

RZ형 초고속 데이터에 대한 전광파장변환기

정희원 이승우*, 이혁수*, 윤경모**, 이용기**, 엄진섭*

All Optical Wavelength Converter for Ultra High-Speed RZ Pattern Data

Seungwoo Yi*, Hyuksu Lee*, Kyeong Mo Yoon**, Yong Gi Lee**, Jinseob Eom*

Regular Members

요 약

일반적으로 10GHz이상의 초고속 전송에서는 전송 성능면에서 RZ 형태가 NRZ 형태보다 우수하다고 알려져 있다. 본 연구에서는 광섬유 루프미러내의 편광제어기를 이용하여 SOA에서의 XPM을 조절할 수 있는 RZ 데이터를 위한 파장변환기를 제안하였으며, 이의 시뮬레이션을 수행하여 출력을 예측하였고, 10Gbps RZ 데이터에 대한 실험을 통해 이를 확인하였다. 제안된 구조는 기존의 XPM 구조에 비하여 보다 저가의 편광 의존형 SOA를 하나만 필요로 하며, 입력 데이터에 대해 반전 및 비반전된 파장변환 출력신호를 두개의 출력에서 동시에 얻을 수 있는 장점이 있다.

ABSTRACT

Generally, it is announced that RZ pattern gives a better transmission performance than NRZ pattern in ultra-high speed transmission above 10Gbps. In this paper, we propose a wavelength converter for RZ data which can controls XPM in SOA by locating polarization controllers within optical fiber loop mirror and demonstrate its performance through simulation and 10Gbps data experiment. The proposed structure needs only one polarization dependent SOA for implementation compared to previous XPM ones to make the cost down. And it provides non-inverted and inverted pattern outputs at two output ports respectively.

1. 서 론

전광 파장변환기는 망의 유연성과 용량을 증가시키기 위한 중요기술중의 하나로 인식되어 왔으며, 초고속 광대역 OXC (Optical Cross Connect) 및 WDM/TDM 광교환 시스템을 위한 핵심기술로 인정되고 있다^[1]. 이러한 파장변환 기술은^[2] 앞으로 초고속 정보통신망을 주도할 WDM 네트워크에서 파장 블로킹(wavelength blocking)을 해결하게 하므로써 한정된 수의 파장만을 활용하면서도 망에 많은 유연성(flexibility)을 부여하여 전체 처리용량

(throughput)을 효과적으로 증가시킬 수 있는 핵심 기술로 인식되고 있다.

본 연구에서는 광섬유 루프미러내에 위치한 SOA (Semiconductor Optical Amplifier)에서 일어나는 XPM과 편광제어기 (Polarization Controller : PC)의 조절에 의하여 RZ (Return-to-Zero) 패턴의 입력 신호를 다른 파장으로 파장변환시키기 위한 구조를 제안하였다. 그리고 제안된 구조에 대한 시뮬레이션을 통하여 출력을 예측하였으며, 이를 10Gbps RZ 신호에 대한 실험을 통하여 확인하였다.

* 강원대학교 전기전자정보통신공학부 광통신 연구실(jeom@kangwon.ac.kr), 논문번호 : 020087-0222, 접수일자 : 2002년 2월 22일

** 한국통신 가입자망연구소 전광통신망 연구실

※ 본 연구는 정보통신연구진흥원 대학기초연구 지원사업의 일부지원과 한국통신 가입자망연구소의 용역계약에 의한 지원금 및 광우과학기술원 초고속광네트워크연구센터를 통한 한국과학재단 우수연구센터 지원금 일부에 의한 것입니다.

II. 제안된 XPM 방식 파장변환기

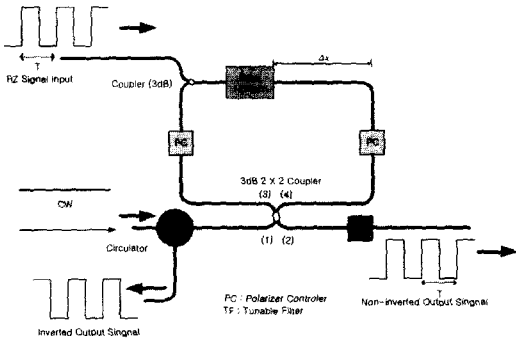


그림 1. XPM을 이용한 제안된 파장변환 실험 구성도

그림 1은 XPM을 이용한 제안된 파장변환시스템의 구조를 나타낸 것으로서, RZ 형태의 입력 데이터에 대하여 같은 형태(비반전) 및 반전된 출력을 각각 얻을 수 있다. 특히 제안된 파장변환 구조는 XPM을 이용하는 기존의 구조들과 달리 비교적 저가의 편광 의존형 SOA를 한개만 필요로 한다는 점이 특징이다. 루프내의 SOA는 그림에서 보는 바와 같이 루프입력으로부터 SOA의 좌와 우까지의 거리 차이가 Δx 가 되는 곳에 위치 시켰다.

