

분산 제어와 OPC를 갖는 광전송 링크를 이용한 WDM 신호의 Q-factor 개선

Q-factor Improvements of WDM Signals using Optical Transmission Link with Dispersion Management and OPC

이성렬*

Seong-Real Lee*

요 약

채널 전송률이 40 Gbps인 WDM 채널들의 성능을 개선시키는 새로운 광전송 링크 기술을 제안하였다. 제안된 광전송 링크는 전체 전송로 중간에 광 위상 공액기 (optical phase conjugator)를 두고 전송로에서 축적된 분산은 분산 제어 (DM; dispersion management)을 통해 보상하는 구조이다. DM이 OPC와 결합하면 DM을 통해 전송 링크 전체에서 축적된 분산량을 줄여줌과 동시에 OPC에 의한 비선형성 보상의 정도를 더욱 좋게 하여 결과적으로 모든 채널들의 Q-factor가 크게 개선되는 것을 확인하였다. 그리고 모든 WDM 채널들의 Q-factor 개선은 광전송 링크의 전체 잉여 분산 (NRD; net residual dispersion)에 크게 의존한다는 것을 알 수 있었다.

Abstract

New optical transmission link techniques improving performance of WDM channels, each channel have bit rate of 40 Gbps, are proposed. The proposed optical link configuration consist of optical phase conjugator (OPC) placed at middle of total transmission length, and dispersion management (DM) as a role of compensating dispersion cumulated in transmission line. It is confirmed that Q-factor of total channels are improved by combining OPC and DM in optical transmission link as a result of following fact; DM not only mitigate the cumulated dispersion in total transmission line but also help OPC to compensate optical nonlinearities. And, it is confirmed that the improvement of Q-factor of overall WDM channels depends on net residual dispersion (NRD) of optical link.

Key words : WDM, Q-factor, Dispersion management, Dispersion map, OPC, Net residual dispersion, pre(post)compensation

I. 서 론

광전송 시스템에서 전송 거리의 신장은 기존의 광

증계기 대신에 에르븀 첨가 광섬유 증폭기 (EDFA; erbium-doped fiber amplifier)와 같은 광섬유 증폭기를 적당한 간격으로 설치함으로써 보다 경제적으로 가

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

- 제1저자 (First Author) : 이성렬
- 투고일자 : 2008년 11월 21일
- 심사(수정)일자 : 2008년 11월 26일 (수정일자 : 2009년 1월 13일)
- 게재일자 : 2009년 2월 28일

능해졌다. 더욱이 EDFA의 대역폭이 더욱 증가하고 있어 WDM과 같은 광대역 전송 시스템의 전송 거리도 날로 증가하고 있다. 그러나 광전송 링크에 광섬유 증폭기를 사용하면 광 신호의 전력이 커지게 되어 Kerr 효과에 의한 비선형 현상에 기인하는 신호 왜곡이 증가하여 신호의 품질은 저하된다[1].

WDM 전송 시스템에서의 대용량 전송은 채널 당 전송 속도의 고속화와 채널 간격의 조밀화를 통해 가능하다. 현재 채널 간격은 100 GHz (0.8 nm)를 넘어 50 GHz (0.4 nm)로 좁아지고 있고, 채널 당 전송 속도는 10 Gbps에서 40 Gbps로 증가하고 있는 추세에 있다. 그러나 채널 당 전송 속도가 높아지면 각 채널들이 광섬유가 갖는 색 분산 (chromatic dispersion)의 영향을 더욱 민감하게 받아 신호 왜곡이 증가하게 된다. 그리고 채널 간격이 좁아지게 되면 앞서 언급한 비선형 현상을 더 많이 받게 된다[2].

