
4-광파 혼합에 의한 채널 간섭이 존재하는 왜곡된 WDM 채널의 보상 특성

이성렬* · 손성찬** · 방효창*** · 김지웅**** · 조경룡*****

Characteristics of Compensation for Distorted WDM Channel with Inter-channel Interference due to Four-Wave Mixing

Seong-Real Lee* · Sung-Chan Son** · Hyo-Chang Bang***
Ji-Woong Kim**** · Kyung-Ryong Cho*****

요 약

채널 간격이 균등한 WDM(Wavelength Division Multiplexing) 시스템에서 4-광파 혼합(FWM ; Four-Wave Mixing)의 영향을 가장 많이 받는 중간 채널의 MSSI(Mid-Span Spectral Inversion)를 통한 보상 특성을 채널 입력 전력, 광섬유 분산 계수, 전송 거리 변화에 따라 살펴보았다. MSSI를 위한 전체 전송 링크 중간에 위치한 광 위상 공액기의 비선형 매질로는 광대역 전송을 가능하게 하는 HNL-DSF(Highly Nonlinear Dispersion Shifted Fiber)를 사용했다. 우선 변조 파형의 형식에 상관없이 WDM 시스템의 광섬유 분산 계수가 클수록 FWM에 의한 채널 간섭의 영향을 줄일 수 있다는 것과 이 경우 WDM 채널 수에 상관없는 고전력 전송은 변조 파형 형식으로 RZ를 사용함으로써 가능하다는 것을 알 수 있었다. 그러나 WDM 채널 수 변동에 대한 유연한 시스템 구축을 위해서는 변조 파형 형식으로 NRZ를 사용하는 것이 유리하다는 것을 확인하였다.

ABSTRACT

In this paper, the characteristics of compensation for interferenced mid-channel signal by neighbor channels through four-wave mixing (FWM) process dominantly is investigated as a function of channel input power, fiber dispersion coefficient and transmission length in WDM system with equally spaced channels. The compensation method used in this research is mid-span spectral inversion(MSSI). The highly nonlinear dispersion shifted fiber (HNL-DSF) is used as a nonlinear medium of optical phase conjugator (OPC) in order to compensate wideband WDM signals. First, we confirmed that the effect of FWM on channel interference is gradually reduced as fiber dispersion coefficient becomes gradually smaller, independent of signal format. And, we confirmed that RZ is better than NRZ as a modulation format for transmitting high power channel with allowable reception quality. But realization of flexible WDM systems regardless of channel number variation is possible by using NRZ rather than RZ format.

키워드

Optical Phase Conjugator (OPC), Highly Nonlinear Dispersion Shifted Fiber (HNL-DSF), Four-Wave Mixing (FWM), Mid-Span Spectral Inversion (MSSI), Inter-channel Interference

*목포해양대학교 해양전자통신공학부

**하나로통신(주)

***두원공과대학 정보통신과

****(주)휴메이트

*****순천대학교 정보통신공학부

접수일자 : 2004. 06. 10

1. 서 론

초고속 전송의 효과적인 방법으로 제시되고 있는 WDM 전송 분야에서는 하나의 광섬유를 통해 더욱 많은 수의 채널을 보내려는 시도가 이루어지고 있고 [1], 광 증폭 기술의 발전으로 인해 증계기로 신호를 재생하지 않고도 장거리 전송이 가능하게 되었다 [2]. 이러한 광 증폭기의 적용과 채널 간격의 조밀성 등으로 인해 기존 시스템 설계 시 고려하지 않아도 되는 요소들이 새로운 한계 요소로 대두되고 있다 [3],[4]. 새로운 한계 요소 중에 가장 대표적인 것은 광섬유의 Kerr 효과에 기인한 채널 간섭에 의한 신호 파형의 왜곡이다. 특히 채널 간격이 균등한 WDM 시스템을 이용하여 다수의 채널을 장거리 전송하기 위해서는 매우 높은 입사 전력과 낮은 분산 계수를 갖는 광섬유가 필수적이어야 하는데, DSF처럼 분산 값이 적은 광섬유에서는 4-광파 혼합 (FWM ; Four-Wave Mixing) 현상을 통해 발생된 새로운 주파수의 광 신호가 원 신호 채널에 간섭을 일으키는 주된 요인이 되고 있다.

광섬유의 색 분산 (chromatic dispersion), 자기 위상 변조 (SPM : self phase modulation), FWM 등에 의한 채널 왜곡이 존재하는 WDM 시스템의 전체 전송 링크 중간에 비선형 매질로 HNL-DSF (Highly Nonlinear Dispersion Shifted Fiber)가 이용된 광 위상 공액기 (OPC ; Optical Phase Conjugator)를 두어 보상하는 MSSI (Mid-Span Spectral Inversion) 기법을 적용하면 채널들의 고품질 전송이 가능하다는 것을 참고 문헌 [5]에서 확인하였다. 즉 FWM에 의한 채널 왜곡이 존재하더라도 NRZ 형식의 모든 채널들의 입력 전력이 WDM 채널 수에 관계해 특정 레벨 이하로 제한되어 있다면 광섬유의 분산 계수 값에 크게 상관없이 고품질 전송이 가능하다는 것을 확인하였다. 이 경우 MSSI가 적용되더라도 FWM의 영향을 많이 받

는 중간 채널의 보상 효과는 가장 떨어진다는 것도 아울러 확인하였다.

