

# 마이크로웨이브 포토닉 시스템에서의 잡음과 지터에 관한 연구

## Noise and Timing Jitter Consideration in Microwave Photonic Systems

정 병 민\*★, 이 승 훈\*, 장 유 신\*

Byung-Min Jung\*★, Seung-Hun Lee\*, YuShin Chang\*

### Abstract

In case implementation of microwave photonic (MWP) systems for phased array radars (PARs), noise and time delay error should be minimized to obtain accurate beam direction. Time delay error in MWP systems is generated from signal noise and timing jitter. In this paper, noise and timing jitter in MWP systems for PAR is researched, also according to the amplification of an erbium-doped fiber amplifier, noise and timing jitter variation is verified by an experiment. Timing jitter is decreased and SNR is increased if we amplify the signal by using an erbium-doped fiber amplifier, up to the amplification rate of signal and noise is similar.

### 요 약

위상배열 레이더를 위한 마이크로웨이브 포토닉 (MWP) 시스템을 구현할 경우, 송수신되는 빔의 정확도를 위해서 잡음 및 시간 지연 오차는 최소화 되어야 한다. MWP 시스템에서의 시간 지연 오차는 신호의 잡음에 의해 발생하고 timing jitter에 기인한다. 본 논문에서는 위상배열 레이더를 위한 MWP 시스템에서의 잡음 및 timing jitter에 대하여 분석하였고 광 증폭기의 이득변화에 따른 잡음 및 timing jitter 변화를 실험을 통해 검증하였다. 광 증폭기에 의한 신호의 증폭율과 잡음의 증폭율이 동일할 때까지 신호를 증폭하면 timing jitter는 감소하고 신호의 SNR은 증가하는 것을 확인하였다.

*Key words* : *phased array radar, microwave photonics, optical true time-delay, noise, timing jitter*

### 1. 서론

광 실시간 지연선로(TTD; true time-delay) [1-3] 또는 Microwave Photonic Filter [4-5] 등 위상배열 레이더(PAR; phased array radar)를 위한 마이크로웨이브 포토닉(MWP; MicroWave Photonic) 시스템을 구현할 경우, 송수신 빔의 정확도를 위해

가장 중요하게 고려해야 하는 것은 요구되는 시간 지연을 발생시키는 것과 시간 지연 오차를 최소화 하는 것이다. MWP 시스템을 제작 오차 없이 구현 하여도, 시간 지연 오차는 신호의 잡음에 의해 발생하고 timing jitter에 기인한다. MWP 시스템에서 신호의 잡음은 광원에 의한 relative intensity noise(RIN), 광 신호 간섭에 의해 발생하는 phase-

\* Radar R&D Center, Hanwha Systems

★ Corresponding author

E-mail : byungmin75.jung@hanwha.com, Tel : +82-31-8091-7589

Manuscript received Mar. 3, 2021; revised Mar. 25, 2021; accepted Apr. 12, 2021.

This is an Open-Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License (<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

induced intensity noise(PIIN), 광 신호 전송에서 발생하는 transmission noise, 광 증폭기(EDFA; Erbium-Doped Fiber Amplifier)에 의한 amplified spontaneous emission(ASE) noise, 광 검출기 (PD, photodetector)에 의한 shot noise 등이 있다[6-8].

현재까지 제안된 MWP 시스템에서 이러한 잡음 등에 관한 연구는 발표되었으나 빔 정확도와 관계되는 timing jitter에 관한 연구는 미비하다. 특히, EDFA와 같은 광 증폭기를 사용하면 ASE noise가 증가하기 때문에 timing jitter는 연계하여 증가할 것이라고 예상되지만 timing jitter 이론과 실험 결과에 의하면 예상과 다르다. 예를 들어 단일 파장 광원과 광섬유 지연선로를 이용하여 광 TTD 시스템을 구현할 경우에는 광원에 의한 간섭이 발생하지 않아 PIIN은 발생하지 않고 수 m 이내의 광섬유 지연선로를 사용하기 때문에 전송 잡음은 무시할 수 있다. 따라서 고유의 RIN을 갖는 단일 파장 광원과 수 m 이내의 광섬유 지연선로를 이용하는 MWP 시스템에 있어서 광 변조신호에 대하여 중요하게 고려해야 할 것은 광 증폭기에 의한 ASE noise 및 광 검출기에 의한 shot noise에 관한 것이다. 광 변조기(EOM; ElectroOptic Modulator)에 의해 변조된 신호의 크기가 작을 경우, 검출기에 의한 shot noise는 신호에 비해 매우 크고 시간 지연 오차에 큰 영향을 미친다. 이때에는 EDFA와 같은 광 증폭기를 사용하여 신호 크기를 증가시킴으로써 shot noise에 의한 영향을 감소시켜야 한다.

