

Mid-Span Spectral Inversion 기법을 채택한 장거리 광 전송 시스템에서의 증폭기 간격에 따른 비트 에러율

Bit Error Rate Dependence on Amplifier Spacing in Long-Haul Optical Transmission System with Mid-Span Spectral Inversion

이 성 렬*

Seong-Real Lee*

요 약

본 논문에서는 MSSI 보상 기법을 채택한 1,200 km의 WDM 전송 시스템에서의 비트 에러율, 수신 감도, 입사 전력 최소 허용치를 증폭기 간격에 따라 수치적으로 살펴보았다. 변조 파형 형식에 관계없이 수신 감도와 입사 전력 최소 허용치 모두 증폭기 간격이 증가할수록 나빠지는 것을 알 수 있었다. 수신 감도 측면에서는 NRZ 전송보다 RZ 전송을 하는 경우 감도를 개선할 수 있었지만 실제 입사 전력 허용치 면에서는 NRZ가 RZ 전송보다 유리한 것을 확인하였다. 아울러 증폭기 간격을 50 km 이하로 해야만 수신 감도와 입사 전력 최소 허용치 모두 분산 계수, 채널 파장, 펌프광 전력에 비교적 영향을 적게 받는 것을 확인할 수 있었다.

Abstract

In this paper, bit error rate (BER) characteristics, sensitivity and minimum allowable launching power are numerically investigated as a function of amplifier spacing that consisted of 1,200 km WDM systems with MSSI method. It is conformed that the sensitivity and minimum allowable launching power are gradually degraded as amplifier spacings are gradually expanded, but those are not largely affected by modulation format. The sensitivity of RZ transmission system is smaller than that of NRZ transmission system, but minimum allowable launching power of NRZ transmission system is smaller than that of RZ transmission system. And, it is confirmed that the best amplifier spacing in NRZ and RZ transmission system is less than 50 km, because the sensitivity and minimum allowable launching power are less affected by fiber dispersion, channel wavelength and pump light power.

Key words : 비트 에러율, MSSI, WDM 전송 시스템, Optical Phase Conjugator, Amplifier Spacing

I. 서 론

에르븀 첨가 광섬유 증폭기(EDFA; Erbium-Doped Fiber Amplifier)의 개발과 광섬유에서의 분산 제어 (dispersion management)는 다채널 고속 광 전송 시스템에서의 증폭기 간격의 증가를 가능하게

했다[1],[2]. 그러나 광섬유 증폭기 사용은 높은 전력의 광 신호 전송에 기인하는 비선형 효과 (Kerr effect)가 광섬유의 본질적인 분산 효과에 더해져 비트율-전송 거리 곱 (bit rate-distance product)에서의 한계를 동시에 가져왔다[3],[4].

광 전송 시스템의 이러한 비선형 현상과 분산을

* 목포해양대학교 해양전자통신공학부(Div. of Marine Electro. & Comm. Eng., Mokpo National Maritime University)

· 제1저자 (First Author) : 이성렬

· 접수일자 : 2005년 10월 16일

극복하기 위한 연구가 과거 수 년 동안 진행되어 왔다. 그간 수행된 광 전송 링크 성능 향상 방법으로는 광 필터(in-line optical filter)를 사용하는 방법[5], 송신단에서 광 변조 시에 광섬유에서의 색 분산과 반대되는 처핑(chirping)을 갖도록 pre-chirping하는 방법[6], 단일 모드 광섬유(SMF ; single mode fiber)에서의 광 신호 왜곡을 분산 보상 광섬유(DCF ; dispersion compensation fiber)를 통해 보상하는 방법[7] 등이 있다. 하지만 이들 방법은 광 전송 링크에서 겪게 되는 색 분산의 영향에 의한 광 신호 왜곡만을 보상할 뿐 자기 위상 변조에 의해 발생하는 왜곡은 보상하지 못하는 한계를 갖고 있다.

이러한 한계를 극복하기 위해 광 위상 공액기(OPC ; Optical Phase Conjugator)를 전체 전송 거리의 중간에 위치시켜 광 신호의 왜곡을 보상하는 MSSI (Mid-Span Spectral Inversion) 방식이 제안되고, 솔리톤(soliton) 전송을 대체할만한 기술로 쓰이고 있다[8]. 현재 국내 연구에서는 전체 전송로의 적당한 위치에 DCF를 삽입하여 광 신호 왜곡을 보상하는 연구[9]만 진행되고 있고 MSSI를 이용한 보상에 대해서는 연구가 미진한 상태에 있다.

MSSI가 적용된 장거리 파장 분할 다중화(WDM ; Wavelength Division Multiplexing) 전송 시스템에서 OPC의 비선형 매체로 기존의 분산 천이 광섬유(DSF ; Dispersion Shifted Fiber) 대신에 HNL-DSF (Highly-Nonlinear Dispersion Shifted Fiber)를 사용하면 WDM을 위한 넓은 대역에 대해 양호한 품질로 전송할 수 있다는 것을 앞선 연구들을 통해 살펴왔다[10],[11]. 또한 WDM 시스템의 증폭기 간격이 50 km로 고정된 경우 OPC의 펌프 광 전력을 전체 전송 거리와 광섬유 분산 계수에 관계하여 선택하여야만 왜곡된 모든 WDM 채널들을 양호한 품질로 보상할 수 있다는 것을 확인하였다.

본 논문에서는 OPC의 최적 펌프 광 전력을 증폭기 간격에 따라 수치적인 방법으로 도출하고, 도출된 최적 펌프 광 전력으로 왜곡된 광 신호를 보상하는 경우의 비트 에러율(BER ; Bit Error Rate) 특성과 수신 감도를 18.5 dBm으로 고정된 펌프 광 전력을 사용한 경우에서의 비트 에러율과 수신 감도와 비교해 검토해 보도록 하겠다.

본 연구에서 가정한 WDM 시스템은 채널 비트율이 40 Gbps인 8-채널 전송 시스템이고, 각 채널의 강도 변조 파형 형식은 NRZ와 RZ로 모델링 하였다. 광 전송의 수치적 시뮬레이션을 위해 널리 사용되고 있는 단계 분할 푸리에(SSF ; Split-Step Fourier) 방법[12]을 이용하였다. 분석의 간편함을 위하여 채널 간 상호 위상 변조(XPM ; Cross Phase Modulation) 현상은 무시하였고, 4-광파 혼합(FWM ; Four Wave Mixing) 현상은 채널의 파장 간격을 비균일하게 하는 방식[13]을 적용하여 제거하였다.

