

# 슬러티드 링 통신망에서 입력 광 펄스 형태에 따른 완전 광 패킷 교환 노드의 패킷 오류

학생회원 오 정 배\*, 정회원 신 종 덕\*, 김 부 균\*

## Packet Error Rates of An All-Optical Packet Switching Node in Slotted Ring Networks Depending Upon Input Optical Pulse Shapes

Jung-Bae Oh\* *Student Member* Jong-Dug Shin\*, and Boo-Gyoun Kim\* *Regular Members*

### 요 약

광섬유 지연선로 정합 여파기를 광 패킷 어드레스 처리기로 사용한 완전 광 패킷 교환 노드들로 구성된 슬러티드 링 통신망에서 가우시언, 2차 초가우시언, 그리고 RZ 구형파 형태의 입력 광 펄스에 대한 노드의 패킷 오류 변화에 관하여 고찰하였다. 전송속도의 증가에 따라 모든 입력 펄스 형태에 대해 패킷오류가 증가하였고, 산탄 잡음의 영향이 크게 나타났다. 패킷 오류  $10^{-9}$ 에서 전송속도가 같은 경우에는 가우시언 펄스, 2차 초가우시언 펄스, RZ 구형파 순으로 침투 파워가 증가한 반면, 펄스 에너지는 모든 펄스 형태에서 거의 같게 나타났다. 넓은 펄스 폭을 갖는 가우시언 펄스는 대역폭 감소로 인해 잡음 전력이 감소하는 효과보다, ISI로 인한 각 어드레스 코드의 상관 출력레벨 변동으로 발생하는 파워 페널티 효과가 더 크게 나타났다. 따라서, ISI에 의한 영향을 최소화하기 위해서는 가우시언 펄스의 rms 폭을  $1/(4B)$ 이하로 유지해야 함을 알 수 있었다.

### ABSTRACT

Packet error rates of an all-optical packet switching node in a slotted ring network, which uses a fiber-optic delay-line matched filter as the optical packet address processor, have been investigated for the various input optical pulse shapes of Gaussian, super-Gaussian, and RZ rectangular. As the bit rate increases, packet error rates increase for all pulse shapes with enhanced shot-noise effect. At a packet error rate of  $10^{-9}$  and identical bit rates, peak pulse power increases in the order of Gaussian, super-Gaussian, and RZ rectangular shape. The pulse energy, however, is almost the same for all shapes. Gaussian pulses with broader width, which have reduced bandwidth resulting in reduced noise, shows higher power penalty due to fluctuation in correlation pulse levels caused by ISI for different address codes. It is necessary to keep the root-mean-square width of Gaussian pulses less than  $1/(4B)$  in order to have negligible ISI effects.

### I. 서 론

다양한 멀티미디어 정보가 포함된 인터넷 수요가 매년 폭발적으로 증가되고 있는 추세에 따라, 대용량 광 교환 시스템에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다. 여러 종류의 광대역, 고속 서비스 속성들을 수용할 수 있는 망의 형태는 광 패킷 교환망으로서,

패킷의 포맷은 사용자 정보인 페이로드와 각각의 페이로드를 통신망의 원하는 목적지 노드로 전송할 수 있도록 제어 정보가 담긴 헤더로 구성된다. 그러므로, 통신망의 각 교환 노드에서는 페이로드에 부착된 헤더를 판독하여 어드레스 일치 여부를 결정하여야 한다. 전기적인 방법에 의한 헤더 검출 처리 속도는 10GHz 이하로 제한되어 통신망의 성능에

\* 숭실대학교 정보통신전자공학부

논문번호: K01040-0127, 접수일자: 2001년 1월 27일

※ 본 연구는 광주과학기술원 초고속광네트워킹연구센터를 통한 한국과학재단 우수연구센터 지원금에 의한 것입니다.

영향을 준다. 따라서, 통신망의 성능을 보다 향상시키기 위하여 광학적으로 헤더를 검출할 수 있는 방법으로서 FBG를 이용한 방법<sup>[1][2]</sup>, NOLM(Nonlinear Optical Loop Mirror)<sup>[3]</sup>, TOAD (Terahertz Optical Asymmetric Demultiplexer)<sup>[4]</sup>, tapped delay line<sup>[5]</sup> 등이 제안되어 왔다.

참고문헌[6]에 제안된 광 패킷 헤더 처리기는 패킷 어드레스를 광학적으로 처리할 수 있도록 광섬유 지연선로 정합 여파기(fiber-optic delay line matched filter)를 사용하였다. 광섬유 지연선로 정합 여파기에는 광섬유 지연선로들의 길이에 의해 결정된 노드 어드레스가 저장되어 있어, 입력 이진 광 패킷 어드레스 신호와 노드 어드레스의 상관(correlation) 작용으로 인해 출력되는 다중 레벨 상관 펄스열의 중앙 펄스 레벨을 문턱값 감지기로 검출하여, 정합 여파기 출력 펄스레벨이 문턱값보다 크면 패킷을 수신하고, 반면에 낮으면 패킷을 다음 노드로 전송함으로써 패킷을 목적지까지 라우팅한다.

