한국항행학회 논문지 제10권 제2호 2006년 6월

# 광 위상 공액기를 이용한 최적화된 640 Gbps WDM 시스템의 보상 특성

# Compensation Characteristics of Optimized 640 Gbps WDM System Using Optical Phase Conjugator

이성렬*

Seong-Real Lee*

## 요 약

본 논문에서는 16×40 Gbps WDM 시스템에서 모든 채널을 효과적으로 보상할 수 있는 광 위상 공액기의 최적 위치와 광섬유의 최적 분산 계수 값을 도출하는 수치적 방법을 제안하였다. 그리고 이 방법의 유용성을 확인하기 위하여 도출된 두 최적 파라미터를 갖는 시스템에서의 보상 특성을 현재 일반화된 MSSI (Mid-Span Spectral Inversion)에서의 보상 특성과 비교하였다. 우선 눈 열림 패널티와 비트 에러율 특성 분석을 통해 최적화된 파라미터를 사용하면 기존 MSSI를 채택한 시스템에 비해 매우 큰 성능 개선이 이루어지는 것을 확인하였다. 그리고 최적 파라미터들은 그것을 구하는 순서에 크게 관계없지만 두 파라미터가 서로 의존해서 구해져야 한다는 것을 확인할 수 있었다.

## Abstract

In this paper the numerical methods of finding the optimal position of optical phase conjugator (OPC) and the optimal fiber dispersion are proposed, which are able to effectively compensate overall channels in 16×40 Gbps WDM system. And the compensation characteristics in the system with two induced optimal parameters are compared with those in the system with the currently used mid-span spectral inversion (MSSI) in order to confirm the availability of the proposed methods. It is confirmed that the reception performances are largely improved in the system with the induced optimal parameters than in the system with MSSI through the analyzing the eye opening penalty (EOP) and bit error rate (BER) characteristics. It is also confirmed that two optimal parameters depend on each other, but are less related with the procedural problem about the first optimal value among these.

Key words : MSSI, WDM 전송 시스템, Optical Phase Conjugator, Optimal parameters

## I. 서 론

에르븀 첨가 광섬유 증폭기 (EDFA ; Erbium-Doped Fiber Amplifier)의 이용으로 장거리 광 전송 시스템이 실현되었다[1]. 그러나 광섬유 증폭기 사용은 높은 전력의 광 신호 전송에 기인하는 비선형 효과 (Nonlinear effect)가 광섬유의 본질적인 분산 효과에 더해져 비트율-전송 거리 곱 (bit

* 목포해양대학교 해양전자통신공학부 (Div. of Marine Electro. & Comm. Eng., Mokpo National Maritime University)
· 제1저자 (First Author) : 이성렬
· 접수일자 : 2006년 3월 2일

rate-distance product)에서의 한계를 동시에 가져왔다[2],[3]. 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 제안되었다[4].

그러나 이 기술을 실제적인 WDM 전송 시스템에 적용하려면 몇 가지 해결되어야 할 문제들이 있다. 우선 OPC를 중심으로 두 전송 구간에서의 광 전력 분포와 분산량이 서로 대칭을 이루어야 한다[5]. 두 번째는 선택된 OPC가 모든 WDM 채널들을 비슷한 특성으로 보상하기 위해 광대역이어야 한다. 다행스럽게도 두 번째 문제는 OPC의 비선형 매질로기존의 분산 천이 광섬유 (DSF ; Dispersion Shifted Fiber) 대신에 HNL-DSF (Highly-Nonlinear DSF)를 사용하면 해결될 수 있다[6].

그러나 실제적인 광 전송 링크에서의 OPC를 중심으로 한 광 전력 분포와 분산량의 본질적 비대칭성 문제는 여전히 한계로 남는다. 또한 특정 파장에 대해 이러한 문제를 해결할 수 있다고 하더라도 WDM은 동시에 여러 파장을 전송하기 때문에 모든 파장에 공통적으로 적용되는 해결책을 찾는 것이 쉽지는 않다.

본 논문에서는 OPC를 중심으로 광 전력 분포와 분산량을 대칭으로 만드는 방법을 대체할 수 있는 수치적 방법을 제안하고자 한다. 즉 모든 WDM 채널을 효과적으로 보상할 수 있는 OPC의 최적 위치와 두 번째 광섬유 구간의 최적 분산 계수 값을 수치적으로 도출하고자 한다. 그리고 이들 두 파라미터로 설계된 WDM 시스템에서의 보상 정도와 비트 에러율 (BER ; Bit Error Rate) 특성을 OPC가 전체 전송로 중간에 위치하고 두 광섬유 구간의 분산계수가 동일한 MSSI에서의 보상 품질과 비교해 보도록 하겠다.

