

# 분산 제어가 적용된 광전송 링크에서 광 위상 공액의 비대칭성

정희원 이 성 렬\*, 종신회원 임 황 빈\*\*

## Asymmetricity of Optical Phase Conjugation in Optical Transmission Links with Dispersion Management

Seong-Real Lee\* *Regular Member*, Hwang-Bin Yim\*\* *Lifelong Member*

### 요 약

대용량 장거리 WDM 전송 시스템의 구현을 위해 전송 링크에 적용되는 광 위상 공액 (optical phase conjugation) 기술은 광 전력과 국부 분산량이 광 위상 공액기 (OPC; optical phase conjugator)에 대해 대칭적으로 분포되어야 하는 한계를 갖는다. 이러한 한계는 OPC를 전체 전송 링크 중간에 위치시켜야 하는 제한을 갖게 한다. 본 논문에서는 광 위상 공액의 이러한 한계를 최적NRD(net residual dispersion)의 도출을 통한 inline 분산 제어 (DM; dispersion management)의 적용으로 극복할 수 있다는 것을 살펴보았다. OPC 위치별 최적 NRD의 도출은 precompensation과 postcompensation의 조합을 통해 이루어진다. 최적 NRD는 OPC 위치 외에 WDM 채널의 입사 전력과 시스템 성능 기준에 따라 달라질 수 있다는 것을 확인하였다. 즉 WDM 채널의 수신 성능 기준을 1 dB 눈 열림 페널티 (EOP; eye opening penalty)로 하는 경우 최상 NRD의 도출과 전송 링크에서의 적용으로 입사 전력이 0 dBm인 채널들에 대해서는 OPC를 1000 km의 어떤 곳에도 위치시킬 수 있고, 수신 성능 기준을 3 dB EOP로 하는 경우 precompensation과 postcompensation의 최상의 조합이 아니더라도 입사 전력이 3 dBm인 채널들에 대해서는 NRD를 100 ps/nm부터 200 ps/nm 사이로 설정하게 되면 OPC를 350 km부터 700 km까지의 범위에 위치시킬 수 있는 것을 확인하였다.

**Key Words** : Inline dispersion management, Optical Phase Conjugation, Net residual dispersion, Precompensation, Postcompensation, Group velocity dispersion, Kerr effects

### ABSTRACT

Limitation of optical phase conjugation for implementation of wideband and long-haul WDM transmission system is symmetric distribution of optical power and local dispersion with respect to optical phase conjugator (OPC). This limitation forces OPC to place at midway of total transmission length. This paper shows that the limitation of optical phase conjugation is overcome by applying optimal net residual dispersion (NRD) into transmission links based in inline dispersion management (DM). Optimal NRD related with OPC position is decided by combination of precompensation and postcompensation. It is confirmed that optimal NRD depends on launch power of WDM channels and system performance criterion as well as OPC position. That is, in case of 1 dB eye opening penalty (EOP) as a performance criterion for WDM channels with 0 dBm launch power, it is confirmed that OPC is allowed to place at anywhere of 1000 km by applying best NRD

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

\*\* Dept. of Information & Comm., Gangwon Provincial College

논문번호 : KICS2010-03-116, 접수일자 : 2010년 3월 24일, 최종논문접수일자 : 2010년 7월 12일

related with exact OPC position into transmission links. And, it is confirmed that, under 3 dB EOP criterion for WDM channels with 3 dBm launch power, OPC is allowed to place at 350~700 km by applying NRD between 100 ps/nm and 200 ps/nm into transmission links, though that NRD value is not best combination of precompensation and postcompensation.

## I. 서 론

현재 광통신 네트워크는 두 가지 경향으로 진화되고 있다. 그 중 하나는 채널 당 데이터 전송률이 빠르게 증가하여 40 Gbps를 넘어 100 Gbps에 육박하고 있다는 것이고, 나머지 하나는 광 add/drop multiplexer (OADM)의 배치를 이용하여 필요에 따라 네트워크 구조 변경을 용이하게 하는 것이다<sup>11</sup>.

장거리 전송 시스템 구축에 필요한 광섬유에서 발생하는 손실의 보상은 에르븀 첨가 광섬유 증폭기 (EDFA erbium-doped fiber amplifier)에 의해 효과적으로 이루어진다<sup>2,3</sup>. 그러나 장거리 광전송 시스템을 위해서는 광섬유가 갖는 그룹 속도 분산 (GVD group velocity dispersion)에 의한 광 펄스 왜곡을 동시에 보상하여야 한다. GVD는 광섬유의 굴절 계수가 파장에 의존하기 때문에 발생하며, 최대 전송 거리와 비트율을 제한하는 펄스 퍼짐 (broadening)을 일으킨다<sup>4</sup>.

광섬유의 GVD를 보상하는 대표적인 기술로 분산 제어 (DM dispersion management)가 있다. 전통적인 DM 시스템에서 단일 모드 광섬유 (SMF single mode fiber)의 비 영 이상 (non-zero anomalous) GVD는 보상 간격의 입력단이나 출력단에 위치한 적절한 길이의 분산 보상 광섬유 (DCF dispersion compensating fiber)에 의해 주기적으로 보상된다<sup>5,6</sup>. DM은 송신기 바로 다음에서 GVD를 조절하는 precompensation, 수신기 바로 앞에서 GVD를 조절하는 postcompensation, 그리고 SMF 중계 간격 (span)마다 잉여 분산량을 조절하는 RDPS (residual dispersion per span)을 포함한다. DM에서 중요한 파라미터는 RDPS와 전송 링크 최종단에서 축적되는 분산량으로 정의되는 전체 잉여 분산 (NRD net residual dispersion)이다<sup>7</sup>. NRD는 precompensation, postcompensation, 그리고 RDPS에 의해 결정된다.