본 연구에서는 채널 비트율이 40 Gbps인 채널 간격이 균등한 WDM 시스템에서 FWM의 영향을 가장 많이 받는 중간 채널의 보상 특성을 채널 수, 채널 입력 전력, 광섬유 분산 계수, 전송 거리 변화에 따라 살펴보고자 한다. 본 연구에서 고려한 변조 파형의 형식은 NRZ와 RZ로 하였다. 수신 성능 평가 파라미터로 눈 열림 패널티 (EOP : Eye Opening Penalty)를 이용했고, 비선형 쉬퍼딩거 방정식을 단계 분할 푸리에(SSF : Split-Step Fourier) 기법[6]에 따라 수치적으로 분석하였다.

II. MSSI 기법을 채택한 WDM 시스템 모델

그림 1은 채널 비트율이 40 Gbps인 N개의 채널을 강도 변조 직접 검파 (IM/DD ; Intensity Modulation / Direct Detection) 방식으로 전송하는 WDM 시스템의 전체적인 구조를 나타낸 것이다. WDM 시스템의 j-번째 신호파의 포락선 A_j 는 아래 방정식을 따라 전파한다[6].

$$\begin{aligned} \frac{\partial A_j}{\partial z} = & -\frac{\alpha}{2} A_j - \frac{i}{2} \beta_{2j} \frac{\partial^2 A_j}{\partial T^2} \\ & + \frac{1}{6} \beta_{3j} \frac{\partial^3 A_j}{\partial T^3} \\ & + i\gamma_j |A_j|^2 A_j + 2i\gamma_j |A_k|^2 A_j \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 α 는 광섬유의 손실 계수, λ_j 는 j번째 채널 신호 파장, β_{2j} 는 광섬유의 색 분산 파라미터, β_{3j} 는 3차 색 분산 파라미터, γ_j 는 비선형 계수,

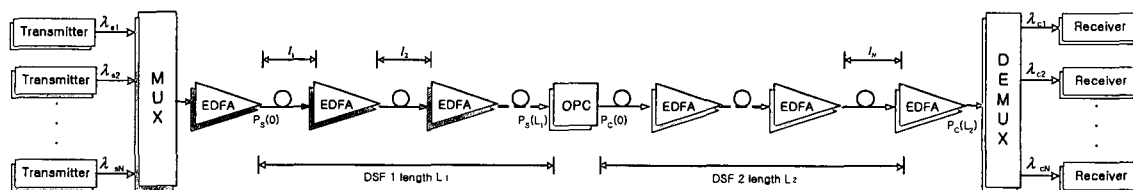


그림 1. WDM 시스템 시뮬레이션 모델
Fig. 1. Simulation model of WDM system

$T = t - z/v_j$ 이다. 식 (1)의 우변의 마지막 두 번째 항은 SPM을, 첫 번째 항은 k번째 채널과의 XPM을 각각 초래한다. 본 논문에서는 시뮬레이션 과정을 간단히 하기 위하여 식 (1)의 우변의 마지막 항을 무시하였다.

1. 송신부 모델링

송신부에서의 각 레이저 다이오드는 서로 독립적인 40 Gbps의 PRBS (pseudo random bit sequence)에 의해 강도 변조되는 것으로 가정하였다. 이 때 외부 광 변조기로부터 발생하는 출력 전계 강도는 아래 식으로 표현되는 2차 가우시안 펄스로 모델링 하였다.

$$A(0, t) = \sqrt{P_0} \exp\left[-\frac{(1+iC)}{2} \left(\frac{t}{t_0}\right)^{2m}\right] \quad (2)$$

여기서 P_0 는 입력 광 전력, m 은 광 펄스의 차수, t_0 는 반치폭이다[6]. 본 논문에서는 변조 파형의 형식을 펄스의 반치폭이 $1/1.825 \times R_b$ 인 NRZ와 $0.5/1.825 \times R_b$ 인 RZ로 하였다.

2. 수신부 모델링

그림 2는 직접 검파 수신부의 전체 구조를 나타낸 것이다[7]. 우선 광섬유를 전파해온 미약해진 신호를 증폭하는 EDFA의 잡음 지수는 5 dB로 가정하였다. 또한 인접한 광 펄스와의 간섭 효과를 줄여주기 위한 광 필터 (OBPF : Optical Band Pass Filter), 그리고 OPC의 입력단과 출력단에 존재하는 광 필터는 아래와 같은 전달 함수를 갖는 로렌치안(Lorentzian) 필터로 모델링[8]하였다.

