한다. 데이터 심볼이 동일 확률로 발생한다고 가정하면, 부호화되지 않은 경우 올바른 슬롯을 선택할 확률은 식 (20)과 같이 하한값이 결정된다.

$$\begin{aligned} P_{c,u} &\geq \sum_{i=1}^M \Pr\{Z_i > Z_1, \dots, Z_i > Z_{i-1}, Z_i > Z_{i+1}, \dots, \\ &\quad Z_i > Z_M b_1 = i\} \cdot \Pr\{b_1 = i\} \\ &= \Pr\{Z_1 > Z_2, Z_1 > Z_3, \dots, Z_1 > Z_M b_1 = 1\} \\ &= \sum_{l_1=0}^{K-1} \sum_{l_2=0}^{K-1-l_1} \dots \sum_{l_M=0}^{K-1-l_1-l_2-\dots-l_{M-1}} P_{cl} \cdot \Pr\{\kappa = \ell\} \end{aligned} \quad (20)$$

여기서  $P_{c1} = \Pr\{Z_1 > Z_2, Z_1 > Z_3, \dots, Z_1 > Z_M | b_1 = 1, \kappa = \ell\}$ 이고,  $\ell = \{l_1, l_2, \dots, l_M\}$ 이며,  $l_s = \sum_{i=1}^M l_i$ 이고,  $\kappa = \{\kappa_1, \kappa_2, \dots, \kappa_M\}$ 이다. 또한  $\kappa$ 는 식 (21)의 다항 분포를 따른다.

$$\Pr\{\kappa = \ell\} = \frac{1}{M^{K-1}} \frac{(K-1)!}{l_1! l_2! \dots l_M!} \quad (21)$$

검파기 출력의 Poisson 분포로부터,  $P_{c1}$ 는 식 (22)와

같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{c1} &= \sum_{k=1}^{\infty} POS(k, K_s + K_b + \lambda_s T_c l_1) \\ &\quad \cdot \prod_{j=2}^M \left[ \sum_{i=0}^{k-1} POS(i, K_b + \lambda_s T_c l_j) \right] \end{aligned} \quad (22)$$

여기서  $POS(x, y) = y^x e^{-y} / x!$ 은 Poisson 질량 함수를 나타내고,  $K_s = w \lambda_s T_c$ 와  $K_b = w \lambda_b T_c$ 는 각각 원하는 신호와 잡음에 의한 심볼당 평균 광자 계수를 나타낸다. 결론적으로 부호화되지 않은 경우 비트 오류 확률  $P_{b,u}$ 은 식 (23)과 같이 한계값으로 표현할 수 있다.

$$P_{b,u} \leq \frac{1}{2} \frac{M}{M-1} P_{w,u} \quad (23)$$

(2) 터보 부호화된 광 펄스위치변조/부호분할 다중접속 시스템

터보 부호화된 비트 오류 확률의 상한값은 부호의 weight 분포로부터 얻을 수 있다. 그러나 특정 인터리버를 가지고 있는 터보 부호의 weight 분포를 계산하는 것은 어렵다. 따라서 균일한 분포의 불규칙 인터리버를 사용한다고 가정한다. 이 경우 모든 가능한 인터리버에 대한 weight 분포의 평균을 계산할 수 있다.

요소 부호기의 전달 함수 (또는 생성 함수)는 식 (24)와 같이 표현할 수 있다<sup>[16]</sup>.

$$G(X, I, D) = \sum_{x \geq 0} \sum_{i \geq 0} \sum_{d \geq 0} X^x I^i D^d g(x, i, d) \quad (24)$$

여기서  $g(x, i, d)$ 는 길이가  $x$ 이고, 입력 Hamming weight이  $i$ 이며, 출력 Hamming weight이  $d$ 인 부분의 개수이다. Hamming weight이  $i$ 인 입력 시퀀스가 랜덤하게 선택된 경우 Hamming weight이  $d$ 인 코드워드 조각을 생성할 조건부 확률은 식 (25)와 같다.

$$\begin{aligned} p_1(d|i) &= \frac{g(N, i, d)}{\sum_d g(N, i, d)} \\ &= \frac{g(N, i, d)}{\binom{N}{i}} \end{aligned} \quad (25)$$

여기서  $N$ 은 정보 비트의 수이고  $\sum_d g(N, i, d) = \binom{N}{i}$ 은 Hamming weight이  $i$ 인 코드워드의 전체 개수이다.

