

반 전송 링크의 RDPS 결정 방식이 다른 분산 제어가 적용된 Mid-span Spectral Inversion 시스템

Mid-span Spectral Inversion System Applied with Dispersion Management with Different RDPS Determinations for Half Transmission Link

이 성 렬

목포해양대학교 항해정보시스템 학부

Seong-Real Lee

Division of Navigational Information System, Mokpo National Maritime University, Jeollanam-do 58628, Korea

[요 약]

색 분산과 비선형 Kerr 효과에 의한 신호 왜곡을 보상하는 광학 위상 공액과 결합된 분산 제어 링크에서 광섬유의 길이가 보상의 효율성을 결정하는 주요 요인이다. 분산 제어 링크는 표준 단일 모드 광섬유와 분산 보상 광섬유가 배열된 여러 개의 중계 구간으로 구성된다. 본 논문에서는 광 위상 공액기(OPC; optical phase conjugator)를 중심으로 전반 링크와 후반 링크에서 각각 서로 다른 종류의 광섬유들의 길이 변화만으로 RDPS(residual dispersion per span)에 변화를 주는 링크에서의 보상 효과를 살펴보았다. 누적 분산 프로파일이 OPC를 중심으로 원점 대칭이 되면서 동시에 전반 링크에서는 누적 분산량은 모두 양으로, 반면 후반 링크에서는 누적 분산량은 모두 음으로 분포시키는 분산 제어 링크가 960 Gb/s 파장 분할 다중 신호에 대해 가장 우수한 보상이 얻어지는 것을 확인하였다.

[Abstract]

The length of optical fiber in dispersion-managed link combined with optical phase conjugation to compensate for signal distortion caused by chromatic dispersion and nonlinear Kerr effect is a major factor determining the compensation effectiveness. The dispersion-managed link consists of several fiber spans in which standard single mode fiber and dispersion compensating fiber are arranged. In this paper, the compensation effect in the link that changes residual dispersion per span only by adjusting the length of one type of optical fiber, which is different in the first half link and the second half link with respect to optical phase conjugator (OPC), has been investigated. It was confirmed that the best compensation for 960 Gb/s wavelength division multiplexed signal could be obtained in the dispersion-managed link, in which the cumulative dispersion profile is symmetric around the OPC, and the cumulative dispersion amount is all positive in the first half, and all the cumulative dispersion amount is distributed negatively in the second half.

Key word : Mid-span spectral Inversion, Dispersion map, Residual dispersion per span, Half link, Nonlinear Kerr effect.

<https://doi.org/10.12673/jant.2022.26.5.331>



This is an Open Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License (<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

Received 2 September 2022; Revised 5 October 2022

Accepted (Publication) 18 October 2022 (30 October 2022)

*Corresponding Author; Seong-Real Lee

Tel: +82-61-240-7264

E-mail: reallee@mmu.ac.kr

I. 서론

높은 대역폭과 높은 연결성을 갖춘 실시간 데이터에 대한 수요로 인해 전송 용량 증가가 꾸준히 요구되고 있다. 차세대 모바일 인터넷 및 사물 인터넷의 폭발적인 트래픽 수요 증가에 대응하여 광섬유 통신 시스템은 파장 분할 다중화 (WDM; wavelength division multiplexing), 편파 분할 다중화 (PDM; polarization division multiplexing) 및 공간 분할 다중화 (SDM; space division multiplexing)와 같은 다양한 다중화 방식을 활용하고 있다. 그럼에도 불구하고 ‘비선형 새턴 한계 (nonlinear Shannon limit)’는 여전히 통신 용량 위기를 유발한다 [1].

장거리 및 고대역폭 백본 광 네트워크에서 비선형성은 주로 자기 위상 변조 (SPM; self-phase modulation), 교차 위상 변조 (XPM; cross-phase modulation), 4 광파 혼합 (FWM; four-wave mixing), 시스템에 사용된 에르븀 첨가 광섬유 증폭기 (EDFA; erbium-doped fiber amplifier)의 증폭된 자연 방출(ASE; amplified spontaneous emission) 잡음은 광섬유 전송에서 신호를 저하시킨다 [1]-[3].

다행스럽게도 광 위상 공액 (optical phase conjugation)은 ‘비선형 새턴 한계’를 초과하여 장거리 전송 시스템에서 최대 전송 거리 또는 시스템 데이터 용량을 크게 향상시키는 데 도움이 된다 [4]-[6]. 이 시스템에서 전송 광섬유의 길이, 색 분산 기술, 신호 전력 프로파일과 같은 전송 링크 파라미터가 비선형에 의한 왜곡 보상의 효율성을 결정한다 [6],[7]. 특히 이 중에서 신호 전력 프로파일이 광 위상 공액기 (OPC; optical phase conjugator)를 중심으로 대칭되어야 보상 효율을 높일 수 있기 때문에 OPC를 전체 전송 링크의 중간에 위치시키는 MSS (mid-span spectral inversion) 기법을 사용하는 것이 일반적이다 [5],[8].

광 다중화 방식에서 채널 전송 속도가 10 Gb/s 이상인 경우에는 광섬유, 특히 표준 단일 모드 광섬유 (SSMF; standard single mode fiber)에서의 색 분산 (chromatic dispersion)에 의한 신호 왜곡도 시스템 성능을 저하시키는 주요 요인이다. 하지만 각 중계 구간마다 분산 보상 광섬유 (DCF; dispersion compensating fiber)를 추가하여 총 분산을 제거하거나 줄여주는 분산 제어 (DM; dispersion management)를 사용하면 색 분산에 의한 왜곡을 줄여줄 수 있다 [9]-[11].

