

論文2001-38SD-8-6

반도체 광증폭기로 형성된 방향성 결합기에서의 파장변환 특성 모델링

(Modeling of Wavelength Conversion Characteristics in Directionally Coupled Semiconductor Optical Amplifier)

鄭鎬然*, 鄭榮哲*

(Ho Youn Chung and Young Chul Chung)

요 약

파장변환 소자는 최근에 급격히 발전하는 광네트웍을 구축하기 위한 필수적인 소자로서 여러 가지 형태에 대한 연구개발이 진행되고 있다. 그 중에서도, 최근에는 광증폭기로 형성된 방향성 결합기 구조에서의 상호 위상변조(XPM: Cross Phase Modulation)에 의한 파장변환에 대한 개념이 제안되고 가능성이 실험적으로 입증된 바 있다. 본 논문에서는 연산자 분리 방법을 적용하여 상술한 파장변환기를 해석하기에 적당하도록 시영역 동적 모델을 구현하고, 파장변환 특성을 여러 가지 면에서 분석하여 보았다. 모델링 결과는 다른 연구자의 실험 결과를 잘 설명할 수 있음을 보였으며, 실험에서 제시되지 않았던 신호광과 변환된 광파가 역방향으로 진행되는 경우의 파장변환 특성 등에 대해서도 이 파장변환기가 잘 동작함을 보였다. 주파수 처핑의 경우 광펄스의 시작과 끝점 모두에서 정처핑과 부처핑이 동시에 발생함을 보였다.

Abstract

Wavelength conversion devices are essential to build an expanding all-optical network, and various types of wavelength conversion techniques are being researched. Among them, wavelength conversion based on the cross phase modulation in a directionally coupled semiconductor optical amplifier has been introduced and the concept has been experimentally proved. In this paper, a split-step method is applied to properly model the mentioned wavelength converter in the time-domain and various characteristics have been analyzed. It is shown that the present modeling approach can explain the results of the reported experimental results. Furthermore the wavelength conversion is shown to be well performed when the input signal wave and the converted wave travels in the opposite direction. The simulation shows that the positive and negative chirping appear simultaneously at both the leading and trailing edges of the optical pulse.

I. 서론

DWDM(Dense Wavelength Division Multiplexing)

* 正會員, 光云大學校 電子工學部/電子通信工學科
(School of Electronics Engineering, Kwangwoon University)

※ 이 논문은 2000년도 광운대학교 교내학술연구비 및 과학기술부 Critical Technology-21 차세대 포토닉스 중점국가연구개발사업비에 의하여 연구되었음
接受日字:2001年1月22日, 수정완료일:2001年7月9日

전송방식의 급격한 발전에 의하여 테라 비트급의 대용량 광전송이 가능하게 되었다. 대용량 DWDM 광전송 시스템이 현실화됨에 따라 전광 네트워크가 중요해지고 있다. 전광 네트워크에서 광경로(Light Path)를 구성하는데 있어서 광경로가 연결되는 물리링크의 파장이 동일해야 한다는 파장연속성(Wavelength Continuity) 제한 조건을 극복하기 위해서는 파장변환 소자를 사용하여야 한다. 또한 파장 변환 소자는 다양한 형태의 광논리를 구현하는 데 사용될 수 있다.

광 파장변환 소자를 구현하는 기술에는 여러 가지 기법들이 사용되고 있는데 이런 기술로는 SOA(Semi-

conductor Optical Amplifier)를 이용한 파장변환 기술과 포화 흡수층(saturable absorber)을 가지는 다전극 DFB(Distributed Feedback) 레이저 다이오드나 DBR(Distributed Bragg Reflector) 레이저 다이오드를 이용한 파장변환 기술, 단일모드 레이저 다이오드의 레이징 상태에서 상호 이득포화(cross-gain modulation) 파장변환기술 및 Mach-Zender interferometer를 이용한 파장변환 기술 등이 있다.

SOA를 이용한 파장변환 기술로는 FWM(four-wave mixing), XGM(cross-gain modulation), XPM(cross-phase modulation) 등이 있다. 이 중 FWM은 고속으로 동작한다는 장점이 있지만 변환 효율이 나쁘고, 변환되는 파장에 따라서 변환 효율의 의존도가 크다는 단점이 있다. 그리고 XGM, XPM은 입력되는 두 파장대의 신호에 의해 이득포화 현상(gain saturation)을 이용하는 기술이다. 고속의 파장변환이 가능하고 변환효율은 높지만 파장변환된 파장의 동조가 불가능하다는 단점을 가지고 있다^[1,2].

다른 방법으로는 다전극 DFB(Distributed Feedback) 레이저 다이오드나 DBR(Distributed Bragg Reflector) 레이저 다이오드와 같은 단일 모드 레이저 다이오드에 포화흡수(saturable absorber)층 영역을 두어서 파장 변환 할 수 있다. 포화 흡수영역은 optical gate역할을 하여 입력신호가 인가될 경우에만 레이저 다이오드에서 발전되는 광신호를 통과시켜서 입력 파장대의 광신호에 따라서 레이저 다이오드에서 발전하는 파장대로 신호가 실리게 하여서 파장변환이 이루어지도록 한다. 이러한 소자의 반응속도는 포화흡수 영역의 반응속도에 제약을 받아서 수Gbps의 신호속에 처리를 할 수 없다^[3,4].

또 다른 방법은 단일 모드 레이저 다이오드의 레이징 상태에서 이득포화(gain saturation)를 이용한 기술이다. SOA에서의 방법과 마찬가지로 입력 광신호에 의해 레이저 다이오드의 이득의 변화로 파장변환된 신호는 입력신호와 반전되어서 나타나게 된다. 이러한 파장변환 방법은 간단한 구조로 광대역 파장변환이 가능하고 고속의 신호에도 파장변환이 가능하다는 여러 가지 장점을 가지고 있다. 반면에 편광(TE, TM)에 민감하고 높은 입력신호의 파워를 요구하며 이러한 소자로 WDM망을 구현할 경우 반드시 필터가 필요하다는 단점이 있다^[5,6].

최근에 새로운 형태의 파장 변환 소자로서 반도체

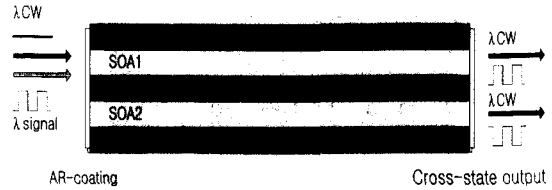


그림 1. 파장변환기로 사용한 반도체 광증폭기로 형성된 방향성 결합기의 개념도

Fig. 1. Schematic view of the wavelength converter based on DC-SOA.

