

# 분산 보상 구조에 따른 960 Gbps WDM 신호의 전송 성능

## Transmission Performance of 960 Gbps WDM Signals Depends on Dispersion Compensation Configurations

이성렬\*

Seong-Real Lee\*

### 요 약

분산 보상 구조가 광 위상 공액기 (OPC; optical phase conjugator)를 갖는 960 Gbps의 파장 분할 다중 (WDM; wavelength division multiplexed) 시스템에 미치는 영향을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 살펴보았다. 본 연구에서 고려한 분산 보상 구조는 전통적인 one-end 구조와 bi-end 구조이다. one-end 구조와 bi-end 구조는 하나의 단일 모드 광섬유 (SMF; single mode fiber) 중계 간격마다 축적된 분산량을 줄여주기 위하여 각각 하나의 분산 보상 광섬유 (DCF; dispersion compensating fiber)와 두 개의 DCF를 사용하여 만들어진다. 전체 잉여 분산 (NRD; net residual dispersion)이 최적화되면 중계 거리 당 잉여 분산 (RDPS; residual dispersion per span)이 400 ps/nm인 WDM 시스템에서 bi-end 구조와 one-end 구조는 거의 동일한 성능을 나타내는 것을 확인하였다.

### Abstract

An investigation has been carried out, by computer simulation, to evaluate the impact of dispersion compensation configurations on 960 Gbps wavelength division multiplexed (WDM) system with optical phase conjugator (OPC). The considered dispersion compensation configurations in this research are conventional one-end type and bi-end type. One-end and bi-end type are made by using one dispersion compensating fiber (DCF) and two DCFs to decrease dispersion accumulated in one single mode fiber (SMF) span, respectively. It is found that bi-end compensation configuration offers the equal performance with that of one-end configuration in WDM system with residual dispersion per span (RDPS) of 400 ps/nm if net residual dispersion (NRD) had to be optimized in each cases.

Key words : Bi-end configuration, One-end configuration, Inline dispersion management, Net residual dispersion, Residual dispersion per span, Optical phase conjugator

### I. 서 론

광섬유에서의 손실(loss)은 에르븀 첨가 광섬유 증폭기 (EDFA; erbium-doped fiber amplifiers)에 의해 보

상되기 때문에 장거리 광전송을 위해서는 분산 보상 기술이 적절히 채택되어야 한다[1],[2]. 전통적인 분산 보상 시스템에서 단일 모드 광섬유 (SMF; single mode fiber)의 비 영 이상 (non-zero anomalous) 그룹

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

· 제1저자 (First Author) : 이성렬  
· 투고일자 : 2011년 4월 2일  
· 심사(수정)일자 : 2011년 4월 4일 (수정일자 : 2011년 4월 20일)  
· 게재일자 : 2011년 4월 30일

속도 분산 (GVD; group-velocity dispersion)은 보상 간격의 입력이나 출력단에 위치한 적당한 길이의 분산 보상 광섬유 (DCF; dispersion compensating fiber)에 의해 주기적으로 보상된다[3],[4]. 그러나 파장 분할 다중 (WDM; wavelength-division multiplexing) 시스템에서 분산에 의해 왜곡된 모든 채널을 완벽하게 보상하는 것은 쉽지 않다[4],[5]. 만일 WDM 시스템의 특정 채널에서 완벽한 분산 보상이 이루어졌다면 다른 채널들은 영 평균 분산 파장 채널 (zero-average-dispersion wavelength channel)로부터 이격되는 파장에 비례하여 서로 다른 양의 분산이 축적될 것이다.

광섬유의 GVD 외에 비선형 효과 (nonlinear effects)도 광전송 시스템의 한계를 가져다준다. SMF에서 가장 우세한 비선형 효과인 자기 위상 변조 (SPM; self phase modulation)는 광섬유 굴절 계수가 펄스의 강도에 의존하기 때문에 발생한다. 고속 데이터 전송 시스템은 무에러 검출 (error-free detection)을 위해 매우 큰 수신 전력을 요구하기 때문에 분산이 보상된 전송 링크의 성능은 SPM과 GVD의 상호 반응에 의해 제한된다[6],[7]. 더욱이 SPM과 GVD의 상호 작용은 잉여 분산의 부호(sign)와 양에 의존하고 SPM에 의해 유도되는 전력 마진 (SPM-induced power margin)은 SMF에 대한 DCF의 위치에 의존한다[8].

본 논문의 저자는 그동안의 연구에서 DCF를 적용한 분산 제어 (DM; dispersion management)와 광 위상 공액기 (OPC; optical phase conjugator)의 결합으로 WDM 채널의 성능을 개선시킬 수 있는 것을 보였다 [9]-[11].

