DBpia

적외선 무선 LAN의 변조 및 코딩 방식

정회원 박 현 철*

Modulation and Coding Schemes for Wireless Infrared LAN

Hyuncheol Park* *Regular Member*

요 약

적외선은 기존의 RF나 Microwave에 비해 대역 사용에 대한 규제가 없고, 방 사이에 통신이 불가능하므로 도청이 불가능하고 페이딩 효과가 없는 장점이 있다. 본 본문에서는 적외선을 이용한 무선LAN에 사용되는 변조 및 코딩 방식에 대해 고찰하였다. 먼저 Multiple-pulse Position Modulation (MPPM)등의 변조 방식에 대해 일정한 전송률 R_b를 유지하기 위해 요구되는 대역폭 효율과 비트 오율 P_b를 얻기 위해 요구되는 전력 효율을 계산하였다. 한편 각 변조 방식 성능의 한계를 구하기 위해 코드 길이가 무한히 길다고 가정하고 MPPM 바운드를 계산하였다. 또한 성능 개선을 위해 변조 방식과 코딩을 결합하였으며 코딩 사용 시 수반되는 대역폭 증가를 최소화 하기위해 트렐리스 코드 변조 (TCM)를 사용하였다. 구한 코드 변조 방식의 성능을 MPPM바운드와 함께 대역 및 전력 효율로 나타내었다.

ABSTRACT

In this paper we examine the performance of several modulation and coding schemes on the indoor wireless infrared LAN. Modulation schemes having low duty cycle, such as pulse-position modulation (PPM), offer improved power efficiency at the expense of decreased bandwidth efficiency. We compare the power and bandwidth efficiency of several forms of PPM, including multiple PPM, overlapping PPM, convolutional coded PPM, trellis coded OPPM, and trellis MPPM. To find the performance limit of modulation schemes, we derive the MPPM bound on the power and bandwidth efficiency of MPPM assuming the code length is indefinitely long.

Ⅰ. 서 론

노트북 컴퓨터나 PDA (Personal Digital Assistant)등의 급속한 보급은 실내에서 고속 유선망의 접속 및 무선 단말간의 통신 등의 필요성을 요구하게 되었다. 이러한 무선 기기들은 유선과는 달리 전력 소모, 크기, 무게 등의 제약이 있다. 이러한 제약을 만족시키는 저가의 고속 링크에 대한 요구가 무선 적외선 통신의 연구 개발을 촉진시켜왔다.

실내에서 고속 근거리 링크용으로 적외선은 RF에 비해 다음과 같은 장점이 있다. 첫째 고속 적외선용 송수신기는 상대적으로 저가이다. 둘째 적외선 스펙트럼은 사용하는데 규제가 없다. 셋째 적외선은 유리는 통과하나 벽은 통과하지 못한다. 따라서 적외선 전송은 발생한 방에만 국한되게 되므로 도청을 방지하는 효과가 있으며 방사이의 간섭을 막는 효과가 있다. 넷째 적외선 링크가 세기 변조 및 직접 검파 (Intensity Modulation and Direct Detection, IM/DD)를 사용할 경우 사용하는 파장에 비해수신 다이오드의 크기가 훨씬 크므로 다중경로에 의한 페이딩을 없애는 공간 다이버시티 역할을 하게 된

* 삼성전자 중앙연구소 통신네트웍 Lab.
논문번호 : 99310-0809 접수일자 : 1999년 8월 9일

www.dbpia.co.kr

다.

그러나 적외선은 다음과 같은 단점이 있다. 첫째 적외선은 벽이나 불투명한 물체를 통과하지 못하므로 방과 방끼리의 통신을 위해 유선으로 연결된 적외선 Access Point를 설치해야 한다. 둘째 실내 환경에서는 태양, 백열등, 형광등에서 발생되는 대량의 적외선 잡음이 존재한다. 셋째 적외선 링크는 상대적으로 높은 전력을 사용하므로 전력소모와 눈에 대한 안전이 문제가 된다.