표 1. 시뮬레이션 파라미터
Table 1. Simulation parameters

파라미터		기호 및 파라미터 값
송신부	채널 비트율	40 Gbps
	파형	NRZ, RZ
	비트 패턴	PRBS 2^7 (128 bits)
	주파수 칩(Chirp)	$C = 0$
광섬유	형태	conventional DSF
	손실 계수	$\alpha_1 = \alpha_2 = 0.2$ dB/km
	전체 전송 길이	1,000 km ($L_1 = L_2 = 500$ km)
	분산 계수	$D_1 = D_2 = 0.1, 0.4, 1.6$ ps/nm/km
	비선형 굴절 계수	$n_2 = 2.36 \times 10^{-26}$ km ² /W
	유효 코어 직경	$A_{eff} = 50$ μ m ²
	EDFA의 개수	20
	EDFA 간격	$l = 50$ km
수신부	형태	PIN-PD with EDFA pre-amp
	EDFA 잡음 지수	5 dB
	광학적 대역폭	1 nm
	수신 대역폭	$0.65 \times R_b$

$$H(\omega) = \frac{1}{1 + \left\{ \frac{2}{B_o} (\omega - \omega_0) \right\}^2} \quad (3)$$

여기서 B_o 는 3-dB 광 대역폭(optical bandwidth)이다.

광 검출기는 PIN 광 다이오드로 모델링하였고, 검출된 광 신호의 ISI를 최소화하기 위한 펄스 정형 필터는 아래 식으로 주어지는 전달 함수를 갖는 버터워스(Butterworth) 필터를 사용하여 시뮬레이

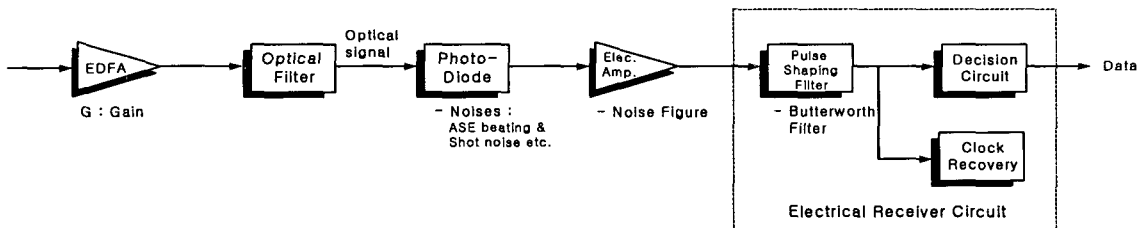


그림 2. 직접 검파 수신부 모델
Fig. 2. Model of direct detection receiver

선 하였다.

$$|H(\lambda)|^2 = \frac{1}{1+(f/B_e)^{2n}} \quad (4)$$

여기서 n은 필터의 차수이고, B_e 는 필터의 전기적 대역폭($0.65 \times$ 비트율)이다.

표 1은 WDM 시스템 각 구성부의 파라미터와 본 연구에서 사용한 값들을 정리해 놓은 것이다.

3. OPC의 모델링

그림 1의 WDM 시스템에서 많은 수의 채널 보상을 위해서는 OPC가 시스템 전체 대역폭에 걸쳐 평탄한 변환 특성을 가져야 한다. 전통적인 DSF 대신에 적은 분산 기울기 (dispersion slope)를 갖는 HNL-DSF를 사용함으로써 넓은 대역에 걸치는 각기 다른 파장의 신호들이 같거나 거의 비슷한 변환 효율 (conversion efficiency)의 공액파로 변환되고, 그 결과 고품질 광대역 WDM 시스템 구현이 가능하다는 것을 참고 문헌 [9]를 통해 확인하였다.

표 2에 본 논문에서 사용한 HNL-DSF OPC 파라미터 값들을 나타냈다. OPC의 비선형 매질에서 생성된 FWM 광의 전력과 입력 신호 전력의 비는 변환 효율로 정의된다[10]. 표 2의 파라미터를 사용하여 계산한 결과 최대 변환 효율 값은 0.18 dB이고, HNL-DSF OPC의 3-dB 대역폭은 34 nm (1532.5 ~ 1566.5 nm)로 얻어졌다[9].

