

비영 분산 천이 광섬유를 갖는 320 Gbps WDM 시스템에서 최적화를 통한 비트 에러율 개선

Improvement of Bit Error Rate through the Optimization of 320 Gbps WDM System with Non Zero-Dispersion Shifted Fiber

이성렬*, 임항빈**

Seong-Real Lee*, and Hwang-Bin Yim**

요 약

본 논문에서는 광 전송로로 비영 분산천이 광섬유 (NZ-DSF ; Non Zero-Dispersion Shifted Fiber)를 이용한 8×40 Gbps WDM 시스템에서 모든 채널을 효과적으로 보상할 수 있는 광 위상 공액기 (OPC ; Optical Phase Conjugator)의 최적 위치와 광섬유의 최적 분산 계수 값을 도출하는 수치적 방법을 제안하였다. 이 방법의 유용성을 확인하기 위하여 도출된 두 최적 파라미터를 갖는 시스템에서의 비트 에러율 (BER ; Bit Error Rate) 특성을 현재 일반화된 MSSI (Mid-Span Spectral Inversion)에서의 BER 특성과 비교하였다. 최적 파라미터들은 구하는 순서에 크게 의존하지 않지만 서로 연관되어 있어야 한다는 것을 알 수 있었다. 본 논문에서 제안한 방법은 WDM 시스템에 OPC를 적용하고자 할 때 전제가 되어야 하지만 실제 광 전송 링크에서 구현하기 어려운 OPC를 중심으로 한 광 신호 전력과 총 분산 값의 대칭 문제를 해결해야 하는 방법을 대체할 것으로 예상된다.

Abstract

The numerical methods of finding the optimal position of optical phase conjugator (OPC) and the optimal fiber dispersions are proposed, which are able to effectively compensate overall channels in 8×40 Gbps WDM system with non zero-dispersion shifted fiber (NZ-DSF) as an optical fiber. And BER characteristics in the system with two induced optimal parameters are compared with those in the system with the currently used mid-span spectral inversion (MSSI) in order to confirm the availability of the proposed methods. It is confirmed that two optimal parameters depend on each other, but less related with the searching procedure. The methods proposed in this research will be expected to alternate with the method of making a symmetrical distribution of power and local dispersion in real optical link which is a serious problem but the condition in the case of applying the OPC into multi-channels WDM system.

Key words : WDM 전송 시스템, Optical Phase Conjugator, Optimal parameters, BER 특성

I. 서 론

향후의 통신은 개인화, 멀티미디어화가 매우 급속도

로 진행됨에 따라 필요한 시스템 전송 용량이 비약적으로 계속 증가하여 테라비트를 넘는 통신 시스템이 불가피하게 될 것이다. 이러한 요구를 만족시키기 위해 과

* 목포해양대학교 해양전자통신공학부 (Div. of Marine Electro. & Comm. Eng., Mokpo National Maritime University)

** 강원도립대학 정보통신과 (Inform. & Comm. Eng., Gangwon Provincial University)

· 제1저자 (First Author) : 이성렬

· 접수일자 : 2006년 4월 5일

장 분할 다중 시스템 (WDM ; Wavelength Division Multiplexing) 이 급속하게 개발되어 실용화되고 있다. 각종 시스템과의 연동을 가능하게 하는 광통신 부품들, 에르븀 첨가 광섬유 증폭기 (EDFA ; Erbium-Doped Fiber Amplifier) 등의 광 증폭기 [1], 파장 제어와 가변이 가능한 반도체 레이저 [2], 광섬유 고기능화 등이 WDM 시스템의 발전을 가능하게 했다.

10 Gbps 이상의 고속 광 전송 시스템이 현장에 적용되면서 광 펄스가 붕괴되는 현상인 색 분산(chromatic dispersion)을 줄이기 위해 기존 1,300 nm대역에서 사용되던 단일 모드 광섬유 (SMF ; Single Mode Fiber) 대신에 영 분산 파장을 1,550 nm로 갖는 분산 천이 광섬유 (DSF ; Dispersion Shifted Fiber)의 사용이 확대되고 있다. 하지만 다채널 WDM 전송 시스템에서는 DSF의 비선형 특성, 특히 4-광파 혼합 현상 (FWM ; Four Wave Mixing)에 의한 심각한 누화 (Crosstalk)가 발생되고, 이의 증가는 채널 당 광의 세기를 제한하게 되므로 WDM 전송 시스템으로 확장할 때 문제를 야기할 우려가 있다[3]. FWM 현상은 색 분산이 클수록 효율이 작아지게 되므로 ITU-T에서는 영 분산 파장이 전송 대역 밖에 위치하도록 하여 장거리 WDM 전송을 가능하게 하는 새로운 광섬유인 비영 분산 천이 광섬유 (NZ-DSF ; Non Zero DSF)의 규격화를 진행하고 있다[4].

그러나 장거리 전송을 위해 FWM 현상이 감소되더라도 NZ-DSF에 EDFA 등의 광섬유 증폭기가 결합되면 광 신호의 고전력화에 기인하여 비선형 효과 중 자기 위상 변조 (SPM ; Self Phase Modulation), 상호 위상 변조 (XPM ; Cross Phase Modulation) 등에 의해 시스템의 비트율-전송 거리 곱 (bit rate-distance product)에서 한계를 나타낼 수 밖에 없다[5]. 이러한 한계를 극복하기 위해 광 위상 공액기 (OPC ; Optical Phase Conjugator)를 전체 전송 거리의 중간에 위치시켜 광 신호의 왜곡을 보상하는 MSSI (Mid-Span Spectral Inversion) 방식이 제안되고, 현재 솔리톤(soliton) 전송을 대체할만한 기술로 쓰이고 있다[6].

그러나 이 기술을 실제적인 WDM 전송 시스템에 적용하려면 몇 가지 해결되어야 할 문제들이 있다. 우선 OPC를 중심으로 두 전송 구간에서의 광 전력

분포와 분산량이 서로 대칭을 이루어야 한다[7]. 두 번째는 선택된 OPC가 모든 WDM 채널들에 대해 비슷한 특성이 나타나도록 해야 한다. 즉 좀 더 많은 채널의 전송을 위해 OPC가 광대역이어야 한다. 다행스럽게도 두 번째 문제는 OPC의 비선형 매질로 기존의 DSF 대신에 HNL-DSF (Highly-Nonlinear DSF)를 사용하면 광대역화가 이루어지기 때문에 해결될 수 있다[8]. 하지만 첫 번째 문제 때문에 완벽한 해결에는 여전히 한계가 남아 있다. 또한 특정 파장에 대해 이러한 문제를 해결할 수 있다고 하더라도 WDM은 동시에 여러 파장을 전송하기 때문에 모든 파장에 공통적으로 적용되는 해결책을 찾는 것이 쉽지는 않다. 따라서 OPC를 이용하여 모든 채널들을 양호하게 보상하기 위해서는 첫 번째 문제 해결에 필적할 만한 다른 방법을 모색해 보아야 한다.

