

FWM에 의한 채널 간섭이 존재하는 장거리 WDM 시스템에서의 전력 대칭 MSSI 보상법을 통한 수신 성능 개선

Reception Performance Improvement of the Long-Haul WDM System with the Channel Interference Due to FWM Effect through the Power Symmetric Mid-Span Spectral Inversion

이 성 렬 · 장 원 호* · 이 윤 현*

Seong-Real Lee · Won-Ho Jang* · Yun-Hyun Lee*

요 약

본 논문에서는 FWM(Four Wave Mixing)에 의한 채널 간섭이 존재하는 장거리 WDM 전송 시스템에서의 최적 펌프 전력 조건을 만족하는 전력 대칭 MSSI(Mid-Span Spectral Inversion) 보상법의 적용 가능성과 성능 개선 정도를 시뮬레이션과 분석적 방법을 통해 검토해 보았다. 먼저 최적 펌프 전력 조건의 MSSI를 채택한 전송 시스템에서 입력 광 펄스의 전력과 주파수 칩 파라미터의 변동에 따른 수신단에서의 EOP(Eye Opening Penalty) 평가를 통해 양호한 수신 성능을 유지할 수 있는 최대 송신 전력의 범위를 알아보고, WDM 수신단에서 FWM에 의한 누화의 영향을 20 dB SNR 이상으로 할 수 있는 채널당 최대 입력 전력의 크기를 채널 간격에 따라 계산해 보았다. 광 송신단에서 변조된 광 펄스가 정도의 차이 없이 down-chirp되어 있는 WDM 전송 링크에 제안된 MSSI 보상을 적용하면 10 Gbps 전송의 경우 양호한 수신 특성을 유지시킬 수 있는 채널 당 최대 입력 전력을 5.3 dBm으로, 채널 간격을 0.4 nm로 하여 최대 68개의 채널 전송이 가능하다는 것을 확인할 수 있었다. 즉 제안한 최적 펌프 전력 조건 하에서의 전력 대칭 MSSI 보상법이 WDM 시스템의 장거리 초광대역 조건을 만족시킬 적합한 새로운 링크 전송 기술임을 확인할 수 있었다.

Abstract

In this paper, we showed the applicability of power symmetric MSSI(Mid-Span Spectral Inversion) to the long-haul WDM system with the channel interference due to FWM(Four Wave Mixing). And we showed the degree of performance improvement. We used 1 dB EOP(Eye-Opening Penalty) criterion so as to evaluate the degree of compensation dependent on the variation of chirp parameter of optical pulse for the various input power in high speed transmission system. And we evaluated the maximum input power of channel be able to be the signal to crosstalk noise (SNR) above 20 dB in the transmission link with the channel interference due to FWM. Consequently the proposed MSSI compensation method is capable to transmitting the total 68 WDM channels simultaneously with a 0.4 nm channel spacing and 5.3 dBm maximum input power in a 10 Gbps transmission link. Therefore the proposed power symmetric MSSI compensation method may be very useful for the implementation of long-haul wideband WDM transmission systems with relatively high power and improved performance.

(주)세영통신(Seyoung Telecomm. Co., Ltd)

*한국항공대학교 전자정보통신컴퓨터공학부(School of Electro., Telecomm. and Computer Eng., Hankuk Aviation Univ.)

· 논문 번호: 20020429-051

· 수정완료일자: 2002년 6월 27일

FWM에 의한 채널 간섭이 존재하는 장거리 WDM 시스템에서의 전력 대칭 MSSI 보상법을 통한 수신 성능 개선

Key words : MSSI(Mid-Span Spectral Inversion), FWM(Four Wave Mixing), Chromatic Dispersion, SPM(Self Phase Modulation), WDM(Wavelength Division Multiplexing), Channel Interference, Frequency Chirp

I. 서 론

장거리 초고속 광 전송 시스템에서 Kerr 효과와 그룹 속도 분산(GVD ; Group Velocity Dispersion)의 상호 작용에 의한 비선형적인 파형의 왜곡은 시스템의 전송 능력을 제한한다^[1]. 이러한 한계를 극복하기 위하여 과거 수년 동안 진행된 여러 방법 중^{[2]-[4]}에서도 광 솔리톤 전송에 필적할만한 방법으로 전송로 중간에 광 위상 공액기(OPC ; Optical Phase Conjugator)를 사용하여 신호 왜곡을 보상하는 MSSI(Mid-Span Spectral Inversion)^{[5],[6]}가 있다.

경로 평균 강도 근사법(PAIA ; Path-Averaged Intensity Approximation)^[7]을 이용한 MSSI 보상에 있어 전송 링크 중간에 위치한 OPC에서 공액파(conjugate wave)를 얻기 위한 펌프(pump) 신호의 전력에 따라 OPC 다음의 두 번째 광섬유로 입력되는 공액파의 전력이 변하기 때문에 자기 위상 변조(SPM ; Self Phase Modulation)에 의한 광 펄스 왜곡의 보상 정도가 달라지게 됨을 예상할 수 있는데, 색 분산과 SPM에 의한 왜곡에 대한 최상의 보상이 얻어지는 OPC에서의 펌프 신호의 최적 전력이 증폭기 간격이 40 km인 경우에는 19 dBm, 증폭기 간격이 50 km인 경우에는 20 dBm이어야 한다는 것을 선행한 연구(참고 문헌 [8])에서 확인하였다.

