

Re-timing 기능을 생략한 광/전/광 파장변환기의 cascability 분석 및 측정

장윤선[†] · 김광준

한국전자통신연구원

Ⓣ 305-350 대전광역시 유성구 가정동 161

(2003년 3월 6일 받음, 2003년 5월 7일 수정본 받음)

2R 광/전/광 파장변환기는 이미 검증된 기술을 사용하여 간단히 구현할 수 있으며 데이터 전송율을 제한하지 않는다는 장점이 있다. 그러나, 이 방식은 각 파장변환기를 통과하면서 타이밍 지터 성분이 계속 누적되어 cascability가 제한된다. 본 논문에서는 통상적인 정현파 신호 모델 대신 보다 현실적인 비선형 신호 모델을 제안하여 시스템 성능에 미치는 타이밍 지터의 영향 및 2R 광/전/광 파장변환기의 cascability를 이론적으로 분석하였으며, 40-km re-circulation loop 실험 장치에서 10 Gb/s 신호에 대한 cascability를 측정하여 계산 결과와 비교하였다.

주제어 : optoelectronics wavelength converter, 2R, Jitter accumulation, cascability.

I. 서 론

광통신 트래픽이 증가함에 따라 WDM(Wavelength Division Multiplexed) 기반의 광전송망은 대용량화 되고 있으며 복잡한 구조의 광 네트워크가 형성되는 추세이다. 이러한 망의 진화와 함께, 채널 충돌 시 우회 파장을 제공하고 복잡한 망 구조에서 파장 사용의 효율성을 높여주는 파장변환기가 요구 되었다. 파장 변환기는 특정 파장에 실려 있는 정보를 그대로 원하는 다른 파장으로 옮겨 놓는 기능을 수행하며 크게 전광(All optical) 방식과 광/전/광(Optoelectronic) 방식으로 나누어진다.^[1] 전광전송망을 목표로 SOA(Semiconductor Optical Amplifier) 또는 NOLM(Nonlinear Optical Loop Mirror) 등을 사용한 전광방식의 파장 변환기는 현재 까지 많은 연구들이 수행되고 있다.^[2,3] 그러나, 현재의 전광방식 기술 수준은 아직 상용화 시스템에 적용되기엔 이르며, 실제 상용화 시스템에는 파장가변레이저(Tunable laser)를 장착한 광/전/광 방식 파장변환기가 용이하다. 광/전/광 파장변환기는 기존의 검증된 광트랜스폰더 상용화 기술을 그대로 사용한 것으로 구현이 쉽고 간단하며 입력 광신호의 파워 허용 범위가 넓다는 장점이 있다.

광 전송망에는 SDH(Synchronous Digital Hierarchy), GbE(Giga-bit Ethernet) 등 다양한 전송율을 갖는 시스템들이 설치되며 최근에는 FEC(Forward Error Correction)의 도입과 함께 약간씩 전송율을 달리하는 여러 전송 속도의 데이터들이 존재 하게 되었다. 따라서, 전송 속도의 처리 대역이 넓은 망 소자들이 요구되고 있다. 파장변환기의 경우, 전광방식은 전송율에 무관하게 동작 가능하므로 문제가 없으나 광/전/광 방식은 클럭 및 데이터 처리부에서 전송율에 제한을 받게 된다. 이 문제점을 해결하기 위한 방안으로 multi-rate CDR(Clock

& Data Recovery) 소자를 사용할 수 있으나 아직은 개발 수준이 아주 좁은 전송율 범위에서만 동작되므로 제한이 따른다. 가장 간단하고 전송율에 무관하게 동작시키는 방법으로 3R(re-amplifier, re-shaping, re-timing) 광/전/광 파장변환기에서 re-timing 기능을 생략하는 2R 광/전/광 방식이 있다.