최근에 단일 채널 전송 시스템에서 DCF가 SMF의 보상 간격의 입력단이나 출력단 중의 어느 한 쪽이 아닌 양쪽 모두에 위치한 bi-end 구조를 적용한 경우의 분산 보상 특성이 보고되었다[12]. bi-end 구조와 관련된 선행 연구들의 분석 결과 bi-end 구조의 DM이 적용된 WDM 전송 시스템, 특히 bi-end 구조의 DM과 OPC가 결합된 WDM 전송 시스템에 관련한 연구는 아직 보고되지 않았다.

따라서 본 연구에서는 전체 전송로 중간에 OPC가 위치한 WDM 전송 링크에 bi-end 구조의 DM이 적용

된 경우의 WDM 채널의 전송 성능을 전통적인 구조인 one-end 구조의 DM이 적용된 WDM 전송 시스템에서의 전송 성능과의 비교를 통해 살펴보도록 한다.

본 논문에서 고려한 WDM 채널의 전송률은 40 Gbps이고 각 채널의 변조 파형은 RZ로 하였다. 40 Gbps의 RZ 채널 24개는 각각 ITU-T G.694.1에서 규정하는 1,550 nm부터 1,568.4 nm까지 100 GHz 간격의 24개 파장으로 동시에 전송되는 것으로 하였다 (따라서 총 전송률은 960 Gbps). 전송 링크의 주 전송로인 SMF의 분산 계수는 17 ps/nm/km로 가정하였고 100 km 간격으로 SMF의 GVD를 보상하고 총 SMF의 길이는 1,000 km로 가정하였다.

## II. 광전송 링크의 구조 및 광전송 시스템의 구성

전체 광전송 링크는 그림 1에서 보는 바와 같이 one-end 구조와 bi-end 구조 모두 SMF를 주 전송로로 하여 10개의 분산 보상 구간 (또는 중계 구간)으로 구성된다. SMF의 길이  $l_{SMF}$ 는 두 경우 모두 100 km로 고정하였고, 분산 계수  $D_{SMF}$ 는 17 ps/nm/km, 손실 계수  $\alpha_{SMF}$ 는 0.2 dB/km, 비선형 계수  $\gamma_{SMF}$ 는 1.35 W-1 km-1(@1,550 nm)로 가정하였다. 따라서 각 보상 간격에서 축적된 총 분산량은 1,700 ps/nm (= 17 ps/nm/km × 100 km)이다. 그리고 모든 구간에서 DCF의 분산 계수  $D_{DCF}$ 는 -100 ps/nm/km로, 손실 계수  $\alpha_{DCF}$ 는 0.6 dB/km, 비선형 계수  $\gamma_{DCF}$ 는 5.06 W-1 km-1(@1,550 nm)로 가정하였다.

중계 구간 당 잉여 분산 (RDPS; residual dispersion per span)이 0 ps/nm인 경우 그림 1(a)의 one-end 형태는 OPC 전의 2번째부터 5번째 구간까지는 각 100 km의 SMF에서 축적된 분산량인 1,700 ps/nm를 17 km의 DCF를 SMF 앞에 두어 보상하고, OPC 후의 6번째 구간부터 9번째 구간까지는 17 km의 DCF를 SMF 뒤에 두어 보상하는 구조로 하였다. 반면 그림 1(b)의 bi-end 형태는 OPC 전의 2번째부터 5번째 구간, OPC 후의 6번째 구간부터 9번째 구간까지 모두 SMF 앞과 뒤에 8.5 km의 DCF를 두어 보상하는 구조