본 연구에서는 분산 제어가 적용된 MSS 시스템에서 앞서 언급한 링크 파라미터 중 광섬유 길이 변화에 따른 WDM 채널들의 왜곡 보상 효과를 분석하고자 한다. 각각의 중계 구간을 구성하는 SSMF와 DCF의 길이가 달라지면 RDPS (residual dispersion per span)가 달라진다. 본 논문에서는 OPC를 중심으로 전반 링크 (first half link)와 후반 링크 (second half link)에서 각각 서로 다른 한 종류의 광섬유들의 길이 변화만으로 RDPS에 변화를 주는 링크에서의 보상 효과를 살펴본다.

광섬유의 비선형 효과 중 WDM 채널에 영향을 미치는 주요 효과는 SPM과 XPM이다 [12]. 하지만 XPM은 광섬유의 분산 계

수가 큰 경우에 증가된 walk-off에 의해 그 영향이 급격하게 감소한다 [13]. SSMF의 분산 계수는 일반적으로 16 ps/nm/km에서 18 ps/nm/km 정도이고, 본 연구에서는 17 ps/nm/km로 가정하였기 때문에 WDM 채널 왜곡에 대한 XPM의 영향이 미미한 것을 확인하였다. 따라서 비선형 효과 중 SPM과 색 분산만 존재하는 광 전송 링크에 40 Gb/s 채널 24개를 WDM으로 전송한 경우에 대해서 분석한다.

II. 분산 제어 링크

그림 1은 960 Gb/s WDM 전송을 위한 분산 제어 링크의 구조를 나타낸 것이다. OPC를 중심으로 한 분산 분포가 대칭될수록 WDM 채널들의 왜곡 보상에 더욱 효과적이기 때문에 중계 구간을 구성하는 SSMF와 DCF의 배열을 전반 링크와 후반 링크에서 서로 다르게 하였다. 각 반 전송 링크를 구성하는 중계 구간수는 총 13개로 설정하였다.

본 논문의 목적인 중계 구간을 구성하는 광섬유의 길이 변화에 대한 색 분산과 SPM의 보상 특성을 살펴보기 위하여 각 광섬유의 사양은 길이 (l_{SSMF} 와 l_{DCF})를 제외하고 다음과 같이 설정하였다. 우선 SSMF의 손실 계수는 0.2 dB/km, 분산 계수 (D_{SSMF})는 17 ps/nm/km, 비선형 계수는 $1.35 \text{ W}^{-1}\text{km}^1$ (@1,550 nm)로 하였다. 또한 DCF의 분산 계수 (D_{DCF})는 -85 ps/nm/km, 손실 계수는 0.6 dB/km로, 비선형 계수는 $5.06 \text{ W}^{-1}\text{km}^1$ (@1,550 nm)로 설정하였다.

앞서 언급한 RDPS는 중계 구간마다 축적된 분산량으로 분산 제어 링크를 통한 광 신호의 선형 왜곡 보상에 가장 큰 영향을 미친다. 첫 번째 중계 구간과 마지막 중계 구간을 제외한 본 논문에서 고려한 각 반 전송 링크의 12개 중계 구간들의 평균 RDPS는 0 ps/nm로 하였다. 그러나 SSMF나 DCF의 길이에 따라 중계 구간 각각에서의 -510 ps/nm부터 510 ps/nm 사이 한 값으로 다르게 설정되도록 하였다.

각 반 전송 링크에서 한 종류의 광섬유 길이만으로 RDPS를 결정하는 방식에 따라 총 8가지 링크 구성 방법을 고려하였다. 우선 크게 분류해 보면, 전반 전송 링크에서는 SSMF 길이는 80 km로 고정하고 DCF 길이의 변화를 통해, 동시에 후반 전송 링크에서는 DCF 길이는 16 km로 고정하고 SSMF 길이의 변화를 통해 각 중계 구간의 RDPS를 결정하는 방법 (이를 ‘DCF:SSMF variable’이라 칭함)과 이와는 반대되는 방법, 즉 전반과 후반 각각에서 길이가 고정된 광섬유와 길이가 변화하는 광섬유를 앞서와는 반대로 하는 방법 (이를 ‘SSMF:DCF variable’이라 칭함)으로 나누었다.

만일 중계 구간의 SSMF 길이가 80 km이고 동시에 DCF 길이가 16 km라면 RDPS는 $(17 \text{ ps/nm.km} \times 80 \text{ km}) - (-85 \text{ ps/nm/km} \times 16 \text{ km}) = 0 \text{ ps/nm}$ 가 된다. 하지만 SSMF 길이가 80 km로 고정된 상태에서 DCF 길이가 16 km 보다 증가되면 RDPS는 음(negative)이 되고, 반대로 감소되면 RDPS는 양

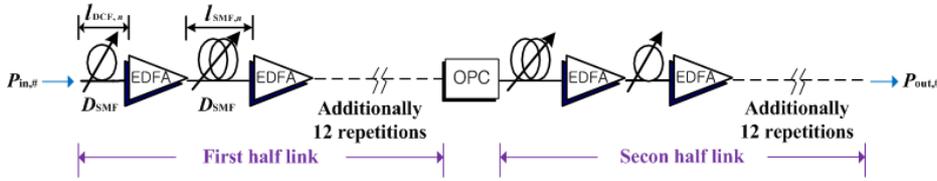


그림 1. 분산 제어 링크의 구조
Fig. 1. Configuration of dispersion-managed link.

