

광 위상 공액기가 적용된 WDM 시스템에서 광섬유 분산 계수 변동에 따른 보상 특성

Compensation Characteristics Dependence on Variation of Fiber Dispersion in WDM Systems with Optical Phase Conjugator

이 성 렬 · 박 경 호 · 정 명 래

Seong-Real Lee · Kyung-Ho Park · Myung-Rea Chung

요 약

광 위상 공액기(OPC: Optical Phase Conjugator)가 전체 전송 거리의 중간이 아닌 곳에 위치한 8-채널 WDM 시스템에서 두 전송 구간의 총 분산량 변동에 따른 각 채널의 보상 특성을 NRZ 형식과 RZ 형식별로 살펴보았다. 신호파를 공액파로 만드는 OPC의 비선형 매질로는 광대역 특성을 나타낼 수 있는 HNL-DSF(Highly- Non-linear Dispersion Shifted Fiber)를 사용했다. 우선 OPC를 중심으로 두 전송 구간의 총 분산량이 서로 동일하지 않은 WDM 전송 시스템에서는 전송 파형 형식으로 NRZ보다 RZ를 사용한 경우가 안정된 품질 유지에 더욱 유리하다는 것을 확인하였다. 또한 NRZ 파형 전송의 경우 OPC를 중심으로 두 전송 구간의 총 분산량을 동일하게 설정하는 것보다 상대적으로 길이가 짧은 전송 구간의 총 분산량을 길이가 긴 전송 구간의 총 분산량에 비해 작게 설정하여야 양호한 보상이 이루어지는 것을 확인하였다.

Abstract

In this paper, we investigated the compensation characteristics of distorted NRZ format and RZ format signal dependence on dispersion variation of each transmission section in 8-channel WDM system. The WDM system have two transmission sections of unequal length with respect to optical phase conjugator(OPC) position. We select highly-nonlinear dispersion shifted fiber(HNL-DSF) as a nonlinear medium of OPC in order to convert wideband signal waves to conjugated waves. First, we confirmed that RZ is better than NRZ as a modulation format for maintenance of stable performance, when total dispersion of both sections in WDM system is different each other. Also, we confirmed that total dispersion of the short length section must be smaller than that of the long length section in order to excellently compensate for NRZ format signal.

Key words : Optical Phase Conjugator(OPC), Highly-Nonlinear Dispersion Shifted Fiber(HNL-DSF), Dispersion Variation, WDM Transmission System, NRZ, RZ

I. 서 론

광섬유의 색 분산과 자기 위상 변조(SPM: Self Phase Modulation)에 기인하는 광 펄스의 왜곡을 보상하는 여러 가지 기법 중 광 전송 링크 중간에 광

위상 공액기(OPC: Optical Phase Conjugator)를 사용하는 MSSI(Mid-Span Spectral Inversion) 기법은 비교적 높은 전력의 입력 신호에 대해서도 매우 우수한 성능으로 보상할 수 있다는 장점을 갖고 있다^{[1][2]}. 또한 MSSI에서 OPC 위치에 대한 비선형 효과의 비

국립목포해양대학교 해양전자·통신공학부(Div. of Marine Electro. & Comm. Eng., Mokpo National Maritime University)

· 논문 번호 : 20040324-033

· 수정완료일자 : 2004년 4월 26일

대칭성 때문에 기인하는 SPM에 의한 왜곡 보상에서의 한계는 OPC를 중심으로 한 송신단부터 OPC까지의 첫 번째 전송 구간과 OPC부터 수신단까지의 두 번째 전송 구간에서의 평균 전력을 같게 하는 경로 평균 강도 근사법(PAIA: Path-Averaged Intensity Approximation)을 적용함으로써 해결될 수 있다^{[3],[4]}.

더욱이 PAIA MSSSI에서 신호파를 공액파(conjugated wave)로 변환해 주는 OPC의 비선형 매질로 전통적인 분산 천이 광섬유(DSF: Dispersion Shifted Fiber) 대신에 HNL-DSF(Highly Nonlinear Dispersion Shifted Fiber)를 사용하면 고품질 광대역 WDM 전송이 가능하다^{[5],[6]}.