또한 WDM 채널 당 전송 속도가 40 Gbps 이상인 광전송에서의 색 분산의 영향은 광 전송로가 단일 모드 광섬유 (SMF; single mode fiber)인 경우 분산 천이 광섬유 (DSF; dispersion shift fiber)와 비 영 분산 천이 광섬유 (NZ-DSF; non zero - DSF) 보다 분산 계수가 16-17 ps/nm/km로 크기 때문에 더욱 증가하게 된다.

따라서 채널 당 전송 속도가 40 Gbps 이상이고 채널 간격이 100 GHz 이하인 WDM 전송을 위한 광전송 링크는 색 분산과 비선형성을 줄여주거나 제거해 줄 수 있는 기술들이 접목되어야 한다.

본 연구에서는 24 채널 × 40 Gbps (= 960 Gbps)

WDM 신호의 고품질 전송에 효과적인 광전송 링크 기술을 제안하도록 한다. 제안하는 광전송 링크는 전체 전송로 중간에 광 위상 공액기 (OPC; optical phase conjugator)를 두어 채널들이 겪는 비선형성을 완화시켜 주고, 전송로로 채택된 SMF에서 축적되는 분산량은 SMF와 반대되는 특성을 갖는 분산 보상 광섬유 (DCF; dispersion compensation fiber)를 추가해 제거하거나 줄여주는 분산 제어 (DM; dispersion management)[3]가 결합된 구조이다.

OPC를 이용한 비선형 현상의 보상은 이론적으로 광 신호의 전력이 OPC를 중심으로 대칭적이어야 하지만, 광섬유에서의 손실과 EDFA에서의 증폭 때문에 실제로 대칭을 만들기 어렵다[4]. 더욱이 색 분산에 의한 신호 왜곡이 더욱 심할수록 광 전력의 비대칭화에 의한 OPC의 비선형성 보상 한계가 더욱 커지게 된다. 광 전력의 대칭화를 위해 라만 펌핑 (counterpropagating Raman pumping)을 이용할 수 있지만[5] 큰 라만 이득 (약 2~3 dB net gain)이 필요하다는 단점이 있다.

OPC에 DM이 추가적으로 결합하면 분산의 영향을 줄여주기 때문에 OPC에 의한 비선형성 보상 효과가 OPC만 사용한 경우에 비해 좋아지리라 판단한다. 그러나 시스템 구조에 맞는 분산 맵 (dispersion map)을 갖도록 DM이 설계되고 적용되어야 그 효과가 나타날 것이다. 따라서 본 논문에서는 전송 링크 시작과 끝에만 DCF를 두고 전체 축적 분산량을 제어하는 집중형 (lumped) DM과 매 SMF 구획 (span) 마다 DCF를 두어 제어하는 inline DM이 각각 OPC와