대용량 광전송에서 높은 광 신호 대 잡음비(OSNR optical signal power to noise power ratio)의 요구에 의해 입사되는 광 전력이 커야 하고 장거리 광전송 시스템을 위해 채택한 EDFA에 의해 광섬유를 전파하는 광 신호가 증폭되기 때문에 이에 비례하여 광 펄스에 왜곡을 발생시키는 광섬유의 비선형 현상이 수반된다. SMF에서 가장 무제한 비선형 현상은 자기 위상 변조

(SPM self phase modulation)이다. SPM은 전파되는 광 펄스의 강도에 의존하여 위상 천이를 발생시켜 자기 자신에게 주파수 칩(chirp)을 일으키게 하여 결과적으로 주파수 확장을 만든다<sup>8</sup>.

비선형 현상, 특히 SPM에 의한 시스템 성능의 제한을 극복하는 기술 중 하나로 광 위상 공액(optical phase conjugation)이 있다. 본 연구자들은 그동안의 연구들을 통해 광전송 링크에 광 위상 공액 기술을 채택하면 전체 채널의 성능을 전반적으로 개선시킬 수 있다는 것을 살펴보았다<sup>9-11</sup>. 그러나 광 위상 공액 기술은 광 전력 분포와 광섬유의 분산 분포가 광 위상 공액기 (OPC optical phase conjugator)를 중심으로 대칭되어야 한다는 본질적 문제 때문에 광전송 링크 특히 파장 분할 다중 (WDM wavelength division multiplexing) 시스템과 같은 대용량 전송 링크에 적용하는 것은 한계가 있게 된다<sup>12,13</sup>. 특히, OPC가 전체 전송 링크 구조에서 중간에 있어야 하기 때문에 OPC만을 가지고 전송 링크를 설계하는데 있어 OADM 등을 이용하더라도 광전송 네트워크의 구조와 형태를 다양하게 만들지 못하는 문제를 야기하게 된다.

따라서 WDM 시스템 구현을 위한 광전송 링크 설계에서는 GVD와 비선형 효과, 특히 SPM의 영향을 최소화하는 기술의 적용과 동시에 광 네트워크의 구조와 형태를 필요에 따라 다양하게 변경할 수 있는 기술의 적용이 필요하다. 본 논문의 저자들은 광전송 링크에 앞서 언급한 DM과 OPC를 적용하면 WDM 시스템 구현이 가능하다는 것을 연구하였다<sup>14,16</sup>. 그러나 앞서 연구한 논문들은 OPC가 전체 전송 링크의 중간에 위치한 경우에만 국한되어 있었기 때문에 광전송 네트워크의 구조를 다양하게 구성할 수 없다는 한계를 갖는다.

앞선 연구들에서 얻은 결과들을 분석해 보면, GVD와 SPM을 최소화하여 WDM 시스템의 전송 거리와 전송 용량을 최대화시키기 위해서는 광섬유의 적합한 선택, DCF의 위치 최적화와 DM의 적절한 설계, WDM 채널 신호의 변조 형식 최적화 등이 필요하다. DCF의 위치 최적화와 DM의 적절한 설계 면에서 보면, 전송 링크에 precompensation과 post-compensation만을 적용한 경우보다 모든 광섬유 중계 간격마다 DCF를 두어 분산을 보상하는 inline DM을 추가하는 경우가 더욱 효과적이라는 것을 알 수 있었다. 또한 WDM

채널을 NRZ보다 RZ 형식으로 변조하는 경우 더욱 양호한 전송을 할 수 있다는 것을 확인하였다.

즉 RZ 형식의 WDM 신호 전송을 위한 전송 링크에 inline DM과 OPC를 동시에 적용하게 되면 GVD와 SPM에 의한 신호 왜곡이 매우 크게 보상될 수 있기 때문에 광 위상 공액을 위한 분산량과 광 전력 분포의 대칭화 조건에 대한 여유가 있음을 예상할 수 있다. 다시 말해 OPC가 전체 전송로의 중간이 아닌 다른 곳에 위치할 수 있고, 결국 DM과 OPC만을 채택한 장거리 대용량 광전송 링크를 통해 좀 더 다양한 구조의 광 네트워크 구성이 가능할 수 있다는 것을 예상 가능하다.

따라서 본 논문에서는 광 위상 공액의 비대칭성과 그에 따른 광 네트워크 구조의 융통적 구성의 가능성을 확인하기 위하여 inline DM과 위치가 가변되는 OPC가 동시에 적용된 광전송 링크에서 채널의 비트율이 40 Gbps인 24개의 모든 WDM 채널들을 양호하게 보상할 수 있는 OPC의 유효 위치 범위를 WDM 입사 전력에 따라 살펴보고, 전송 링크의 최적 설계를 위한 OPC 위치별 최적 NRD와 유효 NRD 범위를 도출해 본다.

