

# 수치 모델로 분석한 광섬유에서의 Rayleigh 후방 산란에 의한 양방향 WDM 전송 시스템의 성능 저하 평가

준회원 고 정 윤\*, 정회원 이 동 수\*\*

## Estimation of Performance Degradation of Bidirectional WDM Transmission Systems due to Rayleigh Backscattering in fibers using Numerical Models

Jeongyun Ko\* Associate Member, Dongsoo Lee\*\* Regular Member

### 요 약

양방향 파장 분할 다중 (WDM : wavelength-division multiplexed) 방식 전송에서 전송 성능을 위한 수치 모델을 발전시켰다. 수치 모델을 이용하여 레일리 후방 산란 (RB : Rayleigh backscattering)에 의한 시스템 성능의 손상을 고려함으로써, 파장 교차된 10Gb/s 양방향 WDM 시스템을 분석하였다. 또한, 분석 모델로부터 RB에 의한 파워 페널티와 누화를 계산하고, 수치 모델로부터 얻은 결과와 비교하였다. 분석 모델은 수치 모델로부터 얻은 결과와 유사한 결과를 보였다. 분석 모델과 수치 모델 모두 2dB이하의 파워 페널티를 유지하면서 320km 전송을 위해 한 노드에서의 총 필터 억제율은 19.5dB 이상이 되어야 한다는 것을 제시한다.

### ABSTRACT

We develop a numerical model for the transmission performance of bidirectional wavelength-division-multiplexed (WDM) transmissions. Using the numerical model, wavelength-interleaved 10Gb/s bidirectional WDM systems is analyzed by considering the impairment of the system performance due to Rayleigh Backscattering (RB). We also calculate the power penalty and the crosstalk due to RB from the analytical model, and then compare to the results obtained from the numerical model. The analytical model can provide similar results obtained from the numerical model. Both the numerical and analytical models suggest that the total isolation of filters at a node must be more than 19.5dB for 320km transmission while keeping the power penalty of less than 2dB.

### I. 서 론

미래의 통신망에서 양방향 전송이 갖는 이점은 기존 시스템의 용량을 증대 시키고, 망의 재구성능 가능하게 하며, 또 낮은 가격으로 망을 구성할 수 있다는 점이다. 특히 경제적인 관점에서, 양방향 WDM 전송 시스템은 광섬유의 사용을 반으로 줄이

고, 또한 양방향 다중 채널 수동형 광통신망에서 분배기와 같은 수동 소자의 개수를 줄일 수가 있어 관심이 높다.

최근 들어, 한 개의 광섬유를 통한 양방향 WDM 전송의 실현 가능성이 증명되고 있다<sup>1), 2)</sup>. 광증폭기를 수용하는 양방향 망에서 각기 다른 신호들이 한 개의 광섬유 선로를 통해 양방향으로 전달되면, 반사면에서의 다중 반사를 막기 위한 단향기(isolator)

\* 이스텔시스템즈 광통신개발팀

논문번호: 020432-1008, 접수일자: 2002년 10월 8일

\*\* 김포대학 전자정보계열

는 사용될 수 없게 되고, 이는 수신 감도를 매우 떨어뜨린다. 결과적으로, 시스템의 성능은 다중 반사에 의해 매우 나빠지게 된다. 하나의 광섬유 선로를 따라 일어나는 다중 반사에 의해서 레이저의 위상 잡음은 강도 잡음(intensity noise)으로 바뀌고, 이렇게 생긴 강도 잡음이 고속 광 시스템에서 성능 저하의 원인이 된다<sup>[3]</sup>. 비반사(non-reflective) 커넥터의 사용으로 반사 신호들이 억제되더라도, 광섬유 내에서의 다중 RB이 위상강도 잡음 변환(phase-to-intensity noise conversion)을 일으켜 여전히 성능 저하 원인이 남아 있게 된다. 비스듬한 끝단면과 융착(fusion splice)을 가진 광 커넥터가 55dB 이상의 반사 손실을 가질 지라도, RB에 의해 생성된 발진 파워의 -31dB 정도 되는 광 파워는 무시될 수 없다<sup>[3]</sup>. 더욱이, 다중 RB에 의한 간접 잡음은 광 증폭기에 의해 증폭기의 이득 만큼 비례하여 증가한다. 따라서 광 단항기가 없는 광 선로 증폭기의 최대 이득은 RB에 의한 부가 강도 잡음 때문에 19dB로 제한된다<sup>[4]</sup>.

과장끼리 교차된 양방향 전송(interleaved bidirectional transmissions) 방식이 WDM 방식에서 발생하는 네 파장 혼합(four wave mixing) 억제에 효과적일 지라도, RB에 의해 증폭 노드에서 대역 내 누화(in-band crosstalk)와 대역 외 누화(out of band crosstalk)가 발생한다. 게다가, 양방향 증폭 노드에서는 자기발진(self-oscillation)이 일어나기 쉽다<sup>[1]</sup>. 노드 양단에 형성된 Rayleigh 거울은 폐쇄된 증폭 이득을 가지는 광 캐비티(cavity)를 구성하고, 노드 발진을 위한 필요 조건을 제공한다. 이러한 문제들을 극복하기 위해서는 RB 효과를 줄이기 위한 노력이 필요하다. 이런 이유로 양방향 전송을 위해 RB가 억제된 어블 첨가 광섬유 증폭기(EDFA : erbium doped fiber amplifiers)의 구현이 현실화되고 있다<sup>[1], [5]</sup>.

본 논문에서는 RB 효과를 정확하게 고려하여 양방향 전송 시스템에서의 다중 RB에 기인한 누화가 얼마나 시스템을 악화시키는지 평가한다. RB를 포함한 전파 특성들을 분석하기 위해서, 반복 방법(iterative method)과 결부된 비선형 슈뢰딩거 방정식(coupled NLSE : coupled nonlinear Schrödinger equation)을 이용하여 광섬유를 통한 광 신호 전송에 대해 파워 분석(power analysis)과 필드 분석(field analysis)을 수행한다. 계산상에서 RB효과를 억제하기 위해 특화된 인터리빙 필터(specialized interleaving filter)를 내장한 양방향

EDFA가 고려되어 진다. 양방향 전송을 위한 수치 모델과 분석 모델을 이용하여 10Gb/s 양방향 WDM 전송 시스템에서 RB 억제와 관련된 전송 특성들을 조사한다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 2장에서는 RB 표현식을 분석적으로 유도하고, 1회 증폭 RB와 2회 증폭 RB의 생성에 대해 논의한다. 3장에서는 양방향 WDM 전송 모델에 대해 논한다. 수신 감도를 정확하게 계산하기 위해서 RB와 광섬유의 비선형 상호작용을 포함하였다. 4장에서는 우리의 발전된 수치 모델에 대한 타당성이 검토된다. 그리고 10Gb/s 양방향 WDM 전송 시스템에서 RB에 의한 성능 저하가 계산되고 토의된다. 5장에서는 분석 모델에서 나온 계산된 성능 저하가 수치 모델에서 나온 결과와 비교된다. 마지막으로 6장에서 결론을 맺는다.