부호율이 1/3인 터보 부호기에서  $p_1(di)$ 는 식 (26)과 같이 변형된다<sup>[16]</sup>.

$$p_2(d_1, d_2|i) = \frac{g_1(N, i, d_1)g_2(N, i, d_2)}{\binom{N}{i}} \quad (26)$$

여기서  $g_1(N, i, d_1)$ 와  $g_2(N, i, d_2)$ 는 각각 첫 번째와 두 번째 부호기에 대한  $g(N, i, d)$  값이다. 길이가  $N$ 인 부호 조각에 대한 조건부 전달 함수는 식 (27)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} G(N, I, D) &= \sum_{i=0}^N I^i \sum_{d_1=0}^N \sum_{d_2=0}^N p_2(d_1, d_2|i) D^{d_1} D^{d_2} \\ &= \sum_{i=0}^N I^i \sum_{d=0}^{2N} p_2(di) D^d \end{aligned} \quad (27)$$

여기서  $d = d_1 + d_2$ 이고  $d = \{d_1, d_2\}$ 이다. 따라서 터보 부호화된 비트 오류 확률은 식 (28)과 같이 상한값을 표현할 수 있다.

$$P_b \leq \sum_{i=0}^N \sum_{d=0}^{2N} \frac{i}{N} A(i, d) P'_{b,u} \quad (28)$$

여기서  $P'_{b,u}$ 는  $P_{b,u}$ 에서  $P_{c1}$ 이  $P'_{c1}$ 인 경우의 값이고,  $A(i, d)$ 는 weight이  $i$ 인 정보 시퀀스와 weight이  $d$ 인 페리티 비트 스트림에 의해 생성된 코드워드의 수로써 식 (29)와 같이 표현할 수 있다.

$$A(i, d) = \sum_{d_1=0}^N \sum_{d_2=0}^N p_2(d_1, d_2|i) \quad (29)$$

식 (22)로부터  $P'_{c1}$ 은 식 (30)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} P'_{c1} &= \sum_{k=1}^{\infty} POS(k, (K_s + K_b + \lambda_s T_{c1})(i+d)) \\ &\cdot \prod_{j=2}^M \left[ \sum_{r=0}^{k-1} POS(r, (K_b + \lambda_s T_{c1})(i+d)) \right] \end{aligned} \quad (30)$$

여기서  $i+d$ 는 코드워드의 Hamming weight으로,  $i+d$  비트 위치에서 트렐리스의 원하는 경로와 모두 0인 경로는 다르다는 사실로부터 계산되었다<sup>[16]</sup>.

## V. 모의 실험 결과

이런 장에서는 계층간 교차 개념이 적용된 광 부호분

할 다중접속 시스템의 성능을 보이기 위해서 모의 실험한 결과를 보인다. 실험에서 8-ary 펄스위치변조를 사용하였고, 3개의 모든 부호화 비트는 8개의 가능한 펄스위치변조 심볼 중 하나로 연결된다. 입력 비트들은 독립적으로 인터리빙되고, 두 개의 요소 길쌈 부호기에 의해 부호화된다. 터보 부호기의 부호율은 1/3이고, 생성 다항식은  $1 + D^2$ 과  $1 + D + D^2$ 이다.

그림 6은 터보 복호 과정에서 반복 복호 회수를 변화시키는 경우, 심볼당 평균 광자 개수에 따른 비트 오류 성능을 나타낸 것이다. 실험에서 다중 사용자 수는 10명, 인터리버의 길이는 100, 평균 잡음 광자 개수는 50, 광 직교 부호의 weight은 5, 광 직교 부호의 길이는 500으로 설정하였다. 그리고 터보 복호는 MAP 알고리즘을 사용하였다. 그림 6의 결과로부터 터보 부호화는 부호화 되지 않은 경우와 비교할 때 상당한 부호화 이득을 제공하는 것을 확인할 수 있다. 또한 터보 복호 과정에서 반복 복호 회수가 증가할수록 부호화 이득의 증가로 인해 비트 오류율 성능이 향상되는 것을 확인할 수 있다. 이는 충분한 반복 복호 이후에는 연평균 평가가 더 이상 쓸모없게 되기 때문이다.

