

# 분산 제어와 광 위상 공액이 적용된 광전송 링크에서 총 전송 거리와 증계 간격에 따른 전체 잉여 분산과 입사 전력의 최적화

정회원 이 성 렬\*

## Optimization of Net Residual Dispersion and Launching Power Depend on Total Transmission Length and Span Length in Optical Transmission Links with Dispersion Management and Optical Phase Conjugation

Seong-Real Lee\* *Regular Member*

요 약

단일 모드 광섬유 (SMF; single mode fiber)의 색 분산과 자기 위상 변조 (SPM; self phase modulation)에 의한 신호 왜곡을 보상하기 위하여 분산 제어 (DM; dispersion management)와 광 위상 공액 (OPC; optical phase conjugation)이 적용된 파장 분할 다중 (WDM; wavelength division multiplexed) 시스템에서 전송 링크의 설계 기준을 살펴보았다. 본 연구에서 고려한 전송 링크의 설계 기준은 precompensation과 postcompensation에 의해 결정되는 최적 전체 잉여 분산 (NRD; net residual dispersion)과 채널의 최적 입사 전력 범위이다. 최적 NRD는 WDM 시스템의 전체 전송 거리와 증계 간격에 상관없이 precompensation과 postcompensation에 따라 각각 +10 ps/nm와 -10 ps/nm로 얻어졌다. 그러나 전송 거리와 증계 간격이 짧을수록 시스템 성능이 전반적으로 더욱 양호하게 나타나고, 비교적 넓은 유효 입사 전력 범위에 대해 유효 NRD 범위가 넓게 분포한다는 것을 알 수 있었다.

**Key Words** : Total transmission length, Span length, Dispersion management, Optical Phase Conjugation, Net residual dispersion, Pre(post)compensation, Residual dispersion per span, Chromatic dispersion, Self phase modulation, WDM transmission

ABSTRACT

Design rules of optical transmission links with dispersion management (DM) and optical phase conjugation (OPC) for compensating optical signal distortion due to chromatic dispersion and self phase modulation (SPM) of single mode fiber (SMF) are investigated in this paper. Design rules consist of optimal net residual dispersion (NRD) and optimal range of launching power of wavelength division multiplexed (WDM) channels as a function of total transmission length and span length. In all considered total transmission length and span length, optimal NRD are obtained to +10 ps/nm and -10 ps/nm for transmission links, which is controlled by precompensation and postcompensation, respectively. It is confirmed that system performances are more improved and effective NRD for wide launching power have wider range as total transmission length and span length are more decreased.

\* Div. of Marine Electro. and Comm. Eng., Mokpo National Maritime University (reallee@mmu.ac.kr)

논문번호 : KICS2011-05-224, 접수일자 : 2011년 5월 19일, 최종논문접수일자 : 2011년 12월 5일

## 1. 서 론

VOD, HDTV와 IPTV 등의 새로운 서비스와 인터넷의 성장은 광섬유 기반 기간망에 대한 요구를 증대시키고 있다. 가입자 망에서 기존 디지털 가입자 회선은 새로운 서비스를 위한 전송 용량을 효과적으로 제공하지 못하기 때문에 캐리어(carrier)들은 수동 광 네트워크(PON; passive optical network)를 이용해 전송되고 있다. 차례로 이것은 향후 초광대역과 고성능 저가의 장거리 백본 광 링크(backbone optical link)의 요구를 증대시킬 것이다.

이러한 초광대역의 장거리 전송용 광 링크를 구현하기 위해 현재 다양한 광전송 기술들이 연구되고 있다. 그 중 단일 채널 초고속 광 시간 분할 다중(OTDM; optical time division multiplexed) 기술을 이용하여 1.28 Tbps의 단일 채널 전송이 보고되었다<sup>11</sup>. 하지만 아직 전송 거리가 수 십 km 정도에 머물러 있다는 한계를 가지고 있다.

반면 파장 분할 다중(WDM; wavelength division multiplexed) 전송은 현재 채널 간격을 100 GHz (0.8 nm 파장 간격) 이하로 하여 주어진 OTDM과 동일한 대역을 가지고도 대용량 정보를 전송할 수 있다는 이유로 현재 1 Tbps 이상의 속도에서의 전송 실험 결과들이 보고되고 있다<sup>2</sup>.

그러나 상기의 기술을 채택한 광전송 시스템들에서 광섬유가 갖는 현상인 그룹 속도 분산(GVD; group velocity dispersion)과 자기 위상 변조(SPM; self phase modulation)는 전송 용량과 전송 거리에 직접 제약을 준다<sup>3,4</sup>. GVD는 광섬유 굴절 계수가 광 신호 파장에 의존하기 때문에 발생하여 최대 전송 거리와 비트율을 제한하는 시간 영역에서의 퍼짐(broadening)을 일으킨다. 반면 비선형 현상 중 가장 주요한 현상인 SPM은 전파 중인 펄스에 주파수 칩(chirp)을 유도하는 강도 의존 위상 천이(intensity-dependent phase shift)를 발생시키고 결과적으로 주파수 영역의 퍼짐을 발생시킨다. 장거리 통신 링크에서 발생한 손실을 보상하기 위해 이용되는 in-line 광 증폭기에 의해 증가된 광 신호의 피크 전력 때문에 SPM은 더욱 증가하게 되고 링크 전반에 걸쳐 축적되어 심각한 펄스 왜곡을 가져온다. 결과적으로 단일 모드 광섬유(SMF; single-mode fiber)에서의 GVD와 SPM은 전파되는 펄스에 영향을 미치고 결국 에러를 발생시킨다.