본 논문에서는 위상배열 레이더(PAR)용 MWP 시스템에서 잡음과 timing jitter의 상관관계 및 측정 결과에 대하여 설명하였고 광 증폭기를 사용함으로써 timing jitter가 감소하는 이유에 대하여 논하였다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 제II장에서는 MWP 시스템에서 광 변조신호 및 잡음과 timing jitter의 상관관계에 대하여 간략히 이론적으로 접근하였다. 제III장에서는 MWP 시스템을 구성하여 측정된 신호와 잡음 및 timing jitter 등의 실험 결과에 대하여 논하였다. 제IV장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

## II. MWP 시스템에서의 잡음과 timing jitter

### 1. Microwave Photonic 시스템

그림 1은 위상배열 안테나를 위한 광 실시간 지연선로 빔

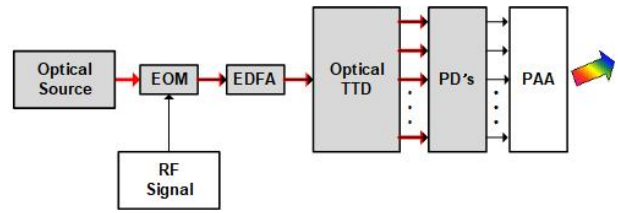


Fig. 1. Conceptual diagram of the optical true time-delay beamformer for the phased array antennas.

그림 1. 위상배열 안테나를 위한 광 실시간 지연선로 빔 성형기 개념도

연선로 빔 성형기의 개념도이다. MWP 시스템 기반 빔 성형기는 RF 신호의 송신을 위해 그림 1과 같은 광 구성품들이 반드시 필요하다. MWP 시스템 기반 빔 성형기를 구성하는 광 구성품은 RF 신호를 광 변조하기 위한 광원(Optical Source)과 광 변조기(EOM), 광 변조된 신호를 증폭하기 위한 광 증폭기(EDFA), 그리고 위상배열 안테나(PAA)에 입력되는 각각의 신호에 대하여 시간 지연 차이를 발생시키기 위한 광섬유 지연선로 행렬(Optical TTD) 및 광 신호를 RF 신호로 복조하는 광 검출기(PD) 등이다.

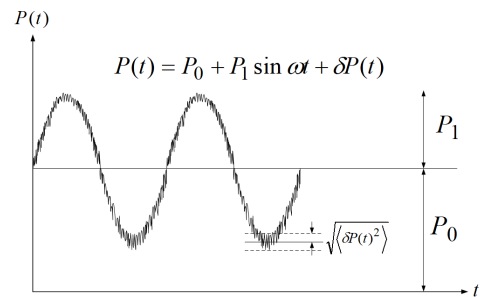


Fig. 2. Example of optical modulated signal data.

그림 2. 광 변조된 신호의 데이터 sample 예

그림 2는 MWP 시스템에서 광 변조된 신호의 data sample을 보이는 예시이다.

$$P(t) = P_0 + P_1 \sin \omega t + \delta P(t) \tag{1}$$

그림 1에서 EOM에 의해 광 변조된 신호는 그림 2와 같이 표현할 수 있고 식(1)에서와 같이 수식으로 나타낼 수 있다.  $P_0$ 와  $P_1$ 은 광 변조된 신호의 intensity와 amplitude이고  $\omega$ 는 RF 신호의 각주파수 그리고  $\delta P(t)$ 는 잡음을 나타낸다. 이 때, 그림 2의 신호에 대한 신호대 잡음 비(SNR; signal to noise ratio)는 다음과 같이 나타낸다.

$$\begin{aligned}
SNR &= \frac{\langle i_S^2 \rangle}{\langle i_N^2 \rangle} \\
&= \frac{\langle (P_1 \sin \omega t)^2 \rangle}{\langle \delta P(t)^2 \rangle} \\
&= \frac{m^2 P_0^2}{2 \langle \delta P(t)^2 \rangle}
\end{aligned} \quad (2)$$

$\langle i_S^2 \rangle$ 와  $\langle i_N^2 \rangle$ 는 신호전류와 잡음의 평균이고  $m$ 은  $P_1/P_0$ 로 표현되는 Intensity Modulation (IM) 지수이다. 그리고  $\langle \delta P(t)^2 \rangle$ 은 Gaussian noise distribution의 제곱평균이다. 이 때, 광 신호의 relative intensity noise (RIN)는 다음과 같이 정의한다[9].

$$RIN \equiv \frac{\langle \delta P(t)^2 \rangle}{P_0^2} \quad (3)$$

즉, RIN은 Gaussian noise distribution의 제곱평균 값과 RF 변조신호 세기 제곱 값의 비율로 표현된다. 정리하면 식(2)와 식(3)에서 보듯이 SNR과 RIN은 서로 반비례 관계에 있고 SNR은 변조신호의  $P_1$  및  $P_0$ 와 비례 관계에 있고 RIN은  $P_0$ 와 반비례 관계에 있음을 알 수 있다.

$$SNR = \frac{m^2}{2} \frac{1}{RIN} \quad (4)$$

따라서  $P_1$ 과  $P_0$ 를 증가시킴으로써 SNR을 향상시키고 RIN 값을 감소시킬 수 있다. 그러나 신호 증폭을 통해  $P_1$ 과  $P_0$ 를 증가시키면  $\langle \delta P(t)^2 \rangle$ 도 함께 증가되기 때문에 이 경우에는 SNR 및 RIN에 변화가 없다. 그러나 광 변조 이후 추가적인 큰 잡음이 존재할 때에는 다르다. 신호 증폭을 통해  $P_1$ 과  $P_0$  및  $\langle \delta P(t)^2 \rangle$ 이 함께 증가될 때, 증폭된 잡음이 추가 잡음보다 작은 경우에는  $P_1$ 과  $P_0$ 는 증폭되는데  $\langle \delta P(t)^2 \rangle$ 는 추가 잡음에 의해 증폭되지 않는 것처럼 보이기 때문에 SNR은 향상된다.

