

Optical CDMA 근거리망을 위한 M -진 전송기술에 대한 연구

준회원 윤 용 철*, 정회원 최 진 우**, 김 영 록**

On the Application and Optimization of M -ary Transmission Techniques to Optical CDMA LANs

Yong-Chul Yun, Jinwoo Choi, Younglok Kim *Regular Members*

요 약

기존의 OCDMA 근거리망에 대한 연구에서는 일반적으로 단속변조(on-off keying)가 전송기술로 사용될 것을 전제로 하고 있으나 광신호가 갖는 단극성으로 인해 전송률 향상에 많은 어려움이 있다. 이에 본 논문에서는 심벌 주기당 다수 비트의 정보를 전송할 수 있는 M -진 OCDMA 기법을 제안하고 그 성능을 이론과 모의실험을 통해 분석한다. M -진 OCDMA 근거리망의 검출오류분석을 위해 Poisson 프레임 유입과 임의생성부호를 전제로 검출오류확률의 근사식을 유도하고, 검출오류확률을 최소로 만드는 최적부호중량을 도출하였다. 또한 이 결과를 토대로 부호의 차수를 임의로 확대할 수 있을 경우 심벌의 개수 M 의 증가와 함께 전송률과 대역폭효율이 개선될 수 있음을 확인하였다. 그러나 부호 차수의 확대는 송수신기 구현비용의 증가를 수반하므로 이를 임의로 확대하는 것은 현실적인 가정이라 볼 수 없다. 따라서, 실제로 부호차수는 기술수준과 구현비용들을 고려하여 결정되어야하며 본 논문에서는 주어진 부호차수에 대하여 적절한 심벌의 수 M 을 결정함으로써 전송률을 극대화할 수 있는 방안을 함께 제시하고 있다.

Key Words : OCDMA, On-Off Keying, M-ary

ABSTRACT

Most research efforts on the OCDMA technology assume single-bit-per-symbol transmission techniques such as on-off keying. However, achieving high spectral efficiency with such transmission techniques is likely to be a challenging task due to the "unipolar" nature of optical signals. In this paper, an M -ary transmission technique using more than two equally-weighted codes is proposed for OCDMA local area networks, and its BER performance and spectral efficiency are analyzed. Poisson frame arrival and randomly generated codes are assumed for the BER analysis, and the probability of incorrect symbol detection is analytically derived. From the approximation, it is found that there exists an optimal code weight that minimizes the BER, and its physical interpretation is drawn in an intuitive and simple statement. Under the assumption of this optimized code weight and sufficiently large code dimension, it is also shown that the spectral efficiency of OCDMA networks can be significantly improved by increasing the number (M) of symbols used. Since the cost of OCDMA transceivers is expected to increase with the code dimension, we finally provide a guideline to determine the optimal number of symbols for a given code dimension and traffic load.

I. 서 론

지난 십여 년간 눈부신 발전을 거듭한 광통신 기

술에 힘입어 장거리 통신망의 광대역화가 빠르게 진행되었다. 특히 파장분할다중화(WDM)기술은 기간통신망에서 성공적으로 도입되고 있으며 향후로도

** 삼성전자 (nodeavoid@sogang.ac.kr), *서강대학교 전자공학과 (xinu@sogang.ac.kr, ylkim@sogang.ac.kr)

논문번호 : 040106-0308, 접수일자 : 2004년 3월 8일

*본 연구는 한국과학재단 목적기초연구(R01-2001-000-00542-0)지원으로 수행되었음.

광대역 장거리망의 대역폭 증대에 지속적으로 기여할 것으로 예상된다. 한편 파장분할다중화를 적용한 통신망장비는 기존의 전자통신기술에 의존한 통신망 장비에 비해 아직 상대적으로 고가인 상황이며, 이로 인해 대역폭에 대한 요구가 크지 않고 중소기업의 예산으로 구축/운영이 이루어지던 근거리 통신망에서는 광통신기술의 도입이 늦어지고 있다. 그러나 멀티미디어, storage area network (SAN), 가상현실 등 현재 보편적인 근거리망의 대역폭으로 지원하기 어려운 다양한 광대역 통신망 응용이 속속 등장함에 따라 근거리 통신망에서도 광통신기술의 필요성이 가까운 미래에 절실히 될 것으로 예측된다. 이와 같은 이유로 근래에 근거리 통신망환경에 보다 경제적으로 적용될 수 있는 광통신기술의 연구가 활발하게 이루어지고 있으며, 특히 수동광소자를 이용한 광코드분할다중접속(OCDMA)기술에 대한 관심이 증가하고 있다 [1,2,3].

OCDMA는 크게 동기광원에 기반한 간섭성(coherent) OCDMA 방식과 비동기광원에 기반한 비간섭성(incoherent) OCDMA 방식의 두 방향으로 연구/개발이 이루어지고 있다 ([4]와 그 참고문헌을 참조). 동기광원을 사용하는 간섭성 OCDMA 방식에 대해서는 주목할만한 이론적 연구가 이루어졌으나 현재의 광소자기술 수준에서 극복이 어려운 여러 가지 기술적 난제가 존재하여 비동기광원을 사용하는 비간섭성 OCDMA 방식에 상대적으로 많은 연구노력이 집중되고 있다. 본 논문에서 다루고자 하는 비간섭성 OCDMA 방식은 일반적으로 그림 1과 같이 하나 또는 둘 이상의 이상적인 광접속기(photo coupler)를 이용하여 논리적으로 성형위상(star topology)을 갖는 공유매체망(shared medium network) 구조를 전제한다 [2,3]. 즉, 단말기로부터 전송되는 모든 광신호는 공유매체, 즉 광섬유 상에서 중첩되어 상호간에 간섭신호로 작용하게 되며 수신단에서는 각자의 고유부호를 이용하여 자신에게 전송된 정보를 검출하게 된다.

CDMA 기술은 이미 무선이동통신분야에서 광범위하게 연구되었으나 비간섭성 광신호의 본질적 특성이라 할 수 있는 단극성(uni-polarity)으로 인해 무선 통신에 널리 사용되는 DS-SS-CDMA 방식 등을 OCDMA 근거리망에 직접 적용하기 어렵다. 따라서 비동기광원을 이용한 OCDMA 통신망의 성능/효율분석 및 OCDMA 부호설계기술은 다양한 새로운 접근 방식으로 연구되었으며, 다파장 광통신기술의 발전과 함께 비간섭성 OCDMA 방식도 확장되어 그림 2

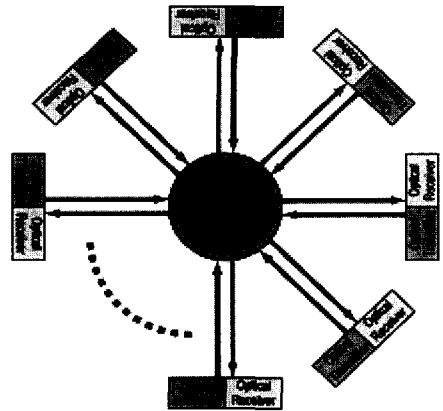


그림 1. 전형적인 OCDMA 망의 논리적 구조

와 같이 동시에 둘 이상의 파장에 구축된 2차원적 부호를 이용하여 정보를 전송하는 2-D OCDMA 기법이 널리 연구되고 있다 [5,6]. 이 그림은 일반적인 2차원 OCDMA 부호가 하나의 행렬로 표현될 수 있음을 보여주고 있으며, 이 행렬의 행 차수 L 은 사용된 파장의 수, 열 차수 T 는 칩주기를 단위로 표현된다.

1차원 또는 2차원적 구조를 갖는 부호를 이용하여 디지털 정보를 전송하는 방법에는 여러 가지가 있으나 송수신기의 구조를 단순화 할 수 있다는 이점으로 인해 현재까지 연구된 OCDMA 방식은 많은 경우가 가장 기본적인 형태의 단속변조(On-Off Keying)를 전제로 하고 있다 [7,8]. 즉, 송신단과 수신단은 동일한 고유의 부호를 할당받고 송신단은 이 부호를 매 심벌주기마다 전송하거나 또는 전송하지 않음으로써 단일 비트의 정보를 전송할 수 있다. 최근의 연구결과에서 부호의 중량(Hamming weight) 즉, 하나의 부호에 포함된 광펄스의 총 강도는 비트오율과 대역폭효율에 지대한 영향을 미침이 확인되었다 [9].

한편 단속변조를 이용한 OCDMA 방식보다 높은 심벌주기당 전송률을 얻을 수 있는 방법으로 송신단이 매 심벌주기당 M 개의 고유부호 중 하나를 전송하도록 함으로써 매 심벌주기당 $\log_2 M$ 비트의 전송률을 얻는 M -진 전송기법을 고려할 수 있다. 실제로 펄스위치변조(Pulse Position Modulation, PPM)나 주파수편이변조(Frequency Shift Keying, FSK)등을 이용한 M -진 OCDMA 기법들이 고려된 바 있으며, 이들은 모두 일반적인 M -진 OCDMA 방식의 특별한 형태로 생각할 수 있다 [10]. 그러나 송신단이 전송할 가능성이 있는 부호의 수를 증

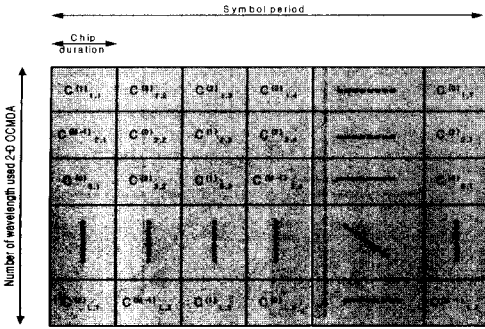


그림 2. 사용되는 부호의 특성에 따른 M-진 OCDMA

가시키는 것은 수신단에서 검출오류를 증가시키는 요인이 되며, 또한 단속변조에 비해 간섭신호가 증가하게 되는 효과가 있으므로, 실질적인 전송률 증가는 기대에 미치지 못하거나 심지어 전송률의 감소를 초래할 가능성도 있다. 이에 본 연구에서는 단위펄스로 구성된 2차원 부호를 이용한 일반적인 형태의 M-진 OCDMA 시스템의 성능을 이론적으로 분석하고 이를 기초로 하여 최적의 비트오율과 대역폭 효율을 얻을 수 있는 M-진 OCDMA 방식을 도출한다. 이러한 이론적 결과를 유도하기 위해 본 논문은 임의부호체계를 채택한 OCDMA 시스템을 프레임전송 모델을 구축하고, 이를 토대로 검출오율을 근사적으로 유도하며, 검출오율을 최소화하기 위한 부호의 중량과 대역효율을 극대화하기 위한 M 값을 유도한다. 본 연구에서는 기본적으로 M-진 검출을 위해 기존의 AND 검출기를 수정한 AND-SUM 검출기를 도입하는 것을 전제로 하여 단속변조 OCDMA 시스템의 검출오류확률분석 및 대역폭효율 최적화기법[9,11]을 M-진 OCDMA 방식으로 확장하는 방향으로 접근한다.