II. WDM 시스템의 모델링

같은 편광을 갖고 광섬유를 동시에 전송하는 8 채널 WDM 시스템에서 $A_j(z, t)$ 를 $|A_j|^2$ 의 순시 광 전력에 의해 정규화된 천천히 변하는 j 번째 복소 포락선이라 하면 $A_j(z, t)$ 는 아래의 비선형 슈뢰딩거 방정식을 만족하며 전파한다[12].

$$\begin{aligned} \frac{\partial A_j}{\partial z} &= -\frac{\alpha}{2} A_j - \frac{i}{2} \beta_{2j} \frac{\partial^2 A_j}{\partial T^2} \\ &+ \frac{1}{6} \beta_{3j} \frac{\partial^3 A_j}{\partial T^3} \\ &+ i\gamma_j |A_j|^2 A_j + 2i\gamma_k |A_k|^2 A_j \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 $j, k, l=1, 2, \dots, 8$ ($j \neq k \neq l$)이고, α 는 광섬유 손실 계수, λ_j 는 j 번째 채널의 신호 파장, β_{2j} 는 광섬유 색 분산 파라미터, β_{3j} 는 3차 색 분산 파라미터, γ_j 는 광섬유의 비선형 계수, 그리고 $T = t - z/v_j$ 이다. 식 (1) 우변의 마지막 두 항은 각각 자기 위상 변조(SPM ; Self Phase Modulation)과 XPM을 유도한다. 여기서 마지막 항, 즉 XPM 항은 수치적 분석 과정을 간단히 하기 위하여 무시하였다.

그림 1은 OPC가 전체 전송 거리의 중간에 위치한 강도 변조 / 직접 검파(IM/DD ; Intensity Modulation / Direct Detection) WDM 시스템의 전체 구성을 나타낸 것이다. 총 전송 거리는 1,200 km로 설정하였고, 이것은 상대적인 길이 $L_1 (= L/2)$ 과 L_2 의 두 전

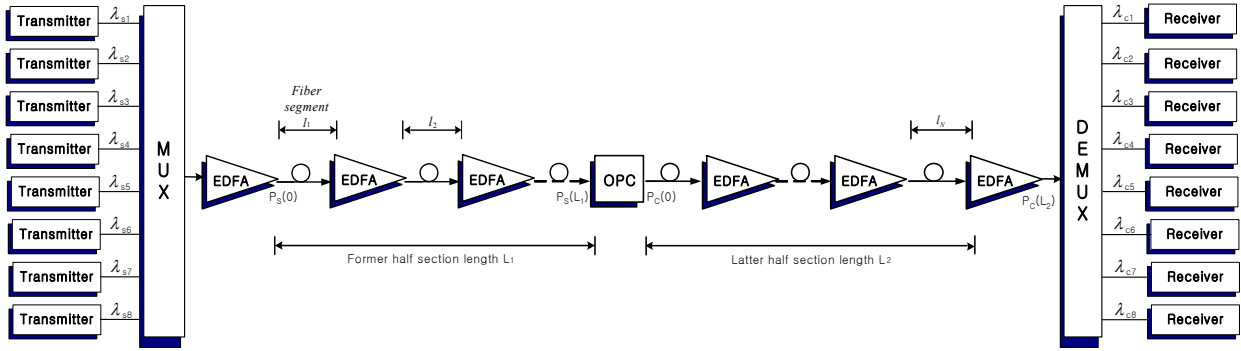


그림 1. MSSI 기법을 채택한 8x40 Gbps WDM 전송 시스템
 Fig. 1. 8x40 Gbps WDM transmission system with MSSI.

송 구간(section)으로 나뉜다. 각 전송 구간은 일정한 간격(l)마다 EDFA로 연결되는데 이 균일한 증폭기 간격을 40 km, 50 km, 75 km 그리고 100 km의 4가지로 설정하여 각각의 경우에 대해 표 1의 파라미터에 따라 시뮬레이션 하였다.

그림 2는 HNL-DSF (Highly-Nonlinear Dispersion Shifted Fiber)를 이용한 OPC의 구조이고, 표 2는 본 연구에서 사용한 OPC의 시뮬레이션 파라미터들이다. 변환 효율 (η , conversion efficiency)은 FWM 곱(product) 전력 대 입력 신호 전력의 비로 정의된다 [14]. 그림 3은 표 2의 파라미터를 이용해 계산된

표 1. 송신기, 광섬유, 수신기의 시뮬레이션 파라미터
 Table 1. Simulation parameters of transmitter, fiber and receiver.

파라미터		기호 및 파라미터 값
송신부	비트율	$R_b = 320 \text{ Gbps} (= 8 \times 40 \text{ Gbps})$
	파형	NRZ super-Gaussian ($m=2$), RZ super-Gaussian ($m=2$)
	비트 패턴	PRBS 2^7 (128 bits)
	주파수 chirp	$C = 0$
광섬유	형태	conventional DSF
	손실 계수	$\alpha_1 = \alpha_2 = 0.2 \text{ dB/km}$
	전체 전송 길이	$L = 1,000 \text{ km}$
	분산 계수	$D_{11} = D_{12} = 0.4, 1.6 \text{ ps/nm/km}$
	비선형 굴절 계수	$n_2 = 2.36 \times 10^{-26} \text{ km}^2/\text{W}$
	유효 코어 직경	$A_{eff} = 50 \mu\text{m}^2$
	EDFA의 개수	variable
EDFA 간격	$l = 40, 50, 75 \text{ and } 100 \text{ km}$	
수신부	형태	PIN-PD with EDFA pre-amp
	EDFA 잡음 지수	5 dB
	광학적 대역폭	1 nm
	수신 대역폭	$0.65 \times R_b$

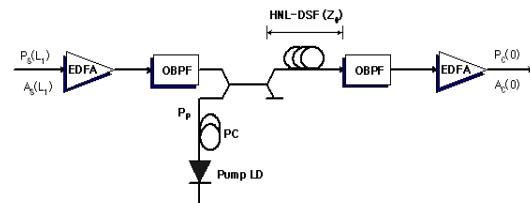
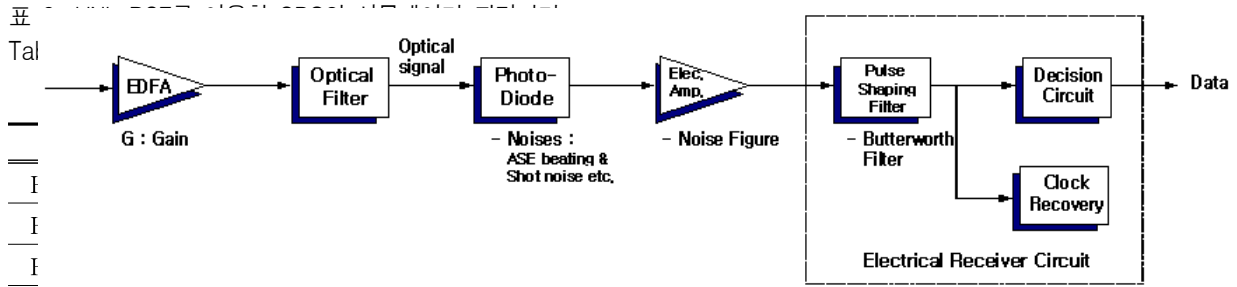


그림 2. HNL-DSF를 이용한 OPC의 구조
 Fig. 2. Configuration of OPC using HNL-DSF.



