

Mid-Span Spectral Inversion 기법을 채택한 장거리 광 전송 시스템에서의 비트 에러율 평가

Evaluation of Bit Error Rate of a Long-Haul Optical Transmission System adopted the Mid-Span Spectral Inversion Method

이성렬*, 김남성**, 방효창***

Seong-Real Lee*, Nam-Sung Kim**, and Hyo-Chang Bang***

요 약

본 논문에서는 MSSI 보상 기법을 채택한 2,000km 광 전송 시스템의 수신 성능 평가를 위해 신호간의 간섭 영향을 고려한 직접 검파 수신단에서의 잡음 전력과 비트 에러율을 도출하고, 비트율에 따른 수신 감도를 계산해 보았다. 본 논문에서 제안한 BER 계산이 실제 시스템에 적용될 수 있는 방법이라는 것을 확인할 수 있었고, 전송 링크에 MSSI 보상 기법이 적용된 시스템에서 신호 파형의 색 분산과 비선형 효과에 의한 왜곡이 보상되지만, 결국 비트율이 높아질수록 좁아지는 비트 간격에 따른 ISI에 의해 평균 수신 전력의 감소를 가져오고 궁극적으로 수신 감도를 감소시켜 준다는 것을 확인할 수 있었다.

ABSTRACT

In this paper, we induced that the noise powers and bit error rate of direct detection receiver taking account of ISI (intersymbol interference) in the 2,000 km optical transmission system. And we evaluated the sensitivity in the various bit rate system. We verified that the proposed calculation method is applicable to the exact optical system. And we confirmed that the signal distortion due to both chromatic dispersion and nonlinear effects compensated by using of MSSI (Mid-Span Spectral Inversion) method, and yet the sensitivity of a higher bit rate system is reduced, because of the increase of ISI and then the decrease of the average receiving power, compared with a the lower bit rate system.

I. 서 론

에르븀 첨가 광섬유 증폭기(EDFA : Erbium-Doped Fiber Amplifier)의 개발과 이의 광 증계기의 적용으로 광 신호를 전기적 신호로 변환하지 아니하고 증폭함으로써 전송 거리를 획기적으로 늘릴 수

있기 때문에 장거리 광 전송 시스템의 구현이 보다 용이해졌다. 그러나 광 증폭기를 사용하므로써 강도에 의존하는 굴절계수 변화 때문에 발생하는 자기 위상 변조(SPM : Self Phase Modulation), 상호 위상 변조(XPM : Cross Phase Modulation) 등의 비선형 현상으로 인한 광 신호의 왜곡으로 데이터의 고속 전송에 한계를 동시에 갖고 있다[1]. 우리는 이

* (주)ATN 기술연구소(Advanced Traffic Network Co., Ltd.)

** 대전기능대학 전자공학과(Dept. of Electronics Eng., Teajon Polytechnic College)

*** 두원공과대학 정보통신과(Dept. of Information & Communication Engineering, Doowon Tech. Collage)

· 논문번호 : 2002-11-06

· 접수일자 : 2002년 11월 16일

러한 영향을 최소화하기 위한 기법으로 광 전송 링크 중간 지점에 광 위상 공액기(OPC : Optical Phase Conjugator)를 사용하는 MSSSI(Mid-Span Spectral Inversion) 방법을 적용하여 광대역의 고속 전송, 즉 대용량 장거리 파장 분할 다중화(WDM : Wavelength Division Multiplexing) 전송이 가능하다는 것을 확인하였다[2]~[4].

EDFA를 WDM 전송로에 사용한 경우의 비선형 효과에 의한 광 신호 왜곡과 더불어 신호를 매번 재생하는 증폭기의 경우와는 달리 매 증폭단마다 잡음이 더해지기 때문에 여러 단을 지날수록 전송 성능이 더욱 저하된다는 문제도 가지고 있다.