Ⅱ. 적외선 무선LAN 개요

현재 대부분의 무선 적외선 LAN은 Directed, LOS (Line of Sight) 링크 방식을 사용한다 (그림 1-a). 이 방식은 링크를 형성하기 위해 방향성 송수신기를 사용해서 서로 조준하며 항상 LOS경로가 존재한다. 따라서 경로에 의한 손실과 주위 잡음의 수신이 최소화 되므로 전력 효율을 최대화 할 수 있다. 예를 들어 British Telecom.은 이 방식을 사용하여 155 Mb/s의 전송속도를 지원하는 시스템을 발표하였다. 1993년에 결성된 IrDA (Infrared Data Association)는 근거리, 소 전력용의 4 Mb/s 규격을 발표하였다. 이러한 IrDa규격은 현재 대부분의 노트북 컴퓨터, 프린터에 채용되고 있다. 반면에 nondirected, non-LOS 링크 (또는 Diffuse 링크)는 (그림 1-b) 송수신기간에 조준이 필요 없고 LOS 경로에 의존하지 않으므로 통신을 위해 벽, 천장등에서의 반사파를 이용한다. 이 방식은 사용하기에 편리하며 사람이나 칸막이 등의 장애물이 존재하는 경우에도 사용할 수 있다. 예를 들어 Spectrix 사는 OOK(On Off Keying)을 이용하여 15m거리 내에서 4Mb/s 까지 전송할 수 있는 무선 LAN을 개발하였다. 이같은 형태의 무선 LAN은 이동 단말기와 중앙컴퓨터를 사무실, 공장, 증권거래소등에서 사용될 수 있도록 설계되었다. Photonics와 IBM은 *ad hoc* 형태의 무선 LAN을 개발하였는데 이방식은 $10m^2$ 크기의 방에서 16-PPM (Pulse Position Modulation)을 사용하여 최대 1Mb/s까지 전송할 수 있다. 이러한 형태의 LAN은 여러 개의 portable 및 fixed 단말간의 peer-to-peer 통신이 가능하다. 마지막으로 미국의 Berkeley대의 Kahn교수 연구실은 OOK를 이용 50Mb/s를 시험적으로 구현하였다. IBM의 초기형태를 제외한 현재 까지 발표된 모든 시스템이 OOK와 PPM을 사용하였다 (표 1 참조). 이는 다음 장에서 나타낸 것과 같이 이러한 변조방식이 전력효율이 우수하기 때문이다. 또 diffuse 링크에 비해 directed, LOS 링크가 더 높은 전송률로 송신한다.

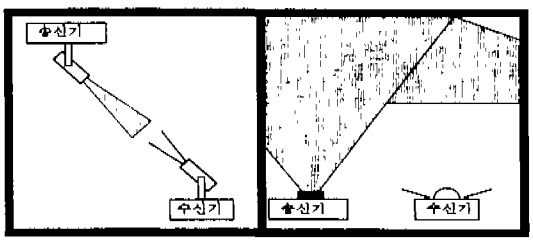

그림 1. 무선 적외선 링크의 예 (a) Directed, LOS 링크, (b) Diffuse 링크

일반적으로 RF통신에서는 진폭, 주파수, 그리고 위상변조를 많이 사용하나 저가형 적외선 통신에서는 원하는 파형을 빛의 세기로 변조시키는 세기 변조 (Intensity Modulation)를 사용한다. 또 수신기에서는 수신된 전력에 비례하는 전류를 생성하는 직접 검파 (Direct Detection) 방식을 사용한다. 이 같은 세기변조와 직접검파 (IM-DD)를 사용한 적외선 채널의 모델은 그림 2와 같다.

표 1. 적외선 링크의 예

기관	년도	방식	변조방식	전송속도
IBM	1979	Diffuse	BPSK	125 kb/s
ATS	1985	Directed, LOS	OOK	10 Mb/s
Spectrix	1987	Diffuse	OOK	4 Mb/s
IrDA	1993	Directed, LOS	4-PPM	4 Mb/s
IBM/Photonics	1993	Diffuse	16-PPM	1 Mb/s
Apple	1994	Directed, LOS	OOK	38.4 kb/s
UC Berkeley	1994	Diffuse	OOK	50 Mb/s
BT Lab.	1994	Directed, LOS	OOK	155 Mb/s