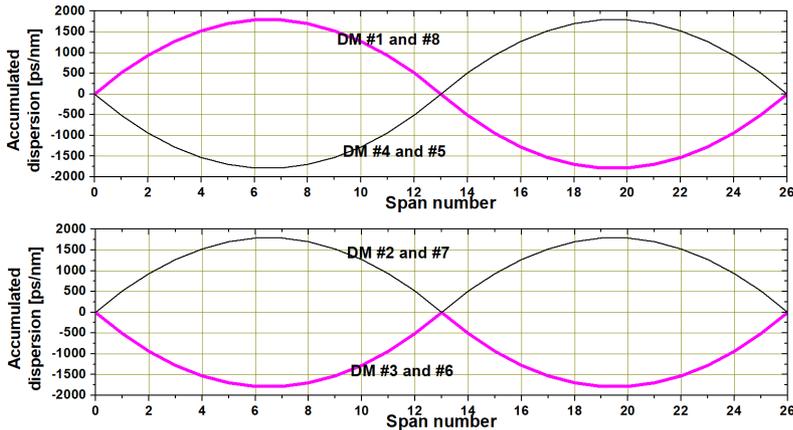


그림 2. 분산 맵
Fig. 2. Dispersion maps.

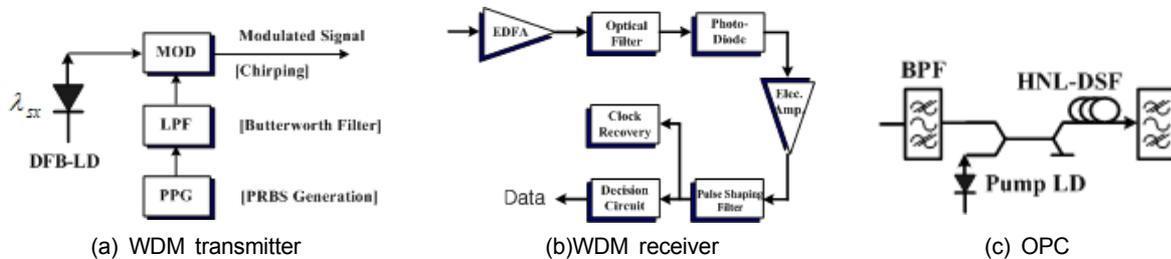


그림 3. WDM 송신기, 수신기 및 OPC의 구조
Fig. 3. Configurations of WDM transmitter, receiver and OPC.

(positive)의 값이 된다. DCF 길이를 16 km 보다 1 km 늘리면 RDPS는 -85 ps/nm가 되고 반면 1 km 감소시키면 85 ps/nm가 된다. 그리고 DCF 길이가 16 km로 고정된 상태에서 SSMF 길이가 80 km 보다 증가되면 RDPS는 양이 되고, 반대로 감소되면 RDPS는 음의 값이 된다. SSMF 길이를 80 km 보다 5 km 늘리면 RDPS는 85 ps/nm가 되고 반면 5 km 감소시키면 -85 ps/nm가 된다.

위에 설명한 내용에 따라 SSMF는 5 km 간격으로, DCF는 1 km 간격으로 각 중계 구간에서 변화를 주면 각 중계 구간마다 할당되는 RDPS 크기를 점진적으로 증가시키거나 감소시킬 수 있다. 이러한 RDPS 점진적 증가를 ‘ASC(ascending)’, 점진적 감소를 ‘DSC(descending)’ 라고 부르기로 한다. 또한 각 반 전송 링크에서 RDPS 분포의 점진적 변화에 기여하는 광섬유에 따라 ASC-by-xxF와 DSC-by-xxF로 표기하기로 한다. 여기서 xxF는 SMF 또는 DCF가 될 수 있다.

두 가지 방법 중 ‘DCF:SSMF variable’은 아래의 4가지 분산 맵 (DM; dispersion map)이 가능하다. 1) DM#1 : 전반 링크에서는 각 중계 구간의 SSMF 길이를 80 km로 고정시킨 상태에서 중계 구간 번호가 늘어남에 따라 DCF 길이를 10 km부터 22 km까지 1 km 간격으로 점진적으로 증가시키고 (DSC-by-DCF), 동시에 후반 링크에서는 각 중계 구간의 DCF를 16 km로 고정시킨 상태에서 SSMF 길이를 50 km부터 110 km까지 5 km 간격으로 점진적으로 증가시키는 (ASC-by-SSMF) 방법, 2) DM#2 : 전반 링크에서는 DCF 길이를 22 km부터 10 km까지 1 km 간격으로 점진적으로 감소시키고 (ASC-by- DCF), 동시에 후반 링크에서는 1)과 같은 방법으로 RDPS를 결정하는 방법 (ASC-by-SSMF). 위 두 가지 구체적 방법을 달리 적용하여, 3) DM#3 : 전반 링크에서는 DSC-by-DCF, 후반 링크에서는 DSC-by-SSMF에 의한 방법, 4) DM#4 : 전반 링크에서는 ASC-by-DCF, 후반 링크에서는 DSC-by-SSMF에 의한 방법 등

이다.