## II. 광섬유 내에서 Rayleigh backscattering의 모델

광섬유 제작 과정에서 드로잉(drawing) 하는 동안 일어나는 굴절률 변화가 RB을 일으킨다. 이렇게 생성되는 후방산란 신호를 분석하기 위해서, 그림 1과 같은 2차원 광섬유 모델이 사용되었다. 길이  $L$ 의 광섬유는  $N_s$ 의 산란 분할소(scatter section)로 나누어지고, 여기서  $\Delta L = L/N_s$ 이 산란 분할소 길이로,  $N_s \rightarrow \infty$  일 때  $\Delta L$ 이 최소 단위 광섬유 길이(W)로 정의되어 진다.

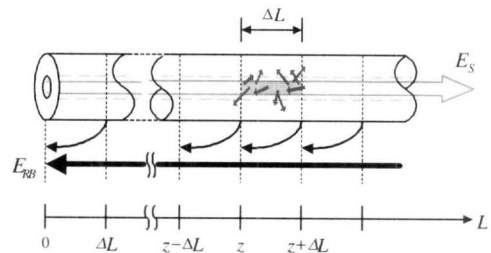


그림 1. 광섬유에서 RB의 모델링 개략도. 각 분할소로부터 산란된 빛은 시작점까지 뒤로 전파된 후 합쳐진다.

전송된 신호의 선형 편광된 전기장은 복합 진폭 벡터(complex amplitude vector)로 주어진다.

$$\vec{\epsilon}_s(t, z) = \vec{E}_s(t, z) \exp[j\omega_0 t] \quad (1-a)$$

$$\vec{E}_s(t, z) = \vec{p}_s A_s(t, z) \exp[j\phi(t)] \quad (1-b)$$

여기서 존스 벡터(Jones vector)  $\vec{p}_s$ 는 전기장의 편광 상태를 가리키며,  $A_s(t, z)$ 는 전기장의 포락선,  $\omega_0$ 는 광 캐리어 주파수,  $\phi(t)$ 는 송신기 출력의 위상 잡음을 나타낸다. 만약 임의의  $z$  위치의 한 분할소에서  $\Delta\rho(z)$  만큼 후방으로 인도되는 산란된 신호의 일부분을 정의하면,  $z$  위치의 산란 분할소에서 광섬유 입력 단면에 도착하는 후방산란 신호  $\Delta\vec{E}_b(t, z)$ 는 다음과 같이 주어진다<sup>[6]</sup>.

$$\Delta\vec{E}_b(t, z) = M(z)\vec{E}_s(t - \frac{2z}{v_{gr}}) \exp\left[-\left(\frac{\alpha}{2} + j\beta\right) \cdot 2z\right] \Delta\rho(z) \quad (2)$$

여기서  $\alpha$ 는 광섬유 손실 계수,  $v_{gr}$ 는 그룹 속도,  $\beta$ 는 전파 상수이다. 단일 존스 행렬(Jones matrix)  $M(z)$ 은  $z$  축을 따라 전파하는 전기장의 편광 상태의 변화를 기술한다. 그러므로 광섬유 입력 단면에서의 총 후방산란 신호는 각 분할소에서 후방산란에 기여하는 신호들의 중첩이다.

$$\vec{E}_b(t) = \sum_{n_s=1}^{N_s} \Delta\vec{E}_b(t, n_s \Delta L) \quad (3)$$

$\rho(z) = \lim_{\Delta L \rightarrow 0} \Delta\rho(z)/\Delta L$  을 이용하여 통계적 분석을 하면, 평균 후방산란 강도는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \langle I_b \rangle &= \int \int \left\langle \left( M(z_1)\vec{E}_s(t - 2z_1/v_{gr}) \right) \cdot \left( M(z_2)\vec{E}_s(t - 2z_2/v_{gr}) \right) \cdot \rho^*(z_1)\rho(z_2) \right\rangle e^{-\alpha(z_1+z_2)} e^{j2\beta(z_1-z_2)} dz_1 dz_2 \\ &= 2\sigma^2 I_s (1 - e^{-2\alpha L}) / 2\alpha \\ &= \frac{S\alpha_s}{2\alpha} \cdot (1 - e^{-2\alpha L}) \cdot I_s \end{aligned} \quad (4-a)$$

$$R_{bs} = \frac{S\alpha_s}{2\alpha} \cdot (1 - e^{-2\alpha L}) \quad (4-b)$$

여기서  $I_s$ 는 신호 강도,  $\sigma^2$ 는  $\rho(z)$ 의 분산(variance),  $\alpha_s$ 는 레일리 산란에 의한 손실 계수,  $S$ 는 재포획 인수, 그리고  $R_{bs}$ 는 강도 RB 계수를 나

타낸다<sup>[7]</sup>. 그림 2는 산란 분할소 길이에 따른 후방산란 광 신호들에 의한 시간축 상에서의 RB 모양의 변화를 보여준다. 산란 분할소 길이( $\Delta L$ )가 최소 단위 광섬유 길이( $W$ )와 같아 짐에 따라 RB 레벨은 평균값  $\langle I_b \rangle$ 로 수렴한다. 따라서, 우리는 RB를 모델링하기 위해 펄스 모양에 관계없이 일정한 RB 계수를 사용할 수 있다.

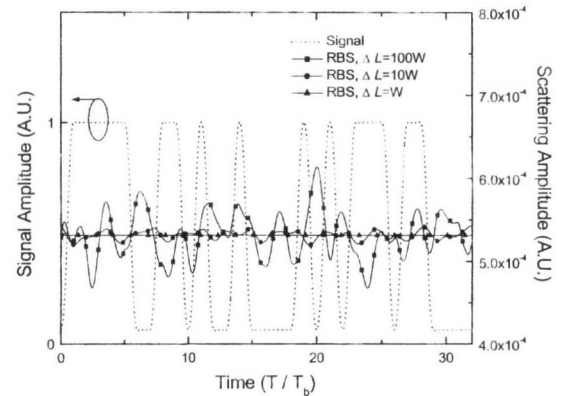


그림 2. 광섬유를 통해 전파하는 신호의 광 펄스 패턴과 각 분할소의 서로 다른 길이에 대한 RB에 의해 후방산란된 신호의 모양.  $L=40\text{km}$ ,  $W=4\text{mm}$ .