HNL-DSF의 영 문산 파장	$\lambda_0 = 1550.0 \text{ nm}$
HNL-DSF 분산 기울기	$dD_{eff}/d\lambda = 0.032 \text{ ps}^2/\text{nm}^2/\text{km}$
펌프 광 파장	$\lambda_p = 1549.5 \text{ nm}$
펌프 광 전력	$P_p = 18.5 \text{ dBm}$

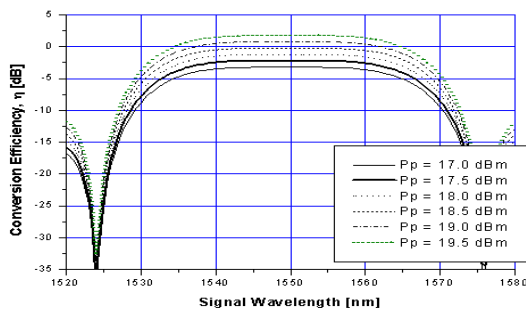


그림 3. 변환 효율 계산값
Fig. 3. The calculated values of conversion efficiency.

η 값들을 나타낸 것으로, OPC의 펌프 광 전력 (P_p)에 관계없이 3-dB 대역폭은 34 nm (1532.5 ~ 1566.5 nm)로 얻어졌다.

본 연구에서는 FWM 효과에 기인하는 채널 간 누화를 제거하기 위하여 WDM 채널 간 파장 간격을 모두 다르게 설정하는 F. Forghieri 등에 의해 제안된 방법[13]에 따라 8개 채널 파장을 각각 1550.2 nm, 1551.2 nm, 1553.2 nm, 1554.4 nm, 1556.0 nm, 1557.8 nm, 1560.0 nm와 1561.4 nm으로 하였다. 따라서 WDM 채널의 신호 파장과 이의 공역파 파장은 모두 HNL-DSF를 이용한 OPC의 3-dB 대역폭 내에 포함되고 있다.

그림 4는 직접 검파 수신부 (Direct Detection Receiver)의 구조를 나타낸 것이다[15]. 광 수신부는 미약한 신호를 증폭하는 EDFA, 인접한 광 펄스와의 간섭 효과를 줄여주기 위한 광 필터, 광 신호 전력을 전류로 변환하는 광 다이오드(PD ; Photo Diode), 그리고 펄스 정형 필터(pulse shaping filter), 클럭 재생기(clock recovery), 판별 회로(decision circuit)로 이루어진 전기적 수신 회로(electrical receiver circuit)

로 구성된다.

광 필터는 광 펄스가 전송로에서 겪게 되는 SPM에 의해 특히 펄스의 침두 부분에 생성된 침예한 진폭의 리플 성분을 제거하는 역할을 수행한다.

수신부에서 뿐만 아니라 OPC의 입력단과 출력단에 존재하는 광 필터에 따른 색 분산과 SPM 보상의 영향을 살펴보기 위하여 광 필터를

$$H(\omega) = \frac{1}{1 + \left\{ \frac{2}{B_o} (\omega - \omega_0) \right\}^2} \quad (2)$$

와 같은 주파수 차원에서의 전달 함수를 갖는 로렌치안(Lorentzian) 필터로 모델링하여 시뮬레이션 하였다. 여기서 B_o 는 3-dB 광 대역폭(optical bandwidth)으로 OPC 입력단의 광 필터와 시스템 수신단의 광 필터에서는 1 nm(=124 GHz)로, OPC 출력단의 광 필터에서는 0.65 nm로 설정하였다.

광 검출기는 PIN 광 다이오드로 모델링하였고, PIN 다이오드가 광 전력을 전류로 변환하는 과정에서 발생하는 잡음 전력들의 모델링은 III장에서 설명 하도록 하겠다.

또한 검출된 광 신호의 ISI를 최소화하기 위한 펄스 정형 필터는 아래 식으로 주어지는 전달 함수를 갖는 버터워스(Butterworth) 필터를 사용하여 시뮬레이션 하였다[16].

$$|H(f)|^2 = \frac{1}{1 + (f/B_e)^{2n}} \quad (3)$$

여기서 n 은 필터의 차수이고, B_e 는 필터의 전기적 대역폭이다.

III. 비트 에러율의 유도

우선, 그림 4의 수신기 맨 첫 단에 있는 광 증폭기의 이득 G 와 다음 단의 광 필터에서의 3-dB 광 대역폭이 고려된 신호의 수신 전력 $P_{rec,av}$ 을 구한다. 이 과정은 비선형 쉬팅딩거 방정식을 그림 1의 시스템 모델에 대해 SSF 방법으로 시뮬레이션하여 수신단에서의 표본화 시간(sampling time)마다 '1'과 '0'의 전체적인 시간 평균 전력(time-averaged power)을 구해서 수행될 수 있다.

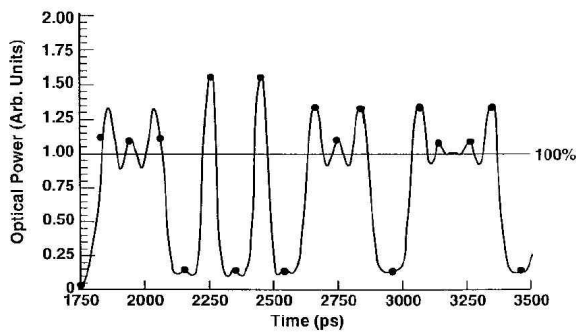


그림 5. PRBS 데이터 신호의 마크와 스페이스에서의 eye closure factor를 이용한 ISI의 결정
 Fig. 5. Determination of the ISI at mark and space of PRBS data signal using eye closure factor.

다음 과정은 그림 4와 같은 방법으로 수신 평균 전력에 대해 '1'과 '0' 각각의 평균 눈 감김 정도 (eye closure factor) c_{ISI}^+ 와 c_{ISI}^- 를 아래와 같이 구한다.

$$c_{ISI}^+ = 1 - \frac{P_{mark}}{P_{rec,av}}, \quad c_{ISI}^- = \frac{P_{space}}{P_{rec,av}} \tag{4}$$

여기서, P_{mark} 과 P_{space} 는 각각 샘플링 시간에서의 '1' 펄스와 '0' 펄스의 수신 전력이다.

세 번째 과정은 전체 전송로에서의 선로 증폭기와 수신기 맨 앞단의 광 증폭기에서 발생된 ASE의 전체 전력 P_{sp} 를 아래와 같이 구한다.

$$P_{sp} = Nn_{sp}(G-1)h\nu B_o \tag{5}$$

여기서 N 은 증폭기의 개수, $h\nu$ 은 electron의 광자

에너지 (photon energy), B_o 는 필터의 광 대역폭이다. 그리고 n_{sp} 는 증폭기의 자연 방출 인자로 증폭기의 잡음 지수 (noise figure)가 5 dB인 경우 1.6의 값을 갖는다.

네 번째 과정은 광 검출기를 통해 변환된 광 신호의 시간 평균 전력의 등가 전류 $I_{s,av}$ 를 구하고 광학적 신호 대 잡음비 (OSNR ; Optical Signal to Noise Ratio)의 정의를 이용하여 ASE 평균 전력의 등가 전류 $I_{sp,av}$ 를 구한다.