2R 광/전/광 파장변환기는 CDR 기능을 생략하였으므로 구현이 간단하고 데이터 전송율에 제한을 주지 않는다는 장점이 있지만 리미팅증폭기 처리부에서 잡음 성분으로 인해 발생하는 타이밍 지터 성분이 파장변환기를 거치면서 계속 누적되는 단점이 있다.^[4] 본 논문에서는 파장변환기를 구성하고 있는 외부변조기 및 리미팅증폭기와 같은 비선형 응답특성을 가진 소자들과 전기적 대역폭 등의 영향을 고려하여 정현파 모델이 아닌 비선형 신호 모델을 정의 한 후, 타이밍 지터에 의한 시스템 성능 감소 및 2R 광/전/광 파장변환기를 사용하였을 때 타이밍 지터의 누적으로 인한 cascability 감소에 대해 이론적으로 분석해 보았다. 그리고 40-km re-circulation loop를 사용하여 10 Gb/s급 신호에 대해서 3R 또는 2R 광/전/광 파장변환기의 cascability를 측정하여 타이밍 지터 누적에 대한 영향을 확인해 보았다.

II. 이론적 분석 결과

2R 광/전/광 파장변환기의 일반적인 구성을 살펴보면 그림 1과 같다. 파장변환기에 인가된 광신호는 광수신기에서 광/전 변환을 한 다음 전치증폭기, 리미팅증폭기를 통과한 뒤 고주파 드라이브를 거쳐 외부 변조기를 구동한다. 파장가변레이저에서 원하는 파장으로 출력된 연속성의 광신호는 외부 변조기에 인가되어 변조기의 전기적 입력 신호에 따라 변조된 후 파장변환기의 출력신호로 나오게 된다. 따라서, 파장변환기에 입력된 광신호의 정보가 새로운 광파장에 실려 나오게 된다. 그림 1은 2R 방식이므로 클럭 및 데이터 복구 기능은 생략된다.

[†]E-mail: ysjang@etri.re.kr

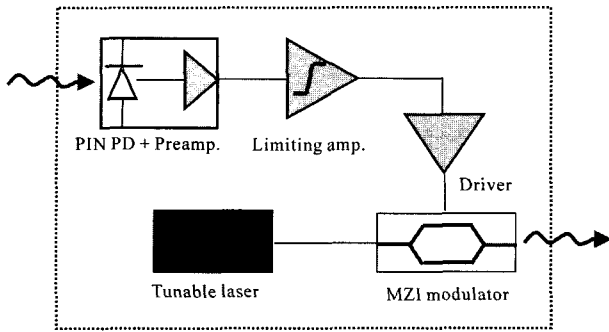


그림 1. 2R 광/전/광 파장변환기의 일반적인 구성도.

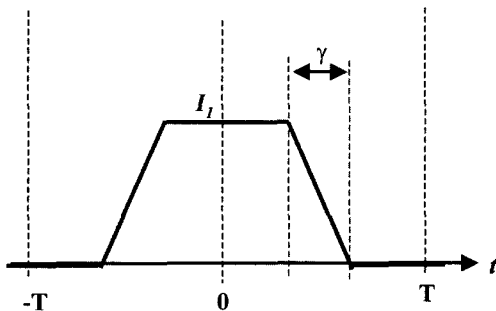


그림 2. 비선형 특성을 고려한 판별회로에서의 신호 모델.

광/전/광 파장변환기는 리미팅증폭기 및 MZI(Mach-Zehnder Interferometer) 외부변조기 등과 같은 비선형 응답특성을 갖는 소자들들을 포함하고 있기 때문에 기존의 선형 응답 소자들에 사용되는 정현파 모델^[5] 대신 비선형 계수를 넣은 모델을 사용하는 것이 적합하다. 비선형 계수에는 소자들의 비선형 응답특성 뿐만 아니라 비선형 계수에 따른 신호 모델의 기울기 특성을 통해 전기적 필터의 대역폭으로 인한 영향도 포함될 수 있다. 본 논문에서는 판별(decision) 회로에서 인가되는 출력 신호를 그림 2와 같이 간단한 비선형 계수를 사용하여 다음과 같이 정의하였다.

$$I(t) = \begin{cases} I_1 & , 0 \leq t \leq \frac{T-\gamma}{2} \\ I_1 \left(\frac{1}{2} - \frac{t-0.5T}{\gamma} \right) & , \frac{T-\gamma}{2} \leq t \leq \frac{T+\gamma}{2} \\ 0 & , \frac{T+\gamma}{2} \leq t \leq T \end{cases} \quad (1)$$

여기서, I_1 은 비트 1에 대한 신호 레벨이며, 비트 0에 대한 신호 레벨은 0으로 한다. $T(=1/B, B:\text{bit rate})$ 는 한 비트의 간격이며, γ 는 비선형 계수로서 비선형 응답 소자들의 특성과 전기적 대역폭의 영향을 나타내며 그림 2와 같이 정의한다.