본 논문에서는 OPC를 중심으로 광 전력 분포와 분산량을 대칭으로 만드는 방법을 대체할 수 있는 수치적 방법을 제안하고자 한다. 즉 광 전송로로 NZ-DSF를 이용한 WDM 시스템에서 모든 채널들을 효과적으로 보상할 수 있는 OPC의 최적 위치와 각 광섬유 구간의 최적 분산 계수 값들을 수치적으로 도출하여 이들 파라미터 값을 갖는 WDM 시스템에서의 비트 에러율 (BER ; Bit Error Rate) 특성을 OPC가 전체 전송로 중간에 위치하고 두 광섬유 구간의 분산 계수가 동일한 MSSI에서의 BER 특성과 비교해 보도록 하겠다.

본 연구에서 가정한 WDM 시스템은 채널 비트율이 40 Gbps인 8-채널 전송 시스템이고, 각 채널의 강도 변조 파형 형식은 NRZ와 RZ로 모델링 하였다. 그리고 FWM 현상을 제거하기 위해 채널의 파장 간격을 비균일하게 하였다[9]. 아울러 분석의 간편함을 위하여 채널 간 XPM 현상은 무시하였다. 시뮬레이션은 현재 널리 사용되고 있는 단계 분할 퓨리에 (SSF ; Split-Step Fourier) 방법[10]을 이용해 수행하였다.

II. WDM 시스템의 모델링

같은 편광을 갖고 광섬유를 동시에 전송하는 8 채널 WDM 시스템에서 $A_j(z, t)$ 를 $|A_j|^2$ 의 순시 광 전력에 의해 정규화된 천천히 변하는 j번째 복소 포락선이라 하면 $A_j(z, t)$ 는 아래의 비선형 슈뢰딩

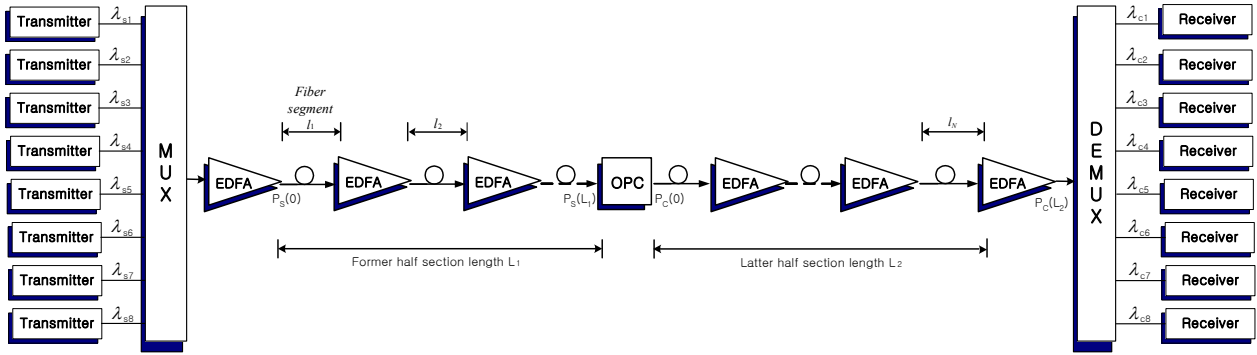


그림 1. 8-채널 WDM 시스템
Fig. 1. 8-channels WDM system.

거 방정식을 만족하며 전파한다[10].

$$\frac{\partial A_j}{\partial z} = -\frac{\alpha}{2} A_j - \frac{j}{2} \beta_{2j} \frac{\partial^2 A_j}{\partial T^2} + \frac{1}{6} \beta_{3j} \frac{\partial^3 A_j}{\partial T^3} + i\gamma_j |A_j|^2 A_j + 2i\gamma_{jk} |A_k|^2 A_j$$

(1)

여기서 $j, k, l=1, 2, \dots, 8 (j \neq k \neq l)$ 이고, α 는 광섬유 손실 계수, λ_j 는 j -번째 채널의 신호 파장, β_{2j} 는 광섬유 색 분산 파라미터, β_{3j} 는 3차 색 분산 파라미터, γ_j 는 광섬유의 비선형 계수, 그리고 $T = t - z/v_g$ 이다. 식 (1) 우변의 마지막 두 항은 각각 SPM과 XPM을 유도한다. 여기서 마지막 항, 즉 XPM 항은 수치적 분석 과정을 간단히 하기 위하여 무시하였다.

그림 1은 OPC가 전체 전송 거리의 중간에 위치한 강도 변조 / 직접 검파 (IM/DD ; Intensity Modulation / Direct Detection) WDM 시스템의 전체 구성을 나타낸 것이다 (즉 MSSI). 총 전송 거리는 상대적인 길이 $L_1 (= L/2)$ 과 L_2 의 두 전송 구간(section)으로 나뉜다. 각 전송 구간은 50 km 간격(l)마다 10개의 EDFA로 연결되고 두 구간 모두 분산 계수는 6 ps/nm/km로 동일하게 가정하였다. 표 1에 본 논문에서 분석한 송신기[10], 수신기[11] 및 광섬유[12]의 기타 파라미터를 요약해 놓았다.

Watanabe와 Shirasaki는 MSSI에서 완벽한 보상 조건을 아래와 같이 거리 z 의 함수로 일반화하였다[6].

$$\frac{\beta_{2j}(-z_1)}{P_j(-z_1)\gamma_j(-z_1)} = \frac{\beta_{2j}(z_2)}{P_j(z_2)\gamma_j(z_2)}$$

표 1. 송신기, 광섬유, 수신기의 시뮬레이션 파라미터
Table 1. Simulation parameters of transmitter, fiber and receiver.