HNL-DSF를 이용한 OPC가 장거리 WDM 시스템의 필요 소자로서의 활용도가 더욱 커지기 위해서는 전체 전송 거리의 중간이 아닌 곳에 위치하여도 왜곡된 WDM 채널의 양호한 보상을 수행하여야 한다. 이 경우 전송 거리가 서로 다른 첫 번째 전송 구간과 두 번째 전송 구간의 총 분산량을 동일하게 하더라도 각 전송 구간에서의 경로 평균 광 전력이 서로 달라지게 되어 MSSSI를 통해 보상된 WDM 채널 전송의 경우보다 OPC 위치에 따라 수 dB의 전력 마진을 주어야 한다는 것을 확인하였다^[7]. 더욱이 이 경우 광섬유 불순물 농도의 전송 거리에 따른 불균일 분포 등의 실제적인 문제들에 의해 두 전송 구간 사이의 분산량이 불균형을 이룬다면 시스템 성능을 더욱 저하시킬 것이다. HNL-DSF OPC를 이용한 왜곡된 광 신호의 보상을 통한 다양한 형태의 WDM 시스템의 실현을 위해서는 OPC 위치에 따른 각 전송 구간에서의 허용 가능한 분산량 범위 등이 실험적으로나 이론적으로 고찰되어야 한다.

본 논문에서는 OPC가 전체 전송 거리의 중간이

아닌 곳에 위치하여 보상을 수행하는 WDM 시스템에서 두 전송 구간의 분산 계수가 변동하는 경우 각 전송 구간에서의 허용 가능한 분산량 범위를 MSSSI와 비교하여 수치적으로 살펴보고자 한다. 이를 판단하는 기준은 눈 열림 패널티(EOP: Eye Opening Penalty)가 1 dB 이하가 되는 각 전송 구간에서의 총 분산량으로 하였다.

전송률이 40 Gbps인 NRZ와 RZ 형식의 8개 WDM 채널 신호가 1,000 km의 전송 거리를 전파하는 시스템에 단계 분할 푸리에(SSF: Split-Step Fourier) 방법^[8]을 적용하여 시뮬레이션 하였다. 분석 과정을 간단히 하기 위하여 WDM 채널간의 상호 위상 변조(XPM: Cross Phase Modulation)는 무시하였다. 또한 채널 간 FWM의 영향을 최소화하기 위하여 채널간 파장 간격을 다르게 하는 방법^[9]을 사용하였다.

II. WDM 시스템의 모델링

광섬유를 동시에 전파하는 동일한 편광(polarization)을 갖는 8-채널 WDM 시스템에서 $A_j(z, t)$ 를 $|A_j|^2$ 의 순간 광 전력에 의해 정규화된 천천히 변하는 j -번째 복소 포락선이라 하면 $A_j(z, t)$ 는 아래의 비선형 슈뢰딩거 방정식을 만족하며 전파한다^[8].

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

여기서 $j, k, l = 1, 2, \dots, 8(j \neq k \neq l)$ 이고, α 는 광섬유의 손실 계수, λ_j 는 j 번째 채널 신호 파장, β_{2j} 는 광섬유의 색 분산 파라미터, β_{3j} 는 3차 색 분산 파라미터, γ_j 는 비선형 계수, $T = t - z/v_j$ (v_j 는 j 번째 채널의 그룹 속도)이다. 식 (1)의 우변의 마

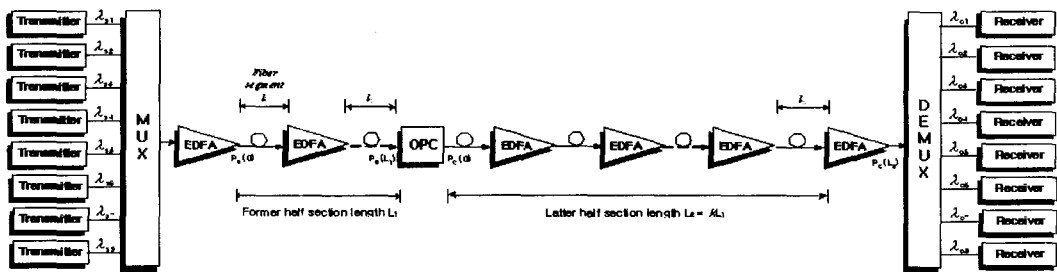


그림 1. 시뮬레이션 모델
Fig. 1. Simulation model.

표 1. 각 전송 구간의 전송 거리와 분산 계수
Table 1. Transmission length and dispersion coefficient of each transmission section.