제안된 구조의 동작원리를 설명하면 다음과 같다. 루프미러내로 입력된 CW 신호는 2x2 3dB 광섬유 커플러를 통과한 후에 각각 시계방향과 반시계방향으로 진행하게 된다. 그러나 반시계 방향의 CW (Continuous Wave)신호는 시계방향보다 Δx 에 의한 시간 지연 때문에 그만큼 늦게 SOA를 통과하게 된다. 따라서 루프미러내에서 동시에 출발한 두 CW 신호는 SOA를 통과하는 시점이 서로 다르기 때문에 각 CW 신호는 SOA 통과시점의 SOA 굴절률에 따르는 위상변화를 겪게 된다.

SOA내에서는 데이터 광 신호의 존재유무에 따라서 통과하는 CW 빛이 겪게되는 굴절률이 다르다. 보통 SOA내에 데이터 광 신호가 존재하게 되면 데이터 광 신호가 이득을 얻게되기 때문에 SOA내의 캐리어의 수는 줄어들고, 이는 SOA의 굴절률을 증가시키게 된다^[3]. 편광의존형 SOA의 경우에는 SOA가 정상상태에 있을 때 CW의 편광에 따라서 SOA의 굴절률 또한 다르게 된다. 본 연구에서 제안된 구조에서는 편광제어기를 사용하여 SOA에 입사되는 CW의 편광을 조정할 수 있으므로 CW가 SOA를 통과하며 겪게되는 굴절률을 시계방향과 반시계

방향 그리고 데이터 광 신호의 존재유무 등의 4가지 조합의 경우로 나눌 수 있다.

시계방향과 반시계방향의 CW 빛이 Δx 에 의한 시간지연만큼의 차이를 두고 각각 SOA를 통과할 때 일어나는 두 방향간의 위상차를 식(1)에 나타내었다.

$$\Delta\phi_{SOA} = k_0 \Delta n l \quad (1)$$

위 식에서 k_0 와 l 은 각각 공기 중에서의 웨이브 벡터(wavevector)와 SOA 칩의 길이를 나타낸다. Δn 은 시계방향과 반시계방향의 CW 빛이 각각 서로 다른 시간에 SOA를 통과하면서 겪게 되는 굴절률의 차를 나타내며, SOA의 굴절률이 시간에 따라 변한다면 이 역시 시간의 함수가 된다.

그림 1의 광섬유 루프미러에 입사된 CW 빛이 시계방향과 반시계방향으로 루프를 거친 후에 2x2 3dB 광섬유 커플러의 출력(2)로 통과되는 정도를 나타내는 투과율 T 는 다음과 같이 표시된다^[4].

$$T = \frac{1}{2} [1 + V \cos(\Delta\phi_{total})]$$

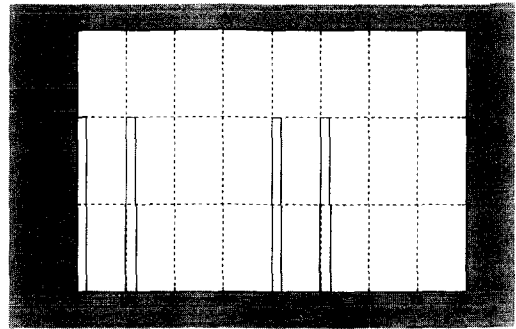
$$\Delta\phi_{total} = \pi + \Delta\phi_{SOA} - \varepsilon \quad (2)$$

여기서 $\Delta\phi_{total}$ 은 루프미러내에서 양방향 CW간의 총 위상차를 나타낸다. V 는 간섭계의 visibility를 나타내며 1보다 작거나 같은 양수이다. ε 은 루프의 광섬유내에서 일어나는 양방향간의 위상차와 관련된다. $\Delta\phi_{SOA}$ 는 SOA내에서 야기되는 두 방향간의 위상차로서, 식 1에 나타내었다. V 와 ε 은 광섬유의 복굴절(≈ 0.0002)과 CW 빛의 편광에 따라 변하는 값이며, $\Delta\phi_{SOA}$ 역시 편광의 함수이다. 그러나 $\Delta\phi_{SOA}$ 값에 의해 출력의 큰 줄기가 결정되고 ε 은 이로부터 약간의 변화를 가져온다. 따라서 본 연구에서는 큰 오차가 없는 범위내에서 해석의 간편을 위하여 편광에 따른 $\Delta\phi_{SOA}$ 값의 변화만을 고려하고 ε 값의 변화는 무시하도록 하겠다.