본 연구에서 가정한 WDM 시스템은 채널 비트율이 40 Gbps인 16-채널 전송 시스템이고, 각 채널의 강도 변조 파형 형식은 NRZ와 RZ로 모델링 하였다. 그리고 4-광파 혼합 (FWM ; Four Wave Mixing) 현상을 제거하기 위해 채널의 파장 간격은 비균일하게 하였다[7]. 아울러 분석의 간편함을 위하여 채널 간 상호 위상 변조 (XPM ; Cross Phase Modulation) 현상은 무시하였다. 시뮬레이션은 현재 널리 사용되고 있는 단계 분할 퓨리에 (SSF ; Split-Step Fourier) 방법[8]을 이용해 수행하였다.

## Ⅱ. WDM 시스템의 모델링

같은 편광을 갖고 광섬유를 동시에 전송하는 16 채널 WDM 시스템에서 $A_j(z,t)$를 $|A_j|^2$의 순시 광 전력에 의해 정규화된 천천히 변하는 j번째 복소 포락선이라 하면 $A_j(z,t)$는 아래의 비선형 쉬뢰딩거 방정식을 만족하며 전파한다[8].

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

여기서 $j,k$ = 1,2,…,8 (j≠k)이고, α는 광섬유 손실계수, $\lambda_j$는 $j$-번째 채널의 신호 파장, $\beta_{2j}$는 광섬유 색 분산 파라미터, $\beta_{3j}$는 3차 색 분산 파라미터, $\gamma_j$는 광섬유의 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 1은 OPC가 전체 전송 거리의 중간에 위치한 강도 변조 / 직접 검파 (IM/DD ; Intensity Modulation / Direct Detection) WDM 시스템의 전

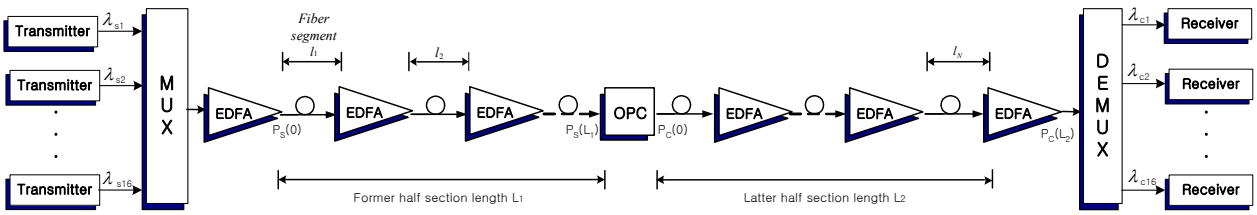



그림 1. MSSI 기법을 채택한 16×40 Gbps WDM 전송 시스템
Fig. 1. 16×40 Gbps WDM transmission system with MSSI.

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

| | 파라미터 | 기호 및 파라미터 값 |
|---|---|---|
| 송신부 | 비트율 | $R_b$ = 640 Gbps (=16×40 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 | $\alpha_1 = \alpha_2 = 0.2$ dB/km |
| | 전체 전송 길이 | L = 1,000 km |
| | 분산 계수 | $D_{11} = D_{12} = 1.6$ ps/nm/km |
| | 비선형 굴절 계수 | $n_2 = 2.36\times10^{-26}$ km$^2$/W |
| | 유효 코어 직경 | $A_{eff} = 50$ μm$^2$ |
| | EDFA의 개수 | 20 |
| | EDFA 간격 | $l$ = 50 100 km |
| 수신부 | 형태 | PIN-PD with EDFA pre-amp |
| | EDFA 잡음 지수 | 5 dB |
| | 광학적 대역폭 | 1 nm |
| | 수신 대역폭 | 0.65×$R_b$ |

체 구성을 나타낸 것이다 (즉 MSSI). 총 전송 거리는 상대적인 길이 $L_1$(=L/2)과 $L_2$의 두 전송 구간(section)으로 나뉜다. 각 전송 구간은 50 km 간격($l$)마다 10개의 EDFA로 연결되고 두 구간 모두 분산 계수는 1.6 ps/nm/km로 동일하게 가정하였다. 표 1에 본 논문에서 분석한 송신기[8], 수신기[9] 및 광섬유의 기타 파라미터를 요약해 놓았다.