다음으로  $\delta P(t)$ 에 대하여 살펴보자.  $\delta P(t)$ 는 주파수 도메인의 함수  $\delta P(\omega)$ 의 역 Fourier Transform 으로부터 얻을 수 있다.

$$\delta P(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \delta P(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (5)$$

$\delta P(\omega)$ 는 주파수 축에서 신호가 변동하는 잡음 성분이다.  $\langle \delta P(t)^2 \rangle$ 는 다음의 수식으로부터 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
\langle \delta P(t)^2 \rangle &= \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \\
&\langle \delta P(\omega) e^{j\omega t} \rangle \langle \delta P(\omega') e^{j\omega' t} \rangle^* F(\omega) F(\omega')^* d\omega d\omega'
\end{aligned} \quad (6)$$

$F(\omega)$ 는  $P(t)$  신호에 대한 filter 대역폭 특성이다. 그리고 식(6)에서 두 주파수 성분( $\delta P(\omega)$ ,  $\delta P(\omega')$ )의 관계는 delta function correlation으로 나타낼 수 있다.

$$\langle \delta P(\omega) \delta P(\omega')^* \rangle = S_{\delta P}(\omega) \cdot 2\pi \delta(\omega - \omega') \quad (7)$$

식(7)은 delta function correlation을 설명하는 수식이다.  $S_{\delta P}(\omega)$ 는 각주파수( $\omega$ )에서 잡음 성분  $\delta P(t)$ 의 spectral density이다. 식(7)을 식(6)에 대입하면 다음과 같다.

$$\langle \delta P(t)^2 \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{\delta P}(\omega) |F(\omega)|^2 d\omega \quad (8)$$

식(8)은  $\langle \delta P(t)^2 \rangle$ 을 주파수 축에서 계산하여 도출한 결과이다.  $\langle \delta P(t)^2 \rangle$ 은  $\delta P(t)$ 의 spectral density,  $S_{\delta P}(\omega)$ ,와  $P(t)$  신호에 대한 대역폭 특성의 곱을 역 FT하여 구할 수 있다. 만약  $P(t)$  신호에 대한 주파수 대역 특성이 특정 주파수  $\omega_0$ 에 centered 되어 있고  $S_{\delta P}(\omega)$ 에 비해 narrowband 특성을 갖는다면 식(8)에서의  $\langle \delta P(t)^2 \rangle$ 값은 특정 주파수  $\omega_0$ 에서의 spectral density,  $S_{\delta P}(\omega_0)$ ,와 신호 대역폭의 곱으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
\langle \delta P(t)^2 \rangle &\approx S_{\delta P}(\omega_0) \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |F(\omega)|^2 d\omega \\
&= S_{\delta P}(\omega_0) \frac{1}{2\pi} 2\Delta\omega \\
&= S_{\delta P}(\omega_0) 2\Delta f
\end{aligned} \quad (9)$$

$\Delta\omega$  또는  $\Delta f$ 는  $P(t)$  신호에 대한 filter 대역폭이다. 따라서  $\langle \delta P(t)^2 \rangle$ 는 RF 신호의 특정 주파수에서 잡음의 spectral density,  $S_{\delta P}(\omega_0)$ ,와 RF 신호에 대한 filter 대역폭,  $\Delta f$ ,과 관계있음을 알 수 있다. 그리고 식(2)과 (3)에서 표현된 SNR과 RIN은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$SNR = \frac{1}{2} \frac{P_1^2}{S_{\delta P}(\omega_0) 2\Delta f} \quad (10)$$

$$RIN = \frac{S_{\delta P}(\omega_0) 2\Delta f}{P_0^2} \quad (11)$$

식(10)을 살펴보면 SNR은 RF 신호의 amplitude와 비례하고 잡음의 spectral density와 대역폭에는 반비례함을 알 수 있다. 그리고 식(11)에서 보듯이 RIN은 잡음의 spectral density와 대역폭에 비례하고 신호 intensity와 반비례함을 알 수 있다. 즉 신호의 대역폭이 작을수록 RIN은 작은 것을 알 수 있다.

지금까지 그림 2에서 보이는 광 변조된 신호의 data sample에 대하여 식 (2)에서는 시간 축에서 신호와 잡음의 상관관계를 통한 SNR을 살펴보고 식 (10)에서는 주파수 축에서 신호와 잡음에 따른 SNR을 살펴보았다. 이를 계측기를 통하여 광 변조 신호를 측정한다고 하였을 때, 측정된 신호에 대한 도식화를 통하여 자세히 설명하면 다음과 같다.