먼저 광 검출기로부터 출력되는 광 신호 평균 전력의 등가 전류 $I_{s,av}$ 은

$$I_{s,av} = (e/h\nu)P_{rec,av} \tag{6}$$

이고, OSNR은 아래와 같이 정의된다[15].

$$OSNR = \frac{P_{rec,av}}{Nn_{sp}(G-1)h\nu B_o} \tag{7}$$

식 (7)의 정의를 통해 구해진 OSNR을 이용하면 ASE의 등가 전류를 아래와 같이 구할 수 있다.

$$I_{sp,av} = \frac{I_{s,av}}{OSNR} \tag{8}$$

마지막 과정은 두 번째 과정에서 구해진 평균 눈 감김 정도 c_{ISI}^+ 과 c_{ISI}^- , 그리고 식 (6)과 식 (7)을 이용하여 수신단에서의 잡음 전력과 BER을 유도한다.

수신단의 광 검출기에서 광 신호가 전기 신호로 변환될 때 ASE 잡음에 기인하는 잡음의 각 전력 값은 신호-ASE 비트 잡음 전력(N_{s-sp}), ASE-ASE 비트 잡음 전력(N_{sp-sp}), shot 잡음 전력(N_{sh}), ASE의 shot 잡음 전력($N_{sh(sp)}$) 등이 있고[15],[16], 이 식들을 가지고 앞서 설명한 과정에 따라 c_{ISI}^+ 과 c_{ISI}^- 를 이용하여 '1' 펄스와 '0' 펄스에 대해 평균 잡음 전력을 구하면 아래와 같다.

$$N_{s-sp(mark)} = 4 I_{s,av}(1 - c_{ISI}^+) I_{sp,av} \frac{B_e}{B_o} \tag{9a}$$

$$\sigma_{space} = [N_{s-sp(space)} + N_{sp-sp} + N_{sh(space)} + N_{sh(ASE)}]^{1/2}$$

$$N_{s-sp(space)} = 4 I_{s,av} c_{ISI}^- I_{sp,av} \frac{B_e}{B_o} \tag{9b}$$

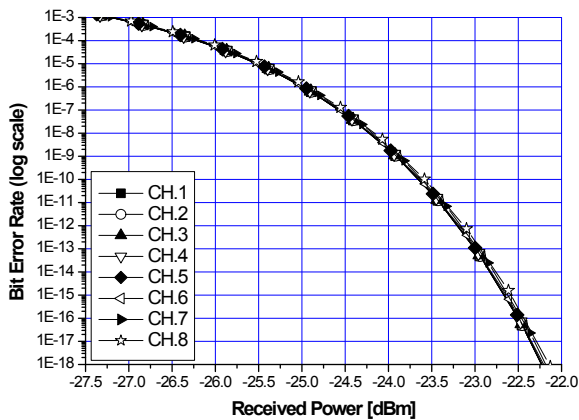
$$N_{sp-sp} = I_{sp,av}^2 B_e \frac{2B_o - B_e}{2B_o^2} \tag{9c}$$

$$N_{sh(mark)} = 4 e I_{s,av} (1 - c_{ISI}^+) B_e \tag{9d}$$

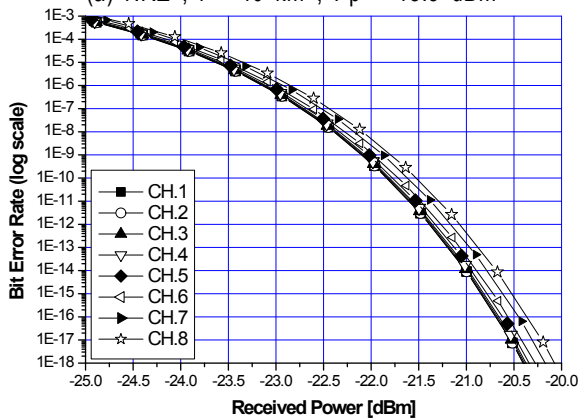
$$N_{sh(space)} = 4 e I_{s,av} c_{ISI}^- B_e \tag{9e}$$

$$N_{sh(sp)} = 2 e I_{sp,av} B_e \tag{9f}$$

그리고 '1' 신호와 '0' 신호에 대한 잡음의 표준 편차는 각각



(a) NRZ ; l = 40 km ; Pp = 18.5 dBm

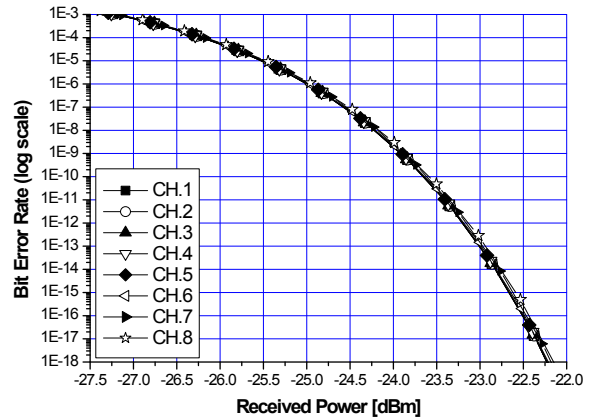


(c) NRZ ; l = 75 km ; Pp = 18.5 dBm

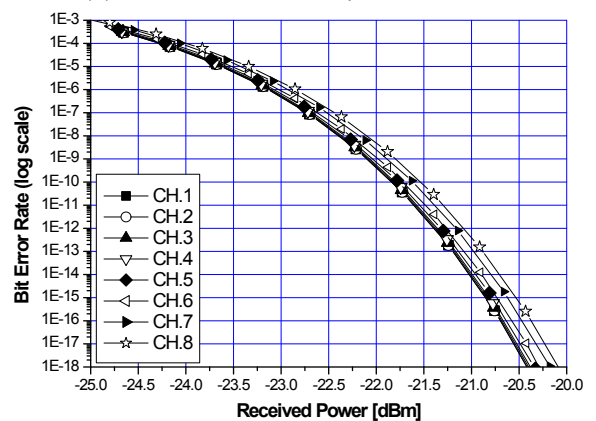
이고, 잡음들이 가우시안 분포를 갖는다는 조건에서의 BER은

$$BER = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{2} \left(\frac{(1 - c_{ISI}^+ - \tau) I_{s,av}}{\sigma_{mark}} \right) \right] + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{2} \left(\frac{(\tau - c_{ISI}^-) I_{s,av}}{\sigma_{space}} \right) \right] \tag{11}$$

으로 구할 수 있다. 여기서 τ 는 수신기 판별 회로에 설정된 판별 문턱치(decision threshold level)이다.