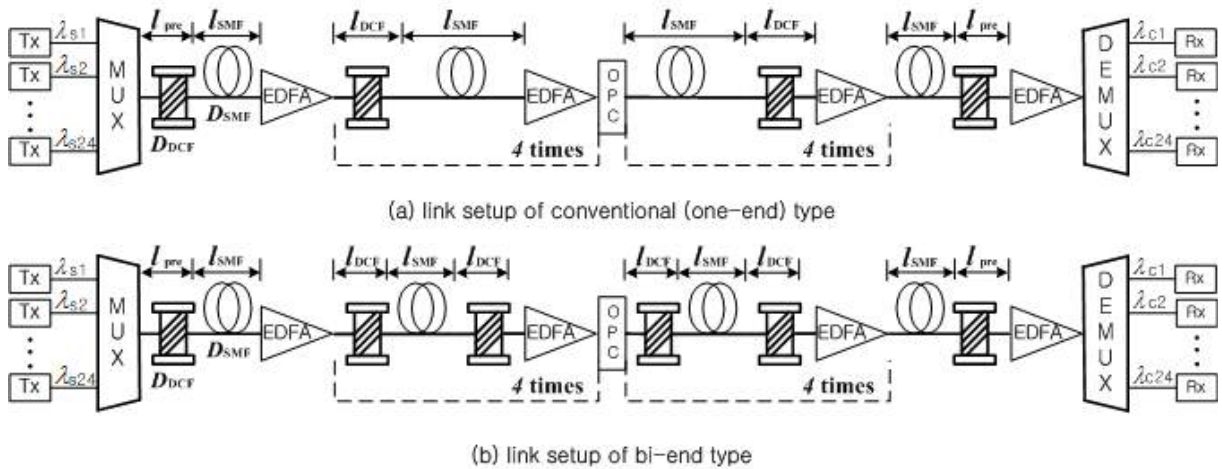


그림 1. 광전송 링크의 구조  
Fig. 1. Configuration of optical transmission links.

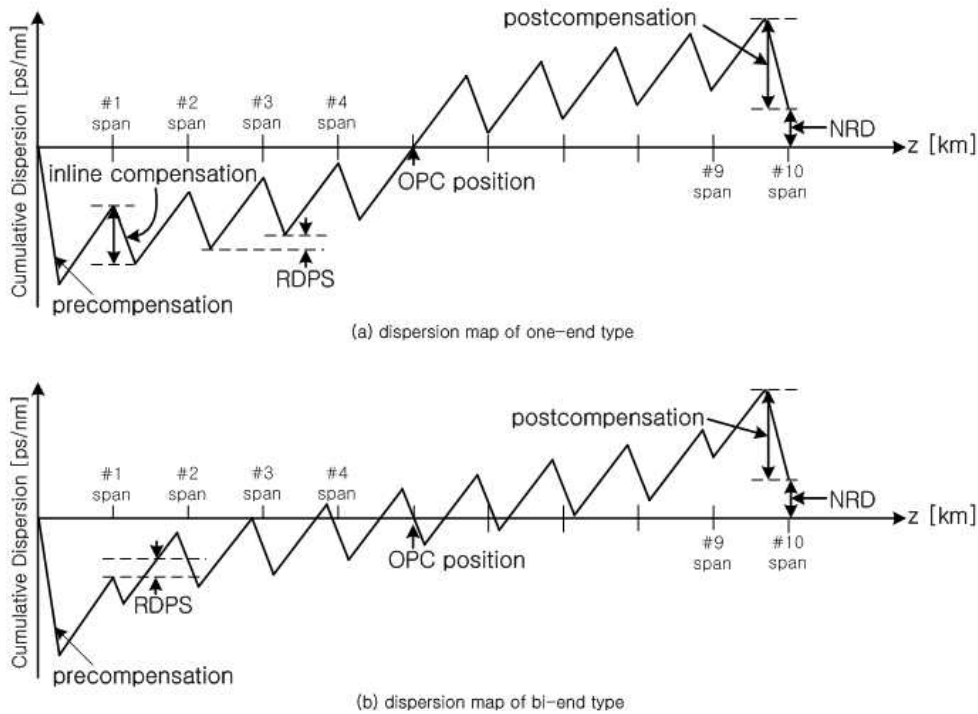


그림 2. 광전송 링크의 분산 맵  
Fig. 2. Dispersion maps of optical transmission links.

로 하였다. 그리고 RDPS가 40 ps/nm, 100 ps/nm와 400 ps/nm로 가정한 경우의 DCF의 길이  $l_{DCF}$ 는 표 1과 같이 설정하였다.

WDM 전송 링크 수신단에 축적된 총 잉여 분산량 (NRD; net residual dispersion)은 one-end와 bi-end 모두 MUX 다음에 있는 첫 번째 DCF의 길이  $l_{pre}$ 에 의한 precompensation과 DEMUX 앞에 있는 10번째 DCF의 길이  $l_{post}$ 에 의한 postcompensation에 의해 조절되도록 하였으므로  $l_{pre}$ 와  $l_{post}$ 는 가변된다.

그림 1에서 송신기 Tx는 40 Gbps 속도의 분포 변환 레이저 다이오드 (DFB-LD; distributed feedback laser diode)로 가정하였고, 각각의 중심 파장은 ITU-T G.694.1의 권고에 따라 1,550 nm부터 100 GHz (즉 0.8 nm) 간격으로 1,568.4 nm까지 할당하였다. DFB-LB는 서로 독립적인 128(=2<sup>7</sup>)의사 랜덤 비트열 (PRBS; pseudo random bit sequence)에 의해 외부적으로 변조되는 것으로 모델링하였다. 이 때 외부 변조기로부터 발생하는 변조 파형은 충격 계수 0.5,

소광비 (ER; extinction ratio) 10 dB의 RZ 형식의 2차 가우시안 펄스로 모델링하였다.