L_1 [km]	L_2 [km]	고정 분산 계수 [ps/nm/km]	고정 총 분산량 [ps/nm]	변동 분산 계수 범위 [ps/nm/km]	총 분산 편차 [ps/nm]
200	800	$D_{11} = 0.80$	$D_{11}L_1 = 160$	$\Delta D_{12} = 0.02 \sim 0.40$	$\Delta D_{12}L_2 = -144 \sim +160$
200	800	$D_{12} = 0.20$	$D_{12}L_2 = 160$	$\Delta D_{11} = 0.60 \sim 1.00$	$\Delta D_{12}L_2 = -40 \sim +40$
800	200	$D_{11} = 0.20$	$D_{11}L_1 = 160$	$\Delta D_{12} = 0.60 \sim 1.00$	$\Delta D_{12}L_2 = -40 \sim +40$
800	200	$D_{12} = 0.80$	$D_{12}L_2 = 160$	$\Delta D_{11} = 0.02 \sim 0.40$	$\Delta D_{12}L_2 = -144 \sim +160$
500	500	$D_{11} = 0.32$	$D_{11}L_1 = 160$	$\Delta D_{12} = 0.16 \sim 0.64$	$\Delta D_{12}L_2 = -80 \sim +160$
500	500	$D_{12} = 0.32$	$D_{12}L_2 = 160$	$\Delta D_{11} = 0.16 \sim 0.64$	$\Delta D_{12}L_2 = -80 \sim +160$

지막 두 번째 항은 SPM을, 첫 번째 항은 k 번째 채널과의 XPM을 각각 초래한다. 본 논문에서는 시뮬레이션 과정을 간단히 하기 위하여 식 (1)의 우변의 마지막 항을 무시하였다.

그림 1은 색 분산과 비선형 효과에 의해 왜곡된 신호를 보상하기 위한 HNL-DSF OPC가 전체 전송 거리의 중간이 아닌, 즉 HNL-DSF OPC를 기준으로 첫 번째 전송 구간의 길이(L_1)와 두 번째 전송 구간의 길이(L_2)가 동일하지 않은 8-채널 WDM 시스템(이하 '비대칭 OPC 적용 WDM 시스템'이라 한다)의 전체적인 구조를 나타낸 것이다.

본 논문에서 고려한 비대칭 OPC 적용 WDM 시스템의 전체 전송 거리는 1,000 km이고, HNL-DSFOPC를 기준으로 L_1 과 L_2 는 각각 200 km와 800 km, 800 km와 200 km의 2가지 경우로 가정하였다. 모든 경우에서 고려한 각 전송 구간에서의 총 분산량은 160 ps/nm로 하였고, 표 1과 같이 임의의 한 구간의 분산 계수($D_{1x}; x = 1 \text{ or } 2$)가 일정하면 나머지 한 구간의 분산 계수가 변동된다는 가정으로 총 분산량 편차($\Delta D_{1x}L_x$)에 대한 EOP를 시뮬레이션을 통해 살펴보았다.

그림 1의 전송로로 사용된 광섬유는 손실 계수가 0.2 dB/km, 유효 코어 단면적은 $50 \mu\text{m}^2$ 인 분산 천이 광섬유로 하였고, EDFA간 거리(fiber segment length)는 50 km로 가정하였다.

그림 1의 송신부에서의 각 레이저 다이오드는 서로 독립적인 40 Gbps $128(=2^7)$ PRBS(pseudo random bit sequence)에 의해 강도 변조되는 것으로 가정하였다. 이 때 외부 광 변조기로부터 발생하는 출력 전계

강도는 아래 식으로 표현되는 2차 가우시안 펄스로 모델링하였다.

$$A(0, t) = \sqrt{P_0} \exp\left[-\frac{(1+iC)}{2} \left(\frac{t}{t_0}\right)^{2m}\right] \quad (2)$$

여기서 P_0 는 입력 광 전력, m 은 광 펄스의 차수, t_0 는 반치폭이다^[8]. 듀티 사이클 1의 NRZ 펄스의 반치폭은 $1/1.825 \times R_b$, 듀티 사이클 0.5의 RZ 펄스의 반치폭은 $0.5/1.825 \times R_b$ 로 설정하였다. 또한 C 는 주파수 칩(frequency chirp) 파라미터로 본 논문에서는 0으로 설정하였다.

수신부는 역다중화 장치에서 필터링되어 입력되는 채널 신호를 5 dB 잡음 지수의 EDFA를 통해 증폭한 후 PIN 다이오드로 광 신호 전력을 전류로 변환하고 1 nm의 대역폭으로 펄스를 정형하는 버터워스 필터(Butterworth filter), 클럭 재생기(clock recovery), 판별 회로(decision circuit)를 거쳐 '0'과 '1'의 전기적 신호를 검출하는 $0.65 \times R_b$ 의 수신 대역폭을 갖는 직접 검파 방식의 수신기로 모델링 하였다^[10].

그림 1의 WDM 시스템에서 광대역 채널 보상을 위해서는 OPC가 시스템 전체 대역폭에 걸쳐 평탄한 변환 특성을 가져야 한다. 전통적인 DSF 대신에 적은 분산 기울기(dispersion slope)를 갖는 HNL-DSF를 사용함으로써 넓은 대역에 걸치는 각기 다른 파장의 신호들이 같거나 거의 비슷한 변환 효율(conversion efficiency)의 공역파로 변환되고, 그 결과 고품질 광대역 WDM 시스템 구현이 가능하다는 것을 참고문헌 [11]을 통해 확인하였다.

