

사인파형 프로파일 구조의 분산 맵과 결합한 광 위상 공액

Optical Phase Conjugation Combined with Dispersion Maps Configured with Sine-wave Profile

이성렬

목포해양대학교 항해정보시스템학부

Seong-Real Lee

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

[요 약]

광 위상 공액은 파장 분할 다중 (WDM; wavelength division multiplexed) 신호의 장거리 전송을 위해 필수적인 색 분산과 비선형성에 의한 왜곡을 보상할 수 있는 기술 중 하나이다. 이 기술이 그동안 가지고 있었던 한계를 주기적 분산 프로파일을 갖는 분산 맵을 통해 해소하는 방안을 제안하고 분석해 보았다. 제안하는 시스템에서 광 위상 공액기 (OPC; optical phase conjugator)는 전체 링크의 1:2 또는 2:1의 위치에 배치되고, 분산 맵의 프로파일은 사인파 또는 반전된 사인파 모양의 주기적 형태를 갖는다. OPC가 전체 링크의 2:1 지점이 아닌 1:2 지점에 위치할 때 제안된 주기적 형태의 분산 맵을 통해 왜곡된 960 Gb/s WDM 신호의 보상이 더욱 개선되는 것을 확인하였다. 또한 제안된 주기적 분산 맵을 갖는 분산 제어 링크의 설계 융통성을 늘리기 위해서는 중계 구간에 할당되는 최대 RDPS (residual dispersion per span)가 1,800 ps/nm 이상이 되어야 하는 것도 알 수 있었다.

[Abstract]

Optical phase conjugation is one of techniques capable of compensating for distortion due to chromatic dispersion and nonlinearity, which are essential for long-distance transmission of wavelength division multiplexed (WDM) signal. We proposed and analyzed a way to solve the limitations of this technology through dispersion map with periodic dispersion profile. In the proposed system, optical phase conjugator (OPC) is placed at the position of 1:2 or 2:1 of the entire link, and the dispersion profile of dispersion map has periodic shape in the form of a sine wave or an inverse-sine wave. It was confirmed that the effective compensation of the distorted 960 Gb/s WDM signal was further improved through the proposed periodic dispersion map when the OPC was located at the 1:2 point instead of the 2:1 point of the entire link. In addition, it was found that the maximum RDPS allocated to fiber span should be 1,800 ps/nm or more in order to increase the design flexibility of dispersion-managed link with the proposed periodic dispersion map.

Key word : Optical phase conjugation, Dispersion map, Residual dispersion per span, Sine-wave profile, OPC position.

<http://dx.doi.org/10.12673/jant.2022.26.6.474>



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 18 October 2022; Revised 1 November 2022
Accepted (Publication) 26 December 2022 (30 December 2022)

*Corresponding Author; Seong-Real Lee

Tel: +82-61-240-7264

E-mail: reallee@mmu.ac.kr

1. 서론

광 백본 (optical backbone) 네트워크에서 광 전송 처리량의 기하급수적 증가에 실질적이고 임박한 한계를 설명하는 이론이 ‘비선형 새넨 한계 (nonlinear Shannon limit)’이다 [1]-[3]. 이 한계를 벗어나고자 하는 새로운 제안에는 기존 광섬유 배치의 변경[4], 비선형성에 대한 디지털 보상 [5],[6] 및 광학적 보상[7] 등이 있다. 이 중 광학적 보상의 대표적 기술로 광 위상 공역 (optical phase conjugation)이 있다 [8]-[10]. 광 위상 공역은 비선형 Kerr 효과에 의한 왜곡뿐만 아니라 색 분산 (chromatic dispersion)에 의한 선형 왜곡도 보상할 수 있다.

전체 링크의 중간에 위치한 광 위상 공역기 (OPC; optical phase conjugator)까지 전송된 신호의 위상이 공역되고 링크의 후반부에서 짝수 차분 분산 (even ordered dispersion)과 비선형 Kerr 효과의 반전을 통해 보상을 얻을 수 있다. 하지만 분산-전력 프로파일 (dispersion-power profile)이 OPC 위치에 대해 대칭인 경우에만 완벽한 보상이 달성될 수 있기 때문에 장거리 전송 링크에서 채택하고 있는 집중 증폭 (lumped amplification) 시스템에서는 광 위상 공역을 적용하기 어렵다 [11],[12].

OPC를 중심으로 한 분산-전력 프로파일의 대칭성을 최대화하기 위한 다양한 접근 방식이 제안되었다 [13]. 그 중 짧은 길이의 광 증계 구간 (fiber span)을 적용하는 것은 대칭성을 단조롭게 증가시키지만 필요한 증폭기 수를 증가시켜서 강도에 의존하는 비선형 Kerr 왜곡을 증가시키는 결과를 낳는다[14]. 다른 접근 방식은 짧은 간격으로 라만 증폭 (Raman amplification)을 사용하는 것이다. 하지만 설치된 광 링크를 에르븀 도핑 광섬유 증폭기 (EDFA; erbium-doped fiber amplifier)로 개선하려면 비대칭성 완화를 선결해야 해야 한다[15].