광증폭기로 형성된 방향성 결합기 구조가 제안되고 실험적으로 구현된 바 있으며 이의 개념도를 그림 1에 보이고 있다.^[8] 그림에서와 같이 프로브신호(λ_{CW})가 입사되어진 반도체 광증폭기 1의 왼쪽 단면에 입력 광신호(λ_{signal})가 입사함에 따라 유도방출에 의해서 캐리어 농도가 달라지게 된다. 이는 굴절율의 변화를 초래하여 프로브신호가 반도체 광증폭기를 지나갈 때, 위상의 변화를 겪게 한다. 이러한 간섭위상 변화에 의해 입력 광신호의 정보가 프로브신호로 옮겨지게 되면서 파장변환이 이루어지게 된다. 이런 구조의 파장변환 소자는 입력 광신호의 파워가 작을때는 두 반도체 광증폭기의 전파상수가 같으므로 위상 정합($\beta_1 = \beta_2$)이 되어 광모드가 완전히 결합된다. 따라서 cross state로 파장변환된 광신호의 파워가 많이 출력된다. 그러나 입사된 입력 광신호의 파워가 점점 증가함에 따라 위상정수의 비정합은 커지게 되고 광모드들의 광결합이 감소하게 된다. 따라서 파장변환된 광신호의 파워는 입력신호의 파워가 증가함에 따라 cross state의 출력 단면에서는 감소하게 되고 반면 bar state의 출력 단면에서는 상대적으로 증가하게 된다. 본 논문에서는 반도체 광증폭기로 형성된 방향성 결합기 구조(DC-SOA: Directionally Coupled Semiconductor Optical Amplifiers)에서의 상호 위상변조(XPM: Cross Phase Modulation) 및 상호 이득변조(XGM: Cross Gain Modulation)에 의한 파장변환 특성을 해석하였다. 모델링 방법으로는 연산자 분리 시영역 동적 모델^[7]을 사용하였고 이 모델을 이용하여 파장가변 특성, 동적 특성 등을 분석했다. 모델링 결과는 입력 광신호의 파워의 영향에 대한 파장변환 특성이 다른 연구자의 실험 결과와 유사한 결과를 나타냄을 확인할 수 있었으며 실험에서 제시되지 않았던 신호광이 변환된 광파의 역방향으로 진행되는 경우의 파장변환 특성 등에 대해서도 이런 구조의 파장변환

소자에서 잘 동작함을 확인하였다.^[8]

II. 반도체 광증폭기로 형성된 방향성 결합기를 이용한 파장변환 모델링 방법

본 장에서는 반도체 광증폭기로 형성된 방향성 결합기(DC-SOA)에서 파장변환 특성을 해석하는데 사용된 연산자 분리 시영역 모델(time-domain model)에 관하여 기술한다. 연산자 분리 시영역 모델은 광도파로(optical waveguide)를 따라 전파하는 순방향 전파(forward wave)와 역방향 전파(reverse wave)의 움직임을 나타내는 결합 파동 방정식(coupled wave equation)과 캐리어와 광자의 상관관계를 나타내는 율방정식(rate equation)에 기초하여 구성된다.

1. 연산자 분리 시영역 모델의 구성

연산자 분리 개념을 이용한 시영역 모델은 복수개의 도파로로 구성된 광소자를 정확히 시뮬레이션할 수 있다. 본 절에서는 반도체 광증폭기로 형성된 방향성 결합기를 모델링하는 절차에 관하여 논의한다.

광도파로 내에서 전파하는 빛은

$$E(z, t) = [F_1(z, t)e^{-i\beta_0 z} + F_2(z, t)e^{-i\beta_1 z} + R_1(z, t)e^{+i\beta_0 z} + R_2(z, t)e^{+i\beta_1 z}]e^{i\omega_0 t} \quad (1)$$

와 같이, 순방향 전파와 역방향 전파의 합으로 이루어진 전계(electric field)로 표현되어질 수 있다. 여기서 ω_0 는 시간축에 대응하는 중심주파수이고, β_0 는 브래그(Bragg) 주파수에서의 전파상수를 나타낸다. $F_1(z, t)$ 와 $R_1(z, t)$ 는 각각 도파로 1에서 종축 방향으로 진행되는 순방향 전파와 역방향 전파이고 $F_2(z, t)$ 와 $R_2(z, t)$ 는 각각 도파로 2에서 진행되는 순방향 전파와 역방향 전파이다. 이러한 진행파는 이득, 손실, 결합(coupling)이 있는 보편적인 광도파로 내에서의 전계의 변화를 나타내고 있는 시간의존 결합 파동 방정식 (2)를 만족하게 된다. 이 시간의존 결합 파동 방정식은 광소자에 나타나는 광결합 현상의 대표적인 예인 방향성 결합기에서 일어나는 물리적 현상에 대해 거의 정확하게 표현하고 있다.

$$\frac{1}{c_g} \frac{\partial F_1}{\partial t} + \frac{\partial F_1}{\partial z} = (G_1 - i\delta_1 - \alpha_0/2 - \alpha_e/2)F_1 - ix_{12}F_2 + S_f \quad (2a)$$

$$\frac{1}{c_g} \frac{\partial F_2}{\partial t} + \frac{\partial F_2}{\partial z} = (G_2 - i\delta_2 - \alpha_0/2 - \alpha_e/2)F_2 - ix_{12}F_1 + S_f \quad (2b)$$

$$\frac{1}{c_g} \frac{\partial R_1}{\partial t} - \frac{\partial R_1}{\partial z} = (G_1 - i\delta_1 - \alpha_0/2 - \alpha_e/2)R_1 - ix_{21}R_2 + S_r \quad (2c)$$

$$\frac{1}{c_g} \frac{\partial R_2}{\partial t} - \frac{\partial R_2}{\partial z} = (G_2 - i\delta_2 - \alpha_0/2 - \alpha_e/2)R_2 - ix_{21}R_1 + S_r \quad (2d)$$

여기서 $F_{1,2}(t, z)$ 와 $R_{1,2}(t, z)$ 는 크기와 위상을 함께 포함하고 있는 복소수이다. c_g 는 군속도(group velocity)를 나타내며, 임의의 주파수에서 일정하다고 가정되어진다. G_1 과 G_2 는 전계이득, α_0 는 도파로내에서 흡수와 산란 등에 의하여 발생하게 되는 파워손실계수이고, α_e 는 전계흡수변조기 등에서 의도적으로 유발되어지는 전력흡수계수이다. x_{12} 와 x_{21} 은 방향성 결합기의 결합계수이다. 그리고 S_f 와 S_r 은 자발방출잡음을 나타내는 파라미터로, 가우시안 분포를 가진다고 가정한다.