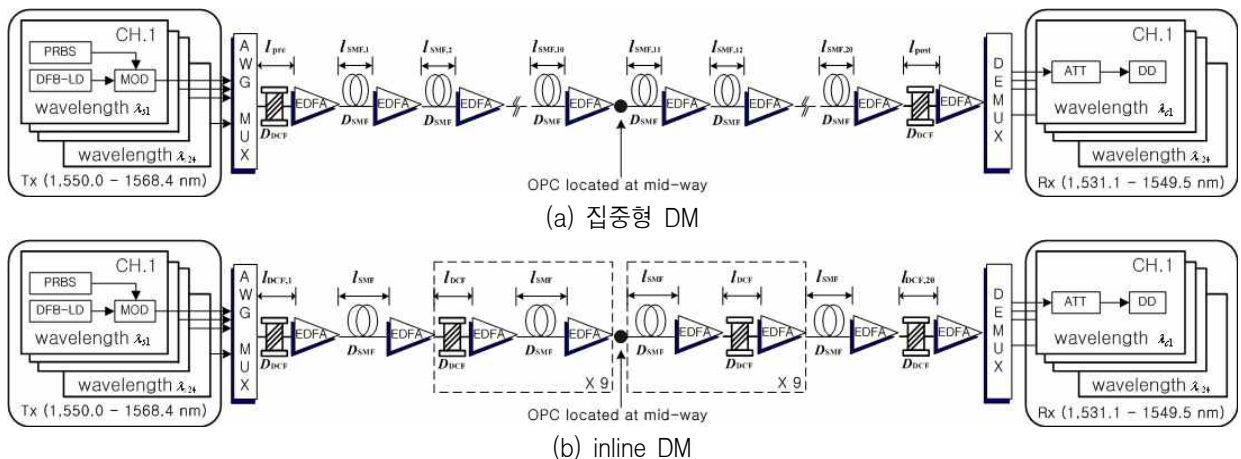


그림 1. 분산 제어와 OPC를 갖는 광전송 링크를 통한 WDM 전송

Fig. 1. WDM transmission through optical transmission links with dispersion managements and OPC.

결합할 때 모든 채널들을 효과적으로 보상하는 DM의 구조를 도출해 보고자 한다. DM 구조 설계를 위한 파라미터로는 precompensation과 postcompensation, 최종 수신단에서 축적된 분산량으로 정의되는 전체 잉여 분산 (NRD; net residual dispersion)을 사용하였다.

WDM 각 채널의 변조 파형 형식은 NRZ를 가정하였고, 이들의 수신 성능 평가 파라미터로는 Q-factor를 사용하였다.

II. 시뮬레이션을 위한 시스템 모델링

그림 1은 본 논문에서 살펴보는 전체 전송로 중간에 OPC가 위치하고 DM이 적용된 광전송 링크와 이에 24 채널의 WDM을 위한 송신부와 수신부를 연결한 시스템의 전체 구조를 나타낸 것이다. 그림 1(a)는 집중형 DM이, 그림 1(b)는 inline DM이 각각 적용된 구조이다. 그림 1에서 WDM 송신부는 강도 변조(IM; intensity modulation) 방식의 송신기 24개가 병렬로 구성된 것으로 가정하였다. 송신기를 구성하는 레이저는 분포 궤환 레이저 (DFB-LD; distributed feedback laser diode)로 하였고 각 레이저별 파장은 각각 1,500.0 nm부터 100 GHz 간격으로 1,568.4 nm까지 할당하였다. 그림 1에서 각 채널마다 독립적으로 40 Gbps의 128(=2⁷) PRBS(pseudo random bit sequence)가 발생되고 PRBS에 따라 변조기(MOD)는 소광비 (extinction ratio) 10 dB의 NRZ 형식의 2차 수퍼 가우시안 펄스를 생성시킨다.

24개의 변조 신호들은 배열 도파로 격자 다중화장치 (AWG MUX; arrayed-waveguide grating multiplexer)에서 다중화되어 광전송 링크로 보내어진다. 송신부부터 OPC까지의 전송 링크와 OPC부터 수신부까지의 전송 링크를 각각 전반 구간 (former section)과 후반 구간 (latter section)이라고 한다면, 전반 구간을 전파하면서 색 분산과 비선형성에 의해 왜곡된 다중화된 신호는 OPC에서 공액 변환되어 (공액 변환된 후 신호의 파장은 1,531.1 ~ 1,549.5 nm) 나머지 후반 구간을 전파하고 역다중화된 후 각 채널마다 직접 검파 방식 (DD; direct detection)으로 수신 처리

되면 신호의 왜곡을 보상할 수 있다.

전체 전송 링크 중간에 위치한 OPC는 참고 문헌 [6]에서와 동일한 파라미터를 갖는 HNL-DSF (highly nonlinearity - dispersion shifted fiber)를 비선형 매질로 갖는 구조로 모델링하였다. 그리고 그림 1의 24개 수신기는 모두 5 dB의 잡음 지수를 갖는 전치 증폭기, 1 nm 대역폭의 광 필터, PIN 다이오드, 버터워스 형태의 펄스 정형 필터와 판별 회로로 구성된 DD 방식의 수신기로 가정하였고, 수신 대역폭은 0.65 x 비트율로 가정하였다[7].