표 2. HNL-DSF를 이용한 OPC의 시뮬레이션 파라미터

Table 2. Simulation parameters of OPC using HNL-DSF

파라미터	기호 및 값
HNL-DSF 손실	$\alpha_o = 0.61$ dB/km
HNL-DSF 비선형 계수	$\gamma_o = 20.4$ W ⁻¹ km ⁻¹
HNL-DSF 길이	$z_o = 0.75$ km
HNL-DSF의 영 분산 파장	$\lambda_0 = 1550.0$ nm
HNL-DSF 분산 기울기	$dD_o/d\lambda = 0.032$ ps/nm ² /km
펌프 광 파장	$\lambda_p = 1549.5$ nm
펌프 광 전력	$P_p = 18.5$ dBm

4. FWM의 영향

FWM 현상은 실리카 광섬유에서의 3차 비선형

현상의 대표적인 것으로 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

$$f_F = f_{ijk} = f_i + f_j - f_k \quad (5)$$

의 관계로 새로운 4번째 광 신호를 발생시킨다[6]. 채널 간격이 일정한 WDM 채널의 개수가 N이고, f_m 을 m-번째 채널의 주파수라고 하면 m-번째 채널과 같은 주파수의 FWM 광의 전체 개수(S)는 아래 식과 같이 구할 수 있다[11].

$$S = \frac{N^2}{4} + \frac{Nm}{2} - \frac{m^2}{2} - N + \frac{m}{2} \quad (6)$$

(when N is even)

$$S = \frac{N^2-1}{4} + \frac{Nm}{2} - \frac{m^2}{2} - N + \frac{m}{2} \quad (7)$$

(when N is odd and m is even)

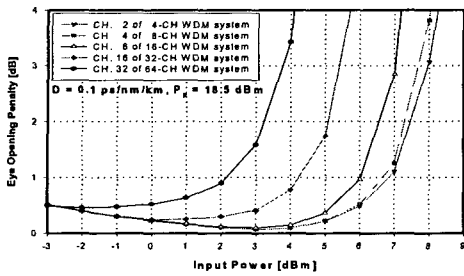
$$S = \frac{N^2+1}{4} + \frac{Nm}{2} - \frac{m^2}{2} - N + \frac{m}{2} \quad (8)$$

(when N is odd and m is odd)

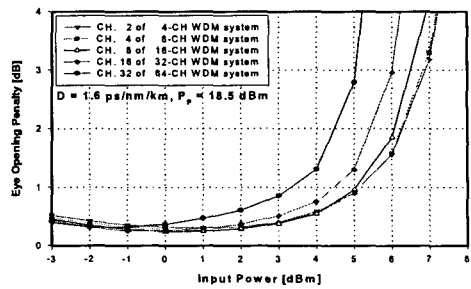
위의 식을 통해 항상 중간 채널에서 FWM에 의한 간섭의 영향이 가장 심한 것을 알 수 있다. 본 연구에서 사용한 채널 개수와 채널 간격은 표 3과 같다.

표 3. 채널 개수와 채널 간격
Table 3. Number of channel and channel spacing

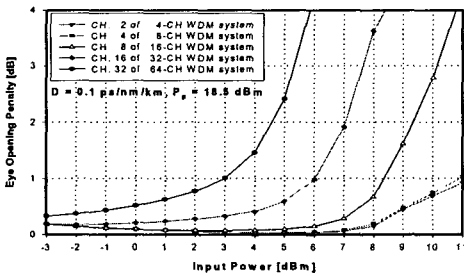
채널 수	채널 간격 (Δf)	채널 간격 ($\Delta \lambda$)	중간 채널 번호	중간 채널 파장
4	500.00 GHz	4.00 nm	2	1554.00 nm
8	250.00 GHz	2.00 nm	4	1556.00 nm
16	125.00 GHz	1.00 nm	8	1557.00 nm
32	62.50 GHz	0.50 nm	16	1557.50 nm
64	31.25 GHz	0.25 nm	32	1557.75 nm



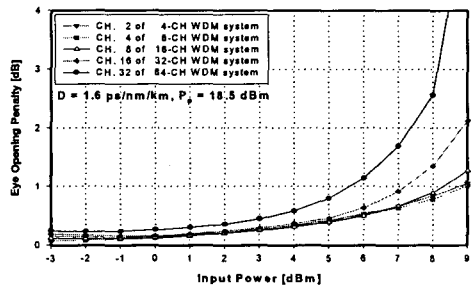
(a) NRZ : $D = 0.1$ ps/nm/km



(e) NRZ : $D = 1.6$ ps/nm/km



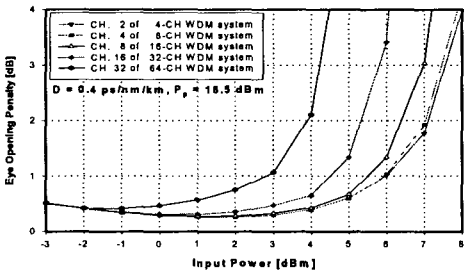
(b) RZ : $D = 0.1$ ps/nm/km



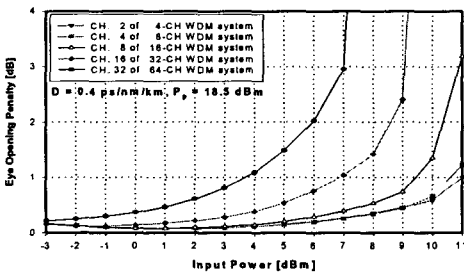
(f) RZ : $D = 1.6$ ps/nm/km

그림 3. 입력 신호 전력 변화에 따른 NRZ 형식과 RZ 형식의 눈 열림 패널티

Fig. 3. Eye opening penalty of NRZ format and RZ format as a function of the input signal light power in WDM system, respectively