하나의 긴 스패(span)를 가지는 광섬유에 대해, RB 계수는 식 (4-b)로부터  $R_{bs} = S\alpha_s / 2\alpha$  로 수렴한다. RB 계수는 일반적으로  $1.55\mu\text{m}$ 에서 단일모드 광섬유(SMF)에 대하여 -31dB에서 -34dB의 범위에서 얻어진다. 그러나, 광 선로 증폭기로 EDFA를 사용하는 양방향 전송 시스템에 대해, RB 신호는 광증폭기를 통과해서 역 진행(counter-propagating) 방향으로 전송된다. 따라서 유효 RB 계수는  $GR_{bs}$  이 된다. 이 무시할 수 없는 유효 RB 항이 시스템의 성능을 매우 저하 시킨다. 1차 증폭된 Rayleigh 후방산란 신호는 증폭기 반대쪽 광섬유에서 다시 후방산란 되고, 이 신호는 증폭기를 통하여 역방향으로 전파된다. 따라서 2차 증폭된 Rayleigh 후방산란 신호는 전송 신호와 같은 방향으로 전파한다. 이렇게 발생한 2차 증폭RB의 존재는 전송된 신호들간의 간섭에 의해 생기는 상대 강도 잡음(RIN : relative intensity noise)의 원인이 된다. 그림 3은 downstream으로 진행하는 신호에 대해 upstream 신호의 1차 증폭된 RB와 downstream신호의 2차 증폭 RB가 같은 방향으로 진행하면서 간섭 현상을 일으키는 것을 보여준다. 이와 같은 방식으로, 자연 방출광 (ASE : amplified spontaneous emission) 잡

음의 1차 증폭 RB ( $GR_{bs}$ ) 와 2차 증폭 RB ( $G^2R_{bs}^2$ )는 그림 3에서와 같이 수신기에서 감지되는 총 ASE 파워를 증가시키며, 잡음 특성을 결정 짓는 중요한 요소가 된다.

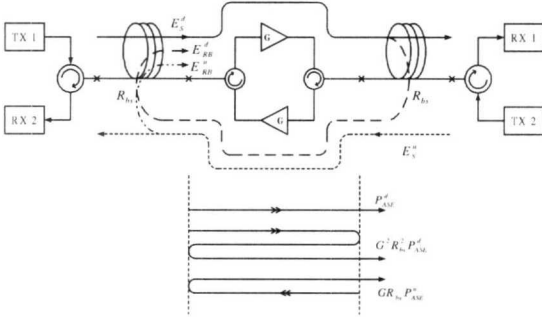


그림 3. 신호와 ASE 잡음의 1차 증폭 RB와 2차 증폭 RB에 의한 누화의 개략도.  $P_{ASE}$ 는 EDFA에서 온 ASE 잡음의 파워.  $E_s^d$ 는 downstream 신호,  $E_s^u$ 는 upstream 신호.  $E_{RB}^u$  와는 각각  $E_s^d$  와  $E_s^u$ 의 Rayleigh 후방산란 신호

### III. RB를 포함하는 양방향 WDM 전송 모델

#### A. 송신기

송신기는 일반적으로 널리 사용되는 Mach-Zehnder (MZ) 형의 LiNbO<sub>3</sub> 변조기를 사용하여 모델링 하였다. 변조기에 인가되는 전압에 따라 광신호의 처핑(chirping)과 소광비(extinction ratio) 등을 변환시킬 수 있다. 광 변조기에 유도되는 처핑 효과는 다음과 같이 처핑 파라미터,  $\alpha$ 로 표현되어 진다 [8].

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{1}{I_s(t)} \cdot \frac{dI_s(t)}{dt} \quad (5)$$

여기서  $I_s(t)$ 는 변조기의 광 출력 세기를 나타내며,  $\alpha$ 는 변조기에 인가되는 전압에 의존하는 값이다. 실험적으로 인가 전압에 대한  $\alpha$ 를 측정할 수 있으며, 측정된 값을 이용하여 처핑 효과를 실제적으로 모델링 하였다.

#### B. 광섬유

광섬유 내에서의 양방향 신호 전송을 위해, 순방향으로 신호의 전파를 기술하는 수식들은 역방향으로 진행되는 신호들의 크기를 포함하여야 하고, 그 반대의 경우도 성립해야 한다<sup>[9]</sup> (정의와 기호는 표 1 참고).

$$\frac{dP_i^{s+}}{dz} = -\alpha_i P_i^{s+} + \eta_i P_i^{s-} + \sum_{k \neq i} g_{ik} P_k^T P_i^{s+} \quad (6-a)$$

$$\frac{dP_i^{n+}}{dz} = -\alpha_i P_i^{n+} + \eta_i P_i^{n-} + \sum_{k \neq i} g_{ik} P_k^T P_i^{n+} \quad (6-b)$$

$$\frac{dP_i^{s-}}{dz} = +\alpha_i P_i^{s-} - \eta_i P_i^{s+} - \sum_{k \neq i} g_{ik} P_k^T P_i^{s-} \quad (6-c)$$

$$\frac{dP_i^{n-}}{dz} = +\alpha_i P_i^{n-} - \eta_i P_i^{n+} - \sum_{k \neq i} g_{ik} P_k^T P_i^{n-} \quad (6-d)$$

$$P_k^T = P_k^{s+} + P_k^{n+} + P_k^{s-} + P_k^{n-}$$

식 (6-a)와 식 (6-b)는 각각 순방향으로 진행되는 신호와 ASE 잡음의 전파를 나타내며, 식 (6-c)와 식 (6-d)는 각각 역방향으로 진행되는 신호와 ASE 잡음의 전파를 나타낸다. 식 (6)의 해를 구하기 위해, 두 지점 경계 문제 (two-point boundary problem)를 푸는데 자주 사용되는 반복 방법(iterative method)이 사용되었다<sup>[9]</sup>. 광섬유의 양 끝단에서 송신부의 전송 설정은 식 (6)을 위한 경계 조건 (boundary condition) 이 된다. 이렇게 구한 해를 통해 반대 방향으로 진행되는 커플링 (coupling) 된 신호를 고려할 수 있다. 그러나 파워 분석만으로는 같은 방향으로 전파하는 신호들 간의 동적 (시간과 펄스 모양에 의존하는) 상호작용을 기술하기에는 충분하지가 않다. 그래서 위의 결과에 추가적으로 필드 분석이 적용되어야 한다. coupled NLSE는 같은 방향으로 진행되는 파들에 대해 신호의 전개에 있어서 가장 정확하게 묘사하는 방정식이다. 이런 이유로 필드 분석 단계에서 변조기의 포락선 출력 펄스는 비선형, 분산(dispersion), 손실을 가지는 광섬유에서 펄스의 전파 특성을 구하기 위해 coupled NLSE에 적용된다<sup>[8]</sup>.