이후의 본 논문은 다음과 같이 구성된다. 2절에서는 본 논문에서 다루고자하는 일반적인 M-진 OCDMA 기법에 대해 소개하고 간략화 된 M-진 OCDMA 시스템 모델을 구축한다. 3절에서는 본 논문에서 전제로 하는 M-진 OCDMA 방식의 검출오율을 이론적으로 유도하고 그 결과를 적용하여 최적의 부호중량을 유도한다. 4절에서는 프레임단위로 정보의 전송이 이루어지는 M-진 OCDMA 모델에서 전송률을 분석하여 상황에 따른 심벌개수의 최적화 방법을 기술하고, 마지막으로 5절에서는 본 연구에 대한 결론을 맺고 향후 연구방향을 제시한다.

II. M-진 OCDMA 기법과 시스템모델

1. M-진 OCDMA 기법의 분류

L과 T가 각각 OCDMA에 사용되는 파장의 수와 시간 축 방향으로의 부호의 길이라 할 때 일반적인 2-D OCDMA 부호는 그림 1에서 예시된 바와 같이 L×T 행렬로 표현될 수 있다. 본 논문에서는 각 송수신단에 M개의 고유부호 C⁽⁰⁾, C⁽¹⁾, ..., C^(M-1)를 할당하고, 송신단이 매 심벌주기마다 이들 부호 중 하나를 전송함으로써 log₂M 비트의 정보를 수신단으로 전송하는 형태의 M-진 OCDMA 기법을 고려한다. 여기서 k번째 부호 C^(k)를 전송한다는 것은 해당 심벌주기 동안 i(=1, ..., L)번째 파장을 통해 j(=1, ..., T)번째 칩 주기동안 강도 c_{i,j}^(k)의 광펄스를 송신한다는 것을 의미한다.

이와 같이 2차원부호를 이용한 일반적인 M-진 OCDMA 기법은 M개의 서로 다른 부호를 어떠한 형태로 구성하는가에 따라 여러 가지로 분류될 수 있다. 우선 각 부호에 포함된 모든 광펄스가 동일한 강도를 갖는 경우와 그렇지 않은 경우로 구분할 수 있다. 즉, 그림 3의 예 (a)와 (b)의 경우처럼 다양한 강도의 펄스를 이용한 경우를 다단펄스를 이용한 OCDMA 기법으로, (c)와 (d)에서와 같이 모든 부호가 단위강도의 펄스들로만 구성되는 경우를 단위펄스만을 이용한 OCDMA 기법으로 분류할 수 있다. 현재까지 이루어진 대부분의 OCDMA 관련 연구에서는 주로 단위강도의 펄스만으로 구성된 부호를 이용하는 것을 전제로 하고 있다.

비간섭성 M-진 OCDMA 기법을 분류하는 두 번째 기준으로 송수신단에 부여된 부호가 갖는 에너지의 균일성을 들 수 있다. E = {1, ..., L} × {1, ..., T} 라 정의하면 $\sum_{(i,j) \in E} c_{i,j}$ 는 광부호 C를 구성하고 있는 광펄스의 총 강도 또는 단위펄스의 총 수로 해석할 수 있으며, 이를 흔히 부호 C의 중량(Hamming weight)이라고 정의한다. 즉, M개의 부호가 동일한 중량을 갖는 경우(그림 3 (b)와 (d))와 그렇지 않은 경우(그림 3 (a)와 (c))를 각각 대칭/비대칭부호 M-진 OCDMA 방식으로 구분할 수 있다. 비대칭부호를 이용한 OCDMA 방식의 예로는 앞선 OCDMA

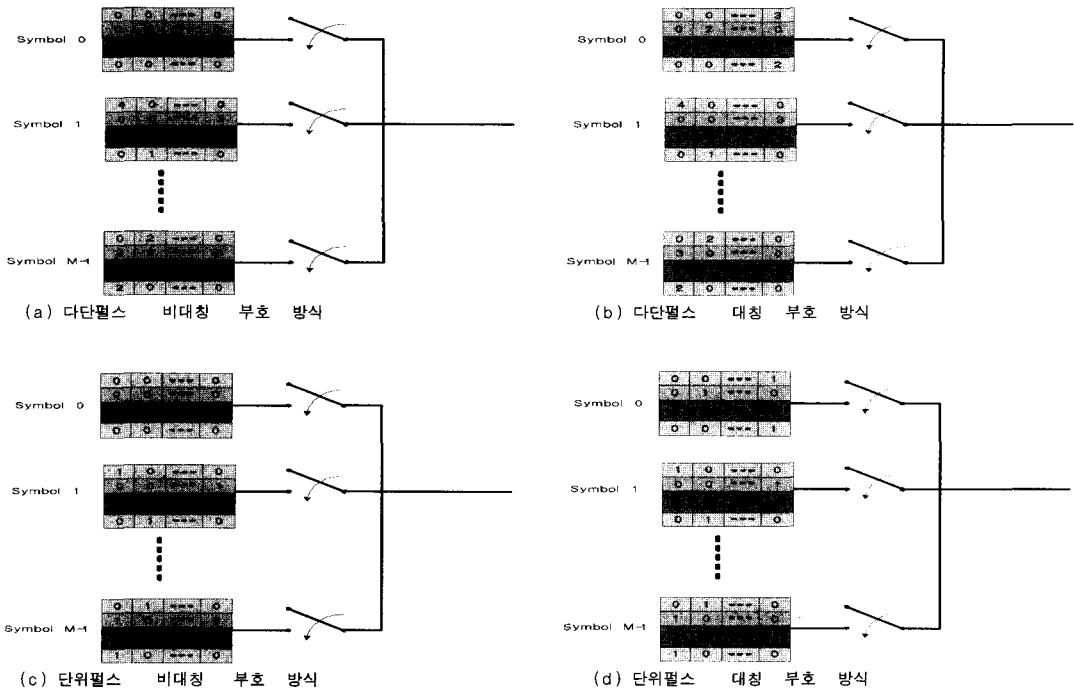


그림 3. 사용되는 부호의 특성에 따른 M -ary OCDMA 기법의 분류

관련 연구에서 널리 다루어졌던 단속변조를 들 수 있으며, 이는 $M=2$ 이고 $C^{(0)}$ 가 0행렬로 주어진 비대칭부호 2-진 OCDMA 방식의 특별한 경우라고 할 수 있다. 본 논문에서는 모든 단말기들에 부여되는 광부호가 그림 3 (d)의 경우와 같이 동일한 수의 단위펄스로 구성되는 단위펄스 대칭부호 M -진 OCDMA 기법에 대해 그 성능을 분석한다.

2. M -진 OCDMA 시스템모델

M -진 OCDMA 시스템의 이론적 성능분석을 용이하도록 하기 위해 아래에 기술된 단순화된 OCDMA 시스템 모델을 가정한다.

이상적인 광접속 및 매체

본 논문에서 연구하고자 하는 근거리 광통신망은 공유매체를 통해 다수의 단말기 또는 호스트들이 성형위상으로 연결된 형태를 갖는다. 많은 선행연구에서 이러한 형태의 광통신망은 일반적으로 하나 또는 둘 이상의 광접속기를 포함하는 것으로 전제되고 있으며, 광신호의 전파나 분할에 따른 신호의 손실이 없는 것으로 가정하기도 한다. 그러나 실제의 광섬유에서는 신호의 전송거리가 증가함에 따라 어느 정도의 광신호의 손실을 가져오며, 광접속기의

경우 전력의 분할에 따른 신호의 약화를 초래하게 된다. 따라서 송수신단을 연결하는 광섬유의 물리적 길이와 광분배기의 수는 이들 간에 전송되는 광신호의 약화정도를 결정하는 중요한 요소가 되며, 망의 물리적 구조가 비대칭적일 경우 송수신단의 상대적 위치에 따라 신호약화의 정도가 다를 수 있다. 본 논문에서는 M -진 OCDMA 기법의 성능분석을 용이하도록 하기 위해 이상적인 광매체와 모든 단말단이 대칭적인 구조를 갖는 망구성을 전제로 한다. 그 결과 송수신단의 위치에 관계없이 언제나 동일한 수준의 신호약화를 가정할 수 있다. 또한, OCDMA 기법에서 발생하는 다중접속으로 인한 간섭의 효과를 중점적으로 분석하기 위해 외부에서 매체로 유입되거나 광매체 자체에서 발생하는 잡음은 없는 것으로 가정한다.

Poisson process에 따른 프레임 유입

근거리망을 통해 전송되어야 할 정보는 평균 길이(l 비트)의 프레임의 형태로 외부로부터 유입되며, 이는 도착률이 칩주기당 α 프레임으로 주어진 Poisson process를 따르는 것으로 가정한다. 이러한 가정은 근거리망에 접속된 단말기의 수가 많고 각 작은 매우 낮은 빈도로 프레임을 전송하는 경우에

Poisson 극한정리에 의해 매우 현실적인 가정이 된다.

단위펄스를 이용한 대칭적 부호생성

근거리망에 도착한 프레임은 임의의 송신단말기로부터 또 다른 임의의 수신단말기로 전송되며, 이때 송수신단은 W 개의 단위펄스를 각각 다른 위치에 겹치지 않도록 배치함으로써 프레임 전송하기 위해 사용할 M 개의 부호를 임의로 결정한다. 즉,

$E_m = \{(i, j) \in E | c_{i,j}^{(m)} = 1\}$ 이 부호 $C^{(m)}$ 에서 단위펄스의 위치를 나타낸다고 할 때, E_0, \dots, E_{M-1} 는 모든 $i \neq j$ 에 대해 $E_i \cap E_j = \emptyset$ 와 $|E_i| = W$ 를 만족하도록 임의로 결정된다.)

송수신단간의 완전한 심벌주기 동기

프레임의 전송이 일어나고 있는 동안 해당 송신단과 수신단은 완전한 심벌주기의 동기가 이루어져 있다고 가정한다. 즉, 수신단에서 한 심벌주기 동안 수신된 신호 R 은 $L \times T$ 행렬로 표시되며 이는 송신단에서 전송한 부호 C 와 다른 단말기들에 의해 전송된 간섭신호 X 의 합으로 표현된다.

간섭신호의 칩주기 동기

OCDMA 근거리망에 접속되어 있는 모든 단말기는 완전한 칩주기 동기 상태에 있고 광신호가 공유매체를 통해 전달되는데 필요한 시간, 즉 전파지연(propagation delay)은 칩주기의 정수배라고 가정한다. 이러한 가정은 다소 비현실적이나 이후의 이론적 분석과정을 용이하게 하며, 곧 모의실험결과를 통해 확인할 수 있듯이 이러한 전제가 분석결과에 심대한 오차를 유발하지 않는다. 한편 이러한 가정의 결과로 임의의 단말기에서 수신되는 간섭신호를 포함한 모든 신호는 칩주기 동기 상태에 있게 되고, 하나의 심벌주기 동안 수신된 신호 R 과 간섭신호 X 는 모든 위치에서 0보다 크거나 같은 정수 값을 취하는 $L \times T$ 행렬로 표현될 수 있다.