(c) NRZ : $D = 0.4$ ps/nm/km



(d) RZ : $D = 0.4$ ps/nm/km

III. 시뮬레이션 결과 및 검토

1. 채널 전력에 따른 보상 특성

그림 3은 변조 파형의 형식이 각각 NRZ와 RZ 인 경우 입력 신호 전력 변화에 따른 눈 열림 패널티를 각기 다른 광섬유 분산 계수의 WDM 시스템에서 구한 것이다. 우선 분산 계수, WDM 채널 수 등의 조건을 동일하게 하면 변조 파형 형식으로 RZ를 사용한 경우가 NRZ 형식을 사용한 경우보다 MSSI를 통한 보상 정도가 우수한 것을 알 수 있다.

WDM 각 채널 수 변화에 따른 중간 채널의 1 dB EOP가 되는 입력 전력 값들의 변동폭은 변조 형식으로 RZ보다 NRZ를 사용하는 경우, 그리고 NRZ와 RZ 모두 광섬유의 분산 계수가 큰 경우에서 더욱 줄어드는 것을 알 수 있다. 이는 WDM 채

널 수가 적은 RZ 전송의 경우 광섬유의 분산 계수가 증가하더라도 MSS의 적용에 의한 고품질 전송이 가능한 입력 전력의 크기가 변함이 없는 반면 NRZ 전송의 경우 WDM 채널이 적은 수로 제한되어 있더라도 광섬유 분산 계수가 증가함에 따라 1 dB EOP가 되는 입력 전력의 크기가 점차 감소하고 WDM 채널 수 증가에 따른 FWM에 의한 채널 간섭의 영향이 광섬유의 분산 계수가 증가할수록 상대적으로 감소하기 때문이다. 이러한 특성을 정리한 그래프가 그림 4이다.

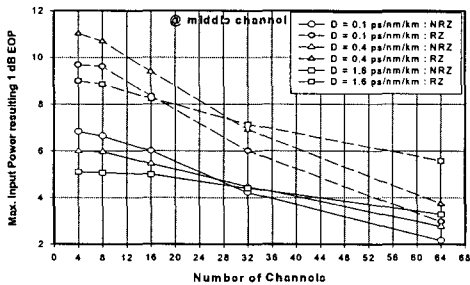


그림 4. WDM 채널 수의 변화에 따른 중간 채널에서의 1 dB EOP가 되는 최대 입력 전력

Fig. 4. Maximum input power of mid-channel resulting 1 dB EOP dependence on number of WDM channels

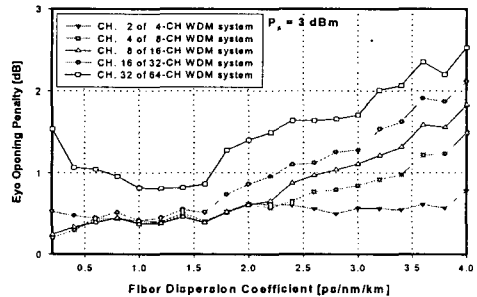
즉 그림 3을 통해 변조 파형의 형식에 상관없이 WDM 시스템의 광섬유 분산 계수가 클수록 FWM에 의한 채널 간섭의 영향을 줄일 수 있다는 것과 이 경우 WDM 채널 수에 상관없는 고전력 전송은 변조 파형 형식으로 RZ를 사용함으로써 가능하지만 WDM 채널 수 변동에 대한 유연한 시스템 구축을 위해서는 변조 파형 형식으로 NRZ를 사용하는 것이 유리하다는 것을 알 수 있다.

2. 광섬유 분산 계수 변화에 따른 보상 특성

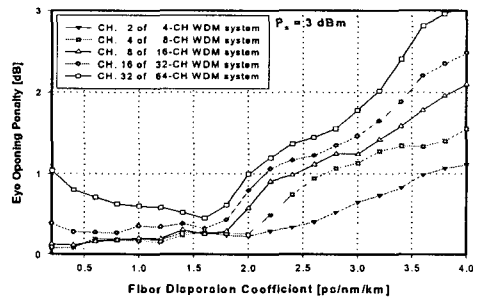
그림 5는 광섬유의 분산 계수 변화에 따른 각기 다른 입력 전력 전력에서의 눈 열림 패널티를 나타낸 것이다. 채널 수가 16 개 이하이고, 광섬유의 분산 계수가 1.6 ps/nm/km 이하로 제한되어 있다면 어떠한 분산 계수 값에서도 NRZ, RZ 모두 거의 비슷한 품질로 전송되지만 광섬유의 분산 계수가 그 이상의 값을 갖는 시스템에서는 FWM에 기인하는 채널 간섭에 의한 보상 정도 변동이 WDM 채널 수에 관계해 나타난다는 것을 확인할 수 있다.