그림 2는 HNL-DSF를 이용한 OPC의 구조를 나타낸 것이다. 또한 표 2에 본 논문에서 사용한 HNL-

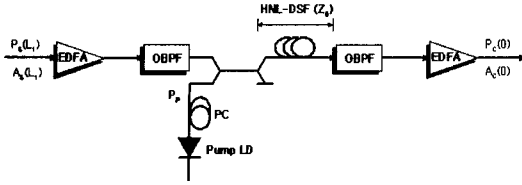


그림 2. HNL-DSF를 이용한 광 위상 공액기 구조
 Fig. 2. Optical phase conjugator using highly-nonlinear dispersion shifted fiber.

표 2. HNL-DSF를 이용한 OPC의 시뮬레이션 파라미터

Table 2. Simulation parameters of OPC using HNL-DSF.

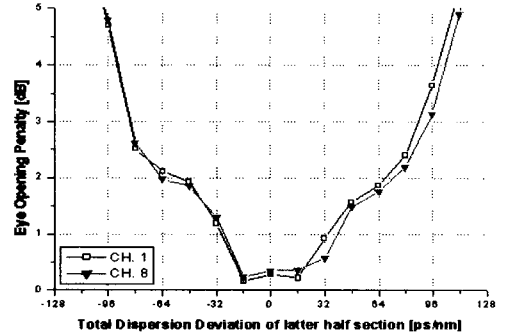
파라미터	기호 및 값
HNL-DSF 손실	$\alpha_o = 0.61 \text{ dB/km}$
HNL-DSF 비선형 계수	$\gamma_o = 20.4 \text{ W}^{-1} \text{ km}^{-1}$
HNL-DSF 길이	$z_o = 0.75 \text{ km}$
HNL-DSF의 영 분산 파장	$\lambda_0 = 1550.0 \text{ nm}$
HNL-DSF 분산 기울기	$dD_o/d\lambda = 0.032 \text{ ps/nm}^2/\text{km}$
펌프 광 파장	$\lambda_p = 1549.5 \text{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

DSF OPC 파라미터 값들을 나타냈다. OPC의 비선형 매질에서 생성된 FWM 광의 전력과 입력 신호 전력의 비는 변환 효율로 정의된다^[12]. 표 2의 파라미터를 사용하여 계산한 결과 최대 변환 효율 값은 0.18 dB이고, HNL-DSF OPC의 3-dB 대역폭은 34 nm (1532.5~1566.5 nm)로 얻어졌다^[11].

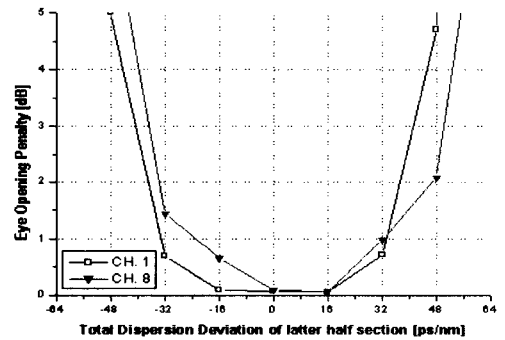
본 논문에서 8-채널 WDM 신호 파장은 각각 1550.2 nm, 1551.2 nm, 1553.2 nm, 1554.4 nm, 1556.0 nm, 1557.8 nm, 1560.0 nm, 1561.4 nm로 설정하였다. 따라서 각각의 채널 신호가 HNL-DSF OPC를 통과함에 따라 변환되는 공액파 파장은 각각 1548.8 nm, 1547.8 nm, 1545.8 nm, 1544.6 nm, 1543.1 nm, 1541.3 nm, 1537.8 nm가 되어 모두 HNL-DSF OPC의 3-dB 대역폭 안에 포함된다.

III. 시뮬레이션 결과 및 검토

그림 3은 MSSI 기법이 적용된 WDM 시스템에서



(a) NRZ, $L_1 : L_2 = 500 \text{ km} : 500 \text{ km}$



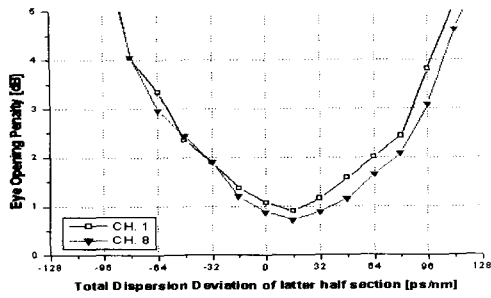
(b) RZ, $L_1 : L_2 = 500 \text{ km} : 500 \text{ km}$