GVD와 SPM 현상에 의한 신호 성능 저하를 줄여주기 위한 방법 중 하나가 솔리톤(soliton) 사용이다. 솔리톤은 펄스의 퍼짐을 제거하기 위해 SPM과 GVD 영

향을 적절하게 반대로 설계된 펄스이다. 솔리톤은 광섬유의 손실 때문에 전파되면서 에너지를 잃어버리고 결국 GVD와 SPM 사이의 엄격한 균형도 잃게 되지만 주기적인 증폭과 분산 보상을 통해 이러한 문제가 해결된다<sup>5</sup>. 그러나 실제 시스템에서의 솔리톤 적용은 아직 상용화되지 못하고 있는 실정이다.

많은 광전송 링크에서 GVD에 의한 성능 저하를 최소화하기 위한 방법 중 가장 많이 채택하는 기술은 분산 보상 광섬유(DCF; dispersion-compensating fibers)를 이용하는 분산 제어(DM; dispersion management)이다<sup>6-8</sup>. 즉 앞서 언급한 OTDM과 WDM 전송 시스템에서 전송 거리와 전송 용량을 늘려주기 위한 링크 기술로 DM을 채택하고 있다. SPM이 없는 경우 GVD 영향은 DCF의 이용으로 완전하게 보상될 수 있다. 그러나 SPM이 큰 영향을 미친다면 출력 펄스 모양은 100 % 분산 보상에 의해서도 복원될 수 없다.

DM을 전송 링크에 적용하는데 있어 중요하게 고려하여야 할 것은 광 신호의 변조 형식(modulation format)과 광섬유의 선택이다. 먼저 변조 형식의 선택에서 주요한 3가지 요인은 변조 스펙트럼, 송수신기 구조의 복잡성과 광섬유 비선형 효과에 대한 내성이다<sup>9</sup>. RZ(return-to-zero) 형식이 NRZ(non-RZ) 형식보다 비선형 효과에 의한 내성이 강한 반면 NRZ는 송수신기 구조를 간단하게 만들고 스펙트럼이 좁기 때문에 분산에 대한 내성이 강한 것으로 알려져 있다<sup>9,10</sup>. 그리고 40 Gbps를 초과하는 전송 시스템에서 G.652의 표준 SMF를 사용하는 경우가 RZ와 NRZ 전송 모두에서 G.655의 비 영 분산 천이 광섬유(NZDSF; non-zero dispersion shifted fiber)보다 장점이 많은 것으로 보고되고 있다<sup>8</sup>.

본 논문의 저자는 그동안의 연구를 통해 GVD와 SPM 효과를 보상하는 또 다른 방법으로 SMF 중계 간격마다 DM을 적용함과 동시에 GVD뿐만 아니라 SPM에 의한 왜곡 보상에 효과가 있는 광 위상 공액기(OPC; optical phase conjugator)를 전체 전송 링크의 중간에 두는 기술을 적용하면 시스템 성능을 개선시킬 수 있는 것을 보였다<sup>11-13</sup>. 전체 전송로 중간에 위치한 OPC가 GVD와 SPM에 의한 왜곡을 완전하게 보상하기 위해서는 국부 GVD와 광 전력의 분포가 OPC를 중심으로 대칭을 이루어야 하는데 실제 광전송 링크에서 광섬유 손실 때문에 이들의 대칭화가 어렵다는 한계를 갖고 있다. 그러나 본 논문의 저자는 전송 링크에 OPC와 DM을 결합시키는 경우 축적되는 전체 분산량, 즉 전체 잉여 분산량(NRD; net residual dispersion)을

최적화시킴으로써 OPC를 중심으로 한 비대칭성을 상쇄 또는 감소시킬 수 있다는 것을 확인하였다<sup>13)</sup>.

DM이 적용된 링크에서 GVD와 SPM이 모두 존재하는 경우 펄스의 성능 저하는 광 입사 전력뿐만 아니라 분산 맵 (dispersion map)에 매우 크게 의존한다. 따라서 최상의 시스템 성능은 NRD의 최적치 도출과 입사 전력의 최적화를 필요로 한다. 특히 WDM 시스템의 경우 GVD가 파장에 의존하기 때문에 NRD의 최적치 도출이 쉽지 않다. 더욱이 GVD와 SPM의 상호 반응과 영향, 그리고 OPC를 중심으로 한 실제적인 대칭 분포가 SMF의 중계(보상) 간격과 총 전송 거리에 따라 달라질 수 있기 때문에 NRD의 최적화와 입사 전력의 최적화에 영향을 줄 수 있다. 그러나 DM과 관련된 선행 연구들의 분석 결과 DM과 OPC가 결합된 WDM 전송 시스템에서 전송 거리와 중계(보상) 간격에 따른 NRD와 입사 전력의 최적화와 유효 범위에 대한 연구는 아직 보고되지 않았다.

따라서 본 논문에서는 분산 계수가 17 ps/nm/km인 SMF의 중계 간격이 80 km와 100 km이고 각각 이들이 구성하는 전체 SMF의 전송 거리가 800 km이고 1,600 km인 전송 링크에 중계 간격마다 DCF가 추가된 inline DM과 전체 전송 링크 중간인 400 km와 800 km에 OPC를 둔 WDM 전송에서 전송 거리와 중계(보상) 간격에 따른 NRD와 입사 전력의 최적화, 그리고 입사 전력에 따른 NRD의 유효 범위를 도출해본다.

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).