반면 앞선 결과와 마찬가지로 WDM 채널 수를 32개 이상으로 증가시킨 경우에 광섬유의 분산 계

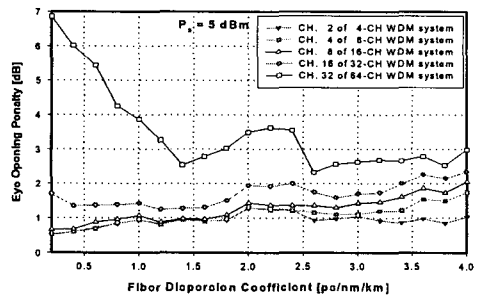
수가 매우 낮으면 FWM에 의한 채널 간섭의 영향이 크게 나타나는 것을 알 수 있다. 특히 이러한 보상 특성은 낮은 입력 전력의 채널보다는 높은 입력 전력의 채널에서 더욱 두드러지게 나타나는 것을 알 수 있다.



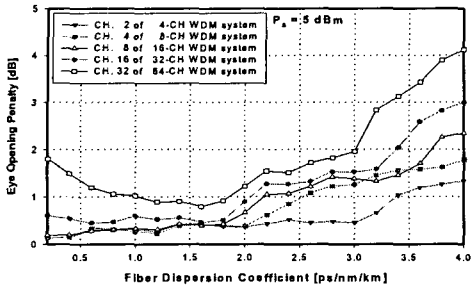
(a) NRZ : Ps = 3 dBm



(b) RZ : Ps = 3 dBm



(c) NRZ : Ps = 5 dBm

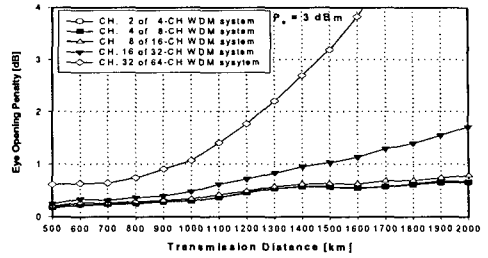


(d) RZ : $P_s = 5$ dBm

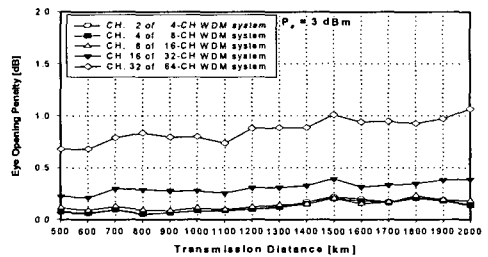
그림 5. 광섬유의 분산 계수 변화에 따른 NRZ 형식과 RZ 형식의 눈 열림 패널티

Fig. 5. Eye opening penalty of NRZ format and RZ format as a function of fiber dispersion coefficient for several input light power, respectively.