## II. 분산 맵과 전송 링크의 구성

그림 1은 본 연구에서 살펴볼 광전송 링크들 중 OPC가 각각 50 km, 100 km, 500 km, 900 km와 950 km에 위치한 경우의 분산 맵 (dispersion map)을 나타낸 것이다. 모든 구조에서 SMF로 연결된 각 증계 간격 (span) 마다 DCF를 추가하여 분산량을 제어하는 inline DM을 사용하였다. 여기서 송신부 바로 다음과 수신부 바로 전 구간을 제외한 나머지 구간에서의 RDPS는 0 ps/nm가 되도록 설계하였다. 그러나 송신부 바로 다음 구간의 DCF는 길이  $l_{pre}$ 의 변화를 통해 precompensation을, 수신부 바로 전 구간의 DCF는 길이  $l_{post}$ 의 변화를 통해 postcompensation을 동시에 조절하여 NRD를 결정하도록 하였다. 각 증계 구간을 구성하는 SMF는 손실 계수  $\alpha_{SMF}$ 는 0.2 dB/km, 분산 계수  $D_{SMF}$ 는 17 ps/nm/km (@1,550 nm), 비선형 계수  $\gamma_{SMF}$ 는  $1.41 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$  (@1,550 nm)를 갖고, DM을 위해 추가되는 DCF는 분산 계수  $D_{DCF}$ 는 -85 ps/nm/km (@1,550 nm), 손실 계수  $\alpha_{DCF}$ 는 0.4 dB/km, 비선형 계수  $\gamma_{DCF}$ 는  $4.83 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$  (@1,550 nm)를 갖도록 설계하였다. 각 증계 구간의 SMF 길이  $l_{SMF}$ 는 모든 전송 구간에서 50 km로 하였기 때문에

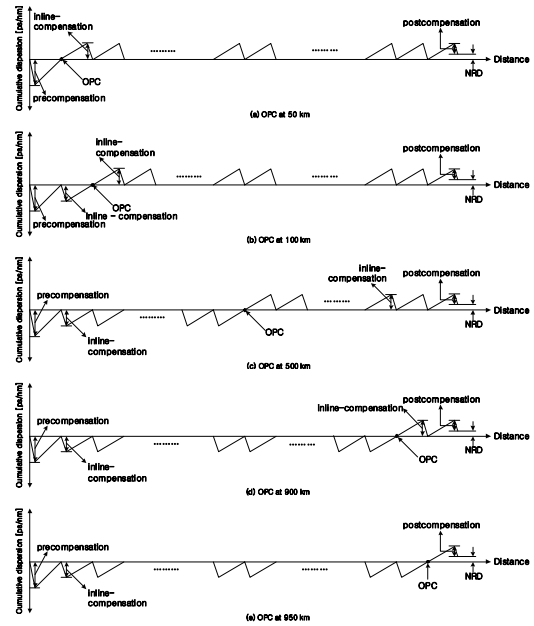


그림 1. 전송 링크의 분산 맵

각 증계 구간에서 축적된 분산량은 850 ps/nm이다. 따라서 송신부 바로 다음과 수신부 바로 전 구간을 제외한 나머지 구간에서의 RDPS를 0 ps/nm하기 위한 DCF의 길이  $l_{DCF}$ 는 10 km로 하였다. 각 증계 구간의 SMF 길이를 80 km나 100 km로 하지 않고 50 km로 한 이유는 전체적인 링크 설계 구조를 간단하게 하고, 광전송 네트워크의 구조 변경 (reconfiguration)이 증계 구간의 길이가 짧을수록 유리하기 때문이다.

OPC가 전체 전송 링크의 중간에 위치한 경우 (본 논문에서 500 km)에 분산 분포가 OPC를 중심으로 대칭이 되기 위해서는 그림 2와 같이 송신부부터 OPC까지의 DCF를 포함한 각 전송 구간의 구성은 SMF 앞에 DCF를 두는 구조로, OPC부터 수신단까지의 각 전송 구간의 구성은 SMF 뒤에 DCF를 두는 구조로 설계하여야 한다. 본 논문에서는 OPC가 다양한 위치에 있는 경우의 성능을 비교하기 위하여 OPC 위치에 상관없이 링크 구성을 그림 2와 같이 설계하였다. 따라서 그림 1에서 보는 바와 같이, 송신부부터 OPC까지의 각 전송 구간에서의 분산은 음의 값을 갖고, OPC부터 수신단까지의 각 전송 구간에서의 분산은 양의 값을 갖도록, 즉 OPC를 중심으로 분산 분포가 반전하도록 하였다.

본 연구의 목적인 OPC가 전체 전송로의 중간이 아닌 곳에 위치하는 경우에서도 inline DM의 적용을 통해 전송 성능을 개선시킬 수 있는지를 알아보기 위하여 그림 1에 나타낸 것뿐만 아니라 OPC를 SMF 길이

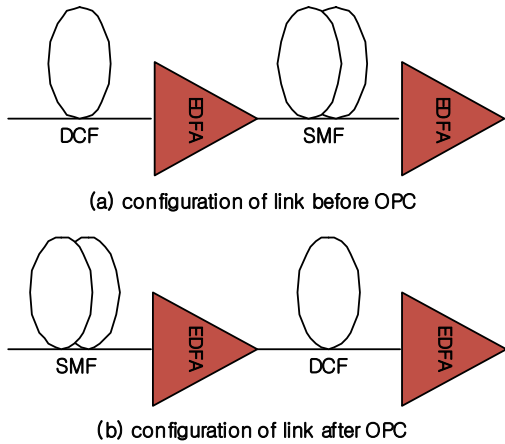


그림 2. 링크 구성

로는 50 km부터 950 km까지 50 km 간격으로 위치시킨 경우의 OPC 위치에 따라 전송 성능을 평가한다.

### III. WDM 전송 시스템의 모델링과 시스템 성능

본 연구에서 고려하는 WDM 시스템의 전송 용량은 960 Gbps (= 24×40 Gbps)이다. 따라서 WDM 전송 시스템의 송신부는 서로 독립적인 40 Gbps 128(=27) PRBS(pseudo random bit sequence)에 의해 강도 변조되는 24개 레이저 다이오드로 모델링하였다. 여기서 24개 외부 광 변조기로부터 발생되는 각각의 출력 전계 강도는 10 dB의 소광비 (extinction ratio)를 갖는 RZ 형식의 2차 가우시안 펄스로 모델링하였다.