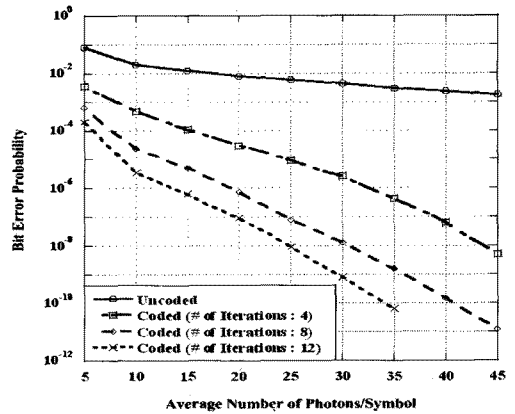


그림 6. 다양한 반복 복호 회수에 대하여 심볼당 평균 광자 개수에 따른 비트 오류 확률 성능 (사용자 수=10, 인터리버 길이=100, 평균 잡음 광자 개수=50, 광 직교 부호 weight=5, 광 직교 부호 길이=500, 복호 알고리즘=MAP)

Fig. 6. Bit error probability versus average number of photons per symbol performance for different numbers of decoding iterations. (number of users=10, interleaver length=100, average number of noise photons=50, OOC weight=5, OOC length=500, decoding algorithm=MAP).



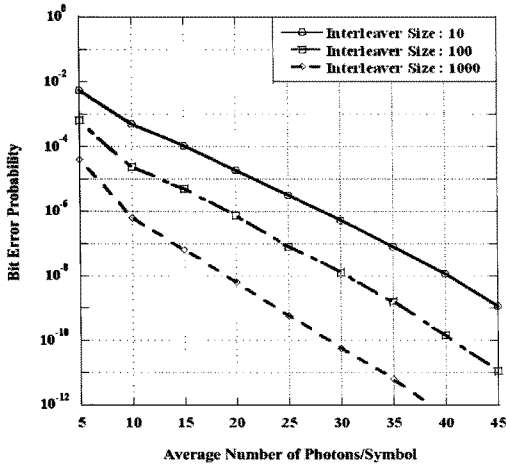


그림 7. 다양한 인터리버 길이에 대하여 심볼당 평균 광자 개수에 따른 비트 오류 확률 성능 (사용자 수=10, 평균 잡음 광자 개수=50, 반복 복호 회수=8, 광 직교 부호 weight=5, 광 직교 부호 길이는=500, 복호 알고리즘=MAP)

Fig. 7. Bit error probability versus average number of photons per symbol performance for different interleaver sizes. (number of users=10, average number of noise photons=50, number of decoding iterations=8, OOC weight=5, OOC length=500, decoding algorithm=MAP).

그림 7은 인터리버 길이를 변화시키는 경우, 심볼당 평균 광자 개수에 따른 비트 오류 확률 성능을 나타낸 것이다. 실험에서 다중 사용자 수는 10명, 평균 잡음 광자 개수는 50, 반복 복호 회수는 8회, 광 직교 부호 weight은 5, 광 직교 부호의 길이는 500으로 설정하였다. 그리고 터보 복호는 MAP 알고리즘을 사용하였다. 그림 7로부터 부호화율을 변화시키지 않더라도 인터리버 길이를 증가시키면 상당한 시스템 성능 향상을 보이는 것을 확인할 수 있다. 이는 간단히 하드웨어 구조를 변경하여 시스템의 성능을 향상시킬 수 있음을 의미하는 것으로, 터보 부호의 핵심적인 장점이라고 할 수 있다.

그림 8은 광 직교 부호의 weight을 변화시키는 경우, 심볼당 평균 광자 개수에 따른 비트 오류 확률 성능을 나타낸 것이다. 실험에서 다중 사용자 수는 10명, 인터리버 길이는 100, 평균 잡음 광자 개수는 50, 반복 복호 회수는 8회, 광 직교 부호의 길이는 500으로 설정하였다. 그리고 터보 복호는 MAP 알고리즘을 사용하였다. 그림 8의 결과로부터 광 직교 부호의 weight이 증가할

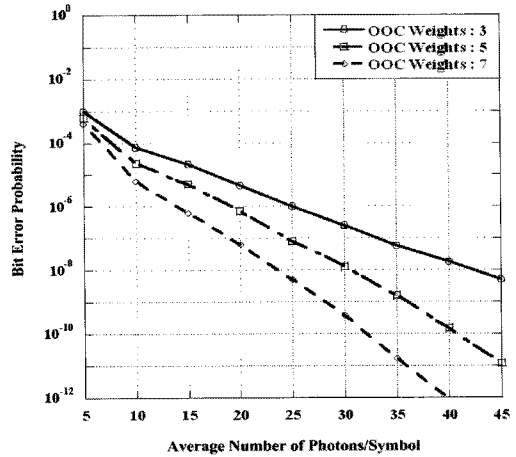


그림 8. 다양한 광 직교 부호 weight에 대하여 심볼당 평균 광자 개수에 따른 비트 오류 확률 성능 (사용자 수=10, 인터리버 길이=100, 평균 잡음 광자 개수=50, 반복 복호 회수=8, 광 직교 부호 길이는=500, 복호 알고리즘=MAP)

Fig. 8. Bit error probability versus average number of photons per symbol performance for different OOC weights. (number of users=10, interleaver length=100, average number of noise photons=50, number of decoding iterations=8, OOC length=500, decoding algorithm=MAP).