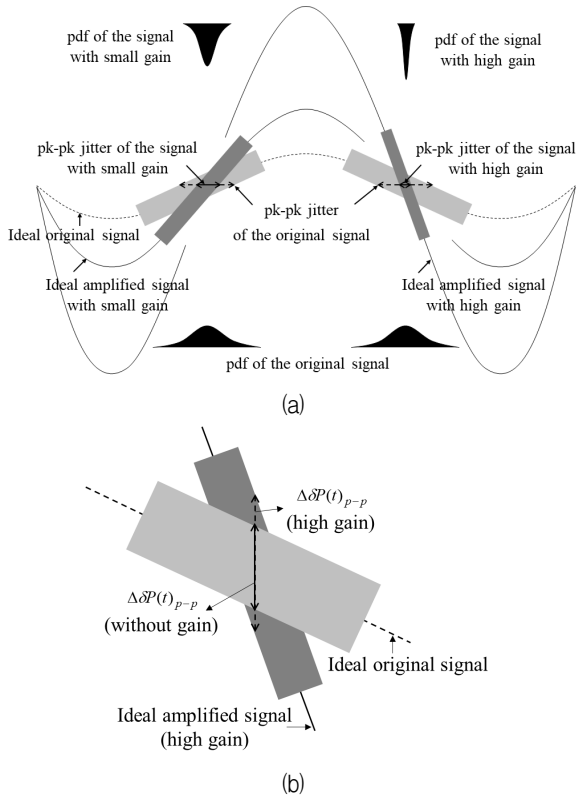


Fig. 3. MWP experimental configuration to measure the timing jitter as the variation of the EDFA gain. 그림 3. 원신호와 증폭된 신호의 (a) timing jitter 및 pdf와 (b) noise를 비교하는 그림.

그림 3(a)는 MWP 시스템에서 광 변조된 신호에 대하여 시간 축 상에서 원신호와 광 증폭된 신호의 timing jitter 및 확률밀도함수(pdf; probability density function)를 도식화하여 비교하는 그림이고 3(b)는 잡음을 도식화하여 비교하는 그림이다. 그림 3(a)

에서 볼 수 있듯이 증폭된 신호의 peak-to-peak jitter,  $\Delta t_{p-p}$ ,는 원신호의  $\Delta t_{p-p}$ 보다 작다. 그리고 이득이 클수록  $\Delta t_{p-p}$ 는 감소함을 볼 수 있다. 따라서 이득이 클수록 pdf로부터 표현되는 timing jitter의 표준편차(standard deviation),  $\sigma_{\Delta t}$ ,가 감소되는 것을 볼 수 있다. 반면 그림 3(b)에서 볼 수 있듯이 peak-to-peak noise,  $\Delta\delta P(t)_{p-p}$ ,는 이득이 클수록 증가되는 것을 볼 수 있다. 즉, 이 그림을 통하여 증폭되는 신호의 amplitude와 잡음은 비례 관계에 있고 timing jitter는 반비례 관계에 있음을 알 수 있다. 이를 수식을 통해 살펴보자.

Timing jitter,  $\Delta t$ ,는 어떤 특정한 시간,  $t_1$ ,에서 잡음,  $\delta P(t_1)$ , 대비 신호의 slew rate,  $S$ ,으로 표현된다. 이를 수식으로 나타내면 다음과 같다[10].

$$\Delta t = \frac{\delta P(t_1)}{S} \tag{12}$$

정현파 신호에 있어서 slew rate은 정현파 신호의 peak-to-peak amplitude,  $P_{p-p}$ ,와 peak-to-peak time duration,  $t_{p-p}$ ,의 비로 표현할 수 있으므로 식 (12)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Delta t = t_{p-p} \frac{\delta P(t_1)}{2P_1} \tag{13}$$

그리고 잡음,  $\delta P(t)$ ,은 식(14)과 같이 확률변수(random variable)를 이용하여 확률밀도함수(pdf)로 표현할 수 있다.

$$f(\delta P(t)) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{\delta P(t)}} \exp\left(-\frac{\delta P(t)^2}{2\sigma_{\delta P(t)}^2}\right) \tag{14}$$

식(13)을 식(14)에 대입함으로써 timing jitter에 대한 확률밀도함수(pdf)를 구하면,

$$f\left(\frac{2P_1}{t_{p-p}} \Delta t\right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{\delta P(t)}} \exp\left(-\frac{\left(\frac{2P_1}{t_{p-p}} \Delta t\right)^2}{2\sigma_{\delta P(t)}^2}\right) \tag{15}$$

과 같이 나타낼 수 있고 이를 정리하면 다음과 같다.

$$f(\Delta t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \frac{t_{p-p}}{2P_1} \sigma_{\delta P(t)}} \exp\left(-\frac{\Delta t^2}{2\left(\frac{t_{p-p}}{2P_1} \sigma_{\delta P(t)}\right)^2}\right) \tag{16}$$

식(16)은 timing jitter에 대한 random variable

함수의 표현식이며 잡음에 대한 표준편차,  $\sigma_{\delta P(t)}$ ,로부터 도출되는 것을 볼 수 있다. 이 때, timing jitter의 표준편차,  $\sigma_{\Delta t}$ ,는 다음과 같다.

$$\sigma_{\Delta t} = \frac{t_{p-p}}{2P_1} \sigma_{\delta P(t)} \quad (17)$$

식(17)을 통해 timing jitter의 표준편차,  $\sigma_{\Delta t}$ ,는 잡음의 표준편차,  $\sigma_{\delta P(t)}$ ,로부터 도출되며 RF 신호의 amplitude와 반비례 관계에 있고 time duration 및 잡음의 표준편차와는 비례 관계에 있음을 알 수 있다.