전체 전송 링크를 통해 전파하는 광 신호의 수치적 분석은 아래 식 (1)의 비선형 슈뢰딩거 방정식 (NLSE; nonlinear Schrödinger equation)을 가지고 수행한다[8].

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

여기서 $j, k=1, 2, \dots, 16$, A_j 는 WDM의 j -번째 채널의 포락선, α 는 광섬유의 손실 계수, β_{2j} 는 색 분산 파라미터, β_{3j} 는 3차 색 분산 파라미터, $\gamma_j = (2\pi n_2 / A_{eff} \lambda_j)$ 는 비선형 계수, n_2 는 비선형 굴절 계수, A_{eff} 는 광섬유의 유효 코어 영역, λ_j 는 j -번째 채널의 신호 파장, $T = t - z/v_j$ 이다. 본문에서 식 (1)의 수치적 분석은 단계 분할 푸리에 (SSF; split-step Fourier) 기법을 이용하여 Matlab으로 구현하여 이루어졌다[8].

III. 광전송 링크의 구조와 수치 해석 방법

그림 1(a)와 (b), 즉 집중형 DM과 inline DM 모두 주 전송로로 SMF를 사용하였다. SMF의 손실 계수 α_{SMF} 는 0.2 dB/km, 비선형 계수 γ_{SMF} 는 1.41 W⁻¹ km⁻¹ (@1,550 nm), 분산 계수 D_{SMF} 는 16 ps/nm/km (@1,550 nm)로 가정하였다. 그리고 SMF가 50 km의 간격 (그림 1에서 l_{SMF} , 또는 $l_{SMF,n}$)마다 EDFA에 의해 전반 구간과 후반 구간에서 각각 동일하게 10개로 연결된 것으로 하였다. 따라서 SMF 한 구획 (span)에서 축적되는 분산량은 800 ps/nm이고, 각 전

송 구간에서 축적되는 분산량은 8,000 ps/nmm, 전체 전송로에서 축적되는 분산량은 16,000 ps/nm이다.

SMF 구획, 또는 각 전송 구간에서 축적되는 높은 분산량을 제거하거나 줄여주기 위해 추가되는 DCF의 손실 계수 α_{DCF} 는 0.4 dB/km, 비선형 계수 γ_{DCF} 는 $4.83 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$ (@1,550 nm)로 집중형 DM과 inline DM 모두 동일하게 가정하였다. 그러나 분산 계수 D_{DCF} 는 집중형 DM의 경우 -100 ps/nm/km로, inline DM의 경우 -80 ps/nm/km로 가정하였다.

그림 1(a)의 집중형 DM은 전체 전송 링크 중 일부 분에만 DCF를 두어 전체 분산량을 제어하는 구조로, 전반 구간에서는 송신부 바로 다음, 즉 전송 링크의 시작 부분에만, 반면 후반 구간에서는 수신부 바로 전, 즉 전송 링크의 끝 부분에만 DCF를 두는 구조로 설계하였다. 송신부 바로 다음에 있는 DCF의 길이 l_{pre} 에 변화를 주어 precompensation을 제어하고, 동시에 수신부 전에 있는 DCF의 길이 l_{post} 에 변화를 주어 postcompensation을 제어하고, 이들 변화된 precompensation과 postcompensation에 의해 NRD가 결정되는 구조로 설계하였다.