판별회로에서 지터로 인한 시스템 성능저하는 신호가 1에서 0으로 또는 0에서 1로 바뀌는 부분에서 발생된다. 따라서, 판별 신호의 주위 비트 패턴에 따라 다르게 된다. 비트 1에 대한 지터의 영향을 예로 들면, 비트 1을 중심으로 010, 110, 011, 그리고 111과 같이 4개의 비트 패턴이 각각 1/4의 확률을 가지고 발생할 수 있다. 이러한 각 패턴에서 지터로 인한

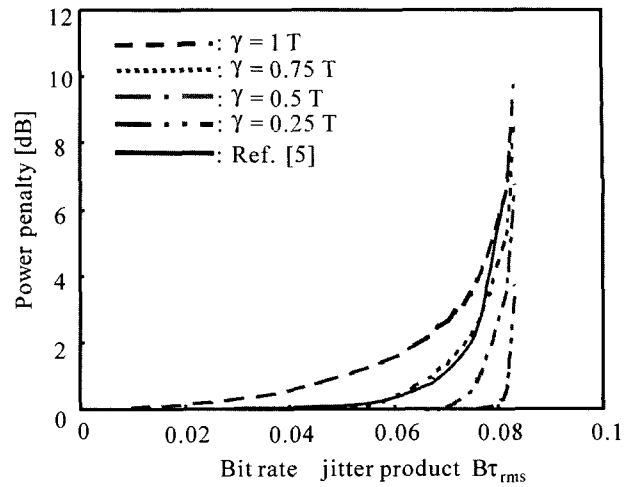


그림 3. 각 비선형 계수에 대해 타이밍 지터로 인한 성능 저하 계산 결과.

비트 에러는 중간 비트 1을 중심으로 전이나 후에 비트 0이 존재하는 경우에만 발생하게 된다. 비트 패턴을 고려하여 비트 에러율을 계산하면 다음과 같다.

$$BER = \frac{1}{4}(BER_{XYX} + BER_{XYY} + BER_{YYX} + BER_{YYY}) \\ = \frac{1}{4} \text{Erfc} \left(\frac{I_D}{\sqrt{2}\sigma_{th}^2} \right) + \frac{1}{4} \int_{-T}^T PDF_{jitter}(\tau) \text{Erfc} \left(\frac{I(\tau) - I_D}{\sqrt{2}\sigma_{th}^2} \right) d\tau \quad (2)$$

여기서, X 와 Y 는 비트 0 또는 1이다. $PDF_{jitter}(\tau)$ 는 지터의 확률 밀도 함수이고, $\text{Erfc}(\cdot)$ 는 complementary error function이다. σ_{th}^2 는 열잡음의 표준 편차이고 I_D 는 판별수치, $I_1/2$ 이다. 본 계산에서 $PDF_{jitter}(\tau)$ 는 평균 = 0, 표준 편차 = σ_{rms}^2 인 가우시안 분포를 갖는다고 가정한다. 여기서 σ_{rms} 는 지터의 RMS 값이다. 수식 (2)의 첫 번째 항은 YY처럼 주위에 같은 종류의 비트 신호를 가져서 지터의 영향은 무시되고 열잡음에 의한 비트 에러율만 발생하는 경우를 나타낸 것이고 두 번째 항은 지터의 영향에 의한 에러율을 나타낸 것이다.