$$\begin{aligned} & \frac{\partial A_i}{\partial z} + \frac{\alpha_i}{2} A_i + \beta_1 \frac{\partial A_i}{\partial t} + \frac{j}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A_i}{\partial t^2} - \frac{1}{6} \beta_3 \frac{\partial^3 A_i}{\partial t^3} \\ & = j\gamma \left[ |A_i|^2 + 2 \sum_{k=1, k \neq i}^K |A_k|^2 \right] A_i + \left[ \sum_{k=1}^{i-1} \frac{g_{ik}}{2A_{eff}} |A_k| - \sum_{k=i+1}^K \frac{\omega_k}{2A_{eff}} \frac{g_{ik}}{2A_{eff}} |A_k| \right] A_i \end{aligned} \quad (7)$$

이 수식을 풀기 위해 split-step Fourier method가 사용되었다<sup>[10]</sup>. 편광 효과에 대한 자세한 고려는 매우 복잡하므로, 이를 피하기 위해 분석을 하는 동안 신호들은 같은 선형 편광을 가진다고 가정한다.

또, 산란을 통해 생성되는 추가 잡음은 신호와 동일 편광 또는 교차편광 두가지 중 하나의 편광 상태만 가진다고 가정하여, 신호에 최대 혹은 최소 영향을 줄 경우에 대해 분석한다. 이러한 가정만으로도 신호와 산란 신호의 상호작용에 있어 산란 신호의 편광은 충분히 고려될 수 있다.

C. 광증폭기

EDFA는 모의 실험에서 증폭기의 잡음 특성을 포함하는 이득 블록으로 모델링 되었다. 신호와 잡음의 상호작용은 광섬유를 전파하는 동안에 고려되었다. 1차 증폭 RB 와 2차 증폭 RB 모두 신호가 전파되는 동안 광섬유 모델에서 사용한 반복 방법을 이용하여 고려되었다.

D. 수신기

APD와 PIN 다이오드 재생기는 2.5Gb/s, 10Gb/s 링크에서 각각 측정된 주파수 응답으로부터 모델링 되었다. 여파된 전기적 파형을 이용하여 비트오율 (BER) 특성이 계산되었다<sup>[8]</sup>.

$$BER = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[ \sqrt{2} \left( \frac{(1 - c_{\text{th}}^+ - \tau) i_s}{\sigma_1} \right) \right] + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[ \sqrt{2} \left( \frac{(\tau - c_{\text{th}}^-) i_s}{\sigma_0} \right) \right] \quad (8)$$

여기서  $i_s$ 는 시간 평균 전류 신호이고,  $c_{\text{th}}^+$ 와  $c_{\text{th}}^-$ 는 각각의 비트에 의해 결정되는 눈 닫힘 (eye closure), 그리고  $\tau$ 는 정규화 된 판단 기준선 (normalized decision threshold) 이다.  $\sigma_1$ 와  $\sigma_0$ 는 각각 '1' 레벨과 '0' 레벨에 대해 열잡음, 신호-자연 방출광 비트 잡음(signal-spontaneous beat noises), 자연 방출광-자연 방출광 비트 잡음(spontaneous-spontaneous beat noises)으로 이루어진 잡음함이다.

위와 같이 각각의 광소자 특성을 모델링하고 GUI를 제공함으로써 양방향 전송<sup>[11]</sup> 시뮬레이터를 구현하였다.

IV. 계산된 결과 및 토의

A. 발전된 수치 모델의 타당성

우리가 제시한 발전된 수치 모델의 타당성을 두 가지 측면에서 대해 살펴보았다. 하나는 편광에 의한 누화이고, 다른 하나는 양방향 광 증폭기를 가지는 간단한 양방향 전송에서의 전송 성능이다.

표 1. 수식에 사용된 기호와 정의

기호	정 의
$P_i^{s+}$	주파수 평면상의 $i$ 번째 주파수 $f_i$ 에서 순방향으로 진행하는 신호
$P_i^{s-}$	주파수 $f_i$ 에서 역방향으로 진행하는 신호
$P_i^{n+}$	주파수 $f_i$ 에서 순방향으로 진행하는 잡음
$P_i^{n-}$	주파수 $f_i$ 에서 역방향으로 진행하는 잡음
$\alpha_i$	$f_i$ 에서 흡수 계수
$\eta_i$	$f_i$ 에서 RB 인수
$g_{ik}$	$f_k$ 와 $f_i$ 사이의 라만 (Raman) 이득 계수
$A_i$	광섬유 입력의 정규화된 전기장 포락선
$\beta_1$	그룹 지연
$\beta_2$	1차 그룹 속도 분산
$\beta_3$	2차 그룹 속도 분산
$\gamma$	비선형 계수
$A_{\text{eff}}$	유효 중심 면적

• RB에 의한 동일 편광 누화와 교차 편광 누화

전파되는 전기장의 편광 상태의 변화는 평균 후 방산란 강도에 영향을 미치지 않는다. 그러나, 잡음 강도 항(term)과 분산(variance)은 임의의 정렬 편광 (randomly aligned polarizations) 때문에 반으로 줄어든다. 따라서, 기대값  $\langle (\vec{p}_s \cdot \vec{p}_b)^2 \rangle$ 은 0.5이다<sup>[12]</sup>. RB에 의해 야기된 성능 손상을 조사하기 위해, 우리는 그림 4(a)와 같은 간단한 양방향 전송 구조를 고려하였다. 만약 두 송신기의 파장과 출력 파워가 같다면, RX1에서의 수신 신호 ( $\alpha L |E_s^d|^2$ )는 RB ( $|E_{RB}^u|^2 = R_{bs} |E_s^u|^2$ )로부터 온 누화 신호에 의해 신호의 품질이 저하된다. 그림 4(b)~(d)는 RB 신호의 편광 상태가 수신된 신호에 미치는 영향을 보여준다. 만약 RB 계수가 -32dB 이고 80km 광섬유 스펙 손실이 17dB이면, 누화 레벨은 대략 신호 레벨의 15dB 아래에서 만들어질 것이다. 수신된 신호는 전송 신호와 RB가 교차 편광된(cross-polarized) 상태, 그리고 동일 편광된(co-polarized) 상태 각각에 대한 15dB 누화로 손상된다. 교차 편광된 경우의 eye diagram이 동일 편광된 경우 보다 더 열린다. 이 결과는 실험 결과와 잘 일치한다<sup>[13]</sup>.