표 1.  $l_{DCF}$ ,  $l_{pre}$  와  $l_{post}$   
Table 1.  $l_{DCF}$ ,  $l_{pre}$  and  $l_{post}$

RDPS [ps/nm]	Type	$l_{DCF}$ [km]	NRD = 0 ps/nm를 만드는 $l_{pre}$ 와 $l_{post}$ [km]
0	one-end	17.0	17.0
	bi-end	8.5	17.0
40	one-end	16.6	18.6
	bi-end	8.3	18.6
100	one-end	16.0	21.0
	bi-end	8.0	21.0
400	one-end	13.0	33.0
	bi-end	6.5	33.0

전체 전송로 중간에 위치한 OPC는 참고 문헌 [9]-[11]에서와 동일한 파라미터를 갖는 HNL-DSF (highly nonlinearity-dispersion shifted fiber)를 비선형 매질로 갖는 구조로 모델링하였다. 그리고 수신기 Rx는 5 dB의 잡음 지수를 갖는 전치 증폭기, 1 nm 대역폭의 광 필터, PIN 다이오드, 버터워스 형태의 펄스 정형 필터와 판별 회로로 구성된 직접 검파 (direct detection) 방식의 수신기로 모델링하였다. 수신 대역폭은 0.65 x 비트율로 가정하였다.

광전송 링크를 통해 손실과 비선형 효과의 영향을 겪으면서 전파하는 각 채널들은 비선형 슈뢰딩거 방정식 (NLSE; nonlinear Schrödinger equation)에 의해 표현된다. NLSE를 단계 분할 푸리에 (SSF; split-step Fourier) 기법에 따라 시뮬레이션 하였다[13].

시스템의 성능 분석은 파장이 다른 24개의 채널 중 수신 성능이 가장 나쁘게 나타나는 최악 채널의 눈 열림 패널티 (EOP; eye opening penalty)와 Q-factor를 가지고 수행한다.

우선 EOP는

$$EOP[dB] = 10 \log_{10} (EO_{rec} / EO_{btb}) \quad (1)$$

으로 정의되고, 여기서  $EO_{rec}$ 는 수신 신호의 눈 열림 (EO; eye opening) 정도이고  $EO_{btb}$ 은 광섬유 전송 링크에 입사되기 전 송신 신호의 눈 열림 정도로 EO는 아래와 같이 정의된다.

$$2P_{av} / (P_{1,min} - P_{0,max}) \quad (2)$$

여기서  $P_{av}$ 는 광 신호의 평균 전력,  $P_{1,min}$ 은 펄스 '1'의 최소 전력이고  $P_{0,max}$ 은 펄스 '0'의 최대 전력이다.

Q-factor는 아래의 식 (3)으로 정의된다[14].

$$Q-factor [dB] = 20 \log (\sqrt{2} \operatorname{erfc}^{-1} (2 \times BER)) \quad (3)$$

여기서 BER은 비트 에러율 (bit error rate)로 아래의 식으로부터 계산된다[15].

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

여기서  $I_{s,av}$ 는 시간 평균 신호 광 전류 (time-averaged signal photo currents)이고,  $c_{ISI}^+$ 와  $c_{ISI}^-$ 는 각각 마크('1')와 스페이스('0')에서의 눈 닫힘 (eye closures) 값,  $\sigma_1$ 과  $\sigma_0$ 는 각각 산탄 잡음, 신호-자연방출 비트 잡음 (signal-spontaneous beat noise), 자연방출-자연방출 비트 잡음, 열 잡음 등을 포함한 전체 잡음의 마크와 스페이스 신호에 대한 표준 편차이다.  $10^{-12}$ 의 BER은 16.9 dB의 Q-factor에 상응하고, 이 값들은 모두 수신단에서 전진 에러 정정 (FEC; forward error correction) 처리 후 무에러 전송이 가능한 값이다 [16].