(b) NRZ ; l = 40 km ; Pp = 18.52 dBm



(d) NRZ ; l = 75 km ; Pp = 18.68 dBm

$$\sigma_{mark} = [N_{s-sp(mark)} + N_{sp-sp} + N_{sh(mark)} + N_{sh(ASE)}]^{1/2}$$

IV. 결과 및 검토

우선 증폭기 간격에 따른 OPC의 최적 펌프 광 전

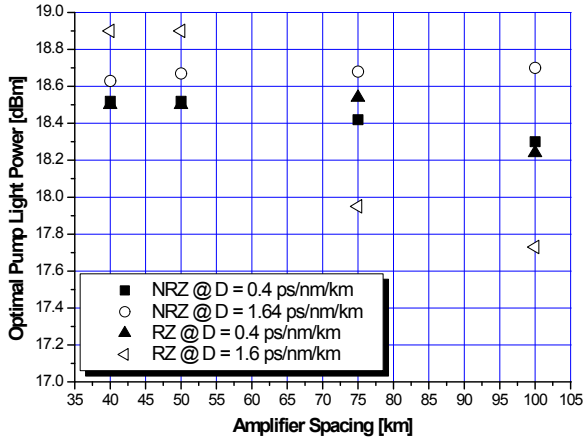
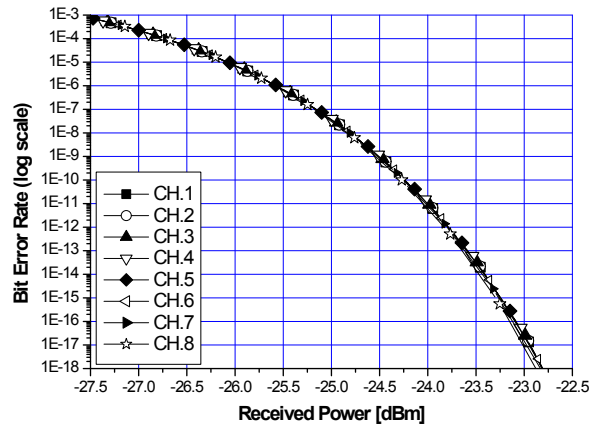


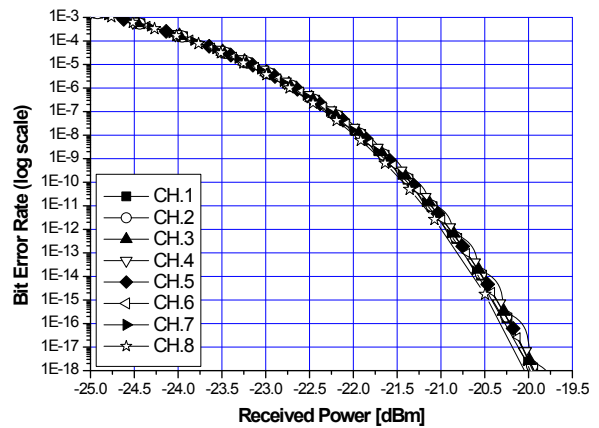
그림 6. 증폭기 간격에 따른 최적 펌프 광 전력
Fig. 6. The optimal pump light power as a function of amplifier spacing.

력을 도출해 보았다. 그렇게 하기 위해 먼저 각 채널의 입사(송신) 전력이 0 dBm으로 고정되어 있는 경우의 펌프 광 전력 변화에 따른 눈 열림 패널티 (EOP ; Eye Opening Penalty)를 평가해 보았다. 그런 후 이 결과에서 1 dB EOP를 나타내는 채널의 송신 전력을 찾아 그 송신 전력에서의 펌프 광 전력 변화에 따른 EOP도 평가해 보았다. 마지막으로 이 두 결과를 비교해 WDM 채널 모두를 동시에 양호하게 보상할 수 있으면서 파워 패널티를 1 dB 이내로 나타낼 수 있는 최적 펌프 광 전력을 증폭기 간격에 따라 도출해 보았다. 그 결과를 나타낸 그래프가 그림 6이다.

그림 6으로부터 분산 계수가 0.4 ps/nm/km인 광섬유를 통해 NRZ 파형을 전송하는 경우에는 증폭기 간격이 40 km이면 펌프 광 전력이 18.52 dBm으로, 50 km이면 18.52 dBm으로, 75 km이면 18.42 dBm으로, 100 km이면 18.3 dBm으로 설정되어야 최적의 보상이 이루어지는 것을 알 수 있다. 그리고 분산 계수가 1.6 ps/nm/km인 광섬유를 사용하는 경우 증폭기 간격 증가에 따라 펌프 광 전력이 18.63, 18.67, 18.68, 18.7 dBm으로 변하는 것을 알 수 있다. RZ 파형을 전송하는 경우에 분산 계수가 분산 계수가 0.4 ps/nm/km인 광섬유를 사용하면 증폭기 간격 증가에 따라 펌프 광 전력이 18.5, 18.5, 18.54, 18.24 dBm으로 되어야 하고, 분산 계수가 1.6 ps/nm/km인

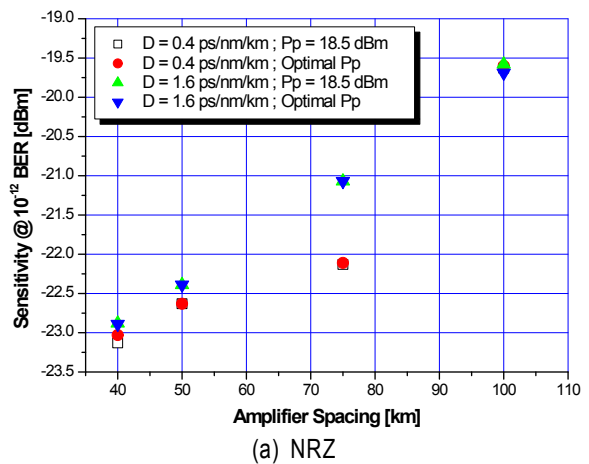


(a) RZ ; l = 50 km ; Pp = 18.5 dBm



(c) RZ ; l = 100 km ; Pp = 18.5 dBm

그림 8. 분산 계수가 1.6 ps/nm/km인 광섬유를 통해 RZ 형식을 전송한
Fig. 8. BER characteristics of RZ format transmission in fiber with D



(a) NRZ

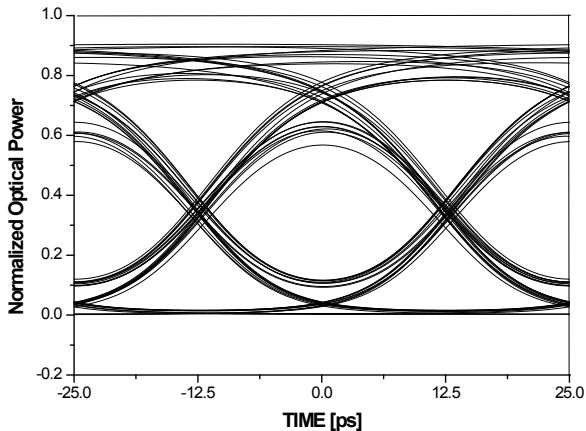
그림 9. 10⁻¹² BER을 위한 수신 감도
Fig. 9. Sensitivity for 10⁻¹² BER.

광섬유를 사용하면 증폭기 간격 증가에 따라 펌프

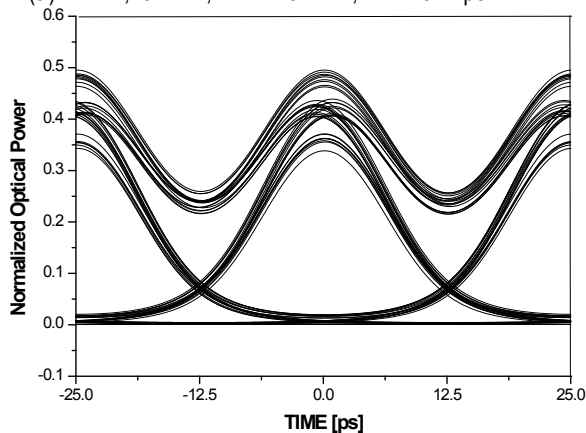
그림 7. 분산 계수가 0.4 ps/nm/km인 광섬유를 통해 NRZ 형식을 전송한 경우 BER 특성
그림 10. 눈 패턴. Pp = 18.5 dBm인 경우 (a), 최적의 Pp로 설정된 경우 (b, c and d).
Fig. 7. BER characteristics of NRZ format transmission in fiber with D = 0.4 ps/nm/km.
Fig. 10. Eye patterns. The case of Pp = 18.5 dBm (a), The cases of optimal Pp (b, c and d).