광섬유 지연선로 정합 여파기를 광 패킷 헤더 처리기로 사용할 경우에 노드의 패킷 오울에 영향을 미치는 요소로서, 첫 번째는 광 상관 펄스를 전기적 신호로 변환하는 광 수신기가 있다. 광 수신기는 PIN 다이오드만을 사용하거나, 또는 EDFA 전치 증폭기와 PIN 다이오드를 사용한다. EDFA 전치 증폭기를 사용하는 경우, 전송속도가 낮거나 어드레스 필드 내에 "1"비트의 수가 작을 때는 PIN 다이오드만을 사용할 때보다 효과적이지만, 어드레스 필드 내에 "1"비트의 수나 전송속도가 증가하면 산탄 잡음의 영향이 증가되어, PIN 다이오드만을 사용하는 수신기의 오울이 오히려 좋다.<sup>[7]</sup> 두 번째 요소는 전송속도이다. 잡음 전력은 전송속도와 비례 관계를 갖기 때문에, 전송 속도가 증가하면 오울이 증가된다. 세 번째 요소는 통신망에 수용할 수 있는 노드의 수를 결정 짓는 패킷 어드레스 필드 내의 "1"비트 수이다. 비트 수가 증가함에 따라, 사용

가능한 어드레스의 개수가 많아져 통신망에 수용 가능한 노드의 수가 늘어나게 되나, 상관 펄스열의 중앙 펄스 레벨이 높아져 산탄 잡음 증가로 인해 노드에서의 오울이 증가한다.<sup>[8]</sup> 이상의 연구 결과들은 NRZ 펄스 형태를 가정하여 얻어졌으나, 이외에도 데이터 전송시 사용될 수 있는 다양한 펄스 형태에 따라 광섬유 정합 여파기 출력으로 나타나는 상관 펄스의 레벨 변화 및 펄스간 간섭(Inter-Symbol Interference, ISI) 현상으로 인한 패킷 오울의 변화에 관한 연구가 필요하다.

본 논문에서는 광섬유 지연선로 정합 여파기를 광 패킷 어드레스 처리기로 사용하는 교환 노드들로 구성된 슬롯티드(slotted) 링 통신망에서, 입력 광 펄스 형태에 따른 패킷 오울에 관한 전산 모의 실험 결과를 발표하고자 한다. 제II장에서는 광 패킷 교환 노드의 구조 및 패킷 오울 모델에 관하여 간단히 설명하였으며, 제 III장에서는 RZ 구형파, 가우시언 펄스, 2차 초가우시언 펄스에 대한 노드의 패킷 오울을 비교 분석하였다. 마지막으로 제IV장에서는 본 연구의 결과를 요약하였다.

## II. 광 패킷 교환노드의 구조 및 패킷 오울 모델

1.55  $\mu\text{m}$  광 패킷 교환 노드는 그림 1과 같이 광 송신기(TX), 광 수신기(RX), 광 스위치(Optical Switch), 광섬유 지연선로(Fiber Delay Line), 편광 조절기(Polarization Controller; PC), 광 패킷 어드레스 처리기(Optical Address Processor), 게이트 펄스 발생기(Pulse Generator), 광 증폭기(Optical Amplifier), 그리고 광섬유 결합기(Fiber Coupler)로 구성되며, 광 패킷 어드레스 처리기는 그림 2와 같다.

노드로 입력된 광 패킷 신호는 광섬유 결합기에서 패킷의 헤더 처리 경로와 신호 경로로 분기되며, 패킷 헤더 처리 경로에서 어드레스 처리를 위해 광 패킷 어드레스 처리기로 입력된다. 광 패킷 어드

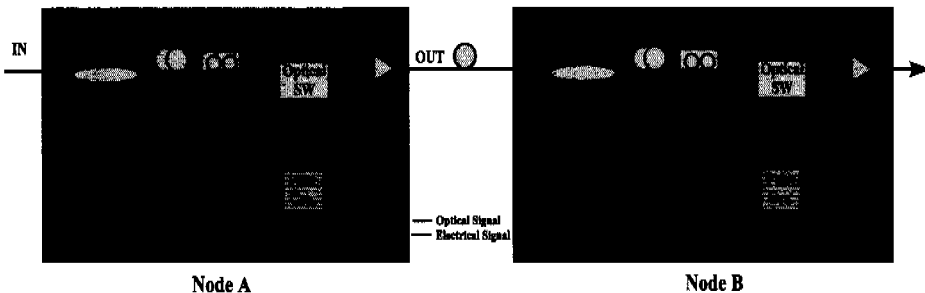


그림 1. 완전 광 패킷 교환 노드 링

레스 처리기에서는 광섬유 지연선로 정합여파기에 저장된 노드 어드레스와 입력 패킷 어드레스의 일치 여부에 따라 상관 펄스를 발생한다. 따라서, 노드와 같은 어드레스를 갖는 패킷이 도착하면, 상관 펄스열의 중앙 펄스는 어드레스 필드 내의 "1"비트 수와 같은 레벨을 갖게되는 반면, 어드레스가 일치하지 않으면 입력 패킷의 어드레스에 따라 레벨이 다르게 나타나게 되는 데, 이 경우에는 자기 상관 펄스 열의 중앙 펄스 레벨보다 항상 작게 된다.