그림 1(b)의 inline DM은 전송 링크를 구성하는 매 SMF 구획마다 분산 보상을 수행하는 구조로 전반 구간은 SMF 구획 전에 DCF 링크를 추가한 구조이고, 후반 구간은 SMF 구획 다음에 DCF 링크를 추가한 구조로 하였다. 이는 OPC가 전체 전송로 중간에 있기 때문에 광 전력의 분포를 구조적으로나마 대칭을 만들기 위해서이다. 집중형 DM에서와 마찬가지로 송신부 바로 다음에 있는 DCF의 길이 $l_{DCF,1}$ 에 변화를 주어 precompensation을 제어하고, 동시에 수신부 전에 있는 DCF의 길이 $l_{DCF,20}$ 에 변화를 주어 postcompensation을 제어하고, 이들 변화된 precompensation과 postcompensation에 의해 NRD가 결정되는 구조로 설계하였다. 그러나 나머지 DCF 길이 $l_{DCF,n}$ ($n = 2, 3, \dots, 19$)는 SMF 구획에서 축적되는 분산량은 800 ps/nmm이고 inline DM에서 D_{DCF} 는 -80 ps/nm/km이기 때문에 분산 보상을 0 ps/nm로 만드는 10 km로 고정하였다.

OPC를 갖는 전송 링크에서 OPC를 중심으로 한 전력의 비대칭성에 기인한 비선형성 보상의 한계를 시스템 구조에 맞는 최적의 분산 맵으로 설계된 DM

을 전송 링크에 추가함으로써 극복하고자 하는 본 논문의 목적을 위해 모든 WDM 채널들을 동시에 효과적으로 보상할 수 있는 NRD를 도출하고 적용하고자 전송 품질이 최상인 채널과 최악인 채널의 시스템 성능 차이를 가장 적게 만드는, 집중형 DM에서는 l_{pre} 와 l_{post} 의 도출, inline DM에서는 $l_{DCF,1}$ 과 $l_{DCF,20}$ 의 도출을 통해 수행한다. 집중형 DM에서 각 전송 구간에서 축적되는 분산량은 8,000 ps/nmm이고 D_{DCF} 는 -100 ps/nm/km이기 때문에 NRD를 0 ps/nm로 만드는, 즉 precompensation과 postcompensation을 각각 0 ps/nm로 만드는 l_{pre} 와 l_{post} 는 각각 80 km이다. 따라서 l_{pre} 와 l_{post} 의 변화 범위는 1~80 km로 하였다. 반면 inline DM에서 한 SMF 구획에 축적되는 분산량은 800 ps/nmm이고 D_{DCF} 는 -80 ps/nm/km이기 때문에 $l_{DCF,1}$ 와 $l_{DCF,20}$ 의 변화 범위는 1~10 km로 하였다.

DCF 길이 변화를 통한 precompensation과 postcompensation, 즉 NRD 변화에 대한 WDM 채널들의 성능 평가는 식 (2)의 Q-factor[9]를 가지고 수행한다.

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

여기서 BER은 비트 에러율 (bit error rate)로 아래의 식으로부터 계산된다[10].

$$\text{BER} = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{2} \left\{ \frac{(1 - c_{ISI}^+ - \tau) I_{s,av}}{\sigma_{mark}} \right\} \right] + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{2} \left\{ \frac{(\tau - c_{ISI}^-) I_{s,av}}{\sigma_{space}} \right\} \right] \quad (3)$$

여기서 $I_{s,av}$ 는 시간 평균 신호 광 전력 (time-averaged signal photo currents)이고, c_{ISI}^+ 와 c_{ISI}^- 는 각각 마크('1')와 스페이스('0')에서의 눈 닫힘 (eye closures) 값, σ_1 과 σ_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, 이들 값들은 모두 수신단에서 전진 에러 정정 (FEC; forward error correction) 처리 후 무에러 전송이 가

능한 값이다 [11].