다행하게도 광섬유, 특히 표준 단일 모드 광섬유 (SSMF; standard single mode fiber)에서 축적된 색 분산을 분산 보상 광섬유 (DCF; dispersion compensating fiber)를 추가하여 제거하거나 줄여줄 수 있는 분산 제어 (dispersion management) 기술과 OPC를 결합시키면 분산-전력 프로파일의 비대칭성을 줄여주어 결국 OPC 위치의 독립성을 얻을 수 있다 [11],[16]. 본 논문의 저자도 그동안의 연구를 통해 다양한 곳에 위치한 OPC 시스템에 분산 제어 기술을 결합시키면 파장 분할 다중 (WDM; wavelength division multiplexed) 신호의 효과적 전송이 가능한 것을 확인하였다 [17]-[19].

앞선 연구들을 통해 OPC 위치에 따른 보상 효과는 증계 구간 당 분산 (RDPS; residual dispersion per span)과 전체 잉여 분산 (NRD; net residual dispersion) 등의 파라미터에 영향을 받는 것을 알 수 있었다. 특히 RDPS와 NRD를 전체 링크에 대해 표현한 분산 프로파일인 분산 맵 (DM; dispersion map)은 WDM 신호 보상에 큰 영향을 준다. 즉 DM의 형태에 따라 보상 특성이 달라진다. 그동안의 연구를 통해 DM의 형태가 OPC를 중심으로 대칭되어야 효과적인 보상이 된다는 것을 확인하였다. DM의 형태는 특히 증계 구간의 RDPS의 부호와 크기에 따라

다양하게 형성할 수 있다. 예를 들어, 동일한 부호와 크기의 RDPS를 모든 증계 구간에 적용하면 분산 프로파일이 일정한 기울기를 갖는 직선 형태가 되고, 부호 또는 크기를 증계 구간마다 달리 적용하면 RDPS의 부호와 구체적 크기에 따라 주기적인 형태, 랜덤한 형태, 반전된 형태 등을 만들 수 있다.

본 논문에서는 OPC가 전체 링크 중간에 위치하지 않은 시스템에서 색 분산과 비선형성에 의해 왜곡된 960 Gb/s (= 40 Gb/s × 24 channels) WDM 채널의 효과적 보상을 위한 또 다른 구조의 DM을 제안하고 분석하고자 한다. 우선 제안하는 시스템에서 OPC는 전체 링크의 1:2 또는 2:1의 위치에 배치되고, DM의 분산 프로파일은 사인파 (sine wave) 또는 반전된 사인파 (inverse-sine wave) 모양의 주기적 형태를 갖는다. DM 형태가 사인파 또는 반전된 사인파가 되려면 기존 다른 연구에서와는 달리 각 증계 구간에 할당되는 RDPS의 크기 차이가 일정하지 않아야 한다 (즉 비선형 간격).

II. 분산 제어 링크

그림 1은 960 Gb/s WDM 전송을 위한 송신기, 수신기, OPC 및 분산 제어 링크 구조를 나타낸 것이다. 분산 제어 링크는 총 48개 (즉 $n = 48$)의 증계 구간으로 구성된다. OPC의 위치가 전체 전송 링크의 1:2에 위치한 경우에는 $m=16$ 다음에 OPC가 배치된다 (이를 ‘16vs32’ 시스템으로 부름). 반면 ‘32vs16’ 시스템에서는 m 은 32이다.

각 시스템에서의 DM 형태는 그림 2에 보인 바와 같이 분산 프로파일은 사인파와 반전된 사인파의 두 가지 형태를 고려하였다. 그리고 각 시스템에서 증계 구간 수가 적은 전송 구획에서는 한 사이클(cycle)의 사인파나 반전 사인파 형태의 분산 프로파일을 갖도록 설계하였다. 동시에 증계 구간 수가 많은 전송 구획에서의 분산 프로파일은 1 사이클 또는 2 사이클의 사인파나 반전 사인파가 되도록 설계하였다.

결과적으로 본 논문에서 고려한 DM은 아래와 같이 총 8개이다. 우선 ‘16vs32’ 시스템에서는 전반 구획과 후반 구획 각각 1 사이클 사인파 형태 (이를 ‘16vs32; sine 1&1’이라 부름), 전반 구획에서는 1 사이클, 동시에 후반 구획에서는 2 사이클 사인파 형태 (이를 ‘16vs32; sine 1&2’이라 부름), 전반 구획과 후반 구획 각각 1 사이클 반전 사인파 형태 (이를 ‘16vs32; i-sine 1&1’이라 부름), 그리고 ‘16vs32; i-sine 1&2’ 등이다. 그리고 ‘32vs16’ 시스템에서는 전반 구획과 후반 구획 각각 1 사이클 사인파 형태 (이를 ‘32vs16; sine 1&1’이라 부름), ‘32vs16; sine 2&1’, ‘32vs16; i-sine 1&1’ 및 ‘32vs16; i-sine 2&1’ 등이다.