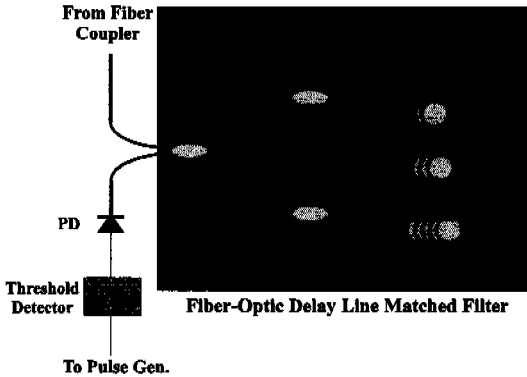


그림 2.  $p=4$ 인 어드레스 코드를 검출하기 위한 광 패킷 어드레스 처리기

$n$ -비트 어드레스 필드에  $p$ 개의 "1"비트들이 있고 MSB와 LSB가 "1"로 고정된 어드레스 코드 셋을 사용하면 링 통신망에 수용할 수 있는 노드들의 수는  $N = \binom{n-2}{p-2}$ 이다.  $N$ 개의 노드로 구성된 슬러티드 광 링 통신망에서 각 노드가 통신망의 다른 모든 노드들에 패킷을 전송할 확률이 같다고 가정하면, 각 노드에서의 패킷 오류는 잡음에 의해 올바른 노드에 도착한 패킷을 다른 노드로 바이패스시킬 확률과 다른 노드로 전송되어야 할 패킷을 수신할 확률의 합으로 나타낼 수 있다. 일반적인 펄스 형태에 대해 패킷 오류를 계산하기 위해서, 통신망에 사용하는 어드레스 각각을 노드 어드레스와 상관시켜야만 상관 펄스 열의 중앙 펄스 레벨을 구할 수 있다. 잡음의 확률 분포를 가우시언으로 가정하면, 각 노드에서의 패킷 오류는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 P_e &= P_c P(\text{error}|\text{correct addr.}) \\
 &+ \sum_{j=1}^{N-1} P_w(j) P(\text{error}|\text{cross-correlation center pulse level } I_j) \\
 &= \frac{1}{N} \left\{ \int_{-\infty}^{I_a} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_b^2}} e^{-\frac{(I-I_b)^2}{2\sigma_b^2}} dI + \int_{I_a}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_1^2}} e^{-\frac{(I-I_1)^2}{2\sigma_1^2}} dI \right. \\
 &\quad \left. + \dots + \int_{I_a}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{N-1}^2}} e^{-\frac{(I-I_{N-1})^2}{2\sigma_{N-1}^2}} dI \right\} \quad (1)
 \end{aligned}$$

여기서,  $P_c$ 는 패킷이 올바른 노드에 도착하는 확률이고,  $P(\text{error}|\text{correct addr.})$ 는 올바른 노드에 도착한 패킷에 의해 어드레스 처리기 출력에서 발생한 자기 상관 펄스 열의 중앙 펄스 레벨이 설정된 문턱값보다 낮을 확률이다.  $P_w(j)$ 는 다른 노드의 어드레스를 갖는 패킷이 노드에 수신될 확률이다.  $P(\text{error}|\text{cross-correlation center pulse level } I_j)$ 는 다른 노드들로 전송될 패킷이 수신되어 어드레스 처리기 출력에서 발생한 교차 상관 중앙 펄스 레벨이 문턱값보다 높게 될 확률이다.  $I_{th}$ 는 패킷 오류가 최소가 되는 최적 문턱값 전류이다. 어드레스 필드 내의 "1" 비트수가 4인 경우, 각 상관 펄스 레벨의 확률 밀도 함수는 그림 3과 같다. 정합여파기의 출력 상관 펄스 레벨이 증가함에 따라 산란 잡음이 증가하게 되고 결과적으로 분산이 증가하게 된다.