IV. 시뮬레이션 결과 및 검토

그림 2는 전체 전송로 중간에 OPC만 있고, DM은 적용하지 않은 그림 1의 전송 링크 구조를 통해 40 Gbps 속도의 NRZ 채널 8개를 동시 전송시킨 경우 수신단에서 얻은 각 채널의 Q-factor를 나타낸 것이다. 본 논문에서 살펴볼 24 채널을 전송하지 않고 8 채널만 전송한 것은 채널수를 그 이상으로 늘려 전송시킨 경우 파장이 큰 채널들의 수신 성능이 급격히 저하되어 Q-factor가 측정될 수 없을 만큼 나타나기 때문이다. 8 채널만을 전송한 경우에 있어서도 채널마다의 수신 성능이 매우 다르게 나타나 모든 채널들을 비슷한 품질로 보상하여 전송하는 것이 불가능하다는 것을 알 수 있다. 예를 들어 16.9 dB의 Q-factor를 수신 성능 기준으로 한다면 채널 1의 수신 감도는 약 -17.5 dBm인 반면 채널 8의 수신 감도는 약 +2.5 dBm로 두 채널 사이의 전력 패널티가 약 20 dB이다.



그림 2. OPC만 갖는 광전송 링크를 사용한 WDM 전송에서 Q-factor

Fig. 2. Q-factor characteristics in WDM transmission using optical link with only OPC.

그림 2의 결과가 의미하는 것은 앞서 언급했듯이 WDM 신호 왜곡 보상을 위해 OPC만을 사용하게 되면 OPC를 중심으로 한 광 전력 대칭화가 불가능하

여, 특히 파장이 큰 채널들의 분산 효과가 크게 나타나고 이에 의해 비선형성 보상에서의 한계가 더욱 크게 나타나기 때문이라고 할 수 있다.

그림 3은 그림 1에서 집중형 DM의 경우 l_{pre} 와 l_{post} , inline DM의 경우 $l_{DCF,1}$ 와 $l_{DCF,20}$ 를 동시에 같은 크기로 변화시켜서 NRD가 변화되는 전송 링크를 통해 채널의 입사 전력이 -14 dBm인 24 채널 WDM 신호를 전송시킨 경우 NRD에 따른 Q-factor가 가장 좋게 나타나는 채널과 최악으로 나타나는 채널의 Q-factor 차이인 ΔQ 를 나타낸 것이다. 우선 OPC만 적용한 그림 2의 결과와 비교해 보면, 그림 2에서는 ΔQ 가 측정할 수 없을 정도로 매우 크게 나타난 반면 전송 링크에 DM을 추가하면 전체 전송로의 분산량 제어를 통해 전체 채널들의 색 분산과 비선형성 보상이 크게 이루어져 최고 채널과 최악 채널의 ΔQ 가 NRD에 의존하지만 크게 줄어드는 것을 알 수 있다. ΔQ 를 최소로 만드는 NRD는 집중형 DM이 적용된 경우 +200 ps/nm (이 값은 $l_{pre}=l_{post}=79$ km에서 얻어진다)이고, inline DM이 적용된 경우 +160 ps/nm (이 값은 $l_{DCF,1}=l_{DCF,20}=9$ km에서 얻어진다)인 것을 알 수 있다.

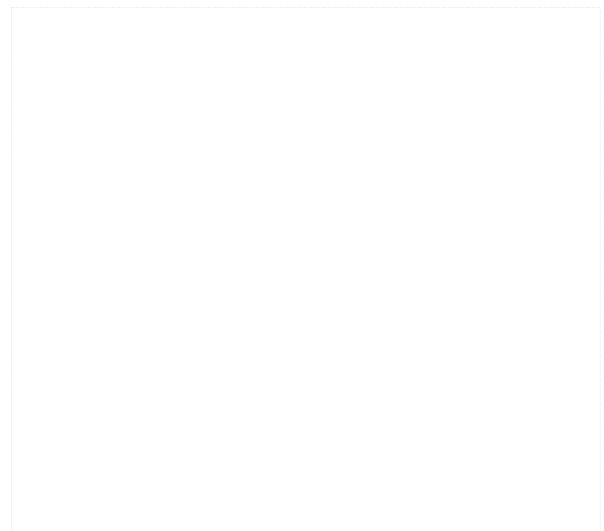


그림 3. NRD 대 ΔQ

Fig. 3. NRD versus ΔQ .