강도 변조 직접 검파(IM/DD ; Intensity Modulation / Direct Detection)의 경우 신호에 의해 직접 변조되는 반도체 레이저는 주파수 칩(chirp)을 갖는 광 펄스를 만든다. 이러한 광 펄스의 주파수 칩 현상은 광통신에서의 전송 비트율에 영향을 주기 때문에^[9] 선행한 연구인 참고 문헌 [10]에서 최적 펌프 전력 조건에서의 MSSI 보상^[8]을 통해 안정된 수신 성능을 유지할 수 있는 광 펄스의 최대 입력 전력 범위를 광 변조 과정에서 광 펄스에 인가되는 칩의 영향을 고려하여 수신단에서의 1 dB EOP(Eye Opening Penalty) 특성을 기준으로 전송 속도별로 도출해 보았다.

우선 10 Gbps 비트율의 2,000 km 전송 시스템에서 광 펄스의 초기 칩이 $C_0 = -1.0$ 인 경우 MSSI 보상을 통해 5.4 dBm까지 송신이 가능(이는 $C_0 = +0.5$ 인 경우보다 입력 전력이 1 dBm 개선된 것이다)하다는 사실을 알 수 있었다. 또한 20 Gbps에서 광 펄스의 초기 칩이 $C_0 = -1.0$ 인 경우 5 dBm의 입력 전력, 40 Gbps 에서는 $C_0 = -1.0$ 인 경우 3.9 dBm의 입력 전력을 갖는 광 펄스를 MSSI를 통해 양호하게 보상할 수 있다는 것을 확인할 수 있었다.

파장 분할 다중(WDM ; Wavelength Division Multiplexing) 시스템을 이용한 다중 채널을 장거리 전송하는데 있어 매우 높은 채널 입사 전력과 낮은 분산 계수를 갖는 광섬유가 필수적이어야 한다. 그러나 이러한 필수 요인들은 4 광파 혼합(FWM ; Four Wave Mixing) 현상을 통해 새로운 주파수의 광 신호를 발생시키는데, 이렇게 생성된 새로운 신호는 원래의 채널에 간섭을 일으키는 원인이 된다. 특히 분산 천이 광섬유(DSF ; Dispersion Shift Fiber)처럼 분산값이 적은 광섬유에서는 FWM 효과가 WDM 시스템에 영향을 주는 주된 요인이 되고 있다.

그렇기 때문에 앞선 연구를 통해 제안한 최적 펌프 전력 조건 하에서의 전력 대칭 MSSI를 통한 광 펄스의 보상법이 실제 장거리 WDM 전송 시스템에 적용될 수 있는지의 가능성을 확인하기 위해서는 FWM에 의한 채널 간 간섭(누화)의 영향을 분석하고, WDM 시스템에서 채널 간격에 따른 수신단에서 누화의 영향을 기준값 이내로 할 수 있는 채널 당 최대 입력 전력의 크기를 도출하여 최적 펌프 전력 조건에서의 MSSI를 이용한 광 펄스 전송에서의 최대 입력 전력값과 비교 분석하여야 한다.

따라서 본 논문에서는 우선 선로 증폭기를 갖는 장거리 전송 시스템에서의 FWM 광 신호 전력을 유도하고, 이를 바탕으로 WDM 시스템 수신단에서의 누화의 영향을 기준값 이내로 할 수 있는 채널 당 최대 입력 전력의 크기를 채널 간격에 따라 고찰해

보았다. 그리고 참고 문헌 [10]에서 사용했던 시뮬레이션 모델을 그대로 사용하여 전송 속도별로 입력 전력 변동과 칩 파라미터 변동에 따른 수신 성능의 변화를 EOP를 통해 살펴보고, 1 dB EOP를 기준으로 한 송신 전력의 범위를 도출하여 WDM 전송 시스템에서의 누화의 영향을 최소화 할 수 있는 채널 당 최대 입력 전력 크기와 비교 분석하여 최적 펌프 전력 조건 하에서의 MSSI 보상법이 장거리 광대역 WDM 시스템에 적용될 수 있는 가능성을 확인해 보았다.

II. MSSI를 통한 광 펄스 왜곡의 보상 원리

색 분산과 SPM 효과의 보상은 그림 1에서와 같이 길이 L_1 의 첫 번째 광섬유(SMF1)와 길이 L_2 의 광섬유(SMF2) 사이에 OPC(길이 z_0)를 삽입하여 광 링크를 구성하면 이루어질 수 있다. 우선 신호파 A_s 는 길이 L_1 의 SMF1을 통해 $+z$ 방향으로 전파해간다. 그런 후 OPC는 A_s 를 OPC 내의 펌프 신호 A_p 의 펌프 주파수에 대한 스펙트럼 반전을 통해 위상 공액파 A_c 로 변환시킨다. OPC를 빠져 나온 A_c 는 길이 L_2 의 SMF2를 통해 수신단에 도착하게 된다. 수신단에서 검출된 광 신호의 출력은 아래 식으로 표현된다. 여기서 β_{2j} 는 j 번째 광섬유에서의 그룹 속도 분산

$$A_c(L_1+L_2, t) = \exp[i(\omega_c t + \beta_{11}L_1 - \beta_{12}L_2)] \times \int_{-\infty}^{\infty} d\Omega F^*(\Omega) \exp(-\Omega t) \times \exp\left\{-\frac{i}{2}\Omega^2(-\beta_{21}L_1 + \beta_{22}L_2)\right\} \times \exp\{i(\Delta\Phi_1(\Omega, t) - \Delta\Phi_2(\Omega, t))\} \quad (1)$$

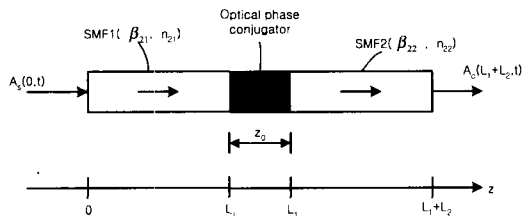


그림 1. OPC를 이용한 색 분산 및 SPM 보상의 개념도

Fig. 1. Schematic configuration of GVD and SPM compensation by OPC.