이 잡음은 주로 광 증폭기에서 발생하는 축적 자연 방출(ASE : Accumulated Spontaneous Emission) 잡음이다. 증폭기 이득이 충분히 큰 경우 수신단의 광 검출기에서 광 신호가 전기 신호로 변환될 때 ASE 잡음은 광 신호와, 또는 그 자신과 비트(beat) 잡음을 일으킴으로써 전송 성능을 저하시킨다[5].

우리는 MSSSI 기법을 통해 최상의 보상이 얻어지는 OPC에서의 펌프 신호의 최적 전력이 증폭기 간격이 40 km인 경우에는 19 dBm, 증폭기 간격이 50 km인 경우에는 20 dBm이어야 하고[2], 이러한 최적 펌프 전력을 유지하는 장거리 전송 시스템에서 광섬유를 전송하는 광 펄스가 이상 분산 파장(anomalous dispersion wavelength)인 경우 광 펄스가 down-chirp될수록 MSSSI를 통해 더욱 양호하게 보상된다는 사실을 앞선 연구를 통해 알 수 있었다[3]. 아울러 광 송신단에서 변조된 광 펄스가 정도의 차이 없이 down-chirp되어 있다면 10 Gbps 전송의 경우 분산 계수 $D=0.4$ ps/nm/km의 2,000 km 광 전송로를 통해 최대 5.3 dBm까지의 송신 전력을 갖는

광 펄스를 1 dB EOP(Eye Opening Penalty) 수신 성능을 유지시키면서 전송할 수 있고, 20 Gbps($D=0.2$ ps/nm/km)에서는 약 4.8 dBm, 그리고 40 Gbps($D=0.1$ ps/nm/km)에서는 약 3.7 dBm 정도로 매우 높은 전력의 전송이 가능하다는 것을 확인할 수 있었다[3].

즉 광 전송 링크에 MSSSI 기법을 적용하면 전송되는 데이터 용량과 신호의 전력을 모두 증가시킬 수 있다. 전송되는 데이터 용량이 커질수록 한 비트의 주기는 짧아지는데, 이 때 발생하는 신호간의 간섭(ISI : Intersymbol Interference)은 비트 에러율(BER : Bit Error Rate)을 평가하기 위해서 반드시 포함되어야 한다.

본 논문에서는 MSSSI 보상 기법을 채택한 2,000 km 광 전송 시스템의 수신 성능 평가를 위해 ISI를 고려하여 수신단에서의 잡음 전력과 비트 에러율을 도출하고, 비트율에 따른 수신 감도를 계산해 보았다.

II. 시뮬레이션 모델

그림 1은 본 논문에서 시뮬레이션을 수행할 MSSSI를 채택한 광 전송 시스템의 모델을 나타낸 것이다. 시스템은 크게 송신부, 전송 링크, 수신부로 구성된다.

전송 거리 변화에 따른 EOP를 단계 분할 푸리에 변환(SSF : Split-Step Fourier) 방법[6]을 이용한 시뮬레이션을 통해 수행하였고, 시스템 모델의 시뮬레이션에 필요한 파라미터들은 표 1과 같이 참고 문헌 [3], [4]와 동일하게 하였다.

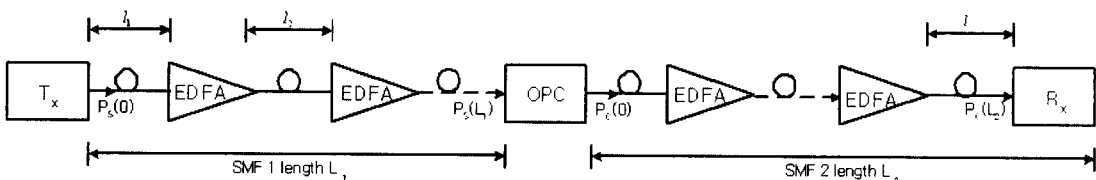


그림 1. MSSSI 보상법을 채택한 광 전송 시스템의 시뮬레이션 모델

Fig. 1. Simulation model of optical transmission system adopted the MSSSI compensation method.