그리고 ‘SSMF:DCF variable’ 방법은 1) DM#5 : 전반 링크에서는 각 중계 구간간의 DCF 길이를 16 km로 고정시킨 상태에서 중계 구간 번호가 늘어남에 따라 SSMF 길이를 50 km부터 110 km까지 5 km 간격으로 점진적으로 증가시키고 (ASC-by-SMF), 동시에 후반 링크에서는 각 중계 구간간의 SSMF 길이를 80 km로 고정시키고 DCF 길이를 10 km부터 22 km까지 1 km 간격으로 점진적으로 증가시키는 (DSC-by-DCF) 구조, 2) DM#6 : 전반 링크에서는 위 1)과 같은 방법 (ASC-by-SMF)을 적용하고 동시에 후반 링크에서는 각 중계 구간간의 DCF 길이를 22 km부터 10 km까지 1 km 간격으로 점진적으로 감소시키는 (ASC-by-DCF) 구조, 3) DM#7 : 전반 링크에서는 DSC-by-SMF, 후반 링크에서는 DSC-by-DCF에 의한 방법, 4) DM#8 : 전반 링크에서는 DSC-by-SMF, 후반 링크에서는 ASC-by-DCF에 의한 방법 등이다.

그림 2에 본 연구에서 고려하는 8가지 구조의 분산 맵을 보이고 있다. 그림 2에서 확인할 수 있듯이 DM#1은 DM#8와, DM#2는 DM#7, DM#3은 DM#6, 그리고 DM#4는 DM#5와 같은 분포 모양을 갖는다. 다만 동일한 분산 맵을 형성하는데 있어 각 반 전송 링크에서 기여한 광섬유가 서로 다르기 때문에 본 연구에서 목적하고자 하는 바를 동일 형태의 분산 맵들 간의 성능 비교를 통해 분석해 볼 수 있을 것이다.

전체 전송 링크에서 누적된 총 분산량 (NRD; net residual dispersion)은 RDPS에 의존한다. 본 연구에서는 앞서 언급했지만 첫 번째 중계 구간과 마지막 중계 구간을 제외한 각 반 전송 링크의 12개 중계 구간들의 평균 RDPS는 0 ps/nm로 하였기 때문에 이들 24개 중계 구간에서의 NRD는 0 ps/nm가 된다. 하지만 최상의 왜곡 보상을 얻을 수 있는 NRD는 0 ps/nm가 아닌 그 근처의 다른 값으로 설정되어야 한다고 보고되었다 [14]. 이것은 NRD를 0 ps/nm를 포함한 다른 값으로 설정해 주어야 한다는 것을 의미한다. 본 연구에서는 첫 번째 중계 구간간의 DCF와 마지막 중계 구간간의 DCF가 이러한 역할을 수행하도록 하였다. 첫 번째 중계 구간간의 DCF 길이 조정으로 NRD를 결정하는 것을 pre-DC (dispersion calibration)라고 부르는 반면 마지막 중계 구간간의 DCF 길이의 조정을 통해 NRD를 결정하는 방법을 post-DC라고 부른다. 좀 더 구체적으로 설명하면, 우선 post-DC에 의해 후반 링크에서의 NRD를 0 ps/nm가 되도록 한 상태에서 pre-DC에 의해서만 전체 전송 링크의 NRD가 변화하도록 한 방법과 pre-DC에 의해 전반 링크에서의 NRD를 0 ps/nm가 되도록 한 상태에서 post-DC에 의해서만 전체 전송 링크의 NRD가 변화하도록 한 방법을 사용하였다.

24 채널 각각의 WDM 송신기와 수신기 구조는 그림 3(a)와 3(b)에 보인 바와 같이 강도 변조/직접 검파 (IM/DD; intensity modulation / direct detection) 방식을 사용한다. 24개 채널 각각의 중심 파장은 DWDM (dense WDM) 파장 표준인 ITU-T Recommendation G.694.1에 따라 100 GHz (즉 0.8 nm) 간격으로 1,550 nm부터 1,568.4 nm로 설정하였다 [15].

그림 3(c)에 나타낸 전체 전송 링크에 중간에 위치한 OPC의

비선형 매질인 HNL-DSF (highly nonlinear - dispersion shifted fiber)에서 전반 링크를 전파해 온 24개 채널 신호는 pump LD와의 FWM에 의해 각각의 공액파를 만든다.

광 전송 링크를 통해 손실과 비선형 효과의 영향을 겪으면서 전파하는 각 채널들은 비선형 슈뢰딩거 방정식 (NLSE; nonlinear Schrödinger equation)에 의해 표현된다[12]. 본 논문에서 40 Gbps의 24 채널 WDM 전송을 위한 NLSE의 수치적 분석은 단계 분할 푸리에 (SSF; split-step Fourier) 기법[12]에 따라 Matlab으로 구현하여 수행되었다.

분산 제어 링크의 일반적 구성은 모든 중계 구간간의 RDPS를 일정하게 분포시키는 방식을 사용한다. 본 연구에서 제안한 분산 맵을 갖는 링크를 통한 왜곡된 WDM 채널 보상 정도를 비교하기 위한 대상으로 기존 방식으로 설계된 분산 제어를 고려하였다. 즉 24개 중계 구간간의 RDPS를 모두 0 ps/nm로 균일하게 분포시킨 구조를 사용하였다. 이 구조를 “conventional scheme”이라고 부르기로 한다.