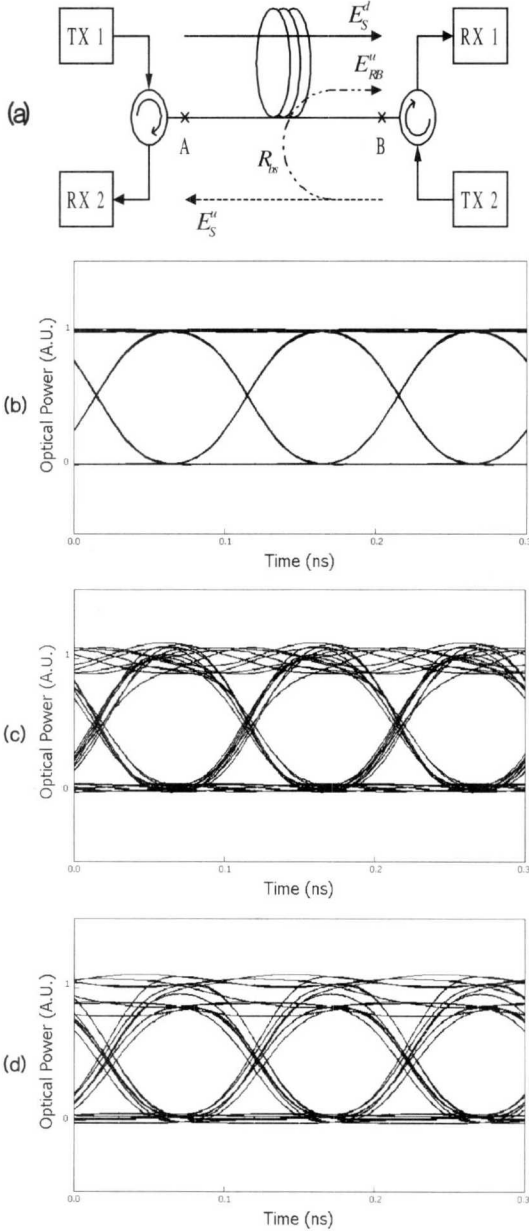


그림 4. 양방향 광 전송에서 RB 손상 : (a) RB 손상을 고려한 양방향 전송 개략도, (b) 누화 없는 수신된 광 eye diagram, (c) 교차 편광된 -15dB RB 누화 레벨의 수신된 광 eye diagram, (d) 동일 편광된 RB 누화.

● 1차 증폭 RB와 2차 증폭 RB의 영향

양방향 광 증폭기를 가지는 양방향 전송 시스템의 간단한 구조가 그림 3에 있다. 양쪽에 놓인 두개의 송신기는 1.552 $\mu$ m 와 1.545 $\mu$ m에서 2.5Gb/s MZ 변조기로 각각 외부 변조된다. 광 신호는 150km 길

이의 non-zero 분산 천이 광섬유(NZDSF : dispersion shifted fiber)를 통해 전송된다. EDFA 이득은 한 스패에서의 광섬유 손실을 보상하도록 맞추고, 수신기로는 APD가 사용되었다. 수신 파워와 BER의 관계가 모의 실험을 통해 얻어졌다. 단방향 전송 모의 실험도 양방향 전송과의 비교를 위해 수행되었다. 단방향 전송 모의 실험에서는 증폭 노드에서의 다중 반사를 막기 위해 EDFA가 광 단향기를 가지고 있다고 가정했다.

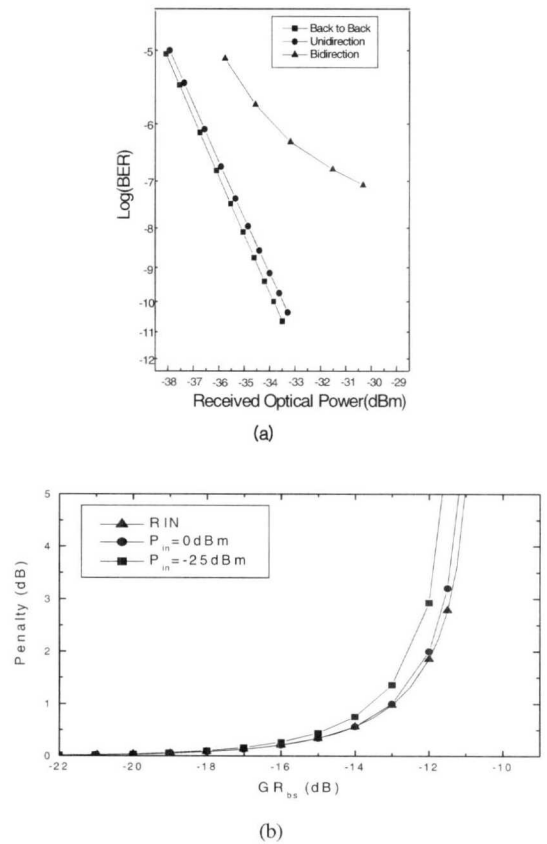


그림 5. 신호와 ASE의 RB에 의한 누화의 영향: (a) 2.5Gb/s 양방향 전송 시스템의 계산된 BER 특성과 (b) EDFA로의 평균 입력 파워에 대한 분산 파워 페널티 대  $GR_{BS}$ .

단방향과 양방향 전송의 두가지 경우에 대한 BER특성이 그림 5(a)에 나타나 있다. 단방향 전송의 경우,  $10^{-9}$  BER에서 단지 0.5dB의 파워 페널티가 있다. 그러나 양방향 전송의 경우 오류층(error floor)이 생긴다. [14]의 실험 결과는 우리의 계산된 결과와 같은 BER 특성을 보여준다. 그림 5(b)는 양방향 전송 시스템에서 다양한 증폭기 입력 파워( $P_{in}$ )에 대한 증폭 신호와 ASE 잡음의 RB에 의한 파워

페널티를 보여준다. 성능 저하는 주로 신호의 2차 RB에 의해 일어나는 RIN으로부터 오지만, 전적으로 그런 것은 아니다. 만약 신호-자연 방출광 비트 잡음이나 자연 방출광-자연 방출광 비트 잡음과 같은 ASE 잡음과 관련된 다른 저하가 심하다면, 성능 저하는 대체로 RB에 의해 일어나는 RIN에 의한 것보다 크다. 이런 현상은 잡음이 특성이 나쁜 즉, OSNR 이 낮을 때 나타난다. 우리는 증폭된 RB 계수( $GR_{os}$ )가 클 때, 매우 큰 파워 페널티 혹은 오류율을 관찰했다. 그리고, 그림 5(b)에서  $P_{in} = -25\text{dBm}$  일 때처럼 신호의 세기가 낮을 때 RB의 영향이 커진다는 것을 발견했다. 만약  $GR_{os}$  이  $-15\text{dB}$  이하로 유지된다면, 양방향 전송 시스템의 전송 성능은 단방향 전송 특성과 거의 비슷하다.

