
320 Gbps WDM 전송 시스템에서 광 위상 공액기의 위치에 따른 비트 에러율 특성

이성렬*

Characteristics of Bit Error Rate dependence on the Position of Optical Phase Conjugator in 320 Gbps WDM System

Seong-Real Lee*

요 약

장거리 8×40 Gbps 파장 분할 다중 시스템에서 색 분산과 자기 위상 변조에 의해 왜곡된 광 펄스를 최상으로 보상할 수 있는 최적의 광 위상 공액기 (OPC ; Optical Phase Conjugator)의 위치를 수치적 방법으로 살펴보고, 이 위치에서의 전체 채널의 눈 열림 페널티 (EOP ; Eye Opening Penalty)와 비트 에러율 (BER ; Bit Error Rate) 특성을 OPC가 전체 전송 거리의 중간에 위치한 경우 (MSSI ; Mis-Span Spectral Inversion)와 비교해 살펴보았다. 먼저 OPC를 이용해 왜곡된 광 신호를 보상하는 WDM 시스템에서 모든 채널의 최상의 보상을 수행하기 위해서는 전송하고자 하는 변조 파형의 형식과 광섬유 분산 계수와 관련하여 OPC의 위치가 전체 전송 거리의 중간이 아닌 다른 곳으로 이동되어야만 하는 것을 확인할 수 있었다. 아울러 최적 OPC 위치를 갖는 WDM 시스템을 이용한 경우 수신측에서의 광 신호의 EOP 특성은 채널에 따라 다소 차이가 있을 수 있지만, BER 특성은 거의 동일하다는 것을 확인할 수 있었다.

ABSTRACT

In this paper, optimal position of optical phase conjugator (OPC) for best compensating distorted WDM channels due to both chromatic dispersion and self phase modulation (SPM) in 8×40 Gbps WDM systems is numerically investigated, and the eye opening penalty (EOP) and bit error rate (BER) characteristics of overall WDM channels at this position is investigated, comparing with that in case of OPC placed at mid-way of total transmission length. It is confirmed that the compensation extents in WDM system with OPC is more improved by the shifting OPC position from the mid-way of total transmission length, depending on the modulation format and fiber dispersion coefficient. And, it is confirmed that, from a viewpoint of the reception performance, EOP of each channel is more or less different with one another, but the BER characteristics of overall channels are almost equal.

키워드

Optimal position of OPC, Highly Nonlinear Dispersion Shifted Fiber (HNL-DSF), Mid-Span Spectral Inversion (MSSI), Kerr effects, Bit error rate (BER)

I. 서 론

고속 장거리 광 전송 시스템에서 전송 페널티의 주

요 원인은 광섬유의 색 분산과 비선형 현상의 상호 작용에 의한 광 신호의 왜곡이다[1]. 이러한 비선형 현상과 분산에 의한 광 신호 왜곡을 극복하기 위한 방법

중 하나로 MSSI (Mid-Span Spectral Inversion)가 제안되었다[2],[3]. 이 방법은 전체 전송 거리 중간에 광 위상 공역기 (OPC ; Optical phase conjugator)를 두어 왜곡된 광 신호를 보상하는 방법으로써, 이론적으로 OPC 위치를 중심으로 첫 번째 전송 구간 (송신기부터 OPC까지)에서의 광 전력과 국부 분산량이 두 번째 전송 구간 (OPC부터 수신기까지)에서의 그것들과 대칭이 되어야 비선형 효과를 제거할 수 있다. 그러나 광섬유 손실로 인해 이 조건이 실제 광 전송 링크에서는 만족되지 않기 때문에 비교적 짧은 증폭기 간격을 갖도록 설계된 광 전송 링크[4], 특별하게 설계된 광섬유의 광 전송 링크[5], 또는 고 전력 라만 분포 증폭을 이용한 광 전송 링크[6]에서만 MSSI의 효과를 보고 있다.