www.dbpia.co.kr

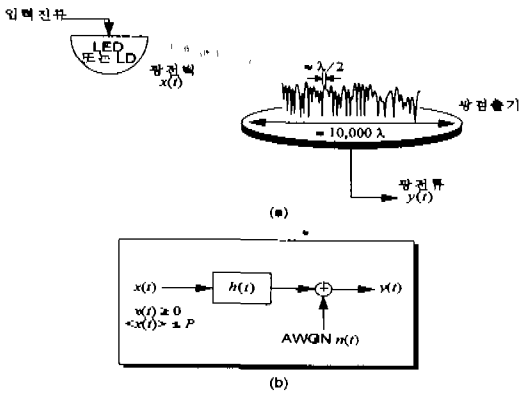

그림 2 (a) IMDD 채널에서 적외선신호의 송수신 (b) 적외선링크 모델링

전송되는 신호 $x(t)$는 적외선 송신기의 광 전력을 나타내며 수신 신호 $y(t)$는 수신부 광 검출기의 광 전류를 나타낸다. 또한 일반 실내에서의 햇빛, 형광등, 백열등에서 검출기에 입사 되는 광자의 수는 10^{11}에서 10^{14} 정도로 광 세기는 매우 크게 되므로 백색 가우시안 잡음으로 모델링 할 수 있다[1]. 또한 광 검출기의 크기는 사용하는 광의 파장에 비해 매우 크므로 다중경로에 의한 페이딩 효과를 감소시키는 공간 다이버시티 효과를 지니게 된다. 따라서 무선 적외선 채널은 다음식으로 표시된다[6].

$$y(t) = \int^{\infty} x(\tau)h(t-\tau)d\tau + n(t) \tag{1}$$

위식에서 $x(t)$는 전송하는 신호의 광 전력을 나타내며, $y(t)$는 광 검출기의 출력 광 전류를 나타낸다. 또한 $h(t)$는 다중 경로에 의한 시간영역에서의 분산을 나타내며 $n(t)$는 배경 광으로 인한 백색 가우시안 잡음이다. 따라서 광 전력 $x(t)$는 다음과 같은 제한조건을 만족해야 한다.

$$x(t) \geq 0, \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T}\int_{-T}^{T} x(t) \leq P \tag{2}$$

위식에서 P는 송신기의 평균 전력이다. Diffuse 형태의 적외선 링크에서 전송된 신호는 천장, 바닥, 벽 등의 반사체에 반사되어 수신기에 도달하게 된다. 각 반사체의 반사율은 1보다 적으므로 여러 번 반사되어 도달한 신호는 송신전력에 비해 크기가 감소된다. 이러한 형태의 채널은 지수적으로 감소하는 모델이 적합하다. 즉 3-dB 대역폭이 W인 채널 모델은 다음식과 같다.

$$h(t) = We^{-Wt}u(t) \tag{3}$$

실제 이 채널모델은 측정된 값과 잘 일치한다. 본 논문에서는 위와 같은 채널효과가 무시된 이상적인 채널만 고려한다 (즉 $h(t) = \delta(t)$).

Ⅲ. 변조 방식

3.1 전력효율과 대역폭효율

우리가 변조방식의 성능을 평가 시 2가지 주요 척도는 전력효율과 대역폭 효율이다. 전력효율은 특정 비트 오율을 얻기 위한 송신전력을 나타내며 대역효율은 특정 전송속도를 전송하기 위해 요구되는 대역폭이다. 우리는 여러 가지 변조방식에 대해 이 두 가지 척도로 성능을 비교하기로 한다.

가우시안 잡음 하에서 L-ary 변조방식의 비트 오율을 계산하는 문제를 생각해보자. 송신기는 전송속도 R_b로 데이터를 전송하기 위해 L개의 nonnegative 신호중 하나를 매 $T = \log_2 L / R_b$초마다 전송하고 전력 스펙트럼 N_0의 백색 잡음이 더해진다. 전력제한 식2 를 만족하기 위해 평균 신호전력은 $\frac{1}{L}\sum_i \langle x_i(t)\rangle = P$ 이다.

해석을 단순화하기 위해 신호 대 잡음비가 높다고 가정하면 비트 오율은 가장 가까운 두 신호 거리에 의해 결정된다고 가정할 수가 있다. 즉

$$P_b = Q(d_{min} / 2\sqrt{N_o}) \tag{4}$$

위식에서 d_{min}은 모든 두 신호의 거리 중 최소의 값이다.

$$d_{\min}^2 = \min_{i \neq j} \int (x_i(t) - x_j(t))^2 dt \tag{5}$$

식4는 OOK의 경우 근사가 아닌 정확한 식이 되며 두 신호의 거리는

$$d_{OOK} = 2P / \sqrt{R_b} \tag{6}$$

이고 비트 오율은

$$P_b = Q(P / \sqrt{N_o R_b}) \tag{7}$$

우리는 OOK를 변조 방식들의 전력효율을 비교하기 위한 기준으로 삼고, 주어진 비트오율 P_b를 달성하기 위해 요구되는 전력 $P_{OOK} = \sqrt{N_o R_b} Q^{-1}(P_b)$

www.dbpia.co.kr

이 된다. 다른 변조 방식에 의해 같은 비트 오율을 달성하기 위해 요구되는 전력은 식4에 의해 근사적으로 $P = (d_{OOK}/d_{min})P_{OOK}$ 이다.