B. RB에 의한 전송 특성

10Gb/s 메트로(metro) WDM 광 망에서 RB의 영향에 의한 양방향 전송 특성에 대해 좀 더 이론적으로 조사하기 위해, 우리는 그림 6과 같은 양방향 전송 시스템 모델을 구성하였다.

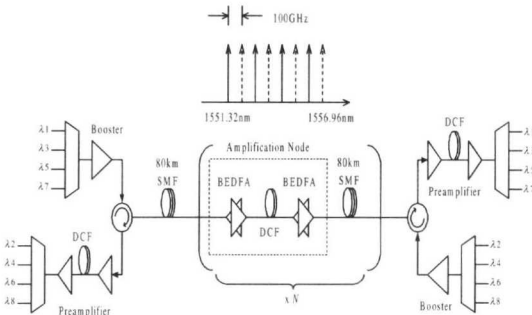


그림 6. 단일모드 광섬유를 통한 10Gb/s 양방향 전송을 위한 모의 실험 구성.

200GHz 채널 간격을 가지는 4채널 WDM 신호들이 각각 끝 단에 위치하고 있다. 각각의 방향으로 전파하는 두개의 교차된 채널 그리드(interleaved channel grid)를 결합함으로써 100GHz 채널 간격이 유지되었다. 전송 링크상에 있는 신호는 파장 교차된 8 채널 (1551.32부터 1556.96까지 100GHz 간격 ITU-T grid) WDM 신호이다. 연속파(CW : continuous wave) 신호는 12dB의 소광비를 가지며 처핑이 없는(chirpless) MZ 변조기로 NRZ (non-return to zero) 방식의  $2^7-1$  PRBS (pseudorandom bit sequence)를 가지는 10Gb/s 데이터로 외부변조 되었다. 이 반복 구간들은 80km 단일모드 광섬유와 완전 보상비를 위해 거리 조정

이 가능한 분산보상 광섬유(DCF : dispersion compensating fiber)로 구성된다. 광섬유 파라미터들은 표 2에 있다.

표 2. 모의 실험에서 사용된 소자 파라미터

	SMF	DCF
손실 (dB/km)	0.275	0.55
분산 (ps/nm.km)	16.98	-74.70
분산기울기 (ps/nm <sup>2</sup> .km)	0.05936	0.09169
비선형 인수 (m <sup>2</sup> /W)	$1.3 \times 10^{-20}$	$2.36 \times 10^{-20}$
유효 중심 면적 ( $\mu\text{m}^2$ )	72	30

5.5dB 잡음지수를 가지는 EDFA가 이 광섬유들의 손실을 정확하게 보상하기 위해 사용되어 졌다. 320km 전송 후에, 신호는 전치증폭기 부분에서 0dBm으로 증폭되어 지고, 40GHz 의 3dB대역폭을 가지는 광 대역통과 여파기를 통해 여과된다. 수신기로는 PIN 다이오드가 사용되었다.

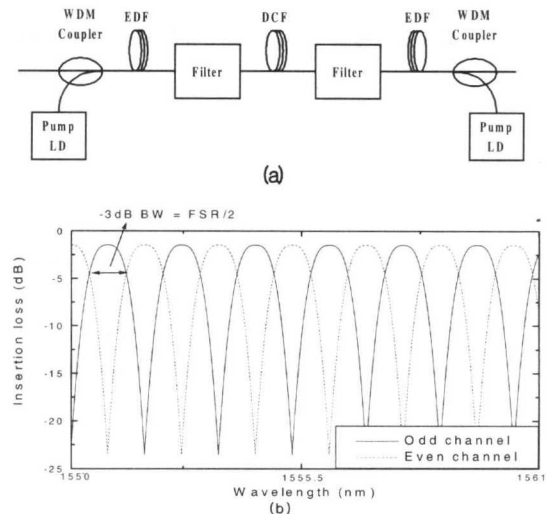


그림 7. 양방향 증폭 노드 : (a) 특화된 인터리빙 필터에 기초한 양방향 증폭 노드의 구조와 (b) 특화된 인터리빙 필터의 통과 스펙트럼.

그림 7(a)은 두개의 EDFA와 증폭기 사이에 DCF가 들어간 두개의 특수한 인터리빙 필터로 구성된 2단 양방향 광 증폭 구조를 보여준다<sup>[2]</sup>. 인터리빙 필터는 자기발전과 부가 잡음을 포함하는 누화를 동시에 억제한다. 분산보상 광섬유는 단일모드 광섬유의 분산을 보상하기 위해 사용되며, 증폭기 안에

위치한다. 이런 구조는 단일 광섬유 선로를 따라 전송된 양방향 신호가 그림7(b)에 나오는 것과 같은 특성을 가지는 인터리빙 필터에 의해 반대 방향으로 전파되는 것을 막으며, 통과된 신호는 두개의 EDFA에 의해 증폭된다. 필터는 비등방성(nonreciprocal) 소자로 200GHz의 스펙트럼 자유도 범위(FSR : free spectral range)를 가지며, 3dB 대역폭은 대략 FSR의 반으로 고려되었다<sup>51</sup>. 삽입 손실은 2dB이고, 필터의 억제율은 모의 실험 조건에 맞게 조정된다. 필터의 위상에 의한 페널티 효과를 줄이기 위해, 위상응답은 전달창(transmission window) 내에서 선형이고, 최대 분산값은  $\pm 10\text{ps/nm}$ 으로 가정하였다. RB에 의해 대역 내 채널로 떨어지는 잡음 강도는 인터리빙 필터의 억제율만큼 감소될 수 있다. 더욱이 인터리빙 필터의 여과 특성 때문에, 각각의 증폭기 단에서 생성된 ASE 잡음의 대부분은 다른 EDFA 단으로 들어가는 것이 막힌다. 이것이 두번째 증폭기가 ASE에 의해 포화되는 것을 막는다<sup>144</sup>. 양방향 광 증폭기들은 22dB의 이득을 갖도록 맞추어져 있다. DCF와 두개의 필터로부터의 삽입 손실이 14dB이고, 각 진행 방향으로의 총 입력 파워가 -10dBm일 때, 양 EDFA의 평탄 이득은 신호 진행 방향에 관계없이 각각 18dB이다.