Watanabe와 Shirasaki는 MSSI에서 완벽한 보상 조건을 아래와 같이 거리 z의 함수로 일반화하였다[4].

$$\frac{\beta_{2j}(-z_1')}{P_j(-z_1')\gamma_j(-z_1')} = \frac{\beta_{2j}(z_2')}{P_j(z_2')\gamma_j(z_2')} \quad (2)$$

이 관계식은 상응 위치 $-z_1'$과 $z_2'$에서 분산과 비선형성이 동일한 비율로 형성되기만 하면 완벽한 보상이 이루어진다는 것을 의미한다. 달리 말해 이것은 완벽한 보상을 위해서는 신호 파장과 관련하여 OPC가 전체 전송 거리 중간에 반드시 위치할 필요가 없고, 두 번째 광섬유 구간의 분산 계수도 첫 번째 광섬유 구간의 분산 계수와 반드시 같을 필요가 없음을 의미한다. 그러나 식 (2)는 WDM 채널들의 파장이 다양하기 때문에 모든 파장에 적용 가능한 공통의 OPC 위치와 두 번째 광섬유 구간의 분산 계수 값을 찾는 것이 쉽지 않음을 의미하기도 한다. 따라서 본 연구에서는 수치적 분석을 통해 모든 WDM 채널을 최선으로 보상할 수 있는 OPC의 최적 위치와 두 번째 광섬유 구간의 분산 계수 값을 도출해 보고자 한다.

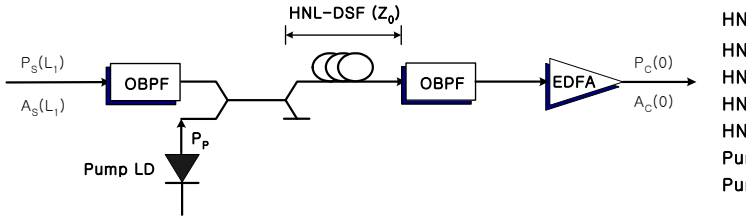



그림 2. HNL-DSF를 이용한
Fig. 2. OPC using HNL-DS

최적 OPC 위치는 OPC를 증폭기의 한 간격 (±25 km) 내에서 변화시키면서 이 OPC 위치 ($z_{OPC}$)에 대한 특정 채널들의 보상 특성을 분석해서 찾을 수 있을 것이다. 여기서 OPC 위치와 전체 전송 거리의 중간 위치 ($z_{mid}$)의 차이를 OPC 위치 편차 Δz라고 하자 (즉 $\Delta z = z_{OPC} - z_{mid}$). 또한 두 번째 광섬유 구간의 최적 분산 계수 값은 1.6 ps/nm/km의 10% 내에서 변화시키면서 특정 채널들의 보상 특성을 분석해서 찾을 수 있을 것이다. 여기서 변화되는 두 번째 광섬유 구간의 분산 계수 값($D_{12}$)과 고정된 첫 번째 광섬유 구간의 분산 계수 값($D_{11}$)의 차이를 분산 계수 편차 ΔD로 정의한다 (즉 $\Delta D = D_{12} - D_{11}$).

그림 2는 HNL-DSF를 이용한 OPC의 구조와 파라미터 값들을 나타낸 것이다. 변환 효율 (η, conversion efficiency)은 FWM 곱(product) 전력대 입력 신호 전력의 비로 정의된다[10]. 그림 2에 나타낸 OPC에 대한 η의 3-dB 대역폭은 1,526~1,574 nm의 48 nm 로 얻어진다.

표 2. 16 채널의 파장 할당
Table 2. Wavelength allocation of 16 channels.

| CH. No. | 1 | 2 | 3 | 4 |
|---|---|---|---|---|
| Wavelength [nm] | 1550.2 | 1550.6 | 1551.6 | 1552.2 |
| CH. No. | 5 | 6 | 7 | 8 |
| Wavelength [nm] | 1553.0 | 1553.9 | 1555.0 | 1555.7 |
| CH. No. | 9 | 10 | 11 | 12 |
| Wavelength [nm] | 1556.2 | 1557.4 | 1558.7 | 1561.2 |
| CH. No. | 13 | 14 | 15 | 16 |
| Wavelength [nm] | 1563.0 | 1564.6 | 1566.0 | 1567.7 |

본 연구에서는 FWM 효과에 기인하는 채널 간 누화를 제거하기 위하여 WDM 채널 간 파장 간격을 모두 다르게 설정하는 F. Forghieri 등에 의해 제안된 방법[7]에 따라 16개의 채널 파장을 표 2와 같이 각각 설정하였다. 모든 WDM 채널의 신호 파장과 이의 공액파 파장은 그림 3의 3 dB 대역폭 내에 포함된다.