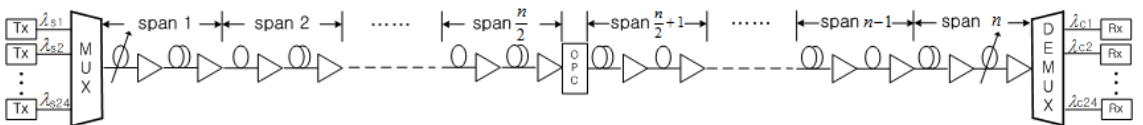
## II. 전송 링크의 구성

그림 1은 본 연구에서 살펴볼 광전송 링크의 구조를 나타낸 것이다. 우선 각 중계 구간은 SMF와 여기에서 축적된 분산을 보상하는 DCF로 구성하였다. SMF에

의한 총 전송 거리는 그림 1에서  $n$ 에 따라 800 km와 1,600 km의 두 가지 경우가 되도록 하였다. 각 중계 구간의 SMF의 길이  $l_{SMF}$ 는 모든 구간에서 80 km와 100 km의 두 가지 경우 중 하나로 동일하게 하였고, 두 경우 모두 분산 계수  $D_{SMF}$ 는 17 ps/nm/km로 하였다. 그리고 SMF의 손실 계수  $\alpha_{SMF}$ 는 0.2 dB/km, 비선형 계수  $\gamma_{SMF}$ 는  $1.41 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}(@1,550 \text{ nm})$ 로 모델링하였다.

또한 각 중계 구간에서의 분산 제어를 위해 SMF마다 추가되는 DCF의 손실 계수  $\alpha_{DCF}$ 는 0.4 dB/km, 비선형 계수  $\gamma_{DCF}$ 는  $4.83 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}(@1,550 \text{ nm})$ 로 설계하였다. DCF의 분산 계수  $D_{DCF}$ 는 모든 구간에서 동일하게 -100 ps/nm로 하였고, 각 중계 구간에서 축적되는 분산량으로 정의되는 중계 구간 당 잉여 분산량 (RDPS; residual dispersion per span)은 각각의 경우에 대해 송신부 바로 다음 (즉 첫 번째 구간)과 수신부 바로 전 구간 (즉  $n$  번째 구간)을 제외한 나머지 구간에서 0 ps/nm와 250 ps/nm가 되도록 설계하였다. 즉 총 전송 거리, SMF의 중계 거리와 RDPS에 따라 표 1과 같이 8가지 경우로 설계된 WDM 전송 링크 각각에서 NRD에 따른 시스템 성능을 살펴본다.

본 연구에서 적용한 시뮬레이션 조건은 일반적인 WDM 전송 파라미터를 따르기는 하지만, 기존의 다른 연구들에서의 WDM 전송 링크를 구성하는 각 중계 구간의 구조가 SMF 다음에 DCF를 추가하여 DM을 수행하는 구조인데 반해, 그림 1의 각 중계 구간의 구성은 기존 다른 연구들과 달리 MUX부터 OPC까지의 전송 링크에서는 SMF 앞에 DCF를 두는 구조로, OPC부터 DEMUX까지의 전송 링크에서는 SMF 뒤에 DCF를 두는 구조로 하였다. 이는 본 연구에서 WDM 신호의 보상을 위해 사용한 기술로 DM 외에 전체 전송 링크의 중간에 OPC를 추가로 채택하는 경우 OPC를 통한 비선형 왜곡을 보상하는 조건인 실제 분산 분포가 OPC를 중심으로 대칭이 되도록 하기 위함이고, 또한 바로 뒤에서 설명할 NRD 조절을 위한 precompensation과 postcompensation을 위해 잉여의 DCF 추가 없이 첫



Legend :  $\triangle$  is EDFA,  $\bigcirc$  is SMF span,  $\square$  is DCF span, and  $\bigcirc$  is DCF span with variable length for pre(post)compensation.

그림 1. WDM 전송 링크의 구성

표 1. 전송 링크의 구성을 위한 파라미터

RDPS [ps/nm]	$l_{SMF}$ [km]	L [km]	$l_{DCF}$ [km]	$l_{pre}$ or $l_{post}$ [km]
0	80	800	13.6	13.0~14.2
		1,600	13.6	13.0~14.2
	100	800	17.0	16.4~17.6
		1,600	17.0	16.4~17.6
250	80	800	11.1	23.0~24.2
		1,600	11.1	35.5~36.7
	100	800	14.5	23.9~25.1
		1,600	14.5	33.9~35.1

번째와 마지막 중계 구간의 DCF의 길이 변화로 가능하기 때문이다.

표 1의 모든 8가지 전송 링크에서 NRD의 변화는 송신부 바로 다음 중계 구간의 DCF의 길이인  $l_{pre}$ 의 변화를 통한 precompensation과 수신부 바로 전 구간의 DCF의 길이인  $l_{post}$ 의 변화를 통한 postcompensation을 조절하여 이루어지도록 하였다. 예를 들어,  $l_{SMF} = 80$  km이고 총 전송 거리 (L)가 800 km인 전송 링크(즉  $n = 10$ )에서 RDPS가 250 ps/nm이 되기 위한 2번째 구간부터 9번째 구간까지의  $l_{DCF}$ 는

$$l_{DCF} = \frac{(l_{DCF} \times D_{DCF}) - RDPS}{|D_{DCF}|} \quad (1)$$

를 통해 표 1과 같이 11.1 km로 결정되고, 송신부부터 OPC 전까지의 5개의 구간 중 첫 번째 구간을 제외한 나머지 4개 구간에서 축적된 분산량이 1,000 ps/nm (=  $4 \times 250$  ps/nm)이고 첫 번째 SMF에서 축적된 분산량이 1,360 ps/nm이므로 이들을 제거하기 위한  $l_{pre}$ 는 23.6 km가 되어야 한다 (즉 이 경우  $l_{post}$ 가 11.1 km로 설정되었다면 precompensation만으로 NRD가 0 ps/nm가 된다). 그러나 본 논문의 연구 목적인 NRD에 따른 시스템 성능을 살펴보기 위해서 표 1과 같이  $l_{pre}$  또는  $l_{post}$ 를 23.6 km를 중심으로 0.1 km 간격으로 23.0 km부터 24.2 km까지 변화를 주었다 (즉 NRD의 변화량 = -60~60 ps/nm). 나머지 7가지 경우도 이와 같은 방법으로 얻어지는 표 1의 NRD의 변화 범위에 따라 시스템 성능을 살펴본다.