### III. MWP 시스템에서 EDFA 이득변화에 따른 잡음 및 timing jitter 측정 결과

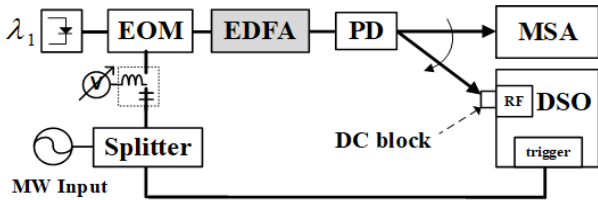


Fig. 4. MWP experimental configuration to measure the timing jitter as the variation of the EDFA gain.

그림 4. 마이크로웨이브 포토닉 시스템에서 EDFA의 이득 변화에 따른 지터를 측정하기 위한 실험 구성도

그림 4는 그림 1과 같은 MWP 시스템에서 단일 파장 광원에 의해 변조된 광 변조신호에 대하여 EDFA의 이득변화에 따른 신호와 잡음 및 timing jitter를 측정하기 위한 실험 구성도이다. 본 실험은  $\lambda_1$ (1549.32 nm)의 단일 파장 광원을 갖는 distributed feedback 레이저 다이오드(DFB LD), EOM, EDFA, PD, 그리고 복조 신호 측정을 위한 microwave spectrum analyzer(MSA)와 digital sampling oscilloscope (DSO)로 구성된다. EDFA를 사용하지 않은 변조신호와 EDFA에 의해 증폭된 변조신호 사이의 DC (direct current)를 제외한 RF 신호의 크기를 비교하기 위해 DSO의 RF module 앞 단에 DC block을 연결하였다. 3 dBm의 1-GHz RF 신호는 0 dBm 광 파워를 갖는 DFB LD로부터 발생된 CW 광 신호에 의해 EOM에서 광 변조되어 출력된다. 실험에 사용된 EOM의 bias voltage는 신호왜곡을 최소화 하는  $0.5V_{\pi}$ 를 인가하였다. RF 입력 신호의 크기는 EOM에서 변조될 때, 왜곡되지 않는 크기의 신호를 사용하였다. 그리고 MSA와 DSO를 사용하여

EDFA를 사용하지 않은 변조신호와 EDFA를 사용하여 증폭된 변조신호를 측정하였고 변조신호의 크기와 잡음 그리고 timing jitter의 상관관계를 살펴보았다.

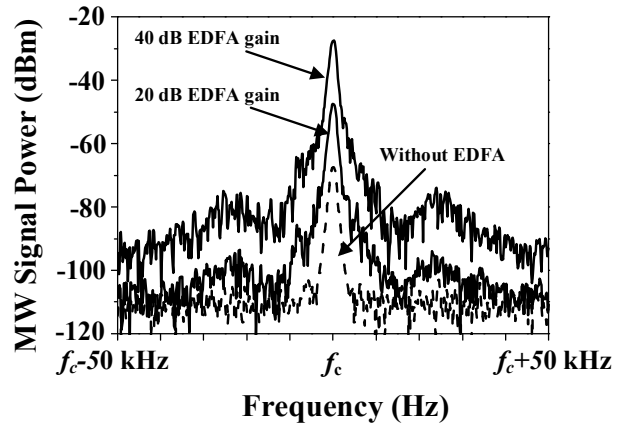


Fig. 5. Demodulated signals with 40 dB, 20 dB EDFA gain and without EDFA measured by MSA.

그림 5. EDFA 이득이 40 dB 및 20 dB 일 때와 EDFA를 제거하였을 때, MSA를 이용하여 측정한 복조신호

그림 5는 그림 4의 실험 구성도에서 40 dB 및 20 dB의 EDFA 이득을 인가하였을 때와 EDFA를 제거하였을 때 마이크로웨이브 스펙트럼 분석기를 사용하여 측정한 RF 복조신호를 보인다. EDFA 이득이 20 dB일 때 중심 주파수,  $f_c$ (1-GHz)에서의 RF 신호는 EDFA가 제거되었을 때 비하여 20 dB 증폭됨이 확인되지만 잡음은 20 dB 만큼의 증폭이 관찰되지 않았다. 그러나 40 dB 이득을 인가할 경우에는, 20 dB 증폭 신호에 비해 중심 주파수에서의 신호 및 잡음 모두 20 dB 증폭이 관찰되었다. 즉 20 dB 증폭까지는 신호 증폭에 비해 잡음 증폭율이 작으나 그 이상이 되면 신호의 증폭율과 잡음의 증폭율이 동일함을 알 수 있었다. EDFA 이득 변화에 따라 신호 및 잡음의 증폭을 좀 더 세밀하게 확인하기 위해 그림 4에서 DSO를 사용하여 신호 변화를 측정하였다.

그림 6은 그림 4의 실험 구성도에서 EDFA를 사용하지 않은 1-GHz RF 변조신호와 EDFA에 의해 15 dB 증폭된 변조신호에 대하여 DSO를 사용하여 측정한 sample 신호들을 보이고 있다. 그림 6에서 보듯이 EDFA를 사용하지 않았을 때에는 변조신호의 amplitude가 매우 작은 것을 볼 수 있다. 그 이유는 신호왜곡을 최소화하기 위해 EOM의 bias

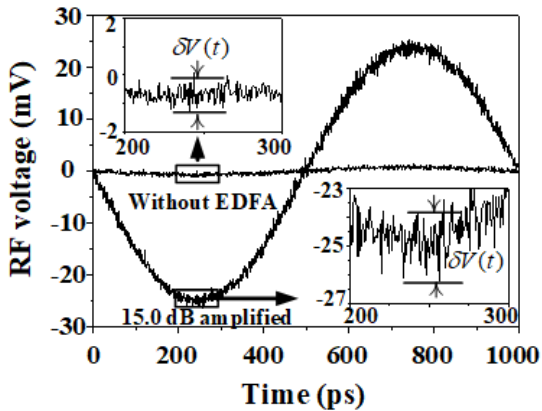


Fig. 6. Demodulated signals with 15 dB EDFA gain and without EDFA measured by DSO.