그림 1의 직접 검파 수신부 (Direct Detection Receiver)는 5 dB의 잡음 지수를 갖는 EDFA 전치 증폭기, 1 nm 대역폭의 광 필터, PIN 다이오드, Butterworth 필터 구조의 펄스 정형 필터, 마지막으로 판정 회로로 구성되는 것으로 가정하였다[9]. 수신부에서 뿐만 아니라 OPC의 입력단과 출력단에 존재하는 광 필터에 따른 색 분산과 SPM 보상의 영향을 살펴보기 위하여 광 필터를

$$H(\omega) = \left[ 1 + \left\{ \frac{2}{B_o}(\omega - \omega_0) \right\} \right]^{-1} \qquad (3)$$

와 같은 주파수 차원에서의 전달 함수를 갖는 로렌치안(Lorentzian) 필터로 모델링하여 시뮬레이션 하였다. 여기서 Bo는 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 다이오드로 모델링하였고, 검출된 광 신호의 ISI를 최소화하기 위한 펄스 정형 필터는 아래의 전달 함수를 갖는 버터워스(Butterworth) 필터를 사용하여 시뮬레이션 하였다[11].

$$|H(f)|^2 = \left[ 1 + (f/B_e)^{2n} \right]^{-1} \qquad (4)$$

여기서 n은 필터의 차수이고, $B_e$는 필터의 전기적 대역폭이다.

BER은 참고 문헌 [12]에 기초를 둔 수신 평균 전력에 대한 '1'과 '0' 각각의 평균 눈 감김 정도 (eye closure factor)를 이용하여 아래와 같이 유도할 수 있다.

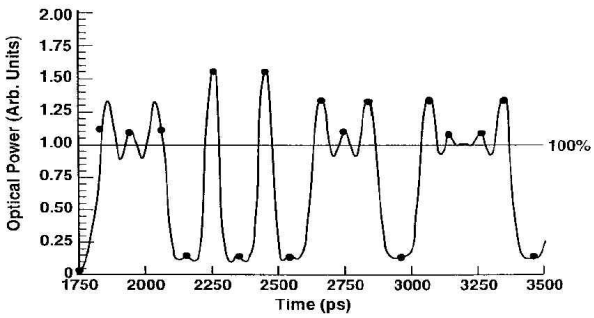



그림 3. PRBS 데이터 신호의 마크와 스페이스에서의 eye closure factor를 이용한 ISI의 결정
Fig. 3. Determination of the ISI at mark and space of PRBS data signal using eye closure factor.

우선 '1'과 '0' 각각의 평균 눈 감김 정도는 그림 3과 같은 방법으로 아래와 같이 구한다.

$$c_{ISi}^{+} = 1 - \frac{P_{mark}}{P_{rec,av}}, \qquad c_{ISI}^{-} = \frac{P_{space}}{P_{rec,av}} \qquad (5)$$

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

그런 후 전체 전송로에서의 선로 증폭기와 수신기 맨 앞단의 광 증폭기에서 발생된 ASE (Accumulated Spontaneous Emission)의 전체 전력을 구한다. 다음 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 전류를 구한다. 마지막 과정은 두 번째 과정에서 구해진 $C_{ISI}^{+}$, $C_{ISI}^{-}$, $I_{s,av}$와 OSNR을 이용하여 수신단에서의 잡음 전력과 BER을 유도한다.

결국 잡음들이 가우시안 분포를 갖는다는 조건에서의 유도된 BER은

$$BER = \frac{1}{4} erfc\left[\sqrt{2}\left\{\frac{(1-c^{+}_{ISI}-\tau)I_{s,av}}{\sigma_{mark}}\right\}\right] + \frac{1}{4} erfc\left[\sqrt{2}\left\{\frac{(\tau-c^{-}_{ISI})I_{s,av}}{\sigma_{space}}\right\}\right] \quad (6)$$

와 같이 표현된다. 여기서 τ는 수신기 판별 회로에 설정된 판별 문턱치(decision threshold level)이다. 그리고 $\sigma_{mark}$과 $\sigma_{space}$는 잡음 전력들과 관계된 각각 1' 신호와 '0' 신호에 대한 잡음의 표준 편차이다.