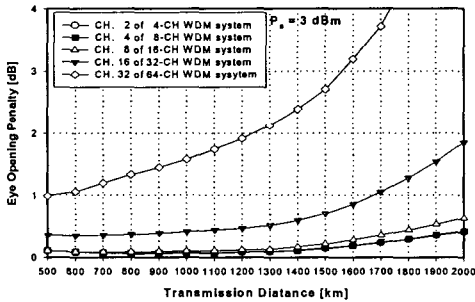
3. 총 전송 거리에 따른 보상 특성



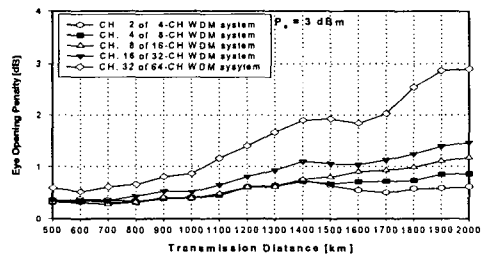
(c) NRZ : $D = 0.4$ ps/nm/km



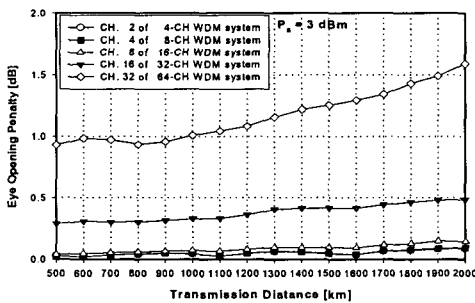
(d) RZ : $D = 0.4$ ps/nm/km



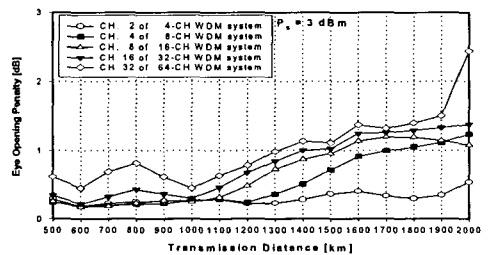
(a) NRZ : $D = 0.1$ ps/nm/km



(e) NRZ : $D = 1.6$ ps/nm/km



(b) RZ : $D = 0.1$ ps/nm/km



(f) RZ : $D = 1.6$ ps/nm/km

그림 6. 총 전송 거리에 따른 NRZ 형식과 RZ 형식의 눈 열림 패널티

Fig. 6. Eye opening penalty of NRZ format and RZ format as a function of total transmission length, respectively.

그림 6은 3 dBm의 채널 입력 전력을 갖는 NRZ 파형과 RZ 파형의 전송 거리에 따른 눈 열림 패턴을 광섬유 분산 계수별로 나타낸 것이다. 우선 NRZ 전송을 살펴보면 전송 채널 수가 32 개 이하인 경우에는 WDM 전송 링크의 분산 계수가 작을수록, 반면 전송 채널 수가 그 이상으로 증가한 경우에는 광섬유 분산 계수가 클수록 전송 거리가 신장되는 것을 알 수 있다.

이것은 채널의 수가 16 개 이하로 제한되어 있는 WDM 시스템에서는 상대적으로 적은 채널 수에 의해 FWM으로부터 기인하는 채널 간섭의 영향이 적어지는 반면 광섬유를 전파하면서 겪게 되는 색 분산, SPM 등에 의한 채널 본연의 왜곡이 광섬유 분산 계수와 전송 거리가 커질수록 더욱 증가되기 때문이다. 그러나 WDM 시스템을 통해 전송하는 채널의 수를 그 이상으로 늘리게 되면 FWM에 의한 채널 간섭의 영향이 증가되어 광섬유를 전파하면서 겪게 되는 채널 본연의 왜곡에 부가되는데 그 정도가 광섬유 분산 계수 값이 적을수록 더욱 커지기 때문이다.

0.4 ps/nm/km 이하의 분산 계수를 갖는 광섬유를 통해 RZ 신호를 전송하는 경우에는 NRZ 전송보다 월등한 보상 효과에 기인하여 [12] 전송 거리에 큰 상관없이 거의 비슷한 품질의 신호로 전송되는 것을 알 수 있다. 그러나 광섬유의 분산 계수가 1.6 ps/nm/km인 경우에는 NRZ 전송 시 나타났던 현상이 발생하는데 NRZ 전송(그림 e)과 비교해보면 WDM 시스템을 통해 전송하는 채널의 수가 32 개 이상인 경우에서의 보상 특성은 RZ 전송에서 좋아지지만 그 이하의 채널들을 전송하는 경우에는 채널 수에 따른 보상 정도의 차이가 NRZ에 비해 더욱 짧은 거리에서, 그리고 그 차이의 정도가 심해지는 것을 알 수 있다.

IV. 결 론

지금까지 채널 간격이 균등한 WDM 시스템에서 FWM의 영향을 가장 많이 받는 중간 채널의 MSSI를 통한 보상 특성을 살펴보았다. 먼저 변조 파형의 형식에 상관없이 WDM 시스템의 광섬유 분산 계수가 클수록 FWM에 의한 채널 간섭의 영향을 줄일 수 있다는 것과 이 경우 WDM 채널 수에 상관없는 고전력 전송은 변조 파형 형식으로 RZ를 사용함으로써 가능하지만 WDM 채널 수 변동에 대한 유연한 시스템 구축을 위해서는 변조 파형 형식으로 NRZ를 사용하는 것이 유리하다는 것을 알

수 있었다.

채널의 수가 적은 WDM 시스템에서는 FWM으로부터 기인하는 채널 간섭의 영향이 적어지는 반면 광섬유를 전파하면서 겪게 되는 색 분산, SPM 등에 의한 채널 본연의 왜곡이 광섬유 분산 계수와 전송 거리가 커질수록 더욱 증가되고 전송하고자 하는 채널의 수를 전송 거리에 관계해 많은 수로 늘리게 되면 FWM에 의한 채널 간섭의 영향이 증가되어 광섬유를 전파하면서 겪게 되는 채널 본연의 왜곡에 부가되는데 그 정도가 광섬유 분산 계수 값이 적을수록 더욱 커지는 것을 확인할 수 있었다.