그림 2와 같은 사인파나 반전 사인파 형태의 DM은 각 증계 구간에 할당되는 RDPS를 전반과 후반 구획 각각 16개와 32개 사인 함수 값으로 결정해야 한다. 즉 각 증계 구간마다 다른 RDPS 값을 할당해야 한다. 예를 들어, ‘16vs32; sine 1&1’ 시스템에서 각 전송 구획의 최대 RDPS를 480 ps/nm으로 하고자 한

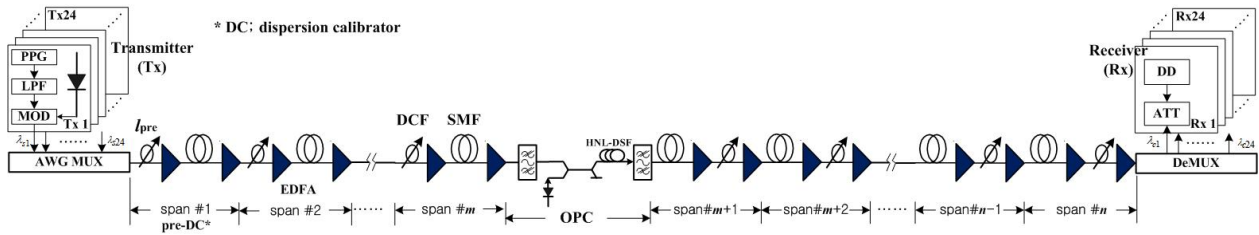


그림 1. 분산 제어 링크와 WDM 시스템의 구조
 Fig. 1. Configuration of dispersion-managed link and WDM system.

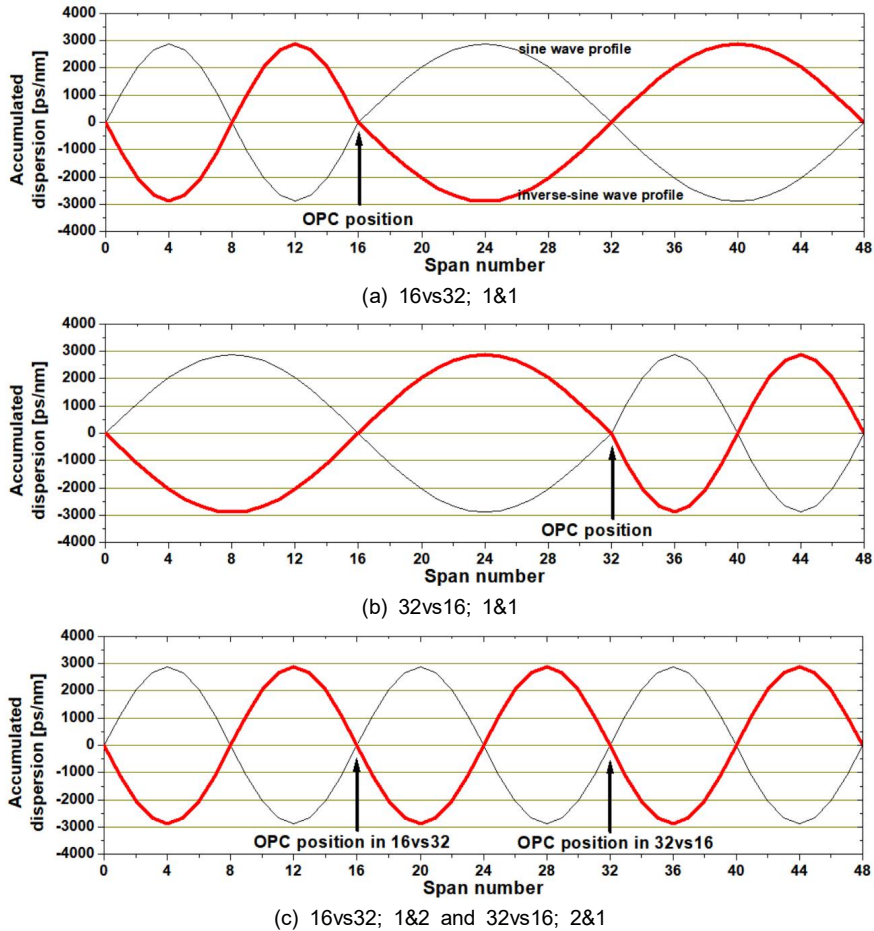


그림 2. 분산 맵
 Fig. 2. Dispersion maps.

다면 우선 전반 구획의 #1부터 #16까지의 중계 구간은 RDPS는 각각 180, 340, 440, 480, 440, 340, 180, 0, -180, -340, -440, -480, -440, -340, -180, 0 (단위 ps/nm 생략)로 할당되어야 한다. 그리고 후반 구획의 #17부터 #48까지의 중계 구간은 RDPS는 각각 90, 180, 270, 340, 400, 440, 470, 480, 470, 440, 400, 340, 270, 180, 90, 0, -90, -180, -270, -340, -400, -440, -470, -480, -470, -440, -400, -340, -270, -180, -90, 0 할당되어야 한다. 이들 RDPS들이 누적되어 그림 2(a)의 “sine wave profile”에 해당하는 분산 맵 형태를 보이게 된다. 그림 2(c)에 보인 1&2와 2&1의 형태에서 2 사이클 모양은 1 사이클에 해당하는 RDPS들을 한

번 더 반복시켜 할당하면 얻을 수 있다.

각 중계 구간마다 할당되는 RDPS는 DCF의 길이를 아래 식 (1)에 따라 각각 다르게 하여 결정할 수 있다.