표 1. 시뮬레이션 파라미터

Table 1. Simulation parameters.

시스템 구성		파라미터 값	
송신부	전송 속도	10 Gbps, 20 Gbps, 40 Gbps	
	초기 칩 파라미터(C_0)	-1.0, -0.5, 0, +0.5	
	송신 광 펄스	2차 수퍼 가우시안 펄스	
	PRBS의 수	2^7	
수신부	EDFA의 이득(G)	$\exp(\alpha L)$	
	광 필터의 종류	로렌치안 필터	
	3-dB 광 대역폭(B_o)	1 nm (=124 GHz)	
전 송 링크부	광섬유의 종류	분산 천이 광섬유 (DSF)	
	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
			0.1 ps/nm/km
	SMF1와 SMF2의 비선형 굴절계수(n_{2i})	$2.36 \times 10^{-26} \text{ km}^2/\text{W}$	
유효 코어 직경(A_{eff})	$60 \mu\text{m}^2$		
선로 증폭기 간격(l)	50 km		
광 위상 공액기	펌프 파장(λ_p)	1,547 nm	
	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)	$2.6 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$	

III. 수신부 모델링과 비트 에러율

3-1 직접 검파 수신부 모델링

그림 2는 직접 검파 수신부 (Direct Detection Receiver)의 모델을 나타낸 것이다[7]. 광 수신부는 미약한 신호를 증폭하는 EDFA, 인접한 광 펄스와 의 간섭 효과를 줄여주기 위한 광 필터, 광 신호 전력을 전류로 변환하는 광 다이오드(PD : Photo Diode), 그리고 펄스 정형 필터(pulse shaping filter), 클럭 재생기(clock recovery), 판별 회로(decision circuit)로 이루어진 전기적 수신 회로(electrical receiver circuit)로 구성된다.

광 필터는 광 펄스가 전송로에서 겪게 되는 SPM에 의해 특히 펄스의 첨두 부분에 생성된 첨예한 진폭의 리플 성분을 제거하는 역할을 수행한다.

수신부에서 뿐만 아니라 OPC의 입력단과 출력단에 존재하는 광 필터에 따른 색 분산과 SPM 보상의 영향을 살펴보기 위하여 광 필터를 아래와 같은 주파수 차원에서의 전달 함수를 갖는 로렌치안(Lorentzian) 필터로 모델링하여 시뮬레이션 하였다.

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

이다[8]. 여기서 B_o 는 3-dB 광 대역폭(optical bandwidth)으로 OPC 입력단의 광 필터와 시스템 수신단의 광 필터에서는 1 nm (=124 GHz)로, OPC 출력단의 광 필터에서는 0.65 nm로 설정하였다.

광 검출기는 PIN 광 다이오드로 모델링하였고,

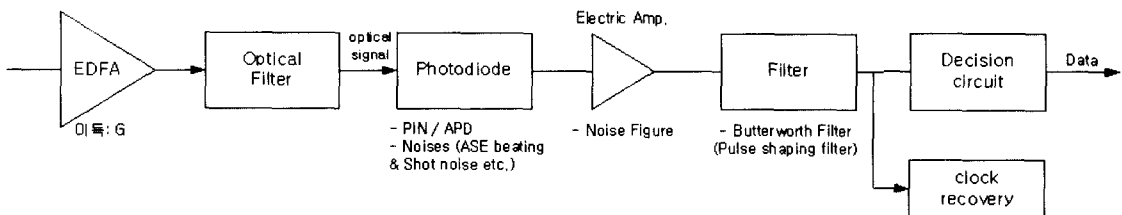


그림 2. 직접 검파 수신부 모델

Fig. 2. Model of the direct detection receiver.

PIN 다이오드가 광 전력을 전류로 변환하는 과정에서 발생하는 잡음 전력들의 모델링은 다음 절에서 설명하도록 하겠다.