24개의 WDM 채널 신호들은 다중화기 (AWG MUX)에 의해 다중화된 후 그림 1의 분산 맵을 갖는 광 링크로 전송된다. 다중화되어 전송되는 24개 채널 신호들은 OPC에서 공액 변환되어 나머지 전송 구간을 전파한 후 DEMUX에서 각 채널별로 분리된 후 수신기로 보내진다. OPC는 참고 문헌 [9]에서와 동일한 파라미터를 갖는 HNL-DSF (highly non-linearity - 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<sup>[12]</sup>. 따라서 24개의 신호 파장들(1550.0 ~ 1568.4 nm)과 이들의 공액파 파장들(1531.1 ~ 1549.5 nm)은 모두 참고 문헌 [9]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×비트율로 가정하였다.

광전송 링크를 통해 손실과 비선형 효과의 영향을 겪으면서 전파하는 각 채널들은 비선형 슈뢰딩거 방정식 (NLSE; nonlinear Schrödinger equation)에 의해 표현된다<sup>[4]</sup>. 본 연구에서는 I 장에서 언급하였듯이 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 패널티 (EOP; eye opening penalty)를 가지고 수행한다. 여기서 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.

### IV. 시뮬레이션 결과

본 논문에서는 precompensation과 postcompensation의 조절을 통해 NRD를 결정하기 때문에 임의의 NRD 값을 만드는 precompensation과 postcompensation, 즉  $l_{pre}$ 와  $l_{post}$ 은 다양하게 존재한다. 예를 들어,  $NRD = 0$  ps/nm는  $l_{pre} = 10.0$  km일 때  $l_{post}$ 가 10.0 km인 경우,  $l_{pre} = 9.9$  km일 때  $l_{post}$ 는 10.1 km인 경우,  $l_{pre} = 9.8$  km일 때  $l_{post}$ 는 10.2 km인 경우 등등 다양한  $l_{pre}$ 와  $l_{post}$ 의 관계를 통해 얻을 수 있다. 이는 동일한 NRD 값이라고 하더라도  $l_{pre}$ 와  $l_{post}$ 의 구체적 값이 어떻게 설정되느냐에 따라 다양한 EOP가 얻어진다는 것을 의미한다. OPC가 50 km와 100 km에 존재하는 전송 링크로 3 dBm의 WDM 채널들을 입사시키는 경우를 제외한 나머지 모든 경우에서 동일한 NRD 값을 만드는  $l_{pre}$ 와  $l_{post}$ 의 6가지 이상의 조합으로

EOP를 얻을 수 있었고 그 외 이에 해당되지 않는 조합으로는 심한 신호 왜곡에 의해 ‘0’ 펄스의 광 신호가 ‘1’ 펄스의 광신호보다 커지는 현상이 나타나 EOP 값을 구할 수 없었다. 반면 OPC가 50 km와 100 km에 존재하고 WDM 채널 입사 전력이 3 dBm인 경우, 동일한 NRD 값을 만드는  $l_{pre}$ 와  $l_{post}$ 의 조합 중 5가지 경우에서만 최악 채널의 EOP가 얻어졌다.

그림 3은 OPC가 900 km에 위치한 전송 링크에 입사 전력이 0 dBm인 WDM 채널들을 전송한 경우 최악 채널의 EOP 특성을 가장 양호하게 만드는  $l_{pre}$ 와  $l_{post}$ 의 조합에서의 EOP 값을  $l_{post}$ 에 대해서만 나타낸 것이다. 그림 3에서 최악 채널의 EOP를 최소로 만드는  $l_{post}$ 는 4.5 km인 것을 알 수 있는데, 이때의  $l_{pre}$ 는 그림 3에 나타내지 않았지만 4.6 km로 얻어졌다. 즉 그림 3에 있어 NRD가 926.5 ps/nm ( $(-85 \text{ ps/nm/km} \times 4.6 \text{ km}) + (2 \times 17 \text{ ps/nm/km} \times 50 \text{ km}) + ((-85 \text{ ps/nm/km} \times 4.5 \text{ km}))$ )로 설정된 경우 최악 채널의 EOP가 가장 양호하게 나타나는 것을 알 수 있다. 그림 3을 통해 알 수 있는 사실은 전송 링크의 NRD가 0 ps/nm가 아닌 값에서 WDM 채널의 양호한 전송이 이루어진다는 것이다. 채널의 우수한 복원을 위한 수신 성능 기준을 1 dB EOP로 한다면 그림 3에서, 즉 OPC가 900 km에 위치한 경우에서 EOP가 1 dB 이하가 되는  $l_{post}$ 는 NRD를 0 ps/nm보다 훨씬 크게 만드는 3.8~4.7 km인 것을 알 수 있다.