그림 3. MSSI 기법이 적용된 WDM 시스템에서 $\Delta D_{12}L_2$ 에 따른 눈 열림 패널티

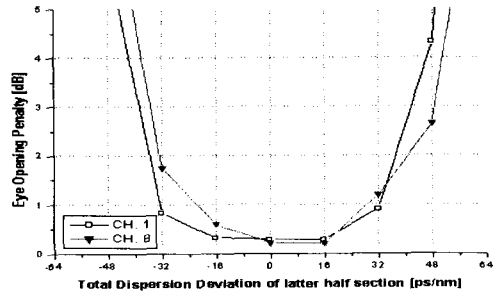
Fig. 3. EOP as a function of $\Delta D_{12}L_2$ in WDM system with MSSI method.

첫 번째 전송 구간의 평균 분산 계수(D_{11})가 0.32 ps/nm/km(총 분산량 = 160 ps/nm)로 고정되었지만 두 번째 전송 구간의 평균 분산 계수(D_{12})가 변동하는 경우 두 번째 전송 구간의 총 분산 편차($\Delta D_{12}L_2$)에 따른 입력 전력 0 dBm을 갖는 채널 1과 채널 8의 눈 열림 패널티를 나타낸 것이다. 허용 가능한 전송 구간의 총 분산량 범위의 기준을 EOP가 1 dB 이하가 되는 값이라고 하면 전송 파형 형식으로 NRZ를 사용한 경우에서 두 번째 전송 구간의 총 분산 편차 허용 범위는 $-28 \sim +34 \text{ ps/nm}$ (총 허용 분산량: 62 ps/nm)이고, RZ를 사용한 경우에는 $-23 \sim +32 \text{ ps/nm}$ (총 허용 분산량: 55 ps/nm)임을 알 수 있다.

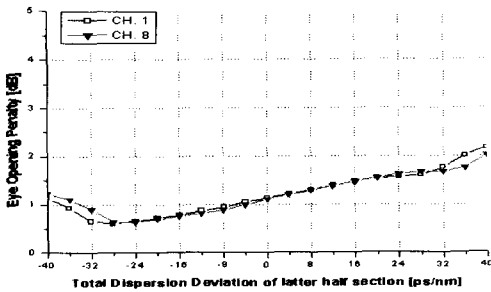
그림 4는 비대칭 OPC 적용 WDM 시스템에서 $D_{11}L_1$ 과 L_2 가 고정되었지만 D_{12} 가 변동하는 경우 두 번째 전송 구간의 총 분산 편차에 따른 입력 전력 0 dBm을 갖는 채널 1과 채널 8의 눈 열림 패널티



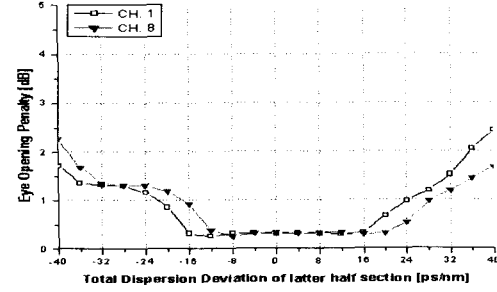
(a) NRZ, $L_1 : L_2 = 200 \text{ km} : 800 \text{ km}$



(b) RZ, $L_1 : L_2 = 200 \text{ km} : 800 \text{ km}$



(c) NRZ, $L_1 : L_2 = 800 \text{ km} : 200 \text{ km}$



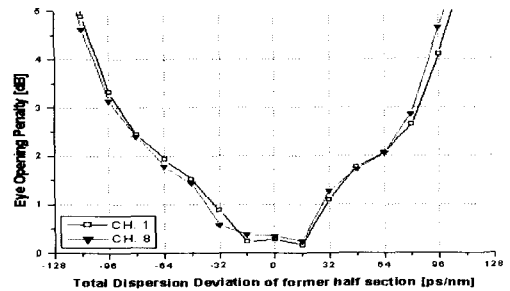
(d) RZ, $L_1 : L_2 = 800 \text{ km} : 200 \text{ km}$

그림 4. 비대칭 OPC 적용 WDM 시스템에서 $\Delta D_{12}L_2$ 에 따른 눈 열림 페널티

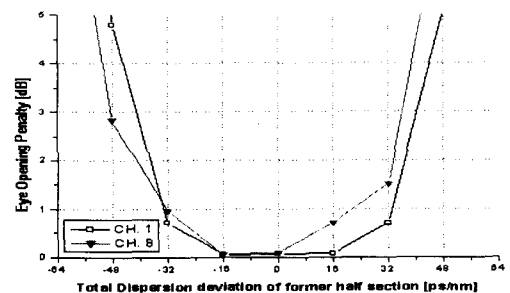
Fig. 4. EOP as a function of $\Delta D_{12}L_2$ in WDM system with asymmetric OPC.