또한 검출된 광 신호의 ISI를 최소화하기 위한 펄스 정형 필터는 아래 식으로 주어지는 전달 함수를 갖는 버터워스(Butterworth) 필터를 사용하여 시물레이션 하였다.

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

여기서 n 은 필터의 차수이고, B_c 는 필터의 전기적 대역폭이다.

3-2 수신부에서의 비트 에러율 유도 과정

우선, 그림 2의 수신기 맨 첫 단에 있는 광 증폭기의 이득 G 와 다음 단의 광 필터에서의 3-dB 광 대역폭이 고려된 신호의 수신 전력 $P_{rec,av}$ 을 구한다. 이 과정은 비선형 쉬뢰딩거 방정식을 그림 1의 시스템 모델에 대해 SSF 방법으로 시뮬레이션하여 수신단에서의 표본화 시간(sampling time)마다 '1'과 '0'의 전체적인 시간 평균 전력(time-averaged power)을 구해서 수행될 수 있다.

다음 과정은 그림 3과 같은 방법으로 수신 평균 전력에 대해 '1'과 '0'의 각각의 평균 eye closure factor c_{ISI}^+ 와 c_{ISI}^- 를 구한다.

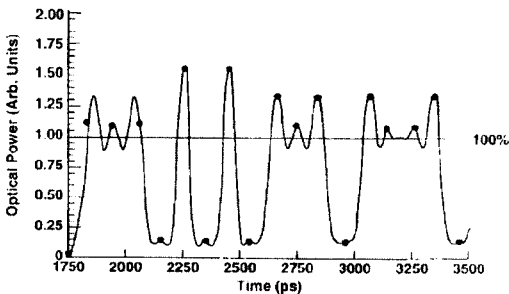


그림 3. PRBS 데이터 신호의 마크와 스페이스에서의 eye closure factor를 이용한 ISI의 결정

Fig. 3. Determination of the ISI at mark and space of PRBS data signal using eye closure factor.

$$c_{ISI}^+ = 1 - \frac{P_{mark}}{P_{rec,av}} \quad (3)$$

$$c_{ISI}^- = \frac{P_{space}}{P_{rec,av}} \quad (4)$$

여기서, P_{mark} 는 샘플링 시간에서의 '1' 펄스의 수신 전력, P_{space} 는 샘플링 시간에서의 '0' 펄스의 수신 전력이다.

세 번째 과정은 전체 전송로에서의 선로 증폭기와 수신기 맨 앞단의 광 증폭기에서 발생한 ASE의 전체 전력 P_{sp} 를 아래와 같이 구한다.

$$P_{sp} = Nn_{sp}(G-1)h\nu B_o \quad (5)$$

여기서 N 은 증폭기의 개수, $h\nu$ 은 electron의 광자 에너지(photon energy), B_o 는 필터의 광 대역폭이다. 그리고 n_{sp} 는 증폭기의 자연 방출 인자로 증폭기의 잡음 지수(noise figure)가 5 dB와 5.3 dB인 경우 각각 1.6과 1.7의 값을 갖는다.

네 번째 과정은 광 검출기를 통해 변환된 광 신호의 시간 평균 전력의 등가 전류 $I_{s,av}$ 를 구하고 광학적 신호대 잡음비(OSNR : Optical Signal to Noise Ratio)의 정의를 이용하여 ASE 평균 전력의 등가 전류 $I_{sp,av}$ 를 구한다.

먼저 광 검출기로부터 출력되는 광 신호 평균 전력의 등가 전류 $I_{s,av}$ 은

$$I_{s,av} = \frac{e}{h\nu} P_{rec,av} \quad (6)$$

이고, OSNR은

$$OSNR = \frac{\frac{e}{h\nu} P_{rec,av}}{\frac{e}{h\nu} P_{sp}} = \frac{P_{rec,av}}{Nn_{sp}(G-1)h\nu B_o} \quad (7)$$

로 정의된다[7]. 식 (7)의 정의를 통해 구해진 OSNR을 이용하면 ASE의 등가 전류 $I_{sp,av}$ 를

$$I_{sp,av} = \frac{I_{s,av}}{OSNR} \quad (8)$$

로 구할 수 있다.