## Ⅲ. 결과 및 검토

그림 6은 OPC가 전체 전송로 중간에 위치하고 두 광섬유 구간의 분산 계수 값이 모두 1.6 ps/nm/km로 고정된 경우 (MSSI 경우)의 입사 광 전력 변화에 대한 16 개 중 6개 채널의 눈 열림 패널티 (EOP ; Eye Opening Penalty)를 보여주고 있다. 그림 6으로부터 채널에 따라 EOP 특성이 크게 변하기 때문에 HNL-DSF OPC를 이용한 MSSI를 WDM에 바로 적용하여 NRZ 형식이나 RZ 형식 모두 채널 수를 증가시키는 것에 어려움이 있다는 것을 알 수 있다.

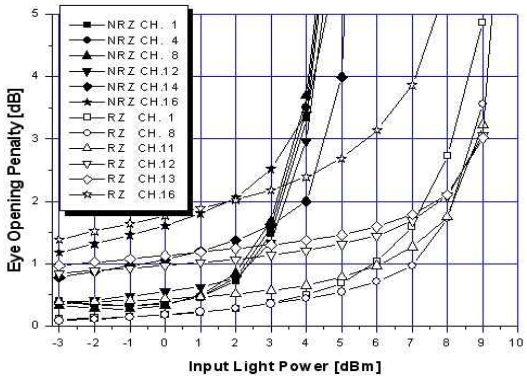



그림 6. MSSI을 채택한 WDM 시스템에서의 입사 광 전력 변화에 따른 눈 열림 패널티

Fig. 6. EOP as a function of the launching light power in WDM system with MSSI.

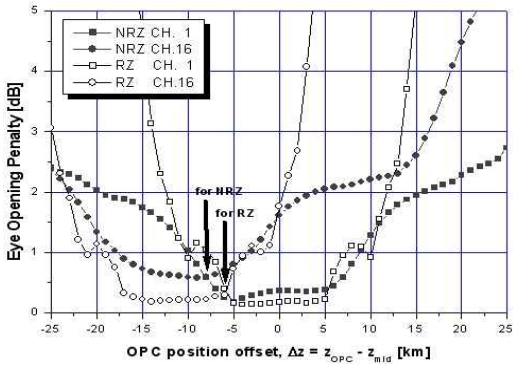



그림 7. Δz에 따른 눈 열림 패널티

Fig. 7. EOP as a function of Δz.

그림 7은 모든 WDM 채널을 비슷한 품질로 보상할 수 있는 최상의 OPC 위치를 찾기 위해 OPC 위치 편차에 따른 채널 1과 16의 EOP를 나타낸 것이다. 여기서 채널 1과 16을 선택한 이유는 둘 사이의 가장 큰 파장 차이에 기인하여 그림 6에서 보는 것과 같이 입사 전력에 따른 EOP 특성의 차이가 현격하게 나타나기 때문이다. 그림 7로부터 두 채널 사이의 EOP 차이가 가장 작게 나타나는 OPC 위치가 NRZ 전송의 경우에는 492 km, RZ 전송의 경우 494 km인 것을 알 수 있다.

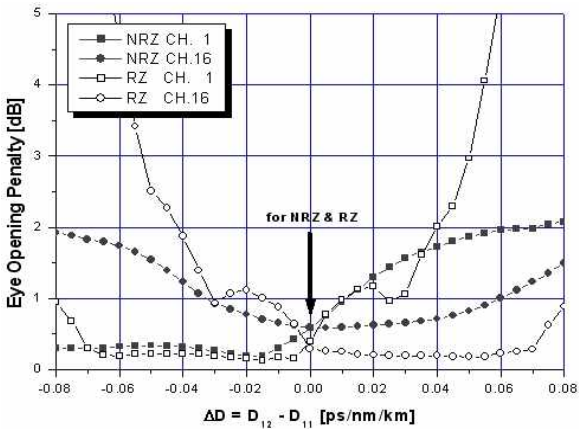



그림 8. 최적 OPC 위치에서의 ΔD에 따른 눈 열림 패널티

Fig. 8. EOP as a function of ΔD at the optimal OPC position.

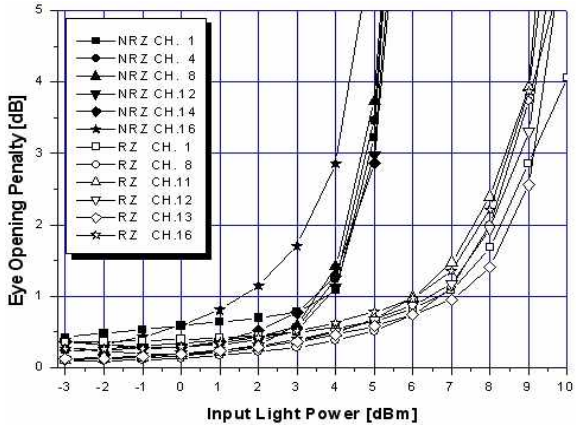



그림 9. 최적 파라미터를 갖는 WDM 시스템에서의 입사 광 전력 변화에 따른 눈 열림 패널티
Fig. 9. EOP as a function of the launching light power in WDM system with the optimal parameters.