그림 3은 10^{-9} 비트 에러율을 기준으로 지터로 인한 파워 페널티를 계산한 것이다. 전송율에 따른 페널티의 차이를 없애기 위해 지터량을 한 비트의 주기에 대해 표준화하여 $B\tau_{rms}$ 로 나타내었다. 점선은 수식 (2)를 사용하여 각각의 비선형 계수에 대해 계산한 결과이며 실선은 참고 문헌 [5]의 수식 (1)과 (2)를 이용하여 얻은 결과이다. 본 논문의 계산 결과는 파장변환기에 사용된 소자들의 비선형 특성 및 전기적 대역폭을 고려한 다양한 경우의 비선형 계수 조건에 대해 지터의 영향을 보여준다. $\gamma = 0.75T$ 의 결과는 정현파 모델을 사용한 실선의 결과와 유사하나, 실선의 결과는 가장 나쁜 XYX의 비트 패턴에 대해서만 고려한 계산이므로 파워 페널티가 조금 더 나쁘게 평가된 결과이다. $\gamma = 0.75T$ 의 결과에서, 파워 페널티가 0.5dB 이하로 되려면 지터량이 비트 주기의 6% 이내로 발생하여야 함을 알 수 있다. 물론, 비선형 소자의 특성 변화 또는 전기적 대역폭의 증가로 비선형 계수가 작아지면 허용되

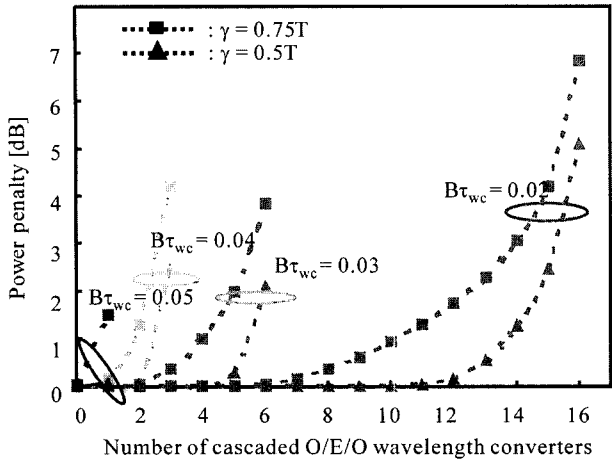


그림 4. $\gamma=0.5T, 0.75T$ 에 대해서 2R 광/전/광 파장변환기의 발생 지터량에 따른 cascability 계산 결과.

는 지터량은 좀 더 커지게 된다. 지터량이 비트 주기의 8% 이상이면 급격하게 파워 페널티는 증가되고, 비선형 계수가 클수록 지터량의 증가에 따라 파워 페널티가 빨리 증가한다.

그림 4는 $B\tau_{wc}=0.02, 0.03, 0.04$ 그리고 0.05 인 각 조건에서, 2R 광/전/광 파장변환기의 통과 횟수에 따른 파워 페널티를 계산한 결과이다. 여기서 τ_{wc} 는 잡음 성분으로 인해 파장변환기 당 발생하는 타이밍 지터의 RMS 값이다. 지터의 분포를 가우시안이라고 가정하였으므로 여러 파장변환기를 통과한 후 최종 수신단에 누적된 타이밍 지터의 표준편차는 각 τ_{wc}^2 의 합이 된다. 그림 3의 결과에서 예측한 것과 같이 파장변환기의 비선형 계수가 감소함에 따라 허용되는 지터량이 증가되어 파장변환기의 cascability가 증가함을 알 수 있다.

III. 실험 결과

실험에 사용된 2R 광/전/광 파장변환기는 10 Gb/s 광/전 변환 및 리미팅증폭기 모듈, 고속 드라이버, 10 GHz LiNbO₃ 외부 변조기, 그리고 Iolon사의 파장가변레이저를 사용하여 그림 1과 같이 구현하였다. 3R 파장변환기에 대한 실험에서는 그림 1의 구성에서 리미팅증폭기 다음에 10 Gb/s 클락 및 데이터 복구 모듈을 삽입하였다.