누화는  $R_{bs}^{SMF} \cdot R_{bs}^{DCF} (G/L_{fil})^2 / X$ 로부터 계산되어진다. SMF와 DCF의 RB 계수 값이 각각 -31dB와 -25dB일 때, 앞의 식에서 계산된 누화 레벨 대 각 스패에서의 두 인터리빙 필터의 총 억제율이 그림 8에 나타나 있다. 여기서  $R_{bs}^{SMF}$ 와  $R_{bs}^{DCF}$ 는 각각 SMF와 DCF의 RB 계수이다.  $L_{fil}$ 은 인터리빙 필터의 손실이고,  $X$ 은 인터리빙 필터의 억제율이다. 누화 레벨은 필터의 억제율이 늘어남에 따라 선형적으로 줄어든다.

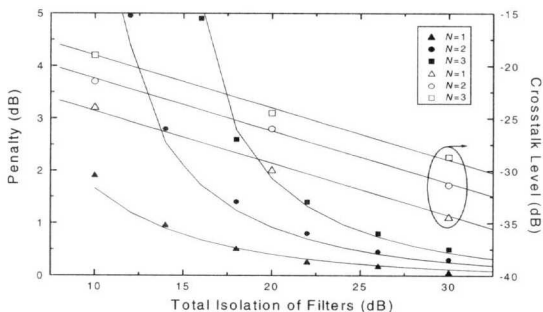


그림 8. 수치 모델과(symbols) 분석 모델(solid line)에 대한 필터의 총 억제율 함수로 누화와 파워 페널티.

다중 스패 시스템에서 RB에 의한 시스템 성능의 손상을 조사하기 위해, 우리는 그림 8에 나오는 것처럼  $10^{-9}$  BER에서의 수신 감도로부터 파워 페널티를 계산하였다. 증폭된 신호가 각각의 증폭 노드에서 두개의 인터리빙 필터를 통과하므로, 각각의 노드에서 두 필터의 총 억제율은 로그 스케일로 단일 인터리빙 필터의 억제율의 두 배가 된다. 만약 10Gb/s 전송에서 적당한 전송거리가 파워 페널티 2dB 이하라는 조건에 의해 정해진다고 가정한다면, WDM 양방향 시스템에서 -24.5dB 누화 레벨이 요구될 것이다. -24.5dB 누화 레벨을 유지하기 위해 필터의 총 억제율은 1차, 2차, 3차 증폭 노드를 가지는 링크에 대해 각각 10dB, 15.5dB, 19.5dB이다. 따라서, 320km( $N=3$ )를 전송하는 양방향 전송 시스템을 구성할 경우, 각 노드에서 사용되는 필터의 억제율을 19.5dB 이상으로 하면, 전송 페널티를 2dB 이하로 만들 수 있다. 이런 결과들로부터, 우리는 링크에 따라 적당히 결정되어진 양방향 증폭 노드에서 필터의 최소 억제율이 전송 거리를 보장한다는 것을 알아냈다.

### V. RB에 의한 파워 페널티의 분석 모델

이 절에서는 앞 절의 수치 모델에서 얻은 결과와 비교하기 위해, 분석 모델로부터 RB에 의한 파워 페널티를 계산하였다. 그림 6에 나타나 있는  $n$  cascaded EDFA 시스템에 대해  $n = 2N$ 의 관계가 성립하는  $(n+1)$  광섬유 구간을 가진다. 광섬유 구간은 역 진행 ASE 잡음의 1차 증폭 RB에 대해  $(n+1)/2$ 의 기여를 야기한다. 이와 같은 방식으로 동 진행(co-propagating) ASE 잡음의 2차 증폭 RB에 대해  $(n+1)(2n+1)/6$  기여를 야기한다. 수신기에서 순방향 전파 ASE 잡음의 증가는 ASE 잡음의 1차 증폭과 2차 증폭 RB에서 오는 모든 기여의 합으로 얻어진다<sup>115</sup>.

$$P_{ASE}^* = \left( 1 + \frac{n+1}{2} R_{bs} G + \frac{(n+1)(2n+1)}{6} R_{bs}^2 G^2 \right) P_{ASE} \tag{9}$$

총 집적된 RIN은  $n(n+1)/2$  기여로부터 얻어질 수 있다. 강도 잡음이 가우시안 확률분포 함수를 가진다고 가정하고, 수신기가 0과 1의 정가운데로 decision threshold를 가지고 동작한다고 가정하면, 우리는 양방향 cascade EDFA 시스템의 다중 반사



점에서 오는 RB에 의한 파워 페널티에 대해 [4]로부터 다음과 같이 새로운 모델을 얻을 수 있다.

$$penalty = -5 \log \left( 1 - 4q^2 \kappa \left[ N_{sp}^* hvB / P_{in} + \frac{n(n+1)}{2} R_{bs}^2 G^2 \right] \right) \quad (10)$$

여기서  $N_{sp}^* = (P_{ASE}^* / P_{ASE}) N_{sp}$  이고,  $\kappa$ 는 편광의 기대값,  $q$ 는 Q factor로  $BER=10^{-9}$ 에서 파워 페널티에 대해  $q \approx 5.9$ 를 갖는다.  $N_{sp}$ 는 증폭기 잡음 요소,  $hv$ 는 광자 (photon) 에너지,  $B$ 는 비트율,  $P_{in}$ 는 평균 증폭기 입력 파워이다. 식 (10)으로부터, 그림 3에 나타난 실제 시스템에서 파워 페널티를 1dB이하로 유지 하기위해 우리는 광 선로 증폭기의 최대 이득이 약 19dB 정도로 제한되는 것을 예측할 수 있다.

양방향 증폭기의 인테리빙 필터의 특성을 포함하면, 식 (9)과 (10)은 다음과 같이 수정된다.

$$P_{ASE}^* = \left( 1 + \frac{n+1}{2} \frac{(R_{bs}^{SMF} + R_{bs}^{DCF})(G/L_{fil})}{2} + \frac{(n+1)(2n+1)}{6} \frac{(R_{bs}^{eff} G/L_{fil})^2}{X} \right) P_{ASE} \quad (11)$$

$$penalty = -5 \log \left( 1 - 4q^2 \kappa \left[ N_{sp}^{**} hvB / P_{in} + \frac{n(n+1)}{2} \frac{(R_{bs}^{eff} G/L_{fil})^2}{X} \right] \right) \quad (12)$$

여기서  $N_{sp}^{**} = (P_{ASE}^{**} / P_{ASE}) N_{sp}$  이고,

$$R_{bs}^{eff} = \sqrt{R_{bs}^{SMF} \cdot R_{bs}^{DCF}} \quad \text{이다.}$$

식 (12)으로부터 계산된 분석 모델의 파워 페널티가 그림 8에 실선으로 나타나 있다. 그림 8에서 보면, 수치 모델과 분석 모델을 이용하여 얻은 파워 페널티에 대한 결과가 유사하게 나타난다. 이와 같이 분석 모델은 수치 모델과 비교하여 비교적 간단하게, 적은 파라미터만을 가지고도 시스템의 전송 특성을 예측할 수 있다. 하지만, 좀 더 많은 시스템의 설정 사항을 반영하려면, 수치 모델을 통해 분석하는 것이 정확한 결과를 얻을 수 있다. 또한 앞서 언급했듯이, 수치 모델을 기반으로 한 시뮬레이터를 이용하여 분석할 경우, 원하는 지점에서의 펄스 형태, 스펙트럼, eye diagram, BER 등 페널티 외의 다양한 결과를 얻을 수 있다.