그림 8은 그림 7로부터 얻어진 OPC의 최적 위치(즉 NRZ 전송의 경우 482 km, RZ 전송의 경우 494 km)에서 모든 WDM 채널을 비슷한 품질로 보상할 수 있는 최상의 $D_{12}$를 찾기 위해 분산 계수 편차에 따른 채널 1과 16의 EOP를 나타낸 것으로, 두 채널 사이의 EOP 차이가 가장 작게 나타나는 $D_{12}$ 값은 NRZ와 RZ 전송 모두 1.6 ps/nm/km라는 것을 알 수 있다.

그림 9는 그림 7와 8을 통해 얻어진 최적 OPC 위치와 최적 $D_{12}$를 갖는 WDM 시스템에서의 입사 전력 변화에 따른 6개 채널의 EOP를 나타낸 것이다. 채널 간 전력 패널티의 기준을 1 dB EOP로 하여 그림 6과 비교해보면 NRZ 전송의 경우 6 dB 이상의 전력 패널티를 2.4 dB 정도로 줄일 수 있다는 것을 확인할 수 있다. 또한 RZ 전송의 경우에는 10 dB 이상이 전력 패널티를 1.2 dB 정도로 더욱 크게 줄일 수 있다.

본 논문에서 제안하는 최적 파라미터를 찾는 방법에 대한 객관성을 유지하기 위해서는 앞서 살펴본 과정과 반대되는 과정으로 최적 파라미터를 찾아보는 것이 필요하다. 즉 앞서의 과정과 반대로 먼저 최적 분산 계수를 찾고 그 분산 계수 값에 의존하는 최적 OPC 위치를 찾아 두 파라미터를 WDM 시스템에 적용한 경우의 보상 특성을 그림 9의 결과와 비교해야 한다.

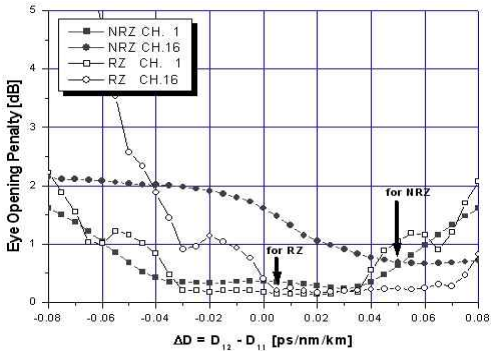



그림 10. ΔD에 따른 눈 열림 패널티
Fig. 10. EOP as a function of ΔD.

그림 10은 Δz=0 km, 즉 OPC가 500 km에 위치한 경우 모든 WDM 채널을 비슷한 품질로 보상할 수 있는 최상의 $D_{12}$를 찾기 위해 분산 계수 편차에 따른 채널 1과 16의 EOP를 나타낸 것이다. 그림 10으로부터 두 채널 사이의 EOP 차이가 가장 작게 나타나는 $D_{12}$ 값은 NRZ 전송의 경우 1.65 ps/nm/km, RZ 전송의 경우 1.605 ps/nm/km라는 것을 알 수 있다.

그림 11은 그림 10으로부터 얻어진 최적 $D_{12}$ 값에서 모든 WDM 채널을 비슷한 품질로 보상할 수 있는 OPC의 최상 위치를 찾기 위해 Δz에 따른 채널 1과 16의 EOP를 나타낸 것이다. 그림 11을 통해 최적 OPC 위치가 NRZ와 RZ 전송의 경우 각각 501 km와 495 km인 것을 알 수 있다.

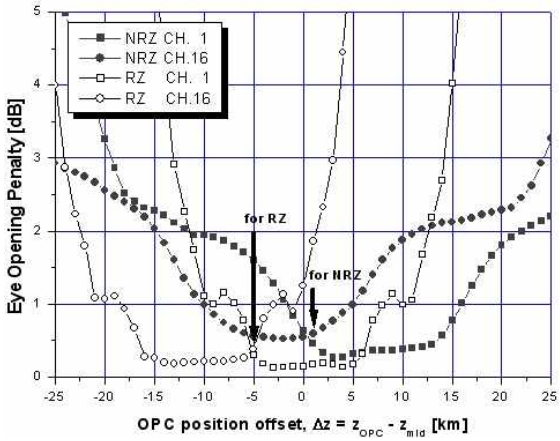



그림 11. 최적 $D_{12}$에서의 Δz에 따른 눈 열림 패널티
Fig. 11. EOP as a function of Δz at the optimal $D_{12}$.