3. 간섭신호 모델과 검출기

앞 절에서 설명된 M -진 OCDMA 시스템 모델에서 M 개의 부호 $C^{(0)}, \dots, C^{(M-1)}$ 를 이용하여 프레임 전송/수신하는 한 쌍의 송수신단에 초점을 맞추고, 송신단이 현재 전송 중인 부호를 C 라 하자. M -진 전송이 이루어지므로 각 프레임은 칩주기

당 $(\log_2 M)/T$ 비트의 속도로 전송되며, 하나의 프레임을 전송하는데 필요한 시간은 $lT/\log_2 M$ 칩주기가 된다. 따라서 Poisson 프레임 유입 가정으로부터 이들 송수신 쌍과 동시에 프레임을 전송하고 있는 다른 단말기의 수는 $laT/\log_2 M$ 을 평균으로 하는 Poisson 분포를 갖게 되고, 이들은 각각 간섭신호가 될 W 개의 단위펄스를 수신된 간섭신호를 나타내는 행렬 X 의 임의의 위치에 배치하게 된다. 즉 Poisson process의 특성을 이용하면 간섭신호를 나타내는 행렬 X 의 각 위치 (i, j) 에서의 값 $X_{i,j}$ 는 $laW/L \log_2 M$ 을 평균으로 하는 Poisson 분포를 갖게 되고, $laT/\log_2 M$ 이 충분히 큰 값일 경우 $\{X_{i,j} | (i, j) \in E\}$ 는 근사적으로 서로 독립인 Poisson 확률변수로 간주될 수 있다. 따라서 본 논문에서는 송신단에서 전송한 부호 C 에 중첩된 간섭신호 X 가 서로 독립인 평균 $\nu := laW/L \log_2 M$ 의 Poisson 확률변수로 구성된다고 가정한다. 즉,

$$P[X = x] \approx \prod_{(i,j) \in E} P[X_{i,j} = x_{i,j}] = \prod_{(i,j) \in E} e^{-\nu} \frac{\nu^{x_{i,j}}}{x_{i,j}!} \quad (1)$$

여기서, $laTW/\log_2 M$ 은 한 심벌주기 동안 모든 단말기로부터 공유매체를 통해 전송되는 평균 단위펄스의 총 수이며 $L T$ 는 한 심벌주기 내에서 단위펄스가 배치될 수 있는 위치의 총 수이므로 ν 는 공유매체 상에서 각 파장채널을 통해 전송되는 단위펄스의 평균밀도로 해석할 수 있다. 이러한 Poisson 간섭모델은 이미 단속변조를 이용한 OCDMA 기법의 성능분석에서 활용된 바가 있으며 $laT/\log_2 M$ 가 충분히 큰 값일 경우 효과적으로 간섭신호를 특성화할 수 있는 것으로 확인되었다 [11].

Poisson 간섭모델을 전제로 최대공산검출기(maximum-likelihood detector)를 유도하기 위해, 한 비트주기 동안 수신된 신호를 나타내는 행렬 $R = C + X$ 의 조건부 분포를 유도하면 다음과 같다.

1) 여기서, $|\cdot|$ 는 원소의 개수를 나타낸다.

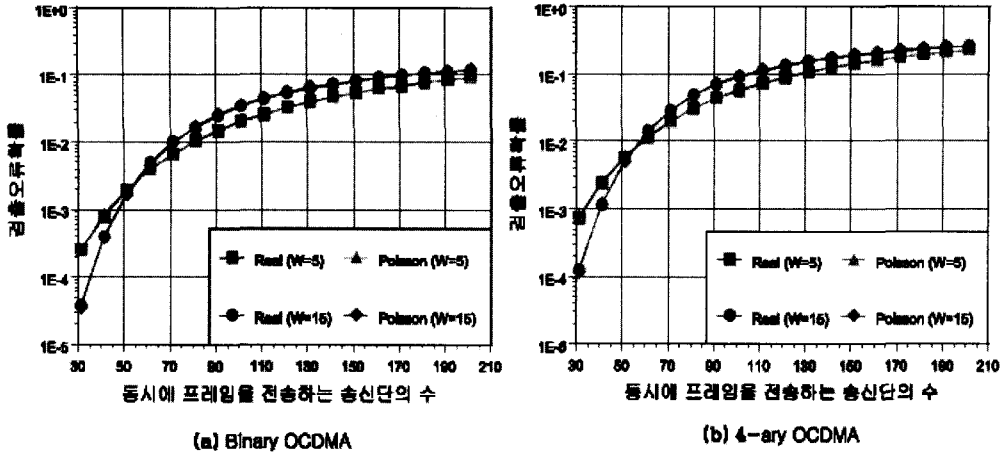


그림 4. Poisson 간섭모델의 성능

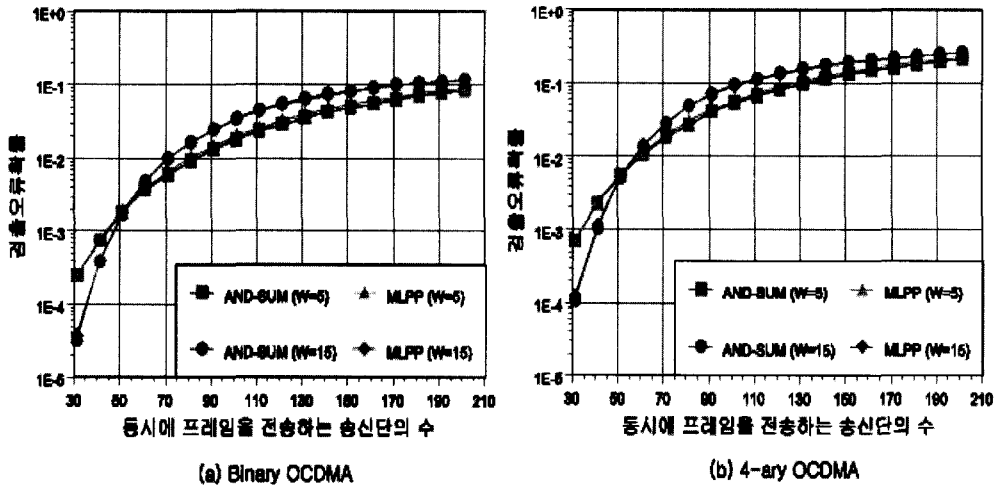


그림 5. 최대공산검출기(MLPP)와 AND-SUM 검출기의 성능비교

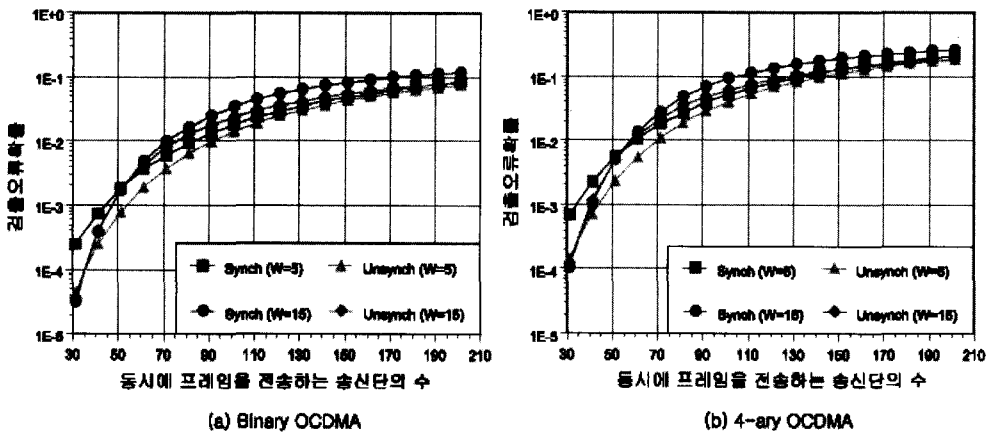


그림 6. 칩주기 동기에 따른 AND-SUM 검출기의 성능변화

$$\begin{aligned}
 P[R=r | C=C^{(m)}] &= \prod_{(i,j) \in E} P[R_{i,j}=r_{i,j} | C=C^{(m)}] \\
 &= \prod_{(i,j) \in E} e^{-\nu} \frac{\nu^{(r_{i,j}-c_{i,j}^{(m)})}}{(r_{i,j}-c_{i,j}^{(m)})!} \quad (2) \\
 &= e^{-\nu LT} \prod_{(i,j) \in E} \frac{\nu^{(r_{i,j}-c_{i,j}^{(m)})}}{(r_{i,j}-c_{i,j}^{(m)})!} .
 \end{aligned}$$

최대공산검출기는 이 조건부 확률을 최대로 하는 심벌 m 을 검출하게 되므로 쉽게 다음과 같이 유도된다.

$$\hat{m}_{ML} = \arg \max_m \prod_{(i,j) \in E_m} R_{i,j}. \quad (3)$$

즉, Poisson 간섭모델을 전제로 했을 때의 최대공산 검출기는 각 심벌에 해당하는 부호의 단위펄스위치에서 수신된 광펄스의 강도를 모두 곱하여 이 값이 최대가 되는 심벌을 검출하는 것임을 알 수 있다. Poisson 간섭모델을 이용한 단속변조 OCDMA 기법의 성능분석 결과에서 Poisson 간섭 모델에 기반한 최대공산 검출기가 우수한 검출 성능을 나타냈던 것을 감안하면, (3)과 같이 주어진 최대공산검출기도 M -진 OCDMA 시스템에서도 우수한 검출 성능을 나타낼 것으로 기대된다. 그러나 수신 심벌의 검출을 위해 다양한 위치에서 수신된 광펄스의 강도를 곱해야 한다는 점은 검출기의 광학적 구현을 어렵게 만들 수 있다. 한편 단속변조 OCDMA 방식에서 보다 간단한 형태의 AND 검출기가 현실적인 부하상태에서 최대공산검출기와 대등한 수준의 검출성능을 발휘했던 점을 기억하면 [11], M -진 OCDMA 방식에서도 AND 검출기와 유사한 형태의 검출기가 (3)에 주어진 최대공산검출기와 대등한 성능을 보여주게 될 것을 기대할 수 있다. 이에 본 논문에서는 M -진 OCDMA 방식에 적용할 수 있도록 AND 검출기를 확장한 AND-SUM 검출기를 다음과 같이 제안한다.

$$\hat{m}_{AS} = \arg \max_{m \in D} \sum_{(i,j) \in E_m} R_{i,j}. \quad (4)$$

단, 여기서 집합 D 는 후보심벌군을 나타내며 다음과 같이 정의된다.

$$D = \{m: R_{i,j} \geq 1 \text{ for all } (i,j) \in E_m\}.$$

즉, AND-SUM 검출기는 다음의 두 단계로 동작한

다.

1) 각각의 부호 $C^{(0)}, \dots, C^{(M-1)}$ 의 펄스위치에서 최소 하나의 단위펄스가 검출되었는지 확인하여 송신단에서 전송이 되었을 가능성이 있는 부호만으로 후보심벌집합 D 를 구성한다.

2) 후보심벌집합 D 에 포함된 부호들을 구성하는 단위펄스의 위치에서 수신된 광펄스의 강도를 합산하여 최고의 값을 갖는 심벌을 수신심벌로 검출한다.