수록 시스템 성능이 향상되는 것을 확인할 수 있다. 이는 광 직교 부호의 weight이 증가할수록 간섭 신호의 평균 광자 개수가 감소하기 때문이다.

그림 9는 심볼당 평균 광자 개수에 따른 비트 오류 확률 성능을 MAP과 Max-Log-MAP 및 SOVA의 터보 복호 알고리즘에 따라서 비교하였다. 실험에서 다중 사용자 수는 10명, 인터리버 길이는 100, 평균 잡음 광자 개수는 50, 반복 복호 회수는 8회, 광 직교 부호의 weight은 5, 광 직교 부호의 길이는 500으로 설정하였다. 예상한 바와 같이 MAP 복호 알고리즘이 세 가지 알고리즘들 중에서 가장 성능이 뛰어난 것을 확인할 수 있다. 하지만 심볼당 평균 광자 개수가 증가할수록 MAP 복호 알고리즘과 Max-Log-MAP 복호 알고리즘의 성능 차이는 점차 감소하여 무시할 수 있을 정도가 되는 것을 확인할 수 있다. 이로부터 시스템 성능과 복잡도를 모두 고려한다면 터보 복호 알고리즘으로 MAP 알고리즘보다는 Max-Log-MAP 알고리즘을 선택하는 것이 전체적으로 봤을 때 더 효율적인 선택임을 결론지을 수 있다. 그리고 기본적으로 MAP 복호 알고리즘은

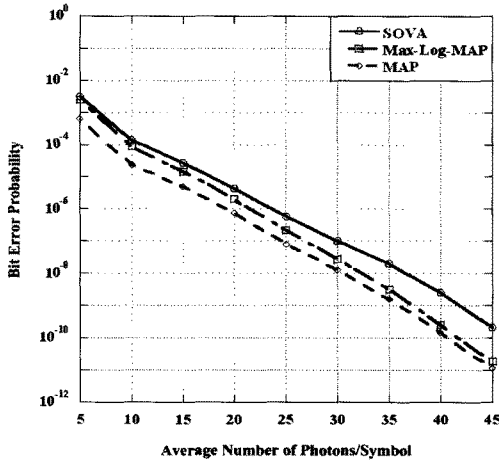


그림 9. 다양한 터보 복호 알고리즘에 대하여 심볼당 평균 광자 개수에 따른 비트 오류 확률 성능 (사용자 수=10, 인터리버 길이=100, 평균 잡음 광자 개수=50, 반복 복호 회수=8, 광 직교 부호 weight=5, 광 직교 부호 길이=500)

Fig. 9. Bit error probability versus average number of photons per symbol performance for different turbo decoding algorithms. (number of users=10, interleaver length=100, average number of noise photons=50, number of decoding iterations=8, OOC weight=5, OOC length=500).

비트 오류 확률을 최소화 시키는 알고리즘인데 반해 SOVA 복호 알고리즘은 시퀀스 오류 확률을 최소화 시키는 알고리즘이므로, 비트 오류 확률 성능은 SOVA 알고리즘 보다는 MAP 알고리즘이 더욱 뛰어난 것을 확인할 수 있다.

## VI. 결 론

본 논문에서는 물리 계층과 네트워크 계층의 계층간 교차 개념을 적용한 터보 부호화된 광 부호분할 다중접속 시스템의 성능을 분석하였다. 광 부호분할 다중접속 시스템은 펄스 위치 변조 방식을 사용하고, 광 채널에서는 강도변조/직접 검파하는 시스템으로 설정하였다.

모의 실험 결과로부터, 터보 부호화는 어느 정도의 부호화 및 복호화 복잡도 증가가 있기는 하지만 상당한 부호화 이득을 제공하는 것을 확인하였다. 따라서 이 부호화 이득으로 인하여 광통신에 필요한 레이저 펄스 전력을 줄일 수 있고, 광통신 시스템의 기대 수명을 어느 정도 연장시킬 수 있다. 또한 고정된 부호화율에서

인터리버의 길이를 증가시킬수록 시스템 성능이 향상되는 것을 확인할 수 있었다. 이는 부호기와 복호기의 구조를 변형하여 메모리 크기를 증가시키면, 복호 복잡도가 증가하지만 시스템 성능을 향상시킬 수 있다는 것을 의미한다. 게다가, 터보 부호화 과정에서 반복 복호 회수를 증가시키면 시스템 성능이 향상되었고, Max-Log-MAP 복호 알고리즘이 시스템 성능과 복잡도를 모두 고려할 때 적절한 선택임을 확인하였다.