마지막 과정은 두 번째 과정에서 구해진 평균 eye closure factor c_{ISI}^+ 과 c_{ISI}^- , 그리고 식 (6)과 식 (8)을 이용하여 수신단에서의 잡음 전력과 BER을 유도한다.

3-3 수신 잡음 전력과 비트 에러율

수신단의 광 검출기에서 광 신호가 전기 신호로 변환될 때 ASE 잡음에 기인하는 잡음의 각 전력 값은 신호-ASE 비트 잡음 전력(N_{s-sp}), ASE-ASE 비트 잡음 전력(N_{sp-sp}), shot 잡음 전력(N_{sh}), ASE의 shot 잡음 전력($N_{sh(sp)}$) 등이 있고, 이들은 각각 아래의 식들로 정의된다[7],[9].

$$N_{s-sp} = \frac{4e^2}{h\nu} P N n_{sp}(G-1) \quad (9)$$

$$N_{sp-sp} = 2N^2 n_{sp}^2 (G-1)^2 e^2 B_o \quad (10)$$

$$N_{sh} = \frac{4e^2}{h\nu} P B_e \quad (11)$$

$$N_{sh(sp)} = 2e^2 N n_{sp}(G-1) B_o B_e \quad (12)$$

여기서 P 는 수신 광 전력이다.

이 식들을 가지고 앞 절에서 설명한 과정에 따라 c_{ISI}^+ 과 c_{ISI}^- 를 이용하여 '1' 펄스와 '0' 펄스에 대해 평균 잡음 전력을 구하면

$$N_{s-sp}(mark) = 4 I_{s,av} (1 - c_{ISI}^+) I_{sp,av} \frac{B_e}{B_o} \quad (13)$$

$$N_{s-sp}(space) = 4 I_{s,av} c_{ISI}^- I_{sp,av} \frac{B_e}{B_o} \quad (14)$$

$$N_{sp-sp} = I_{sp,av}^2 B_e \frac{2B_o - B_e}{2B_o^2} \quad (15)$$

$$N_{sh}(mark) = 4 e I_{s,av} (1 - c_{ISI}^+) B_e \quad (16)$$

$$N_{sh}(space) = 4 e I_{s,av} c_{ISI}^- B_e \quad (17)$$

$$N_{sh(sp)} = 2 e I_{sp,av} B_e \quad (18)$$

와 같다.

그리고 '1'과 '0' 펄스에 대한 표준 편차는 각각

$$\sigma(mark) = \sqrt{N_{s-sp}(mark) + N_{sp-sp} + N_{sh}(mark) + N_{sh(ASE)}} \quad (19)$$

$$\sigma(space) = \sqrt{N_{s-sp}(space) + N_{sp-sp} + N_{sh}(space) + N_{sh(ASE)}} \quad (20)$$

이고, 잡음들이 가우시안 분포를 갖는다는 조건에서의 BER은

$$BER = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{2} \left(\frac{(1 - c_{ISI}^+) I_{s,av}}{\sigma(mark)} \right) \right] + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{2} \left(\frac{(\tau - c_{ISI}^-) I_{s,av}}{\sigma(space)} \right) \right] \quad (21)$$

으로 구할 수 있다. 여기서 τ 는 수신기 판별 회로에 설정된 판별 문턱치(decision threshold level)이다.

IV. 수치 해석 및 검토

그림 4는 3-1절의 절차에 따라 10 Gbps 전송 시스템에서의 수신 전력에 대한 BER을 계산한 결과를 나타낸 것이다. 우선 MSSl 보상을 적용하지 않고 60 km를 전송한 광 신호의 수신단에서의 BER 특성보다 MSSl 보상을 적용한 동일 거리를 전송한 후의 광 신호의 수신 BER 특성이 수신 신호 전력이 증가할수록 더욱 개선되는 것을 알 수 있다.