### III. 시뮬레이션 결과 및 검토

그림 3은 광전송 링크의 RDPS가 표 1과 같이 설정된 각각의 경우에서 NRD에 따른 최악 채널의 Q-factor를 나타낸 것이다. RDPS = 0 ps/nm인 경우에 24개 채널의 입사 전력 (Ps)은 -9.1 dBm로, RDPS = 40 ps/nm인 경우에 Ps = -9.0 dBm, RDPS = 100 ps/nm인 경우에 Ps = -8.8 dBm, RDPS = 400 ps/nm인 경우에 Ps = -7.2 dBm로 하였다. one-end와 bi-end 모두 NRD가 -10과 +10 ps/nm로 결정되어야 Q-factor를 높일 수 있는 것을 알 수 있다. 또한 postcompensation보다 precompensation에 의한 NRD 결정이 Q-factor

특성을 더욱 양호하게 개선하는 것도 아울러 알 수 있다.

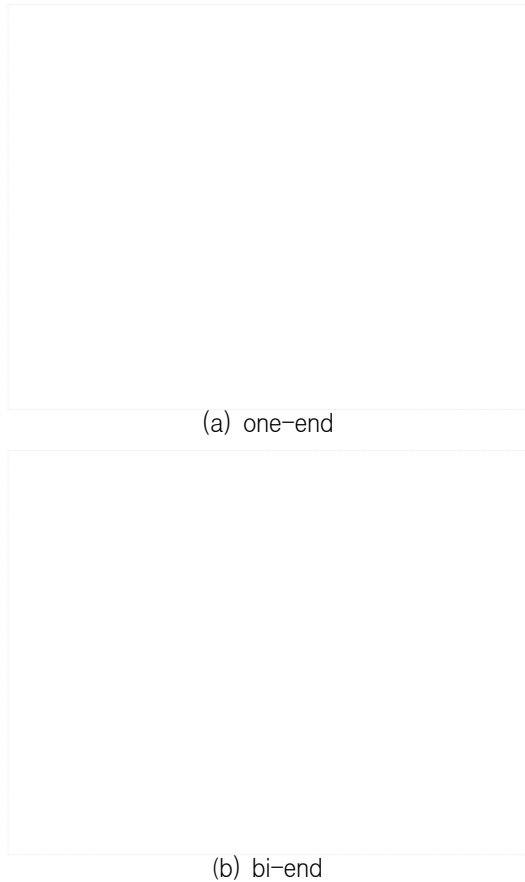


그림 3. NRD에 따른 최악 채널의 Q-factor  
Fig. 3. Q-factor of worst channel as a function of NRD.

그림 4는 RDPS가 0, 40, 100, 400 ps/nm인 one-end 와 bi-end 구조의 inline DM에서 NRD가 각각 0 ps/nm 와 +10 ps/nm로 설정된 경우 Q-factor 값이 16.9 dB가 되는 최상 채널의 최소 전력(WDM 전송 시스템의 최소 감도)과 최악 채널의 최대 전력(WDM 전송 시스템의 최대 감도)을 나타낸 것이다. 우선 bi-end와 one-end 모두 RDPS가 커질수록 16.9 dB의 Q-factor 기준 수신 감도가 증가하는 것을 알 수 있다. 즉 Q-factor (또는 BER) 특성 면에서는 RDPS가 0 ps/nm 로 설정된 전송 링크가 가장 바람직하다는 것을 알 수 있다.

NRD가 0 ps/nm로 설정된 경우에 비해 +10 ps/nm 로 설정되면 RDPS에 상관없이 수신 감도가 0.2 dB 정도 좋아지는 것을 알 수 있다. 이는 최적 NRD는

RDPS에 상관없이 +10 ps/nm인 것을 의미한다.

또한 inline DM 전송 링크의 구조가 bi-end로 설계된 경우에서의 RDPS별 수신 감도는 one-end 구조로 설계된 경우에서의와 거의 동일하다는 것을 확인할 수 있다. 즉 inline DM 전송 링크의 구체적 구조는 WDM 채널의 Q-factor 특성에 큰 영향을 미치지 않는 것을 알 수 있다.