3.2 Pulse-position Modulation (PPM)

Pierce가 처음 제안한 PPM은 심볼 구간 $T = \log_2 L/R_b$ 를 L개의 chip으로 나누어 각 T동안 광 펄스를 1개의 chip동안에만 전송한다. PPM은 rate가 $\log_2 L/L$인 L-tuple Hamming weight 1인 블록 코드로 생각할 수 있다. 그림 3은 4-PPM의 모든 심볼을 표시하였다.

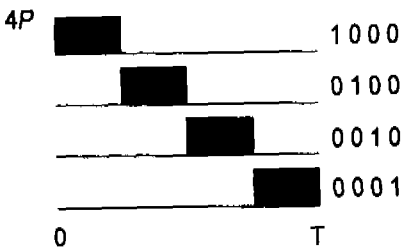

그림 3. 4-PPM

모든 신호는 같은 거리에 위치하며 거리는

$$d_{\min}^2 = 2LP^2 \log_2 L / R_b \tag{8}$$

이 되어 전력효율은 다음과 같다.

$$P_{PPM} / P_{OOK} \approx \sqrt{\frac{2}{L \log_2 L}} \tag{9}$$

위식에서 알 수 있듯이 L이 2보다 큰 경우 PPM은 OOK에 비해 같은 비트 오율을 얻기 위해 적은 전력이 사용된다. PPM의 대역폭은 전송속도 R_b일 때 한 개의 chip구간의 역으로 근사화 된다.[2] 따라서 대역 효율은

$$B_{PPM} / R_b = \frac{L}{\log_2 L} \tag{10}$$

이 된다. 가장 정확한 대역폭 계산은 변조 방식의 전력 밀도 함수로부터 계산할 수 있다. 그러나[3]에서 가장 좁은 펄스 폭의 역을 대역폭으로 근사화하는 방법은 일부 변조 방식을 제외하고는 매우 정확하므로 본문에서는 이 근사방법을 사용한다.

3.3 Multiple-pulse Position Modulation (MPPM)

Sugiyama등에 의해 제안된 MPPM은 PPM을 일반화 시킨 변조 방식이다. 즉 MPPM에서는 심볼 $T = \log_2 L/R_b$를 n개의 chip으로 나눈 뒤 이중 w개의 chip을 골라 광 펄스를 송신한다. 심볼의 수는 $L = \binom{n}{w}$가 된다. 그림 4는 $\binom{4}{2}$MPPM의 심볼을 나타내었다. 대역폭은 근사적으로 n/T가 되며 대역 효율은

$$B_{MPPM} / R_b = \frac{n}{\log_2 L} \tag{11}$$

이 된다. $\binom{n}{w} n$이므로 MPPM이 PPM에 비해 대역폭 효율이 우수함을 알 수 있다. MPPM 심볼의 최단 거리를 d라고 할 때, 전력 효율은 다음과 같다.

$$P_{MPPM} / P_{OOK} = \frac{2w}{\sqrt{nd \log_2 L}} \tag{12}$$

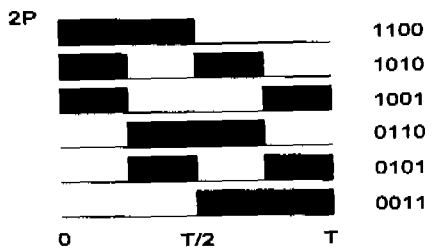

그림 4. $\binom{4}{2}$-MPPM

3.4 Overlapping Pulse-position Modulation (OPPM)

$\binom{n}{w}$-OPPM은 MPPM의 subset이다. 즉 MPPM 심볼 중 w개의 1이 연속적인 것이다. 그림 5에 나타낸 것과 같이 6개의 MPPM 심볼 중 3개가 OPPM 심볼 임을 알 수 잇다. OPPM은 MPPM에 비해 대역폭 (n/wT)이 줄어드는 장점이 있으나 심볼 수 ($L = n - w + 1$)는 줄어든다. 따라서 대역 효율은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$B_{OPPM} / R_b = \frac{n/w}{\log_2 (n - w + 1)} \tag{13}$$

www.dbpia.co.kr

OPPM의 전력 효율은 다음과 같다.