이와 같은 원리로 동작하는 AND-SUM 검출기는 [7]에서 제안된 AND 검출기와 SUM 검출기를 결합한 형태으로써 현재의 기술수준에서도 광학적으로 구현이 가능하다.

4. 모의실험에 의한 검출기의 성능 비교

여기서는 앞서 논의되었던 M -진 OCDMA 시스템모델과 Poisson 간섭모델의 유효성 및 검출기의 성능을 간단한 모의실험을 통해 살펴본다. 모든 실험은 컴퓨터를 이용한 모의실험으로 수행되었으며 부호의 차수는 $L=20$, $T=25$ 로 설정하였다.

그림 4에서는 OCDMA 시스템모델을 전제로 하여 Poisson 간섭모델의 유효성을 알아보기 위해 Poisson 간섭모델을 이용하여 간섭신호를 발생시킨 경우와 실제의 상황처럼 간섭을 일으키는 송신단들이 각각 임의로 부호를 생성하도록 하여 간섭신호를 발생시킨 경우에 대해 최대공산검출기의 검출오류확률을 비교하였다. 그림에서 알 수 있듯이 실제로 다수의 송신단에 의해 간섭신호가 전송되었을 경우와 Poisson 간섭모델로부터 간섭신호가 발생되었을 경우에서 최대공산검출기는 동일한 검출성능을 보여주고 있다. 최대공산검출기가 Poisson 간섭모델을 기초로 유도되었다는 점을 생각하면, 이는 Poisson 간섭모델이 OCDMA 시스템모델에서 발생하게 되는 실제의 간섭신호의 통계적 특성을 효과적으로 반영하고 있다는 간접적인 근거로 볼 수 있다. 또한 이 결과를 바탕으로 식 (3)과 같이 주어진 최대공산검출기가 OCDMA 시스템모델을 전제로 하였을 때 최적에 가까운 검출성능을 보장할 것으로 기대할 수 있다.

이어지는 그림 5에서 이상적인 M -진 OCDMA 시스템모델을 전제로 하여 최대공산검출기와 간단한 구조를 갖는 AND-SUM 검출기의 성능을 전산모의

실험을 통해 추정/비교하였다. 이 실험에서는 동시에 프레임을 전송하는 단말기의 수가 검출오류 확률에 주는 영향을 명확하게 확인하기 위해 동시전송 단말기의 수를 Poisson 분포를 갖는 확률변수로 설정하지 않고, 고정된 수로 설정하였다. 전체적으로 거의 모든 상황에서 이들 검출기의 성능은 큰 차이를 보이지 않음을 확인할 수 있으며, 이는 단속변조를 이용한 OCDMA 시스템에서 AND 검출기가 최대공산검출기에 근접한 성능을 보여주었다는 점을 기억하면 기대되던 결과라 할 수 있다. AND-SUM 검출기의 광학적 구현이 최대공산검출기에 비해 상대적으로 매우 용이하다는 점을 생각하면, 이는 현재의 기술로 구현이 가능한 광학적 검출기로서 AND-SUM 검출기가 최적에 근접한 검출 성능을 얻을 수 있다는 것을 의미한다.

본 절의 마지막 실험결과인 그림 6에서는 M -진 OCDMA 시스템모델에서 전제되었던 간섭신호의 칩주기 동기조건이 검출오류에 미치는 영향을 살펴 보았다. 이 그림에서는 이상적인 M -진 OCDMA 시스템모델에서 AND-SUM 검출기의 오류확률과 칩주기가 동기화 되지 않은 상황에서의 AND-SUM 검출기의 오류확률을 비교하였다. 그림에서 확인할 수 있듯이 일반적으로 간섭신호를 포함하여 수신단에서 수신한 모든 신호가 칩주기 동기상태에 있을 때 검출오류확률이 비동기 상태일 때보다 큰 것을 확인할 수 있으며, 동시에 프레임을 전송하는 송신단의 수가 작거나 부호의 중량이 작을수록 그 차이가 현격함을 알 수 있다. 이러한 결과는 칩주기 동기를 가정하여 유도된 검출오류확률은 실제 M -진 OCDMA 환경에서 얻게 될 검출오류확률의 상한으로 고려할 수 있음을 의미하며, 한편 송신단의 수가 작거나 부호의 중량이 작다는 것은 공유매체를 통해 전송되는 광펄스의 밀도가 작다는 것을 의미하므로 펄스밀도 ν 가 적정수준 이상인 경우에는 칩주기 동기를 전제로 함으로써 발생하는 오차의 폭이 크지 않을 것임을 예상할 수 있다. 추가의 실험을 통해 광펄스의 밀도 ν 가 0.5 이상인 경우에는 두 경우에서의 심벌검출오류확률간의 차이가 최대 2배 전후가 됨을 알 수 있었으며, 이후에서 밝혀지듯이 최적의 OCDMA 성능이 $\nu \approx 1$ 전후에서 얻어지는 것을 감안하면, 칩주기 동기를 가정함으로써 발생할 수 있는 분석결과의 오차는 현실적으로 큰 문제가 되지 않는 수준이라 할 수 있다.

III. 이론적 검출오류확률 분석

본 절에서는 앞서 소개된 M -진 OCDMA 시스템 모델과 Poisson 간섭모델을 전제하고 AND-SUM 검출기의 검출오류확률을 근사적으로 분석한다. 또한 이 결과를 이용하여 최적의 부호중량과 심벌의 수를 유도한 후 M -진 OCDMA 기법으로 달성할 수 있는 최대의 대역폭효율을 추정한다.

1. AND-SUM 검출기의 검출오류확률 분석

앞서 언급된 바와 같이 AND-SUM 검출기는 수신된 신호 R 을 토대로 두 단계의 과정을 통해 전송심벌을 검출한다. 즉, 심벌 m 이 수신단에서 검출되기 위해서는 우선 심벌 m 이 후보심벌집합 D 에 포함되어야 하며, 이를 위해서는 수신신호행렬 R 의 위치 E_m (즉, 부호 $C^{(m)}$ 를 구성하는 단위펄스들의 위치)에서 최소 하나의 단위펄스가 검출되어야 한다. 일단 후보심벌집합이 구성되면 모든 후보심벌

$$k \in D \text{에 대해 } S_k = \sum_{(i,j) \in E_k} R_{i,j} \text{를 계산하고 이 값을 최대로 하는 심벌 } m \in D \text{이 수신된 심벌로 확정된다. 물론 최대의 } S_k \text{값을 취하는 심벌이 하나 이상인 동물의 상황이 발생할 수도 있으나 적절한 방법(예를 들면 동물을 이룬 심벌들 중 하나를 무작위 선택)으로 이를 해소하는 것으로 가정한다.}$$

AND-SUM 검출기의 성능을 분석함에 앞서 우선 심벌 m 이 전송되었다는 조건하에서 각 심벌에 대응하는 M 개의 다른 부호의 펄스위치에서 수신된 광펄스의 강도는 Poisson 간섭모델의 특성으로부터 상호간에 독립인 확률변수 군을 이루게 된다. 즉, S_k 가 특정 값을 취하거나 심벌 k 가 후보집합 D 에 포함되는 것은 각 심벌 k 마다 모두 독립적인 사건이 되며, $k = m$ 인 경우와 $k \neq m$ 인 경우에 그 확률이 달라진다. 먼저 $k = m$ 인 경우를 살펴보면 $C^{(m)}$ 이 전송되었으므로 위치 E_m 에서 최소 하나의 단위펄스가 수신되며, 따라서 m 은 반드시 후보집합 D 에 포함되고 $S_m - W$ 는 평균이 W 로 주어 진 Poisson 분포를 갖게 된다; 즉,

$$P[S_m = n] = e^{-W} \frac{(W)^{n-W}}{(n-W)!} \quad (5)$$

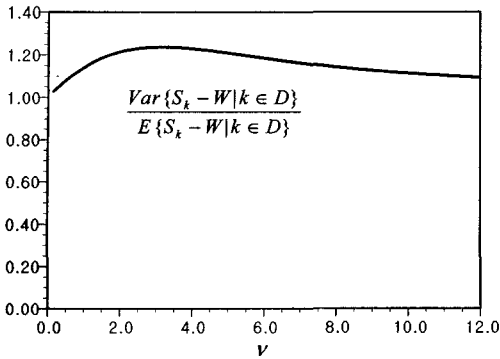


그림 7. 파장채널당 평균펄스 밀도의 변화에 따른 의 조건부 분산 대 평균 비율 변화

$k \neq m$ 인 경우에는 위치 E_k 에서 수신되는 광신호는 순수 Poisson 간섭신호가 되며 k 가 후보집합에 포함되기 위해서는 E_k 의 각 위치 당 최소 하나의 단위펄스가 수신되어야 한다. 따라서 심벌 k 가 후보집합에 포함되는 확률은 각 심벌 $k \neq m$ 마다 독립적으로 다음과 같이 주어진다.

$$P[k \in D] = (1 - e^{-\nu})^W. \quad (6)$$

한편, 심벌 k 가 후보집합 D 에 포함되었다는 조건은 W 개의 Poisson 확률변수 $\{X_{i,j}; (i,j) \in E_k\}$ 가 각각 1 이상의 값을 취한다는 조건과 동일하고, 이러한 조건하에서 S_k 는 W 이상의 값을 취하여야 하며, 그 조건부 확률분포는 $s \geq W$ 에 대해 다음과 같이 유도된다.

$$P[S_k = s | k \in D] = \frac{e^{-\nu W}}{(1 - e^{-\nu})^W} \frac{\nu^s}{s!} W! \xi(s, W). \quad (7)$$

여기서, $\xi(s, W)$ 는 2종의 Stirling's number로 s 개의 동일한 개체를 공집합을 포함하지 않는 W 개의 집합으로 나누는 경우의 수를 나타낸다. AND-SUM 검출기의 검출오류확률을 간략한 형태로 유도하기 위해서는 식 (7)을 보다 간략한 형태로 표현하는 것이 필요하나 2종의 Stirling's number를 포함하고 있어 용이하지 않다. 한편, $k \in D$ 의 조건 하에서 $S_k - W$ 의 조건부 평균과 분산을 구해보면 다음과 같다 (유도과정은 부록 참조).