참고문헌

- [1] Y. Yano, et al., "2.6 Terabit/s WDM transmission experiment using optical duobinary coding", Proceeding of ECOC '96, Vol. 5, 1996.
- [2] E. Desurvire, J. R. Simpson and P. C. Becker, "High-gain erbium doped traveling-wave fiber amplifier", Opt. Lett., Vol. 12, pp. 888~890, 1987.
- [3] 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.
- [4] A. R. Chraplyvy, "Limitations on lightwave communications imposed by optical-fiber nonlinearities", J. Lightwave Technol., Vol. LT-8, No. 10, pp. 1548~1557, 1990.
- [5] 이성렬, 임황빈, "채널 간격이 일정한 WDM 시스템에서의 Mid-Span Spectral Inversion을 이용한 보상 특성", 한국전자파학회 논문지, 15권 6호, pp. 619~626, 2004.
- [6] G. P. Agrawal, "Nonlinear Fiber Optics", Academic Press, 1989.
- [7] G. P. Agrawal, "Fiber-optic communication systems", John Wiley & Sons, Inc., 1992.
- [8] S. Kawai and K. Iwatsuki, "System design of filter-guided soliton transmission considering amplitude noise and timing jitter", J. Lightwave Technol., Vol. LT-16, No. 12, pp. 2347~2354, 1998.
- [9] 이성렬, "200 Gbps WDM 시스템에서 Mid-Span Spectral Inversion 기법을 이용한 채널 왜곡의 보상 특성", 한국전자파학회논문지, 14권 8호, pp. 845~854, 2004.

- [10] K. Inoue, "Four-wave mixing in an optical fiber in the zero-dispersion wavelength region", J. Lightwave Technol., Vol. LT-10, No. 11, pp. 1553~1561, 1992.
- [11] S. Song, "The number of four-wave mixing (FWM) waves in WDM systems and its applications", The 14th Annual Meeting of the IEEE, Vol. 1, Lasers and Electro-Optics Society 2001, 12-13 Nov. 2001.
- [12] 이성렬, "320 Gbps WDM 전송에서의 NRZ 형식과 RZ 형식에 따른 채널 왜곡의 보상 특성", 한국전자과학회논문지, 14권 11호, pp. 1184~1190, 2003.

저자소개

이성렬(Seong-Real Lee)



1990년 2월 한국항공대학교 통신정보공학과(공학사)
 1992년 8월 한국항공대학교 대학원 통신정보공학과(공학석사)
 2002년 2월 한국항공대학교 대학원 통신정보공학과(공학박사)
 1996년 1월~2002년 5월 (주)세영통신 전파기술연구소 책임연구원
 2002년 6월~2004년 2월 (주)에이티엔 기술연구소장
 2004년 3월~현재 국립목포해양대학교 해양전자통신공학부 전임강사
 ※관심분야 : WDM 시스템, 광의 비선형 현상 분석

손성찬(Sung-Chan Son)



1979년 2월 한국항공대학교 통신공학과(공학사)
 1992년 8월 한양대학교 대학원 전자통신공학과(공학석사)
 2000년 2월 한국항공대학교 대학원 통신정보공학과(공학박사)
 1994년 1월 전기통신 기술사
 1985년 10월~1998년 5월 (주)데이콤 이사
 1998년 5월~2003년 10월 하나로통신(주) 상무
 2003년 11월~현재 하나로통신(주) 강동센터장(대표이사)
 ※관심분야 : UWB, 초고속 광통신 시스템, 무선 통신 시스템



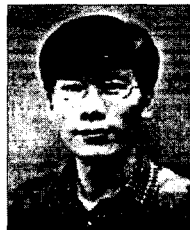
방효창(Hyo-Chang Bang)

1988년 2월 : 한국항공대학교 항공전자공학과(공학사)
 1992년 2월 : 한국항공대학교 대학원 항공전자공학과(공학석사)
 1997년 2월 : 한국항공대학교 대학원 항공전자공학과(공학박사)
 1996년 2월 : (주)화음소 선임연구원
 1996년 3월~현재 : 두원공과대학 정보통신과 교수
 ※ 관심분야 : 무선 데이터 통신 시스템, 초광대역 통신 시스템



김지웅(Ji-Woong Kim)

1997년 2월 동신대학교 전자공학과(공학사)
 1998년 2월 동신대학교 대학원 전기전자공학과(공학석사)
 2001년 2월 동신대학교 대학원 전기전자공학과(공학박사)
 2003년 3월~현재 동신대학교 전자공학과 겸임교수
 2003년 7월~현재 (주)휴메이트 H/W 개발부
 ※관심분야 : 멀티미디어통신, 유비쿼터스통신, 텔레메틱스, 무선통신시스템



조경룡(Kyung-Ryong Cho)

1987년 2월 숭실대학교 전자공학과(공학사)
 1989년 2월 숭실대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 1995년 2월 숭실대학교 대학원 전자공학과(공학박사)
 1990년 12월~1996년 2월 한국이동통신(주) 중앙연구원 선임연구원
 1996년 3월~현재 순천대학교 공과대학 정보통신공학부 부교수
 ※ 관심분야 : 통신방식, 초고속멀티미디어전송