하지만 이러한 방법들은 OPC 외에 부가적 장치나 방법을 적용해야 한다는 번거로움이 있다. 그리고 비선형 효과 제거의 조건은 OPC 자체가 전체 전송 거리 중간이 아닌 다른 곳에 위치한 어느 한 경우에서 두 전송 구간 각각의 광 전력과 국부 분산량이 서로 대칭일 수 있다는 것을 동시에 의미한다. 따라서 본 연구에서는 OPC 외의 다른 부가적인 장치 없이 색 분산과 비선형 효과에 의해 왜곡된 광 신호를 최상으로 보상할 수 있는 최적의 OPC 위치를 수치적인 방법으로 살펴보고자 한다. 아울러 이 OPC 위치에서의 전체 WDM 채널의 보상 특성을 전체 전송 거리 중간에 OPC가 위치한 경우에서의 보상 특성과 비교하고자 한다.

본 연구에서 고려한 시스템은 40 Gbps x 8 채널의 강도 변조 직접 검파 (IM/DD ; Intensity Modulation / Direct Detection) 방식의 WDM 전송 시스템이고, 변조 형식은 NRZ와 RZ 두 경우를 가정하였다. 시뮬레이션을 위한 수치적 방법으로 단계 분할 푸리에 (SSF ; Split-Step Fourier) 기법[7]을 사용하였고, 왜곡된 광 신호의 보상 정도 평가는 눈 열림 패널티 (EOP ; Eye Opening Penalty)와 비트 에러율 (BER ; Bit Error Rate)을 사용하였다. 또한 분석을 간단히 하기 위하여 채널 간 상호 위상 변조 (XPM ; Cross Phase Modulation) 현상은 무시하였고, 4-광파 혼합 (FWM ; Four-Wave Mixing)에 의한 채널 간섭 효과는 WDM의 각 채널 간격을 불균등하게 하는 방법[8]을 사용하여 제거하였다.

II. 시뮬레이션을 위한 모델링

2.1. 8x40 Gbps WDM 시스템 모델링

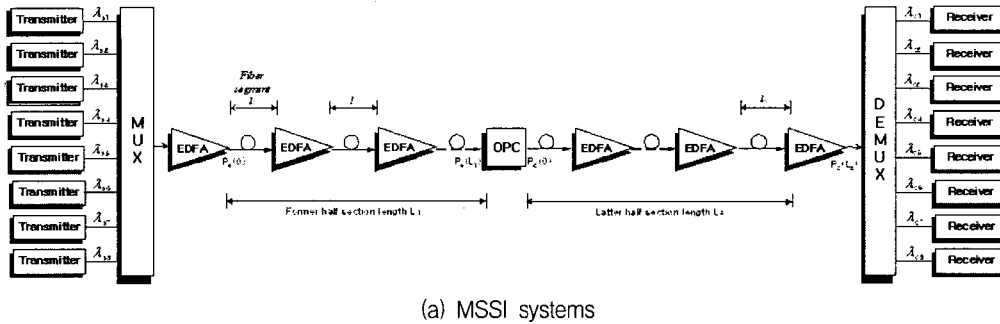
시뮬레이션을 위해 광 섬유를 동시에 전송하는 같은 편광 특성을 갖는 8개의 광파를 고려한다. $A_j(z, t)$ 를 순시 광 전력과 같게 하기 위해 정규화된 각 광파의 천천히 변하는 복소계 포락선 (slowly varying complex field envelope)이라고 하면 $A_j(z, t)$ 는 아래의 방정식을 만족하며 광섬유를 전파한다[7].

$$\frac{\partial A_j}{\partial z} = -\frac{\alpha}{2} A_j - \frac{i}{2} \beta_{2j} \frac{\partial^2 A_j}{\partial T^2} + \frac{1}{6} \beta_{3j} \frac{\partial^3 A_j}{\partial T^3} + i \chi_{j,l} |A_j|^2 A_j + 2 i \chi_{j,l} |A_k|^2 A_j \quad (1)$$

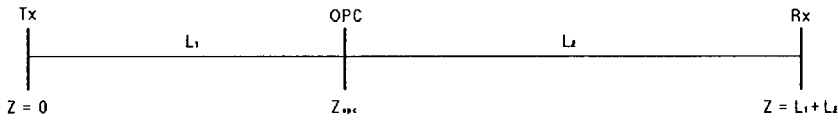
여기서, $j, k, l = 1, 2, \dots, 8(j \neq k \neq l)$ 이고, α 는 광섬유 손실 계수, λ_j 는 j -번째 채널의 신호 파장, β_{2j} 는 광섬유 색 분산 파라미터, β_{3j} 는 3차 색 분산 파라미터, χ_j 는 광섬유 비선형 계수, 그리고 $T=t-z/v_g$ 이다. 식 (1) 우변의 마지막 두 항은 각각 SPM과 XPM을 유도한다. 여기서 마지막 항, 즉 XPM 항은 수치적 분석 과정을 간단히 하기 위하여 무시하였다.