III. 시뮬레이션 결과 및 검토

그림 4는 “conventional scheme”과 본 연구에서 제안하는 분산 맵을 갖는 링크에서의 눈 열림 페널티 (EOP; eye opening penalty)의 등고선(contour)을 나타낸 것이다. WDM 채널의 입사 전력에 따른 EOP의 기준 값을 만족하는 NRD 범위를 구할 수 있는데 EOP 기준치가 클수록 입사 전력과 NRD 범위가 커져서 전체적 모양이 등고선 형태를 만든다. 그림 4의 결과는 24개 채널 중 수신 성능이 가장 좋지 않은 최악 채널에 대한 결과만을 보이고 있다.

그림 4(a)의 “conventional scheme”에서의 결과와 비교해 그림 4(b)의 DM#1의 EOP 등고선을 살펴보면 EOP 기준치가 1 dB 이상으로 큰 경우에 있어서는 “conventional scheme”으로 설계된 분산 제어 링크에서 보상 특성이 좋아지지만 (이는 EOP 기준치를 만족하는 최대 입사 전력의 확인을 통해 알 수 있음), EOP 기준치가 0.5 dB 이하로 작은 경우에 있어서는 DM#1의 구조로 설계된 분산 제어 링크에서 보상 효과가 개선되는 것을 알 수 있다. 즉 제안한 8가지 분산 맵 중 그림 2(a)의 DM#1의 분산 분포를 갖는 링크를 이용하면 기존의 분산 제어 링크보다 고품질 전송이 가능하다는 것을 확인할 수 있다.

누적 분산 분포 모양이 동일한 DM#1과 DM#8에 대한 EOP 등고선을 나타낸 그림 4(b)와 그림 4(d)를 비교해 보면 동일한 누적 분산 분포 모양을 갖는다고 할지라도 각 중계 구간간의 RDPS를 결정하는 광섬유의 종류에 따라 보상 특성이 달라지는 것을 확인할 수 있다.

그림 4(c)는 DM#2의 EOP 등고선을 나타낸 것으로 DM#2의 누적 분산 분포 모양이 전반 링크에서는 DM#1과 동일하지만 후반 링크에서는 반전된 형태를 갖는다. 그림 4(c)에서 EOP 기준치가 표시되지 않은 것은 해당하는 결과가 없다는 것을 의미한다. 즉 그림 4(c)를 그림 4(b)와의 비교를 통해 알 수 있듯이

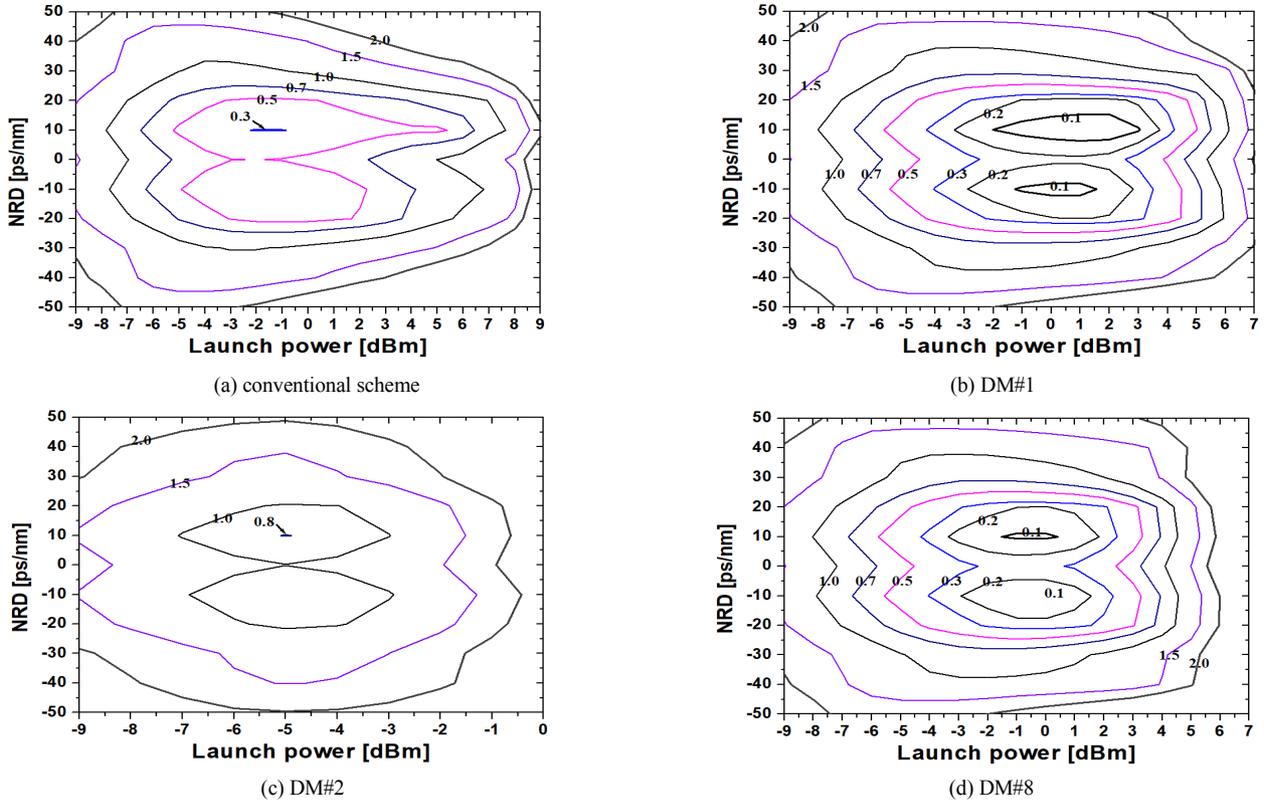


그림 4. EOP 등고선
Fig. 4. EOP contours.