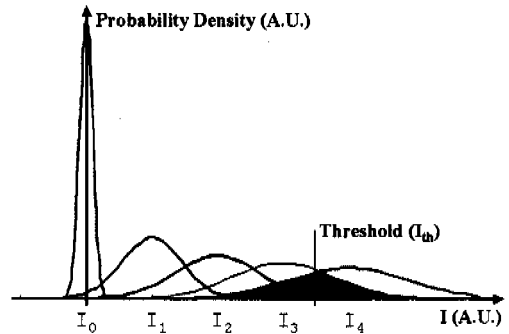


그림 3.  $p=4$ 일 때 잡음 확률 밀도

PIN 다이오드를 사용할 때, 상관 펄스열의 중앙 펄스 전류 레벨이  $I_j$ 인 신호에 부가되는 총 잡음 전력은 다음과 같이 열잡음,  $\sigma_b^2$ 와 산탄잡음,  $\sigma_d^2$ 의 합으로 표현된다<sup>[9]</sup>.

$$\begin{aligned}
 \sigma_j^2 &= \sigma_b^2 + \sigma_d^2 \\
 &= NEP^2 \Delta f R^2 + 2q(RP_j + I_d)\Delta f \quad (2)
 \end{aligned}$$

여기서,  $NEP$ 는 PIN다이오드의 잡음 등가 전력,  $\Delta f$ 는 광 수신기의 대역폭,  $R$ 은 PIN다이오드의 응답도(responsivity),  $P_j$ 는 전류 레벨이  $I_j$ 인 상관 펄스의 광 파워,  $I_d$ 는 PIN다이오드의 암전류(dark current)이다. 잡음 전력이 광 수신기의 대역폭과 상관 펄스의 광 파워에 비례하므로, 입력 광 펄스의 형태에 따라 패킷 오류가 변하게 된다.

### III. 전산 모의 실험 결과 및 분석

입력 광 신호 파워를 일정 범위 내의 값으로 고정시킨 다음, 문턱값을 교차 상판 펄스 열의 최대 레벨로부터 자기 상판 중앙펄스 레벨까지 변화시키면서 각각의 문턱값에서 패킷오율을 계산하여 최소의 패킷 오율을 갖는 문턱값을 구한 후, 이 문턱값을 사용하여 다시 입력 광 파워를 미세하게 변화시키며 패킷 오율을 계산하였다.

본 논문에서는, 어드레스 필드의 길이  $n$ 은 16-비트, 어드레스 필드에 존재하는 "1" 비트의 수  $p$ 는 4이며, MSB와 LSB는 "1"로 고정되어 있는 어드레스 코드를 사용하였다. 따라서, 링 통신망에 수용 가능한 노드의 수는 총 91개이다. 잡음 전력의 파라미터 중  $R$ 은 1,  $NEP$ 는  $2 \times 10^{-12} W/\sqrt{Hz}$ , 그리고  $I_d$ 는  $10nA$ 로 가정하였다.

1. 입력 광 펄스 형태에 따른 패킷 오율

펄스 형태에 따라 잡음에 영향을 주는 파라미터는 수신기 대역폭과 펄스의 첨두 파워이다. 본 논문에서 사용한 수신기의 대역폭은 잡음 등가 대역폭 (Noise equivalent bandwidth)으로서 가우시언 펄스에 대한 수신기의 대역폭 식은 아래와 같다.

$$\Delta f = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \sqrt{\sigma^2} e^{-\frac{w^2}{2\sigma^2}} dw}{2 \cdot \sqrt{\sigma^2}} \quad (3)$$

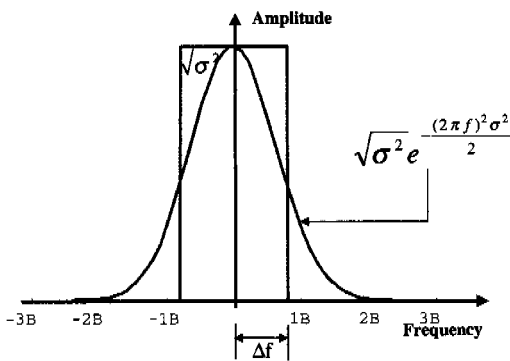


그림 4. 가우시언 펄스의 경우, 잡음 등가 대역폭

전송속도가  $B$ 일 때, 잡음 등가 대역폭은 RZ 구형파에 대해서는 전송속도( $B$ )와 같고, 가우시언 펄스 ( $\propto \exp[-t^2/(2\sigma^2)]$ )는  $\sqrt{2/\pi}B(=0.798B)$ , 그리고 2차 초가우시언 펄스 ( $\propto \exp[-\frac{1}{2}(\frac{t}{\sigma})^4]$ )는  $0.926B$ 이다. 또한, 모든 형태의 펄스 에너지가 동일하다고 가정하였을 때, 각 펄스 형태는 그림 5와 같다. NRZ 구형파의 첨두 파워( $P$ )를  $P_{max}$ 로 하면, RZ

구형파의 첨두 파워는  $2P_{max}$ , 가우시언 펄스는  $1.596P_{max}$ , 그리고 2차 초가우시언 펄스는  $1.855P_{max}$ 이다. 가우시언 펄스와 2차 초가우시언 펄스의 rms 폭( $\sigma$ )은  $1/4B$ 로 하였다.