### III. WDM 전송 시스템의 모델링과 시스템 성능

WDM 전송 시스템의 송신부는 서로 독립적인 40 Gbps  $128(=2^7)$  PRBS(pseudo random bit sequence)에

의해 강도 변조되는 24개 레이저 다이오드로 모델링하여 총 전송 용량을 960 Gbps (=  $24 \times 40$  Gbps)로 하였다. 여기서 24개 외부 광 변조기로부터 발생하는 각각의 출력 전계 강도는 10 dB의 소광비 (extinction ratio)를 갖는 RZ 형식의 2차 가우시안 펄스로 모델링하였다.

24개의 WDM 채널 신호들은 다중화기 (MUX)에 의해 다중화된 후 광 링크로 전송된다. 다중화되어 전송되는 24개 채널 신호들은 OPC에서 공액 변환되어 나머지 전송 구간을 전파한 후 DEMUX에서 각 채널 별로 분리된 후 수신기로 보내진다. OPC는 참고 문헌 [14]에서와 동일한 파라미터를 갖는 HNL-DSF (highly nonlinearity - dispersion shifted fiber)를 비선형 매질로 갖는 구조로 모델링하였다. 24 채널 중 첫 번째 채널의 중심 파장은 1550.0 nm로 가정하였고, 각 WDM 채널들의 중심 주파수들은 ITU-T 권고에 따라 100 GHz (즉 0.8 nm)의 동일한 간격으로 분할하여 할당하였다[15]. 따라서 24개의 신호 파장들(1550.0~1568.4 nm)과 이들의 공액파 파장들(1531.1~1549.5 nm)은 모두 참고 문헌 [14]에서와 동일하게 얻어지는 OPC 변환 효율의 3-dB 대역폭 안에 포함된다.

수신기는 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  $0.65 \times$ 비트율로 가정하였다.

광전송 링크를 통해 손실과 비선형 효과의 영향을 겪으면서 전파하는 각 채널들은 비선형 슈뢰딩거 방정식 (NLSE; nonlinear Schrödinger equation)에 의해 표현된다[3]. 본 연구에서는 광섬유의 비선형 효과 중 SPM만을 고려하여 NLSE를 단계 분할 푸리에 (SSF; split-step Fourier) 기법에 따라 시뮬레이션 하였다.

시스템의 성능 분석은 수신측에 도착한 24개의 WDM 채널 중 전송 성능이 가장 나쁘게 나타나는 최악 채널의 눈 열림 페널티 (EOP; eye opening penalty)를 가지고 수행한다. 여기서 EOP는

$$EOP[dB] = 10 \log_{10} (EO_{rec} / EO_{bb}) \quad (2)$$

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

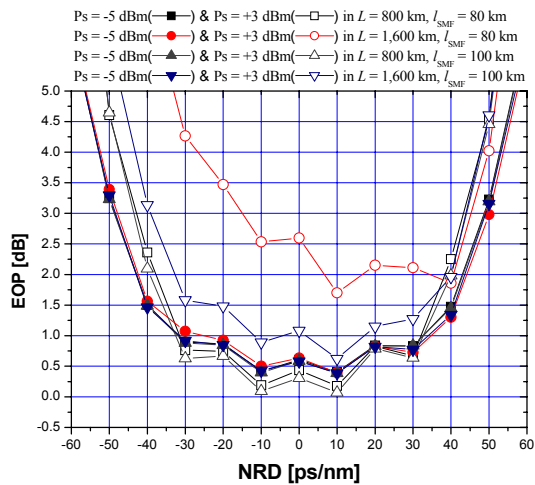
$$2P_{av} / (P_{1,min} - P_{0,max}) \quad (3)$$

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.

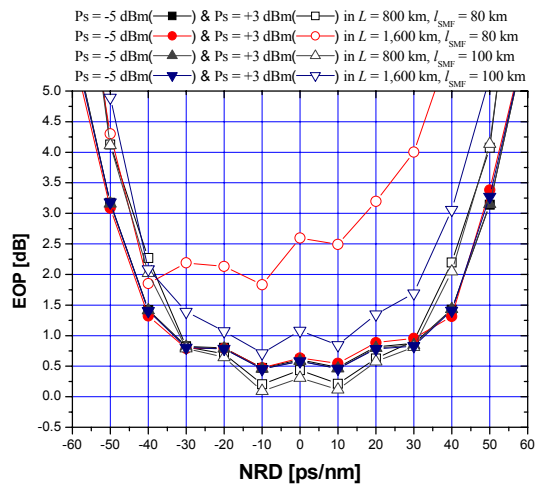
#### IV. 시뮬레이션 결과

그림 2는 표 1과 같이 전송 링크의 구조가 각각 다른 경우에서 WDM 채널 중 최악 채널의 EOP를 precompensation에 의한 NRD의 변화 (그림 2(a)와 (c))와 postcompensation에 의한 NRD의 변화 (그림 2(b)와 (d))에 따라 나타낸 것이다. 우선 전체 전송 거리가 길고 (1,600 km), 각 중계 구간의 SMF 길이가 짧은 구조에서의 성능이 전반적으로 좋지 않게 나타나는 것을 알 수 있다. 그림 2의 (c)와 (d)의 결과를 보면, RDPS가 250 ps/nm로 설계된 링크에서  $l_{SMF} = 80$  km