전계가 광도파로를 진행하면서 전계이득을 얻게되는데, 그 양은

$$g(z, t) = \frac{\Gamma g_N(N(z, t) - N_0)}{2(1 + \epsilon P)} \quad (3)$$

로 쓰여질 수 있다. 여기서 Γ 는 광도파로 내에서 전계가 활성층(active layer)에 얼마나 증첩되어 있는가를 나타내는 구속인자이고, g_N 은 캐리어밀도 변화량에 대응하여 전계이득의 변화하는 정도를 나타내는 차분이득이다. 또한 N_0 는 투명(transparency) 캐리어밀도, P 는 광자밀도, 그리고 ϵ 은 이득억제계수로 전계이득과 광자밀도와의 비선형관계를 나타낸다.

식 (2)에서 $\delta_{1,2}$ 는 중심파장이 브래그 조건(Bragg condition)에서 얼마나 벗어나 있는지를 나타내는 벗어난자(detuning factor)로 정의되는데,

$$\delta_{1,2} = \frac{\omega_0}{c} n_{eff}(z, t) - \frac{\pi}{\Lambda} \quad (4)$$

와 같이, 캐리어밀도가 변환에 따라, 그에 대응하여 굴절율이 따라서 변하기 때문에, 브래그 조건에서 중심파장이 벗어나게 된다. 식 (4)에서 $n_{eff}(z, t)$ 는 캐리어밀도 변화에 따른 실효굴절율로

$$n_{eff}(z, t) = n_{eff0} - \frac{\lambda}{4\pi} \Gamma \alpha_m g_N \Delta N(z, t) \quad (5)$$

와 같은데, 여기서 n_{eff} 는 캐리어밀도가 $N=N_0$ 일때의 실효굴절율이고, α_m 은 선폭증가인자이다^[9].

캐리어밀도가 시간과 공간에 따라 변하게 됨에 따라 레이저 공진기 안에서 전파하는 광파의 크기와 위상도 변하게 되는데 이러한 시간에 따른 캐리어밀도의 변화는 율방정식(rate equation) (6)으로 표현된다.

$$\frac{dN}{dt} = \frac{J}{ed} - BN^2 - CN^3 - \frac{c_g g_N (N - N_0) P}{1 + \epsilon P} \quad (6)$$

여기서 J 는 전류주입밀도 [A/cm^2], e 는 전하량, d 는 활성층의 두께, C 는 Auger 캐리어 재결합 계수를 나타낸다. 그리고 $P = |F|^2 + |R|^2$ 는 정규화된 광자밀도이다. 공간 전파에 따른 캐리어밀도의 변화와 그에 따른 파라미터들의 변화는 결합파동방정식의 해를 시간계 알고리즘으로부터 구하여 얻을 수 있다.

2. 시간계 알고리즘

컴퓨터 모델에서 레이저 공진기 내부를 전파해 가는 광파의 움직임과 캐리어의 변화는 그림 2와 같은 추적 순서를 거쳐 계산된다. 반도체 광증폭기 방향성 결합기는 일정한 간격으로 나누어지고, 각각의 영역에는 순방향 광파, 역방향 광파, 캐리어 등의 변수들과 영역 고유 파라미터들이 있다. 임의의 공간과 시간 z 와 t 에서 다음 공간과 시간의 광파의 값을 구하는 과정은 순방향으로 진행되는 광파의 경우는 $t + \Delta t$ 에서 $z + \Delta z$ 의 값을 구하게 된다. 이때에는 이전 시간에서의 $F(z, t)$ 와 $R(z, t)$ 의 값을 이용하게 된다. 반면에 역방향으로 진행되는 광파는 시간 $t + \Delta t$ 에서 공간 $z - \Delta z$ 의 값을 구하게 된다.

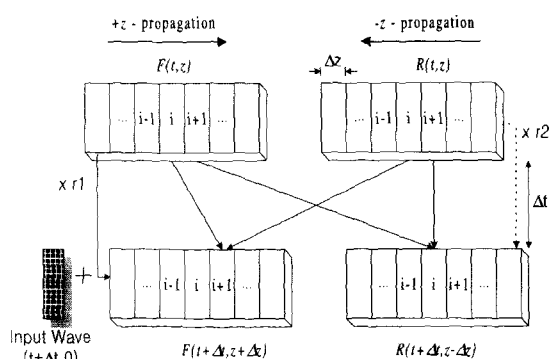


그림 2. 전계 및 캐리어 밀도의 추적 순서
Fig. 2. Tracing algorithm of the time-dependent field and carrier density.

전 시간과 공간에서의 광파의 값으로부터 현 시간에서의 광파의 값을 계산하는 방법에는 시간의존 결합 파동 방정식을 시간계(time-stepped) 알고리즘으로 전산화하는 방법에 따라 여러 가지가 있다. 다음 절부터 시간의존 결합 파동 방정식으로부터 시간계 알고리즘을 유도하는 방법들에 관하여 논의한다.

시간의존 결합 파동 방정식은 광도파로를 일정한 길이 $\Delta z (= c_g \Delta t)$ 를 갖는 섹션들로 나누어, 각각의 영역에 대하여 결합 파동 방정식의 해를 구함으로써, 시간계 알고리즘으로 변환되어질 수 있다. 또 알고리즘의 구현에서, 시간의존 결합 파동방정식은 연산자 분리 개념을 사용하여 전산화된다^[7,11].

3. 연산자 분리 시영역 모델

시간의존 결합 파동 방정식은 시간 미분항을 우측으로 이항한 후 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{\partial}{\partial z} \begin{bmatrix} F_1(z, t) \\ F_2(z, t) \\ R_1(z, t) \\ R_2(z, t) \end{bmatrix} = [M_\delta + M_{a-c}] \begin{bmatrix} F_1(z, t) \\ F_2(z, t) \\ R_1(z, t) \\ R_2(z, t) \end{bmatrix} \quad (7)$$

여기서, 배열 M_δ 와 M_{a-c} 는 다음과 같다.

$$M_\delta = \begin{bmatrix} -A_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -A_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_2 \end{bmatrix} \quad (8a)$$

$$M_{a-c} = \begin{bmatrix} 0 & -ix_{21} & 0 & 0 \\ -ix_{12} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & ix_{21} \\ 0 & 0 & ix_{12} & 0 \end{bmatrix} \quad (8b)$$

여기서 $A_{1,2} = -G_{1,2} + i\delta_{1,2} + c_g^{-1}(\partial/\partial t)$ 이다. 식 (8)에서 시간의존 결합 파동 방정식의 연산자 행렬이 두 개의 행렬식 M_δ 와 M_{a-c} 로 분리되어 있는 것을 볼 수 있다. M_δ 는 이득과 벗어남 인자에 관한 것이고, M_{a-c} 는 방향성 결합에 의해 발생하는 순방향 결합에 의한 것이다. 식 (7)의 수치해(numerical solution)는 한 섹션의 길이가 충분히 작다는 가정하에,

$$\begin{bmatrix} F_1(z + \Delta z, t) \\ F_2(z + \Delta z, t) \\ R_1(z, t) \\ R_2(z, t) \end{bmatrix} = \exp[M_u \cdot \Delta z] \cdot \exp[M_d \Delta z] \begin{bmatrix} F_1(z, t) \\ F_2(z, t) \\ R_1(z + \Delta z, t) \\ R_2(z + \Delta z, t) \end{bmatrix} \quad (9)$$

와 같이 쓸 수 있다. 식 (9)은 분리된 행렬식을 연속적으로 풀 수 있다는 것을 나타낸다. 최종식은 식 (9)의 우측항들을 단계적으로 계산함으로써 구할 수 있다.