그림 4는 OPC가 50 km 간격의 모든 SMF 전송 구간의 어떠한 위치에서도 precompensation과 post-compensation의 조절에 의한 최적의 NRD를 통해 전송 성능이 개선되고 결과적으로 inline DM과의 결합

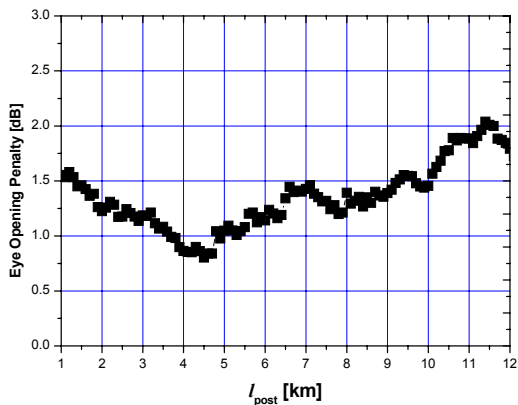


그림 3. OPC가 900 km에 위치한 경우 입사 전력이 0 dBm인 최악 채널의  $l_{post}$ 에 따른 EOP

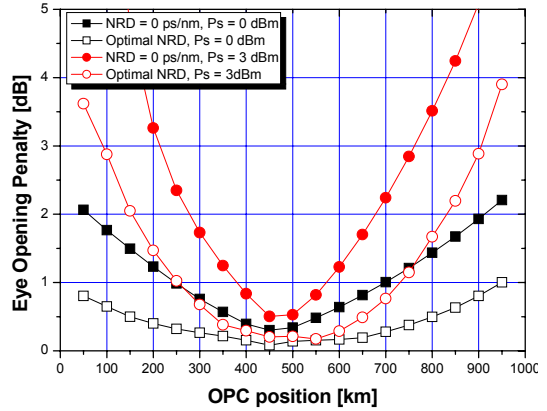


그림 4. OPC 위치에 따른 최악 채널의 EOP

을 통해 광 위상 공액의 비대칭성 구현 가능성을 살펴보기 위하여 OPC의 각 위치에서 최악 채널의 EOP를 최소로 만드는 최적 NRD를 도출하고 이 NRD(구체적 NRD 값은 그림 5에 나타냈다)에서의 최악 채널의 EOP를 전송 링크의 NRD가 0 ps/nm로 설정된 경우의 EOP와 비교한 것이다. 즉 OPC가 900 km에 위치한 전송 링크에 0 dBm의 입사 전력을 갖는 WDM 채널들을 전송하는 경우인 그림 3에서 NRD가 926.5 ps/nm로 설정된 경우 최소 EOP를 0.803로 얻은 것과 같은 방법으로 모든 OPC 위치에서의 최소 EOP 값을 구하여 나타낸 것이다. OPC 위치에 따른 전송 성능에 미치는 입사 전력  $P_s$ 의 영향도 살펴보기 위하여 모든 WDM 채널들이 동일하게 0 dBm과 3 dBm으로 입사되는 경우로 나누어 고찰하였다.

1 dB EOP를 수신 성능의 기준으로 한다면 우선 입사 전력을 0 dBm으로 한 경우 그림 4에서 NRD = 0 ps/nm로 전송 링크가 설계되면 OPC가 250 km부터 700 km 사이에만 위치하여야 하지만 OPC 위치에 따

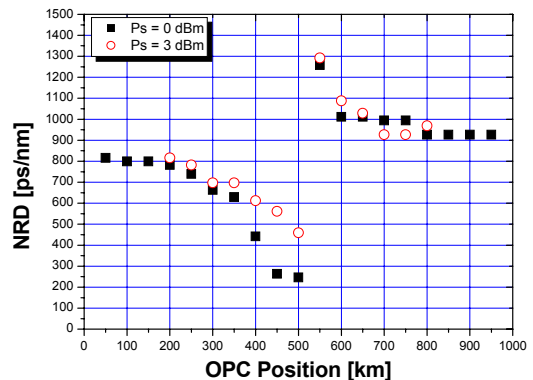


그림 5. 최적 NRD 값

라 NRD를 최적으로 설계하여 적용한다면 50 km부터 950 km까지의 어떠한 위치에도 OPC를 둘 수 있는 것을 알 수 있다. 입사 전력이 3 dBm으로 증가하게 되면 NRD를 최적으로 설계하여 적용한 경우에서 최악 채널의 EOP가 1 dB 이하가 되는 OPC 위치 범위가 250~750 km로 줄어들게 되지만, NRD = 0 ps/nm인 경우보다 OPC의 유효 위치 범위를 늘릴 수 있다. 그림 4를 통해 알 수 있는 중요한 결과는 OPC 위치에 따라 precompensation과 postcompensation의 조절에 의한 최적의 NRD를 결정하여 적용하게 되면 OPC를 전체 전송 링크의 중간에 위치시켜야 한다는 한계에서 벗어날 수 있다는 것이다.

그림 5는 그림 4에서 OPC 위치별로 □과 ○로 표시된 EOP를 얻을 수 있는 NRD 값을 나타낸 것이다. 그림 5의 결과를 통해 OPC가 송신기 쪽으로 가까워질수록 최적 NRD 값은 OPC가 전체 전송 링크 중간인 500 km에 위치한 경우에서의 최적 NRD 값보다 OPC 위치에 관계하여 커져야 하고, OPC가 550 km 이상으로 위치한 경우는 OPC가 500 km 이하에서의 최적 NRD 값보다 전반적으로 커야 한다는 것을 알 수 있다.