그림 1(a)는 OPC가 전체 전송 거리의 중간에 위치한 IM/DD WDM 시스템의 구조를 나타낸 것이다. 그리고 그림 1(b)는 최적 OPC 위치를 찾기 위한 개념을 나타낸 것이다. 그림 1(b)에서 OPC는 송신기로부터 z_{OPC} 만큼 떨어진 곳에 위치한다. 전체 전송 거리 (L)은 상대적인 길이 L_1 과 L_2 의 두 전송 구간 (section)으로 나뉜다 ($L=L_1+L_2$). 만일 OPC가 중간 위치 (z_{mid})로부터 벗어나 위치한다면 그 위치 오프셋을 $\Delta z = z_{OPC} - z_{mid}$ 로 표시하고, L_1 은 $L/2 + \Delta z$ 로 L_2 는 $L/2 - \Delta z$ 로 나타낼 수 있다. 각 채널의 Δz 변화에 따른 EOP와 BER 특성은 III장에서 고찰하도록 할 것이다.

표 1에 본 연구에서 사용한 송신기, 광섬유, 수신기의 시뮬레이션 파라미터와 그 값들을 요약해 놓았다 [7],[9]. 그림 2는 HNL-DSF (Highly-Nonlinear Disper-



(a) MSSI systems



(b) Transmission line configuration searching for optimal OPC position

그림 1. 8 × 40 Gbps WDM 시스템의 시뮬레이션 모델
Fig. 1. Simulation model of 8×40 Gbps WDM system

sion 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[10]. 표 2의 파라미터를 이용해 계산된 η 의 최고 값은 0.18 dB이고 이의 3-dB 대역폭은 34 nm (1532.5 ~ 1566.5 nm)이다[11].

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 칩(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	20
EDFA 간격	$l = 50 \text{ km}$	
수신부	형태	PIN-PD with EDFA pre-amp
	EDFA 잡음 지수	5 dB
	광학적 대역폭	1 nm
	수신 대역폭	$0.65 \times R_b$

본 연구에서는 FWM 효과에 기인하는 채널 간 누화를 제거하기 위하여 WDM 채널 간 파장 간격을 모두 다르게 설정하는 F. Forghieri 등에 의해 제안된 방법[8]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 공액파 파장은 모두 HNL-DSF를 이용한 OPC의 3-dB 대역폭 내에 포함되고 있다.

표 2. HNL-DSF를 이용한 OPC의 시뮬레이션 파라미터
Table 2. Simulation parameters of OPC using HNL-DSF

파라미터	기호 및 값
HNL-DSF 손실	$\alpha_o = 0.61 \text{ dB/km}$
HNL-DSF 비선형 계수	$\gamma_o = 20.4 \text{ W}^{-1} \text{ km}^{-1}$
HNL-DSF 길이	$z_o = 0.75 \text{ km}$
HNL-DSF의 영 분산 파장	$\lambda_0 = 1550.0 \text{ nm}$
HNL-DSF 분산 기울기	$dD_o/d\lambda = 0.032 \text{ ps/nm}^2/\text{km}$
펌프 광 파장	$\lambda_p = 1549.5 \text{ nm}$
펌프 광 전력	$P_p = 18.5 \text{ dBm}$