$$P_{OPPM} / P_{OOK} = \frac{2w}{\sqrt{2n\log_2(n-w+1)}} \quad (14)$$

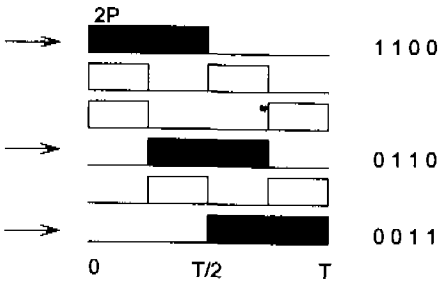

그림 5. MPPM 심볼 중에서 OPPM을 선택

3.5 Pulse Amplitude and Position Modulation (PAPM)

PPM의 throughput을 증가시키는 방법 중 하나는 광 펄스의 크기를 변조하는 것이다. 따라서 정보는 펄스의 위치 뿐만 아니라 크기에 의해 전달된다. 이 변조 방식의 장점은 대역폭을 증가시키지 않고 PPM의 low duty cycle 성질을 유지하면서 정보의 전송률을 증가시키는데 있다. 스롯의 개수를 n, 레벨의 수를 M이라고 하면 M-n 펄스 진폭 및 위치 변조 (M-n-PAPM)가 된다. 그림 6은 2-4 PAPM을 나타낸다. M-n PAPM의 대역폭은 n-PPM과 같으므로 대역폭 효율은

$$B_{PAPM} / R_b = \frac{n}{\log_2 nM} \quad (15)$$

이 되고 전력 효율은 다음과 같다.

$$P_{PAPM} / P_{OOK} = \sqrt{2M^2 / n\log_2 nM} \quad (16)$$

그림 7은 여러가지 변조 방식의 전력 및 대역폭 효율을 표시하였다. 기준 변조는 OOK로써 'x'로 표시하였다. PPM은 L이 증가할수록 적은 전력이 요구되었으나 대역폭도 증가하였다. MPPM 변조 중 weight 2는 PPM에 비해 전력 및 대역 효율이 우수하였다. OPPM은 대역 효율이 우수하였으나 다른 변조 방식에 비해 동일한 비트 오율을 얻기 위해 더 많은 송신 전력이 필요하였다. 2-n-PAPM 변조는 L-PPM에 비해 대역효율은 우수하나 전력효율은 떨어짐을 알 수 있다.

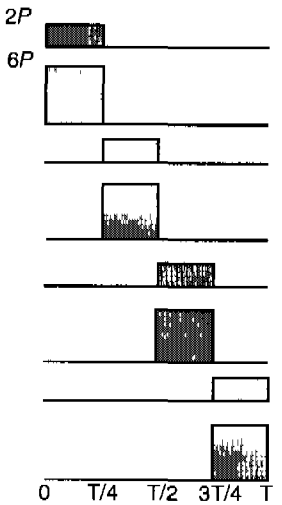

그림 6 2-4-PAPM

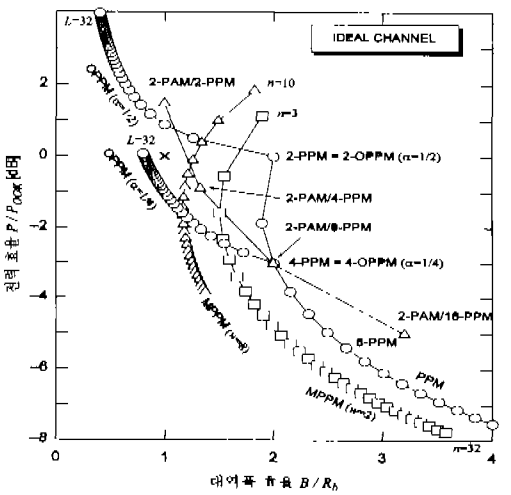

그림 7. 각 변조방식의 전력 및 대역폭 효율

3.6 MPPM 바운드

이번에는 코드의 길이가 매우 길 경우 MPPM의 성능을 계산해 보자. Stirling의 근사식을 사용하면

$$\binom{n}{w} \to 2^{nh\left(\frac{w}{n}\right)} \quad \text{as } n \to \infty \quad (17)$$

위식에서 $h(x) = -x\log_2 x - (1-x)\log_2(1-x)$ 이진 엔트로피 함수이다. 위식을 이용하여 전력 및 대역효율의 바운드를 구할 수 있다. $\alpha = w/n$이라고 하면

www.dbpia.co.kr

$$P_{MPPM} / P_{OOK} \rightarrow \frac{\alpha}{\sqrt{h(\alpha)/2}} \quad \text{as } n \rightarrow \infty \tag{18}$$

$$B_{MPPM} / R_b \rightarrow \frac{1}{h(\alpha)} \quad \text{as } n \rightarrow \infty \tag{19}$$

위의 두식을 MPPM bound라고 한다 왜냐하면 모든 MPPM변조 방식의 전력 및 대역효율의 한계를 나타내기 때문이다. MPPM bound에 의하면 $\alpha \rightarrow 1/2$이면 $P_{MPPM}/P_{OOK} \rightarrow 1/2$ 이고 $B_{MPPM}/R_b \rightarrow 1$이 된다. 또한 $\alpha \rightarrow 0$이면 $P_{MPPM}/P_{OOK} \rightarrow 0$ 이고 $B_{MPPM}/R_b \rightarrow \infty$이 됨을 알 수 있다.