를 나타낸 것이다. 우선 L_1 이 200 km이고 L_2 가 800 km인 시스템에서 전송 파형 형식으로 NRZ를 사용한 경우 두 번째 전송 구간의 총 분산 편차의 허용 범위는 +4 ~ +23 ps/nm(총 허용 분산량: 19 nm/km)이고, RZ를 사용한 경우에는 -19 ~ +29 ps/nm(총 허용 분산량: 48 ps/nm)임을 알 수 있다. 또한 L_1 이 800 km이고 L_2 가 200 km인 WDM 시스템에서 전송 파형 형식으로 NRZ를 사용한 경우 두 번째 전송 구간의 총 분산 편차의 허용 범위는 -33 ~ -6 ps/nm(총 허용 분산량: 27 nm/km)이고, RZ를 사용한 경우에는 -17 ~ +24 ps/nm(총 허용 분산량: 41 ps/nm)임을 알 수 있다.

그림 5는 MSSI 기법이 적용된 WDM 시스템에서 두 번째 전송 구간의 평균 분산 계수(D_{12})가 0.32 ps/nm/km(총 분산량 = 160 ps/nm)로 고정되었지만 첫 번째 전송 구간의 평균 분산 계수(D_{11})가 변동하는 경우 첫 번째 전송 구간의 총 분산 편차($\Delta D_{11}L_1$)에 따른 입력 전력 0 dBm을 갖는 채널 1과 채널 8의 눈 열림 페널티를 나타낸 것이다. 전송 파형 형식으로 NRZ를 사용한 경우에서 첫 번째 전송 구간의 총 분산 편차 허용 범위는 -33 ~ +31 ps/nm(총 허용 분



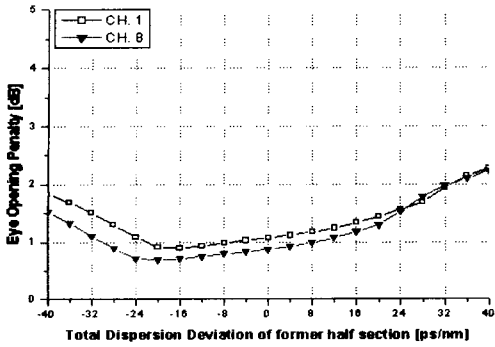
(a) NRZ, $L_1 : L_2 = 500 \text{ km} : 500 \text{ km}$



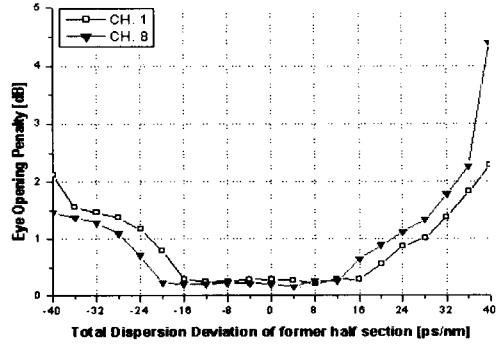
(b) RZ, $L_1 : L_2 = 500 \text{ km} : 500 \text{ km}$

그림 5. MSSI 기법이 적용된 WDM 시스템에서 $\Delta D_{11}L_1$ 에 따른 눈 열림 페널티

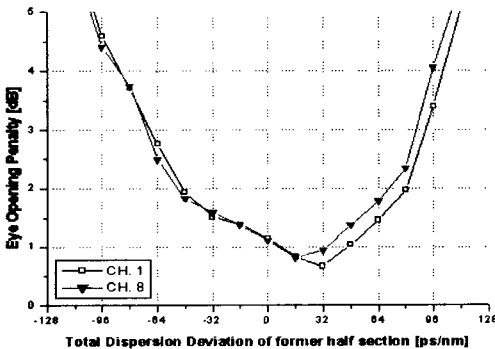
Fig. 5. EOP as a function of $\Delta D_{11}L_1$ in WDM system with MSSI method.



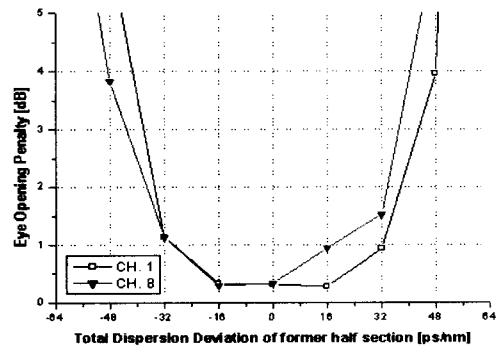
(a) NRZ, $L_1 : L_2 = 200 \text{ km} : 800 \text{ km}$



(b) RZ, $L_1 : L_2 = 200 \text{ km} : 800 \text{ km}$



(c) NRZ, $L_1 : L_2 = 800 \text{ km} : 200 \text{ km}$



(d) RZ, $L_1 : L_2 = 800 \text{ km} : 200 \text{ km}$

그림 6. 비대칭 OPC 적용 WDM 시스템에서 $\Delta D_{11}L_1$ 에 따른 눈 열림 패널티
 Fig. 6. EOP as a function of $\Delta D_{11}L_1$ in WDM system with asymmetric OPC.