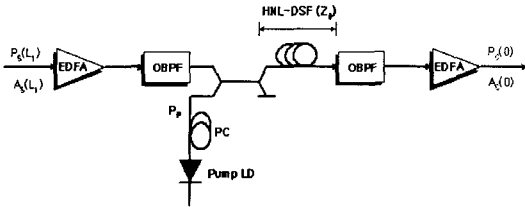


그림 2. HNL-DSF를 이용한 OPC의 구조
Fig. 2. Configuration of OPC using HNL-DSF

2.2. 수신기 모델링과 비트 에러율 계산

그림 3은 직접 검파 수신부의 전체 구조를 나타낸 것이다[9]. 우선 광섬유를 전파해온 미약해진 신호를 증폭하는 EDFA의 잡음 지수는 5 dB로 가정하였다. 또한 인접한 광 펄스와의 간섭 효과를 줄여주기 위한 광 필터와 OPC의 입력단과 출력단에 존재하는 광 필터(OBPF ; Optical Band Pass Filter)는 아래와 같은 전달 함수를 갖는 로렌치안 (Lorentzian) 필터로 모델링[12]하였다.

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

여기서 B_o 는 3-dB 광 대역폭 (optical bandwidth)으로 OPC 입력단의 OBPF와 시스템 수신단의 광 필터에서는 1 nm (=124 GHz)로, OPC 출력단의 광 필터에서는 0.65 nm로 설정하였다.

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

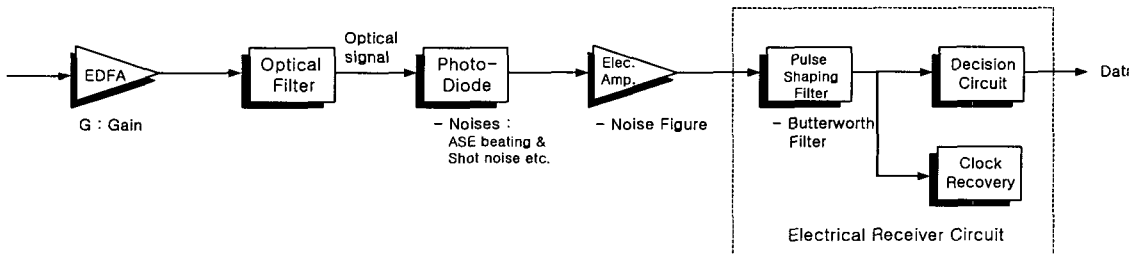


그림 3. 직접 검파 수신부 모델
Fig. 3. Model of direct detection receiver

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

여기서 n 은 필터의 차수이고, B_e 는 필터의 전기적 대역폭 ($0.65 \times$ 비트율)이다.

광 검출기는 PIN 광 다이오드로 모델링하였고, PIN 다이오드가 광 전력을 전류로 변환하는 과정에서 발생하는 잡음 전력들의 모델링은 우선, 그림 3의 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 식 (1)을 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.

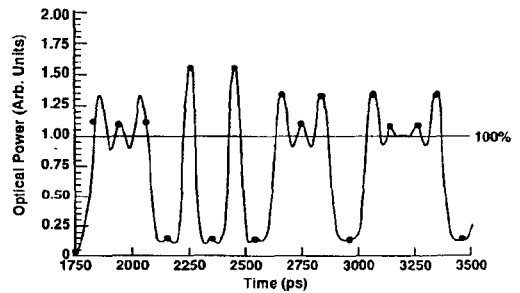


그림 4. PRBS 데이터 신호의 마크와 스페이스에서의 눈 감김 정도를 이용한 ISI의 결정
Fig. 4. Determination of the ISI at mark and space of PRBS data signal using eye closure factor

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.

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

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.

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

여기서 N은 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

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

이고, OSNR은

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

로 정의된다[9]. 식 (7)의 정의를 통해 구해진 OSNR을 이용하면 ASE의 등가 전류를 아래와 같이 구할 수 있다.

$$I_{sp, av} = \frac{I_{s, av}}{OSNR} \quad (8)$$

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[9][13], 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.