그림 5는 파장변환기의 cascability를 측정하기 위한 실험 장치로 40-km re-circulation loop를 구성하였다. CLM(Circulation Loop Measurement)은 AOM(Acousto-Optic Modulator) 2개, 2×2 3-dB 결합기 1개, 그리고 AOM 제어 및 측정 트리거 신호 발생 보드로 구성된다. 루프 내에는 40-km 단일 모드 광섬유와 40-km용 분산 보상 광섬유, 파장변환기 2개 등으로 구성되며 전송 링크내의 잡음 성분 영향을 줄이기 위해 광증폭기는 사용하지 않았다. 광섬유내에서 비선형 현상을 줄이기 위해 광섬유에 인가되는 광파워는 감쇠기를 사용하여 0 dBm 이하로 조정하였다.

그림 6은 3R 광/전/광 파장변환기를 사용하여 cascability를 측정된 결과이다. 클락 및 데이터 복구 기능을 포함하고 있으므로 cascability가 아주 좋았으며 18번까지도 파워 페

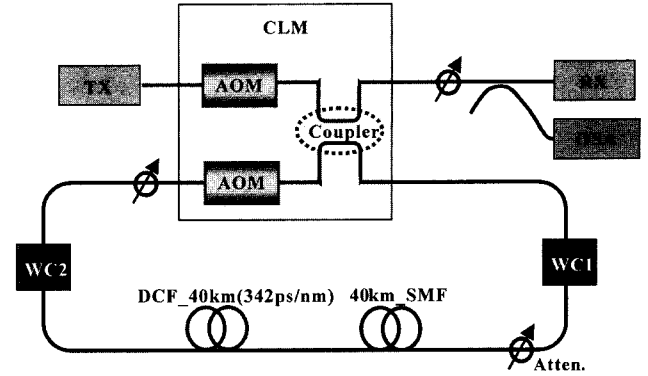


그림 5. 파장변환기의 cascability를 측정하기 위한 re-circulation loop 실험 장치도(TX: 송신기, RX: 수신기, CLM: Circulation Loop Measurement, WC: Wavelength Converter, SMF: Single-Mode Fiber, DCF: Dispersion Compensation Fiber, Attn.: Attenuator, OSA: Optical Spectrum Analyzer).

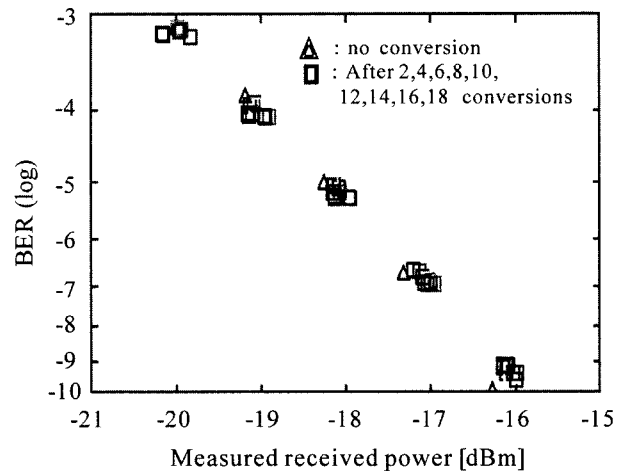


그림 6. 3R 광/전/광 파장변환기의 cascability 측정 결과.

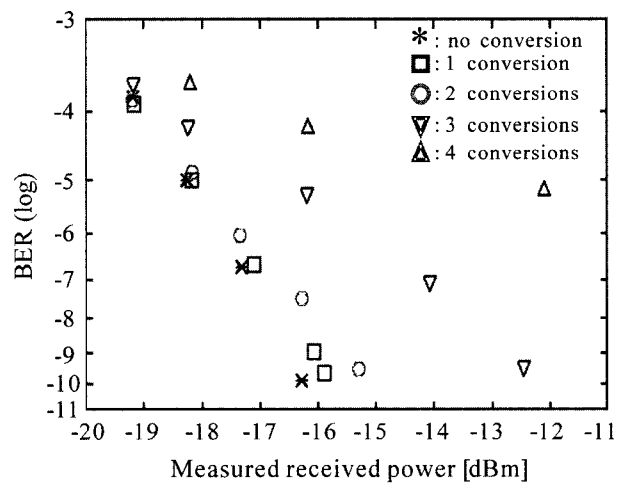


그림 7. 2R 광/전/광 파장변환기의 cascability 측정 결과.