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

여기서, l_{SMF} 는 SSMF의 길이로 모든 중계 구간에서 80 km로, D_{SMF} 는 SSMF의 분산 계수로 17 ps/nm/km로 하였고, D_{DCF} 는

DCF의 분산 계수로 -100 ps/nm/km 로 하였다. 식 (1)에 표현되어 있지는 않지만 SSMF의 비선형 계수는 $1.35 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$ 로, DCF의 비선형 계수는 $5.06 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$ 로 설정하였다.

본 논문에서는 사인파나 반전 사인파 프로파일을 만드는데 있어 기준이 되는 각 전송 구획의 중계 구간마다 할당되는 RDPS 중 최대 절대값을 80 ps/nm 간격으로 80 ps/nm 부터 $1,320 \text{ ps/nm}$ 까지 고려하였고 각각에 대해 분석하였다.

전체 전송 링크에서 NRD는 RDPS에 의존한다. 그림 2의 DM을 살펴보면 알겠지만 각 중계 구간에 할당된 RDPS가 각각 다르지만 각 전송 구획에서의 NRD는 0 ps/nm 가 된다. 하지만 최상의 왜곡 보상을 얻을 수 있는 NRD는 0 ps/nm 가 아닌 그 근처의 다른 값으로 설정되어야 한다 [20]. 이것은 NRD를 0 ps/nm 을 포함한 다른 값으로 설정해 주어야 한다는 것을 의미한다. 본 연구에서는 첫 번째 중계 구간의 DCF와 마지막 중계 구간의 DCF가 이러한 역할을 수행하도록 하였다. 첫 번째 중계 구간과 마지막 중계 구간의 DCF 길이 조정으로 NRD를 결정하는 것을 각각 pre-DC (dispersion calibration)와 post-DC라고 부른다. 본 연구에서는 우선 post-DC에 의해 후반 링크에서의 NRD를 0 ps/nm 가 되도록 한 상태에서 pre-DC에 의해서만 전체 전송 링크의 NRD가 변화하도록 하였다.

그림 1의 왼쪽과 오른쪽에 표현한 24 채널 각각의 WDM 송신기와 수신기는 각각 강도 변조 (IM; intensity modulation)과 직접 검파 (DD; direct detection) 방식으로 모델링하였다. 또한 분산 제어 링크 내에 있는 OPC는 공역파를 발생시키는 비선형 매질로 HNL-DSF (highly nonlinear - dispersion shifted fiber)를 채택하였다.

광 전송 링크를 통해 손실과 비선형 효과의 영향을 겪으면서 전파하는 각 채널들은 비선형 슈뢰딩거 방정식 (NLSE; nonlinear Schrödinger equation)에 의해 표현된다[21]. 본 논문에서 40 Gb/s 의 24 채널 WDM 전송을 위한 NLSE의 수치적 시뮬레이션은 단계 분할 푸리에 (SSF; split-step Fourier) 기법[21]에 따라 Matlab으로 구현하여 수행되었다.

본 연구에서 제안한 분산 맵을 갖는 링크를 통한 왜곡된 WDM 채널 보상 정도를 비교하기 위한 대상으로 24개 중계 구간의 RDPS를 모두 0 ps/nm 로 균일하게 분포시킨 구조를 사용하였다. 이 구조를 “conventional DM”이라고 부르기로 한다.

III. 시뮬레이션 결과 및 검토

우선 임의로 선택한 최대 RDPS 값으로 설계된 8개 DM에서 pre-DC에 의한 NRD 변화에 따른 최악 채널의 눈 열림 페널티 (EOP; eye opening penalty)를 분석해 보았다. 분석 결과 저자의 다른 연구에서와 마찬가지로 8개의 DM 모두 NRD가 10 ps/nm 로 설정된 경우에 가장 우수한 보상이 이루어짐을 확인하였다. 향후 분석에 사용된 8개 분산 제어 링크 모두 pre-DC에 의해 NRD가 10 ps/nm 로 설정된 링크를 기본으로 한다.

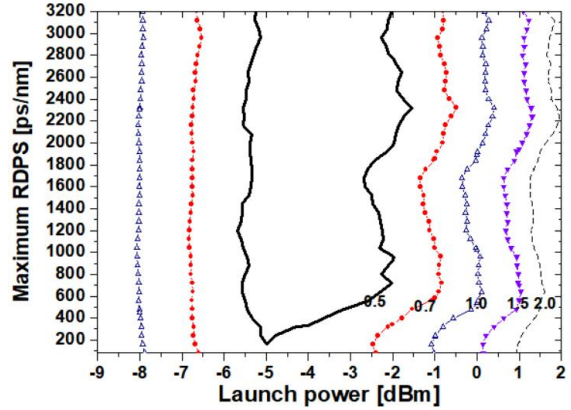
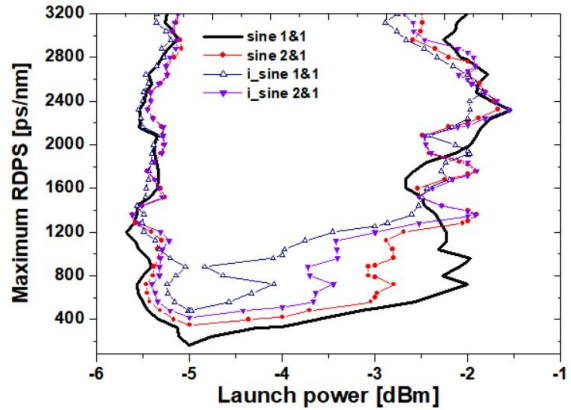
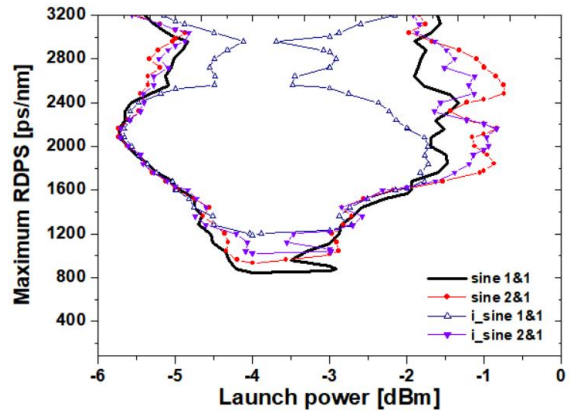