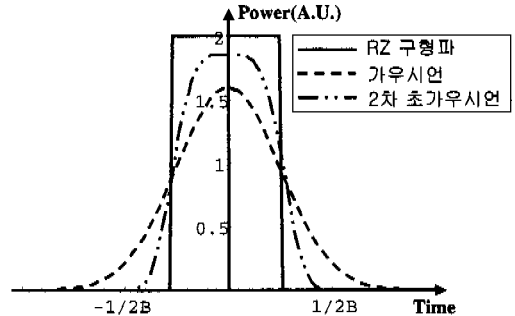


그림 5. 에너지가 1인 각각의 펄스 형태

입력 광 펄스 형태와 전송 속도에 대한 패킷 오율의 변화를 입력 펄스의 첨두 파워 함수로 그림 6에 도시하였다. 표 1에는 패킷 오율  $10^{-9}$ 에서 펄스의 첨두 입력 파워, 에너지, 그리고 최적 문턱값을 나타내었다. 표 2에는 패킷 오율  $10^{-9}$ 에서 전송속도가 10Gbps에서 4배와 10배 증가시 페널티를 정리

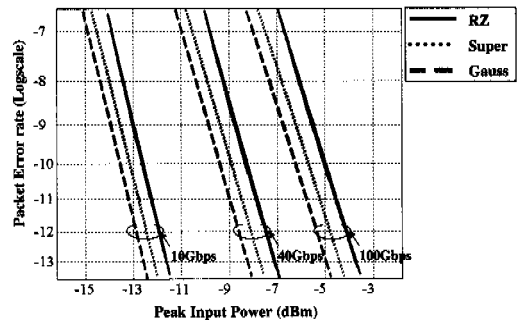


그림 6. 펄스의 첨두 입력 파워에 따른 패킷 오율 곡선

표 1. 패킷 오율  $10^{-9}$ 에서 펄스의 첨두 입력 파워, 에너지, 그리고 최적 문턱값

Bit rate / Pulse shape	10Gbps			40Gbps			100Gbps		
	에너지 (fJ)	첨두파워 (dBm)	문턱값	에너지 (fJ)	첨두파워 (dBm)	문턱값	에너지 (fJ)	첨두파워 (dBm)	문턱값
Gaussian	2.57	-13.89	3.50	1.65	-9.79	3.49	1.35	-6.67	3.47
2차 super-Gaussian	2.40	-13.52	3.48	1.56	-9.38	3.47	1.30	-6.18	3.46
RZ 구형파	2.51	-12.99	3.52	1.66	-8.76	3.51	1.39	-5.55	3.51

표 2. 패킷오율  $10^{-9}$ 에서 전송속도 증가에 따른 각 펄스의 페널티

Pulse shape	x4		x10	
	에너지 페널티 (f)	침투파워 페널티 (dB)	에너지 페널티 (f)	침투파워 페널티 (dB)
Gaussian	-0.92	4.10	-1.22	7.22
2차 super-Gaussian	-0.84	4.14	-1.10	7.34
RZ 구형파	-0.85	4.23	-1.12	7.44

표 3. 패킷오율  $10^{-9}$ 에서 가우시언 펄스에 대한 각 펄스의 파워 페널티

Pulse shape	10Gbps		40Gbps		100Gbps	
	에너지 페널티 (f)	침투파워 페널티 (dB)	에너지 페널티 (f)	침투파워 페널티 (dB)	에너지 페널티 (f)	침투파워 페널티 (dB)
2차 super-Gaussian	-0.17	0.37	-0.02	0.41	-0.05	0.49
RZ 구형파	-0.06	0.90	0.01	1.03	0.04	1.12

하였으며, 표 3에는 패킷 오율  $10^{-9}$ 에서 가우시언 펄스와 비교시 전송속도 10Gbps, 40Gbps, 그리고 100Gbps에서 각 펄스들의 페널티를 정리하였다.

모든 형태의 펄스에서 전송 속도가 증가하면, 패킷 오율을 일정하게 유지하기 위해서는 입력 파워의 증가가 필요하다. 이것은 패킷의 전송속도가 증가하면 데이터를 정상적으로 수신하기 위해서 수신기의 대역폭이 증가하여야만 하고, 이는 다시 잡음 전력의 증가로 이어져서, 결과적으로 패킷 오율을 유지하기 위해서 입력 광 신호의 파워도 증가하여야하기 때문이다. 그리고, 열잡음 제한 시스템에서는 입력 파워가 전송속도의 제곱근에 비례하는 반면, 산탄 잡음 제한 시스템에서는 선형적 비례 관계를 갖는데,<sup>[9]</sup> 광섬유 정합 여파기는 이진 입력 신호를 다중 레벨의 상관 펄스 열로 변환시키기 때문에, 산탄 잡음의 영향이 상대적으로 크게 나타나게 된다. 표 2에서 보는 바와 같이, 전송속도가 10Gbps에서 100Gbps로 10배 증가할 경우 패킷 오율  $10^{-9}$ 에서, 파워 페널티는 모든 펄스 형태에 대해 약 7dB 정도 발생하여 산탄 잡음의 영향이 크게 나타나고 있다.