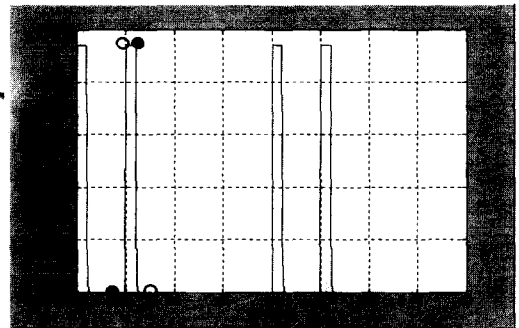
SOA의 이득회복 시간은 SOA를 사용하는 제반 광 시스템의 적용가능 데이터 속도를 제한하게 된다. 그러나 요즘은 SOA의 성능이 많이 개선되어 이를 이용한 10Gbps 나아가서는 40Gbps 시스템들이 발표되고 있다. 일반적으로 전송속도 2.5Gbps 이하에서는 SOA의 이득 회복시간이 데이터 펄스의 폭에 비하여 짧지만, 10Gbps 이상의 초고속에서는 SOA 이득 회복시간이 펄스 폭보다 길어지기 시작한다.

본 논문에서 제안된 구조도 SOA의 이득회복 시간과 관련하여 데이터 속도를 두 영역으로 구분하여 고려하여야 한다. 먼저 2.5Gbps이하의 데이터 속도에서는 동일한 파형의 출력 펄스를 얻기 위하여 $(\tau+T_r)(c/n) < \Delta x < (T-\tau-T_r)(c/n)$ 을 만족하도록 Δx 를 조절하여야 한다. 여기서 τ 는 입력 광펄스 폭을 나타내고, T_r 은 SOA의 이득회복 시간, T 는 입력 광펄스 주기를 나타내며, c 는 광속도, n 은 광섬유의 굴절률을 나타낸다. 그러나 이러한 조건에서는 한개의 입력 데이터 "1"에 대하여 Δx 만큼 지연된 2개의 연속된 "1"이 출력된다. 이를 보이기 위하여 그림 2에서는 100Mbps로 입사된 duty ratio 20%의 RZ 입력 데이터 신호 "1100" 패턴을 가정하고 $\tau = 2\text{ns}$, $T_r = 200\text{ps}$, $T = 10\text{ns}$, 그리고 3ns에 해당하는 Δx 등의 변수를 사용하여 그림 1의 실험장치에 대한 시뮬레이션 결과를 보여준다. 그림 2(a)에서는 "1100" 패턴을 가지는 duty ratio 20%의 직각 펄스 RZ 입력 데이터 파형을 보였고, 그림 2(b)에서는 이러한 입력 데이터에 의한 SOA의 굴절률 변화를, 그리고 그림 2(c)에서는 출력파형을 보였다. 그림 2(b)에서 SOA의 이득 회복시간에 비하여 펄스 파형의 폭이 너무 넓어서 SOA 굴절률의 변화가 입력 파형과 거의 동일함을 알 수 있고, 그림 2(c)로부터 입력 펄스 1개당 Δx 에 의하여 3ns만큼 지연된 펄스 2개가 연속으로 생성됨을 알 수 있다. 그림 2(c)의 연속된 출력 펄스중에서 앞의 펄스는 그림 2(b)의 A영역에서 보여진 두 방향간의 굴절률 차에 의하여 생성되며, 뒤의 펄스는 B영역에서 보여진 두 방향간의 굴절률 차에 의하여 생성된다. 그림 2(b)에서 검은 점은 시계방향 CW를 나타내며 하얀 점은 동시에 광섬유 루프에 입력된 반시계방향 CW를 나타낸다. 하얀 점은 Δx 만큼의 거리차에 기인한 시간차를 유지하면서 항상 검은 점의 오른쪽에 놓이게 된다.

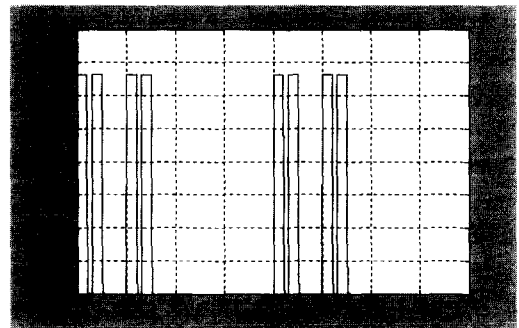
그런데 우리에게 필요한 출력은 그 중에 하나이므로 다른 하나는 원치 않는 dummy 데이터 신호이며 이는 제거되어야 한다. 이를 제거하기 위하여 본 연구에서는 광섬유 루프내에 편광제어기를 두었으며 SOA의 편광의존성을 이용하였다. 따라서 편광제어기의 적절한 조절에 의하여 dummy 데이터를 제거할 수 있으며, 출력단(1)은 입력된 신호의 반전 형태로, 출력단(2)는 입력신호와 같은 형태(비반전 형태)로 출력된다. 가장 좋은 출력을 얻기 위해서는 편광제어기를 사용하여 dummy 데이터를 제거하면서 동시에 visibility를 1로 만드는 것이 최선이지만



(a) "1100" 패턴을 가지는 duty ratio 20%의 100Mbps RZ 입력 데이터 파형



(b) 입력 데이터에 의한 SOA의 굴절률 변화



(c) 입력 펄스 1개당 연속으로 생성된 2개의 출력 펄스 파형

그림 2. "1100" 패턴 RZ data (100Mbps)에 대한 시뮬레이션 결과

이는 어려운 일이다. 어떤 경우에도 dummy 데이터 신호는 필히 제거되어야 하므로 편광제어기는 우선적으로 이를 만족시키도록 조절이 되어야 하지만 이는 visibility를 매우 저하시킨다. 따라서 dummy 데이터가 제거된 파장변환된 출력신호는 낮은 소광비를 가지게 된다.