그림 3. ‘16vs32; sine 1&1’ 시스템에서의 입사 전력 대 최대 RDPS 관계

Fig. 3. Relation of the launch power and maximum RDPS in 16vs32; sine 1&1 systems.



(a) ‘16vs32’ system



(b) ‘32vs16’ system

그림 4. 0.5 dB 이하의 EOP를 결과하는 전력 대 최대 RDPS 관계

Fig. 4. Relation of the launch power and maximum RDPS resulting EOP of 0.5 dB or less.

그림 3은 ‘16vs32; sine 1&1’ 시스템에서 수신 성능이 최악인 채널의 EOP를 각각 0.5, 0.7, 1.0, 1.5, 2.0 dB 이하로 얻을 수 있는 입사 전력과 최대 RDPS의 관계를 보인 것이다. EOP 기준값이 적을수록 고품질 신호를 의미하기 때문에 EOP 값이

커질수록 그 값을 얻을 수 있는 입사 전력 범위와 최대 RDPS 범위가 커지는 것은 당연하다는 것을 알 수 있다. 그림 3에서 얻을 수 있는 유의미한 결과는 WDM 채널의 입사 전력과 그림 2의 각 DM을 만드는 기준인 최대 RDPS 값이 보상 성능에 영향을 미친다는 것이다.

본 논문에서 살펴보는 8개 DM 각각에서의 최대 RDPS와 입사 전력이 보상에 미치는 영향을 좀 더 세밀히 살펴보기 위해 그림 4의 0.5 dB EOP 기준에 대한 결과를 비교 검토해 보도록 한다. 그림 4(a)와 4(b)는 각각 ‘16vs32’ 시스템과 ‘32vs16’ 시스템에서의 입사 전력과 최대 RDPS의 관계를 나타낸 것이다. 우선 입사 전력과 최대 RDPS이 왜곡된 WDM 채널 보상에 미치는 영향이 OPC 위치에 따라 확연히 다른 것을 알 수 있다. 즉 입사 전력과 최대 RDPS이 만드는 면적이 넓을수록 제안된 DM을 통한 보상 효과가 크다고 볼 수 있는데 직관적으로 볼 때 OPC가 전체 전송 링크에 앞쪽에 위치한 구조 (즉 ‘16vs32’ 시스템)가 뒤쪽에 위치한 구조, 즉 ‘32vs16’ 시스템보다 보상 효과가 증대되는 것을 알 수 있다.

‘16vs32’ 시스템에서의 결과, 즉 그림 4(a)를 살펴보면, 최대 RDPS 값이 대략 1,200 ps/nm보다 적은 링크에서는 DM의 형태에 따라 보상 특성이 크게 달라지지만 최대 RDPS가 이 값 이상으로 갖는 DM에서는 입사 전력과 최대 RDPS 상호 관계에 따른 보상에 큰 차이가 없는 것을 알 수 있다. 반면 ‘32vs16’ 시스템 (그림 4(b))에서는 입사 전력과 최대 RDPS 상호 관계가 보상에 미치는 정도가 ‘16vs32’ 시스템에 비해 DM의 형태에 따라 많이 달라지는 것을 확인할 수 있다. 즉 본 논문에서 제안하는 사인파나 반전 사인파 형태의 분산 프로파일을 갖는 DM을 적용하여 OPC 위치의 확장성을 얻고자 한다면 OPC를 전체 전송 링크 앞 부분에 위치시킨 시스템이 더욱 유리하다는 것을 그림 4를 통해 확인할 수 있다.