본 논문의 결과는 광 부호분할 다중접속 네트워크에서 터보 부호를 사용하는데 활용될 수 있고, 실내 광 무선 LANs (Local Area Networks) 시스템을 구현하는데 적용될 수 있다.

## 참 고 문 헌

- [1] J. A. Salehi, "Code division multiple access techniques in optical fiber networks - part I and part II," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 37, no. 8, pp. 824-842, Aug. 1989.
- [2] A. J. Mendez, R. M. Gagliardi, H. X. C. Feng, J. P. Heritage, and J. M. Morookian, "Strategies for realizing optical CDMA for dense, high-speed, long span, optical network applications," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 18, no. 12, pp. 1685-1696, Dec. 2000.
- [3] S. Galli, R. Menendez, E. Narimanov, and P. Prucnal, "A novel method for increasing the spectral efficiency of optical CDMA," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 56, no. 12, pp. 2133-2144, Dec. 2008.
- [4] D. J. G. Mestdagh, *Fundamentals of Multiaccess Optical Fiber Networks*, Artech house, 1995.
- [5] P. E. Green, *Fiber Optical Networks*, Prentice Hall, 1993.
- [6] I. B. Djordjevic, "LDPC-coded optical coherent state quantum communications," *IEEE Lett. Photonics Technol.*, vol. 19, no. 24, pp. 2006-2008, Dec. 2007.
- [7] K. K. Wong and T. O'Farrell, "Spread spectrum techniques for indoor wireless IR communications," *IEEE wireless commun.*, vol. 10 no. 2, pp. 54-63, Apr. 2003.
- [8] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting code: turbo codes," in *Proc. of IEEE ICC'93*, pp. 1064, 1070, Geneva, Switzerland, June 1993.
- [9] E. K. Hall and S. G. Wilson, "Design and

analysis of turbo codes on Rayleigh fading channels," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 16, no. 2, pp. 160-174, Feb. 1998.

[10] A. R. Forouzan, M. N. Kenari, and N. Rezaee, "Frame time-hopping patterns in multirate optical CDMA networks using conventional and multicode schemes," IEEE Trans. Commun., vol. 53, no. 5, pp. 863-875, May 2005.

[11] C. Argon and S. W. McLaughlin, "Optical OOK-CDMA and PPM-CDMA systems with turbo product codes," IEEE J. Lightwave Technol., vol. 20, no. 9, pp. 1653-1663, Sep. 2002.

[12] G. Bosco, G. Montorsi, and S. Benedetto, "Soft decoding in optical systems," IEEE Trans. Commun., vol. 51, no. 8, pp. 1258-1265, Aug. 2003.

[13] J. W. Lee, R. L. Urbanke, and R. E. Blahut, "Turbo codes in binary erasure channel," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 54, no. 4, pp. 1765-1773, Apr. 2008.

[14] A. Mahran and M. Benaissa, "Iterative decoding with a hamming threshold for block turbo codes," IEEE Commun. Lett. vol. 8, no. 9, pp. 567-569, Sep. 2004.

[15] 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, May 1989.

[16] D. Divsalar, S. Dolinar, and F. Pollara, "Transfer function bounds on the performance of turbo codes," The Telecommun. and Data Acquisition Progress Report, 42-122, pp. 44-55, Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, CA, Apr. 1995.

저 자 소 개



김진영(정회원)  
 1998년 서울대학교 전자공학과 공학박사  
 2000년 미국 Princeton University Research Associate  
 2001년 SK 텔레콤 네트워크연구원 책임연구원  
 2001년 현재 광운대학교 전파공학과 부교수  
 2009년 현재 미국 M.I.T 공대 Visiting Scientist  
 <주관심분야 : 디지털통신, 무선통신, 채널부호화>



김은철(정회원)  
 2003년 광운대학교 전자공학부 학사 졸업.  
 2005년 광운대학교 전파공학과 석사 졸업.  
 2009년 현재 광운대학교 전파공학과 박사 과정.  
 <주관심분야 : 무선통신, 동기화, 채널 부호화, 양립성>