(GVD ; Group Velocity Dispersion) 파라미터, Ω 는 푸리에 차원에서의 주파수, $F(\Omega)$ 는 푸리에 차원에서의 펄스 진폭이다. 그리고 $\Delta\Phi_j(\Omega, t)$ 는 j 번째 광섬유에서 SPM에 의해 겪게 되는 위상 천이이다.

식 (1)을 통해 알 수 있듯이 수신단에서 왜곡 없이 광 신호가 검출되려면, 우선

$$\beta_{21}L_1 = \beta_{22}L_2 \quad (2)$$

의 조건을 만족하여야 한다.

또한 식 (1) 우변의 마지막 항은 두 광섬유에서 SPM에 의해 겪게 되는 위상 천이의 크기가 같아지면 SPM에 의한 신호 왜곡을 보상할 수 있다는 것을 의미한다. 광섬유에서의 Kerr 효과에 의한 위상 천이는 $(\omega n_2/cA_{eff})P$ 에 비례하기 때문에 SPM에 의한 신호와 왜곡의 보상 조건을 식으로 표현하면

$$\gamma_1 \overline{P_s} L_1 = \gamma_2 \overline{P_c} L_2 \quad (3)$$

이다. 여기서 $\overline{P_s}$ 와 $\overline{P_c}$ 는 각각 아래의 식들로 표현되는 SMF1에서의 신호파의 경로 평균 전력과 SMF2에서의 공액파의 경로 평균 전력이다.

$$\overline{P_s} = P_s(0, t) \frac{[1 - \exp(-\alpha L_1)]}{\alpha L_1} \quad (4)$$

$$\overline{P_c} = P_c(L_1, t) \frac{[1 - \exp(-\alpha L_2)]}{\alpha L_2} \quad (5)$$

III. 선로 증폭기를 갖는 장거리 WDM 전송에서 채널 간섭의 영향 분석

3-1 선로 증폭기를 갖는 시스템에서 FWM 광신호의 전력

FWM 현상은 실리카 광섬유에서의 3차 비선형 대표적 현상의 하나로 전자 시스템의 상호 변조 현상과 유사하다. 즉 FWM 과정을 통해 $f_i, f_j, f_k (\neq f_j)$ 의 주파수를 갖는 3 채널의 광 신호들이 서로 혼합하여 $f_F = f_{ijk} = f_i + f_j - f_k$ 의 관계로 새로운 4번째 광 신호를 발생시킨다. 이 신호는 원래의 정보 채널에 간섭을 일으키고, 항상 중간 채널에서 간섭의 영향이 가장 심한 것을 알 수 있다. 장거리 전송 시스템은 그림 2와 같이 선로 증폭

FWM에 의한 채널 간섭이 존재하는 장거리 WDM 시스템에서의 전력 대칭 MSI 보상법을 통한 수신 성능 개선

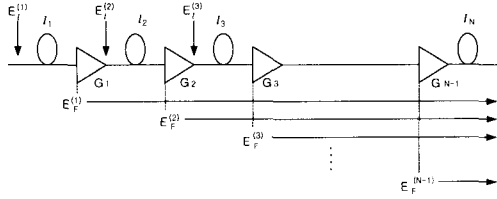


그림 2. 선로 증폭기를 갖는 전송 시스템에서의 FWM 분석을 위한 개념도

Fig. 2. Schematic configuration for the analysis of FWM in the optical transmission system with in-line amplifier.

기 간격 l 을 갖는 $N-1$ 개의 구간으로 구성되어 있고, 각 증폭기에서 FWM 과정을 통해 발생된 FWM 광은 서로 더해져 수신단에 나타나기 때문에 수신단에서의 FWM 광 전력의 크기는 우선 비선형 쉬뢰딩거 파동 방정식을 통해 임의의 구간에서의 정보 신호와 FWM 광의 진폭을 유도하고 각 구간에서 경계 조건을 대입하여 구할 수 있다.

각 구간의 간격(l), 손실(α)과 증폭 이득(G)이 일정하고, 모든 구간에서의 $\Delta\beta$ 가 일정하다는 가정에서의 FWM 광 전력은

$$P_F = \frac{1024\pi^6}{n^4\lambda^2c^2} \left(\frac{d\chi L_{eff}}{A_{eff}} \right)^2 P_i P_j P_k \exp(-\alpha l) N^2 \eta \quad (6)$$

이 된다. 여기서 n 은 굴절 계수, λ 는 광 신호의 파장, c 는 광 신호의 속도, N 은 증폭기 개수, P_i , P_j 와 P_k 는 각 채널의 입력 전력이다. 그리고 d 는 two-tone product인 경우($f_i = j$)에는 3, three-tone product인 경우($f_i \neq j$)에는 6의 값을 갖는 degeneracy 성분이고, χ 는 nonlinear susceptibility이다.

L_{eff} 와 η 는 각각 유효 전송 거리와 FWM 효율로 아래 식들과 같다.

$$L_{eff} = \frac{1 - \exp(-\alpha L)}{\alpha} \quad (7)$$

$$\eta = \frac{\alpha^2}{N^2(\alpha^2 + \Delta\beta^2)} \frac{\sin^2(N\Delta\beta l/2)}{\sin^2(\Delta\beta l/2)} \cdot \left(1 + \frac{4e^{-\alpha l} \sin^2(\Delta\beta l/2)}{(1 - e^{-\alpha l})^2} \right) \quad (8)$$

그림 3은 선로 증폭기 간격이 50 km로 전체 전송

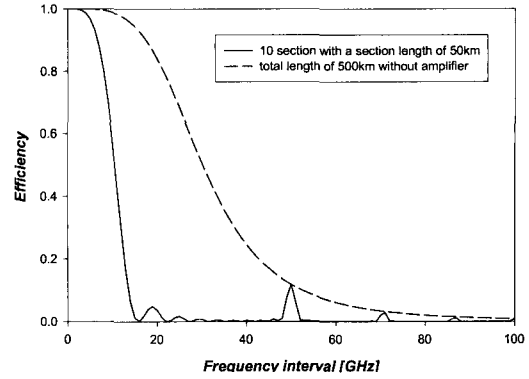


그림 3. 채널 간 주파수 간격 변화에 따른 FWM 효율
Fig. 3. FWM efficiency dependence on the variation of frequency interval between the channels.