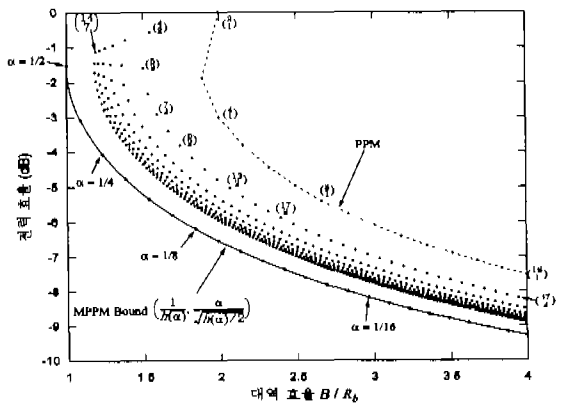

그림 8. MPPM bound

Ⅳ. 코딩방식

변조방식의 성능은 코딩과 결합하여 개선할 수 있다. 그림 9는 이 같은 결합의 구조를 나타낸다. $(\log_2 L\text{-}1)$ 정보 비트 a는 $(\log_2 L\text{-}1)/\log_2 L$ 컨볼루션 코드에 의해 $\log_2 L$비트의 레이블 벡터 b로 전환되며 b값에 의해 MPPM 심볼 x로 변환된다

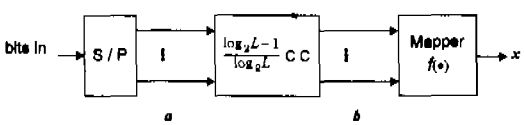

그림 9. 코딩과 변조의 결합

4.1 Convolutional coded PPM

컨볼루션 코드와 PPM을 결합하는 방법중 하나는 $1/\log_2 L$ 컨볼루션 코드 다음에 L-PPM 인코더를 연결하는 것이다. 이 경우, 매 정보비트가 입력 시 한 개의 짧 펄스를 송신하게 된다. 대역폭 효율은

$$B_{CC,1/\log_2 L} / R_b = L \tag{20}$$

이 되어 대역폭은 L에 비례한다. 컨볼루션 코드의 constraint length가 인 경우 한개의 비트값만 다른 두개의 정보 sequence는 ν+1개의 서로 다른 트렐리스 천이를 갖게 된다. 각 가지에 대한 Hamming거리는 0 또는 2이므로 컨볼루션 코드 PPM의 최단거리에 대한 upper 바운드는

$$d_{\min}^2 \le 2(\nu+1) \tag{21}$$

이 된다. 전력 효율은 다음과 같다.

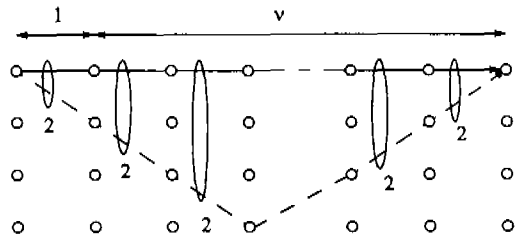

그림 10. Hamming거리가 2(ν+1)인 에러 사건

4.2 Trellis Coded OPPM

전 절에서 본 바와 같이 비트 오율을 줄이기 위해 컨볼루션 코드를 사용하면 대역폭 증가를 가져오게 된다. 트렐리스 코드 변조 (TCM)는 이러한 대역폭의 증가 없이 성능 개선을 할 수 있는 방식이다. $(L/2)$-OPPM의 심볼 수를 대역폭의 증가 없이2배로 늘리기 위해서는 duty cycle = w/n를 고정해야 하며 이것은 슬롯의 수를 $n_u = (L/2\text{-}1)/(1\text{-}\alpha)$에서 $n_c = (L\text{-}1)/(1\text{-}\alpha)$로 증가하게 하고 따라서 최단 거리를 감소시킨다. 트렐리스 코드 OPPM경우 비트 율 $R_b = \log_2(L/2)/T$ 을 유지하기 위한 대역폭 효율은

$$B_{TC,L-OPPM} / R_b = \frac{n/w}{\log_2(L/2)} \tag{23}$$

이 되고 $L/2$-OPPM의 대역폭과 같다. 또한 전력 효율은

$$P_{TC,L-OPPM} / P_{OOK} = \sqrt{\frac{4(L-1)\alpha^2}{d_{\min,coded}(1-\alpha)\log_2(L/2)}} \tag{24}$$

www.dbpia.co.kr

그림 11은 8-OPPM 심볼 set과 set partitioning을 보였다. 상태수가 4인 TCM을 사용 시 최단거리는 가 $\sqrt{8}$되어 코딩을 사용하지 않은 4-OPPM에 비해 1.2dB 코딩이득을 얻게 된다.