분산 맵의 형태가 왜곡된 WDM 채널 보상에 큰 영향을 미치는 것을 알 수 있다.

그림 5는 본 연구에서 살펴보는 8개 분산 맵의 보상 특성을 전체적으로 분석하기 위한 그래프이다. 그림 5(a)와 5(b)는 0.3 dB EOP 기준치에 대한 등고선을 나타낸 것이고 그림 5(c)와 5(d)는 1.0 dB EOP 기준치에 대한 등고선을 나타낸 것이다. 전반적으로 그림 4를 통해 분석한 내용들이 반영된 결과를 나타내고 있음을 알 수 있다. 그림 5를 통해 DM#1의 분산 맵을 갖는 분산 제어 링크에서 왜곡된 WDM 보상이 가장 우수한 것을 알 수 있다. 하지만 그림 2에 나타낸 분산 맵 중에서 전반 링크와 후반 링크의 누적 분산 분포가 OPC를 중심으로 원점 대칭인 DM#4, DM#5, DM#8에서도 비교적 양호한 보상을 얻을 수 있다는 것도 확인할 수 있다.

1 dB EOP 기준 등고선을 보인 그림 5(c)와 5(d)를 보면 최대 입사 전력 면에서 “conventional scheme”이 우수한 것을 알 수 있다. 하지만 이 구조에서 1 dB EOP를 만족하는 NRD 범위는 DM#1, DM#4, DM#5, DM#8에 비해 좁다. 기준 EOP를 만족하는 등고선을 통해 우리가 활용해야 할 것은 입사 전력과 NRD의 설계 마진이다. 즉 그림 4와 그림 5에서 바로 확인할 수 있듯이 각 등고선의 면적이 클수록 설계 마진이 커진다. 하지만 등고선 면적이 크다고 입사 전력과 NRD 마진이 동시에 크다는 것은 아니다. 즉 분산 맵 형태에 따라 마진 특성이 달라질 수 있다. 따라서 그림 5와 같은 EOP 기준치에 대한 등고선을

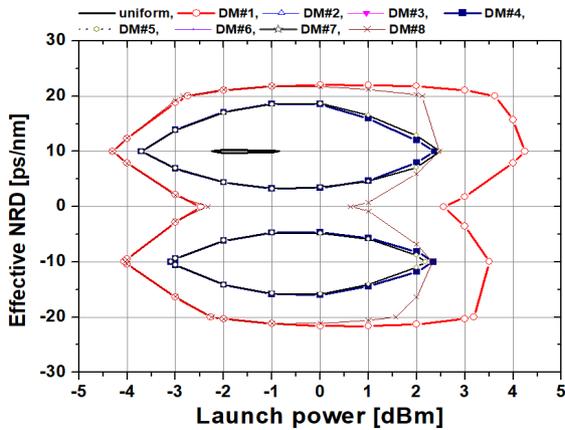
도출하고 그것을 통해 분산 제어 링크의 적절한 설계가 이루어져야 할 것이다.

그림 4와 그림 5와 같은 정교한 분석이 필요하기는 하지만 각 결과들을 통해 알 수 있듯이 동일한 분산 맵에서도 입사 전력에 따라 유효 NRD 크기가 달라지기 때문에 본 연구에서 살펴보는 8가지 분산 맵에 대한 직관적인 비교가 쉽지는 않다.

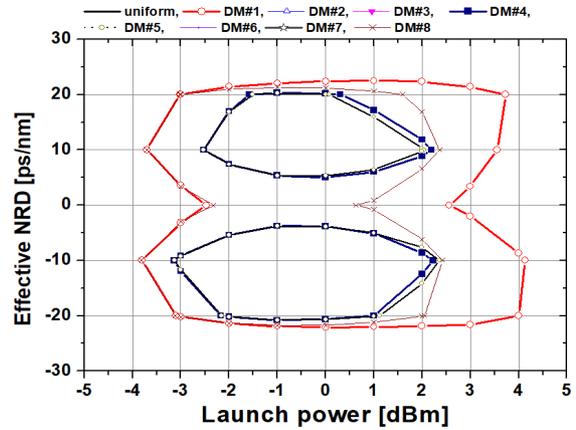
이를 위해 NRD와 입사 전력의 곱 (product of NRD and launch power)을 이용하였다. 그림 4와 그림 5의 등고선 면적은 성능 측면에서 NRD와 입사 전력의 곱이 된다. 이 값이 클수록 분산 제어 링크의 설계 마진이 커진다. 본 연구에서 고찰한 8가지 분산 맵과 “conventional scheme”으로 설계된 분산 제어 링크에서의 NRD와 입사 전력의 곱을 그림 6에 나타냈다.