거리가 500 km인 전송 시스템에서의 채널 간 주파수 간격 변화에 따른 FWM 효율을 나타낸 것이다. 그림에서 점선은 500 km의 전체 거리가 단일 구간(즉 $N=1$)으로 되어 있는 경우의 FWM 효율이다.

3-2 다중 채널 전송에서 FWM 광 신호의 전력

선로 증폭기를 갖는 장거리 시스템을 통한 K 개 채널 전송에서의 주파수 f_F 를 갖는 FWM 광의 전체 전력은 $f_F = f_i + f_j - f_k$ ($i, j, k = 1, 2, 3, \dots, K$)의 조건을 만족하는 모든 조합의 합으로 표현되어야 한다.

즉 각 채널 간에 상관 관계가 없다면 전체 FWM 광의 전력은

$$P_{F, total}(f_F) = \sum_{f_i=f_F+f_k-f_j} \sum_{f_j} \sum_{f_k} P(f_i+f_j-f_k) \quad (9)$$

이다^[11]. 다중 채널 전송 시 FWM 광에 의한 가장 큰 간섭을 받는 채널이 중간 채널이기 때문에 일반적으로 f_F 를 중간 채널의 주파수로 하면 식 (9)를 통해 최대 FWM 광 전력을 구할 수 있다.

표 1은 16-채널 전송에서 중간 채널인 8번째 채널과 같은 주파수의 FWM 광($f_{8th\ ch}$)을 발생시키는 입력 3-채널의 주파수 관계를 나타낸 것이다. 예를 들어 4번째 채널($i=4$)과 15번째 채널($j=15$)은 11번째 채널($k=11$)과 반응하여 8번째 채널과

표 1. 16-채널 전송에서 8번째 채널과 같은 주파수의 FWM광을 발생시키는 입력 3-채널의 주파수 관계

Table 1. FWM contributions at the frequency channel 8 in a 16-channel WDM system.

$j \backslash i$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
1									2	3	4	5	6	7	8	9
2						$k=1$			3	4	5	6	7	8	9	10
3						1	2		4	5	6	7	8	9	10	11
4					1	2	3		5	6	7	8	9	10	11	12
5					2	3	4		6	7	8	9	10	11	12	13
6						4	5		7	8	9	10	11	12	13	14
7							6		8	9	10	11	12	13	14	15
8																
9									10	11	12	13	14	15	16	
10										12	13	14	15	16		
11											14	15	16			
12												16				
13																
14																
15																
16																

같은 주파수의 FWM 광 신호를 발생시킨다.

본 논문에서는 $i=k$ 인 경우와 $j=k$ 인 경우는 각각 SPM과 상호 위상 변조(XPM ; Cross Phase Modulation)를 의미하기 때문에 무시했다.

이 표에서 i 항과 j 항은 상호 교환이 가능하다. 즉 $i=j$ 를 중심으로 대칭적이다. 또한 표 1의 대각선에 해당하는 항목들은 two-tone products에 의한 항이기 때문에 이 경우 d 는 3으로 해야 하고, 나머지 항목들은 three-tone products에 의한 항이기 때문에 이 경우 d 는 6으로 해야 한다.

따라서 16-채널 전송에서 중간 채널인 8번째 채널과 같은 주파수의 FWM 광 신호의 전력은 총 161개의 입력 3-채널 주파수 관계(표 1)를 이용해 각

각 식 (6)과 식 (8)을 통해 구한 후 이들을 식 (9)의 과정으로 모두 더해서 얻을 수 있다.

3-3 WDM 시스템에서 채널 당 최대 입력 전력

식 (6)~(9)를 통해 표현되는 FWM 광은 선로 증폭기를 갖는 장거리 WDM 시스템의 수신단에서 누화를 발생시킨다. 누화는 전송할 수 있는 채널의 수, 채널 간격, 그리고 채널 당 최대 입력 전력의 크기를 제한한다.

따라서 양호한 수신 성능을 유지할 수 있는 채널의 간격, 채널 당 최대 입력 전력 등을 도출하여 실제 WDM 시스템 설계와 분석에 적용해야 한다.

WDM 링크 상에서 FWM 현상을 일으키는 3-채널 신호의 입력 전력이 $P_i = P_j = P_k = P$ (표 1과 같다면 수신단에서의 FWM 광은 식 (6)으로부터

$$P_F(L) = \zeta P^3(0) \exp(-\alpha L) S \tag{10}$$

와 같이 쓸 수 있다. 여기서

$$\zeta = \frac{1024 \pi^6}{n^4 \lambda^2 c^2} \left(\frac{\chi L_{eff}}{A_{eff}} \right)^2 N^2 \tag{11}$$

이고, S 는

$$S = \sum_{combination} d^2 \eta \tag{12}$$

이다. 수신단에서의 SNR을 $K = P_s(L)/P_F(L)$ 이라고 하면 채널 당 최대 입력 전력은 식 (10)으로부터 구할 수 있다.

$$P_{max}(0) = \sqrt{\frac{1}{\zeta SK}} \tag{13}$$

IV. 광 전송 시스템 모델링과 시뮬레이션

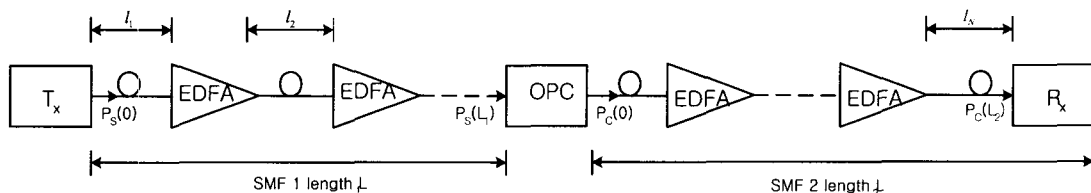


그림 4. MSSI를 채택한 광 전송 시스템의 모델

Fig. 4. Simulation model of optical transmission system using optical phase conjugator.