본 구조에서는 SOA의 편광의존성을 이용하여 dummy 출력을 제거하기 때문에 일반적인 경우와는

달리 오히려 편광의존형 SOA가 요구된다. 이는 편광무관형 SOA에 비하여 제작이 쉽고 따라서 가격이 저렴하기 때문에 제안된 구조의 장점으로 작용한다.

한편 10Gbps 이상의 속도에서는, 경험적으로 $\Delta x \leq \frac{1}{3} \left(\frac{C}{n} \right)$ 와 $T_r \approx 4\tau$ 인 조건을 만족할 때 우수한 파장변환 출력 광펄스를 얻을 수 있다. 왜냐하면, 이러한 조건하에서는 dummy 데이터 출력이 자동적으로 제거될 수 있으므로, 이제는 편광제어기를 간섭시에 양방향 빛들의 편광이 서로 같아지도록 조정하는 용도로만 사용할 수 있기 때문에 visibility를 1에 가깝게 만들 수 있다. 이는 결국 소광비를 증가시키는 바람직한 결과를 가져온다. 그리고 Δx 가 매우 작기 때문에 파장변환된 출력 광펄스의 폭은 입력 광펄스의 폭보다 다소 좁아지게 되며, 또한 입력신호에 대한 출력신호의 지연시간이 줄어들게 된다.

이를 확인하기 위하여 그림 3(a)와 같은 "1100" 패턴을 가지는 10Gbps의 입력 데이터에 대하여 SOA내에서의 굴절률 (또는 이득, 단 방향이 반대임) 변화가 그림 3(b)과 같이 주어진다고 가정하였다. 여기서 굴절률의 증가부분은 입력 데이터 펄스의 형태처럼 가우시안 펄스 형태를 따르며, 감소부분은 대략 200ps의 SOA 이득회복시간을 고려하였을 때 지수 감소함수 형태를 따른다. 그림 1에서 주어진 실험 set-up에 대하여 위의 굴절률의 변화와 Δx 에 의한 시간 지연 15ps를 적용하여 시뮬레이션을 수행하면 그림 3(c)와 같은 출력 데이터 파형이 얻어진다. 그림에서 알 수 있듯이 dummy 데이터 출력이 자동으로 거의 제거되었으며, 앞에서 언급한 다른 사항들도 잘 만족되는 것을 알 수 있다.

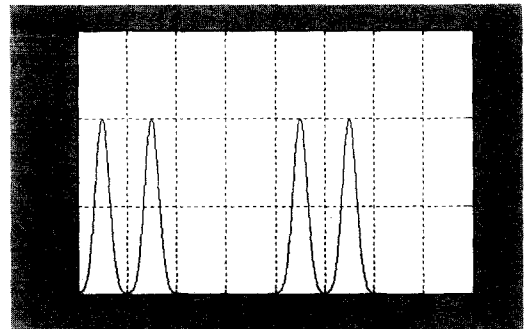
이들을 설명하기 위하여 그림 3(b)를 살펴보기로 하겠다. 그림에서 검은 점과 하얀 점에 대한 정의는 그림 2(b)의 경우와 동일하다. Dummy 데이터가 제거된 것은 C영역에 대한 설명을 통하여 이해될 수 있다. C영역은 "1"의 하강부분에 해당한다. 이 영역은 검은 점과 하얀 점의 굴절률차가 매우 적은 부분이며, 따라서 시계방향 CW와 반시계방향 CW가 SOA내에서 겪게되는 두 방향간의 위상차가 매우 작다. 이로 말미암아 dummy 데이터가 거의 출력되지 않음을 알 수 있다.

다음으로 그림 3(c)에서 "0" 다음에 오는 첫 번째 "1"의 펄스 크기가 연속되어 나오는 두 번째 "1"의 펄스 크기보다 더 크게 나타나는데, 이는 A영역과 B영역을 통하여 설명될 수 있다. A영역은 "0"과