첫번째로, 이득과 벗어남 인자에 관계된 편미분 방정식을 전산 구현한다. 이 단계에서의 편미분 방정식은

$$\frac{\partial F_1(z, t)}{\partial z} = \left(G_1 - i\delta_1 - \frac{1}{c_g} \frac{\partial}{\partial t} \right) F_1(z, t) \quad (10a)$$

$$\frac{\partial F_2(z, t)}{\partial z} = \left(G_2 - i\delta_2 - \frac{1}{c_g} \frac{\partial}{\partial t} \right) F_2(z, t) \quad (10b)$$

$$\frac{\partial R_1(z, t)}{\partial z} = - \left(G_1 - i\delta_1 - \frac{1}{c_g} \frac{\partial}{\partial t} \right) R_1(z, t) \quad (10c)$$

$$\frac{\partial R_2(z, t)}{\partial z} = - \left(G_2 - i\delta_2 - \frac{1}{c_g} \frac{\partial}{\partial t} \right) R_2(z, t) \quad (10d)$$

와 같다. 식 (10)의 연산자의 해는 식 (11)과 같은 행렬 형태로 쓰여질 수 있다. 이득(G)이 0일 때, 식 (11)에 있는 4×4 행렬의 절대 행렬값은 1이다. 이것은 식 (11)의 4×4 행렬이 전력 보존 조건을 유지하고 있다는 것을 의미한다.

$$\begin{bmatrix} F_1(z + \Delta z, t) \\ F_2(z + \Delta z, t) \\ R_1(z, t) \\ R_2(z, t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{(G_1 - i\delta_1)\Delta z} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{(G_2 - i\delta_2)\Delta z} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{-(G_1 - i\delta_1)\Delta z} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-(G_2 - i\delta_2)\Delta z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1(z, t - \Delta t) \\ F_2(z, t - \Delta t) \\ R_1(z + \Delta z, t - \Delta t) \\ R_2(z + \Delta z, t - \Delta t) \end{bmatrix} \quad (11)$$

두번째로, 순방향 결합에 관계된 편미분 방정식을 전

력 보존이 되는 수치 행렬식으로 변환한다. 고려되는 방정식은

$$\frac{\partial}{\partial z} \begin{bmatrix} F_1(z, t) \\ F_2(z, t) \\ R_1(z, t) \\ R_2(z, t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -ix_{21} & 0 & 0 \\ -ix_{12} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & ix_{21} \\ 0 & 0 & ix_{12} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1(z, t) \\ F_2(z, t) \\ R_1(z, t) \\ R_2(z, t) \end{bmatrix} \quad (12)$$

와 같이 행렬식으로 쓸 수 있다.

식 (12)에 보인 편미분 방정식을 크랭크-니콜슨 기법(Crank-Nicholson scheme) [11]을 적용하여 수치해를 구할 수 있고 수치해를 4×4 행렬식으로 쓰면,

$$\begin{bmatrix} F_1(z + \Delta z, t) \\ F_1(z + \Delta z, t) \\ R_1(z, t) \\ R_2(z, t) \end{bmatrix} = \frac{1}{1+A} \begin{bmatrix} 1-A - iB_{21} & 0 & 0 & 0 \\ -iB_{12} & 1-A & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1-A & -iB_{21} \\ 0 & 0 & -iB_{12} & 1-A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1(z, t) \\ F_2(z, t) \\ R_1(z + \Delta z, t) \\ R_2(z + \Delta z, t) \end{bmatrix} \quad (13)$$

로 쓸 수 있다. 여기에서, $A = (x^2 \Delta z^2)/4$ 이고, $B = x \Delta z$ 이다.

식 (13)에서, 4×4 행렬의 절대 행렬값은 1이다. 이는 식 (13)의 4×4 행렬식이 무조건 안정된 알고리즘이라는 것을 나타낸다.

III. 반도체 광증폭기로 형성된 방향성 결합기의 파장변환 특성 해석

그림 1에서 보인 반도체 광증폭기로 형성된 방향성 결합기 구조에서 프로브광과 입력신호 펄스광을 반도체 광증폭기 1의 왼쪽 단면으로 입사시킨 경우를 먼저 고려한다. 프로브광은 입사된 입력광에 의해 변조되고 파장변환된 광신호는 반도체 광증폭기 1과 반도체 광

표 1. 시뮬레이션에 사용한 파라미터.

Table 1. Parameter used in the simulation.

Longitudinal length	750 μm
Waveguide width	2 μm
Thickness of active layer	0.012 μm
Injection current	150mA
Effective group refractive index(n_g)	3.7
Waveguide confinement factor (Γ)	0.04
Coupling coefficient of directional coupling (κ)	20.9 cm^{-1}
Spontaneous recombination coefficient (B)	$1.0 \times 10^{-10}\text{cm}^3\text{s}^{-1}$
Auger recombination coefficient (C)	$1.3 \times 10^{-28}\text{cm}^6\text{s}^{-1}$
Transparency carrier density (N_0)	$1.0 \times 10^{18}\text{cm}^{-3}$
Linewidth enhancement factor (α_m)	3.2
Waveguide loss in the lasing section (α_0)	30 cm^{-1}
Effective phase refractive index	3.283
Spontaneous coupling factor (β)	0.5
Gain Suppression coefficient in gain section (ϵ)	$10 \times 10^{-14}\text{cm}^3$
Differential gain in gain section (A_g)	$11.0 \times 10^{-16}\text{cm}^2$
Carrier lifetime	1ns

증폭기 2의 출력 포트에서 얻어진다. 표 1은 전산모의에 사용한 각각의 파라미터를 정리해 놓은 것이다.