FWM에 의한 채널 간섭이 존재하는 장거리 WDM 시스템에서의 전력 대칭 MSSI 보상법을 통한 수신 성능 개선

그림 4는 본 논문에서 시뮬레이션을 수행할 MSSI를 채택한 광 전송 시스템의 모델을 나타낸 것이다. 시스템은 크게 송신부, 전송 링크, 수신부로 구성된다.

시스템 모델의 시뮬레이션에 필요한 파라미터들은 표 2와 같이 참고 문헌 [8], [10]과 동일하게 하였다.

본 논문에서는 우선 최적 펌프 전력 조건의 MSSI를 채택한 10 Gbps, 20 Gbps, 40 Gbps 전송 시스템에서 양호한 수신 성능을 유지할 수 있는 최대

송신 전력의 범위를 알아보기 위하여 입력 광 신호의 전력과 광 펄스의 주파수 첩 파라미터의 변동에 따른 EOP를 단계 분할 푸리에 변환(SSF ; split-step Fourier) 방법^[12]을 이용한 시뮬레이션을 통해 도출하고, 참고 문헌 [10]에서 얻은 결과와 비교 분석해 보았다.

최적 펌프 전력 조건 하에서의 MSSI를 통한 광 펄스의 보상법이 실제 장거리 WDM 전송 시스템에 적용될 수 있는지의 가능성을 확인하기 위해서 앞서 유도된 식 (6)~(13)을 이용하여 FWM 광 신호 전력을 유도하고, 이를 바탕으로 WDM 전송 시스템에서 수신단에서의 누화의 영향을 20 dB의 SNR 이상으로 할 수 있는 채널 당 최대 입력 전력의 크기를 채널 간격에 따라 계산해 보았다.

결론적으로 이 둘의 결과와 참고 문헌 [10]에서의 결과들을 종합 비교 분석하여 앞선 연구에서 제안했던 최적 펌프 전력 조건 하에서의 MSSI 보상법이 장거리 광대역 WDM 시스템에 적용될 수 있는 가능성의 확인과 MSSI 보상법이 WDM 전송 링크에 적용됐을 경우의 성능 개선 정도를 검토해 보았다.

표 2. 시뮬레이션 파라미터

Table 2. Simulation parameters.

시스템 구성		파라미터 값
송신부	전송 속도	10 Gbps, 20 Gbps, 40 Gbps
	초기 첩 파라미터(C0)	-1.0, -0.5, 0, +0.5
	송신 광 펄스	2차 수퍼 가우시안 펄스
	PRBS의 수	2 ⁷
수신부	EDFA의 이득(G)	exp(α l)
	광 필터의 종류	가우시안 필터, 로렌치안 필터
	3-dB 광 대역폭(B ₀)	1 nm (=124 GHz)
전송 링크부	광섬유의 종류	분산 천이 광섬유(DSF)
	SMF1와 SMF2의 길이(L _i)	1,000 km
	SMF1와 SMF2의 손실 계수(α_i)	0.2 dB/km
	SMF1와 SMF2의 분산 파라미터	10 Gbps : 0.4 ps/nm/km 20 Gbps : 0.2 ps/nm/km 40 Gbps : 0.1 ps/nm/km
	SMF1와 SMF2의 비선형 굴절 계수(n_{2i})	2.36×10 ⁻²⁶ km ² /W
	유효 코어 직경(A _{eff})	60 μm ²
	선로 증폭기 간격(l)	50 km
	광 위상 공액기	펌프 파장(λ_p)
펌프 전력(P _p)		20 dBm
비선형 매체의 종류		분산 천이 광섬유(DSF)
DSF의 길이(z ₀)		20 km
DSF의 손실 계수(α)		0.23 dB/km
DSF의 비선형 계수(γ)		2.6 W ⁻¹ km ⁻¹

V. 시뮬레이션 결과 및 검토

5-1 최적 펌프 전력 조건의 MSSI에서의 최대 송신 전력의 도출

그림 5~7은 각각 10 Gbps, 20 Gbps, 40 Gbps 전송 시스템에 MSSI 보상법을 적용한 경우 다양한 입력 신호 전력에서의 첩 파라미터 변동에 따른 EOP를 나타낸 것이다. 모든 경우에 있어 입력 전력이 2.7~3 dBm 이하로 낮은 경우에 대해서는 변조 과정에서 인가된 광 펄스의 초기 첩 상태에 관계없이 MSSI 보상법을 통해 1 dB 이하의 양호한 수신 특성이 유지되지만 입력 전력이 비교적 큰 경우에는 광 펄스의 초기 첩 파라미터 값이 늘어날수록 수신 성능이 열화되는 것을 알 수 있다.

그러나 입력 전력이 그 이상으로 증가하는 경우에는 광 펄스가 down-chirp되어야만 양호하게 보상된다는 것을 아울러 확인할 수 있다.