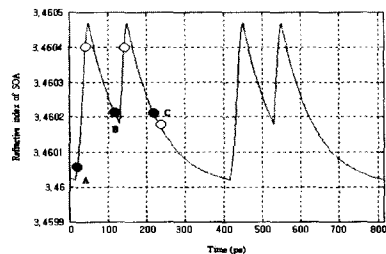
"1"의 경계영역으로 SOA 이득곡선이 가우시안 형태로 급격하게 증가하기 시작하는 곳이다. 이는 시계방향 CW와 반시계방향 CW가 SOA내에서 겪게되는 굴절률의 차가 최대가 되는 지점이다. 따라서 이 영역에서 두 방향간의 위상차가 최대가 되며, 이로 말미암아 비반전 출력에서는 펄스의 침투치가 얻어진다. 한편 B영역은 "1"과 "1"의 경계영역이다. 앞선 "1"의 하강부분에서 SOA는 이득회복중에 있으며 이득이 회복되어가는 중에 다음의 "1"이 들어와 그림과 같이 이득이 감소한다(굴절률과 방향이 반대임). B영역에서는 A영역과는 달리 시계방향 CW와 반시계방향 CW가 SOA내에서 겪게되는 굴절률의 차가 A 영역보다는 조금 작게된다. 따라서 두 방향간의 위상차가 A영역보다 작게 되고, 이로 말미암아 A영역보다 조금 작은 펄스가 얻어진다.

그리고 그림 3(c)로부터 출력된 비반전 펄스는 원래의 입력 데이터 펄스보다 펄스폭이 조금 더 작은 것을 알 수 있다. 이는 그림 3(b)의 A와 B 영역에서만 비반전 펄스가 생성되기 때문이다.

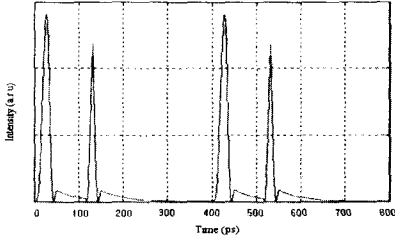
만일 Δx 를 더욱 작게하면 dummy 데이터가 더욱 작아지고 출력 펄스들의 크기가 거의 같아지지만 반면에 출력 펄스들의 크기가 작아지고 펄스폭이 너무 좁아지게 된다.



(a) "1100" 패턴을 가지는 duty ratio 50%의 10Gbps RZ 입력 데이터 파형



(b) "1100" 패턴 입력 데이터에 따른 SOA의 굴절률 (또는 이득, 단 방향은 반대) 변화 곡선



(c) 파장변환 시뮬레이션 결과 출력

그림 3. “1100” 패턴을 가지는 입력 데이터에 대한 파장변환 시뮬레이션

III. 결과

실험에서 10Gbps 데이터 신호원으로는 한국통신의 광변조기를 그리고 CW의 광원으로는 한국통신의 tunable LD를 사용하였다. 그림 2는 그림 1의 루프내의 SOA 왼쪽에서 측정된 입력 데이터 광 신호와 CW의 스펙트럼을 보여준다. 왼쪽은 입력 데이터 광 신호이며 중심파장이 1571.65nm이고, 오른쪽은 CW 광원이며 중심파장이 1574.13nm이다. 두 광원의 스펙트럼 선폭은 원래 서로 비슷하지만, 실험에서는 입력 데이터 광 신호가 변조되어 있기 때문에 이의 스펙트럼이 좀 더 넓어졌음을 보여준다. 그리고 그림으로부터 SOA에서 나오는 ASE에 의하여 기저선의 스펙트럼이 오른쪽으로 갈수록 조금씩 감소되는 것을 볼 수 있다.

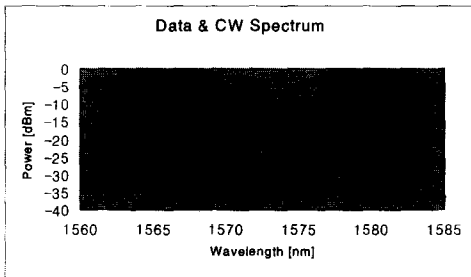


그림 4. SOA의 오른쪽에서 측정된 입력 데이터 광 신호와 CW의 스펙트럼

편광제어기로는 도남시스템의 In-line polarization controller를 사용하였고, 2x2 3dB 광섬유 커플러로는 한국단지(주)의 제품을 사용하였다. 써큘레이터는 Photonic Technologies사의 제품을 사용하였다. 가변필터는 JDS 제품을 사용하였으며, 통과대역폭은 약 1nm이다. Δx 를 조절하기 위하여 오리엔트 산택

사의 거리지연기를 사용하였다. 실험에서 모든 광소자들은 FC/APC 커넥터를 가지고 있으며, 광소자간의 연결은 어댑터를 사용하였다. 광스펙트럼 분석기와 DATA Communication Analyzer는 HP 제품을 사용하였다.

본 실험에서 사용된 SOA는 Alcatel사의 제품을 사용하였으며, SOA 공급전류는 230mA이었다.

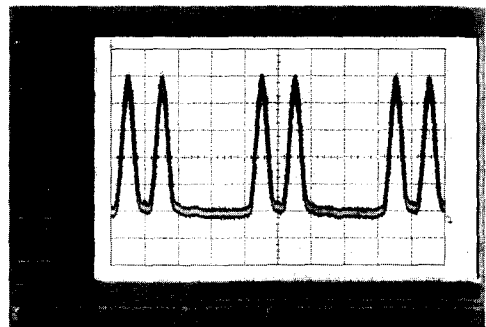
제안된 구조에 대한 파장변환 실험 결과를 아래 그림들에서 나타내었다. 실험에서 입력 RZ 데이터 신호의 속도는 10Gbps이며, duty ratio는 50%로 하였다. 이 경우에 루프입력으로부터 SOA의 좌와 우까지의 거리차인 Δx 는 약 1cm 이하일 것이 요구되며, 그림 3의 시뮬레이션과 동일한 조건을 맞추기 위하여 비대칭길이 Δx 는 시간으로 환산하여 15ps가 되도록 하였다.