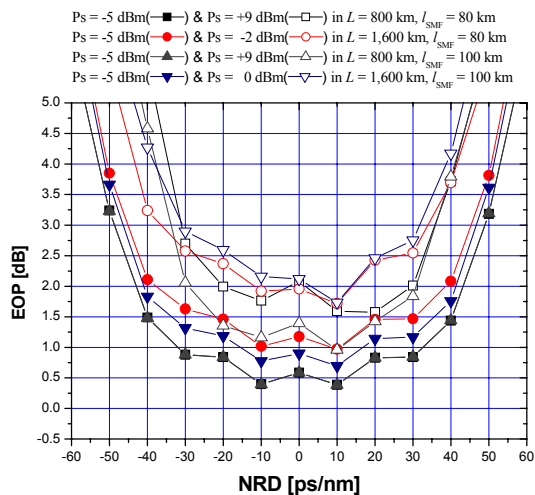
이고  $L = 1,600$  km인 링크를 통해 입사 전력 ( $P_s$ )이 -2 dBm인 WDM 채널들을 전송하는 경우의 EOP 특성이  $l_{SMF} = 100$  km이고  $L = 1,600$  km인 링크를 통해 입사 전력이 0 dBm인 WDM 채널들을 전송하는 경우의 EOP 특성보다 전체 NRD 범위에서 양호하게 나타나 보이지만 이는 입사 전력의 차이 때문에 나타난 결과이고 동일한 입사 전력을 고려하면  $l_{SMF} = 80$  km이고  $L = 1,600$  km인 경우보다  $l_{SMF} = 100$  km이고  $L = 1,600$  km인 경우에서의 EOP 특성이 더욱 양호하게 얻어진다 (시뮬레이션 결과  $l_{SMF} = 80$  km이고  $L = 1,600$  km인 링크에 입사 전력이 0 dBm인 채널들을 전송한 경우 EOP는 모든 NRD에서 10 dB 이상으로 얻어져 그림 2에 나타내지 않았다).



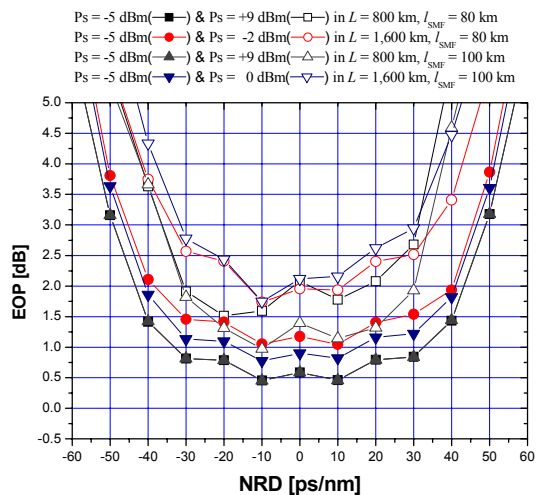
(a) RDPS = 0 ps/nm, precompensation



(b) RDPS = 0 ps/nm, postcompensation



(c) RDPS = 250 ps/nm, precompensation



(d) RDPS = 250 ps/nm, postcompensation

그림 2. NRD 변화에 따른 최악 채널의 EOP

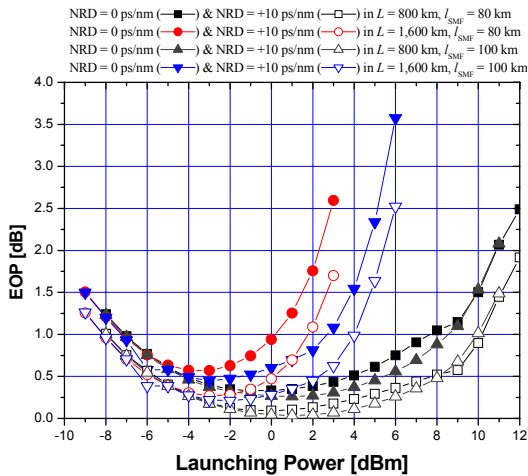
그림 2를 통해 알 수 있는 가장 중요한 결과는 표 1의 8가지 전송 링크 모두에서 precompensation으로 NRD를 조절하는 경우의 최적 NRD는 +10 ps/nm이고, postcompensation으로 NRD를 조절하는 경우의 최적 NRD는 -10 ps/nm라는 것이다. 특히 이러한 특성은  $l_{SMF}$ 가 짧고 전체 전송 거리가 길수록, 그리고 입사 전력의 클수록 명확하게 나타나는 것을 알 수 있다.

그림 3은 precompensation만으로 NRD에 변화를 주는 경우에는 NRD가 +10 ps/nm의 최적치로 설계된 전송 링크를 통해 (그림 3(a)와 (c)), postcompensation만으로 NRD에 변화를 주는 경우에는 NRD가 -10 ps/nm의 최적치로 설계된 전송 링크를 통해 (그림 3(b)와 (d)) WDM 채널들을 전송시켰을 때의 최악 채널의 EOP를 입사 전력에 따라 나타낸 것이고,

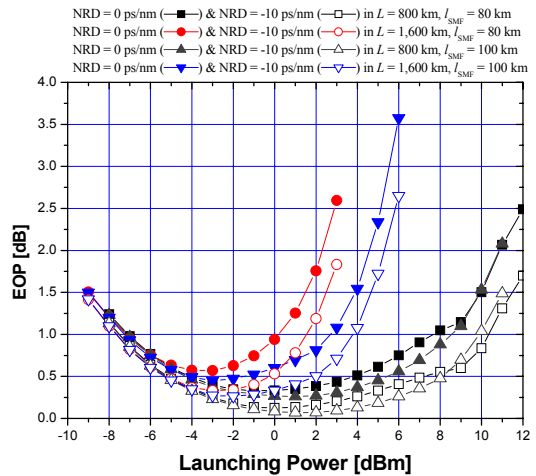
두 경우 모두 NRD = 0 ps/nm인 경우에서의 최악 채널의 EOP와 비교하였다.