동시에 down-chirp된 광 펄스의 경우 10 Gbps에서는 입력 전력이 2.7 dBm, 20 Gbps에서는 입력 전

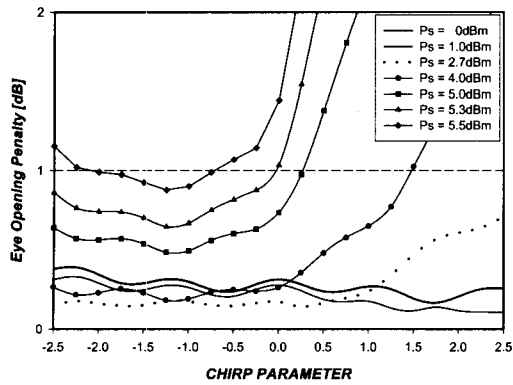


그림 5. 10 Gbps 전송 시스템의 다양한 입력 전력에 대한 칩 파라미터 변동에 따른 EOP
 Fig. 5. EOP dependence on the variation of chirp parameter for the various input power in 10 Gbps transmission system.

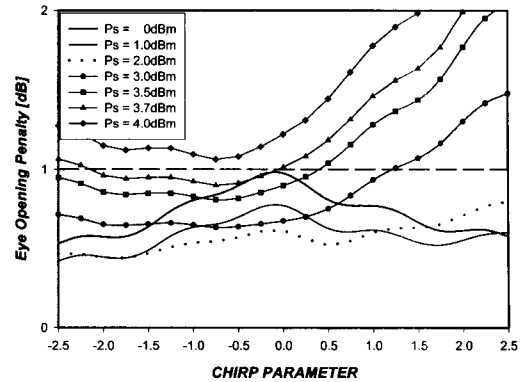


그림 7. 40 Gbps 전송 시스템의 다양한 입력 전력에 대한 칩 파라미터 변동에 따른 EOP
 Fig. 7. EOP dependence on the variation of chirp parameter for the various input power in 40 Gbps transmission system.

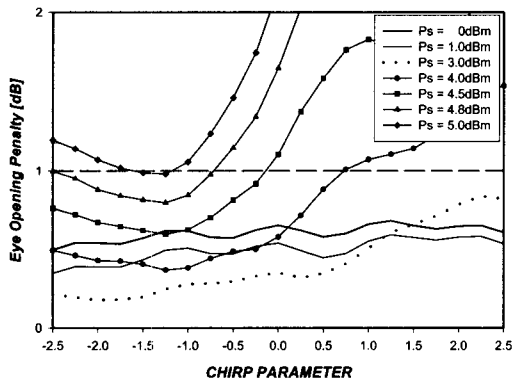


그림 6. 20 Gbps 전송 시스템의 다양한 입력 전력에 대한 칩 파라미터 변동에 따른 EOP
 Fig. 6. EOP dependence on the variation of chirp parameter for the various input power in 20 Gbps transmission system.

력이 3 dBm, 40 Gbps에서는 2 dBm 이하 범위 내에서 입력 전력이 증가할수록 더욱 개선된 보상이 이루어지는 것과 2~3 dBm 이하의 입력 전력을 갖는 광 펄스의 양호한 보상을 위해서는 전송 속도가 증가할수록 광 펄스의 down-chirp의 정도가 커져야 하는 것을 확인할 수 있다.

하지만 참고 문헌 [10]에서 광섬유를 전송하는 광 펄스의 파장이 이상 분산 파장(anomalous dispersion wavelength)인 경우 광 펄스가 down-chirp될수록

MSSI를 통해 더욱 양호하게 보상된다는 사실을 알 수 있었다. 따라서 광 송신단에서 변조된 광 펄스가 정도의 차이 없이 down-chirp되어 있다면 10 Gbps 전송의 경우 최대로 전송할 수 있는 송신 전력이 5.3 dBm이고, 20 Gbps에서는 약 4.8 dBm, 그리고 40 Gbps에서는 약 3.7 dBm이라는 것을 확인할 수 있다.

5-2 MSSI를 통한 송신 파장 개선 정도

SMF1의 분산 계수 변동에 따른 EOP의 변화 정도를 통해 양호한 수신 성능을 유지할 수 있는 송신 파장의 범위를 고찰할 수 있게 해 주는 파라미터로 광섬유의 2차 분산 계수(second-order dispersion coefficient)가 있다. 이것은 WDM과 같은 다중 채널 전송에서 광섬유의 영 분산 파장에 대한 각 채널의 파장 차이에 따른 분산의 정도를 나타내 주는 값으로 DSF의 2차 분산 계수는 일반적으로 $0.07 \text{ ps}^2/\text{nm}^2/\text{km}$ 이다.

앞선 연구를 통해 $C_0 = -1.0$ 인 칩 파라미터를 갖는 입력 전력이 3 dBm인 광 펄스를 MSSI 보상을 통해 2,000 km 전송한 경우 양호한 수신 성능을 유지할 수 있는 SMF1의 분산 계수가 1.93 ps/nm/km 까지 가능하기 때문에 이 경우 왜곡 없는 전송이 가능한 신호의 대역폭이 27.57 nm로 신장되는 것(반

FWM에 의한 채널 간섭이 존재하는 장거리 WDM 시스템에서의 전력 대칭 MSSI 보상법을 통한 수신 성능 개선

표 3. 전송 속도별 왜곡 없는 전송이 가능한 송신 파장의 대역폭^[10]

Table 3. Permissible bandwidth of signal wavelength possible to distortion-free transmission for the various bit rate.