MSSl를 통한 보상없이 광 펄스를 장거리 전송하면 수신단에서 광 펄스 진폭이 증폭된 형태로 매우

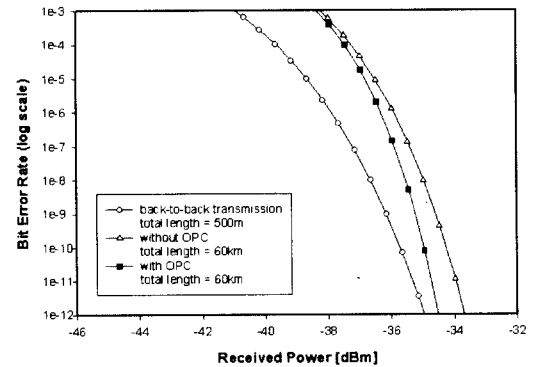


그림 4. 10 Gbps IM/DD 전송 시스템의 비트 에러율 특성

Fig. 4. Bit error rate characteristics of 10 Gbps IM/DD transmission system.

심하게 왜곡되어 나타나기 때문에 실제 BER 측정이 불가능하고, eye closure factor를 통한 계산도 불가능하다(매우 낮은 전력에 대해서도 BER이 10^{-100} 이하로 계산된다). 따라서 MSSSI 보상을 통한 장거리 전송에서의 BER 분석은 짧은 전송 거리를 갖는 back-to-back 시스템에서의 BER과 비교를 통해 가능하다.

500 m의 전송 거리를 갖는 back-to-back 시스템에서의 10^{-9} 의 BER을 얻을 수 있는 최소 수신 전력인 수신 감도 -37.7 dBm에 대한 MSSSI 보상을 적용한 60 km 전송 시스템에서의 전력 페널티(penalty)가 1 dBm으로 일어졌다.

이는 참고 문헌 [10]에서의 실험 결과와 거의 일치하는 값으로, 본 논문에서 제안한 eye closure factor를 이용한 BER 계산이 실제 시스템에 적용될 수 있는 방법이라는 것을 의미한다. 따라서 본 논문에서 제안한 최적 펌프 전력 조건을 유지하는 MSSSI 보상을 통한 광 펄스 전송에서의 BER을 eye closure factor를 이용하여 계산하고, 각 전송 속도에서의 수신 감도를 도출해 보았다. BER 계산에서 증폭기의 잡음 지수를 5 dB로 설정하였고 수신단에서의 광 대역폭을 1 nm, 3-dB 대역의 전기적 대역폭을 $0.6 \times$ 비트율, 그리고 나머지 파라미터는 표 1과 같이 하였다.

또한 광 변조기에서 발생하는 주파수 칩은 허수

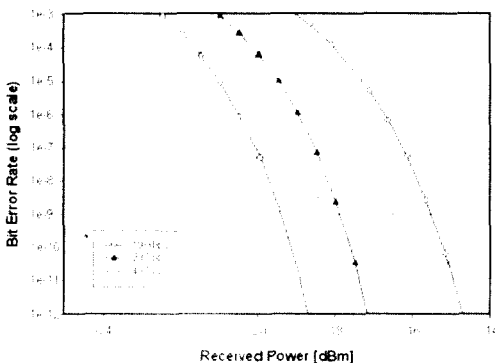
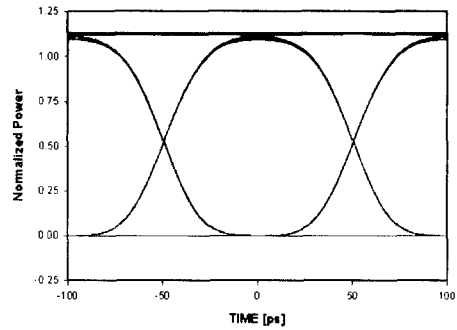
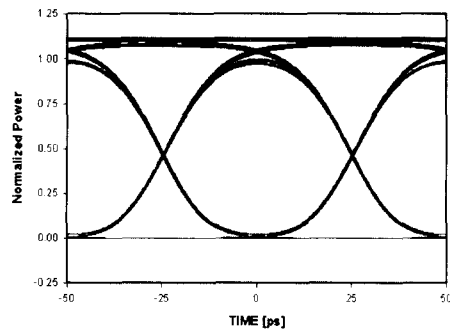