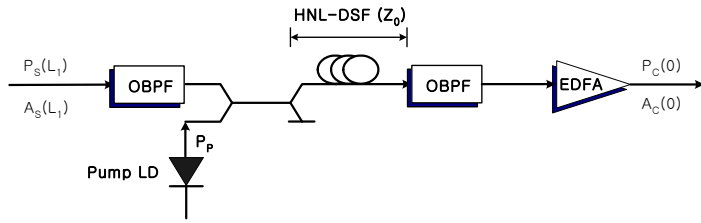
파라미터	기호 및 파라미터 값
비트율	$R_b = 640 \text{ Gbps} (=16 \times 40 \text{ Gbps})$
송신부 파형	NRZ super-Gaussian ($m=2$), RZ super-Gaussian ($m=2$)
비트 패턴	PRBS 2^7 (128 bits)
주파수 chirp	$C = 0$
광섬유 형태	NZ-DSF
손실 계수	$\alpha_1 = \alpha_2 = 0.2 \text{ dB/km}$
전체 전송 길이	$L = 1,000 \text{ km}$
분산 계수	$D_{11} = D_{12} = 6 \text{ ps/nm/km}$
비선형 굴절 계수	$n_2 = 2.5 \times 10^{-26} \text{ km}^2/\text{W}$
유효 코어 직경	$A_{eff} = 75 \mu\text{m}^2$
EDFA의 개수	20
EDFA 간격	$l = 50 \text{ } 100 \text{ km}$
수신부 형태	PIN-PD with EDFA pre-amp
EDFA 잡음 지수	5 dB
광학적 대역폭	1 nm
수신 대역폭	$0.65 \times R_b$

(2)

이 관계식은 상응 위치 $-z_1'$ 과 z_2' 에서 분산과 비선형성이 동일한 비율로 형성되지만 하면 완벽한 보상이 이루어진다는 것을 의미한다. 달리 말해 이것은 완벽한 보상을 위해서는 신호 파장과 관련하여 OPC가 전체 전송 거리 중간에 반드시 위치할 필요가 없고, 각 광섬유 구간의 분산 계수들도 반드시 서로 같을 필요가 없음을 의미한다. 그러나 식 (2)는 WDM 채널들의 파장이 다양하기 때문에 모든 파장에 적용 가능한 공통의 OPC 위치와 두 번째 광섬

유 구간의 분산 계수 값을 찾는 것이 쉽지 않음을

누화를 제거하기 위하여 WDM 채널 간 파장 간격



HNL-DSF loss : $\alpha_0 = 0.61 \text{ dB/km}$
 HNL-DSF nonlinear coefficient : $\gamma_0 = 20.4 \text{ W}^{-1} \text{ km}^{-1}$
 HNL-DSF zero dispersion wavelength : $\lambda_0 = 1550.0 \text{ nm}$
 HNL-DSF length : $z_0 = 0.75 \text{ km}$
 HNL-DSF dispersion slope : $dD_0/d\lambda = 0.032 \text{ ps/nm}^2/\text{km}$
 Pump light power : $P_p = 18.5 \text{ dBm}$
 Pump light wavelength : $\lambda_p = 1549.75 \text{ nm}$

그림 2. HNL-DSF를 이용한 OPC
 Fig. 2. OPC using HNL-DSF.

의미하기도 한다. 이에 본 연구에서는 수치적 분석을 통해 모든 WDM 채널을 최선으로 보상할 수 있는 OPC의 최적 위치와 두 번째 광섬유 구간의 분산 계수 값을 도출해 보고자 한다.

최적 OPC 위치는 OPC를 증폭기의 한 간격 ($\pm 25 \text{ km}$) 내에서 변화시키면서 이 OPC 위치 (z_{OPC})에 대한 특정 채널들의 보상 특성을 분석해서 찾을 수 있을 것이다. 여기서 OPC 위치와 전체 전송 거리의 중간 위치 (z_{mid})의 차이를 OPC 위치 편차 Δz 라고 하자 (즉 $\Delta z = z_{\text{OPC}} - z_{\text{mid}}$). 또한 각 광섬유 구간의 최적 분산 계수 값 (D_{1x} , $x=1,2$)은 각 광섬유 구간의 분산 계수를 6 ps/nm/km 의 10% 내에서 변화시키면서 이에 대한 특정 채널들의 보상 특성을 분석해서 찾을 수 있을 것이다. 여기서 두 광섬유 구간의 분산 계수 값의 차이를 분산 계수 편차 ΔD_{1x} 로 정의한다. 즉 첫 번째 광섬유 구간의 분산 계수 편차는 $\Delta D_{11} = D_{11} - D_{12}$ 로, 두 번째 광섬유 구간의 분산 계수 편차는 $\Delta D_{12} = D_{12} - D_{11}$ 으로 정의한다.

그림 2는 HNL-DSF (Highly-Nonlinear Dispersion Shifted Fiber)를 이용한 OPC의 구조와 파라미터 값들을 나타낸 것이다. 변환 효율 (η , conversion efficiency)은 FWM 곱(product) 전력 대 입력 신호 전력의 비로 정의된다[13]. 그림 2에 나타낸 OPC에 대한 η 의 3-dB 대역폭은 그림 3과 같이 48 nm ($1,526 \sim 1,574 \text{ nm}$)로 얻어진다.

표 2. 8-채널의 파장 할당
 Table 2. Wavelength allocation of 8-channels.

CH. No.	1	2	3	4
Wavelength [nm]	1550.0	1550.7	1551.7	1552.5
CH. No.	5	6	7	8
Wavelength [nm]	1553.4	1553.9	1555.0	1555.6

본 연구에서는 FWM 효과에 기인하는 채널 간

을 모두 다르게 설정하는 F. Forghieri 등에 의해 제안된 방법[8]에 따라 8개의 채널 파장을 표 2와 같이 각각 설정하였다. 모든 WDM 채널의 신호 파장과 이의 공역파 파장은 그림 3의 3-dB 대역폭 내에 포함된다.



그림 3. 변환 효율 값
 Fig. 3. Conversion efficiency value.

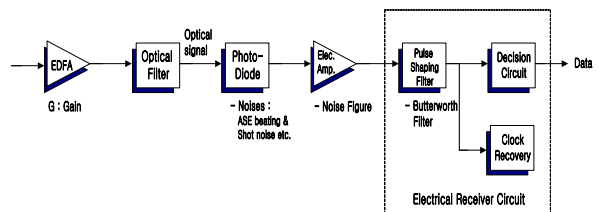


그림 4. 직접 검파 수신기 모델
 Fig. 4. Model of the direct detection receiver.