그림 6으로부터, 펄스의 침투 파워가 일정할 때,

가우시언 펄스, 2차 초가우시언 펄스, 그리고 RZ 구형파 순으로 패킷 오율이 증가한다. 그러나 표 1에서 보듯이 패킷 오율  $10^{-9}$ 에서 전송속도가 같을 때, 가우시언 펄스, 2차 초가우시언 펄스, 그리고 RZ 구형파 순으로 침투 파워가 증가하는 반면에, "1" 비트의 에너지, 즉 펄스의 면적은 2차 초가우시언, 가우시언 펄스, 그리고 RZ 구형파 순으로 증가하지만 수치적 차이는 거의 없이 오차범위 내에 있었다. 펄스의 형태에 따라 동일한 침투 파워를 얻기 위한 에너지는 NRZ 구형파에 비해 RZ 구형파가 0.50배, 가우시언 펄스가 0.63배, 2차 초가우시언 펄스가 0.54배이므로 동일한 패킷 오율을 얻기 위한 에너지는 서로 다르다. 이상의 결과로부터, 펄스의 생성은 가우시언 펄스, 2차 초가우시언 펄스 순으로 용이하나, 동일한 에너지의 펄스를 보낼 경우 펄스의 침투치가 다르므로 광섬유 내의 비선형 현상을 고려하여 펄스를 선택해야 한다.

### 2. 어드레스 코드에 따른 패킷 오율

전송속도  $B$ 가 일정할 때, 가우시언이나 2차 초가우시언 펄스 형태는 펄스 폭이 넓어지면 어드레스 코드에 따라 자기 상관 펄스와 교차 상관 펄스에

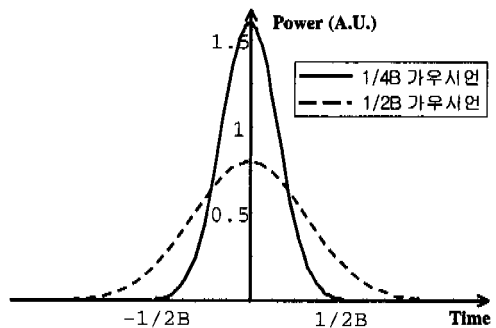
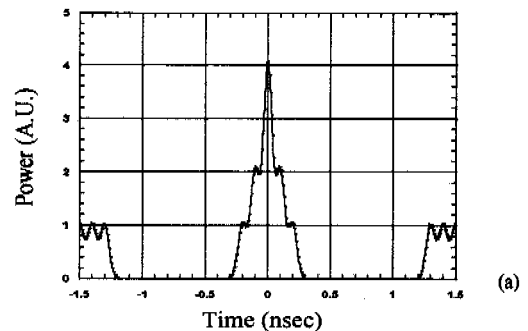


그림 7. rms 펄스 폭이 각각  $1/(2B)$ 와  $1/(4B)$ 인 가우시언 펄스



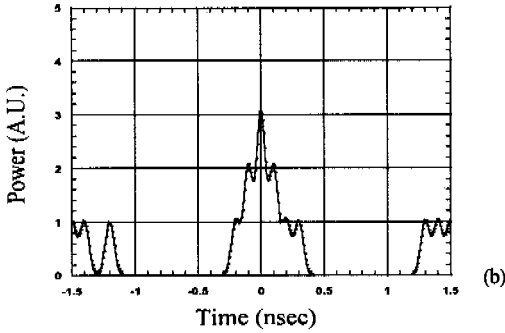


그림 8. (a) 어드레스 코드 (1110000000000001)에 대한 자기 상관 펄스 열, (b) 어드레스 코드 (1110000000000001)과 (1101000000000001)의 교차 상관 펄스 열

펄스간 간섭현상(Inter-Symbol Interference; ISI)이 발생된다. 따라서, 가우시언 펄스의 rms 폭이  $1/(4B)$ 인 경우와  $1/(2B)$ 인 경우에 어드레스 코드가 패킷 오울에 미치는 영향을 전산 모의 실험을 통해 알아보았다. 펄스폭이  $1/(2B)$ 인 경우는, 수신기의 대역폭은  $0.40B$ 이고, 침두 파워는  $0.80P$ 이다. 펄스폭이  $1/(4B)$ 과  $1/(2B)$ 인 가우시언 펄스의 형태는 그림 7과 같다.