그림 3을 다시 살펴보면, OPC가 900 km에 위치한 전송 링크에 입사 전력이 0 dBm인 WDM 채널들을 전송한 경우에 최악 채널의 최소 EOP는  $l_{pre} = 4.6$  km와  $l_{post} = 4.5$  km에 의해 결정된 NRD = 926.5 ps/nm에서 얻어지지만 1 dB EOP를 수신 성능의 기준으로 본다면  $l_{pre} = 4.9$  km와  $l_{post} = 4.7$  km에 의해 결정된 NRD = 884.0 ps/nm부터  $l_{pre} = 4.0$  km와  $l_{post} = 3.8$  km에 의해 결정된 NRD = 1037.0 ps/nm까지가 WDM 채널들의 고품질 전송이 가능한 NRD의 유효 범위라고 할 수 있다. 그림 6은 이와 같은 방법으로 도출한 OPC 위치와 채널 입사 전력이 따른 유효 NRD 범위를 나타낸 것이다. 그림 6을 통해 OPC가 500 km로부터 벗어날수록 유효 NRD 범위가 줄어드는 것과는 현상은 입사 전력이 클수록 더욱 심해지는 것을 알 수 있다. 그러나 입사 전력이 0 dBm인 경우 OPC가 50 km에 위치하더라도 NRD를 765 ps/nm부터 867 ps/nm까지, 그리고 입사 전력이 3 dBm인 경우 OPC가 300 km에 위치하더라도 NRD를 629 ps/nm부터 867 ps/nm까지 유효 NRD 범위가 100 ps/nm 이상으로 WDM을 위한 전송 링크 설계 시 유효성을 얻을 수 있는 것을 알 수 있다. 100 ps/nm 이상의 유효 NRD 범위를 갖는 OPC 위치는 입사 전력이 0 dBm인 경우에 50 ~ 900 km, 입사 전력이 3 dBm인 경우에 300 ~ 700 km로 얻어졌다. 그림 6으로부터 알 수 있는 또 다

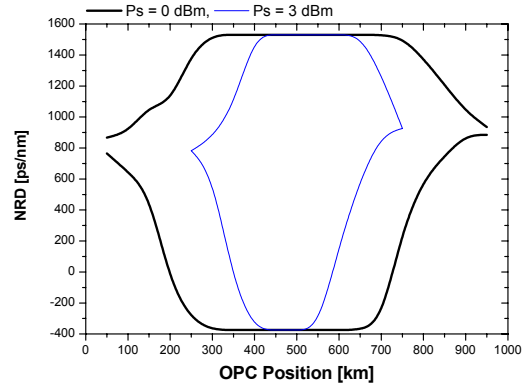
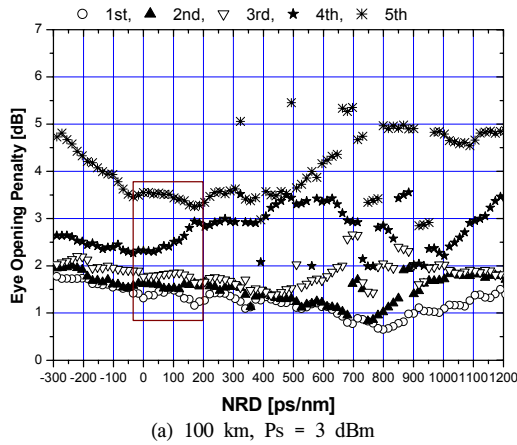


그림 6. OPC 위치에 따른 유효 NRD

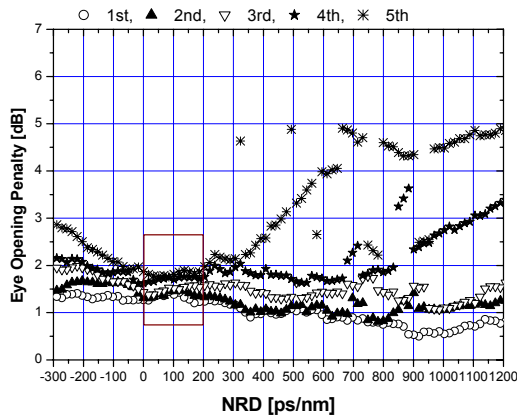
른 특징은 입사 전력이 0 dBm인 경우 OPC 위치가 150 km 이하와 800 km 이상, 입사 전력이 3 dBm인 경우 300 km 이하와 600 km 이하에서, 즉 OPC가 전체 전송로의 중앙에서 많이 벗어날수록 유효 NRD가 양(positive)의 값을 갖아야 한다는 것이다.

그림 3부터 6은 최악 채널의 시스템 성능을 가장 좋게 만드는  $l_{pre}$ 와  $l_{post}$ 의 조합에서의 EOP 특성을 기준으로 분석한 것이지만, 그림 7은 OPC가 100 km에 위치하고 채널 입사 전력이 3 dBm인 경우와 OPC가 800 km에 위치하고 채널 입사 전력이 0 dBm인 경우에 대해  $l_{pre}$ 와  $l_{post}$ 의 조합으로부터 얻는 5가지 경우의 NRD 값에 따라 EOP 특성이 가장 좋은 것(그림 7에서 1st로 표시)부터 가장 나쁜 것(그림 7에서 5th로 표시)까지 모두를 나타낸 것이다. 그림 7을 통해 동일한 NRD 값에 대해서  $l_{pre}$ 와  $l_{post}$ 의 조합에 따라 EOP 특성의 편차가 크게 나타나는 것을 알 수 있다. 하지만 동일한 NRD 값에서 5가지 EOP 특성의 편차가 비교적 적은 구간이 있는 것도 동시에 확인할 수 있다. 5가지 EOP 특성의 편차가 적은 NRD 구간을 그림 5에서 사각형으로 표시했는데 그림 (a)에서는 -20 ~ 200 ps/nm, (b)에서는 0 ~ 200 ps/nm로 얻어졌다.