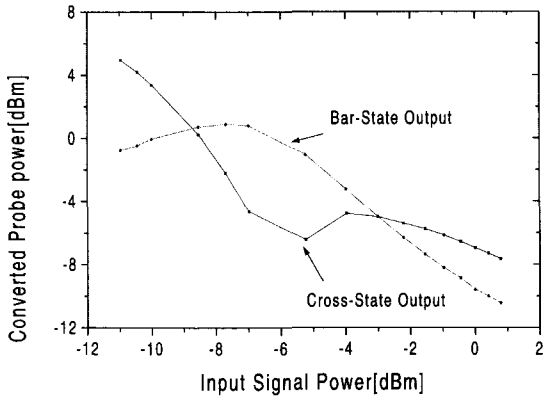


그림 3. 반도체 광증폭기 1의 왼쪽 단면에서 입력 광 신호(λ_{signal})가 인가되었을 때 반도체 광증폭기로 형성된 방향성 결합기에서의 계산된 파장변환 특성

Fig. 3. Calculated wavelength conversion characteristics of the DC-SOA device when the signal input(λ_{signal}) is injected into the left-hand side of SOA1.

그림 3에 반도체 광증폭기 1의 왼쪽 단면으로부터

입사된 입력 광신호의 광파워의 변화에 따른 각각 cross-state output과 bar-state output에서의 파장변환된 광신호의 광파워의 변화를 나타내었다. 그림에서 보듯이 입력 광신호의 파워가 작을 때는 위상정합이 되어 반도체 광증폭기의 광모드들이 완전히 결합되어 cross-state output에서의 변환된 파장의 광파워가 많이 출력된다. 그러나 입력 광신호의 파워가 증가함에 따라 두 도파로의 위상정수의 비정합이 커지게 된다. 다시 말해 비정합이 커질수록 두 도파로에서 광파의 위상속도가 달라지게 되고 광모드들의 결합이 감소하게 되어 cross-state output은 감소하게 되고 반면 bar-state output은 상대적으로 증가하게 된다. 그림 3에서 입력 광신호의 파워가 -10 dBm~ -7 dBm의 범위에서 변화할 때 파장변환된 신호의 소광비가 약 5dB 향상됨을 보이고 있다. 그림 3에 보인 시뮬레이션 결과를 실험과 비교하기 위하여 다른 연구자들이 제시한 실험결과를^[8] 그림 4에 제시하였다. 실험결과와 본 논문에서 제시한 시뮬레이션 결과가 정성적으로 잘 일치함을 알 수 있으며, 이를 통하여 사용한 모델의 타당성을 확인할 수 있다.

그림 5에서는 반도체 광증폭기 2의 왼쪽 단면으로부터

터 입사된 입력 광신호의 광 파워의 변화에 따른 각각 cross-state output과 bar-state output에서의 파장변환된 신호의 광파워의 변화를 나타내었다. 이 전산모의 결과에서도 입력 광신호가 특정 파워 범위에서 변화할 때 파장변환된 광신호의 소광비는 향상됨을 보이고 있는데, 입력 광신호의 파워가 -10dBm ~ -5.2dBm의 범위에서 변화할 때 파장변환된 광신호의 소광비가 약 5.3dB 향상됨을 보이고 있다.

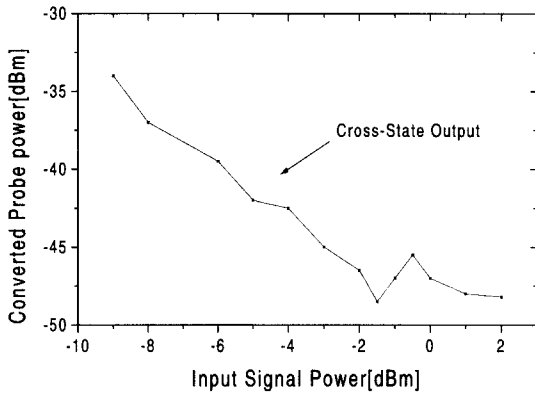


그림 4. 참고한 논문^[8]에서 발표된 파장변환 특성의 실험 결과
 Fig. 4. Experimental result of wavelength conversion characteristics reported from the reference.^[8]

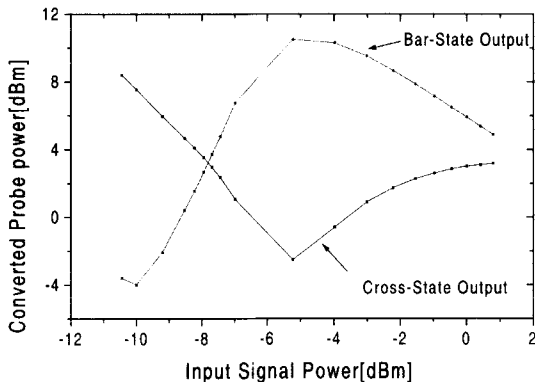


그림 5. 반도체 광증폭기 2의 왼쪽 단면에서 입력 광신호(λ_{signal})가 인가되었을 때 반도체 광증폭기로 형성된 방향성 결합기에서의 계산된 파장변환 특성
 Fig. 5. Calculated wavelength conversion characteristics of the DC-SOA device when the signal input(λ_{signal}) is injected into the left-hand side of SOA2.

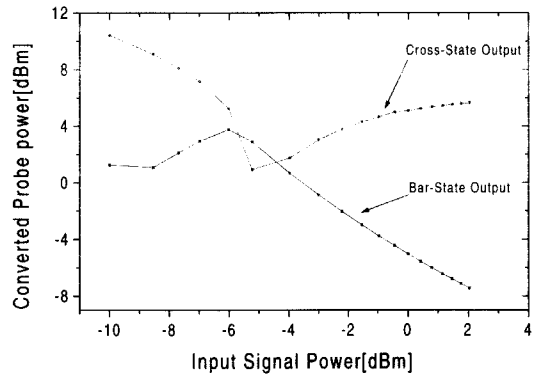


그림 6. 반도체 광증폭기 1의 오른쪽 단면에서 입력 광신호(λ_{signal})가 인가되었을 때 반도체 광증폭기로 형성된 방향성 결합기에서의 계산된 파장 변환 특성
 Fig. 6. Calculated wavelength conversion characteristics of the DC-SOA device when the signal input(λ_{signal}) is injected into the right-hand side of SOA1.