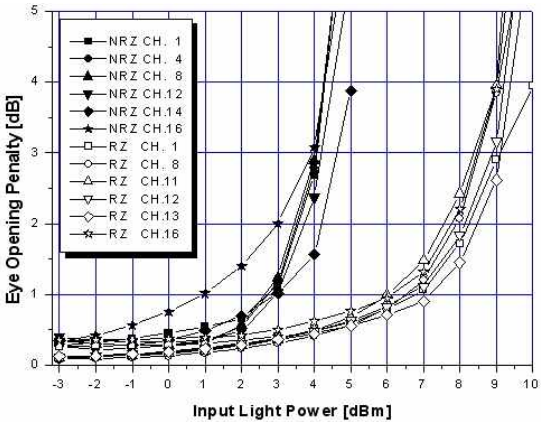



그림 12. 최적 파라미터를 갖는 WDM 시스템에서의 입사 광 전력 변화에 따른 눈 열림 패널티

Fig. 12. EOP as a function of the launching light power in WDM system with the optimal parameters.

그림 12는 그림 10과 11을 통해 얻어진 최적 파라미터들을 갖는 WDM 시스템에서의 입사 전력 변화에 따른 6개 채널의 EOP를 나타낸 것으로, 그림 9의 결과와 매우 일치하는 것을 알 수 있다. 이것은 식 (2)에 기초한 최적 파라미터 값들은 그것을 구하는 순서에 따라 달라지기는 하지만 보상 정도에 대해서는 크게 영향을 미치지 않는 것을 의미하고, 두 파라미터는 서로 의존해야 한다는 것을 의미한다. 즉 OPC의 최적 위치가 변하게 되면 그에 상응하는 값만큼 두 번째 광섬유 구간의 분산 계수 값도 변해야만 모든 채널들을 최상으로 보상할 수 있다는 것이다.

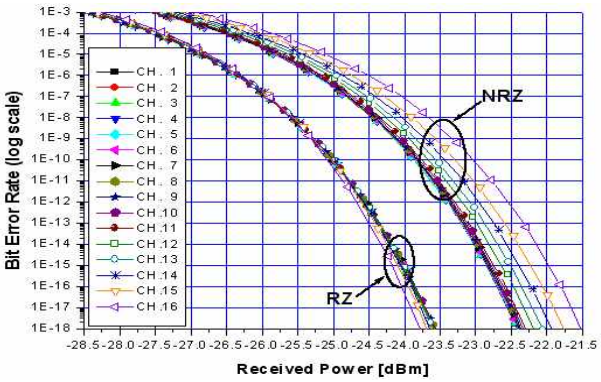
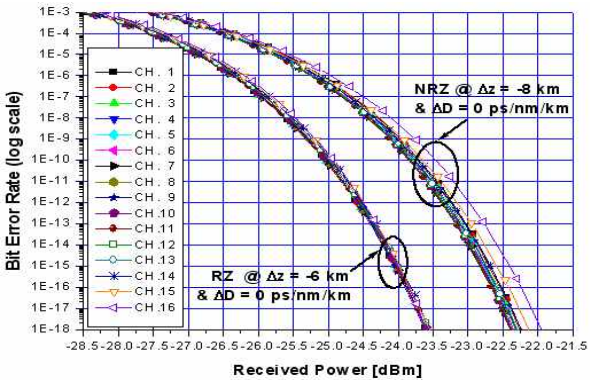
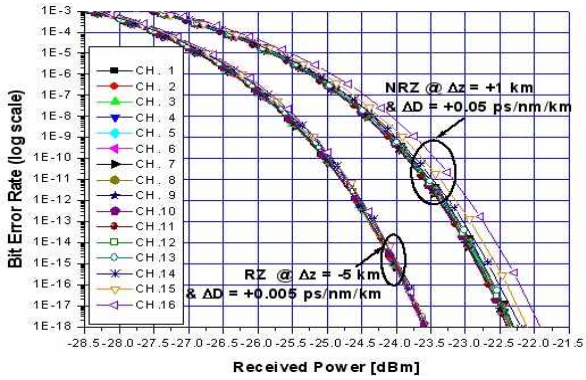



그림 13. MSSI를 채택한 WDM 시스템의 BER 특성

Fig. 13. BER characteristics of WDM system with MSSI.