광 전력이 18.9, 18.9, 17.95, 17.73 dBm으로 설정되어야 최적의 보상이 이루어지는 것을 알 수 있다. 즉 증폭기 간격이 증가할수록 최적 보상을 위한 펌프 광 전력이 변조 파형 형식과 분산 계수의 영향을 많이 받는다는 확인할 수 있다.

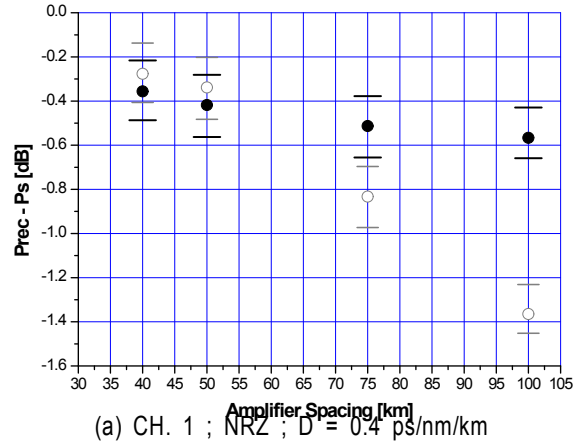
그림 7과 8은 각각 NRZ 형식과 RZ 형식을 전송하는 경우 광섬유 분산 계수와 증폭기 간격에 따른 BER 특성의 몇 가지 예를 나타낸 것이다. 그림 7과 8에서 (a)와 (c)는 OPC의 펌프 광 전력이 18.5 dBm으로 일정하게 설정된 경우의 BER 특성이고, (b)와 (d)는 그림 6의 결과에 따라 펌프 광 전력을 최적으로 설정했을 때 얻어진 BER 특성이다. 그림들을 통해 BER 특성이 변조 파형 형식, 분산 계수, 증폭기 간격 등에는 어느 정도 영향을 받지만 OPC의 펌프 광 전력에 크게 영향 받지 않는다는 것을 알 수 있다. 변조 파형 형식, 분산 계수, 증폭기 간격, 그리고 펌프 광 전력에 따른 10^{-12} BER에서의 수신 감도를 그림 9에 나타냈다. 그림 9를 통해 우선 NRZ 전



(a) NRZ ; ch. 1 ; l = 40 km ; D = 0.4 ps/nm/km



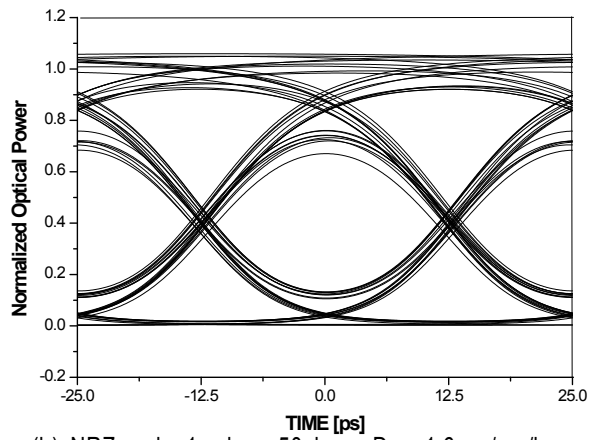
(b) NRZ ; ch. 1 ; l = 50 km ; D = 1.6 ps/nm/km
송이나 RZ 전송 모두 증폭기 간격이 증가할수록 감도가 떨어지는 것을 확인할 수 있다. 그러나 NRZ 파



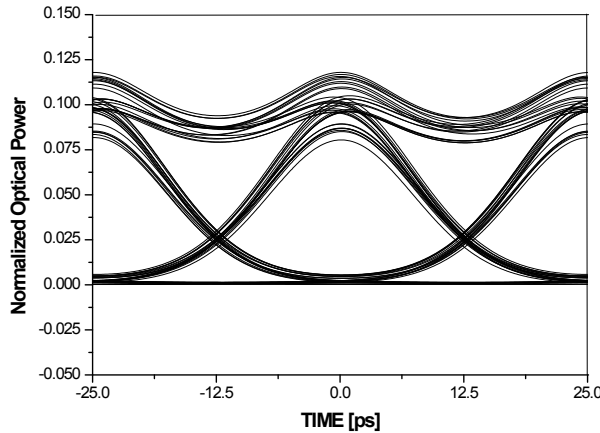
(a) CH. 1 ; NRZ ; D = 0.4 ps/nm/km
그림 11. NRZ 전송에서 수신 전력의 입사 전력으로부터의 변동치
Fig. 11. Variation value of received the optical power from the launch

형을 증폭기 간격이 75 km인 광섬유를 통해 전송하는 경우를 제외하고는 감도가 분산 계수나 OPC 펌프 광 전력에 크게 의존하지 않는다는 것을 알 수 있다.

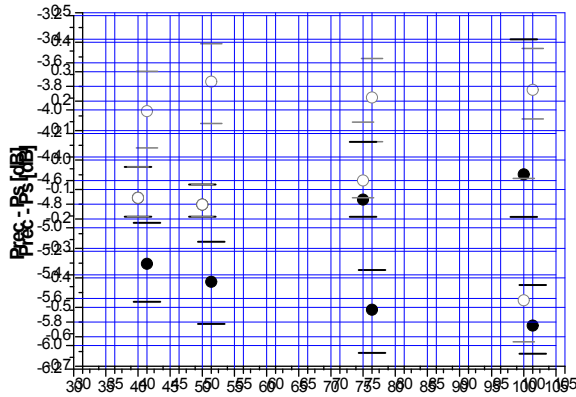
그림 10은 그림 9의 수신 감도에서의 눈 패턴의



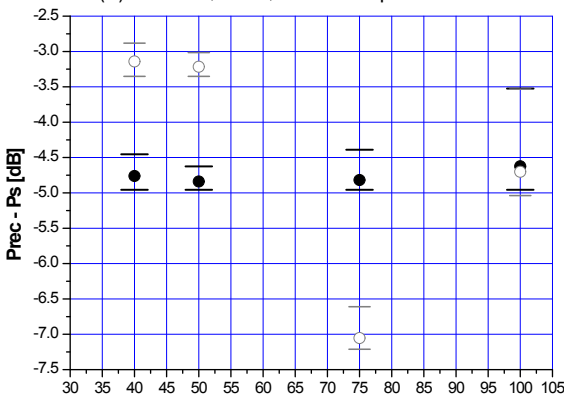
(c) RZ ; ch. 1 ; l = 40 km ; D = 1.6 ps/nm/km