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

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

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

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

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

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

그리고 '1' 신호와 '0' 신호에 대한 잡음의 표준 편차는 각각

$$\sigma_{mark} = \sqrt{N_{s-sp(mark)} + N_{sp-sp} + N_{sh(mark)} + N_{sh(ASE)}} \quad (10a)$$

$$\sigma_{space} = \sqrt{N_{s-sp(space)} + N_{sp-sp} + N_{sh(space)} + N_{sh(ASE)}} \quad (10b)$$

이고, 잡음들이 가우시안 분포를 갖는다는 조건에서의 BER은

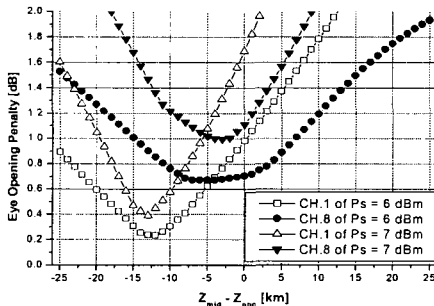
$$BER = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{2} \left(\frac{(1 - c_{|s|}^+ - \tau) I_{s,av}}{\sigma_{mark}} \right) \right] + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{2} \left(\frac{(\tau - c_{|s|}^-) I_{s,av}}{\sigma_{space}} \right) \right] \quad (11)$$

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

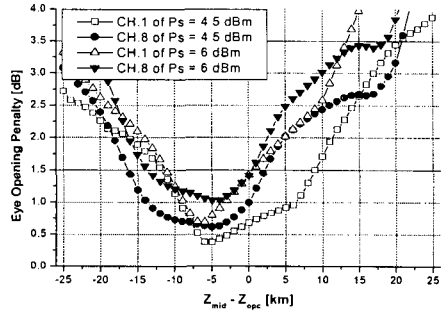
III. 시뮬레이션 결과 및 검토

그림 5는 1 dB EOP를 나타내는 각 채널의 입력 전력에서 OPC 위치 오프셋 (Δz) 변화에 따른 채널 1과 8의 EOP를 나타낸 것이다[14]. 그림 5로부터 Δz 에 관계한 보상 정도는 채널의 입력 전력과 파장에 따라 달라지는 것을 알 수 있다. 예를 들어, $D = 0.4 \text{ ps/nm/km}$ 인 WDM 시스템에 각 채널 파형을 NRZ 형식으로 전송하는 경우에서 채널 1의 최소 EOP는 $\Delta z = -12 \text{ km}$ 에서, 채널 8의 최소 EOP는 $\Delta z = -5 \text{ km}$ 이나 -3 km 에서 나타나는 것을 알 수 있다.

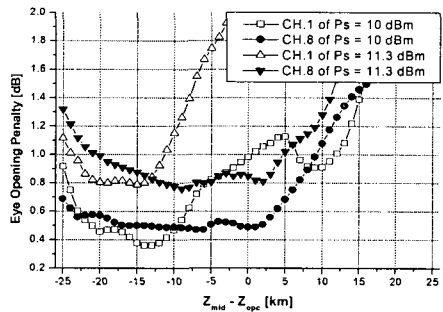
그림 5의 모든 경우에 있어 WDM 채널 모두 양호한 보상이 이루어져야 한다는 관점에서 최적의 OPC 위치는 어느 곳이어야 하는가 라는 문제를 해결해야 한다. 이러한 문제를 해결하는 하나의 방법은 그림 5에서 최소 EOP를 나타내는 여러 Δz 에서 전체 WDM 채널의 EOP를 평가하고 서로 비교하는 것이다. 표 3은 그림 5로부터 선택된 Δz 들을 다른 시스템 파라미터와 관련해 정리해 놓은 것이다.



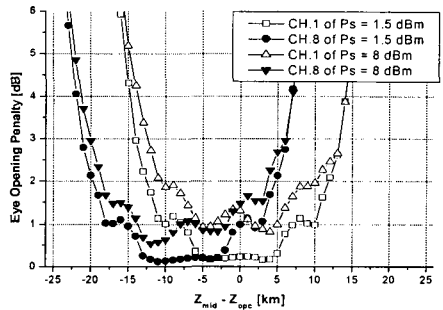
(a) $D = 0.4 \text{ ps/nm/km}$; NRZ



(b) $D = 1.6 \text{ ps/nm/km}$; NRZ



(c) $D = 0.4 \text{ ps/nm/km}$; RZ



(d) $D = 1.6 \text{ ps/nm/km}$; RZ

그림 5. OPC의 위치 오프셋에 따른 채널 1과 8의 눈 열림 패널티
Fig. 5. EOP of channel 1 and channel 8 as a function of OPC position offset