ΔQ 를 최소로 만드는 NRD가 0 ps/nm보다 다소 크게 얻어진 것은 OPC가 모든 채널들의 비선형성을 효과적으로 보상하기 위해서는 약간의 광 펄스 퍼짐 (broadening)을 허용해야 한다는 것을 의미한다. 즉

전송로 전체에 있어 분산량이 크게 축적되어 있으면 OPC를 중심으로 한 광 전력의 비대칭적 분포가 더욱 크게 나타나 신호 왜곡의 보상이 전혀 불가능하지만 DM을 통해 광 펄스 퍼짐을 억제한 링크 구조에서 OPC를 중심으로 한 광 전력의 대칭적 분포가 어느 정도는 나타날 수 있고, 이 경우 양(positive)의 NRD에 의한 광 펄스의 퍼짐은 상대적 광 강도의 저하를 가져오기 때문에 강도에 의존하는 비선형 현상의 정도가 다소 감소되고 OPC에 의한 비선형성 보상이 더욱 개선된다는 것을 의미한다.

그림 4는 그림 3으로부터 얻은 결과인 집중형 DM과 inline DM에서 NRD가 각각 200 ps/nm와 160 ps/nm로 설계된 그림 1의 전송 링크를 통해 24 채널 WDM 신호를 동시에 전송한 경우 수신 전력에 따른 최고 채널과 최악 채널의 Q-factor를 OPC만 적용된 전송 링크를 통해 8 채널 WDM 신호를 동시에 전송한 경우 채널 1과 채널 7의 Q-factor와 비교한 것이다. 그리고 그림 5는 NRD = 200 ps/nm로 설계된 집중형 DM이 적용된 그림 1(a)의 전송 링크를 통해 전송된 24 개 채널의 수신 전력에 따른 BER 특성을 나타낸 것이다.

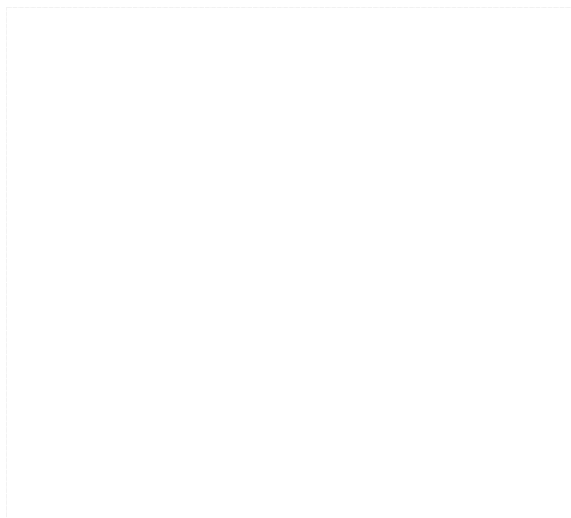


그림 4. 최고와 최악 채널의 Q-factor
Fig. 4. Q-factor of best and worst channels.



그림 5. NRD = 200 ps/nm인 경우의 BER 특성
Fig. 5. BER characteristics in the case of NRD = 200 ps/nm.

우선 그림 4를 통해 NRD가 시스템 파라미터에 관계해 최적으로 선택되면 DM의 구조에 크게 관계없이 16.9 dB의 Q-factor를 성능 기준으로 한 경우 채널 간 전력 페널티를 0.5 dB 정도로 매우 크게 개선시킬 수 있다는 것을 확인할 수 있다. 이러한 결과는 그림 5를 통해서도 확인할 수 있는데, 10^{-12} BER을 기준으로 채널 간 전력 페널티가 약 0.5 dB이다. 반면 OPC만 적용된 경우 채널 1과 7의 전력 페널티는 14.3 dB이다.