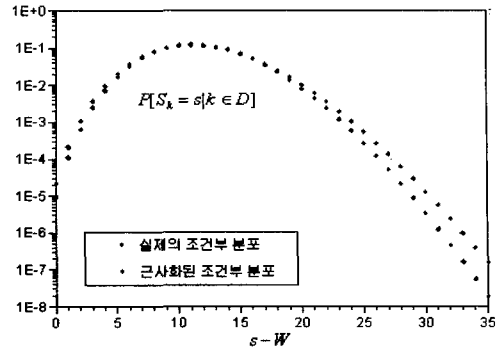


그림 8. $W=20$, $\nu=1.0$ 인 경우의 S_k 의 실제 조건부 분포 (7)과 근사화된 Poisson 분포(9)의 비교

$$\begin{aligned} E\{S_k - W | k \in D\} &= W \left(\frac{\nu}{1 - e^{-\nu}} - 1 \right), \\ \text{Var}\{S_k - W | k \in D\} &= W \left(\frac{\nu}{1 - e^{-\nu}} - \frac{\nu^2 e^{-\nu}}{(1 - e^{-\nu})^2} \right). \end{aligned} \quad (8)$$

즉, $S_k - W$ 의 분산과 평균의 비는 오직 펄스밀도 ν 에 의해서만 결정되며 그림 7에서 확인되듯이 모든 ν 값에 대해 1~1.25 사이의 값을 취한다. 이는 $S_k - W$ 의 조건부 평균과 분산이 언제나 서로 근접한 값을 취한다는 것을 의미한다. 이러한 특징을 갖는 대표적인 분포는 Poisson 분포로서 실제로 $S_k - W$ 의 조건부 확률분포를 동일한 평균값을 갖는 Poisson 분포에 비교해 보면 그림 8에서처럼 매우 유사하다는 것을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서는 함수 h 를 $h(\nu) := \nu / (1 - e^{-\nu}) - 1$ 로 정의하고, $S_k - W$ 의 조건부 분포를 평균이 $Wh(\nu)$ 로 주어진 Poisson 분포로 근사한다. 즉,

$$P[S_k = s | k \in D] \approx e^{-Wh(\nu)} \frac{(Wh(\nu))^{s-W}}{(s-W)!}. \quad (9)$$

송신단으로부터 심벌 m 이 전송되었다고 가정할 때 AND-SUM 검출기의 검출오류는 m 을 제외한 하나 이상의 심벌 $k \neq m$ 가 후보심벌군에 포함되고 해당 S_k 가 S_m 보다 크거나 같은 값을 가질 때 발생한다. 물론 동률상황(즉 $S_k = S_m$)에서는 검출오류가 발생하지 않을 가능성도 있으나, 동률상황에서 언제나 검출오류로 이어지는 것으로 간주하면 AND-SUM 검출기의 오류확률은 다음의 확률에 의해 근사적으로 추정될 수 있다.

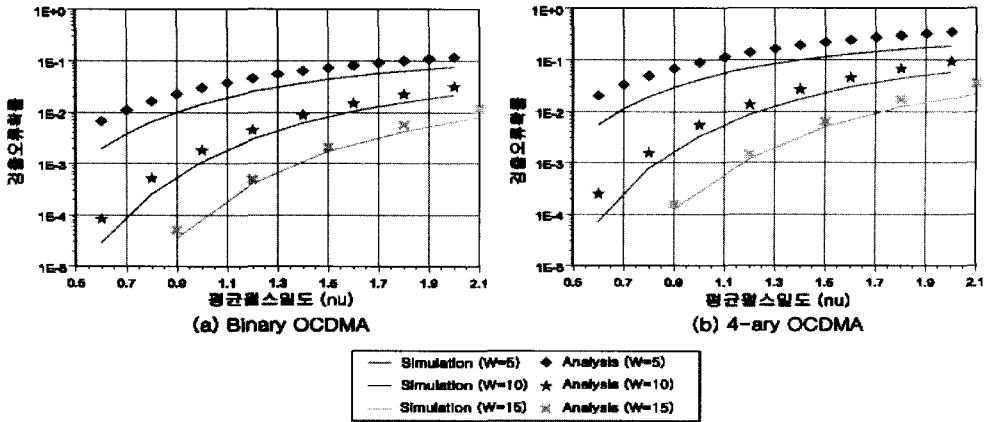


그림 9. ν 의 변화에 따른 식 (15)과 모의실험 결과의 비교

$$\begin{aligned}
 p_e &= P[\exists k \neq m \text{ s.t. } k \in D, S_k \geq S_m] \\
 &= 1 - P[k \notin D \text{ or } S_k < S_m \forall k \neq m] \\
 &= 1 - \sum_{n=W}^{\infty} P[S_m = n] \times \\
 &\quad P[k \notin D \text{ or } S_k < S_m \forall k \neq m | S_m = n].
 \end{aligned} \tag{10}$$

한편, 전송된 심벌을 포함한 임의의 심벌 k 가 후보 집합에 포함되고 또 S_k 가 특정범위의 값을 취하는 사건은 각 심벌마다 독립적으로 발생하므로 다음의 식이 성립함을 알 수 있다.

$$\begin{aligned}
 &P[k \notin D \text{ or } S_k < S_m \forall k \neq m | S_m = n] \\
 &= P[k \notin D \text{ or } S_k < n \forall k \neq m] \\
 &= \prod_{k \neq m} (1 - P[S_k \geq n, k \in D]) \\
 &= (1 - P[S_k \geq n, k \in D])^{M-1}.
 \end{aligned} \tag{11}$$

여기서, 확률 $P[S_k \geq n, k \in D]$ 는 전송되지 않은 심벌 k 가 후보집합에 포함되고 또한 E_k 에서 수신된 광펄스의 총강도가 (W 보다 작지 않은) n 보다 크거나 같을 확률을 나타내며, 바람직하게 동작하는 M -진 OCDMA 시스템 설정에서는 1보다 매우 작은 값을 취할 것으로 예상할 수 있다. 따라서 $P[S_k \geq n, k \in D] \ll 1$ 을 가정하면 식 (9)와 (11)로부터 다음의 근사식을 얻는다.

$$\begin{aligned}
 &P[k \notin D \text{ or } S_k < S_m \forall k \neq m | S_m = n] \\
 &\approx 1 - (M-1)P[S_k \geq n, k \in D] \\
 &\approx 1 - (M-1)(1 - e^{-\nu})^W \times \\
 &\quad \sum_{s=n}^{\infty} e^{-W\nu} \frac{(W\nu)^s}{(s-W)!}.
 \end{aligned} \tag{12}$$

식 (12)를 (10)에 대입하면

$$\begin{aligned}
 p_e &\approx (M-1)(1 - e^{-\nu})^W \times \\
 &\quad \sum_{n=W}^{\infty} \left[e^{-W\nu} \frac{(W\nu)^{n-W}}{(n-W)!} \times \right. \\
 &\quad \left. \sum_{s=n}^{\infty} e^{-W\nu} \frac{(W\nu)^s}{(s-W)!} \right].
 \end{aligned} \tag{13}$$

여기서, 우측 항에 포함된 중복 합은 평균이 각각 $W\nu$ 와 $W\nu$ 로 주어진 두 개의 독립적인 Poisson 확률변수 중 후자가 크거나 같을 확률을 나타내는 것으로 Rician 분포의 누적분포함수 즉),

$$\phi_{\sigma^2, a}(x) := \int_0^x \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2+a^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{ar}{\sigma^2}\right) dr.$$

를 이용하면 다음과 같이 간단히 표현된다 [13].

$$\begin{aligned}
 &1 - \phi_{1, \sqrt{2W\nu}}(\sqrt{2W}) \\
 &= \sum_{n=W}^{\infty} \left[e^{-W\nu} \frac{(W\nu)^{n-W}}{(n-W)!} \times \right. \\
 &\quad \left. \sum_{s=n}^{\infty} e^{-W\nu} \frac{(W\nu)^s}{(s-W)!} \right].
 \end{aligned} \tag{14}$$

식 (14)를 (13)에 대입함으로써 최종적으로 유도된 M -진 OCDMA 시스템에서의 AND-SUM 검출기의 검출오류확률 근사식인 아래와 같이 주어진다.

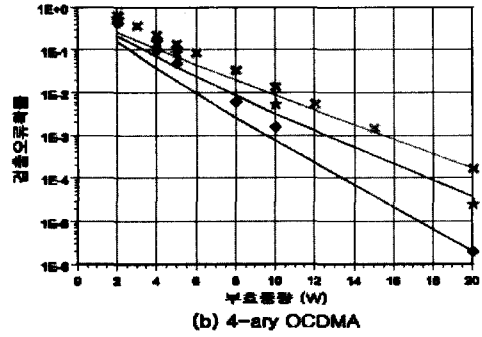
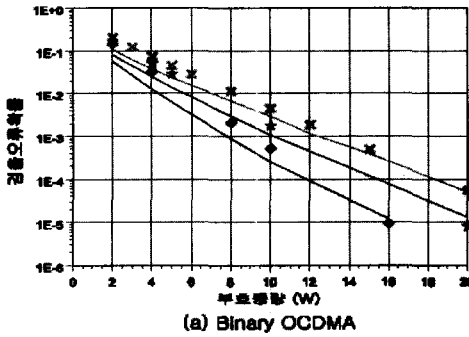
2) 여기서, $I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{x \sin \theta} d\theta$ 는 0차의 수정된 Bessel 함수를 나타낸다.

$$p_e \approx (M-1) \frac{(1 - e^{-\nu})^W}{(1 - \phi_{1, \sqrt{2Wk(\nu)}}(\sqrt{2Wk}))}. \quad (15)$$

2. 근사식의 검증

본 절에서는 M -진 OCDMA 시스템에서의 AND-SUM 검출기의 검출오류확률 근사식을 컴퓨터를 이용한 모의실험을 통해 검증한다. 본 절의 모든 모의실험은 $L=20, T=25$ 인 부호를 사용한다.

그림 9는 평균펄스밀도(ν)의 변화에 대한 근사식의 정확도를 다른 3가지의 부호중량에서 비교한 결과이다. 결과에 따르면 각각 다른 부호중량에서 평



— Simulation ($\nu=0.8$) ◆ Analysis ($\nu=0.8$)
 — Simulation ($\nu=1$) ★ Analysis ($\nu=1$)
 — Simulation ($\nu=1.2$) ✕ Analysis ($\nu=1.2$)

그림 10. W 의 변화에 따른 식 (15)과 모의실험 결과의 비교

균펄스밀도가 증가하더라도 근사식은 일정한 정확도를 보이고 있다. 특히, 낮은 검출오류 확률을 보이는 상황인 $W=15$ 일 때는 모든 펄스 밀도에 대해 높은 정확도를 보인다.

그림 10은 부호중량(W)의 변화에 대한 근사식의 정확도를 다른 3가지의 평균펄스밀도에서 비교한 결과이다. 결과에서 보면 같은 평균펄스밀도를 유지한 경우, 큰 부호중량을 사용할 때 검출오류확률이 향상되는데 근사식은 검출오류확률이 작은 값을 취할수록 더욱 정확하게 실제 검출오류확률을 추정함을 보여준다. 또한 근사식의 정확도가 현격하게 악화되는 시점은 이미 검출오류확률도 극도로 악화된 상황이기 때문에 일반적으로 고려하는 OCDMA 환경에서 근사식은 매우 높은 정확도를 보장한다. 이상의 모의실험결과를 종합하면 근사식 (15)는 전송심벌개수(M), 평균펄스밀도(ν), 부호중량(W)의

광범위한 영역에서 현실적으로 의미 있는 범위의 검출오류확률을 정확하게 추정하고 있음을 알 수 있다.