## VI. 결론

우리는 RB효과를 고려함으로써 완전한 양방향 전송 모델을 제시하였고, 그 결과 우리는 수신 감도 페널티를 야기하는 RB 관련 누화를 계산할 수 있었다. 계산상에서 신호와 ASE 잡음의 RB에 의한 무시할 수 없는 누화가 정확하게 고려되었다. RB의 영향을 억제하기 위하여, 특화된 인테리빙 필터에 근간을 둔 양방향 증폭 노드는 광 선로 증폭기로 모델 되었다. 이런 양방향 전송 모델을 이용하여, 10Gb/s x 8 채널 파장 교차된 신호를 320km SMF를 통해 양방향으로 모의 전송하였다. 우리는 전송 특성이 RB에 의하여 영향을 받고, cascaded EDFA 시스템 내에서 다중 반사점에 의해 매우 저하되는 것을 관찰하였다. 전체적인 필터의 억제율은 320km SMF 전송에 대해 0.5dB 페널티를 위해 30dB 이상이어야 한다. 우리의 완전한 양방향 전송 모델은 양방향 WDM전송 시스템을 설계하기 위한 필터의 억제율과 RB 관련 누화의 가이드 라인을 제시한다.

## 참고 문헌

- [1] S. Radic, S. Chandrasekhar, A. Srivastava, H. Kim, L. Nelson, S. Liang, K. Tai, and N. Copner, "25GHz Interleaved Bidirectional Transmission Over Non-Zero Dispersion Shifted Fiber," in *Proc. OFC 2001*, Anaheim, CA, Paper ThF7-1.
- [2] H.D. Kim, J.H. Shin, S.T. Hwang, Y.J. Oh, and C.H. Lee, "Bidirectional Amplifier Employing the Bidirectional Dispersion Compensation Technique," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 13, pp. 747-749, Jul. 2001.
- [3] Roland K. Staubli, Peter Gysel, and Rolf U. Hofstetter, "Power Penalties Due to Multiple Rayleigh Backscattering in Coherent Transmission Systems Using In-Line Optical Amplifiers," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 2, pp. 872-874, Dec. 1990.
- [4] J.L. Gimlett, M.Z. Iqbal, L. Curtis, N.K. Cheung, A. Righetti, F. Fontana, and G. Grasso, "Impact of Multiple Reflection Noise in Gbit/s Lightwave Systems with Optical Fibre Ampli-

fiers," *Electron. Lett.*, vol. 25, pp. 1393-1394, Sep. 1989.

[5] T.-W. Oh, J.-H. Shin, H.D. Kim, C.-H. Lee, M.S. Lee, and B.Y. Kim, "Bidirectional erbium-doped fibre amplifier with non-reciprocal optical filter," *Electron. Lett.*, vol. 37, pp. 283-284, Mar. 2001.

[6] Peter Gysel and Roland K. Staubli, "Statistical Properties of Rayleigh Backscattering in Single-Mode Fibers," *J. Lightwave Technol.*, vol. 8, no. 4, pp. 561-567, Apr. 1990.

[7] D. Derickson, *Fiber Optic Test and Measurement*. New Jersey: Prentice Hall, 1998.

[8] J. Lee, S.K. Kim, Y. Kim, O Mizuhara, G. Lyu, S.S. Kang, J. Song, and J. Jeong, "Performance Evaluation and Prediction Using Eye Margin Characteristics for Optical Transmission Systems," *Optics Communications*, vol. 193, pp. 113-120, June 2001.

[9] H. Kidorf, K. Rottwitt, M. Nissov, M. Ma, and E. Rabarijaona, "Pump Interaction in a 100-nm Bandwidth Raman Amplifier," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 11, pp. 530-532, May 1999.

[10] G.P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*. New York: Academic Press, 1989.

[11] A. Lowery, O. Lenzmann, I. Koltchanov, R. Moosburger, R. Freund, A. Richter, S. Georgi, D. Breuer, and H. Hamster, "Multiple Signal Representation Simulation of Photonic Devices, Systems, and Networks," *J. Selected Topics Quantum Electron.*, vol. 6, no. 2, pp. 282-296, 2000.

[12] J.L. Gimlett, M.Z. Iqbal, N.K. Cheung, A. Righetti, F. Fontana, and G. Grasso, "Observation of Equivalent Rayleigh Scattering Mirrors in Lightwave Systems with Optical Amplifiers," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 2, pp. 211-213, Mar. 1990.

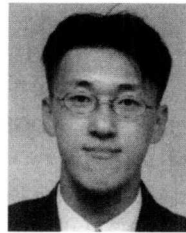
[13] S. Radic and S. Chandrasekhar, "Limitations in Dense Bidirectional Transmission in Absence of Optical Amplification," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, pp. 95-97, Jan. 2002.

[14] F. Khaleghi, J. Li, M. Kavehrad, and Hyung Kim, "Increasing Repeater Span in High-Speed Bidirectional WDM Transmission Systems

Using a New Bidirectional EDFA Configuration," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 8, pp. 1252-1254, 1996.

[15] Ping Wan and Jan Conradi, "Impact of Single and Double Rayleigh Backscattering on Available System Gain in Optically Amplified Fiber Systems without Isolators," in *1996 Canadian Conf. Elec. Comp. Eng. Tech. Dig.*, Calgary, Canada, May 1996, pp. 237-240.

고 정 윤(Jeongyun Ko)



1997년 고려대학교 전파공학과 졸업.  
 1999년 고려대학교 전파공학과 졸업 (석사)  
 2000년 현재 고려대학교 전파공학과 박사과정  
 1999년~현재 이스텔시스템즈 광통신팀 연구원.

<주관심 분야> 광통신 시스템.

이 동 수(李同洙)



1981년 고려대학교 전자공학과 졸업.  
 1987년 Univ. of Minnesota 전기공학과 졸업(석사)  
 1999년 고려대학교 공과대학원 졸업(박사)  
 2000년~현재 김포대학 전자정보계열 교수

<주관심 분야> 광소자, 광통신 시스템