본 실험에서는 두가지 패턴의 입력 RZ 데이터를 사용하였다. 그리고 각 경우에 대해 출력으로서 루프미러 출력(2)를 지나 필터의 출력단에서 비반전된 파장변환 파형과 써큘레이터를 지나 필터의 출력단에서 반전된 파형을 각각 측정하였다. 실험결과에서 알 수 있듯이 제안된 구조는 입력된 데이터 신호에 대해 비반전 및 반전된 파장변환 출력을 동시에 제공한다.

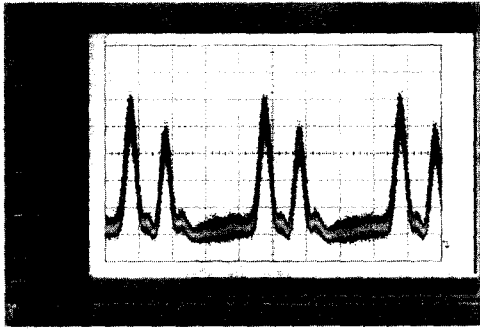
먼저 입력 RZ 데이터 신호의 패턴 “1100”을 사용하여 실험하였으며, 이 결과를 그림 3에 나타내었다.

그림 4(b)에서 보여진 비반전 출력은 그림 3(c)의 시뮬레이션 결과와 매우 잘 일치함을 보여준다. 우선 dummy 데이터가 자동적으로 거의 제거되었음을 보여주며, “0” 다음에 오는 첫 번째 “1”의 펄스가 연속되어 나오는 두 번째 “1”의 펄스보다 더 크게 나타남을 보여준다. 그리고 출력 광펄스의 폭이 입력 광펄스의 폭보다 조금 좁아진 것을 알 수 있다.

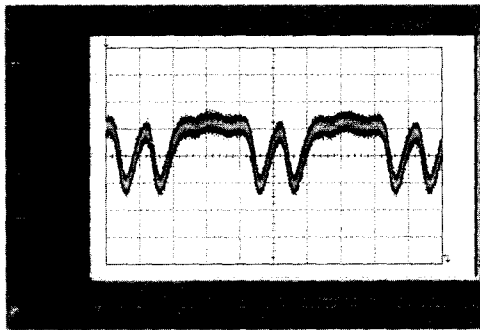
Pattern : 1100110011001100



(a) 입력 RZ 데이터 신호패턴 1100



(b) 파장변환된 비반전 출력



(c) 파장변환된 반전 출력

그림 4. 입력 RZ 데이터 신호로서 패턴 1100을 사용한 실험결과

실험에서는 편광제어기를 조정하여 visibility를 1 가깝게 하므로써 소광비가 증가되었으며, 또한 Δx 가 매우 작으므로 파장변환 과정에서 일어나는 출력 데이터 지연이 줄어든다. 한편 이처럼 시뮬레이션과 실험결과가 매우 잘 일치하는 것으로부터 본 실험에서 사용된 SOA의 이득회복시간은 대략 200ps 정도임을 유추할 수 있다.

그림 4(c)는 2x2 3dB 커플러의 또 다른 출력(1)에서 얻어진 반전 출력파형을 보여준다. 그러나 그림 4(b)에서 보여진 비반전 출력의 경우보다 소광비가 적은 것을 알 수 있다. 이 결과들과 식(2)를 관련시켜보면 본 실험의 조건하에서 입력 데이터 "1"에 대한 $\Delta\phi_{SOA}$ 의 최대값이 대략 110° 정도임을 알 수 있다. 이를 SOA의 굴절률 변화량 Δn 으로 환산하면 대략 0.00047이 된다.

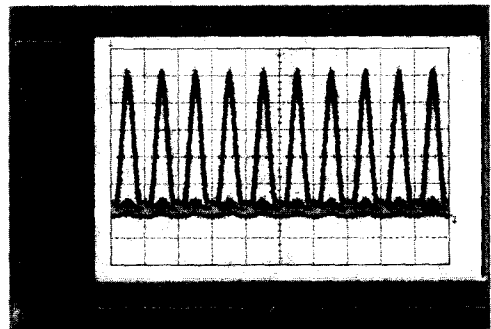
다음으로 입력 RZ 데이터 신호의 패턴으로서 PRBS $2^{23} - 1$ 을 사용하였으며, 그 결과를 그림 5에 보였다. 앞의 경우처럼 패턴이 일정한 경우와는 달리 입력 데이터 펄스가 랜덤하게 주어지기 때문에 비반전 출력 펄스들의 크기가 일정하게 나타남을

알 수 있다. 그리고 앞의 경우처럼 비반전 펄스의 폭이 입력 데이터 펄스 폭보다 좁은 것을 알 수 있다.