(a) 그림 7과 8을 통해 도출된 최적 파라미터들을 갖는 경우




(b) 그림 10과 11을 통해 도출된 최적 파라미터들을 갖는 경우

그림 14. 최적 파라미터를 갖는 WDM 시스템의 BER 특성

Fig. 14. BER characteristics of WDM system with the optimal parameters.

이러한 사실은 본 연구에서 제안하는 최적 파라미터의 도출 방법이 실제적으로 유용할 것이라는 것을 아울러 의미하기도 한다. 하지만 최적 파라미터 도출 방법의 객관성을 다른 측면에서 확인하기 위하여 그림 7과 8, 그리고 10과 11에서 도출된 최적 파라미터에서의 BER 특성을 MSSI에서의 BER 특성과 비교해 보도록 하겠다.

그림 13은 MSSI가 채택된 WDM 시스템에서의 16 개 모든 채널의 BER 특성이고, 그림 14(a)와 (b)는 각각 그림 7과 8, 그리고 10과 11에서 도출된 최적 파라미터에서의 BER 특성을 나타낸 것이다. 우선 NRZ 전송의 경우 최적 파라미터가 적용된 시스템의 BER 특성이 MSSI가 채택된 시스템의 BER 특성에 비해 현저히 양호해 지는 것을 알 수 있다. 그러나 RZ 전송의 경우 BER 특성이 크게 나아지지 않는다. 이것은 MSSI가 채택된 시스템에서의 BER 특성이 매우 좋았기 때문에 최적 파라미터에 위한 보상이 더욱 이루어졌다고 해도 그 정도가

미미하기 때문이다.

순서를 달리해 구해진 최적 파라미터들이 적용된 각기 다른 시스템에서의 BER 특성이 매우 흡사하게 나타나는 것을 그림 14를 통해 알 수 있는데 이러한 결과는 최적 파라미터는 구하는 순서에 크게 관계가 없다는 것을 의미하고 본 연구에서 제안한 최적 파라미터들을 구하는 방법이 유용하다는 것을 다른 측면에서 증명하는 것이다.

## Ⅳ. 결 론

지금까지 40 Gbps의 16 개의 WDM 채널 모두를 비슷한 품질로 보상할 수 있는 OPC의 최적 위치와 두 번째 광섬유 구간의 최적 분산 계수 값을 수치적으로 도출하고 도출된 두 파라미터가 적용된 WDM 시스템에서의 보상 정도와 BER 특성을 MSSI가 채택된 WDM 시스템에서의 보상 품질과 비교해 보았다.

본 연구를 통해 이들 최적 파라미터는 그것을 구하는 순서에 크게 관계없지만 두 파라미터가 서로 의존한다는 것을 확인할 수 있었다. 그리고 높은 입사 전력에 대한 EOP 특성 측면에서 두 파라미터가 전체 채널의 보상에 미치는 영향이 NRZ 전송의 경우보다 RZ 전송의 경우에 보다 크다는 것을 확인하였고 낮은 수신 전력에 대한 BER 특성 측면에서는 RZ 전송의 경우에 비해 NRZ 전송의 경우에서 두 파라미터가 전체 채널의 보상에 미치는 영향이 더욱 크게 나타나는 것을 확인하였다.

## 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] 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.

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

[4] 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.

[5] C. Lorattanasane and K. Kikuchi, "Design of long-distance optical transmission systems using midway optical phase conjugation," *IEEE Photon. Technol.* Lett., vol. 7, no. 11, pp 1375-1377, 1995.

[6] S. Watanabe, S. Takeda, G. Ishikawa, H. Ooi, J. G. Nielsen and C. Sonne, "Simultaneous wavelength conversion and optical phase conjugation of 200 Gb/s (5×40 Gb/s) WDM Signal using a highly nonlinear fiber four-wave mixing, " *ECOC 97 Conf.*, pp. 1-4, 1997.

[7] 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.

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

[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. LT-10, no. 11, pp. 1553-1561, 1992.

[11] 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.

[12] 이성렬, "Mid-Span Spectral Inversion 기법을 채택한 장거리 광 전송 시스템에서의 증폭기 간격에 따른 비트 에러율," *한국항행학회논문지* 9권 2호, pp. 109-120, 2005.

## 이 성 렬 (李成烈)

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