그림 6. EDFA 이득이 15 dB 일 때와 EDFA를 제거하였을 때, DSO를 이용하여 측정한 복조신호

voltage는  $0.5V_n$ 를 인가하였고 신호 왜곡이 발생하지 않는 광 신호와 RF 신호를 입력하였지만 EOM의 변조지수,  $P_1/P_0$ ,가 작기 때문에 잡음에 비해 변조신호의 amplitude가 매우 작은 것을 볼 수 있다. EDFA를 사용하지 않았을 때, DSO에 의해 측정된 변조신호의 peak-to-peak (p-p) voltage는 -0.68 mV에서 0.75 mV까지 1.43 mV였다. 그리고 EDFA에 의해 15 dB 증폭된 변조신호의 p-p voltage는 -24.32 mV에서 24.22 mV까지 48.54 mV로 측정되었다. 이것은 sample 신호를 average 취한 후 측정된 것이다. 두 신호의 측정 잡음,  $\delta V(t)$ ,을 세밀하게 비교하기 위해 그림 6에서와 같이 작은 창을 이용하였고 시간은 200 ps부터 300 ps까지 그리고 RF voltage 크기는 4 mV로 동일한 크기의 창에서 두 신호를 비교하였다. 그림 6을 통해 EDFA에 의해 증폭된 신호 잡음이 증폭이 없는 신호의 잡음보다 큰 것을 볼 수 있다. EDFA에 의해 증폭된 경우에서의 신호 잡음은 shot noise와 ASE noise가 더해졌기 때문에 증가한 것으로 볼 수 있다. 그러나 이 경우에도 그림 5에서 20 dB의 EDFA 이득을 인가하였을 경우와 같이 신호 증폭율에 비해 잡음의 증폭율이 현저히 작은 것을 볼 수 있다.

그림 7은 그림 6에서와 같이 EDFA를 제거하였을 때와 15 dB EDFA 이득을 갖는 경우에 대하여 DSO를 이용하여 측정한 신호이다. 그림 7(a)는 EDFA를 제거하였을 때 시간 축 상에서 1000 ps(1 주기) 신호에 대하여 average 하여 측정된 신호이며 그림 7(b)는 그림 7(a)에서 400 ps 만큼 measurement

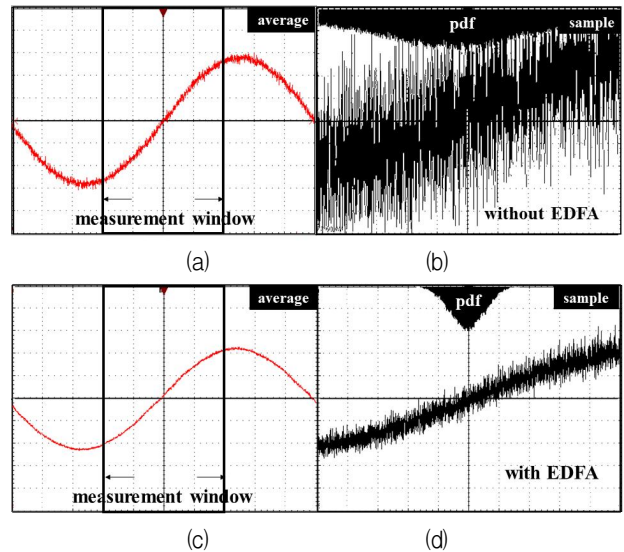


Fig. 7. (a) average and (b) sample signals & pdf without EDFA, (c) average and (d) sample signals & pdf with 15 dB EDFA gain.

그림 7. EDFA를 제거하였을 때 (a) average와 (b) sample 신호 및 확률밀도함수(pdf), 15 dB 이득을 갖는 (c) average와 (d) sample 신호 및 확률밀도함수(pdf)

window(측정 창) 내의 신호에 대한 sample 및 확률밀도함수(pdf)를 측정한 신호이다. 그림 7(c)는 15 dB EDFA 이득을 갖는 신호에 대하여 average 하여 측정된 신호이며 그림 7(d)는 그림 7(c)에서 400 ps 만큼 측정 창 내의 신호에 대한 sample 및 pdf를 측정한 신호이다. 그림 7(c)의 신호 크기 측정은 그림 7(a)보다 15 dB 크다. 그림 7(b)에서 보듯이 EDFA를 제거하였을 때 측정된 sample 신호는 EOM의 IM 지수가 작기 때문에 신호의 amplitude에 비해 잡음이 매우 크고 따라서 pdf는 매우 넓게 분포하는 것을 볼 수 있다. 그러나 그림 7(d)에서 보듯이 15 dB EDFA 이득을 얻은 신호는 잡음에 비해 amplitude가 크고 pdf는 좁게 분포하는 것을 볼 수 있다. 즉 15 dB의 EDFA 이득을 통해 광 변조신호의 SNR이 증가된 것을 확인할 수 있다.