(d) RZ ; ch. 8 ; l = 100 km ; D = 1.6 ps/nm/km
몇 가지 예들을 나타낸 것으로, 그림에서 y축은 수신 광 전력 P_{rec} 을 입사(송신) 광 전력 P_s 으로 정규화한



(a) CH. 1 ; NRZ ; D = 0.4 ps/nm/km

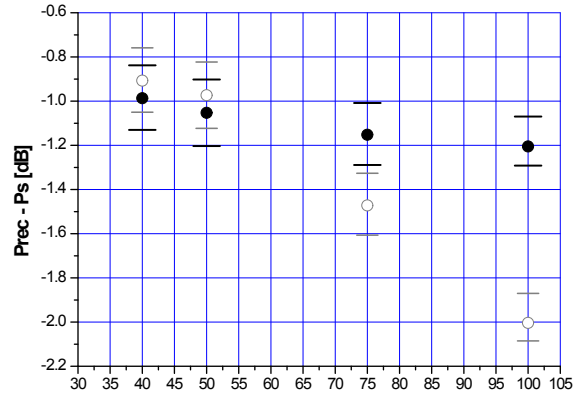


(c) CH. 1 ; RZ ; D = 1.6 ps/nm/km

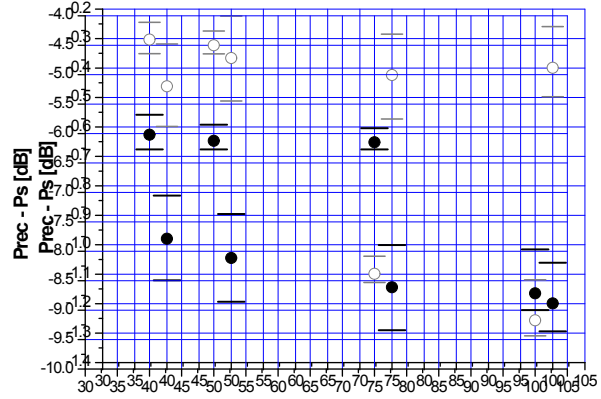
값이다. 채널 파장, 변조 파형 형식, 분산 계수, 증폭기 간격에 따라 실제 수신 광 전력의 크기가 매우 다르게 나타난다는 것을 그림 10을 통해 확인할 수 있다. 이 사실은 그림 9에서 거의 비슷한 크기의 감도가 얻어졌다고 하더라도 수신측에서 10^{-12} 이하로 BER을 유지할 수 있는 실제 입사 전력의 최소 허용치가 증폭기 간격 등의 영향에 따라 달라진다는 것을 의미한다.

이러한 사실을 확인하기 위해 수신 전력과 입사 전력의 차이 ($P_{rec} - P_s$)를 변조 파형 형식, 분산 계수, 증폭기 간격 그리고 OPC 펌프 광 전력에 따라 나타낼 필요가 있는데 이를 나타낸 것이 그림 11과 12이다. 그림 11과 12에서 채널 1과 8만을 살펴본 것은 이 두 채널에서의 전력 차이가 가장 작고 크게 나타났기 때문이다. 그리고 그림에서 검은색 원과 긴 검은색 바(bar)들은 펌프 광 전력이 18.5 dBm으로 고정된 경우에서의 각각 두 전력 차의 평균값, 최소 값과 최대 값이다. 그리고 회색 원과 짧은 회색 바(bar)들은 펌프 광 전력이 최적 값으로 설정된 경우에서의 각각 평균값, 최소 값과 최대 값이다.

그림 11과 12를 전체적으로 살펴보면 펌프 광 전



(b) CH. 8 ; NRZ ; D = 0.4 ps/nm/km



(d) CH. 8 ; RZ ; D = 1.6 ps/nm/km

력이 18.5 dBm으로 고정된 경우 두 전력 차이 값이 NRZ 전송의 경우보다 RZ 전송의 경우에서 더 크지만 증폭기 간격에 따른 두 전력 차이 값 변화는 분산 계수가 1.6 ps/nm/km인 광섬유를 통해 RZ 형식의 8번째 채널을 전송하는 경우를 제외하고는 NRZ 전송에서 다소 크게 나타나는 것을 알 수 있다. 하지만 펌프 광 전력을 광섬유 분산 계수, 증폭기 간격에 따라 최적화시켜 설정한 경우에는 분산 계수, 채널 파장, 특히 증폭기 간격에 따라 두 전력 차이 값의 변동이 심해지고 불규칙해지는 것을 알 수 있다.

그림 11과 12의 결과를 그림 9의 수신 감도에 적용하면 수신측에서 10^{-12} 이하로 BER을 유지할 수 있는 실제 입사 전력의 최소 허용치를 변조 파형 형식, 분산 계수, 증폭기 간격 그리고 OPC 펌프 광 전력에 따라 구할 수 있다. 그 결과를 나타낸 것이 그림 13이다.

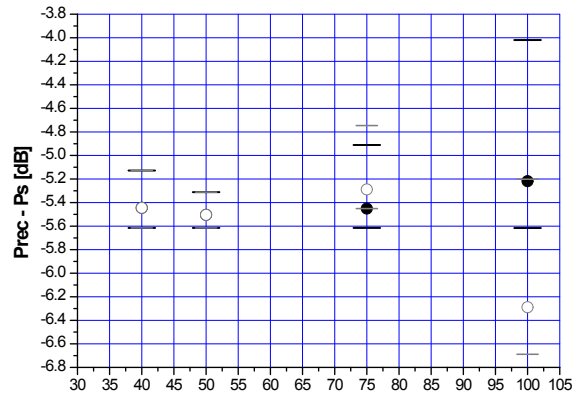
그림 13을 살펴보면, 우선 변조 파형 형식으로 RZ를 사용하는 것보다 NRZ를 사용하면 입사 전력의 최소 허용치를 더욱 줄일 수 있다는 것을 알 수 있다. 그리고 NRZ, RZ 전송 모두 증폭기 간격이 증가할수록 입사 전력 최소 허용치가 증가되어야 하고 더욱

이 광섬유 분산 계수 값과 펌프 광 전력 값에 따라 허용치의 변동폭이 커지는 것을 알 수 있다.

한 가지 눈여겨보아야 할 사실은 증폭기 간격이 비교적 적은 50 km 이하에서 그림 6에서의 결과인 증폭기 간격에 따른 최적 펌프 광 전력에서의 입사 전력 최소 허용치가 펌프 광 전력이 고정된 경우보다 작게 나타나거나 비슷하게 나타난다는 것이다. 이것은 50 km 이하의 증폭기 간격을 갖는 장거리 WDM 전송 시스템에서 최대 입사 전력을 개선할 수 있는 최적 펌프 광 전력이 그대로 최소 입사 전력을 개선할 수 있는 펌프 광 전력이 될 수 있다는 것을 의미한다.