널티 없는 결과가 나왔다. 반면, 그림 7은 같은 조건에서 2R 광/전/광 파장변환기를 사용하여 측정된 cascability 결과이다. 파장변환기를 두 번 거친 후에는 약 1dB의 파워 페널티

가 발생했으며 3개 이상에서는 급격히 파워 페널티가 증가했다. 실험 조건에서, 비선형 계수는 약 0.5T 정도였고 파장변환기 당 지터 발생 값은 약 4.35ps 정도였다. 그림 4의 이론적 결과와 비교해 볼 때 거의 유사한 실험 결과를 얻었다.

IV. 결 론

현재 구현될 수 있는 전송율에 제한이 없는 파장변환기 기술들 중에서 2R 광/전/광 방식은 즉시 상용화 가능한 기술이고 가장 간단한 해결 기술이다. 그러나, 광전송망에서 연속해서 사용될 때 잡음 성분들이 각 파장변환기에서 타이밍 지터로 변환되어 계속 누적된다는 단점이 있다. 본 논문은 이러한 단점을 구체적으로 분석하기 위해 광/전/광 파장변환기내의 비선형 응답 특성 또는 전기적 대역폭 특성 등을 고려한 비선형 신호 모델을 제안하여 타이밍 지터에 의한 시스템 성능 감소 및 cascability를 이론적으로 계산해 보았다. 그리고 계산 결과를 검증하기 위해 40-km re-circulation loop를 사용하여 10Gb/s 광신호에 대해 3R 과 2R 광/전/광 파장변환기의 cascability를 측정해 보았으며 실험결과는 계산결과와 잘 일치하였다.

고정된 정현파 신호 모델 보다는 좀 더 다양한 조건에서 타이밍 지터의 영향을 분석할 수 있었고, 파장변환기의 비선형 응답 특성 및 전기적 대역폭 특성을 나타내는 비선형 계수값

이 작을수록 cascability 증가함을 알 수 있었다.

참고문헌

- [1] K. E. Stubkjaer, A. Klock, P. B. Hansen, H. N. Poulsen, D. Solfson, K. S. Jepsen, A. T. Clausen, E. Limal, and A. Buxens, "Wavelength Converter Technology," *IEICE Trans. commun.* vol.E82-B, no.2, pp. 390-400, 1999.
- [2] S.-C. Cao and J. C. Cartledge, "Measurement-based method for characterizing the intensity and phase modulation properties of SOA-MZI wavelength converters," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, no. 11, pp. 1578-1580, 2002.
- [3] N. Chi, L. Xu, K. S. Berg, T. Tokle, and P. Jeppesen, "All-optical wavelength conversion and multichannel 2R regeneration based on highly nonlinear dispersion-imbalance loop mirror," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, no. 11, pp. 1581-1583, 2002.
- [4] P. Ohlen and E. Berglind, "BER caused by jitter and amplitude noise in limiting optoelectronic repeaters with excess bandwidth," *IEE Proc.-Optoelectron.*, vol. 145, no. 3, pp. 147-150, 1998.
- [5] K. Schumacher and J. J. O'reilly, "Power penalty due to jitter on optical communication systems," *Electron. Lett.*, vol. 23, no. 14, pp. 718-719, 1987.

Analysis and measurement of the cascability for 2R O/E/O wavelength converter

Youn-Seon Jang[†] and Kwang-Joon Kim

Electronics and Telecommunications Research Institute 161 Gajeong-Dong, Yuseong-Gu, Taejeon, 305-350, KOREA

[†]E-mail: ysjang@etri.re.kr

(Received March 6, 2003, Revised manuscript May 7, 2003)

A 2R O/E/O wavelength converter is useful for bit rate transparency, though it has a limit on cascability due to timing-jitter accumulation. In this paper, we propose a nonlinear signal model which is more practical than the commonly used sine wave model. With our model, we theoretically analyzed the effects of timing-jitter and the cascability of a 2R O/E/O wavelength converter. To confirm the theoretical results, we measured the cascability in a 40-km re-circulation loop for 10 Gb/s signal.

OCIS Codes : 060.0060. 060.4510.