전송속도가 10 Gbps이고, rms 폭이  $1/(4B)$ 인 가우시언 펄스의 경우, 노드 어드레스 (1110000000000001)에 대한 입력 어드레스 (1110000000000001)와의 자기 상관 펄스 열의 시뮬레이션 결과는 그림 8(a)와 같으며, 이때 침두치는 4.073이며, 이는 ISI에 의해 어드레스 펄드 내의 “1” 비트들의 합인 4보다 큰 값을 갖게 된다. 노드 어드레스(1110000000000001)와 입력 어드레스 (1101000000000001)와의 교차 상관 펄스 열은 그림 8(b)와 같으며, 이 역시 ISI에 의해 펄스 열의 침두치가 3보다 높은 3.073을 갖게 된다. 이 경우 문턱값은 4.073과 3.073사이에 설정되어야 함을 알 수 있다.

그림 9에 패킷 오울이  $10^9$ 일 때의 침두 입력 파워를 91개의 어드레스 코드에 대해 표시하였다. 표

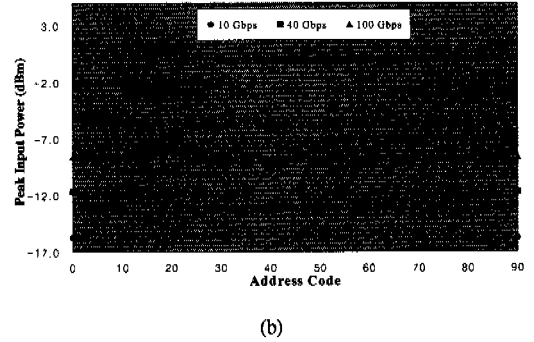


그림 9. 패킷 오울  $10^9$ 에서 어드레스 코드에 따른 침두 입력 파워 변화 (a) 펄스 폭이  $1/(4B)$ 인 경우와 (b) 펄스 폭이  $1/(2B)$ 인 경우

4에는 펄스 폭이  $1/(4B)$ 인 가우시언 펄스의 경우, 침두 입력 파워의 평균값과 표준편차, 최대값, 최소값을 도시하였으며, 동일한 에너지와 잡음 등가 대역폭을 갖는 RZ 구형파에 대한 침두 입력 파워와 파워 페널티를 정리하였다. 표 5에는 펄스 폭이  $1/(2B)$ 인 가우시언 펄스의 결과를 정리하였다.

그림 9(a)는 전송속도가 B이고 펄스 폭이  $1/(4B)$ 인 가우시언 펄스의 경우이며, 이 때 ISI에 의한 침두 입력 파워의 변화는 거의 없게 나타났다. 그림 9(b)는 펄스 폭이  $1/(2B)$ 인 경우이다. ISI에 의해 상관 펄스열들의 레벨 변동이 발생하여, 패킷 오울이 어드레스 코드에 따라 변한 것을 알 수 있다. 표 4와 5로부터, 가우시언 펄스의 폭이  $1/(4B)$ 에서  $1/(2B)$ 로 늘어난 경우에 패킷 오울  $10^9$ 에서의 평균 침두 파워뿐만 아니라 표준편차도 증가했음을 관찰할 수 있다. 펄스 폭의 증가는 잡음 등가 대역폭의 감소를 초래하여 잡음 전력이 낮아짐에도 불구하고, ISI에 의해 오히려 더 높은 침두 입력 파워가 요구된다. 따라서, ISI에 의한 영향을 최소화하기 위해서는 펄스의 폭을  $1/(4B)$ 이하로 해야 함을 알 수 있다.

표 4. 패킷 오울이  $10^9$ 일 때, 펄스 폭이  $1/(4B)$ 인 가우시언 펄스의 어드레스 코드에 따른 침두 입력 파워

Bit rate(Gbps)	10	40	100
평균값(dBm)	-13.89	-9.79	-6.67
최대값(dBm)	-13.85	-9.72	-6.61
최소값(dBm)	-14.04	-9.94	-6.82
표준편차(dB)	0.05	0.06	0.05
RZ 구형파(dBm)	-14.04	-9.83	-6.72
페널티(dB)	0.15	0.04	0.05

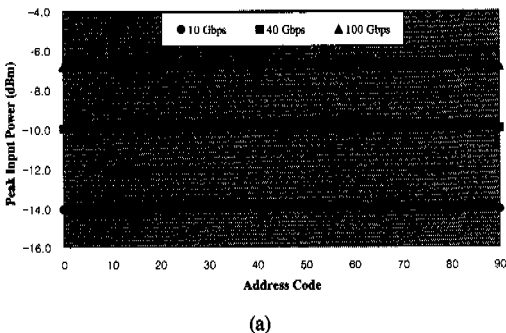


표 5. 패킷 오율  $10^{-9}$ 일 때, 펄스 폭이  $1/(4B)$ 인 가우시언 펄스의 어드레스 코드에 따른 침투 입력 파워

Bit rate(Gbps)	10	40	100
평균값(dBm)	-11.68	-7.06	-3.65
최대값(dBm)	-7.56	-2.21	1.68
최소값(dBm)	-15.76	-11.71	-8.72
표준편차(dB)	2.82	3.32	3.59
RZ 구형파(dBm)	-15.76	-11.95	-9.10
페널티(dB)	4.08	4.89	5.45