그림 4는 직접 검파 수신부 (Direct Detection Receiver)의 구조를 나타낸 것이다[11]. 수신부에서 뿐만 아니라 OPC의 입력단과 출력단에 존재하는 광 필터에 따른 색 분산과 SPM 보상의 영향을 살펴 보기 위하여 광 필터를

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

와 같은 주파수 차원에서의 전달 함수를 갖는 로렌치안(Lorentzian) 필터로 모델링하여 시뮬레이션 하

였다. 여기서 B_0 는 3-dB 광 대역폭(optical band-width)으로 OPC 입력단의 광 필터와 시스템 수신단의 광 필터에서는 1nm(=124 GHz)로, OPC 출력단의 광 필터에서는 0.65 nm로 설정하였다.

광 검출기는 PIN 다이오드로 모델링하였고, 검출된 광 신호의 ISI를 최소화하기 위한 펄스 정형 필터는 아래의 전달 함수를 갖는 버터워스(Butterworth) 필터를 사용하여 시뮬레이션 하였다[14].

$$|H(f)|^2 = [1 + (f/B_e)^{2n}]^{-1} \quad (4)$$

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

BER은 참고 문헌 [15]에 기초를 둔 수신 평균 전력에 대한 '1'과 '0' 각각의 평균 눈 감김 정도 (eye closure factor)를 이용하여 아래와 같이 유도할 수 있다.

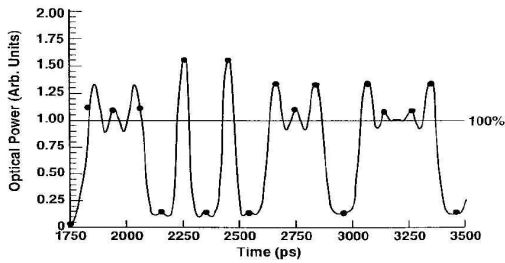


그림 5. PRBS 데이터 신호의 마크와 스페이스에서의 eye closure factor를 이용한 ISI의 결정

Fig. 5. Determination of the ISI at mark and space of PRBS data signal using eye closure factor.

우선 '1'과 '0' 각각의 평균 눈 감김 정도는 그림 5와 같은 방법으로 아래와 같이 구한다.

$$c_{ISI}^+ = 1 - \frac{P_{mark}}{P_{rec, av}}, \quad c_{ISI}^- = \frac{P_{space}}{P_{rec, av}} \quad (5)$$

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

그런 후 전체 전송로에서의 선로 증폭기와 수신기 맨 앞단의 광 증폭기에서 발생된 ASE (Accumulated Spontaneous Emission)의 전체 전

력을 구한다. 다음 과정은 광 검출기를 통해 변환된 광 신호의 시간 평균 전력의 등가 전류 $I_{s,av}$ 를 구하고 광학적 신호 대 잡음비 (OSNR ; Optical Signal to Noise Ratio)의 정의를 이용하여 ASE 평균 전력의 등가 전류를 구한다.

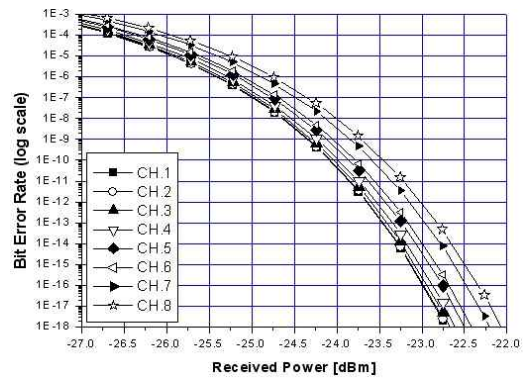
마지막 과정은 두 번째 과정에서 구해진 평균 눈 감김 정도 c_{ISI}^+ 과 c_{ISI}^- , 그리고 광 신호 평균 전력의 등가 전류와 OSNR을 이용하여 수신단에서의 잡음 전력과 BER을 유도한다.

결국 잡음들이 가우시안 분포를 갖는다는 조건에서의 유도된 BER은

$$BER = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{2} \left\{ \frac{(1 - c_{ISI}^+ - \tau) I_{s,av}}{\sigma_{mark}} \right\} \right] + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{2} \left\{ \frac{(\tau - c_{ISI}^-) I_{s,av}}{\sigma_{space}} \right\} \right] \quad (6)$$

와 같이 표현된다. 여기서 τ 는 수신기 판별 회로에 설정된 판별 문턱치(decision threshold level)이다. 그리고 σ_{mark} 과 σ_{space} 는 잡음 전력들과 관계된 각각 '1' 신호와 '0' 신호에 대한 잡음의 표준 편차이다.

III. 결과 및 검토



(a) NRZ

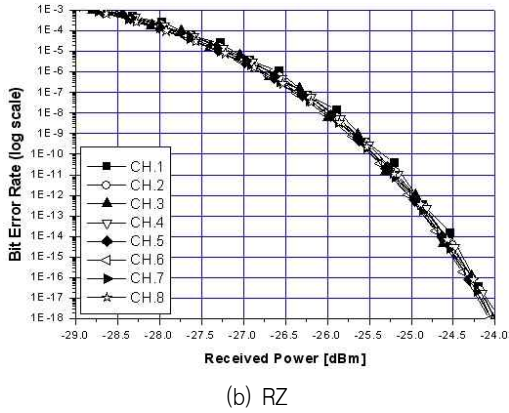


그림 6. MSSI가 채택된 시스템의 BER 특성
Fig. 6. BER characteristics in WDM system with MSSI.

그림 6은 OPC가 전체 전송로 중간에 위치하고 두 광섬유 구간의 분산 계수 값이 모두 6 ps/nm/km로 고정된 경우 (MSSI 경우)의 8개 채널의 BER 특성을 보여주고 있다. 10^{-9} BER을 얻을 수 있는 수신 전력을 감도(sensitivity)로 정의하면 채널간 전력 페널티는 NRZ 전송의 경우 약 1 dB, RZ 전송의 경우 약 0.15 dB 정도 되는 것을 그림 6으로부터 알 수 있다. 또한 모든 채널들의 BER 특성이 NRZ 전송의 경우보다 RZ 전송에서 양호하게 나타난다.