그림 4와 그림 5의 결과가 의미하는 것은, 먼저 앞서 언급했듯이 DM이 OPC와 결합하면 DM을 통해 전송 링크 전체에서 발생하는 분산 효과를 줄여줌과 동시에 OPC에 의한 비선형성 보상의 정도가 더욱 좋아져서 결과적으로 모든 채널들의 성능을 더욱 크게 개선을 할 수 있다는 것이다. 그리고 이 경우 모든 채널들의 전송 성능 개선은 DM의 구조보다 NRD, 즉 precompensation과 postcompensation에 크게 의존한다는 것이다.

V. 결 론

지금까지 장거리 대용량 WDM 전송을 위한 전송 링크에 OPC와 DM 기술을 적용하고 시스템 구조에 관계해 최적의 NRD를 도출해 적용하면 모든 채널들의 Q-factor가 개선되어 0.5 dB의 매우 낮은 전력 페

널티로 고품질 전송이 가능한 것을 살펴보았다.

본 연구를 통해 우선 기존의 OPC만을 이용해 색 분산과 비선형성에 의한 왜곡을 보상하는 기술에 비해 DM이 전송 링크에 추가되면 40 Gbps 속도를 갖는 고속의 WDM 채널들을 고품질로 전송할 수 있다는 것을 확인하였다. 그리고 모든 WDM 채널들의 시스템 성능 개선은 NRD에 크게 의존하지만 최적 NRD는 DM 구조에 크게 관계하지 않는다는 것을 알 수 있었다.

본 논문에서 제안한 전송 링크 구성 기술은 전송 용 광섬유에 분산에 의한 신호 품질 저하를 억제하기 위하여 추가적으로 DCF 등을 추가하였기 때문에 전송로 비용이 SMF만 사용한 경우에 비해 증가할 수 있다. 하지만 고품질의 대용량 및 장거리 전송이 가능함에 따른 QoS가 향상되어 궁극적으로 시스템 비용을 줄일 수 있다고 판단된다.

참 고 문 헌

- [1] A. R. Chraplyvy, "Limitations on lightwave communications imposed by optical-fiber nonlinearities", *J. Lightwave Technol.*, vol. LT-8, no. 10, pp 1548~1557, 1990.
- [2] J. Nagel, "Fiber issues for system deployment," in *Proc. Optical FiberCommunication'2001, Anaheim, CA*, 2001, Paper TuD1.
- [3] A. Färbert, C. Scheerer, J.-P. Elbers, C. Glingener, and G. Fischer, "Optimized dispersion management scheme for long-haul optical communication systems," *Electron. Lett.*, vol. 35, no. 21, pp. 1865~1866, Oct. 1999.
- [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] I. Brener, et al., "Cancellation of all Kerr nonlinearities in long fiber spans using a LiNbO3 conjugator and Raman amplification," *presented at*

the Opt. Fiber Comm. Conf. (OFC 2000), Paper PD33, 2000.

- [6] 이성렬, "WDM 채널수에 따른 최적의 OPC 위치 및 광섬유 분산 계수", *한국항공학회논문지 제11권 2호*, pp. 177~186, 2007.
- [7] G. P. Agrawal, *Fiber-optic communication systems*, John Wiley & Sons, Inc., 2002.
- [8] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, Academic Press, 2001.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 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 통신 정보공학과 (공학사)

1992년 8월 : 한국항공대학교 대학원 통신정보공학과 (공학석사)

2002년 2월 : 한국항공대학교 대학원 통신정보공학과 (공학박사)

1996년 1월~2002년 5월 : (주)세영

통신 전파기술연구소 책임연구원

2002년 6월~2004년 2월 : (주)에이티엔 기술연구소장

2004년 3월~현재 국립목포해양대학교 해양전자통신공학부 조교수

관심분야 : WDM 시스템, 광의 비선형 현상 분석, 광솔리톤 전송