구분 전송 속도	송신 파장 대역폭 (MSSI 보상법 무적용)	송신 파장 대역폭 (MSSI 보상법 적용)
10 Gbps	8.57 nm	27.57 nm
20 Gbps	2.86 nm	11.43 nm
40 Gbps	2.00 nm	6.29 nm

면 동일한 광 펄스를 MSSI 보상없이 600 km 전송하는 경우에서의 SMF1의 분산 계수 범위는 0.6 ps/nm/km로 얻어졌다)을 알 수 있었다. 아울러 2,000 km의 20 Gbps와 40 Gbps 전송 시스템에 MSSI를 적용하면 송신 파장의 대역폭이 표 3과 같이 신장되는 것을 알 수 있었다^[10].

5-3 WDM에서 채널 간섭을 고려한 경우 MSSI를 통한 성능 개선 정도

앞서 언급했듯이 다중 채널 전송 시 중간 채널이 간섭의 영향을 가장 많이 받는다. 10 Gbps 전송 시 물레이션에서 신호 파장을 1,552 nm로, 이 파장에서의 SMF1의 분산 계수를 0.4 ps/nm/km로 가정한 경우에서의 MSSI 보상을 통한 SMF1의 분산 계수 최대 허용치가 1.93 ps/nm/km이었다. 따라서 SMF1 분산 계수의 중간 값은 0.965 ps/nm/km이고 이에 상응하는 송신 파장, 즉 1560.5 nm가 중간 채널의 파장이다.

그림 8은 채널 당 파장 간격을 등 간격으로 가정하고, 수신 SNR은 20 dB, nonlinear susceptibility는 $\chi = 5 \times 10^{-15}$ [e.s.u.]로 하여 중간 채널 신호에 해당하는 1,560.5 nm 파장에서 계산한 전송 채널 수에 따른 채널 당 최대 입력 전력을 나타낸 것이다.

채널 간 파장 간격이 넓을수록 상호 간섭 정도가 줄어들어 FWM 광의 전력이 감소하는 것을 예상할 수 있는데 그림 8을 통해서도 확인할 수 있다. 그림 8을 통해 파장 간격이 0.4 nm인 WDM 링크를 통한 68개 이상의 채널 전송 시 20 dB의 SNR을 유지할

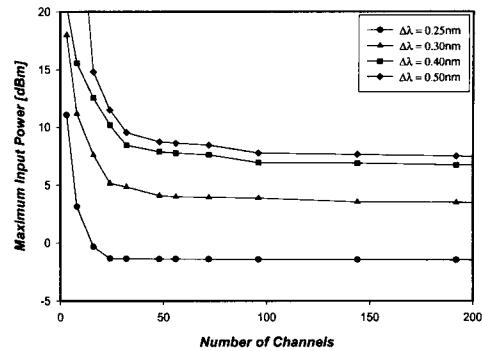


그림 8. 10 Gbps WDM 전송 링크에서 다양한 채널 간 파장 간격에 대한 전송 채널 수에 따른 채널당 최대 입력 전력

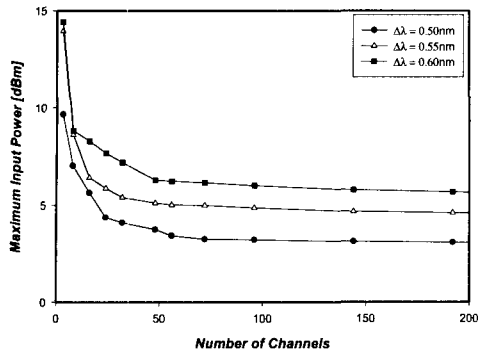
Fig. 8. Maximum input power per channel dependence on the number of channels for the various wavelength interval in 10 Gbps WDM transmission link.

수 있는 채널 당 최대 입력 전력이 5-1절에서 확인한 최대 송신 전력의 범위를 초과하는 약 7 dBm 되는 것을 알 수 있다.

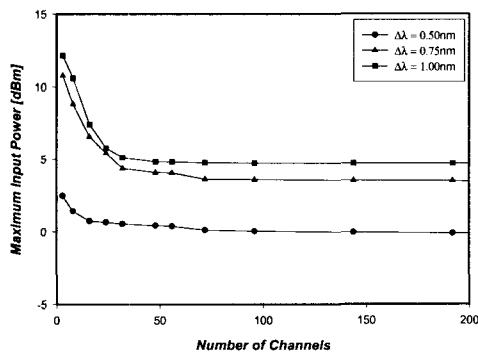
따라서 선로 증폭기 간격이 50 km인 전체 전송 거리 2,000 km의 10 Gbps의 WDM 전송 링크에 제안된 MSSI 보상을 적용하면 수신단에서의 20 dB 이상의 SNR과 1 dB 이하의 EOP 특성을 유지하면서 채널 당 입력 전력을 5.3 dBm으로, 채널 간격을 0.4 nm로 하여 최대 68개의 채널 전송이 가능하다는 것을 확인할 수 있다.

그림 9의 (a)와 (b)는 각각 20 Gbps WDM 전송 (중간 채널 파장 1,557.7nm)과 40 Gbps WDM 전송 (중간 채널 파장 1,555 nm)에서 계산한 전송 채널 수에 따른 채널 당 최대 입력 전력을 나타낸 것이다.

그림 8의 10 Gbps 전송에서와 같은 분석을 통해 20 Gbps의 WDM 전송 링크에 제안된 MSSI 보상을 적용하면 채널 당 입력 전력을 4.8 dBm으로, 채널 간격을 0.6 nm로 하여 최대 20개의 채널 전송이 가능하고, 40 Gbps 전송의 경우 채널 당 최대 입력 전력을 3.7 dBm으로, 채널 간격을 0.75 nm로 하여 최대 8개까지의 채널 전송이 가능하다는 것을 확인할 수 있다.



(a) 20 Gbps



(b) 40 Gbps

그림 9. WDM 전송 링크에서 전송 채널 수에 따른 채널당 최대 입력 전력

Fig. 9. Maximum input power per channel dependence on the number of channels.