그림 8은 그림 4 실험 구성도에서 EDFA를 사용하지 않은 변조신호와 12 dB 및 15 dB EDFA 이득을 갖는 변조신호에 대하여 sample 신호의 잡음 및 timing jitter를 비교하는 측정 결과이다. 시간은 450 ps부터 550 ps까지, RF voltage 크기는 -2 mV 부터 2 mV까지 시간과 크기가 동일한 창의 크기에서 측정된 average와 sample 신호들이다. 그림 8에서의 측정 잡음,  $\delta V(t)$ ,은 그림 6에서와 같이 시간에 관계없이 거의 비슷한 것을 볼 수 있다. 그리고

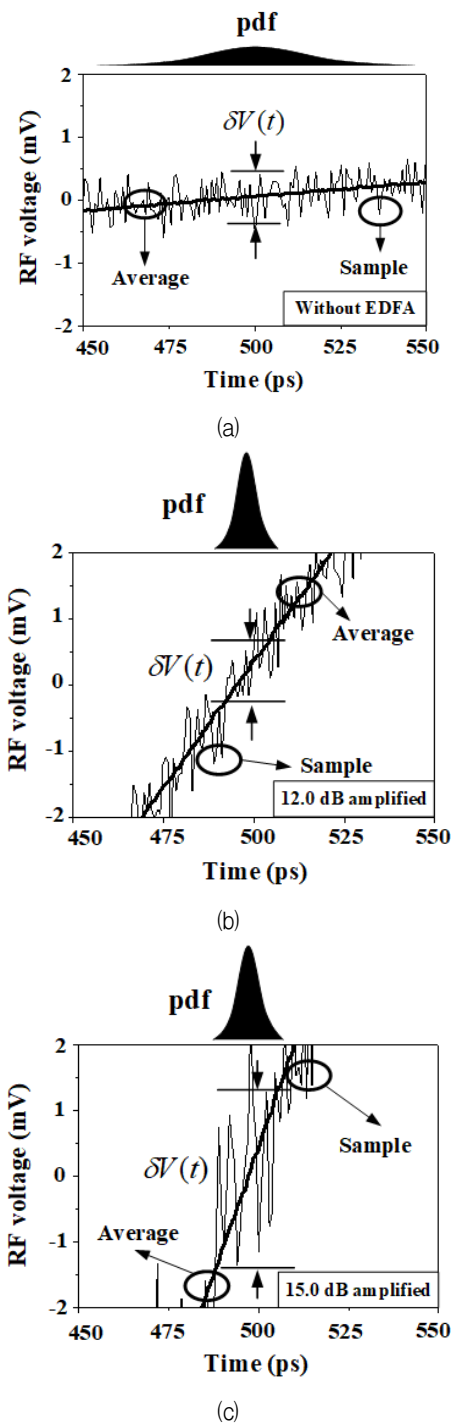


Fig. 8. Average and sample signals (a) without EDFA and with (b) 12 dB, (c) 15 dB EDFA gain.

그림 8. (a) EDFA를 제거하였을 때와 (b) 12 dB 및 (c) 15 dB의 EDFA 이득을 갖는 average와 sample 신호

그림 8(b) 및 (c)의 average 신호의 기울기(slew rate)는 그림 8(a)의 average 신호에 비해 12.0 dB와 15.0 dB 증폭된 것을 볼 수 있다. 그런데 그림 8(a)와 8(b)를 비교하면 신호 amplitude는 12 dB 증폭된 것에 비해 측정 잡음,  $\delta V(t)$ ,의 크기가 비슷

한 것을 볼 수 있다. 그리고 그림 8(c)에서의 측정 결과는 그림 8(b)에서와 비교해 신호 amplitude 및 잡음 모두 3 dB 증가된 것을 볼 수 있다. 이 때, DSO를 사용하여 각각의 신호에 대한 확률밀도함수(pdf) 및 timing jitter의 1차 표준편차,  $1\sigma$ ,를 측정하였다. 그림 8(a)에서의 pdf는 그림 8(b)에 비해 넓은 것을 볼 수 있고 그림 8(a)에서의  $1\sigma$ 는 48.1 ps이고 그림 8(b)에서는 5.9 ps로 측정되었다. EDFA 이득에 의해 신호 amplitude는 증가하는데 잡음의 크기는 변화가 없기 때문에 확률밀도함수의 분포는 좁아지고 식 (17)에서와 같이 timing jitter의 표준편차는 감소하는 것을 볼 수 있었다. 그림 8(c)에서의  $1\sigma$ 는 6.9 ps로 측정되었는데 그림 8(b)에서 측정한  $1\sigma$ 에 비해 약 1.0 ps 증가한 것을 볼 수 있었다.

EDFA를 사용하지 않은 경우, 광 PD에 의한 추가 잡음이 신호의 amplitude에 비해 큰 영향을 미치기 때문에 그림 8(a)에서와 같이 pdf는 넓게 분포하여  $1\sigma$ 는 48.1 ps로 측정된 것을 알 수 있었다. EDFA 이득이 12 dB 일 경우에는 EDFA에 의해 변조 신호의 amplitude와 잡음 모두 증폭되지만 EDFA에 의한 증폭 잡음이 추가 잡음보다 작아서 영향을 미치지 못하기 때문에 즉, 잡음 증폭율이 신호 증폭율에 비해 작기 때문에 pdf는 좁아짐을 확인할 수 있었다. 그림 8(c)에서와 같이 EDFA 이득이 15 dB 일 경우에는 EDFA 이득이 12 dB에 비해 신호와 잡음 증폭율이 동일하기 때문에 pdf는 거의 변화가 없음을 볼 수 있었다.