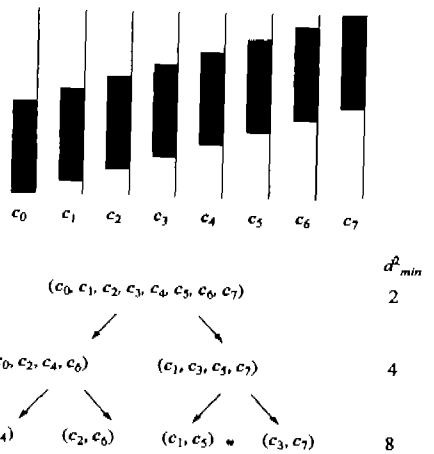

그림 11. 8-OPPM 심볼 set과 set partitioning

4.3 Trellis Coded MPPM

MPPM은 전력 및 대역폭 효율이 우수한 방식이므로 트렐리스 코드 MPPM은 대역폭을 크게 증가시키지 않고 성능을 개선할 수 있다. 일반적으로 $\log_2\binom{n}{w}$는 정수가 아니므로 컨볼루션 코드 출력과 직접 연결할 수 없다. 따라서 n과 w를 잘 조절하여 $\binom{n}{w}$가 2의 지수 승에 가깝게 한다. $n = 5$, $w = 2$인 MPPM 심볼을 이차원에 나타내면 그림 12과 같다. x 축은 첫번째 펄스의 위치를 나타내고 y축은 두번째 펄스의 위치를 나타낸다. 예를 들어[1 1 0 0 0]은 (1, 2)에 표시하고[0 0 1 0 1]은 (3, 5)에 표시한다.

아래 그림에 나타내지 않은[0 1 0 1 0]과[1 0 0 0 1]은 10개중 8개만 선택되고 남은 두개의 심볼이다. [5]에서 선택된 심볼은 일정한 대칭성을 가지고 있음을 보였다. 그림 12는 set partitioning을 보여주고 있다. 트렐리스 코드 L-MPPM은 비트 율 $R_b = \log_2(L/2)/T$ 일 때 전력 및 대역폭 효율은 다음과 같다.

$$\frac{P_{TC,L-MPPM}}{P_{OOK}} = \frac{2w}{\sqrt{n d^2_{\min,coded} \log_2(L/2)}} \text{ and}$$

$$\frac{B_{TC,L\ L-MPPM}}{R_b} = \frac{n}{\log_2(L/2)} \qquad (25)$$

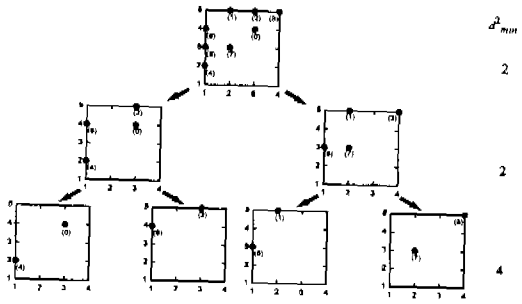

그림 12. $\binom{5}{2}$-MPPM의 set partitioning

컨볼루션 코드 PPM, 트렐리스 코드 OPPM, 트렐리스 코드 MPPM에 대한 전력, 대역폭 효율을 계산하였다. 각 코딩에 대해 $d^2_{min} = 4, 6, \cdots, 16$ 이라고 가정하였다. 그 결과는 MPPM 바운드와 함께 그림 13에 표시하였다[9]. 전력 효율이 가장 우수한 방식은 컨볼루션 코드 16-PPM이다 (대역폭 효율=5.3). 대역폭 효율이 가장 우수한 효율은 트렐리스 코드 8-OPPM이나 다른 방식에 비해 높은 전력을 요구하였다. 다음으로 전력효율이 우수한 방식은 트렐리스 코드 128MPPM으로 대역폭 효율도 양호하였다 (2.83). 따라서 트렐리스 코드 128-MPPM은 컨볼루션 코드 16-PPM보다 ISI에 덜 민감하므로 다중경로 적외선 채널에 더 유리하다[9].