그림 6은 표 3에 나타낸 13가지 경우에서의 1 dB EOP를 나타내는 각 채널의 최대 입력 전력을 보여주고 있다. 그림 6으로부터 NRZ 형식을 전송하는 경우 $D = 0.4 \text{ ps/nm/km}$, 1.6 ps/nm/km 모두에서 OPC가 495 km ($\Delta z = -5 \text{ km}$)에 위치하게 되면 WDM 채널 모두를 가장 양호하게 보상하는 것을 확인할 수 있다. 또한 RZ 형식을 전송하는 경우 $D = 0.4 \text{ ps/nm/km}$ 에서는 OPC가 487 km ($\Delta z = -13 \text{ km}$), $D = 1.6 \text{ ps/nm/km}$ 에서는 OPC가 495 km ($\Delta z = -5 \text{ km}$)에 위치해야 WDM 채널 모두를 가장 양호하게 보상한다.

표 3. 전체 채널 EOP 평가를 위해 선택된 Δz
Table 3. The selected Δz for evaluating EOP of overall channels

Case number	Modulation format	D [ps/nm/km]	Δz [km]	z_{OPC} [km]
1	NRZ	0.4	-12	488
2	NRZ	0.4	-5	495
3	NRZ	0.4	0	500
4	RZ	0.4	-15	485
5	RZ	0.4	-13	487
6	RZ	0.4	-5	495
7	RZ	0.4	0	500
8	NRZ	1.6	-8	492
9	NRZ	1.6	-5	495
10	NRZ	1.6	0	500
11	RZ	1.6	-5	495
12	RZ	1.6	0	500
13	RZ	1.6	+3	503

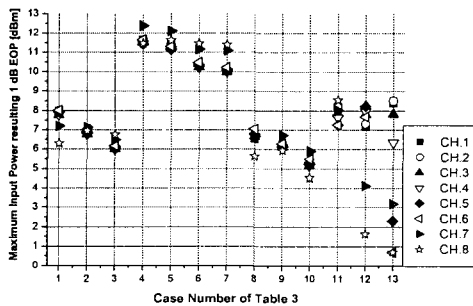


그림 6. 1 dB EOP를 나타내는 각 채널의 최대 입력 전력

Fig. 6. Maximum input light power of each channel resulting 1 dB EOP

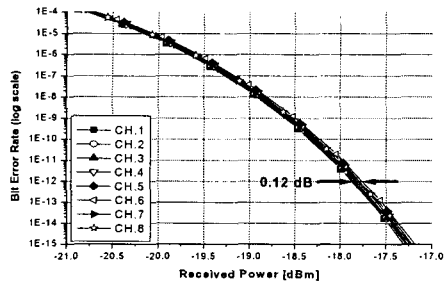
지금까지의 방법으로 도출된 다양한 경우에서의 최적 OPC 위치의 타당성을 또 다른 관점으로 확인하기 위하여 그림 6에서 얻은 최적 Δz 에서의 BER 특성을 OPC가 전체 전송 거리의 중간에 위치한 경우에서의 BER 특성과 비교해보도록 하겠다.

그림 7은 MSSI 기법이 적용된 WDM 시스템의 경우, 그림 8은 그림 6에서 얻은 최적 Δz 에 OPC가 위치한 경우의 각 채널별 BER 특성 그래프이다. 수신 감도의 기준을 10^{-12} BER을 얻을 수 있는 최대 수신 전력이 라고 하고, 수신 감도의 채널간 전력 패널티의 기준을 1 dB라고 한다면 MSSI가 적용된 WDM 시스템의 경우나 앞서 도출된 최적 위치에 OPC가 존재하는 WDM 시스템의 경우 모두 채널간 전력 패널티가 기준치 이내로 나타나기 때문에 매우 양호한 보상이 수행된 것을 알 수 있다. 하지만 OPC의 위치를 전체 전송 거리의 중간이 아닌 변조 파형 형식과 광섬유 분산 계수 값과 관련해 그림 6에서 얻은 최적 위치로 이동시키면 채널간 전력 패널티를 2배 이상 줄여주고, 최대 0.1 dB 이하로 만들어주는 것을 확인할 수 있다. 즉 OPC가 최적 위치에 존재하는 WDM 시스템을 사용하면 채널 파장에 관계없이 모든 채널을 동일한 품질로 전송할 수 있다는 것을 알 수 있다.