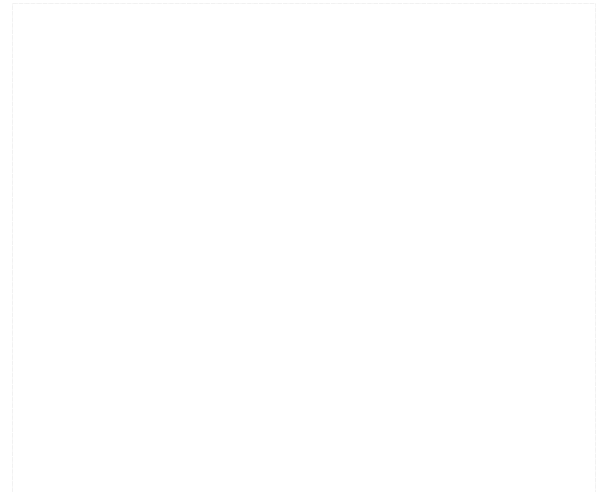
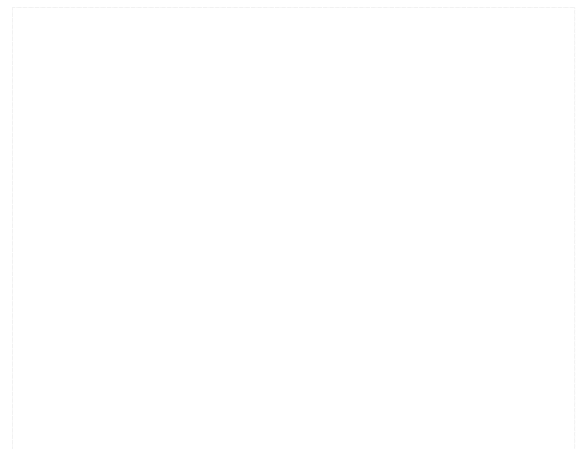
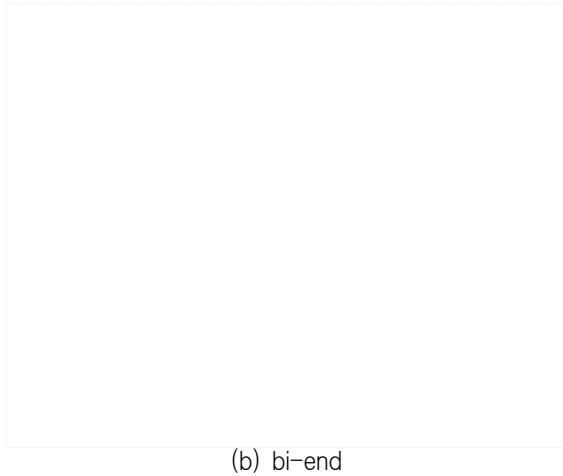


그림 4. RDPS에 따른 WDM 채널의 수신 전력  
Fig. 4. Received power of WDM channel as a function of RDPS.

그림 5는 광전송 링크의 RDPS가 표 1과 같이 설정된 각각의 경우에서  $P_s = 3$  dBm인 WDM 채널들 중 최악 채널의 EOP를 NRD에 따라 나타낸 것이다. 그림 3의 Q-factor 특성과 마찬가지로 one-end와 bi-end 모두 NRD가 -10 또는 +10 ps/nm로 결정되어야 수신 신호의 품질이 양호해지는 것을 알 수 있다.



(a) one-end

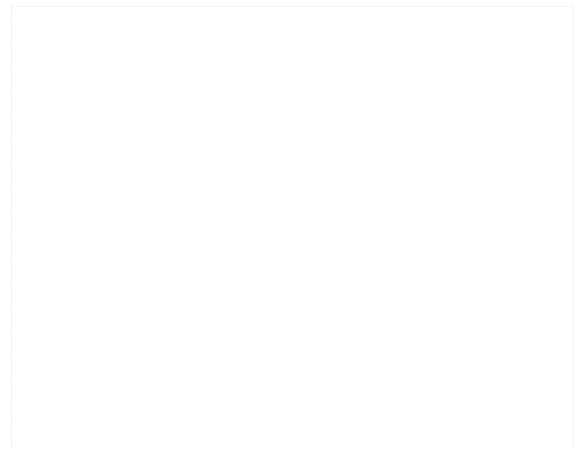


(b) bi-end

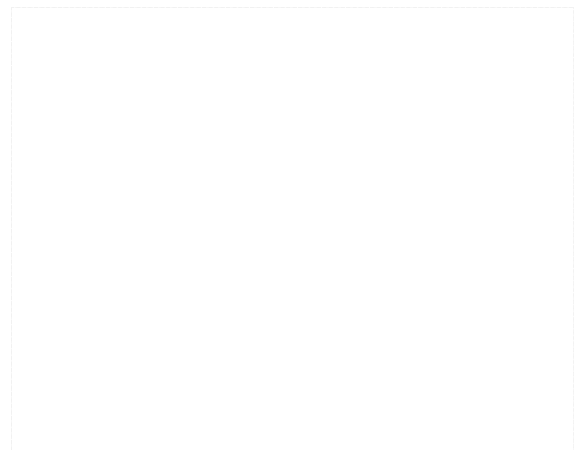
그림 5. NRD에 따른 최악 채널의 EOP  
Fig. 5. EOP of worst channel as a function of NRD.