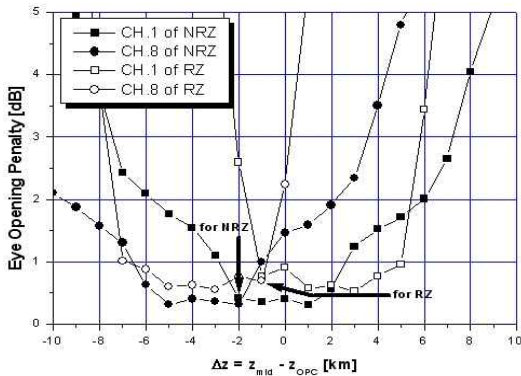
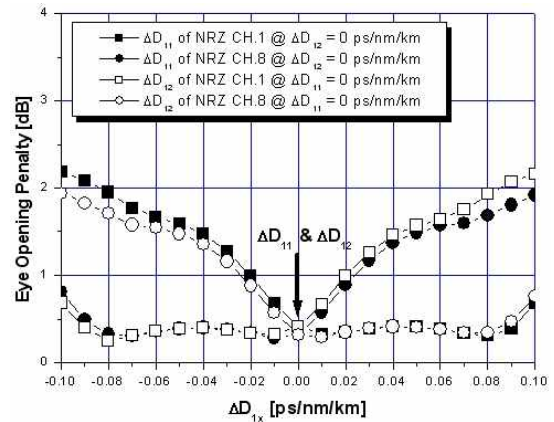


그림 7. Δz 에 따른 눈 열림 페널티
Fig. 7. EOP as a function of Δz .

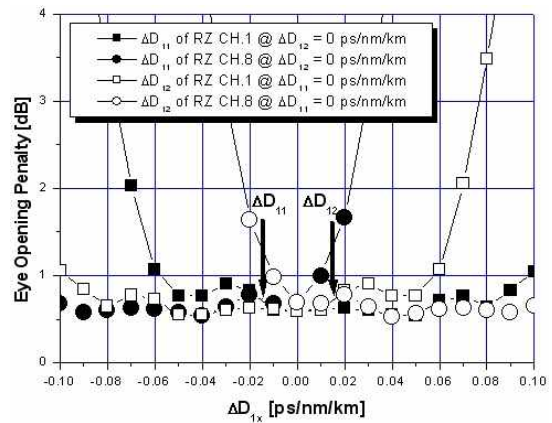
그림 7은 모든 WDM 채널을 비슷한 품질로 보상할 수 있는 최상의 OPC 위치를 찾기 위해 OPC 위치 편차에 따른 채널 1과 8의 눈 열림 페널티 (EOP; Eye Opening Penalty)를 나타낸 것이다. 여기서 채널 1과 8을 선택한 이유는 둘 사이의 파장 차이가 가장 커서 전송 품질의 차이가 현격하게 나타나기 때문이다. 그림 7로부터 두 채널 사이의 EOP 차이

가 가장 작게 나타나는 OPC 위치가 NRZ 전송의 경우에는 498 km, RZ 전송의 경우 499 km인 것을 알 수 있다.

그림 8은 그림 7의 결과로부터 얻은 최적 Δz 에서의 한 쪽 광섬유 구간의 분산 계수 편차, ΔD_{1x} 가 0 ps/nm/km일 때 나머지 광섬유 구간의 분산 계수 편차에 따른 NRZ와 RZ 채널 1과 8의 EOP를 나타낸 것이다. 가장 눈 여겨 보아야 할 특징은 각 채널별 ΔD_{11} 과 ΔD_{12} 에 대한 EOP 특성이 서로 대칭적이라는 것이다. 즉 모든 경우에 대해 $\Delta D_{11}=0$ ps/nm/km일 때의 ΔD_{12} 변화에 따른 EOP 특성은 $\Delta D_{12}=0$ ps/nm/km일 때의 ΔD_{11} 변화에 따른 EOP 특성과 반대로 나타나는 것을 알 수 있다.



(a) NRZ @ $\Delta z = -2$ km



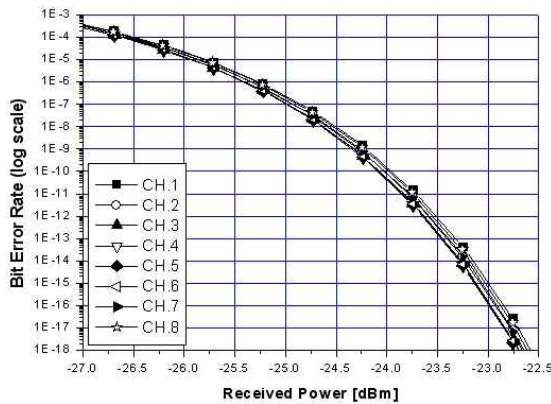
(b) RZ @ $\Delta z = -1$ km

그림 8. OPC가 최적 Δz 에 위치하는 경우 ΔD_{1x} 에 따른 눈 열림 페널티
Fig. 8. EOP as a function of ΔD_{1x} when the OPC placed at the optimal.

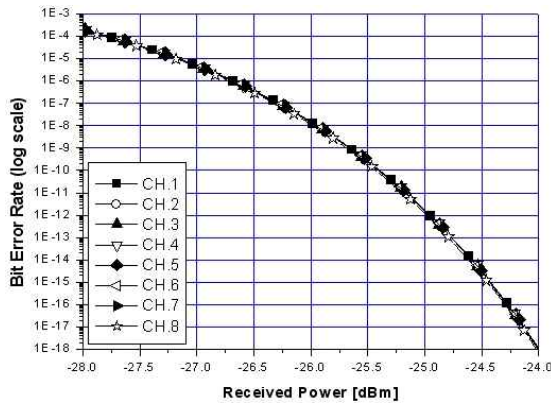
이러한 특성은 최적 Δz 에서의 최적 ΔD_{1x} 값이 서로 반대 부호로 나타나게 만든다. 즉 RZ 전송의 경

우 $\Delta D_{11}=0$ ps/nm/km일 때의 최적 ΔD_{12} 값은 $+0.015$ ps/nm/km인 반면 $\Delta D_{11} = 0$ ps/nm/km일 때의 최적 ΔD_{11} 값은 -0.015 ps/nm/km로 얻어진다. 그리고 NRZ 전송의 경우에는 최적 ΔD_{11} 값과 ΔD_{12} 값 모두 0 ps/nm/km로 얻어졌다. 즉 NRZ 전송의 경우 최적 Δz 에서의 WDM 채널들의 양호한 전송을 위한 두 광섬유 구간의 분산 계수 차이는 없어야 하는 반면 RZ 전송의 경우에는 두 번째 광섬유 구간의 분산 계수는 첫 번째 광섬유 구간의 분산 계수보다 0.015 ps/nm/km만큼 커야 한다는 것을 알 수 있다.