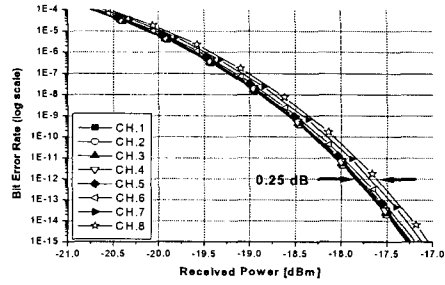
IV. 결 론

지금까지 다양한 $40 \text{ Gbps} \times 8$ 채널 WDM 시스템에서 모든 채널을 최상으로 보상할 수 있는 최적의 OPC 위치를 도출하고, 그 위치에서의 WDM 채널들의 보상 특성을 EOP와 BER을 이용해 살펴보았다.

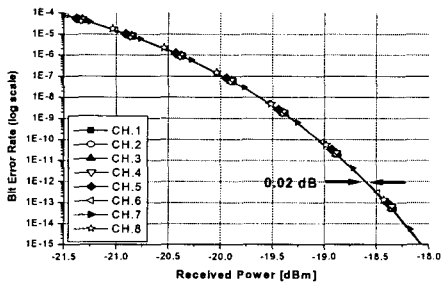
우선, OPC를 이용해 왜곡된 광 신호를 보상하는 WDM 시스템에서 모든 채널의 최상의 보상을 수행하기 위해서는 전송하고자 하는 변조 파형의 형식과 광섬유 분산 계수와 관련하여 OPC의 위치가 전체 전송 거리의 중간이 아닌 다른 곳으로 이동되어야만 하는 것을 확인할 수 있었다. 이는 두 번째 전송 구간의 실제적인 분산 값과 첫 번째 전송 구간에서의 분산 값의 근소한 차이 (OPC를 통해 생성되어 두 번째 전송 구간으로 입력되는 공액파와 파장이 신호파와 파장과 달라지기 때문에 발생)에 기인하는 영향을 제거하고, OPC를 사용함에 따라 본질적으로 존재할 수밖에 없는 측



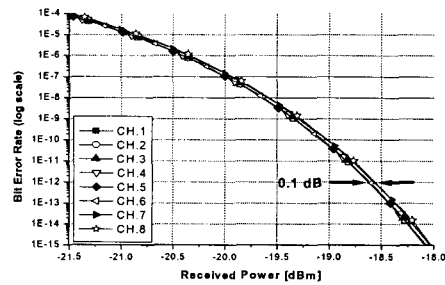
(a) NRZ ; D = 0.4 ps/nm/km



(b) NRZ ; D = 1.6 ps/nm/km

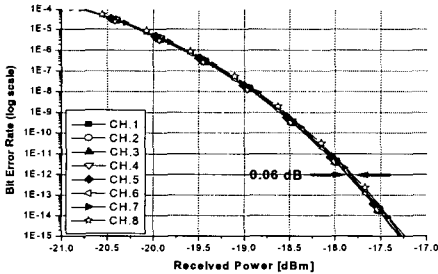


(c) RZ ; D = 0.4 ps/nm/km

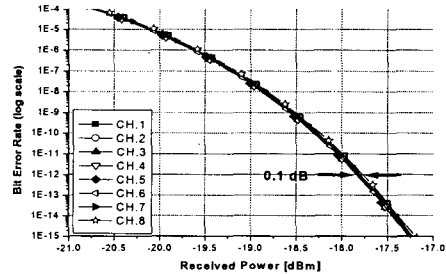


(d) RZ ; D = 1.6 ps/nm/km

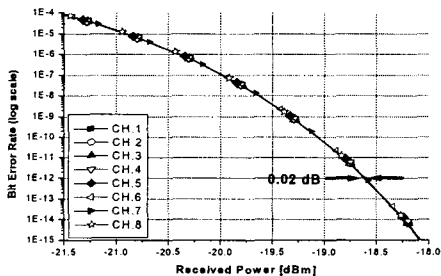
그림 7. MSS가 채택된 WDM 시스템에서의 BER 특성
Fig. 7. The characteristics of BER in WDM systems with MSS