산량: 64 ps/nm)이고, RZ를 사용한 경우에는 -32 ~ +23 ps/nm(총 허용 분산량: 55 nm/km)임을 알 수 있다.

그림 6은 비대칭 OPC 적용 WDM 시스템에서 $D_{12}L_2$ 과 L_1 가 고정되어 있지만 D_{11} 가 변동하는 경우 첫 번째 전송 구간의 총 분산 편차에 따른 채널 1과 채널 8의 눈 열림 패널티를 나타낸 것이다. 우선 L_1 이 200 km이고 L_2 가 800 km인 시스템에서 전송 파형 형식으로 NRZ를 사용한 경우 두 번째 전송 구간의 총 분산 편차의 허용 범위는 -21 ~ -8 ps/nm(총 허용 분산량: 13 nm/km)이고, RZ를 사용한 경우에는 -22 ~ +22 ps/nm(총 허용 분산량: 44 ps/nm)임을 알 수 있다. 또한 L_1 이 800 km이고 L_2 가 200 km인 WDM 시스템에서 전송 파형 형식으로 NRZ를 사용한 경우 두 번째 전송 구간의 총 분산 편차의 허용 범위는 +7 ~ +32 ps/nm(총 허용 분산량: 25 nm/km)이고, RZ를 사용한 경우에는 -30 ~ +17 ps/nm(총

허용 분산량: 47 ps/nm)임을 확인할 수 있다.

비대칭 OPC 적용 WDM 시스템에서 얻은 결과와 MSSI 적용 시스템의 결과와 비교해 보면, 비대칭 OPC 적용 WDM 시스템의 각 전송 구간의 총 분산 편차 허용 범위는 MSSI 적용 시스템에 비해 감소하지만 전송 파형 형식으로 NRZ보다 RZ를 사용하게 되면 전송 구간의 총 분산 편차의 허용 범위가 2배 이상으로 신장되는 것을 알 수 있다. 더욱이 RZ 전송의 경우 OPC 위치 변동에 따른 허용 가능한 총 분산량의 변동폭(41~48 ps/nm)이 크지 않은 것을 알 수 있다.

이러한 특징은 RZ 형식의 파형이 NRZ보다 평균 강도가 상대적으로 낮기 때문에 강도에 기인하는 SPM에 의한 진폭 변동(왜곡)이 작아지므로 큰 광섬유 분산량 변화에도 이를 충분히 상쇄하였기에 나타난 결과라고 판단된다.

한 가지 주목할 결과는 전송 파형 형식으로 NRZ

를 사용한 경우 분산 계수의 편차가 생기는 전송 구간 길이가 짧은 시스템(그림 4(c)와 그림 5(a))에서 양호한 보상을 위한 광섬유 분산 계수의 크기는 분산 계수가 고정된 전송 구간보다 작아야 하고, 분산 계수의 편차가 생기는 전송 구간 길이가 긴 시스템(그림 4(a)와 그림 5(c))에서 양호한 보상을 위한 광섬유 분산 계수의 크기는 분산 계수가 고정된 전송 구간보다 커져야 한다는 것이다.

이는 OPC를 중심으로 전송 길이가 짧은 구간을 전파하는 NRZ 신호의 경로 평균 강도가 길이가 긴 구간을 전파하는 신호보다 커짐에 따라 SPM 현상을 통해 나타나는 진폭 왜곡이 상대적으로 증가되었기 때문에 이를 감소시키기 위해서는 왜곡에 또 다른 영향을 미치는 분산 계수를 길이가 긴 전송 구간의 것보다 줄여주어야 하는 것을 의미한다.

IV. 결 론

지금까지 OPC가 전체 전송 거리의 중간이 아닌 곳에 위치하여 보상을 수행하는 8-채널 WDM 시스템에서 두 전송 구간의 분산 계수가 변동하는 경우 각 전송 구간에서의 허용 가능한 분산량 범위를 MSSI와 비교하여 살펴보았다.