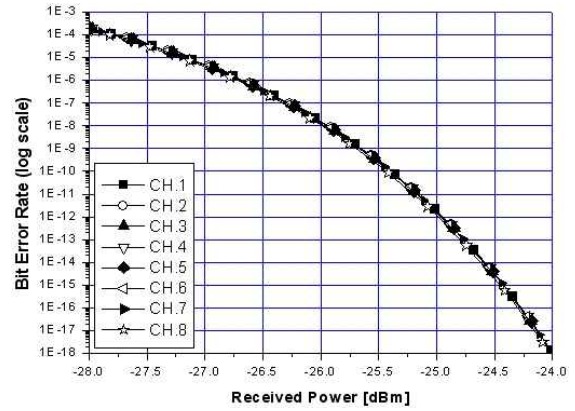
그림 9는 그림 8의 결과가 실제 WDM 시스템에



(a) NRZ @ $\Delta z = -2$ km, $\Delta D_{11} = \Delta D_{12} = 0$ ps/nm/km



(b) RZ @ $\Delta z = -1$ km, $\Delta D_{11} = -0.015$ ps/nm/km, $\Delta D_{12} = 0$ ps/nm/km

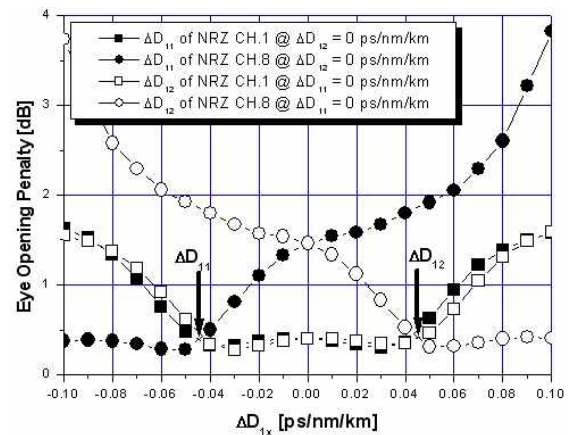


(c) RZ @ $\Delta z = -1$ km, $\Delta D_{11} = 0$ ps/nm/km, $\Delta D_{12} = +0.015$ ps/nm/km

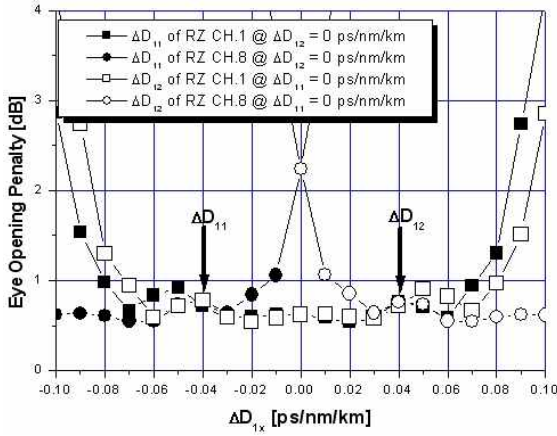
그림 9. 최적 파라미터들이 채택된 WDM 시스템에서의 BER 특성

Fig. 9. BER characteristics in WDM system with the optimal parameters.

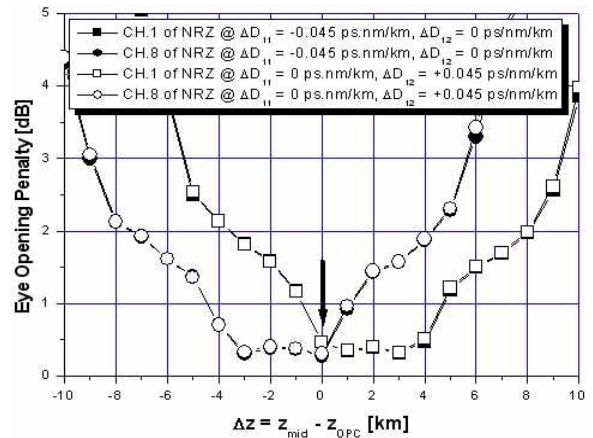
미치는 영향을 알아보기 위하여 그림 8의 결과, 즉 최적 파라미터들이 적용된 WDM 시스템에서의 BER 특성을 나타낸 것이다. 최적 파라미터들이 WDM 시스템에 적용되면 MSSI(그림 6의 경우)에 비해 NRZ 전송의 경우 전력 페널티가 약 0.1 dB, RZ 전송 경우 약 0.05 dB 정도로 개선되는 것을 알 수 있다. 또한 RZ 전송에서 $\Delta z=-1$ km, $\Delta D_{11}=0$ ps/nm/km, $\Delta D_{12}=+0.015$ ps/nm/km 일 때의 BER 특성과 $\Delta z=-1$ km, $\Delta D_{11}=-0.015$ ps/nm/km, $\Delta D_{12}=0$ ps/nm/km일 때의 BER 특성이 동일하게 나타나는 것을 알 수 있다.



(a) NRZ @ $\Delta z = 0$ km



(b) RZ @ $\Delta z = 0$ km

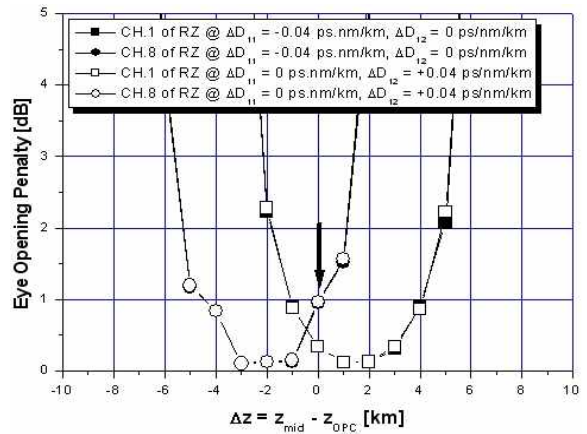


(a) NRZ

그림 10. $\Delta z = 0$ km라고 가정한 경우 ΔD_{1x} 에 따른 눈 열림 패널티

Fig. 10. EOP as a function of ΔD_{1x} in the case of assuming $\Delta z = 0$ km.