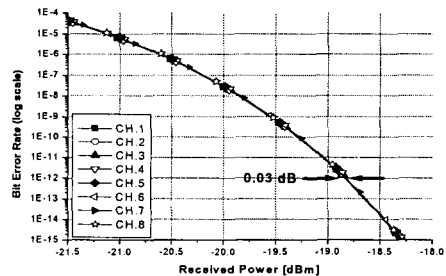
(a) NRZ ; D = 0.4 ps/nm/km ; Δz = -5 km



(b) NRZ ; D = 1.6 ps/nm/km ; Δz = -5 km



(c) RZ ; D = 0.4 ps/nm/km ; Δz = -13 km



(d) RZ ; D = 1.6 ps/nm/km ; Δz = -5 km

그림 8. 최적 OPC 위치를 갖는 WDM 시스템에서의 BER 특성
Fig. 8. The characteristics of BER in WDM systems with optimal OPC position

대와 변조 불안정 (sideband modulation instability) 현상 [15]을 감소시켜야만 하기 때문이다.

최적 OPC 위치를 갖는 WDM 시스템을 이용한 광 신호 왜곡 보상 품질면에 있어 수신측 EOP 특성은 채널에 따라 다소 차이가 있을 수 있지만, BER 특성은 거의 동일하다는 것을 확인할 수 있었다. 즉 WDM 시스템을 이용해 고속의 여러 채널을 동시에 보내는 경우 광섬유 분산 계수와 변조 파형 형식에 관계하여 OPC를 최적인 곳에 위치시키면 허용 가능한 최대 입력 전력은 채널 파장에 따라 달라져야 하지만, 허용 가능한 최소 입력 전력은 채널 파장에 관계없이 거의 동일하게 할 수 있음을 알 수 있었다.

참고문헌

[1] P. V. Mamysheva and N. A. Mamysheva, "Pulse-overlapped dispersion-managed data transmission and interchannel four-wave mixing", *Opt. Lett.*, Vol. 24, pp. 1454~1456, Nov. 1999.

[2] A. Yariv, D. Fekete, and D. M. Pepper, "Compensation for channel dispersion by nonlinear optical phase conjugation", *Opt. Lett.*, Vol. 4, pp. 52~54, 1979.

[3] S. Watanabe et al., "Generation of optical phase-conjugate waves and compensation for pulse shape distortion in a single-mode fiber", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 12, No. 12, pp. 2139~2145, 1994.

[4] W. Pieper et al., "Nonlinearity-insensitive standard-fiber transmission based on optical-phase conjugation in a semiconductor-laser amplifier", *Electron. Lett.*, Vol. 30, pp. 724~726, 1994.

[5] 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. 14, No. 3, pp. 243~248, 1996.

[6] I. Brener et al., "Cancellation of all Kerr nonlinearities in long fiber spans using a LiNbO3 phase conjugator and Raman amplification", in *Optical Fiber Communications (OFC) Conf. 2000*, pp. 266~268.

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

[8] F. Forghieri, R. W. Tkach and A. R. Chraplyvy, "WDM

systems with unequally spaced channels", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 13, No. 5, pp. 889~897, 1995.

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

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

[11] Seong-Real Lee and S. E. Cho, "Pump light power of wideband optical phase conjugator using HNL-DSF in WDM systems with MSSSI", *한국통신학회논문지*, 제 30권 3A호, pp. 168~177, 2005.

[12] 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.

[13] N. A. Olsson, "Lightwave systems with optical amplifiers", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 7, No. 7, pp. 1071~1082, 1989.

[14] Seong-Real Lee and Hwang-Bin Yim, "Compensation characteristics dependence on the position of optical phase conjugator in 320 Gbps WDM system", *J. of the Korean Electromagne. Eng. Soc.*, Vol. 4, No. 4, pp. 162~167, 2004.

[15] C. Lorattanasane and K. Kikuchi, "Design theory of long-distance optical transmission systems using midway optical phase conjugation", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 15, No. 6, pp. 948~955, 1997.

저자소개

이성렬(Seong-Real Lee)



1990년 2월 한국항공대학교 통신정보공학과 (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