광섬유 통신 시스템에서 EOP를 사용하여 광 신호 품질을 평가하는 경우 성능 기준으로 고품질 수신 성능 기준인 10^{-12} 비트

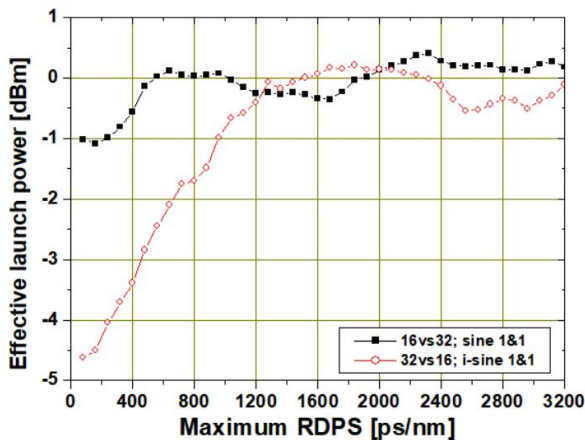
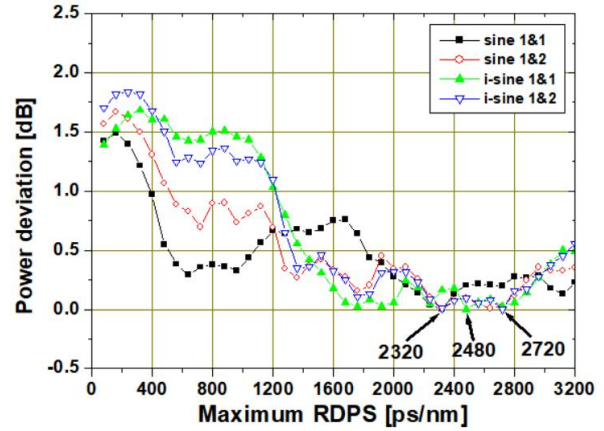
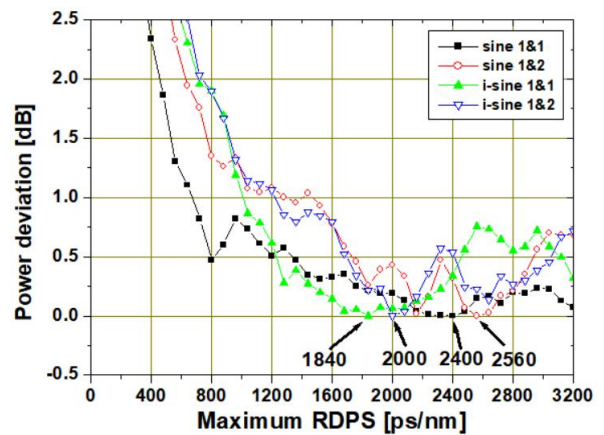


그림 5. 최대 RDPS에 따른 1 dB 이하의 EOP를 결과하는 유효 입사 전력

Fig. 5. Effective launch power capable to result in 1 dB EOP or less as a function of maximum RDPS.



(a) ‘16vs32’ system



(b) ‘32vs16’ system

그림 6. 최대 RDPS에 따른 전력 편차
Fig. 6. Power deviation as a function of maximum RDPS.

에러율 (BER ; bit error rate)에 상응하는 1 dB를 설정한다 [19]. 그림 5는 지금까지 분석을 통해 가장 보상 특성이 좋은 ‘16vs32; sine 1&1’ 시스템과 가장 좋지 않은 ‘32vs16; i-sine 1&1’ 시스템에서 1 dB 이하의 EOP를 얻을 수 있는 유효 입사 전력을 최대 RDPS 값에 따라 나타낸 것이다. ‘16vs32; sine 1&1’ 시스템에서 1 dB 이하의 EOP를 얻을 수 있는 유효 입사 전력은 최대 RDPS가 2,320 ps/nm로 설계된 경우 0.41 dBm이고, ‘32vs16; i-sine 1&1’ 시스템에서는 최대 RDPS가 1,840 ps/nm로 설계된 경우에서 0.21 dBm로 얻어진다. 그림 5를 통해 쉽게 파악할 수 있는 사실은 ‘16vs32; sine 1&1’ 시스템에서는 각각의 최대 RDPS별 유효 입사 전력의 차이가 크지 않다는 것이다. 이러한 결과는 ‘16vs32; sine 1&1’로 DM을 설계하는 경우 최대 RDPS 변화에 따른 왜곡 보상의 안정성을 확보할 수 있다는 것을 의미한다.

그림 6(a)와 6(b)는 각각 ‘16vs32’ 시스템과 ‘32vs16’ 시스템의 4가지 DM에서의 전력 편차 (power deviation)를 최대 RDPS에 따라 나타낸 것이다. 전력 편차는 각 DM에서 얻어진 가장 큰 유효 입사 전력 값과 각각의 최대 RDPS에서 얻어진 유효 입사 전력의 차이로 정의된다. 전력 편차의 기준 값을 0.5 dB

로 임의로 설정한다면 각 DM 설계의 출발점인 최대 RDPS의 선택의 안정성 면에서 ‘16vs32’ 시스템의 경우는 ‘sine 1&2’, ‘i-sine 1&2’, ‘i-sine 1&1’, ‘sine 1&1’의 순서로 우수한 것을 확인할 수 있다. 반면 ‘32vs16’ 시스템에서는 ‘sine 1&1’, ‘sine 1&2’, ‘i-sine 1&2’, ‘i-sine 1&1’의 순서로 우수한 것을 확인할 수 있다.

지금까지의 시뮬레이션과 분석에서는 각 DM에 의한 분산 제어 링크의 NRD를 10 ps/nm로 설정하여 수행하였지만, 그 외의 NRD에서도 WDM 채널의 EOP를 1 dB 이하로 얻을 수 있다는 것을 확인하였다. 1 dB 이하의 EOP를 얻을 수 있는 NRD의 최소 값부터 최대 값 범위를 유효 NRD 범위로 정의하여 입사 전력에 대해 구하면 이 두 요소가 만드는 결과는 폐곡선의 형태를 갖는다. 이 폐곡선의 면적이 넓을수록 DM 설계 시 NRD와 입사 전력의 마진(margin)을 높일 수 있다. 이 폐곡선의 면적을 정량적 지표로 사용하여 모든 경우에 대한 보상 성능을 분석할 수 있다. 이 면적은 성능 관점에서 NRD와 입사 전력의 곱 (product of NRD and launch power)이 된다.