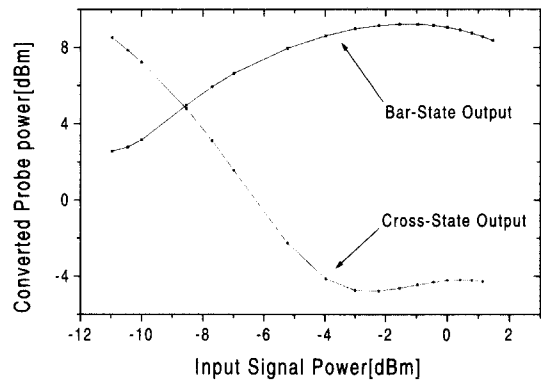


그림 7. 반도체 광증폭기 2의 오른쪽 단면에서 입력 광신호(λ_{signal})가 인가되었을 때 반도체 광증폭기로 형성된 방향성 결합기에서 계산된 파장 변환 특성
 Fig. 7. Calculated wavelength conversion characteristics of the DC-SOA device when the signal input(λ_{signal}) is injected into the right-hand side of SOA2.

그림 6과 그림 7에는 펌프 신호광과 프로브 광파가 서로 역방향으로 진행되는 경우의 파장변환 특성에 대해 보이고 있다. 그림 6은 반도체 광증폭기 1의 오른쪽 단면에서 펌프 광신호를 입사하였을 경우, 광파워의 변화에 따른 각각 cross-state output과 bar-state output에서의 파장변환된 신호의 광파워의 변화를 나타내었고 그림 7은 반도체 광증폭기 2의 오른쪽 단면에서 입

릭 광신호를 입사하였을 경우에 대해 광파워의 변화에 따른 파장변환된 신호의 광 파워의 변화를 나타내었다. 이러한 경우 입력 신호광과 변환된 신호광이 역방향으로 진행하기 때문에 광필터를 쓰지 않아도 된다는 장점을 가지고 있다. 그림 6과 그림 7에서도 입력 펄스 신호광의 파워에 따른 파장변환된 프로브 광의 영향은 앞서 그림 4에 보인 실험결과와 매우 유사한 경향을 보이고 있다. 이러한 펄스 신호광이 프로브 광과 역방향으로 진행되는 경우에도 입력 광신호가 특정 파워 범위에서 변화할 때 소광비는 항상됨을 보이고 있는데, 입력 광신호의 파워가 $-8.5 \text{ dBm} \sim -5.2 \text{ dBm}$ 의 범위에서 변화할 때 파장변환된 신호의 소광비가 각각 약 4.6dB , 4.9dB 항상됨을 보이고 있다.

앞선 전산 모의 실험 결과를 통해 이러한 방법의 파장변환 소자는 신호광과 변환된 광파가 서로 역방향으로 진행되는 경우 광필터를 사용하지 않아도 된다는 장점은 있지만 소광비의 개선 측면에서 볼 때 입력 광신호가 변환광신호와 같은 방향으로 진행할 때 보다 다소 불리함을 알 수 있다.

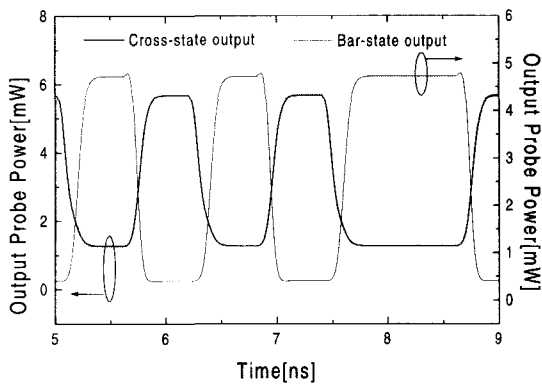
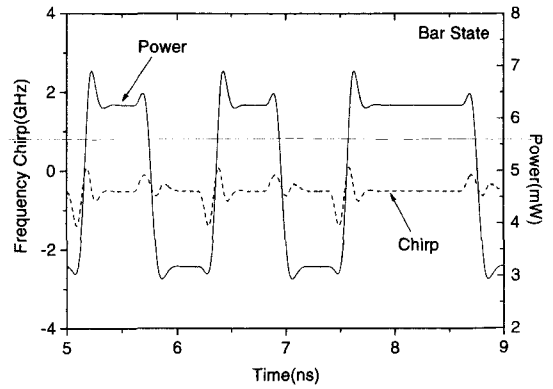


그림 8. 반도체 광증폭기 1의 오른쪽 단면에서 입력 광신호(λ_{signal})가 인가되었을 때 반도체 광증폭기로 형성된 방향성 결합기에서의 계산된 파장변환 특성

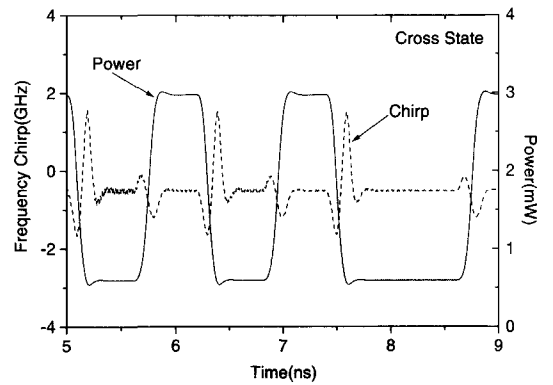
Fig. 8. Calculated wavelength conversion characteristics of the DC-SOA device when the signal.

반도체 광증폭기로 형성된 방향성 결합기에서의 동적 파장변환 특성을 살펴보기 위하여 2.5Gbps 의 데이터 속도를 갖는 1554nm 의 프로브 신호와 1549nm 의 입력 광신호의 두 입력 광신호를 2ns 동안 인가하고 100GHz 정도의 대역폭을 가지는 광필터를 지나도록

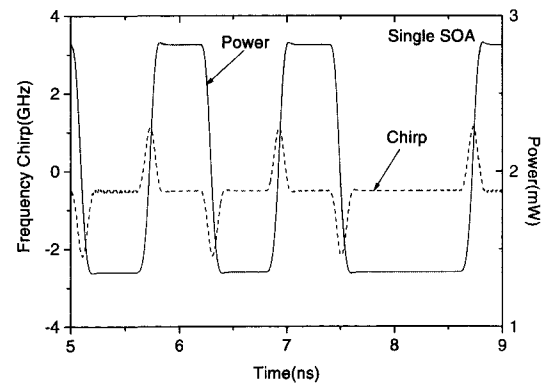
하였다. 단면은 AR(anti-reflection) 코팅된 것으로 가정하였고 입력광 펄스열은 super-Gaussian pulse의 형태



(a)



(b)



(c)

그림 9. DC-SOA의 (a) 반도체 광증폭기 1의 출력단면, (b) 반도체 광증폭기 2의 출력단면에서의 파장변환된 신호와 주파수 천이 및 (c) 고립된 단일 광증폭기에서 XGM(상호이득포화) 현상에 의하여 파장변환된 신호와 주파수 천이

Fig. 9. Wavelength converted signals and frequency chirps at the right facets of (a) the SOA1, (b) the SOA2, and those generated due to XGM in a solitary SOA.