IV. M -진 OCDMA 기법의 최적화

앞 절에서 유도된 검출오류확률의 근사식은 전송심벌개수, 각 파장채널상의 평균펄스밀도, 그리고 부호중량이 M -진 OCDMA 시스템의 검출오류확률을 결정하는 중요 요소임을 암시한다. 따라서 부호의 차수에 상관없이, 이들 주요 시스템변수를 적절한 범위에 존재하도록 함으로써 주어진 통신량에 대해 OCDMA 시스템의 검출오류확률을 최소화하

거나, 허용 가능한 최대검출오류확률에 대해 대역폭 효율을 극대화할 수 있다. 그러나 이들 시스템변수는 모두 독립적으로 결정되는 것은 아니며, 이들 시스템 변수의 상관관계를 이해하기 위해 우선 시스템의 부하 ρ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\rho = \frac{\lambda a}{L}. \quad (16)$$

즉, 시스템 부하는 2-진 전송(즉, $M=2$)을 전제로 했을 때 공유매체를 통해 프레임을 동시에 전송하게 될 평균 단말기의 수 ($\lambda a T$)를 한 심벌주기에 포함된 모든 파장에서의 칩의 수 ($L T$)로 나눈 비율로서, OCDMA 시스템의 부하를 이상적인 WDM/TDM 광통신 시스템의 이론적 최대 비트 전송률에 대한 비로 표현한 것으로 해석할 수 있다.

따라서 ρ 는 통상적인 OCDMA 시스템에서 응용프로그램의 종류, 단말기의 수, 혼잡제어방식 등에 따라 결정되는 고정된 상수라 할 수 있고, 각 파장채널상의 평균펄스밀도 ν 는 전송심벌개수 M 과 부호중량 W 에 의해 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\nu = \frac{\rho W}{\log_2 M} \quad (17)$$

즉, 통상적인 OCDMA 시스템에서 전송심벌개수와 부호중량만이 OCDMA 네트워크의 설계 또는 운영 단계에서 조율이 가능하며, ν 는 그 결과로 얻어지는 시스템 변수로 볼 수 있다. 본 절에서는 이들 제어 가능한 시스템변수 중에서 먼저 주어진 M 과 ρ 에 대해 검출오류를 최소화하기 위한 W 를 유도하고, 이를 기반으로 주어진 검출오류확률에 대해 M-진 OCDMA 시스템의 대역폭효율 또는 전송률을 극대화하기 위한 심벌의 수 M 을 추정한다.

1. 최적부호중량

앞서 유도된 검출오류확률의 근사식 (15)에 (17)을 대입하면 검출오류확률을 M, W, ρ 에 대한 근사식으로 다음과 같이 다시 적을 수 있다.

$$p_e \approx (M-1) \left(1 - e^{-\frac{\rho W}{\log_2 M}} \right)^W \times \left[1 - \phi_{1, \sqrt{2Wn\left(\frac{\rho W}{\log_2 M}\right)}} \left(W \sqrt{\frac{2\rho}{\log_2 M}} \right) \right] \quad (18)$$

여기서 ρ 와 M 가 주어진 값으로 고정되면 검출오류는 부호중량만의 함수로 표현되고, 검출오류를 최소화하는 부호중량을 구할 수 있다. 그러나 (18)과 같이 주어진 검출오류를 최소화하는 W 값을 분석적으로 구하는 것은 어려우므로, 근사식의 형태와 특징을 살펴볼 필요가 있다. 식 (18)을 살펴보면 M, ρ, W 로 표현된 세 항의 곱으로 주어졌음을 쉽게 알 수 있다. 첫 번째 항 (즉, $M-1$)은 W 를 포함하고 있지 않으므로 W 의 변화에 따른 두 번째, 세 번째 항의 변화가 검출오류확률의 변화로 나타난다. 또한 $x = \rho / \log_2 M$ 라 정의하면, 이들 두 항의 곱은 x 와 ν 만으로 다음과 같이 표현된다.

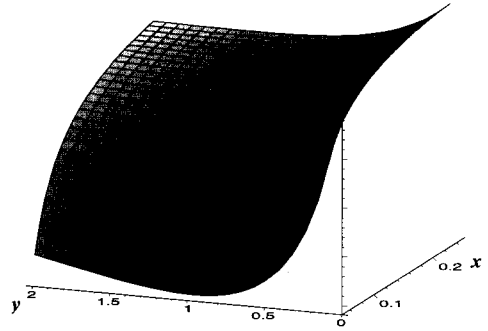


그림 11. M=2로 주어진 경우 x와 nu 값의 변화에 따른 검출오류확률의 상대적 변화

$$(1 - e^{-\nu})^x \left(1 - \phi_{1, \sqrt{\frac{2\nu h(\nu)}{x}}} \left(\nu \sqrt{\frac{2}{x}} \right) \right)$$

x (즉, M 과 ρ)가 고정된 상태에서 W 의 변화는 ν 값의 변화로만 반영되고, 따라서 그림 11에서와 같이 x 와 ν 의 변화에 따른 두 번째와 세 번째 항의 곱이 취하는 값의 변화를 살펴보면 검출오류를 최소화하는 부호중량 $W = \nu/x$ 를 구할 수 있다. 3차원 그래프로 주어진 그림 11에서 고정된 x 값에 대해 식 (18)의 두 번째, 세 번째 항의 곱이 취하는

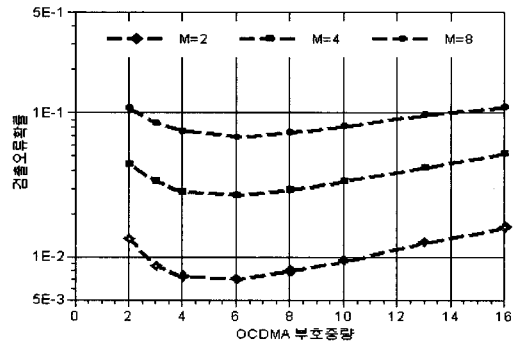


그림 12. L=8, T=61, 평균활성노드의 수가 80으로 설정된 OCDMA 환경에서 부호중량에 따른 검출오류확률의 변화

값의 변화를 살펴보면, ν 가 1에 가까운 값을 취할 때 검출오류가 최소화될 것을 확인할 수 있다. 이는 부호의 차수, 부하상태, 전송심벌의 수 등의 상수를 각각 고려할 필요 없이 단지 각 파장채널의 평균펄스밀도를 1부근에서 유지되도록 부호중량을 선택함으로써 검출오류를 최소화 할 수 있음을 암시하며, 최적의 부호중량은 이 조건으로부터 다음과 같이 간단히 유도된다.

$$W_{opt} \approx \frac{\log_2 M}{\rho} \quad (19)$$

이러한 이론적 결과를 검증하기 위해 부호중량에 따른 검출오류확률의 변화를 모의실험을 통해 그림 12에서 살펴보았다. 이 모의실험에서 파장의 수 L 과 부호의 시간축 방향으로의 길이 T 는 각각 8과 61로 설정하였고, 평균활성노드의 수(즉, $laT / \log_2 M$)는 심벌의 수에 관계없이 항상 80이 되도록 유지하였다. 또한 각 노드가 전송을 위해 사용할 M 개의 부호는 각각 W 개의 펄스를 각각 다른 위치에 임의로 배치하되 다른 부호와 같은 위치에 펄스가 배치되지 않도록 생성하였다. 그림을 살펴보면 심벌의 수를 $M=2, 4, 8$ 로 설정한 모든 경우에서 부호중량이 6 부근일 때 검출오류확률이 최소임을 확인할 수 있으며, 이때 평균펄스밀도 ν 를 구하면 약 0.98로서 앞서 유도된 검출오류의 근사식을 이용하여 얻어진 최적펄스밀도에 가깝다. 따라서 이 실험은 검출오류확률을 최소화하기 위한 최적부호중량이 존재한다는 사실과 전송심벌 수나 부호처수에 상관없이 최적부호중량은 평균펄스밀도

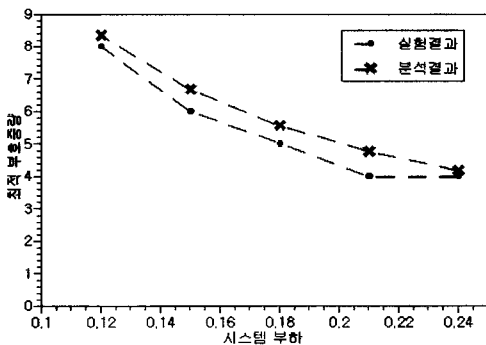


그림 13. 2-진 OCDMA 시스템의 부하변화에 따른 최적 부호중량의 변화 (모의실험결과와 이론적 분석결과와의 비교).

가 1부근이 되도록 유지하는 값이라는 사실을 뒷받침하고 있다.

보다 다양한 상황에서의 결과검증을 위해 2-진 OCDMA 시스템에서 시스템부하 ρ 를 다양한 값으로 설정하여 전산모의실험으로 검출오류를 최소화하는 부호중량을 구하고, 그림 13에 이를 (19)에 주어진 이론적 최적값과 비교하였다. (19)에서 이론적으로 도출한 최적부호중량은 일반적으로 실수 값으로

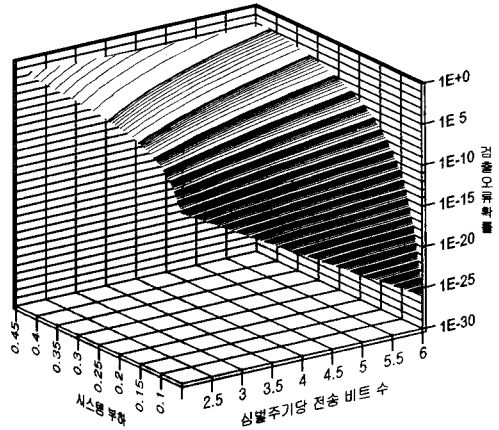


그림 14. 심벌주기당 전송 비트 수에 따른 검출오류확률의 변화

주어지는데 반해 실제 부호중량은 양의 정수 값이어야 하므로 실제의 최적중량은 이론적 최적중량의 올림 또는 내림 값이 된다. 그림 13의 모의실험결과는 이때 내림 값을 취하는 것이 일반적으로 보다 작은 검출오류확률을 제공한다라는 것을 보여 주고 있다. 그러나 W_{opt} 이 1에 비해 상당히 큰 값인 경우, 이론적 최적 부호중량의 올림 값을 취한 경우와 내림 값을 취한 경우의 검출오류확률은 매우 미세한 차이를 보이며, 특히 최적부호중량보다 다소 큰 중량의 부호를 사용한 경우에도 검출오류확률은 최소 값에서 크게 증가하지 않는 것을 다양한 상황에서의 모의실험으로 통해 확인하였다. 따라서 (19)에 의해 주어진 최적중량의 내림 값을 구하여 이 값으로 (또는 불가피한 경우 이보다 다소 큰 값으로) 부호중량으로 결정하는 것이 검출오류를 최소화하는 안정적인 방법이라 결론을 내릴 수 있다.