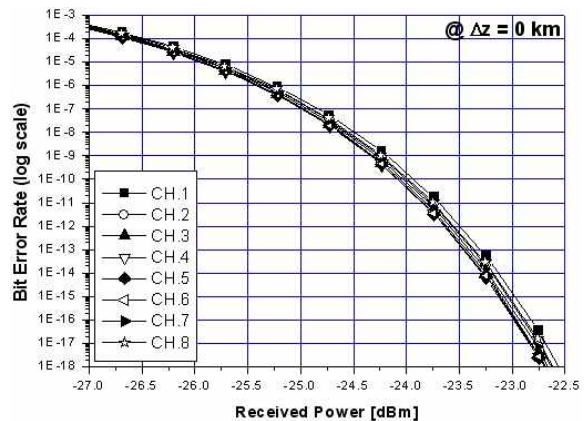
최적 파라미터들을 구하는데 있어 그림 7과 8은 우선 Δz 값을 먼저 구하고 그 값에서 ΔD_{11} 또는 ΔD_{12} 를 구하는 순서를 따랐다. 이 두 파라미터들의 상관성을 알아보기 위하여 구하는 순서를 바꿔볼 필요가 있다. 그림 10은 $\Delta z = 0$ km라고 가정한 경우 한 쪽 광섬유의 ΔD_{1x} 가 0 ps/nm/km일 때 나머지 광섬유의 분산계수 편차에 따른 NRZ와 RZ 채널 1과 8의 EOP를 나타낸 것이다. 그림 8과 마찬가지로 각 채널별 ΔD_{11} 과 ΔD_{12} 에 대한 EOP 특성이 서로 대칭적으로 나타났다. 즉 NRZ 전송의 경우 $\Delta D_{11} = 0$ ps/nm/km일 때의 최적 ΔD_{12} 값은 +0.045 ps/nm/km인 반면 $\Delta D_{12} = 0$ ps/nm/km일 때의 최적 ΔD_{11} 값은 -0.045 ps/nm/km임을 알 수 있다. 그리고 RZ 전송의 경우 $\Delta D_{11} = 0$ ps/nm/km일 때의 최적 ΔD_{12} 값은 +0.04 ps/nm/km인 반면 $\Delta D_{12} = 0$ ps/nm/km일 때의 최적 ΔD_{11} 값은 -0.04 ps/nm/km임을 알 수 있다. 그림 8과 다른 결과 값이 나오는 것은 최적 파라미터들을 구하는 순서에 따라 전제로 한 Δz 값이 그림 8과 달라졌기 때문이다. 이러한 사실은 Δz 과 ΔD_{1x} 가 서로 연관되어 있다는 것을 의미한다. 즉 Δz 값에 따라 최적 ΔD_{1x} 값이 바뀌어야 한다는 것을 의미한다.



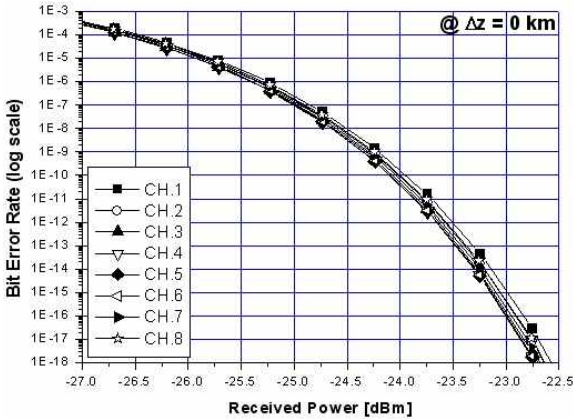
(b) RZ

그림 11. ΔD_{1x} 에서 Δz 에 따른 눈 열림 패널티

Fig. 11. EOP as a function of Δz for ΔD_{1x} .



(a) NRZ @ $\Delta D_{11} = -0.045$ ps/nm/km, $\Delta D_{12} = 0$ ps/nm/km

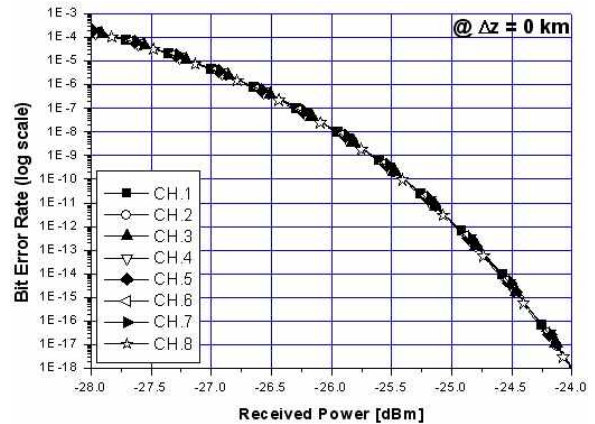


(b) NRZ @ $\Delta D_{11} = 0$ ps/nm/km, $\Delta D_{12} = +0.045$ ps/nm/km

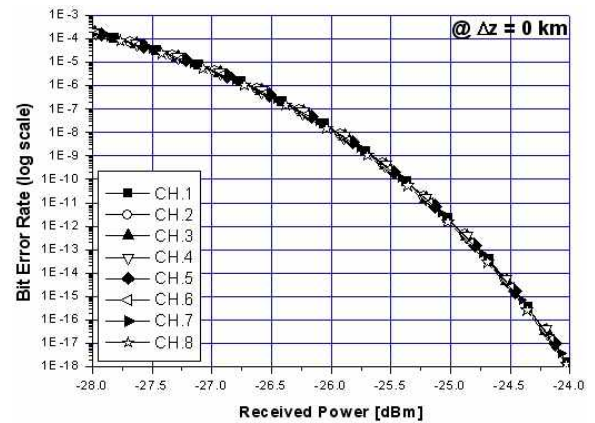
그림 12. 최적 파라미터들이 채택된 WDM 시스템에서의 NRZ 채널의 BER 특성

Fig. 12. BER characteristics of NRZ channels in WDM system with the optimal parameters.