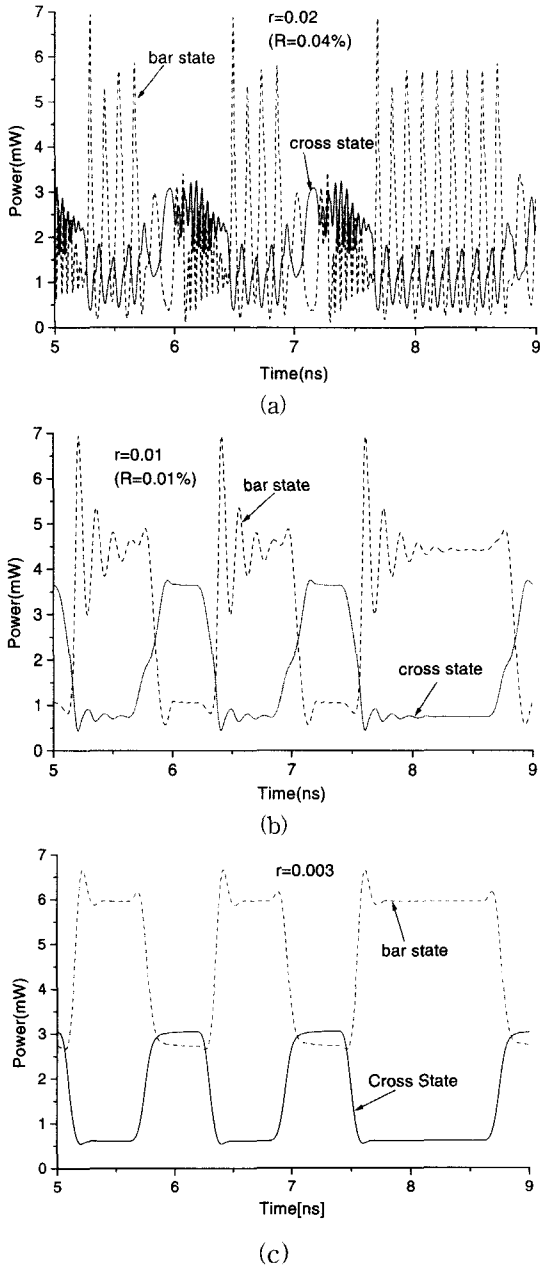


그림 10. SOA의 잔여 잔유 반사율이 각각 (a) 0.02 (b) 0.01 (c) 0.003 일 때의 파장변환 신호. SOA2의 오른쪽 단면에서 2.5Gbps의 신호가 입사되고, 프로브 신호는 SOA1의 왼쪽 단면에서 입사되는 경우이다

Fig. 10. Wavelength converted signals when the residual field reflection coefficients are (a) 0.02 (b) 0.01 and (c) 0.003, respectively. The 2.5 Gbps signal is incident into the right facet of SOA2 and the probe light is incident into the left facet of SOA1.

로 입사되어졌다. 신호광과 프로브광이 같은 방향으로 진행되는 경우의, Bar-state output과 cross-state output에서의 파장변환된 신호의 파형은 그림 8에서 보여주고 있는데, 입력 광신호가 입사함에 따라 굴절율의 변화를 초래하여 위상변화를 겪음으로써 polarity-inverted output과 polarity-noninverted output이 각각 다른 출력 포트에서 얻을 수 있음을 보여주고 있다.

입력 신호에 의한 파장변환된 광신호의 주파수 천이의 영향을 살펴보았다. 주파수 천이는 광증폭기 내의 광파의 세기에 따라 캐리어 농도가 변화하고, 이에 따라 변화하는 위상에 따라 발진 파장이 변조되는 현상이고 이러한 현상으로 색 분산(chromatic dispersion)등을 유발시켜 장거리 통신에 많은 제약을 가져온다. 그림 9와 그림 10은 신호광과 변환된 광파가 역방향으로 진행되는 경우의 각각 bar state와 cross state의 출력 단면에서의 입력 신호에 의한 주파수 천이도를 계산한 결과이다. 2.5Gbps의 입력 신호가 SOA2의 오른쪽 단면에서 입사하는 경우를 고려하였다. 입력 디지털 신호의 "0" 레벨은 0.14mW이고 "1" 레벨은 0.3mW이다. 주파수천이는 그림 9(a)와 (b)에서 보는 바와 같이 bar state에서는 1.5GHz 정도, cross state에서는 3GHz로 cross state에서 더 큰 주파수 천이도를 보이고 있다. DC-SOA에서 파장변환 특성을 고립된 SOA에서 XGM(Cross Gain Modulation)에 의한 파장변환 신호의 특성과 비교하기 위하여, 고립된 SOA의 파장변환 신호를 그림 9(c)에 보였다. SOA에서 XGM에 의한 주파수 천이는 출력신호 펄스의 시작에서 주파수가 증가하고 끝에서 주파수가 감소하는 positive chirping 현상을 보이기 때문에 광섬유 전송시 펄스의 분산에 악영향을 나타낸다. DC-SOA에서 주파수 천이 현상의 특이점은 광 펄스의 시작과 끝에서 정처핑(positive chirping)과 부처핑(negative chirping) 현상이 동시에 일어난다는 점이다. DC-SOA의 처핑현상이 이처럼 나타나는 것은 XGM과 XPM이 동시에 파장변환에 이용되기 때문인 것으로 추측된다. 이와 같은 chirping 현상은 광섬유 전송시에 펄스의 퍼짐현상을 상당부분 완화할 것으로 보인다.

SOA의 단면에서 잔유반사율의 영향을 알아보기 위해서 몇 가지 잔유반사율의 경우에 대하여 파장변환 특성을 살펴보았다. 2.5Gbps의 입력 신호가 SOA2의 오른쪽 단면에서 입사하는 경우를 고려하였다. 입력 디지털 신호의 "0" 레벨은 0.14mW이고 "1" 레벨은

0.3mW이다. 나머지 SOA 방향성 결합기의 파라미터는 표 1에 보인 바와 같다. 이 경우 전계 잔유반사율이 0.003, 0.01, 0.02인 경우에 SOA1의 오른쪽 단면(bar state)과 SOA2의 오른쪽 단면(cross state)에서 나오는 광신호를 그림 10에 보였다. 적절한 파장변환 신호를 얻기 위해서는 전계 잔유 반사율이 0.003(즉, 파워 반사율은 10^{-5}) 이하로 조절하여야 함을 알 수 있다. 잔유 반사율이 영이라고 가정했을 때, Bit Rate에 따른 파장변환 특성을 살펴보고, Bit Rate가 5 Gbps까지 잘 동작함을 보였다. 10 Gbps 근처에서는 입력 신호가 상당히 왜곡되었다. 5 Gbps 이상에서 적절히 동작하도록 하기 위해서는 캐리어 생존시간, SOA의 길이, differential gain 등을 조절해야 한다.