동일한 NRD 값에 대해서  $l_{pre}$ 와  $l_{post}$ 의 조합에 따라 EOP 특성의 편차가 적어지려면 EOP 특성을 가장 나쁘게 만드는, 즉 그림 5에서 5th EOP의 값이 작아야 한다. 이것은 NRD 값에 따른 5th EOP를 다양한 OPC 위치별로 확인해 볼 필요를 만든다. 그림 8은 OPC가 다양한 위치에 있는 경우 NRD 값을 결정하는 5가지의  $l_{pre}$ 와  $l_{post}$ 의 조합 중 EOP 특성을 가장 나쁘게 만드는  $l_{pre}$ 와  $l_{post}$ 의 조합에 의한 NRD 값에서의 EOP를 나타낸 것이다. 그림 8에서 OPC의 모든 위치를 나



(a) 100 km, Ps = 3 dBm

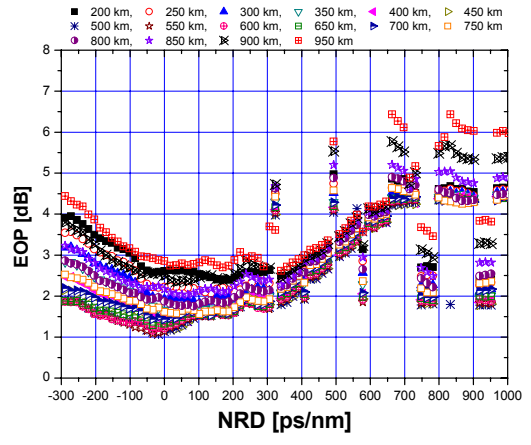


(b) 800 km, Ps = 0 dBm

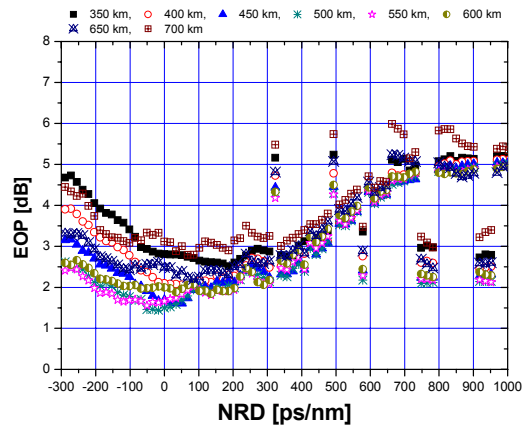
그림 7. 5가지  $l_{pre}$  와  $l_{post}$  의 조합에 의해 결정되는 NRD에 따른 EOP

타내지 않고 NRD 값에 의존하여 EOP를 3 dB 이하의 구간을 갖는 입사 전력에 따라 각각 200 km부터 950 km까지와 350 km부터 700 km까지 만을 나타냈다. 그림 4와 5와 달리 EOP 성능 기준 3 dB로 한 이유는 그림 4와 5를 통한 분석은 5가지의  $l_{pre}$  와  $l_{post}$  의 조합 중 EOP 특성을 가장 좋게 만드는 경우 중에서도 최상의 EOP를 기준으로 한 NRD의 도출인 반면 그림 8은 5가지의  $l_{pre}$  와  $l_{post}$  의 조합 중 EOP 특성을 가장 나쁘게 만드는 경우에 대한 것이기 때문이다. 그리고 신호의 EOP가 3 dB로 얻어진 경우에서도 애러 없는 수신 이 가능하기 때문이다.

그림 8을 통해 입사 전력이 0 dBm인 경우와 3 dBm인 경우 모두 NRD가 -100 ps/nm 이하와 300 ps/nm 이상으로 설정되면 특정한 OPC 위치에서 EOP가 3 dB를 초과하는 것을 알 수 있다. 또한 NRD가 300 ps/nm 이상의 구간에서는 NRD 값에 따른 EOP 편차



(a) Ps = 0 dBm



(b) Ps = 3 dBm

그림 8. NRD 대 5번째 EOP

가 불규칙적으로 커지는 것을 알 수 있다. 그러나 -100 ps/nm부터 300 ps/nm 이하의 NRD 구간 중에서도 입사 전력이 0 dBm인 경우 100 ps/nm부터 300 ps/nm 사이로 설정되고, 3 dBm인 경우 100 ps/nm부터 200 ps/nm 사이로 설정되면 다른 NRD 구간에 비해 OPC 위치에 따른 EOP의 편차가 비교적 적은 것을 알 수 있다. 이 결과는 OPC가 입사 전력이 0 dBm인 경우 200 km부터 950 km 사이, 입사 전력이 3 dBm인 경우 350 km부터 700 km 사이에 위치한 경우  $l_{pre}$  와  $l_{post}$  의 최상 조합이 아니더라도 NRD를 100 ps/nm부터 200 ps/nm 또는 300 ps/nm 사이로만 설정하면 애러 없는 전송이 가능하다는 것을 의미한다.

## V. 결론

지금까지 OPC가 전체 전송로의 중간이 아닌 곳에

위치하는 경우에서도 inline DM의 적용을 통해 전송 성능을 개선시킬 수 있는지를 살펴보았다. 최적의 링크 구조 설계는 precompensation을 조절하는  $l_{pre}$ 와 post-compensation을 조절하는  $l_{post}$ 의 조합을 통해 NRD를 결정하여 OPC 위치별로 최적 NRD를 도출하여 적용하는 방식으로 이루어졌다.  $l_{pre}$ 와  $l_{post}$ 의 5가지 조합 중 최악 채널의 EOP 특성을 가장 좋게 만드는 최상의 EOP를 기준으로 한 NRD를 도출하여 전송 링크에 적용하면 WDM 채널의 입사 전력이 0 dBm인 경우에는 모든 위치에, 입사 전력이 3 dBm인 경우 250 ~ 700 km에 OPC가 위치한다면 모든 WDM 채널의 EOP를 1 dB 이하로 유지시킬 수 있는 것을 확인하였다. 그리고 최상의 NRD의 적용이 아니더라도 모든 채널의 EOP를 1 dB 이하로 만드는 유효 NRD 범위의 도출을 통해 전송 링크 설계의 융통성을 얻는다는 관점에서 보면, 100 ps/nm 이상의 유효 NRD 범위를 갖는 OPC 위치는 입사 전력이 0 dBm인 경우에 50 ~ 900 km, 입사 전력이 3 dBm인 경우에 300 ~ 700 km로 다소 줄어들어야 하는 것을 알 수 있었다.