V. 결 론

지금까지 본 논문에서는 MSSI 보상 기법을 채택한 1,200 km WDM 전송 시스템에서의 OPC의 최적 펌프 광 전력을 증폭기 간격에 따라 도출하고, 도출된 최적 펌프 광 전력으로 왜곡된 광 신호를 보상하는 경우의 BER 특성과 수신 감도를 18.5 dBm으로



(b) CH. 8 ; RZ ; D = 0.4 ps/nm/km
 변조 파형 형식에 관계없이 수신 감도와 입사 전력 최소 허용치 모두 증폭기 간격이 증가할수록 나빠지는 것을 알 수 있었다. 수신 감도 측면에서는 NRZ 전송보다 RZ 전송을 하는 경우 감도를 개선할 수 있었지만 RZ 전송 시 MSSI 기법에 의한 왜곡 보상 시 피크 전력 값의 감소가 커져서 실제 입사 전력 허용치 면에서는 NRZ가 RZ 전송보다 유리한 것을 확인하였다.

그리고 증폭기 간격을 50 km 이하로 해야만 수신 감도와 입사 전력 최소 허용치 모두 분산 계수, 채널

그림 12. RZ 전송에서 수신 전력의 입사 전력으로부터의 변동치

Fig. 12. Variation value of received the optical power from the launching optical power for RZ transmission.

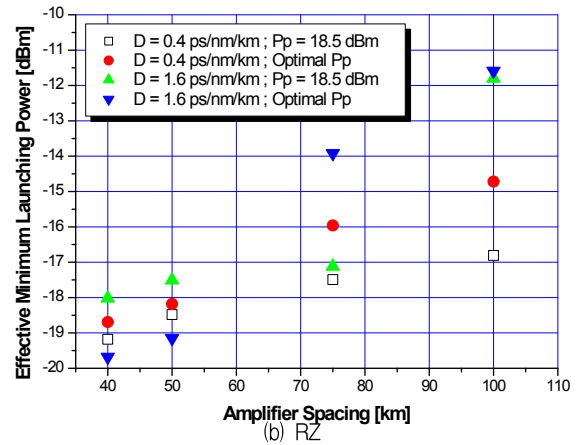
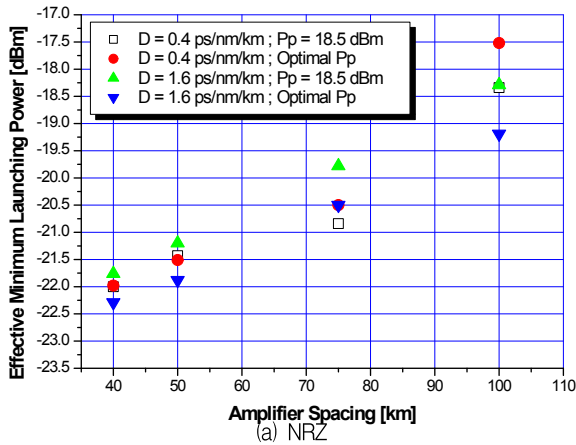


그림 13. 입사 전력 최소 허용치

Fig. 13. Minimum allowable launching power.

고정된 펌프 광 전력을 사용한 경우에서의 비트 에러율과 수신 감도와 비교해 검토해 보았다. 아울러 수신 광 신호의 전력 변동을 고려해 수신측에서 10^{-12} 이하로 BER을 유지할 수 있는 실제 입사 전력의 최소 허용치를 다양한 경우에 대해 확인해 보았다.

과장, 펌프 광 전력에 비교적 덜 영향을 받는 것을 확인할 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] D. Marcuse, "Single-channel operation in very long nonlinear fibers with optical amplifiers at zero dispersion," *J. Lightwave Technol.*, vol. LT-8, no. 10, pp. 1548-1557, 1990.

[2] A. M. Vengsakar and W. A. Reed, "Dispersion-compensating single-mode fibers : Efficient designs for first- and second-order compensation," *Opt. Lett.*, vol. 18, pp. 924-926, 1993.

[3] N. Shibata, K. Nosu, K. Iwashita and Y. Azuma, "Transmission limitations due to fiber nonlinearities in optical FDM systems," *IEEE J Select. Areas in Comm.*, vol. 8, no. 6, pp. 1068~1077, 1990.

[4] A. R. Chraplyvy, "Limitations on lightwave communications imposed by optical-fiber nonlinearities," *J. Lightwave Technol.*, vol. 8, no. 10, pp. 1548~1557, 1990.

[5] F. Quelite, "Dispersion cancellation using linearly chirped Bragg grating filters in optical waveguides," *Opt. Lett.*, vol. 12, pp 847~849, 1987.

[6] T. L. Koch and R. C. Alfarness, "Dispersion compensation by active predistorted signal synthesis," *J. Lightwave Technol.*, vol. LT-3, pp 800~805, 1985.

[7] A. M. Vengsakar and W. A. Reed, "Dispersion-compensating single-mode fibers : Efficient designs for first- and second-order compensation," *Opt. Lett.*, vol. 18, pp 924~926, 1993.

[8] S. Watanabe and M. Shirasaki, "Exact compensation for both chromatic dispersion and Kerr effect in a transmission fiber using optical phase conjugation," *J. Lightwave Technol.*, vol. LT-14, no. 3, pp. 243~248, 1996.

[9] 김용범, 이용원, 이명문, 유진태, 이상록, 주무정, 박진우, "분산보상 광섬유를 이용한 초고속 단일 모드 광섬유 전송링크의 최적 설계," *한국통신학회논문지*, 25권 9B호, pp. 1518~1526, 2000.

[10] Seong-Real Lee and S. E. Cho, "Pump light power of optical phase conjugator using HNL-DSF in WDM systems with MSSI," *The J. of Korean Inst. of Comm. Sciences*, vol. 30, no. 3A, pp. 168~177, 2005.

[11] 이성렬, 조성연, "NRZ 형식과 RZ 형식에 따른 WDM 채널 왜곡의 보상 특성," *한국전자과학회 논문지*, 14권 11호, pp. 1184~1190, 2003.

[12] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*. Academic Press, 2001.

[13] F. Forghieri, R. W. Tkach and A. R. Chraplyvy, "WDM systems with unequally spaced channels," *J. Lightwave Technol.*, vol. LT-13, no. 5, pp. 889~897, 1995.

[14] K. Inoue, "Four-wave mixing in an optical fiber in the zero-dispersion wavelength region," *J. Lightwave Technol.*, vol. LT-10, no. 11, pp. 1553~1561, 1992.

[15] G. P. Agrawal, *Fiber-optic communication systems*. John Wiley & Sons, Inc., 2002.

[16] S. Kawai and K. Iwatsuki, "System design of filter-guided soliton transmission considering amplitude noise and timing jitter," *J. Lightwave Technol.*, vol. 16, no. 12, pp. 2347~2354, 1998.

이 성 렬 (李成烈)



1990년 2월 : 한국항공대학교 통신 정보공학과(공학사)
 1992년 8월 : 한국항공대학교 대학원 통신정보공학과(공학석사)
 2002년 2월 : 한국항공대학교 대학원 통신정보공학과(공학박사)
 1996년 1월~2002년 5월 : (주)세영통신 전파기술연구소 책임연구원
 2002년 6월~2004년 2월 : (주)에이티엔 기술연구소장
 2004년 3월~현재 : 국립목포해양대학교 해양전자통신공학부 전임강사

관심분야 : WDM 시스템, 광의 비선형 현상 분석, 광
솔리톤 전송