그림 6 그래프 내의 숫자는 각 시스템에서 가장 우수한 보상이 이루어질 수 있는 최대 RDPS이다. 반면 최악의 보상이 이루어지는 최대 RDPS는 우선 ‘16vs32’ 시스템에서 sine 1&1은 80 ps/nm, sine 1&2는 160 ps/nm, i-sine 1&1은 320 ps/nm, i-sine 1&2는 240 ps/nm으로 구해졌다. 그리고 ‘32vs16’ 시스템에서는 모두 80 ps/nm로 얻어졌다.

그림 7은 각 시스템에서 최선과 최악 보상이 이루어지는 최대 RDPS로 설계된 DM에서의 NRD와 입사 전력의 곱을 나타낸 것이다. 그림 7에서 ‘conven.’은 모든 중계 구간의 RDPS를 0 ps/nm로 균일하게 분포시킨 전통적인 구조의 DM이 적용된 분산 제어 링크에서의 NRD와 입사 전력의 곱이다.

그림 7을 통해 도움을 받을 수 있는 것은 DM 설계 시 NRD와 입사 전력의 마진을 알 수 있다는 것이다. 우선 OPC가 전체 전송 링크의 1:2 위치, 즉 ‘16vs32’ 시스템이 2:1 위치의 시스템보다 DM 설계 시 NRD와 입사 전력의 선택 범위가 넓어진다는 것을 확인할 수 있다. 이 시스템에서 최대 RDPS는 적절히 선택되어야 하지만 그림 6(a)의 결과에서 확인할 수 있듯이 최대 RDPS를

1,800 ps/nm 이상으로 선택하면 NRD와 입사 전력의 마진을 큰 오차 없이 확보할 수 있을 것으로 판단된다. 또한 만일의 경우 최대 RDPS를 그 보다 적은 값으로 선택하더라도 NRD와 입사 전력의 곱이 conventional DM에서의 NRD와 입사 전력의 곱보다 비슷하거나 조금 작기 때문에 제안된 DM을 통해 왜곡된 WDM 채널에 대해 효과적인 보상을 얻을 수 있을 것으로 보인다.

그림 7을 통해 알 수 있는 또 다른 결과는 OPC가 전체 전송 링크의 2:1 위치, 즉 ‘32vs16’ 시스템에 1,800 ps/nm 이상의 값을 갖는 최대 RDPS로 설계된 DM을 적용하면 conventional DM으로 설계된 분산 제어 링크를 통한 보상보다 훨씬 개선된 NRD와 입사 전력의 곱을 얻을 수 있다는 것이다.

IV. 결 론

WDM 채널들의 장거리 전송을 위해 필수적인 색 분산과 비선형성에 의한 왜곡을 보상할 수 있는 광 위상 공액에서의 OPC 위치 한계성을 주기적 분산 프로파일을 갖는 분산 맵을 통해 해소하는 방안을 제안하고 분석해 보았다.

시뮬레이션과 분석을 통해 OPC가 전체 링크의 1:2 또는 2:1의 위치에 있더라도 사인파 또는 반전된 사인파 모양의 주기적 형태를 갖는 분산 프로파일의 DM을 적용하면 WDM 채널들의 왜곡 보상 효과가 제고된다는 것을 알 수 있었다. 특히 OPC가 전체 링크의 1:2 위치에 있는 시스템에서 2:1 위치의 시스템에서보다 더욱 효과적인 보상이 얻어지는 것을 알 수 있었다. 제안된 사인파 또는 반전된 사인파 형태의 분산 프로파일을 갖는 DM의 설계 관점에서 기존 방식인 conventional DM보다 NRD와 입사 전력 마진의 유연성이 개선된다면 분산 제어 링크의 최대 RDPS를 1,800 ps/nm 이상으로 선택해야 한다는 것도 확인할 수 있었다.

결론적으로 색 분산과 비선형 효과에 의해 왜곡된 WDM 신호를 보상하고자 광 위상 공액을 사용하는 경우 사인파나 반전된 사인파 형태의 분산 프로파일을 갖는 DM을 분산 제어 링크를 적용하고, 중계 구간에 할당하는 최대 RDPS를 비교적 큰 값으로 선택하면 OPC 위치를 전체 전송 링크의 중간이 아닌 다른 곳으로 이동시킬 수 있다는 것을 확인하였다.

References

[1] A. D. Ellis, M. A. Z. Al Khateeb, and M. E. McCarthy, “Impact of optical phase conjugation on the nonlinear Shannon limit,” *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 3, No. 4, pp. 792-798, Feb. 2017.

[2] A. Carena, V. Curri and P. Poggiolini, “On the optimization of hybrid Raman/erbium-doped fiber amplifiers,” *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 13, No. 11, pp. 1170-1172, Nov. 2001.