#### IV. 결론

광섬유 지연선로 정합여파기, PIN 다이오드, 그리고 문턱값 감지기로 구성된 광 패킷 어드레스 처리기를 사용하는 광 패킷 교환 노드 91개로 구성된 슬러티드 링 통신망에서 펄스 형태에 따른 각 노드의 패킷 오율을 측정하였다.

전송속도가 증가함에 따라 잡음 전력이 전송속도, 즉 수신기의 대역폭에 비례하기 때문에 모든 형태의 입력 펄스에 대해서 패킷오율이 증가하였고, 광섬유 정합여파기는 이진 입력 신호를 다중 레벨의 상관 펄스 열로 변환시키기 때문에, 산탄 잡음의 영향이 상대적으로 크게 나타났다. 또한, 총 잡음 전력이 상관 펄스 파워와 광 수신기 대역폭의 함수이므로, 가우시언 펄스, 2차 초가우시언 펄스, RZ 구형파 순으로 패킷 오율이 증가하였고, 패킷 오율이  $10^{-9}$ 일 때, 전송속도가 같은 경우에는 가우시언 펄스, 2차 초가우시언 펄스, RZ 구형파 순으로 침투 파워가 증가한 반면에, "1"비트의 에너지는 2차 초가우시언, 가우시언 펄스, RZ 구형파 순으로 증가하지만 수치적 차이는 거의 없었다. 따라서, 광섬유 내에서의 비선형 효과와 펄스의 발생면에서 보면 가우시언 펄스가 가장 효율적이고, 그 다음은 2차 초가우시언, 그리고 RZ 구형파의 순으로 나타났다.

넓은 펄스 폭을 갖는 가우시언 펄스는 대역폭 감소로 인해 잡음 전력이 감소하는 효과보다, ISI로 인한 각 어드레스 코드의 상관 출력 펄스 레벨 변동으로 발생하는 파워 페널티가 더 크게 나타났다. 따라서, ISI에 의한 영향을 최소화하기 위해서는 가우시언 펄스의 rms 폭을  $1/(4B)$ 이하로 유지하여야 한다.

#### 참고 문헌

- [1] M. C. Cardakli, D. Gurkan, S. A. Havstad, and A. E. Willner, "Variable-Bit-Rate Header Recognition for Reconfigurable Networks Using Tunable Fiber-Bragg-Gratings as Optical Correlators," *OFC 2000*, pp. 213-215, 2000.
- [2] Habib Fathallah, Leslie A. Rusch, and Sophie LaRochelle, "Passive Optical Fast Frequency-Hop CDMA Communications System," *J. Lightwave Technol.*, vol. 17, no. 3, pp. 397-405, 1999.
- [3] K. H. Ahn, et. al., "System Performance Measurements for an All-Optical Header Processor Using 100-Gb/s Packets," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 11, no. 1, pp. 140-142, 1999.
- [4] Deyu Zhou, Koo Il Kang, Ivan Glesk, and Paul R. Prucnal, "An Analysis of Signal-to-Noise Ratio and Design Parameters of a Terahertz Optical Asymmetric Demultiplexer," *J. Lightwave Technol.*, vol. 17, no. 2, pp. 298-307, 1999.
- [5] Naoya Wada, and Ken-Ichi Kitayama, "A 10 Gb/s Optical Code Division Multiplexing Using 8-Chip Optical Bipolar Code and Coherent Detection," *J. Lightwave Technol.*, vol. 17, no. 10, pp. 1758-1765, 1999.
- [6] Jong-Dug Shin, Min-Yong Jeon, and Cheoul-Shin Kang, "Fiber-Optic Matched Filters with Metal Films Deposited on Fiber Delay-Line Ends for Optical Packet Address Detection," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 8, no. 7, pp. 941-943, 1996.
- [7] 배승환, 신종덕, 김혜영, 강철진, "광 어드레스 처리기에 사용한 광 수신기 종류에 따른 광 패킷 교환 노드의 성능," 한국통신학회 논문지, 제23권 제3호, pp. 603-612, 1998.
- [8] J.-D. Shin, S.-H. Paek, H.-Y. Kim, K. Kim, and C.-S. Kang, "Packet Error Analysis of an All-Optical Packet Switching Node Using a Fiber-Optic Delay Line Matched Filter as an Optical Packet Address Processor," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 9, no. 12, pp.