1 dB EOP를 수신 성능의 기준으로, 그리고 이 값 이하의 성능으로 수신되는 입사 전력의 범위를 유효 입사 전력 범위라고 정의하였고, 8가지 링크 구조의 유효 입사 전력 범위를 표 2에 정리했다. 우선 RDPS에 관계없이  $l_{SMF} = 100$  km이고  $L = 800$  km의 구조,  $l_{SMF} = 80$  km이고  $L = 800$  km의 구조,  $l_{SMF} = 100$  km이고  $L = 1,600$  km의 구조,  $l_{SMF} = 80$  km이고  $L = 1,600$  km의 구조 순으로 유효 입사 전력 범위가 증가하는 것을 알 수 있다.

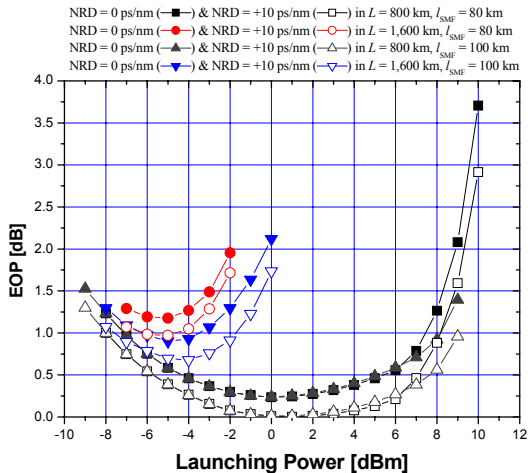
그림 3과 표 2를 통해 한 가지 눈여겨보아야 할 결과는 RDPS가 250 ps/nm로 설계된 링크에서는 NRD



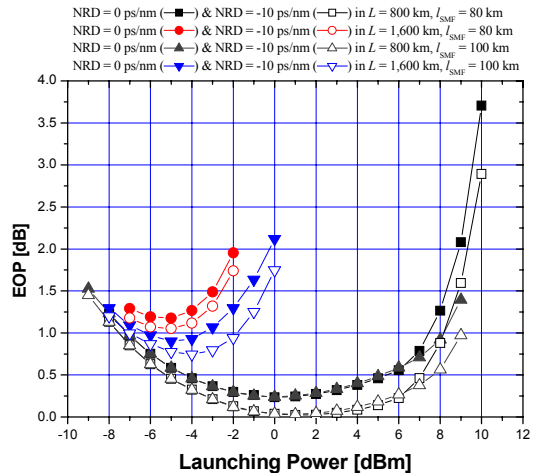
(a) RDPS = 0 ps/nm, precompensation



(b) RDPS = 0 ps/nm, postcompensation



(c) RDPS = 250 ps/nm, precompensation



(d) RDPS = 250 ps/nm, postcompensation

그림 3. 최적 NRD로 설계된 전송 링크에서의 입사 전력 변화에 따른 최악 채널의 EOP

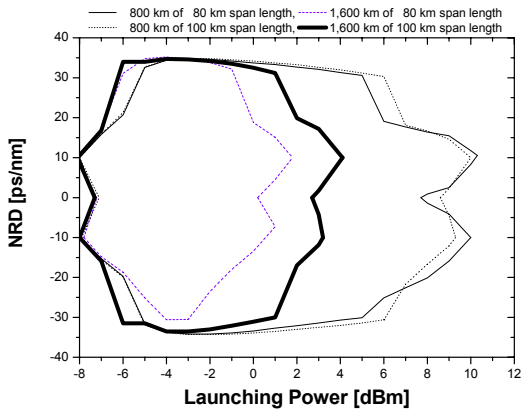
표 2. 유효 입사 전력 범위

RDPS [ps/nm]	$l_{SMF}$ [km]	L [km]	NRD = 0 ps/nm	NRD = +10 ps/nm	NRD = -10 ps/nm
0	80	800	-7~8	-8~10	-7~10
		1,600	-7~0	-8~2	-7~2
	100	800	-7~8	-8~10	-7~10
		1,600	-7~3	-8~4	-7~4
250	80	800	-7~7	-8~8	-8~8
		1,600	-	-6~-4	-5
	100	800	-7~8	-8~9	-7~9
		1,600	-6~-3	-8~-2	-7~-2

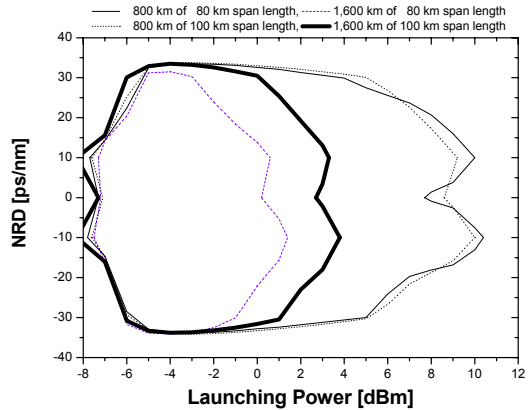
에 상관없이 중계 간격, 즉  $l_{SMF}$ 의 영향을 많이 받는다는 것이다. 좀 더 구체적으로 말해  $l_{SMF}$ 를 100 km로 하는 경우에는 RDPS를 0 ps/nm로 설정하던 250 ps/nm로 설정하던 유효 입사 전력 범위가 거의 비슷하지만  $l_{SMF}$ 가 80 km로 감소하게 되면 유효 입사 전력 범위가 크게 줄어드는 것을 확인할 수 있다.