그림 11은 그림 10의 결과로부터 얻은 최적 ΔD_{1x} 에서의 Δz 에 따른 NRZ와 RZ 채널 1과 8의 EOP를 나타낸 것이다. 그림 10의 결과가 타당성을 얻으려면 ΔD_{11} 와 ΔD_{12} 의 차이가 그림 10의 결과에 따라 설정된 경우 Δz 의 변화에 따른 각 채널의 EOP 특성 (즉 예를 들어, $\Delta D_{11}=0$ ps/nm/km이고 $\Delta D_{12}=+0.045$ ps/nm/km인 경우의 NRZ 채널 1의 EOP 특성과 $\Delta D_{11}=-0.045$ ps/nm/km이고 $\Delta D_{12}=0$ ps/nm/km인 경우의 NRZ 채널 1의 EOP 특성)이 일치하게 나타나야 하고, 최적 Δz 는 그림 10의 전제이었던 0 km이어야 하는데 이러한 결과가 모든 경우에 대해서 나타나는 것을 그림 11을 통해 확인할 수 있다. 즉 그림 10과 11의 결과를 정리하면, 우선 NRZ 전송에서 OPC의 위치 변동이 없는 경우 모든 채널의 최적 보상을 위해서는 두 광섬유 구간의 분산 계



(a) RZ @ $\Delta D_{11} = -0.04$ ps/nm/km, $\Delta D_{12} = 0$ ps/nm/km



(b) RZ @ $\Delta D_{11} = 0$ ps/nm/km, $\Delta D_{12} = +0.04$ ps/nm/km

그림 13. 최적 파라미터들이 채택된 WDM 시스템에서의 RZ 채널의 BER 특성

Fig. 13. BER characteristics of RZ channels in WDM system with the optimal parameters.

수 차이가 0.045 ps/nm/km를 유지해야 하고 RZ 전송의 경우 0.04 ps/nm/km를 유지해야 한다.

그림 12와 그림 13은 각각 그림 11의 결과에 따른 최적 파라미터들이 적용된 WDM 시스템에서의 NRZ 채널과 RZ 채널의 BER 특성을 나타낸 것이다. 우선 NRZ 전송의 경우 그림 12의 결과는 그림 9(a)의 결과와 매우 일치하는 것을 알 수 있다. 그리고 RZ 전송의 경우에도 그림 13의 결과가 그림 9(b)와 (c)의 결과와 매우 일치하는 것을 알 수 있다. 즉 최적 파라미터를 구하는 순서가 바뀌게 되면 구체적인 값들에서는 차이가 있지만 최적파라미터 값들이 적용된 WDM 시스템에서의 전체 채널의 BER 특성에는 큰 영향이 없음을 확인할 수 있다.

III. 결 론

지금까지 40 Gbps의 광 전송로로 NZ-DSF가 이용된 WDM 시스템에서 8 개 채널 모두를 비슷한 품질로 보상할 수 있는 OPC의 최적 위치와 광섬유 구간의 최적 분산 계수 값을 수치적으로 도출하고 도출된 두 파라미터가 적용된 WDM 시스템에서의 BER 특성을 MSSJ가 채택된 WDM 시스템에서의 BER 특성과 비교해 보았다.

본 연구를 통해 이들 최적 파라미터는 그것을 구하는 순서에 크게 관계없지만 두 파라미터가 서로 의존한다는 것을 확인할 수 있었다. 성능 개선 측면에서 도출된 최적 파라미터들이 적용된 경우, 특히 전송 파형으로 RZ를 사용한 경우 모든 채널들의 BER 곡선이 거의 일치하여 OPC를 통해 WDM 채널들을 장거리 전송하고자 하는 경우 발생되어 보상 효과를 제한하는 광 전력 분포와 분산량 비대칭 문제를 해소할 수 있다는 것을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] 조호성, "반도체 광 증폭기의 기술현황," *주간 기술동향*, 통권 833호, 1998.
- [2] K.E. Stubkjaer et al., "Wavelength converter technology," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E82-B, no.2, pp. 390, 1999.
- [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] ITU Recommendation, "Characteristics of a non-zero dispersion shifted single-mode optical fibre cable," G.655, 2003.
- [5] A. R. Chraplyvy, "Limitations on lightwave communications imposed by optical-fiber nonlinearities," *J. Lightwave Technol.*, vol. 8, no. 10, pp. 1548~1557, 1990.
- [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.
- [7] C. Lorattanasane and K. Kikuchi, "Design of long-distance optical transmission systems using midway optical phase conjugation," *IEEE E Photon. Technol. Lett.*, vol. 7, no. 11, pp. 1375~1377, 1995.
- [8] S. Watanabe, S. Takeda, G. Ishikawa, H. Ooi, J. G. Nielsen and C. Sonne, "Simultaneous wavelength conversion and optical phase conjugation of 200 Gb/s (5×40 Gb/s) WDM Signal using a highly nonlinear fiber four-wave mixing," *ECOC 97 Conf.*, pp. 1~4, 1997.
- [9] F. Forghieri, R. W. Tkach and A. R. Chraplyvy, "WDM systems with unequally spaced channels," *J. Lightwave Technol.*, vol. LT-13, no. 5, pp. 889~897, 1995.
- [10] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, Academic Press, 2001.
- [11] G. P. Agrawal, *Fiber-optic communication systems*, John Wiley & Sons, Inc., 2002.
- [12] M. Wu and W. I. way, "Fiber nonlinearity limitations in ultra-dense WDM systems," *J. Lightwave Technol.*, vol. 22, no. 6, pp. 1483~1498, 2004.
- [13] 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.
- [14] S. Kawai and K. Iwatsuki, "System design of filter-guided soliton transmission considering amplitude noise and timing jitter," *J. Lightwave Technol.*, vol. 16, no. 12, pp. 2347~2354, 1998.
- [15] 이성렬, "Mid-Span Spectral Inversion 기법을 채택한 장거리 광 전송 시스템에서의 증폭기 간격에 따른 비트 에러율," *한국항행학회논문지*, 9권 2호, pp. 109~120, 2005.

이 성 렬 (李成烈)



1990년 2월 : 한국항공대학교 통
신정보공학과(공학사)

1992년 8월 : 한국항공대학교 대학
원 통신정보공학과(공학석사)

2002년 2월 : 한국항공대학교 대학
원 통신정보공학과(공학박사)

1996년 1월~2002년 5월 : (주)

세영통신 전파기술연구소 책임연구원

2002년 6월~2004년 2월 : (주)에이티엔 기술연구소장

2004년 3월~현재 : 국립목포해양대학교 해양전자통신공
학부 조교수

관심분야 : WDM 시스템, 광의 비선형 현상 분석, 광 솔
리톤 전송

임 황 빈 (任黃彬)



1983년 2월 : 명지대학교 전자공학
과(공학사)

1985년 2월 : 건국대학교 전자공학
과(공학석사)

2003년 2월 : 순천향대학교 전기전
자공학과(공학박사)

2003년 3월~현재 : 강원도립대학 정보통신과 교수

관심분야 : 정보 보호, 광통신