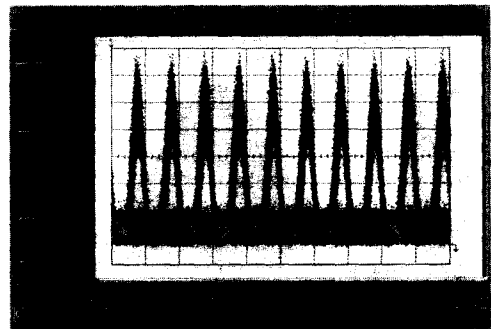
그림 6에서는 입력 RZ 데이터 신호의 패턴으로서 PRBS $2^{23} - 1$ 을 사용한 경우에 대하여 그림 (a)에 back-to-back으로 측정된 눈패턴(eye pattern)과 그림 (b)에 파장변환된 출력신호의 눈패턴을 나타내었으며, 각각의 경우에 대한 소광비(extinction ratio)를 측정하였다.

Back-to-back으로 측정된 입력 RZ 데이터 신호의 소광비는 최대 11.96dB이었으며, 파장변환된 출력신호의 소광비는 최대 9.55dB이었다.

Pattern : PRBS $2^{23} - 1$



(a) 입력 RZ 데이터 신호패턴 PRBS $2^{23} - 1$



(b) 파장변환된 비반전 출력

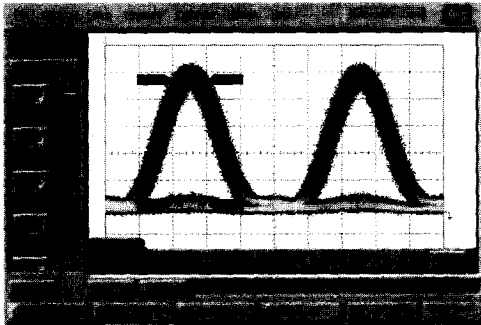
그림 5. 입력 RZ 데이터 신호로서 패턴 PRBS $2^{23} - 1$ 을 사용한 실험결과

그러나 본 실험에서 사용된 필터의 통과대역폭이 1nm이므로 이를 통하여 출력되는 SOA의 ASE 파워가 그림의 눈패턴에는 포함되어 있다. 따라서 사용된 필터의 통과대역폭이 파장변환 신호의 스펙트럼만을 통과시킬 정도로 충분히 좁다면 파장변환 신호의 소광비는 조금 더 개선되었을 것이다. 실제 시스템 적용면에서는 10dB 정도의 소광비는 시스템

성능을 만족시키기에 충분한 값으로 알려져 있다. 앞으로 소광비를 더욱 개선하기 위한 연구가 요구된다.

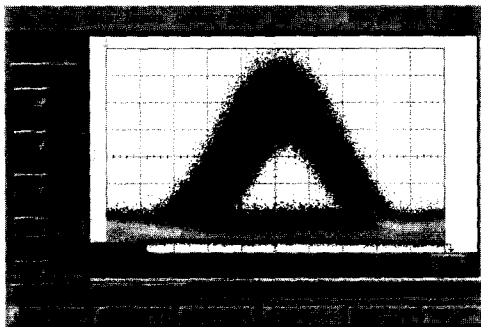
본 실험에서는 입력 데이터 광 신호를 얻기 위하여 광변조기를 사용하였으며, 이때 측정된 입력 데이터 광 신호의 OSNR(optical signal-to-noise ratio)은 그림으로부터 약 25dB이다. 실제 시스템에서는 약하게 들어온 데이터 광 신호를 먼저 EDFA와 같은 광증폭기를 사용하여 증폭시킨 다음에 이를 파장변환기의 입력 데이터 광 신호로 사용하게 된다.

Pattern 소광비
Max. : 11.96dB



(a) Back-to-back 측정

변환 후 소광비
Max. : 9.55dB



(b) 파장변환된 출력신호 측정

그림 6. 입력 RZ 데이터 신호의 패턴으로서 PRBS $2^{23}-1$ 을 사용한 경우에 대하여 back-to-back과 파장변환된 출력신호의 눈패턴 및 각각의 경우에 대한 소광비

따라서 실제 시스템에서의 입력 데이터 광 신호의 OSNR은 매우 작다. 일반적으로 파장변환기의 출력 광 신호의 OSNR은 입력 데이터 광 신호의 OSNR로부터 크게 영향을 받지 않으며 거의 일정한 값을 나타내는 것으로 알려져 있다.

최근에 10Gbps 이상의 속도^[5] 특히 40Gbps에서는 NRZ (Nonreturn-to-Zero) 형태보다 RZ 형태의 데이터가 전송성능면에서 더 우수한 것으로 알려짐에 따라 본 연구에서 제안된 RZ 데이터에 대한 파장변환기 구조는 앞으로 더욱 적용가능성이 높다고 볼 수 있다.