2. 최적심벌개수

심벌개수의 최적화 과정에 앞서 우선 심벌개수의 변화가 일정한 속도로 프레임형태의 정보전송이 이루어지는 M -진 OCDMA 시스템에 미치는 영향에 대해 알아본다. 우선, 단속변조 OCDMA 시스템과 M -진 OCDMA 시스템을 비교할 경우 고려되어야 할 부정적인 영향은 간섭신호의 증가이다. 즉 단속 제어에서는 비트 "0"을 전송할 경우 송신단은 실제로 아무런 광신호도 전송하지 않으므로 실질적인 간섭노드의 수는 동시에 프레임을 전송하고 있는 활성노드의 수의 약 1/2이 된다. 그러나 M -진 OCDMA 시스템에서는 모든 활성노드가 W 개의 펄

스를 전송하므로 실제 간섭노드의 수는 활성노드의 수와 동일하게 되고, 따라서 평균 간섭신호의 강도는 단속변조의 2배가 된다. 한편 단속변조와 비교하여 M -진 전송이 갖는 장점으로는 심벌간 거리의 증가를 들 수 있다. 즉, 동일한 중량의 부호를 사용하는 경우, 단속변조에서 "0"과 "1", 두 심벌간의 거리(Hamming distance)는 W 가 되나, M -진 OCDMA 시스템에서는 그 두 배인 $2W$ 가 된다. 이렇게 M -진 OCDMA 시스템이 단속변조 OCDMA 시스템에 비해 갖는 장단점의 긍정적/부정적 영향을 모두 감안한 상대적인 이득은 동일한 부하의 단속변조 OCDMA 시스템과 2-진 OCDMA 시스템의 검출오류성능을 비교함으로써 살펴 볼 수 있다. 이후의 모의실험결과에서도 나타나듯이 앞서 살펴본 긍정적 효과가 부정적인 효과를 극복하지 못함으로 인해 일반적인 OCDMA 시스템환경에서 2-진 전송을 통해 단속변조 OCDMA 시스템의 검출성능개선을 기대하기 어렵다 [12].

그러나 2-진 OCDMA 시스템은 M -진 OCDMA 시스템의 특별한 경우로, 이러한 결과가 일반적인 M -진 OCDMA 시스템의 성능이 단속변조 OCDMA 시스템에 비해 열등하다는 것을 의미하지는 않는다. 즉 M 을 증가시킬 경우 M -진 OCDMA 시스템의 성능이 개선될 가능성이 있으며, 이를 타진하기 위해서는 2-진 OCDMA 시스템과 일반적인 M -진 OCDMA 시스템을 비교하여, M 을 증가시킬 경우 발생하는 긍정적/부정적인 영향을 알아볼 필요가 있다. 부정적 영향으로는 전송심벌수의 증가함에 따라 수신단에서 오검출의 가능성이 있는 심벌의 수도 함께 증가한다는 것을 생각할 수 있다. 이러한 부정적인 영향은 검출오류의 근사식 (18)의 첫 번째 인수인 $M-1$ 에 반영되었다고 볼 수 있다. 한편, M 을 증가시킬 경우 심벌주기당 전송되는 비트의 수가 $\log_2 M$ 로 증가하게 되고, 같은 길이의 프레임을 전송하는데 필요한 시간은 이에 반비례하여 감소하게 된다. 이는 동일한 네트워크 부하에서 실질적으로 동시에 프레임을 전송하는 활성노드의 수가 $\log_2 M$ 에 반비례하여 감소함을 뜻하고, 그 만큼 검출과정에서의 간섭신호의 강도도 약화된다. M 의 증가에 따라 발생하는 이러한 긍정적 효과는 (18)의 두 번째, 세 번째 인수에 포함된

$\rho / \log_2 M$ 항에 의해 반영되고 있다.

전송 심벌 수가 증가함에 따라 발생하는 부정적/긍정적 측면의 종합적 영향을 알아보기 위해서는 M 의 증가에 따른 검출오류확률의 변화를 살펴볼 필요가 있다. 이때 심벌의 수나 부하에 상관없이 언제나 부호중량은 (19)에 주어진 최적값에서 유지되어야 공정한 비교가 될 수 있다. 이를 전제할 경우 (18)의 검출오류 근사식은 다음과 같이 M 과 ρ 만의 함수로 주어진다.

$$p_e \approx (M-1) \cdot .632 \frac{\rho^{\log_2 M}}{\rho} \cdot \left(1 - \phi_{1. \sqrt{\frac{\log_2 M}{.859 \rho}}} \left(\sqrt{\frac{2 \log_2 M}{\rho}} \right) \right) \quad (20)$$

심벌주기당 전송비트 수($\log_2 M$)와 시스템 부하(ρ)의 변화에 따른 검출오류확률의 변화를 (20)을 이용하여 그림 14에 3차원적으로 도시하였다. 그림으로부터 시스템 부하에 상관없이 전송 심벌의 수를 증가시키에 따라 검출오류확률이 개선될 것을 기대할 수 있으며, (20)으로부터 M 이 ∞ 로 증가할 경우 부하에 상관없이 검출오류확률은 0으로 수렴하는 것을 쉽게 알 수 있다. 이러한 결과는 채널의 잡음을 무시할 수 있다는 전제하에서 M 을 증가시킬 경우 간섭신호의 약화라는 긍정적인 효과가 검출오류 가능성의 증가라는 부정적 효과를 충분히 만회하고 더 나아가 시스템의 검출성능을 무한히 향상 할 수 있음을 암시한다. 따라서 목표로 하는 검출오류확률이 시스템 요구사항으로 주어질 경우, 전송 심벌 수의 가능한 최대값으로 선택함으로써 목표로 하는 검출오류확률을 달성하면서 대역폭 효율을 극대화할 수 있다. 그림 15에는 다양한 M 값에 대해 검출오류확률이 10^{-3} 이하로 유지할 수 있는 시스템 부하를 식 (20)과 모의실험을 통해 추정하여 그 결과를 비교하였다. 모의실험을 위해서 부호의 크기는 8×61 로 설정하였으며, 이전의 실험과 마찬가지로 부호는 심벌간 펄스위치가 중첩되지 않도록 임의로 생성하여 사용하였다. 우선 식 (20)을 이용한 이론적 최대 대역폭 효율을 살펴보면, 예상했던 것과 같이 심벌주기당 전송 비트 수의 증가와 함께 지속적으로 향상됨을 알 수 있다. 그러나 모의실험을 통해 달성할 수 있었던 최대 대역폭 효율은 32진 OCDMA 시스템을 중심으로 급격한 반전이 발생함을 확인 할 수 있다. 즉, 2진

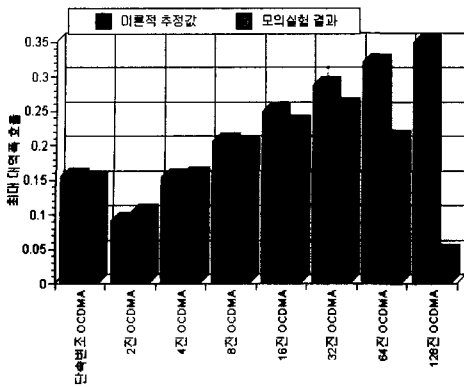


그림 15. 검출오류확률을 10^{-3} 이하로 유지하기 위한 최대대역폭 효율

OCDMA 시스템에서 32진 OCDMA 시스템에 이르기까지는 이론적 결과와 다소간의 차이는 있으나 전송 심벌의 수의 증가와 함께 꾸준히 대역폭 효율이 증가한다. 그러나 전송 심벌의 수 M 을 32 이상으로 증대시킬 경우 대역폭 효율은 급격히 감소한다. 이러한 이론적 추정치와 실험결과간의 모순이 발생한 주원인은 (18)에 주어진 검출오류확률의 근사식으로부터 (20)을 유도하는 과정에서 공정한 비교를 위해 M 과 ρ 값에 상관없이 언제나 (19)에 주어진 최적부호중량이 달성 가능한 것으로 전제했기 때문이다. 즉, 모의실험에서는 부호의 차수가 8×61 로 유한하게 설정되었으므로 M 개의 부호가 서로 중첩되지 않도록 포함할 수 있는 최대 펄스의 수, 즉 부호의 중량이 LT/M 으로 제한된다. 따라서 M 이 증가함에 따라 LT/M 이 (19)에 주어진 최적부호중량이 보다 작은 값을 갖게 되고, 따라서 LT/M 까지만 부호중량을 증가시킬 수 있으며 현실적으로 달성 가능한 최소검출오류는 (20)에 주어진 것보다 큰 값을 갖게 된다. 이러한 관찰로부터 유한한 차수($L \times T$)의 부호체계를 도입한 OCDMA 시스템이 주어진 시스템 부하 ρ 에서 실제로 (19)의 최적부호중량을 달성하기 위한 필요조건을 아래와 같이 유도할 수 있다.

$$\rho \geq \frac{M \log_2 M}{LT} \quad (21)$$

실제로 앞서 그림 15의 예에서 64진 OCDMA 시스템에 위 식을 적용하면 좌변은 $64 \log_2 64/488$

$\approx .787$ 이 되어 이 보다 작은 부하에서는 (19)에 주어진 최적중량을 달성할 수 없음을 알 수 있다. 다시 말해서, 유한한 차수의 부호를 사용하는 OCDMA 시스템에서 전송심벌개수를 점차 증가시켜 일정 수준에 도달하면 최적의 성능을 발휘할 수 있는 상황(즉, 파장채널의 평균펄스밀도가 1 전후인 상황)을 유지할 수 없게 되고, 이로 인해 실제로 달성 가능한 최대대역폭 효율은 급격히 감소하게 된다. 따라서 시스템의 부하가 주어지고 부호의 차수가 사전에 결정된 상황에서는 심벌의 수를 (21)을 만족하는 최대값까지 증가시키는 것이 시스템의 성능을 극대화하는 현실적 방안이라 할 수 있다.

한편, 부호의 차수가 미리 결정되어 있지 않은 상황에서 부호의 차수로 인해 최대 대역폭 효율이 제한되는 현상을 극복하기 위해 고려해 볼 수 있는 방법은 부호차수의 증대이다. 부호의 차수는 심벌주기(T), 파장의 수(L), 또는 둘 모두를 증가시킴으로서 증대할 수 있다. 먼저 심벌주기를 증대할 경우를 고려하면, T 의 증가는 매체용량의 절대적 증가를 의미하지 않으므로 외부로부터의 프레임 유입 속도 a 가 고정된 상황에서 시스템 부하 ρ 에는 변화가 없다. 즉 사용할 부호의 시간축 방향으로의 길이를 증가시킴으로써 (21)의 우변을 원하는 수준으로 작게 할 수 있으며, 이는 M 과 T 를 함께 증가시킴으로써 파장의 수와 부하에 상관없이 언제나 (19)의 최적중량과 (20)의 최소검출오류확률을 달성하고 대역폭 효율을 그림 15의 이론적 결과와 같이 지속적으로 증대할 수 있음을 말한다. 한편, 사용하는 파장의 수를 증대할 경우, 매체의 대역폭이 함께 증가하므로 시스템 부하도 그에 반비례하여 감소한다. 다시 말해서, 프레임 유입속도가 고정된 상황에서는 파장의 수를 늘린다고 해도 (21)의 좌변과 우변이 함께 감소하므로 필요조건 of 성립여부에 영향을 미치지 않는다. 이는 OCDMA 시스템에 사용되는 파장의 수는 (20)에 주어진 최적부호중량의 실현 가능성에 영향을 주지 않으며, 검출오류의 향상은 오직 매체의 대역폭 증대(즉, 시스템 부하 ρ 의 감소)를 통해 얻어진다. 따라서 파장채널을 추가함으로써 부호의 차수를 증대하고자 할 경우 대역폭효율의 향상을 기대하기 위해서는 파장의 수에 비례하는 프레임 유입속도의 증가도 동반되어야 한다. 동일한 공유매체의 서로 다른 파장채널 상에서 구현된 둘 이상의 OCDMA 시스템을 하나로 통합하

여 전체 파장채널 상에서 단일 OCDMA 시스템으로 구축하는 것을 이리한 부호의 수직적 확장을 통한 대역폭 효율 향상의 대표적인 예로 들 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 단속변조 OCDMA에 대한 확장으로 심벌주기당 다수의 정보비트 전송능력을 가지는 M-진 OCDMA 기법과 이를 위해 최대공간검출기와 유사한 성능을 유지하면서 구현이 보다 용이한 AND-SUM 검출기를 제안하였다. 아울러 AND-SUM 검출기를 도입한 M-진 OCDMA에 대한 검출 오류확률을 이론적으로 근사하였으며, 근사된 검출 오류확률을 통해 이를 최소화하는 최적부호중량과 시스템의 성능을 극대화하기 위한 전송심벌 수를 유도/제시하였다.