또한 완벽한 분산 제거가 적용된 경우 (즉 NRD =

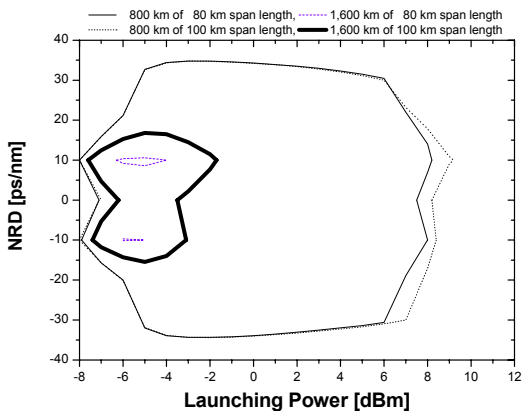
0 ps/nm)에 비해 최적의 NRD를 갖게 링크를 설계하면 유효 입사 전력 범위가 RDPS = 250 ps/nm로 설정된 경우에는 약 1 dB 정도 신장되지만 0 ps/nm로 설정된 경우에는 최대 2 dB까지 신장되어 RDPS가 0 ps/nm로 설정된 경우가 더욱 효과적임을 알 수 있다. 그림 2와 3을 통해 본 논문에서 살펴보는 8가지 링크 구조 모두 precompensation으로 NRD를 결정하는



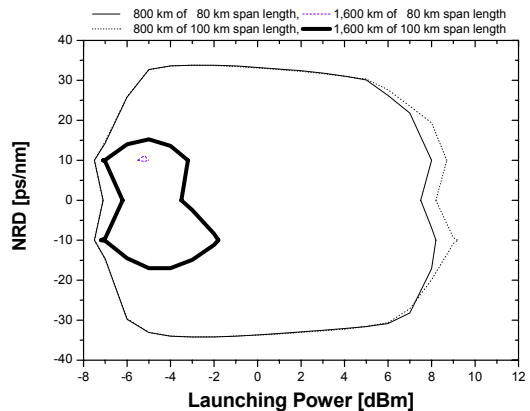
(a) RDPS = 0 ps/nm, precompensation



(b) RDPS = 0 ps/nm, postcompensation



(c) RDPS = 250 ps/nm, precompensation



(d) RDPS = 250 ps/nm, postcompensation

그림 4. 유효 NRD 범위 (NRD contour)

경우에서의 최적 NRD는 +10 ps/nm이고, post-compensation으로 NRD를 결정하는 경우에서의 최적 NRD는 -10 ps/nm인 것을 알 수 있었다. 하지만 전송 링크의 실제적 구성을 하는데 있어 항상 이 값만을 고 정적으로 적용하게 되면 시스템 구성과 확장에 많은 한계를 수반할 수밖에 없다. 앞서 언급했던 1 dB EOP 를 성능 기준으로 그림 2를 다시 한 번 분석해 보면 다 행히도 +10 ps/nm이나 -10 ps/nm 외에 이들 근처의 다른 NRD 값들을 링크에 적용해도 1 dB EOP 기준 이내의 수신 품질을 얻을 수 있는 것을 알 수 있다. 즉 1 dB EOP 기준 이하로 만드는 각 경우의 NRD 범위를 구할 수 있고 이 범위 내의 특정 값으로 NRD가 유지되도록 링크 구조를 설계하는 것이 실제적으로 더욱 융통성을 확보할 수 있다. EOP를 1 dB 이하가 되게 하는 NRD 범위를 유효 NRD라고 정의하여 이들을 각각 8가지 경우에 대해 나타낸 것이 그림 4이다. 그림 4의 각각의 경우에 나타낸 입사 전력에 따른 등고선 (contour) 내의 범위에서 NRD를 선택하고 해당 입사 전력으로 WDM 채널들을 전송하면 최악 채널의 EOP 를 1 dB 이내로 얻을 수 있다.

우선 그림 4를 통해 앞선 결과와 마찬가지로  $l_{SMF}$ 이 비교적 작은 80 km로 설계된 링크에서 비교적 넓은 유효 입사 전력 범위에 걸쳐 유효 NRD 범위가 넓게 분포한다는 것을 알 수 있다. 특히  $l_{SMF}$ 가 100 km로, 그리고 각 중계 구간의 RDPS가 250 ps/nm로 설정되 게 되면 유효 입사 전력 범위와 유효 NRD 범위가 급 격하게 감소하는 것을 알 수 있다.

하지만 전송 링크의 RDPS를 250 ps/nm로 설계하 는 경우의 장점은  $l_{SMF}$ 가 80 km인 경우에는 비교적 입사 전력이 큰 5~8 dBm의 전송에서 유효 NRD 범 위가 RDPS = 0 ps/nm에서 보다 넓어진다는 것이다. 즉 입사 전력이 5~8 dBm인 WDM 채널들을 전송하 고자 하는 경우 RDPS를 0 ps/nm로 하는 것보다 250 ps/nm로 설정하여 보내는 것이 시스템 전송 링크 전반 적 설계 면에서 더욱 융통적일 수 있다는 것이다.

## V. 결 론

지금까지 SMF의 중계 간격이 80 km와 100 km이 고 각각 이들이 구성하는 전체 SMF의 전송 거리가 800 km이고 1,600 km인 전송 링크에 DM과 OPC가 적용된 WDM 전송에서 전송 거리와 중계(보상) 간격 에 따른 NRD와 입사 전력의 최적화, 그리고 입사 전 력에 따른 NRD의 유효 범위를 도출해보았다.