우선 앞선 결과와 마찬가지로 DM#1의 분산 맵을 갖는 분산 제어 링크에서 NRD와 입사 전력의 곱이 “conventional scheme”보다 우수한 것을 알 수 있다. NRD를 결정하는 방식 측면에서는 pre-DC보다 post-DC가 링크 설계의 융통성 면에서 유리한 것도 알 수 있다.

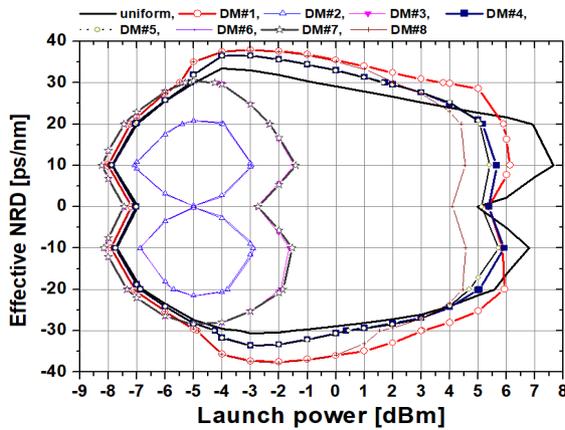
NRD와 입사 전력의 곱의 크기가 큰 순서로 나열하면 DM#1, “conventional scheme”, DM#8, DM#4, DM#5, DM#3, DM#7, DM#2, DM#6 순이다. 그림 2의 분산 맵 구조로 돌아가 분석해보면, 전반 링크와 후반 링크의 누적 분산 모양이 OPC를 중심으로 원점 대칭인 구조가 좌우 대칭인 구조보다 왜곡 보상에 유리한 것을 알 수 있다. 이러한 결과는 전체 전송 링크



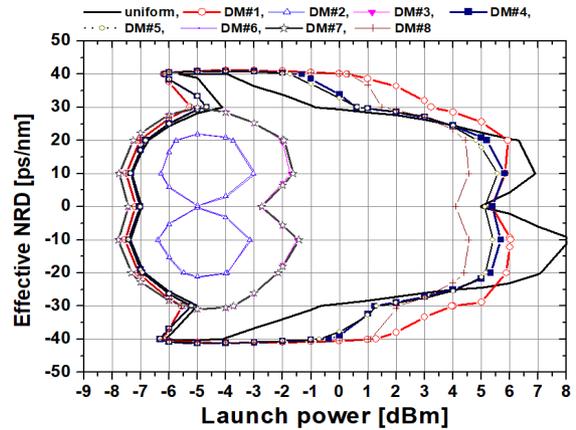
(a) pre-DC; 0.3 dB EOP



(b) post-DC; 0.3 dB EOP



(c) pre-DC; 1.0 dB EOP



(d) post-DC; 1.0 dB EOP

그림 5. EOP 기준치에 따른 등고선
Fig. 5. Contours for EOP criterion value.

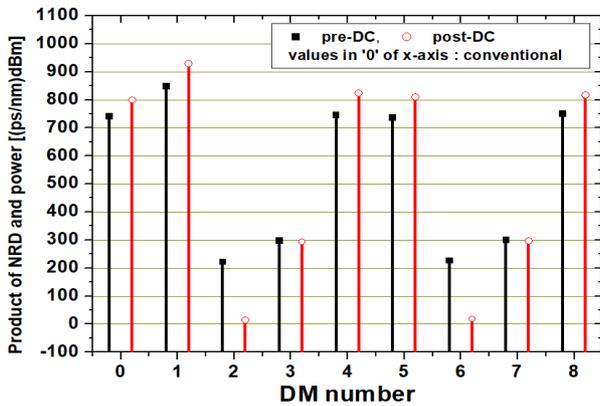


그림 6. NRD와 입사 전력의 곱
Fig. 6. Product of NRD and launch power.

중간에 OPC를 가지고 있기 때문에 나타난 것으로 판단된다. 즉 광 위상 공약을 통해 SPM에 의한 왜곡을 보상하려면 OPC를 중심으로 분산과 국부 전력 프로파일들이 대칭되어야 하는데 본 연구에서 살펴본 구조 중 DM#1, DM#4, DM#5, DM#8이 이 조건에 가장 근접하기 때문이다.

같은 원점 대칭 구조라고 하더라도 전반 링크에서의 누적 분산량이 양으로, 후반 링크에서의 누적 분산량이 음으로 분포하는 DM#1과 DM#8이 그 반대 분포를 띠는 DM#4와 DM#5보다 왜곡 보상에 유리한 것도 알 수 있다. 그 이유는 전반 링크에서의 누적 분산량을 양의 값이 되도록 하여 WDM 펄스의 폭을 퍼지게 함 (broadening)에 따라 강도(intensity)를 줄여주어 비선형 효과, 특히 SPM에 의한 효과를 덜 받게 하였기 때문으로 판단된다.

IV. 결론

OPC를 중심으로 전반 링크와 후반 링크에서 각각 서로 다른 종류의 광섬유들의 길이 변화만으로 RDPS에 변화를 주는 링크에서의 보상 효과를 살펴보았다. 총 8개의 각기 다른 분산 맵을 갖는 분산 제어 링크에 대해 시뮬레이션을 수행한 결과 누적 분산 프로파일 형태가 OPC를 중심으로 원점 대칭이 되면서 동시에 전반 링크에서는 누적 분산량은 모두 양으로, 반면 후반 링크에서는 누적 분산량은 모두 음으로 분포시키는 분산 제어

링크가 960 Gb/s WDM 신호에 대해 가장 우수한 왜곡 보상을 수행할 수 있는 것을 확인하였다.