반면  $l_{pre}$ 와  $l_{post}$ 의 조합으로부터 얻는 5가지 경우의 NRD 값에 따라 EOP 특성이 가장 좋은 것부터 가장 나쁜 것까지를 동시에 분석한 결과,  $l_{pre}$ 와  $l_{post}$ 의 최상 조합이 아니더라도 채널의 입사 전력이 0 dBm인 경우 NRD를 100 ps/nm부터 300 ps/nm 사이로 설정하면 OPC를 각각 200 km부터 950 km까지의 범위에서, 그리고 3 dBm인 경우 NRD를 100 ps/nm부터 200 ps/nm 사이로 설정하면 OPC를 각각 350 km부터 700 km까지의 범위에서 채널들의 EOP를 3 dB 이하로 유지할 수 있는 것을 확인하였다.

본 논문에서 얻은 결과들을 통해 OPC 위치별 최적 NRD의 도출과 적용으로 광 위상 공액의 비대칭성과 그에 따른 광 네트워크 구조의 융통적 설계와 구성이 가능하다는 것을 알 수 있었다.

### 참 고 문 헌

[1] Shieh, W; Bao, H; Tang, Y, "Coherent optical OFDM: theory and design", *Optics Express*, Vol. 16 Issue 2, pp.841~859, 2008.  
 [2] 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, 1337-1340,

1993.  
 [3] H. Taga, S. Yamamoto, N. Edagawa, Y. Yoshida, S. Akiba, and H. Wakabayashi, "Performance evaluation of the different types of fiber chromatic-dispersion equalization for IM-DD ultralong-distance optical communication systems with Er-doped fiber amplifiers," *J. Lightwave Technol.*, Vol.12, 1616~1621, 1994.  
 [4] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, 3rd ed., Academic Press, San Francisco, 2001.  
 [5] C. C. Chang and A. M. Weiner, "Fiber transmission for sub-500-fs pulses using a dispersion-compensating fiber," *IEEE J. Quantum Electron.*, Vol., 1455~1464, 1997.  
 [6] A. M. Vengsarkar, A. E. Miller, M. Haner, A. H. Gnauck, W. A. Reed, and K. L. Walker, "Fundamental-mode dispersion compensating fibers: design consideration and experiments," in *Proc. OFC'94*, Vol.4, p.225, Optical Society of America, 1994.  
 [7] 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.  
 [8] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, Academic Press, 2001.  
 [9] \_\_\_\_\_, "Compensation for the Distorted 16x40 Gbps NRZ Channels in 1,000 km NZ-DSF WDM System Using MSSSI with Optimal Parameters", *한국통신학회논문지*, 제31권 제11A호, pp. 1044~1052, 2006.  
 [10] \_\_\_\_\_, "광 위상 공액기의 최적 파라미터를 이용한 1,000 km NZ-DSF를 갖는 0.96 Tbps WDM 시스템의 유연한 설계", *한국통신학회논문지*, 제32권 제7A호, pp.657-666, 2007. 7. 31  
 [11] \_\_\_\_\_, "Compensation of the Distorted 640 Gbps WDM signals using Optical Phase Conjugator", *International Journal of KIMICS*, Vol.5, No.3, pp.273-280, 2007.  
 [12] A. Yariv, D. Fekete, and D. M. Pepper, "Compensation for channel dispersion by nonlinear optical phase conjugation", *Opt. Lett.*, Vol.4, pp.52-54, 1979.



- [13] D. M. Pepper and A. Yariv, "Compensation for phase distortions in nonlinear media by phase conjugation", *Opt. Lett.*, Vol.5, pp.59-60, 1979.
- [14] \_\_\_\_\_, "집중형 분산 제어 WDM 전송 시스템에서 Mid-Span Spectral Inversion 기술", *한국통신학회논문지*, 제33권 제1A호, pp.7-15, 2008.
- [15] \_\_\_\_\_, "WDM (24×40 Gbps) 전송에서 광 위상 공액기와 분산 제어를 이용한 시스템 성능 개선", *한국통신학회논문지*, 제33권 제10호, pp. 855-864, 2008.
- [16] \_\_\_\_\_, "분산 제어와 OPC를 갖는 광전송 링크를 이용한 WDM 신호의 Q-factor 개선", *한국항행학회논문지*, 제13권1호, pp.27~34, 2009.

**임 황 빈 (Hwang-Bin Yim)**

중신회원



1983년 2월 명지대학교 전자공학과  
 1985년 2월 건국대학교 대학원 전자공학과 석사  
 2003년 2월 순천향대학교 대학원 전기전자공학과 박사  
 2003년 3월~현재 강원도립대학교 정보통신과 교수

<관심분야> 정보 보호, 광통신

**이 성 렬 (Seong-Real Lee)**

정회원



1990년 2월 한국항공대학교 항공통신정보공학과  
 1992년 8월 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 석사  
 2002년 2월 한국항공대학교 대학원 통신정보공학과 박사  
 2002년 6월~2004년 2월 (주)에이티엔 부설연구소 연구소장

2004년~현재 국립목포해양대학교 해양전자통신공학부 부교수

<관심분야> WDM 전송 시스템, 광 솔리톤 전송