그림 6은 RDPS가 0 ps/nm와 400 ps/nm인 one-end 와 bi-end 구조에서 NRD가 0 ps/nm로 설정된 경우와 NRD가 +10 ps/nm 또는 -10 ps/nm로 설정된 경우의 최악 채널의 EOP를 입사 전력에 따라 나타낸 것이다. NRD를 +10 ps/nm 또는 -10 ps/nm로 결정하는  $l_{pre}$  와  $l_{post}$  는 다양하게 존재하지만 그림 6(a)의 one-end 구조에서는  $l_{pre} = 16.9$  km와  $l_{post} = 17.0$  km에 의해 결정된 NRD = +10 ps/nm인 경우에서의 EOP를 나타냈고, bi-end 구조에서는  $l_{pre} = 17.1$  km와  $l_{post} = 17.0$  km에 의해 결정된 NRD = -10 ps/nm인 경우에서의 EOP를 나타냈다.

그림 6(b)의 RDPS = 400 ps/nm의 경우에는 one-end 구조와 bi-end 구조 모두 NRD = +10 ps/nm를 만드는  $l_{pre} = 32.9$  km와  $l_{post} = 33.0$  km로 설정된 경우에서의 EOP를 나타냈다. 수신 성능 기준을 1 dB EOP라고 한다면 one-end 구조인 경우가 bi-end 구조의 경우보다 NRD가 0 ps/nm로 설정되던 +10 ps/nm 또는 -10 ps/nm의 최적으로 설정되던 1 dB EOP 기준 전력 마진 (최대 전력과 최소 전력의 차이)이 RDPS = 0 ps/nm와 400 ps/nm 모두에서 더 좋은 것을 알 수 있다. 그러나 이 전력 마진의 차이는 RDPS가 큰 경우, 즉 400 ps/nm인 경우 줄어드는 것도 알 수 있다.



(a) RDPS = 0 ps/nm



(b) RDPS = 400 ps/nm

그림 6. 입사 전력에 따른 최악 채널의 EOP  
Fig. 6. EOP of worst channel as a function of launching power.

그림 7은 RDPS가 0, 40, 100, 400 ps/nm인 one-end 와 bi-end 구조의 inline DM에서 NRD가 각각 0 ps/nm 와 최적 (+10 ps/nm 또는 -10 ps/nm)으로 설정된 경우 EOP가 1 dB가 되는 최악 채널의 최소 허용 전력과 최대 허용 전력을 나타낸 것이다. 우선 one-end 구조에서 NRD를 0 ps/nm로 설정한 경우보다 NRD를 최적으로 설정하게 되면 RDPS에 따라 차이가 있기는 하지만 최소 허용 전력은 약 1 dBm 정도 개선되고 최대 허용 전력은 0.8~2.2 dBm 정도 개선되는 것을 알 수 있다. 반면 bi-end 구조에서는 NRD를 최적으로 설정하게 되면 최소 허용 전력은 약 1 dBm 정도 개선되고 최대 허용 전력은 1.0~2.0 dBm 정도 개선 되는 것을 알 수 있다.



그림 7. RDPS에 따른 최악 채널의 1 dB EOP 기준 허용 입사 전력

Fig. 7. Allowable launching power of worst channel as a function of RDPS.

또한 그림 6에서도 확인하였듯이 one-end 구조가 bi-end 구조보다 전력 마진이 크기는 하지만 RDPS가 증가할수록 조금씩 줄어드는 것을 알 수 있다. 그러나 bi-end 구조의 경우 RDPS가 커질수록 전력 마진이 증가하는 특성을 보이고 있다. 즉 RDPS가 400 ps/nm로 비교적 큰 값으로 설정된 전송 링크에 inline DM을 위한 구조가 one-end이던 bi-end이던 NRD가 최적이 되도록 precompensation과 postcompensation을 적용하면 비슷한 크기의 전력 마진을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

#### IV. 결 론

전체 전송로 중간에 OPC가 위치한 WDM 전송 링크에 bi-end 구조의 DM이 적용된 경우의 WDM 채널의 전송 성능을 전통적인 구조인 one-end 구조의 DM이 적용된 WDM 전송 시스템에서의 전송 성능과의 비교를 통해 살펴보았다.

우선 두 구조 모두 최적의 NRD는 RDPS에 따라 +10 ps/nm나 -10 ps/nm가 되어야 하는 것을 확인하였다. 소신호 전송 성능 평가인 Q-factor의 성능 비교를 통해 bi-end와 one-end 모두 RDPS가 커질수록 수신 감도가 나빠지는 것을 알 수 있었고, RDPS별 수신 감도는 one-end 구조로 설계된 경우와 bi-end로 설계

된 경우가 거의 동일하다는 것을 확인할 수 있었다.