먼저, OPC를 중심으로 두 전송 구간의 총 분산량이 서로 동일하지 않은 WDM 전송 시스템에서는 전송 파형 형식으로 NRZ보다 RZ를 사용한 경우가 광섬유 분산 계수 변동에 대해서도 보다 안정된 품질 유지가 가능하다는 것을 확인할 수 있었다.

그러나 NRZ 파형 전송의 경우 좀 더 개선된 성능을 얻기 위해서는 OPC를 중심으로 두 전송 구간의 총 분산량을 동일하게 설정하는 것보다 상대적으로 길이가 짧은 전송 구간의 총 분산량을 길이가 긴 전송 구간의 것보다 작게 하여야 한다는 사실도 알 수 있었다.

본 연구를 통해 얻은 결과들을 확장된 관점에서 분석하면 광 펄스 왜곡을 최적으로 보상하는 OPC의 위치는 시스템 전체 길이의 중간이 아니라 광섬유 분산 계수, 광 신호 전력, 신호 채널 파장 등에 따라 달라질 수 있다는 것이다. 따라서 앞으로의 연구에서는 다양한 시스템 파라미터에 관련한 최적의 OPC 위치를 도출하고자 한다.

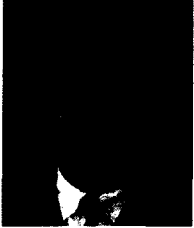
참 고 문 헌

- [1] Y. Yano, et al., "2.6 Terabit/s WDM transmission experiment using optical duobinary coding", *Proceeding of ECOC '96*, vol. 5, 1996.
- [2] E. Desurvire, J. R. Simpson and P. C. Becker, "High-gain erbium doped traveling-wave fiber amplifier", *Opt. Lett.*, vol. 12, pp. 888-890, 1987.
- [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. LT-8, no. 10, pp. 1548-1557, 1990.
- [5] 이성렬, "200 Gbps WDM 시스템에서 Mid-Span Spectral Inversion 기법을 이용한 채널 왜곡의 보상 특성", 한국전자파학회 논문지, 14(8), pp 845-854, 2003년 8월.
- [6] 이성렬, 조성연, "NRZ 형식과 RZ 형식에 따른 WDM 채널 왜곡의 보상 특성", 한국전자파학회 논문지, 14(11), pp. 1184-1190, 2003년 11월.
- [7] 이성렬, "HNL-DSF를 갖는 광 위상 공액기를 이용한 왜곡된 WDM 채널의 보상", 한국항해학회 논문지, 8권 1호 게재 예정.
- [8] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, Academic Press, 1989.
- [9] 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.
- [10] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, John Wiley & Sons, Inc., 1992.
- [11] Seong-Real Lee, Y. J. Lee and Y. H. Lee, "Investigation of pump light power of wideband optical phase conjugator using highly nonlinear dispersion shifted fiber in WDM systems with mid-span spectral inversion", *submitted to ETRI Journal*.

[12] K. Inoue, "Four-wave mixing in an optical fiber in the zero-dispersion wavelength region", *J. Light-*

wave Technol., vol. LT-10, no. 11, pp. 1553-1561, 1992.

이 성 렬



1990년 2월: 한국항공대학교 항공통신정보공학과 (공학사)

1992년 8월: 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 (공학석사)

2002년 2월: 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 (공학박사)

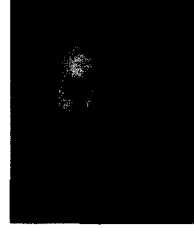
1992년 8월~1994년 2월: 한국항공대학교 항공전자공학과 조교

2002년 6월~2004년 2월: (주)에이티엔 기술연구소 연구소장

2004년 3월~현재: 국립목포해양대학교 해양전자통신공학부 전임강사

[주 관심분야] 솔리톤 전송 시스템, 광 파장 분할 다중화, 광의 비선형 현상 분석

정 명 래



1964년 2월: 한국항공대학교 항공통신공학과 (공학사)

1992년 2월: 한국항공대학교 대학원 항공통신공학과 (공학석사)

2000년 2월: 한국항공대학교 대학원 항공전자공학과 (공학박사)

1966년~현재: 국립목포해양대학교 해양전자통신공학부 교수

2002년 3월~2004년 2월: 한국전자파학회 광주·호남지부장

2004년 1월~현재: 한국전자파학회 감사

[주 관심분야] 전자파이론, 마이크로파통신, EMI/EMC

박 경 호



1965년 2월: 한국항공대학교 항공통신공학과 (공학사)

1982년 2월: 조선대학원 대학원 전자계산학과 (공학석사)

1986년 2월: 조선대학원 대학원 전자공학과 (공학박사)

1997년 2월~현재: 한국통신학회 평

의원

1969년 11월~현재: 목포해양대학교 해양전자통신공학부 교수

[주 관심분야] M-ary 변복조시스템, 광통신 시스템