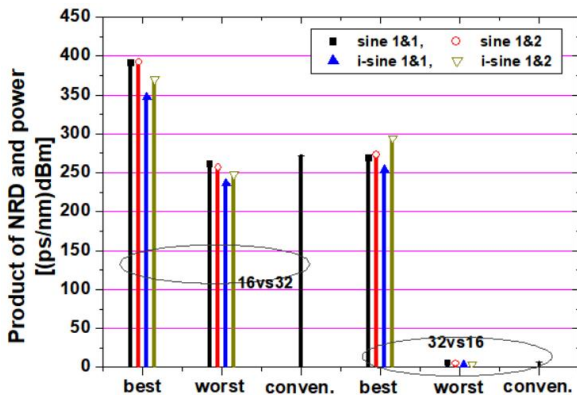


그림 7. NRD와 입사 전력의 곱
Fig. 7. Product of NRD and launch power.

- [3] A. D. Ellis, J. Zhao and D. Cotter, "Approaching the non-linear Shannon limit," *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 28, No. 4, pp. 423-433, Feb.15, 2010.
- [4] A. D. Ellis, "The MODE-GAP project," in *2013 IEEE Photonics Conference*, Bellevue: WA, pp. 299-300, 2013.
- [5] X. Li, X. Chen, G. Goldfarb, E. Mateo, I. Kim, F. Yaman, and G. Li, "Electronic post-compensation of WDM transmission impairments using coherent detection and digital signal processing," *Optics Express*, Vol. 16, No. 2, pp. 881-888, Jan. 2008.
- [6] L. B. Du, D. Rafique, A. Napoli, B. Spinnler, A.D. Ellis, M. Kuschnerov, and A.J. Lowery, "Digital fiber nonlinearity compensation: Toward 1-Tb/s transport," *IEEE Signal Processing Magazine*, Vol. 31, No. 2, pp. 46-56, March 2014.
- [7] E. Temprana, N. Alic, B. P. P. Kuo, and S. Radic, "Beating the nonlinear capacity limit" *Optics & Photonics News*, Vol 27, No 3, pp 30-37, 2016.
- [8] D. M. Pepper and A. Yariv, "Compensation for phase distortions in nonlinear media by phase conjugation", *Optics Letters*, Vol. 5, No 2, pp.59-60, 1980.
- [9] H. Hu, R. M. Jopson, A. H. Gnauck, S. Randel, and S. Chandrasekhar, "Fiber nonlinearity mitigation of WDM-PDM QPSK/16-QAM signals using fiber-optic parametric amplifiers based multiple optical phase conjugations," *Optics Express*, Vol. 25, No. 3, pp. 1618-1628, Feb. 2017.
- [10] 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, No. 1, pp. 58-66, Jan. 2013.
- [11] P. Minzioni, I. Chistian, V. Degiorgio, L. Marazzi, M. Martinelli, C. Langrock, and M.M. Fejer, "Experimental demonstration of nonlinearity and dispersion compensation in an embedded link by optical phase conjugation," *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 18, No. 9, pp. 995-997, May 1, 2006.
- [12] X. Xiao, C. Yang, S. Gao, and Y. Tian, "Partial compensation of Kerr nonlinearities by optical phase conjugation in optical fiber transmission systems without power symmetry," *Optical Communications*, Vol. 265, No. 1, pp. 326-330. 2016.
- [13] A. A. I. Ali, C. S. Costa, Mohammad A. Z. Al-Khateeb, F. M. Ferreira, and A. D. Ellis, "An expression for nonlinear noise in optical phase conjugation systems with lumped amplifiers," *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 30, No. 23, pp. 2056-2059. 2018.
- [14] N. Doran and A. Ellis, "Optical link design for minimum power consumption and maximum capacity," in *39th European Conference and Exhibition on Optical Communication*, London:UK, Sept. 2013.
- [15] K. Solis-Trapala et al., "Nearly-ideal optical phase conjugation based nonlinear compensation system," in *Optical Fiber Communication (OFC) Conference 2014*, San Francisco: CA, Mar. 2014.
- [16] P. Minzioni and A. Schiffrini, "Unifying theory of compensation techniques for intrachannel nonlinear effects," *Optics Express*, Vol. 13, No. 21, pp. 8460-8468, 2005.
- [17] H. B. Yim and S. R. Lee, "Compensation for the distorted WDM signals through dispersion-managed optical links combined with non-midway optical phase conjugation," *International Journal of Control and Automation*, Vol. 11, No. 9, pp.1-10, Nov. 2018.
- [18] S. R. Lee, "Dispersion-Managed Optical Transmission Link Adding of Non-Midway OPC," *Journal of Advanced Navigation Technology*, Vol. 24, No. 5, pp. 408-414, Oct. 2020.
- [19] J. P. Chung and S. R. Lee, "Symmetric-type dispersion maps in dispersion-managed optical link with mid-span spectral inversion," *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, Vol. 20, No. 1, pp. 222-230, Oct. 2020.
- [20] R. I. Killely, 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.
- [21] 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), 1992년 8월 : 한국항공대학교 대학원 통신정보공학과 (공학석사)
2002년 2월 : 한국항공대학교 대학원 통신정보공학과 (공학박사), 2002년 6월 ~ 2004년 2월 : (주)에이티엔 기술연구소장
2004년 3월 ~ 현재 : 국립목포해양대학교 항해정보시스템학부 교수
※관심분야 : WDM 전송 시스템, 광의 비선형 현상 분석, 광 솔리톤 전송