또한 대신호 전송 성능 평가인 EOP의 성능 비교를 통해 one-end 구조가 bi-end 구조보다 전력 마진이 크지만 RDPS가 커질수록 조금씩 줄어드는 반면 bi-end 구조의 경우 RDPS가 커질수록 전력 마진이 증가하는 특성을 보이는 것을 확인하였다.

결과적으로 전송 링크에 DM을 적용하는데 있어 RDPS를 400 ps/nm 정도로 크게 설계하는 경우에는 DCF의 위치에 따른 구조, 즉 one-end나 bi-end 구조에 크게 상관없는 시스템 성능을 얻을 수 있어 실제 WDM 전송을 위한 전송 링크는 다른 기타의 설계 조건, 즉 전체 전송로 길이, 링크 간격의 다양성 등에 따라 융통적으로 구현될 수 있음을 확인하였다.

#### 참 고 문 헌

- [1] N. Henmi, T. Saito, and S. Nakaya, "An arrangement of transmission fiber dispersions for increasing the spacing between optical amplifiers in lumped repeater systems," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 5, pp. 1337-1340, 1993.
- [2] A. Naka and S. Saito, "Transmission distance of in-line amplifier systems with group-velocity-dispersion compensation," *J. Lightwave Technol.*, vol. 13, pp. 862-867, 1995.
- [3] C. C. Chang and A. M. Weiner, "Fiber transmission for sub-500-fs pulses using a dispersion-compensating fiber," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 33, pp. 1455-1464, 1997.
- [4] S. Bigo and A. Bertina, "WDM transmission experiments at 32×10 Gb/s over nonzero dispersion-shifted fiber and standard single mode fiber," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 11, pp. 1316-1318, 1999.
- [5] A. H. Gnauck, J. M. Wiesenfeld, L. D. Garrett, M. Eiselt, F. Forghieri, L. Arcangeli, B. Agogliata, V. Gusmeroli, and D. Scarano, "16×20 Gb/s, 400 km WDM transmission over NZDSF using a slope

- compensating fiber-grating module," *IEEE Photonics Technol. Lett.* vol. 12, pp. 437-439, 2000.
- [6] J. Wang and K. Petermann, "Small signal analysis for dispersive optical fiber communication systems," *J. Lightwave Technol.* vol. 10, pp. 96-100, 1992.
- [7] G. Belotti, M. Varai, C. Francia, and A. Bononi, "Intensity distortion induced by cross-phase modulation and chromatic dispersion in optical-fiber transmissions with dispersion compensation," *IEEE Photonics Technol. Lett.* vol. 10, pp. 1745-1747, 1998.
- [8] G. Bellotti, A. Bertaina, and S. Bigo, "Dependence of self-phase modulation impairments on residual dispersion in 10-Gb/s-based terrestrial transmissions using standard fiber," *IEEE Photonics Technol. Lett.* vol. 11, pp. 824-826, 1999.
- [9] 이성렬, "집중형 분산 제어 WDM 전송 시스템에서 Mid-span spectral inversion 기술", *한국통신학회논문지*, 제 33권 1호, pp. 7-15, 2008.
- [10] 이성렬, "Inline 분산 제어 광전송 링크에서 전체 잉여 분산", *한국항공학회논문지*, 제 12권 4호, pp. 311-316, 2008.
- [11] 이성렬, 임항빈, "분산 제어가 적용된 광전송 링크에서 광 위상 공액의 비대칭성", *한국통신학회논문지*, 제 35권 8호, pp. 801-809, 2010.
- [12] S. Wen, "Bi-end dispersion compensation for ultralong optical communication system," *J. Lightwave Technol.* vol. 17, pp. 792-798, 1999.
- [13] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, Academic Press, 2001.
- [14] S. L. Jansen, D. van den Borne, P. M. Krummrich, S. Spälter, G.-D. Khoe, "Long-haul DWDM transmission systems employing optical phase conjugation", *IEEE J. of Selected Topics in Quantum Electro.*, vol. 12, no. 4, pp. 505-520, 2006.
- [15] R. J. Nuyts, L. D. Tzeng, O. Mizuhara, and P. Gallion, "Effects of transmitter speed and receiver bandwidth on the eye margin performance of a 10-Gb/s optical fiber transmission system", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 9, pp. 532-535, 1997.
- [16] H. Kim and A. H. Gnauck, "Experimental

investigation of the performance limitation of DPSK systems due to nonlinear phase noise," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 15, no. 2, pp. 320-322, 2003.

## 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 부교수

관심분야 : WDM 시스템, 광의 비선형 현상 분석, 광솔리톤 전송