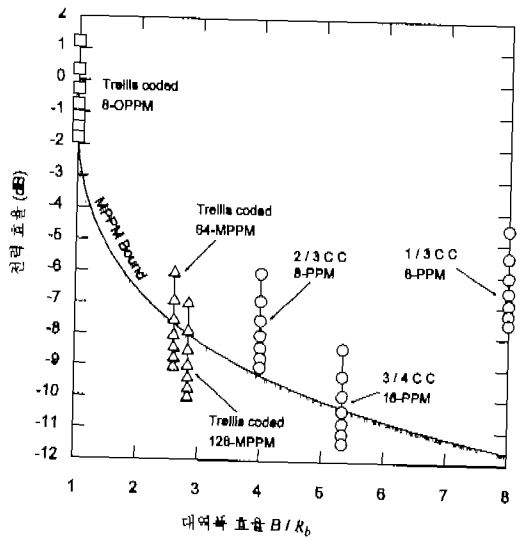

그림 13. 변조 코딩의 전력 및 대역폭 효율 비교

V. 결 론

적외선 무선 LAN에 사용되는 변조 방식의 전력

www.dbpia.co.kr

및 대역폭 효율을 계산하였다. MPPM과 PPM은 전력 효율이 우수하였고 OOK와 OPPM은 대역폭 효율면에서 우수하였다. MPPM의 성능한계를 구하기 위해 코드 길이가 무한히 길다고 가정하여 MPPM 바운드를 구하였다. MPPM 바운드에 의하면 무한히 긴 어떤 MPPM은 이론적으로 OOK와 같은 대역폭을 차지하면서 1.5dB적은 전력을 요구하며, 또 어떤 MPPM은 무한히 큰 대역폭을 차지하는 반면에 아주 적은 전력을 요구하기도 한다. 또한 변조와 코딩을 결합하여 성능향상을 꾀하였다. 컨볼루션 코드 PPM은 전력 효율이 개선되는 반면에 대역폭의 증가도 수반하였다. 트랠리스 코드 OPPM은 대역폭의 증가 없이 전력 효율이 개선되었으나 주어진 코드 길이에 비해 상대적으로 적은 심볼 수 때문에 개선 효과는 미미하였다. 트랠리스 코드 MPPM은 전력 및 대역폭 효율이 가장 우수하여 무선 적외선 LAN에 가장 적합한 방식임을 보였다.

참 고 문 헌

[1] J. R. Barry, *Wireless Infrared Communications*, Kluwer Academic Publishers, Boston 1994.

[2] H. Park and J. R. Barry, "Modulation Analysis for Wireless Infrared Communication," *IEEE International Conference on Communications*, Seattle, WA, pp. 1182-1186, June 1995.

[3] H. Park and J. R. Barry, "The Performance of Multiple Pulse-Position Modulation on Multipath Channels," *IEE Proceedings, Optoelectronics*, vol. 143, no. 6, pp. 360-364, December 1996.

[4] C. N. Georghiades, "Modulation and Coding for Throughput-Efficient Optical Systems," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 40, no.5, pp. 1313-1326, September 1994.

[5] H. Park and J. R. Barry, "Trellis-Coded Multiple-pulse Position Modulation for Wireless Infrared Communications," *IEEE Global Telecommunications Conference*, pp. 225-230, Sydney, November 1998.

[6] J.M. Kahn and J. R. Barry, "Wireless Infrared Communications", *Proceeding of the IEEE*, pp. 265-298, February 1997

[7] D.C. Lee, J.M. Kahn and M.D. Audeh, "Trellis-Coded Pulse-Position Modulation for Indoor Wireless Infrared Communications", *IEEE Transaction on Communications*, vol. 45, pp. 1080-1087, September, 1997.

[8] M.D. Audeh, J.M. Kahn and J.R. Barry, "Performance of Pulse-Position Modulation on Measured Non-Directed Indoor Infrared Channels", *IEEE Transaction on Communications*, vol. 44, pp. 654-659, June 1996.

[9] H. Park, "Power-efficient Coded Modulation and Precoding Schemes for Wireless Infrared Communications," *IEEE International Conference on Communications*, Vancouver, Canada, pp. 614-618, June 1999.

박 현 철(Hyuncheol Park)

1983년 : 연세대학교 전자공학과 졸업 (BS)

1985년 : 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업 (MS)

1997년 : Georgia Institute of Technology 전기공학과 졸업 (Ph.D)

1985년~1991년 : 삼성전자 종합연구소 선임연구원

1993년~1997년 : Georgia Institute of Technology Research Assistant

1997년~현재 : 삼성전자 중앙연구소 수석연구원

www.dbpia.co.kr