IV. 결론

10Gbps 이상의 초고속 전송에서는 전송성능면에서 RZ 형태가 NRZ 형태보다 우수하다고 알려져 있다. 본 연구에서는 광섬유 루프미러내에서 편광제어기를 사용하여 SOA에서의 XPM을 조절할 수 있는 RZ 데이터용 파장변환기를 제안하였다. 그리고 입력 데이터 속도에 따른 시뮬레이션을 통하여 출력 파형을 예측하였고 속도에 따른 최적조건을 제시하였으며, 이를 10Gbps RZ 데이터에 대한 실험을 통하여 확인하였다. 제안된 구조는 RZ 형태의 입력 데이터를 파장변환함에 있어 단지 한 개의 SOA만을 필요로 하므로 다른 구조에 비하여 고가인 SOA 소자 수를 반으로 줄일 수 있으며, 보다 저가인 편광의존형 SOA를 요구하므로 비용 면에서 장점이 있다. 그리고 광섬유 루프미러 구조를 이용한 간섭계를 사용하므로 마이켈슨이나 마하젠더 구조의 간섭계에서 요구되는 팔 길이 제어의 어려움을 쉽게 극복할 수 있어 제작이 매우 용이하다. 또한, 입력 데이터 신호에 대하여 반전 및 비반전 패턴을 가지는 파장변환 신호를 양 출력단에서 동시에 얻을 수 있다. 이로부터 제안된 구조가 기존의 XPM을 이용한 구조들에 비해 비용 및 공정, 그리고 활용면에 있어서 많은 장점을 가지고 있음을 알 수 있다.

참고 문헌

- [1] E. Iannone and R. Sabella, "Performance Evaluation of an Optical Multi-Carrier Network Using Wavelength Converters Based on FWM in Semiconductor Optical Amplifiers," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 13, No. 2, pp. 312-324, Feb. 1995.
- [2] D. Nasset, T. Kelly, and D. Marcenac, "All-Optical Wavelength Conversion using SOA Nonlinearities," *IEEE Commun. Magazine*, Vol. 36, No. 12, pp. 56-61, Dec. 1998.

- [3] K. Obermann, D. Breuer, and K. Petermann, "Performance Analysis of Wavelength Converters Based on Cross-Gain Modulation in Semiconductor-Optical Amplifiers," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 16, No. 1, pp. 78-85, Jan. 1998.
- [4] 정호진, "Sagnac 루프 반사경을 이용한 광섬유 레이저 자이로스코우프에서 모드로킹된 펄스의 편광 가역성 연구," *KAIST 박사학위논문*, 1996.
- [5] T. Durhuus, B. Mikkelsen, C. Joergensen, S. L. Danielsen, and K. E. Stubkjaer, "All-Optical Wavelength Conversion by Semiconductor Optical Amplifiers," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 14, No. 6, pp. 942-954, June 1996.

이 승 우(Seungwoo Yi)



1992년 2월 : 강원대학교
물리학과 졸업
1997년 8월 : 강원대학교
물리학과 석사
2000년 2월~현재: 강원대학교
전자공학과 박사과정

<주관심 분야> 광통신, 광교환, 광소자

이 혁 수(Hyuksu Lee)



2002년~현재 : 강원대학교
전기전자정보통신공학부
2년
<주관심 분야> 광통신, C/C++
프로그래밍

윤 경 모(Kyeong Mo Yoon)



1994년 2월 : 강원대학교
공과대학 전자공학과 졸업
1996년 2월 : 강원대학교
전자공학과 석사
1996년~1998년 : 한국통신 교환
기술연구소 광교환
연구팀 전임 연구원

정회원

1998년~현재 : 한국통신 가입자망연구소 전광통신망
연구실 전임연구원
<주관심 분야> 광 네트워크 기술, 초장거리 DWDM
광통신 기술, 광교환 기술

이 용 기(Yong Gi Lee)

정회원



1981년 2월 : 경북대학교
공과대학 전자공학과
1985년 2월 : 경북대학교
전자공학과 석사
1996년 2월 : 일본 동북대학
공과대학 공학연구과
(공학박사)

1985년~현재 : 한국통신 가입자망연구소 전광통신망
연구실 실장
<주관심 분야> 파장분할 광통신 및 디바이스 기술, 광
테스트 베드 구축기술, 광 인터넷 기술

엄 진 섭(Jinseob Eom)

정회원



1982년 2월 : 서울대학교
전자공학과
1984년 2월 : 서울대학교
전자공학과 석사
1990년 12월 : 미국 Texas A&M
University 전기공학과
(공학박사)

1985년~1987년 : 한국통신 전임연구원
1991년~1992년 : 한국통신 선임연구원
1992년~현재 : 강원대학교 전기전자정보통신공학부
부교수
<주관심 분야> 광통신, 광교환, 광소자