그림 5. 다양한 전송 속도에 대한 수신 전력 변화에 따른 비트 에러율 특성

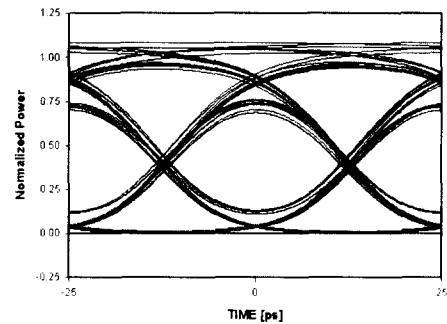
Fig. 5. Bit error rate characteristics dependence on the variation of received power for the various bit rate system.



(a) 10 Gbps($P_s = -19.4$ dBm)



(b) 20 Gbps($P_s = -19.4$ dBm)



(c) 40 Gbps($P_s = -19.4$ dBm)

그림 6. 수신단에서 얻어진 아이 다이어그램

Fig. 6. Eye diagram achieved in the receiver.

값이기 때문에 광 증폭 과정에서 생성되는 진폭성 ASE 잡음의 크기 변동에 영향을 거의 주지 않는다. 따라서 광 펄스의 초기 칩이 없는 경우에 대해서만 계산하여 그림 5에 나타냈다.

그림 5를 통해 광 펄스를 10 Gbps의 전송 속도로 2,000 km 전송시킨 경우에는 수신 감도가 -19.4 dBm, 20 Gbps 전송 속도에서는 -18 dBm, 40 Gbps

전송에서는 -15.5 dBm으로 얻어졌다.

그림 6은 10 Gbps MSSI 전송 시스템에서의 수신 감도인 -19.4 dBm의 동일한 수신 전력에 대한 각기 다른 전송 비트율의 수신단에서의 아이 다이어그램으로 비트율이 높아질수록 펄스 폭이 좁아져 신호 간 간섭과 그로 인한 진폭의 변동이 심해지는 것을 알 수 있다. 그러나 모든 경우에 있어 정규화된 최대 진폭의 값은 거의 일정하다.

이는 MSSI 보상 기법이 색 분산에 의한 신호 파형의 확산과 비선형 진폭 왜곡을 보상해 주지만 그림에도 불구하고 결국 비트율이 높아질수록 좁아지는 비트 간격에 따른 ISI에 의해 평균 수신 전력의 감소를 가져오고 궁극적으로 수신 감도를 감소시켜 주는 것이라고 할 수 있다.

V. 결 론

지금까지 본 논문에서는 MSSI 보상 기법을 채택한 2,000 km 광 전송 시스템의 수신 성능 평가를 위해 수신단에서의 잡음 전력과 비트 에러율을 도출하고, 비트율에 따른 수신 감도를 계산해 보았다. BER 특성 계산에서 신호간 간섭의 영향을 고려하기 위해 표본화 주기에서의 eye closure factor를 표본화 주기마다 계산해 이용하였다.