VI. 결 론

참고 문헌 [8]과 [10]을 통해 제안한 최적 펄프 전력 조건 하에서의 전력 대칭 MSSI를 통한 광 펄스의 보상법이 FWM에 의한 채널 간 간섭이 존재하는 실제 장거리 WDM 전송 시스템에 적용될 수 있는지의 가능성과 MSSI 보상법이 WDM 전송 링크에 적용됐을 경우의 성능 개선 정도를 시뮬레이션과 분석적 방법을 병행하여 검토해 보았다.

본 연구를 통해 광 송신단에서 변조된 광 펄스가 정도의 차이 없이 down-chirp되어 있고, 선로 증폭기 간격이 50 km인 전체 전송 거리 2,000 km의 FWM에 의한 채널 간섭이 존재하는 WDM 전송 링크에 제안된 MSSI 보상을 적용하면 10 Gbps 전송의 경우 수신단에서의 20 dB 이상의 SNR과 1 dB

이하의 EOP 특성을 유지시킬 수 있는 채널 당 최대 입력 전력을 5.3 dBm으로, 채널 간격을 0.4 nm로 하여 최대 68개의 채널 전송이 가능하다는 것을 확인할 수 있었다. 아울러 20 Gbps와 40 Gbps 전송에서도 MSSI 보상법을 적용하면 채널 당 최대 입력 전력의 크기와 채널의 수가 MSSI 보상이 적용되지 않은 경우보다 신장되는 것을 확인할 수 있었다.

따라서 앞선 연구를 통해 제안한 최적 펄프 전력 조건 하에서의 전력 대칭 MSSI 보상법이 WDM 시스템의 장거리 초광대역 조건을 만족시킬 적합한 새로운 링크 전송 기술임을 본 연구를 통해 확인할 수 있었다.

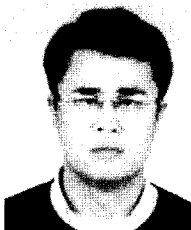
참 고 문 헌

- [1] N. Shibata, K. Nosu, K. Iwashita and Y. Azuma, "Transmission limitations due to fiber nonlinearities in optical FDM systems", *IEEE J. Select. Areas in Comm.*, vol. 8, no. 6, pp. 1068-1077, 1990.
- [2] T. L. Koch and R. C. Alfarness, "Dispersion compensation by active predistorted signal synthesis", *J. Lightwave Technol.*, vol. LT-3, pp. 800-805, 1985.
- [3] A. M. Vengsakor and W. A. Reed, "Dispersion-compensating single-mode fibers : Efficient designs for first- and second-order compensation", *Opt. Lett.*, vol. 18, pp. 924-926, 1993.
- [4] A. Hasegawa and F. Tappert, "Transmission of stationary nonlinear optical pulses in dispersive dielectric fibers I. Anomalous dispersion", *Appl. Phys. Lett.*, vol. 23, pp. 142-144, 1973.
- [5] 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.
- [6] 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.

FWM에 의한 채널 간섭이 존재하는 장거리 WDM 시스템에서의 전력 대칭 MSSI 보상법을 통한 수신 성능 개선

- [7] C. Lorattanasane and K. Kikuchi, "Design of lonh-distance optical transmission systems using midway optical phase conjugation", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 7, no. 11, pp. 1375-1377, 1995.
- [8] 이성렬, 이윤현, "Mid-span optical phase conjugator를 이용한 장거리 광 전송 시스템에서의 색 분산과 자기 위상 변조의 보상에 관한 연구", 한국전자과학회논문지, 12(4), pp 576-585, 2001. 6.
- [9] G. P. Agrawal and N. K. Dutta, *Semiconductor Lasers*, Chap. 6, van Nostrand-Reinhold Press, 1993.
- [10] 이성렬, 이윤현, "Mid-Span Spectral Inversion 을 이용한 광 펄스 왜곡의 보상에서 전력 대칭 을 통한 광대역 WDM 전송", 한국전자과학회 논문지, 12(7), pp. 1157-1166, 2001. 12.
- [11] M. W. Maeda, W. B. Sessa and W. I. Way, "The effect of four-wave mixing in fibers on optical frequency division multiplexed systems", *J. Lightwave Technol.*, vol. LT-8, no. 9, pp. 1402-1408, 1990.
- [12] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, Academic Press, pp. 34-44, 1989.

이 성 렬



1990년 2월: 한국항공대학교 항공통신정보공학과 (공학사)
 1992년 8월: 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 (공학석사)
 2002년 2월: 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 (공학박사)

1992년 8월~1994년 2월: 한국항공대학교 항공전자공학과 조교
 1996년 1월~현재: (주) 세영통신 전파기술연구소 책임연구원
 [주 관심분야] 솔리톤 전송 시스템, 광 파장 분할 다중화, 광의 비선형 현상 분석

이 윤 현



1965년 2월: 한국항공대학교 전자공학과 (공학사)
 1985년 2월: 경희대학교 대학원 전자공학과 (공학박사)
 1979년 9월: 정보 통신 기술사
 1988년 7월: New York State University at Buffalo 교환교수

1980년~현재: 한국항공대학교 전자정보통신컴퓨터공학부 교수
 [주 관심분야] 초고주파 회로 설계, 마이크로파 및 광통신, 안테나 및 전파 전파, EMI/EMC

장 원 호



1986년 2월: 한국항공대학교 항공전자공학과 (공학사)
 1988년 2월: 한국항공대학교 대학원 항공전자공학과 (공학석사)
 1998년 2월: 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 박사과정 수료

1992년 1월~2001년 2월: 한국통신 위성운용단 선임연구원
 2001년 3월~현재: (주)에이스테크놀로지 부설 통신기술연구소 책임연구원
 [주 관심분야] 위성 인터넷, 안테나, 위성데이터방송서비스