우선 중계 구간의 개수, 즉  $n$ 이 적을수록 수신 성능 이 전반적으로 양호하게 나타나고, 비교적 넓은 유효 입사 전력 범위에 대한 유효 NRD 범위가 넓게 분포한 다는 것을 알 수 있었다. 또한 8가지 링크 구조 모두 precompensation으로 NRD를 조절하는 경우의 최적 NRD는 +10 ps/nm이고, postcompensation으로 NRD를 조절하는 경우의 최적 NRD는 -10 ps/nm라는 것을 확인하였다. 그리고  $l_{SMF} = 100$  km이고  $L = 800$  km의 구조,  $l_{SMF} = 80$  km이고  $L = 800$  km의 구조,  $l_{SMF} = 100$  km이고  $L = 1,600$  km의 구조,  $l_{SMF} = 80$  km이고  $L = 1,600$  km의 구조 순으로 유효 입사 전력 범위가 증가하는 것을 알 수 있었다.

아울러 고려한 모든 전체 전송 거리와 SMF 중계 거 리에 대해 전반적으로 각 중계 간격마다의 잉여 분산 량을 갖지 않도록 설계 (즉 RDPS = 0 ps/nm가 되도록 설계)하는 것이 유효 입사 전력 범위를 더욱 증가시킬 수 있는 등의 이유로 바람직하지만  $l_{SMF}$ 를 80 km로 설계된 링크를 통해 비교적 입사 전력이 큰 5~8 dBm 의 WDM 채널들을 전송하는 경우에는 RDPS를 어느 정도 값을 갖도록 설계하는 것이 유효 NRD 범위가 넓 힐 수 있기 때문에 높은 전력의 전송에 유리할 수 있다 는 것을 확인하였다.

## 참 고 문 헌

- [1] J. V. Erps, et. al., "Automatic dispersion compensation for 1.28Tb/s OTDM signal transmission using photonic-chip-based dispersion monitoring", *OPTICS EXPRESS*, Vol. 18, No. 24, pp. 25415~25421, 2010.
- [2] J. Yamawaku, H. Takara, T. Ohara, K. Sato, A. Takada, T. Morioka, O. Tadanaga, H. Miyazawa, and M. Asobe, "Simultaneous 25 GHz-spaced DWDM wavelength conversion of 1.03 Tbit/s signals in PPLN waveguide," *Electron. Lett.* Vol. , No. 39, pp. 1144~1145, 2003.
- [3] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, 3rd ed., Academic Press, 2001.
- [4] G. P. Agrawal, *Fiber Optic Communication Systems*, 3rd ed., John Wiley & Sons, 2003.
- [5] J. H. B. Nijhof, N. J. Doran, W. Forgiak, and A. Berntson, "Energy enhancement of dispersion-managed solitons and WDM,"



*Electron. Lett.*, Vol. 34, No. 5, pp. 481~482, 1998.

[6] X. Xiao, S. Gao, Y. Tian, and C. Yang, "Analytical optimization of the net residual dispersion in SPM-limited dispersion-managed systems," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 24, No. 5, pp. 2038~2044, May 2006.

[7] S. Vorbeck, R. Leppla, "Dispersion and Dispersion Slope Tolerance of 160-Gb/s Systems, Considering the Temperature Dependence of Chromatic Dispersion," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, Vol. 15, pp. 1470~1472, 2002.

[8] I. E. Araci1, S. Vorbeck, M. Schneiders, M. J. Ansari, N. Peyghambarian1 and F. Kueppers1 "System optimization and significant reach extension using alternating dispersion compensation for 160 Gbit/s transmission links", *Optics Express*, Vol. 13, No. 17, pp. 6336~6344, 2005.

[9] Y. Miyamoto, A. Hirano, S. Kuwahara, M. Tomizawa, Y. Tada, "Novel modulation and detection for bandwidth-reduced RZ formats using duobinary-mode splitting in wideband PSK/ASK conversion," *IEEE J. Lightwave Technol.* Vol. 20, pp. 2067~2078, 2002.

[10] M.I. Hayee, A.E. Willner, "RZ versus RZ in 10-40-Gb/s dispersion-managed WDM transmission systems," *IEEE Photonics Technol. Lett.* Vol. 11, pp. 991~993, 1999.

[11] 이성렬, 임황빈, "WDM (24×40 Gbps) 전송에서 광 위상 공액기와 분산 제어를 이용한 시스템 성능 개선", *한국통신학회논문지*, 제 33권 제 10호, pp. 855~864, 2008.

[12] 이성렬, "분산 제어와 OPC를 갖는 광전송 링크를 이용한 WDM 신호의 Q-factor 개선", *한국항공학회논문지*, 제 13권 1호, pp. 27~34, 2009.

[13] 이성렬, 임황빈, "분산 제어가 적용된 광전송 링크에서 광 위상 공액의 비대칭성", *한국통신학회논문지*, 제 35권 8호, pp. 801~809, 2010.

[14] Seong-Real Lee, "Compensation for the Distorted 16×40 Gbps NRZ Channels in 1,000 km NZ-DSF WDM System Using MSSSI with Optimal Parameters", *한국통신학회논문지*, 제 31권 제 11A호, pp. 1044~1052, 2006.

[15] ITU Recommendation "Spectral grids for WDM

applications : DWDM frequency grid" *G.694.1*, 2006.

이성렬 (Seong-Real Lee)

정회원



1990년 2월 한국항공대학교 항공  
공통신정보공학과 졸업

1992년 8월 한국항공대학교 대  
학원 항공통신정보공학과 석사

2002년 2월 한국항공대학교 대  
학원 통신정보공학과 박사

2002년 6월~2004년 2월 (주)에  
이티엔 부설연구소 연구소장

2004년~현재 국립목포해양대학교 해양전자통신공학  
부 부교수

<관심분야> WDM 전송 시스템, 광 솔리톤 전송