본 논문에서 제안한 eye closure factor를 이용한 BER 계산이 실제 시스템에 적용될 수 있는 방법이라는 것을 확인할 수 있었고, MSSI 보상 기법을 통해 신호 파형의 확산과 비선형 진폭 왜곡이 보상되지만 결국 비트율이 높아질수록 좁아지는 비트 간격에 따른 ISI에 의해 평균 수신 전력의 감소를 가져오고 궁극적으로 수신 감도를 감소시켜 주어 10 Gbps의 2,000 km 전송 시스템에서의 수신 감도를 -19.4 dBm, 20 Gbps 시스템에서는 -18 dBm, 40 Gbps 전송 시스템에서는 -15.5 dBm으로 얻어지는 것을 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] 이성렬, 이윤현, "Mid-span optical phase conjugator를 이용한 장거리 광 전송 시스템에서의 색 분산과 자기 위상 변조의 보상에 관한 연구", *한국전자과학회논문지*, 제12권, 제4호, pp. 576-585, 2001년 6월.
- [3] 이성렬, 이윤현, "Mid-Span Spectral Inversion을 이용한 광 펄스 왜곡의 보상에서 전력 대칭을 통한 광대역 WDM 전송", *한국전자과학회논문지*, 제12권, 제7호, pp. 1157-1166, 2001년 12월.
- [4] 이성렬, 장원호, 이윤현, "FWM에 의한 채널 간섭이 존재하는 장거리 WDM 시스템에서의 전력 대칭 MSSI 보상법을 통한 수신 성능 개선" *한국전자과학회논문지*, 제13권, 제7호, pp. 716-725, 2002년 8월.
- [5] 박영일, 박희상, 정준, 채창준, "2.5Gbps 16채널의 1,000km 전송을 위한 광링크의 해석 및 실험", *Telecomm. Review*, 제8권 제1호, pp. 33-43, 1998.
- [6] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, Academic Press, pp. 34-44, 1989.
- [7] G. P. Agrawal, *Fiber-optic communication systems*, John Wiley & Sons, Inc., pp. 149-152, 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] N. A. Olsson, "Lightwave systems with optical amplifiers", *J. Lightwave Technol.*, vol. LT-7, no. 7, pp. 1071-1082, 1989.
- [10] S. Watanabe, T. Chikama, G. Ishikawa, T. Terahara and H. Kuwahara, "Compensation of pulse shape distortion due to chromatic dispersion and Kerr effect by optical phase conjugation", *IEEE Photon. Technol. Lett.*,

vol. 5, no. 10, pp. 1241-1243, 1993.

이 성 렬 (李成烈)



1990년 2월 : 한국항공대학교 항공
통신정보공학과 (공학사)
1992년 8월 : 한국항공대학교 대학
원 항공통신정보공학과 (공학석
사)
2002년 2월 : 한국항공대학교 대학
원 항공통신정보공학과 (공학박

사)

1992년 8월~1994년 2월 : 한국항공대학교 항공전자공학
과 조교

1996년 1월~2002년 8월 : (주)세영통신 전파기술연구소
책임연구원

2002년 9월~현재 : (주)ATN 기술연구소 연구소장

관심분야 : 솔리톤 전송 시스템, 광 파장 분할 다중화, 광
의 비선형 현상 분석

방 효 창 (方孝昌)



1988년 2월 : 한국항공대학교 항공
전자공학과 (공학사)
1992년 2월 : 한국항공대학교 대학
원 항공전자공학과 (공학석사)
1997년 2월 : 한국항공대학교 대학
원 항공전자공학과 (공학박사)
1996년 2월 : (주)화음소 선임연구

원

1997년 3월~현재 : 두원공과대학 정보통신과 교수

관심분야 : 무선 데이터 통신 시스템, 초광대역 통신

김 남 성 (金南成)



1988년 2월 : 한국항공대학교 항공
통신정보공학과 (공학사)

1990년 8월 : 한국항공대학교 대학
원 항공통신정보공학과 (공학석
사)

1990년 9월~1996년 2월 : 통일중
공업 (주) 특수개발부 주임연구원

1996년 3월~현재 : 대전기능대학 전자과 조교수

관심분야 : 광전송 시스템, 통신 프로세서 설계