부호의 중량과 M-진 OCDMA 시스템의 성능에 대한 연구에서는, 부하 ρ 와 심벌의 수 M 이 주어진 상황에서 검출오류는 공유매체를 통해 전송되는 단위 광펄스의 파장채널당 밀도가 1 부근에서 유지될 때 최소가 됨을 확인하였다. 이는 시스템의 부하가 시간에 따라 변할 경우 시스템의 성능을 최적의 상태로 유지하기 위해서 부호중량을 적응적으로 조절해야함을 의미한다. 공유매체, 즉 광섬유를 통해 전송되는 광펄스의 밀도는 단말기간의 상태정보교환 없이도 각 단말기에서 충분히 측정 가능하다. 따라서 안정적인 알고리즘을 구축함으로써 최적부호중량의 유지를 통해 부하의 유동에 상관없이 최적의 성능을 유지할 수 있는 M-진 OCDMA 시스템의 구현이 가능할 것으로 예상된다.

사용 심벌의 수 M 과 OCDMA 시스템의 대역폭 효율과의 관계에 대한 연구에서는 부호의 차수를 무한히 증가시킬 수 있을 경우 M-진 OCDMA 시스템의 대역폭효율은 M 의 증가와 함께 단조증가하며 기존의 단속제어 OCDMA 시스템의 대역폭효율을 크게 개선할 수 있음을 확인하였다. 그러나 현실적으로 부호차수의 증대는 송수신기의 구현비용 증가를 수반하므로, 적절한 규모의 부호를 사용하는 것이 필요하며, 이때 예상되는 시스템의 부하를 고려하여 식 (21)을 만족하는 범위에서 전송심벌의 수 M 을 증대함으로써 시스템의 성능을 극대화 할 수 있는 방안을 제시하였다.

결론적으로 본 논문의 결과는 공유매체상의 펄스

밀도감지만으로 M-진 OCDMA 시스템을 최적성능으로 유지할 수 있는 M-진 OCDMA 시스템의 구조 설계의 기초가 될 수 있으며, 그 구체적인 기술 개발은 중요한 추후연구 과제라 할 수 있다. 또한, 추후의 연구를 통해 시장성을 확보할 수 있는 OCDMA 근거리망의 송수신기 구조가 도출되면 본 논문의 결과와 함께 효율적인 M-진 OCDMA 시스템의 구축에 기여할 수 있을 것으로 기대된다.

부 록

정리 1: $h(\nu) = \frac{\nu}{1 - e^{-\nu}} - 1$ 이라 정의하면 심벌 k 가 송신단에 의해 전송된 심벌이 아니라고 할 때 $k \in D$ 라는 조건 하에서 $S_k - W$ 의 평균과 분산은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} E\{ S_k - W | k \in D \} &= Wh(\nu), \\ Var\{ S_k - W | k \in D \} &= W(h(\nu) + 1)(1 - e^{-\nu}(h(\nu) + 1)). \end{aligned}$$

증명: 식 (7)로부터 다음의 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} &\frac{(1 - e^{-\nu})^W}{e^{-\nu W}} \\ &= \frac{(1 - e^{-\nu})^W}{e^{-\nu W}} \sum_{n=0}^{\infty} P\{S_k - W = n | k \in D\} (i) \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\nu^{W+n}}{(W+n)!} W! \xi(W+n, W) \end{aligned}$$

이 식의 양변을 ν 에 대해 미분하고 다시 양변에 $\nu^2 e^{-\nu W} / (1 - e^{-\nu})^W$ 를 곱하면,

$$\begin{aligned} &\frac{\nu W}{1 - e^{-\nu}} \\ &= \frac{e^{-\nu W}}{(1 - e^{-\nu})^W} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(W+n)\nu^{W+n}}{(W+n)!} W! \xi(W+n, W) \\ &= E\{S_k | k \in D\} \end{aligned} \quad (ii)$$

따라서 조건부 평균 $E\{S_k - W | k \in D\}$ 는 정리에서와 같이 주어짐을 알 수 있다.

한편, 식 (ii)의 양변을 ν 에 대해 2번 미분하고 다시 양변에 $\nu e^{-\nu W} / (1 - e^{-\nu})^W$ 를 곱하면,

$$\begin{aligned} & \frac{\nu^2 W(W-e^{-\nu})}{(1-e^{-\nu})^2} \\ &= \frac{e^{-\nu W}}{(1-e^{-\nu})^W} \quad (iii) \\ & \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(W+n)(W+n-1)\nu^{W+n}}{(W+n)!} W! \xi(W+n, W) \\ &= E\{S_k(S_k-1)|k \in D\} \end{aligned}$$

식 (iii)에 식 (ii)를 더하여 S_k^2 의 조건부 기대값을 구하고 여기서 다시 $E^2\{S_k|k \in D\}$ 를 양변에서 빼면 S_k 또는 $S_k - W$ 의 조건부 분산을 다음과 같이 얻는다.

$$\begin{aligned} & Var\{S_k|k \in D\} \\ &= W \left(\frac{\nu}{1-e^{-\nu}} - \frac{\nu^2 e^{-\nu}}{(1-e^{-\nu})^2} \right) \quad (iv) \\ &= W(h(\nu)+1)(1-e^{-\nu}(h(\nu)+1)) \end{aligned}$$

Q. E. D.

참 고 문 헌

[1] J. A. Salehi, "Emerging optical code-division multiple access communication systems," *IEEE Network*, Vol. 3, p.p. 31-39, March 1989.

[2] A. Stok and E. H. Sargent, "Lighting the Local Area: Optical Code-Division Multiple Access and Quality of Service Provisioning," *IEEE Network*, vol. 14, p.p. 42-46, Nov./Dec. 2000.

[3] J. Shah, "Optical CDMA," *Optics & Photonics News*, vol. 14, no. 4, p.p. 42-47, April 2003.

[4] K. Kitayama, "Code Division Multiplexing Lightwave Networks Based upon Optical Code Conversion," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 7, p.p. 1309-1319, Sept. 1998.

[5] L. Tancevski and I. Andonovic, "Wavelength hopping/time spreading code division multiple access systems," *IEE Electronics Letters*, vol. 30, no. 17, p.p. 1388-1390, Aug. 1994.

[6] E. S. Shivaleela, K. N. Kumar and A. Selvarajan, "Design of a New Family of Two Dimensional Codes for Fiber-Optic CDMA

Networks," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 16, no. 4, p.p. 501-508, April 1998.

[7] J. A. Salehi and C. A. Brackett, "Code Division Multiple-Access Techniques in Optical Fiber Networks - Part II: Systems Performance Analysis," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 37, no. 8, p.p. 834-842, Aug. 1989.

[8] T.-W. F. Chang and E. H. Sargent, "Optical CDMA Using 2-D Codes: The Optimal Single-User Detector," *IEEE Communications Letters*, vol. 5, no. 4, p.p. 169-171, April 2001.

[9] T. Kim, W. Sung and J. Choe, "Optimal Code Weight Selection for 2-D Optical CDMA Systems," *Lecture Notes in Computer Science*, vol. 2402, p.p. 285-294, Aug. 2002.

[10] K. Iversen *et al.*, "M-ary FSK signalling for incoherent all-optical CDMA networks," *IEEE GLOBECOM '96*, vol. 3, p.p. 18-22, Nov. 1996.

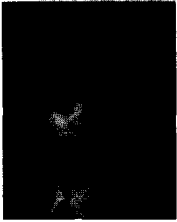
[11] Y. Yun, J. Choe and W. Sung, "A Comparative Study on the Performance of Detectors and Interference Models for OCDMA LANs," *Lecture Notes in Computer Science*, vol. 2402, p.p. 223-238, Aug. 2002.

[12] T. O'Farrel and S. Lochmann, "Performance analysis of an optical correlator receiver for SIK DS-CDMA communication systems," *IEE Electronic Letters*, vol. 30, no. 1, p.p. 63-65, Jan. 1994.

[13] J. Choe, "An alternative expression of $P[X > Y]$ for two independent Poisson random variables with different means," preprint.

윤 옹 철 (Yong-Chul Yun)

준회원

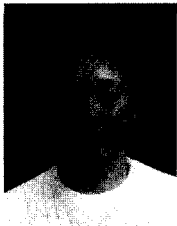


2002년 2월 : 서강대학교 전자
공학과 학사
2004년 2월 : 서강대학교 전자
공학과 석사
2004년 3월~현재 : 삼성전자
정보통신총괄 연구원

<주관심분야> 광통신망, 트래픽 모델링

최 진 우 (Jinwoo Choe)

정회원



1990년 2월 : 서울대학교 제어
계측공학과 학사
1992년 2월 : 서울대학교 제어
계측공학과 석사
1998년 12월 : Purdue
University 전기컴퓨터
공학과 박사

1998년 11월~2001년 1월 : University of Toronto
전기컴퓨터공학과 조교수

2001년 3월~현재 : 서강대학교 전자공학과 부교수

<주관심분야> 통신망 설계 및 성능해석, 광통신망,
멀티미디어 캐싱

김 영 록 (Younglok Kim)

정회원



1991년 2월 : 서강대학교 전자
공학과 학사
1993년 6월 : University of
Polytechnic 전기공학부 석사
1998년 1월 : University of
Polytechnic 전기공학부 박사
1998년 10월~1999년 2월 :
AT&T(Bell) 연구소,
Florharm Park(NJ) 연구원

1999년 2월~2003년 2월 : InterDigital
Communications Corp. 연구원

2003년 2월~현재 : 서강대학교 전자공학과 조교수

<주관심분야> VLSI 설계, 무선통신모뎀용 DSP
알고리즘, Array signal processing, 채널 등
화기, Multiuser detection Antenna diversity
techniques.