IV. 결 론

파장변환 소자는 WDM 광통신 시스템에서 제한된 파장의 채널의 수를 극복하고 대용량 광 네트워크를 구축하는데 있어서 핵심적인 소자일 뿐만 아니라, 전광 교환 시스템에서 전광 헤더 처리 등의 분야에 핵심 기능을 담당하는 소자로서 적용될 수 있다. 반도체 광증폭기로 형성된 방향성결합기 구조에서의 상호 이득 포화를 이용한 파장변환은 간단한 구조로 전기적 신호의 변환 없이 전광(all optical) 통신망을 구성할 수 있고, 고속의 파장변환과 높은 소광비를 유지할 수 있다는 장점이 있다.

본 논문은 시간 변수가 있는 결합 파동 방정식을 연산자 분리 개념을 사용하여 시간에 따른 전계 및 캐리어의 추적 알고리즘을 구하여 전산화를 통해 입력 광파에 대한 파장변환 특성을 전산 모의 실험 하였다. 전산 모의 실험 결과를 통해 입력 광신호의 파워의 가변에 따른 파장변환된 신호의 파장변환 특성을 해석한 결과, 모델링 결과는 실제 실험결과를 잘 설명할 수 있었다. 또한 프로브 광파와 입력 펄스 신호광이 역방향으로 진행되는 경우에 대한 모델링 결과에서도 이런 구조의 파장변환 소자의 파장변환 특성을 적절히 표현하고 있음을 보였다. 입력 광파의 파워의 변화에 따른 파장변환된 신호의 소광비의 변화를 분석하였는데, 입력 광신호의 파워가 -10 dBm에서 -7 dBm 정도 변화할 때, 파장변환된 신호의 소광비가 약 5dB 정도 향상됨을 확인할 수 있었고 이는 실험결과와도 일치한다.

또한 신호광이 변환된 광파와 역방향으로 진행되는 경우, 입력 신호에 의한 파장변환된 주파수 천이의 영향을 살펴보았는데, bar state에서는 1.5GHz 정도, cross state에서는 3GHz로 cross state에서 더 큰 주파수 천이도를 보이고 있음을 확인하였다. 한편 광펄스의 시작점과 끝점에서 정처핑(positive chirping)과 부처핑(negative chirping)이 동시에 발생함을 관측하였으며, 이는 광섬유 전송시 광펄스의 퍼짐현상을 상당부분 완화하리라 기대된다. 또한 적절한 파장변환 특성을 유지하기 위해서는 전계 잔유 반사율이 0.003 이내로 조절되어야 함을 보였다.

참 고 문 헌

- [1] Jianhui Zhou and Namkyoo Park, et al., "Efficiency of Broadband Four-Wave Mixing Wavelength Conversion Using Semiconductor Traveling-Wave Amplifier," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 6, no. 1, pp. 50-52, 1994.
- [2] Hiroshi Yasaka, Hiroyuki Ishii, Kiyoto Takahata, Kunishige Oe, Yuzo Yoshikuni, and Haruhiko, "Broad-Range Tunable Wavelength Conversion of High-Bit-Rate Signals Using Structure Grating Distributed Bragg Reflector Laser," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 32, no. 6, pp. 463-469, 1996.
- [3] Kentaro Kondo, Masaaki Kuno, and Shigenobu Yamakoshi, "A Tunable Wavelength-Conversion Laser," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 28, no. 5, pp. 1343-1348, 1992.
- [4] Hiroyuki Nobuhara, Kentaro Kondo, and Shigenobu Yamakoshi, "Optical Logic Function Using a Tunable Wavelength Conversion Laser Diode," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 28, no. 7, pp. 1722-1726, 1992.
- [5] Hitoshi Kawaguchi and Katsuaki Magari, et al., "Tunable Optical-Wavelength Conversion Using an Optically Triggerable Multi-electrode Distributed Feedback Laser Diode," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 24, no. 11, pp.

- 2153-2159, 1988.
- [6] Kiyoto Takahata, Kazuo Kasaya, and Hiroshi Yasaka, "A Unidirectional Output Optical Frequency Conversion Device with an Asymmetric- κ DBR Structure," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 30, no. 5, pp. 1219-1226, 1994.
- [7] B.S.Kim and Y.Chung, "Split-Step Time-Domain Dynamic Modeling of complex-Coupled Distributed Feedback Laser Diodes," *Integrated Photonics Research '99*, Santa Barbara, U.S.A, pp. 88-90, 1999.
- [8] Byungjin Ma and Yoshiaki Nakano, "Realization of All-Optical Wavelength Converter Based on Directionally Coupled Semiconductor Optical Amplifiers," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 11, no. 2, pp. 188-190, 1999.
- [9] L. M. Zhang and J. E. Carroll, "Semiconductor 1.55 μm Laser Source with Gigabit/Second Integrated Electroabsorptive Modulator," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 30, no. 11, pp. 2537-2577, 1994.
- [10] D. J. Jones, L. M. Zhang, J. E. Carroll, and D. Marcenac, et al., "Dynamics of Monolithic Passively Mode-Locked Semiconductor," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 31, no. 6, pp. 1051-1058, 1995.
- [11] B. S. Kim and Y. Chung, "Novel Numerical Solution of Time-Dependent Coupled Wave Equations," *Electron. Lett.*, vol. 35, no. 1, pp. 84-85, 1999.
- [12] Akira Naka and Shigeru Saito, "In-Line Amplifier Transmission Distance Determined by Self-Phase Modulation and Group-Velocity Dispersion," *IEEE Journal of Lightwave Technol.*, vol. 12, no. 2, pp. 280-287, 1994.

저 자 소 개

鄭 鎬 然(正會員)

1998년 2월 한림대학교 물리학과 학사. 2000년 6월 광운대학교 전자통신공학과 석사. 2000년 6월~현재 (주)피피아이 제품개발부. <주관심 분야: 광통신 시스템 및 광소자, 광인터넷>

鄭 榮 哲(正會員)

1981년 서울대학교 전자공학과(공학사). 1983년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학석사). 1992년 Electrical and Computer Engineering, University of California at Santa Barbara(박사). 1991년~1986년 LG 전선기술연구소. 1987년~1988년 한국과학기술연구원(KIST) 1992년~1993년 Optoelectronics Technology Center(UCSB). 1993년~현재 광운대학교 전자공학과/전자통신공학과 부교수. <주관심분야: 광통신용 소자/모듈 및 광통신 시스템>