본 논문을 통해 얻은 중요한 결과는 분산 제어 링크 구성의 시작점인 분산 맵 설계 시 가장 중요하게 고려해야 할 것은 OPC와 결합시키고자 하는 경우 광 위상 공역을 통한 비선형성 왜곡 보상 효과가 최상으로 이루어지도록 RDPS 등의 링크 파라미터의 선택과 할당이 이루어져야 한다는 것이다. 즉 분산과 국부 전력 프로파일의 대칭성과 동시에 전반 링크와 후반 링크의 누적 분산량의 대칭성을 확보해야 하고, 이를 위해 각 중계 구간에 할당되는 RDPS의 크기와 부호를 인위적이기는 하지만 신중하게 선택하고 적용해야 한다.

REFERENCES

- [1] L. Wang, M. Gao, Y. Zhang, F. Cao, and H. Huang, "Optical phase conjugation with complex-valued deep neural network for WDM 64-QAM coherent optical systems," *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 13, No. 5, Oct. 2021.
- [2] R. Essiambre, G. Kramer, P. Winzer, G. Foschini, and B. Goebel, "Capacity limits of optical fiber networks," *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 28, No. 4, pp. 662-701, Feb. 2010.
- [3] A. Amari, O. Dobre, R. Venkatesan, O. Kumar, P. Ciblat, and Y. Jaouën, "A survey on fiber nonlinearity compensation for 400 Gb/s and beyond optical communication systems," *IEEE Communication Surveys & Tutorials*, Vol. 19, No. 4, pp. 3097-3113, Nov. 2017.
- [4] M. Tan, T. Nguyen, P. Rosa, M. A. Z. Al-Khateeb, T. Zhang, and A. D. ELLIS, "Enhancing the signal power symmetry for optical phase conjugation using erbium-doped-fibre-assisted Raman Amplification," *IEEE Access*, Vol. 8, pp. 222766-222773, Dec. 2020.
- [5] I. Sackey, F. Da Ros, J. K. Fischer, T. Richter, M. Jazayerifar, C. Peucheret, K. Petermann, and C. Schubert, "Kerr nonlinearity mitigation: Mid-link spectral inversion versus digital backpropagation in 528-GBd PDM 16-QAM signal transmission," *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 33, No. 9, pp. 18211827, May 1, 2015.
- [6] A. D. Ellis, M. E. McCarthy, M. A. Z. Al Khateeb, M. Sorokina, and N. J. Doran, "Performance limits in optical communications due to fiber nonlinearity," *Advances in Optics and Photonics*, Vol. 9, No. 3, pp. 429503, Sep. 2017.
- [7] P. Rosa, S. T. Le, G. Rizzelli, M. Tan, and J. D. Ania-Castanon, "Signal power asymmetry optimisation for optical phase conjugation using Raman amplification," *Optics Express*, Vol. 23, No. 25, pp. 3177231778, Dec. 2015.
- [8] M. Morshed, L. B. Du, and A. J. Lowery, "Mid-span spectral inversion for coherent optical OFDM systems: Fundamental limits to performance," *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 31, Issue 1, pp. 58-66, Nov. 2012.
- [9] T. Almeida, M. Drummond, N. Pavlovic, P. André, and R. Nogueira, "A fast method for launch parameter optimization in long-haul dispersion-managed optical links," *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 33, No. 20, pp. 4303-4310, Oct. 2015.
- [10] I. Joindot, "Dispersion map optimization in hybrid raman/erbium-doped fiber amplifier-based 40-Gb/s link," *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 17, No. 7, pp. 1555-1557, 2005.
- [11] T. K., Akino, C. Duan, K. Parsons, K. Kojima, T. Yoshida, T. Sugihara, and T. Mizuochi, "High-order statistical equalizer for nonlinearity compensation in dispersion-managed coherent optical communications," *Optics Express*, vol. 20, No. 14, pp. 15769-15780, July 2012.
- [12] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, 3rd ed. San Francisco: CA, Academic Press, 2001.
- [13] M. A. Talukder and M. N. Islam, "Performance of bi-end compensation in a wavelength-division multiplexed system considering the effect of self phase modulation," *Optical Engineering*, Vol. 44, pp. 115005-1-115005-6, Nov. 2005.
- [14] R. I. Killey, H. J. Thiele, V. Mikhailov, and P. Bayvel, "Reduction of intrachannel nonlinear distortion in 40-Gb/s-based WDM transmission over standard fiber," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 12, no. 12, pp. 1624-1626, 2000. DOI: 10.1109/68.896328
- [15] ITU Recommendation G.694.1, Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid, 2006.



이 성 렬 (Seong-Real Lee)

1990년 2월 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과 (공학사)

2002년 2월 : 한국항공대학교 대학원 통신정보공학과 (공학박사)

2004년 3월 ~ 현재 : 국립목포해양대학교 항해정보시스템학부 교수

※ 관심분야 : WDM 전송 시스템, 광의 비선형 현상 분석, 광 솔리톤 전송

1992년 8월 : 한국항공대학교 대학원 통신정보공학과 (공학석사)

2002년 6월 ~ 2004년 2월 : (주)에이티엔 기술연구소장