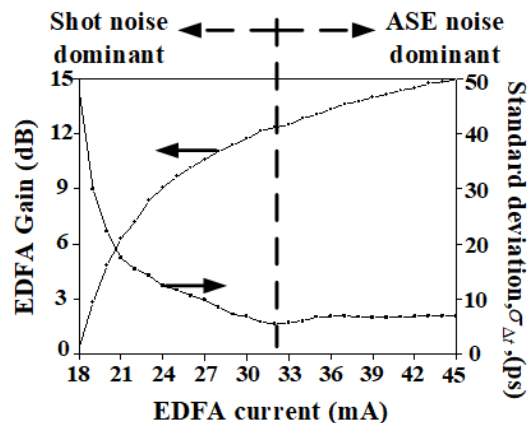


Fig. 9. EDFA gain and standard deviation of the timing jitter as the input EDFA current.

그림 9. EDFA 입력전류에 따른 EDFA 이득과 timing jitter의 표준편차

그림 9는 실험 구성도에서 EDFA 입력 전류에 따른 EDFA 이득과 timing jitter의 1차 표준편차,  $1\sigma$ ,를 측정된 결과이다. EDFA의 입력 전류가 증가함에 따라 EDFA 이득은 0 dB부터 15 dB까지 증가하였다. Timing jitter는 EDFA 이득이 12 dB까지 5.9 ps로 감소하였으나 그 이후는 이득이 증가하여도 감소하지 않았다. EDFA 이득이 12 dB까지는 신호 증폭율이 잡음 증폭율에 비해 크기 때문에, 광 PD에 의한 shot noise가 EDFA에 의한 ASE noise에 비해 dominant 하기 때문에 timing jitter는 감소하고 이득이 더욱 증가하면 ASE noise가 dominant 하기 때문에, 달리 표현하면 신호 및 잡음 증폭율이 동일하기 때문에 timing jitter의 변화가 없는 것을 볼 수 있었다. 이를 통해 MWP 시스템에서 ASE noise가 그 외 잡음에 비해 dominant 될 때까지 광 증폭기를 사용하여 신호를 증폭시키면 timing jitter는 감소하는 것을 알 수 있었다.

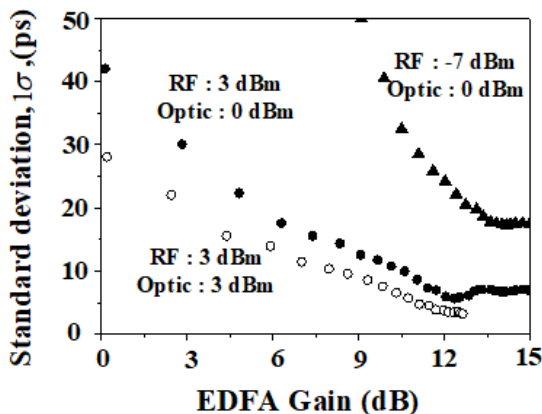


Fig. 10. Standard deviation of the timing jitter as the EDFA gain for RF and optical input signal.

그림 10. 입력 RF 신호 및 광 신호에 대하여 EDFA 이득에 따른 timing jitter의 표준편차

그림 10은 각각의 신호 세기가 다른 입력 RF 신호와 광 신호에 대하여 EDFA 이득에 따른 timing jitter의 표준편차를 보이는 그림이다. 입력 신호의 크기가 다른 모든 경우에 대하여 EDFA 이득이 증가함에 따라 timing jitter의 표준편차는 감소함을 볼 수 있었고 각각의 입력에 따라 timing jitter의 최소 값은 변화함을 알 수 있었다. 그러나 신호와 잡음의 증폭율이 동일한 이후부터는 이득이 증가함에 따라 timing jitter가 최소값에서 변화가 없는 경향은 동일함을 확인할 수 있었다. 따라서 RF 및

광 신호의 입력 그리고 광 증폭기의 이득 등 MWP 시스템 구성의 최적화를 통해 잡음 및 timing jitter는 최소화 시킬 수 있고 신호의 SNR을 향상시킬 수 있음을 확인하였다.

### III. 결론

Microwave Photonic System에서 EDFA 이득 변화에 따른 신호 및 잡음과 timing jitter의 상관관계에 대하여 연구하였다. 일반적으로 MWP 시스템에서 광 증폭기를 사용하면 ASE noise가 증가하기 때문에 timing jitter는 연계하여 증가할 것이라고 예상되지만 ASE noise가 dominant 하지 않으면 광 증폭기에 의해 timing jitter는 감소하는 것을 볼 수 있었다. 광 증폭기에 의한 신호와 잡음의 증폭율이 동일할 때까지 EDFA의 이득을 인가함으로써 신호의 SNR을 최적화 할 수 있음을 이론적으로 분석하였고 실험을 통하여 확인하였다.

### References

- [1] J. Yao, "Microwave Photonics," *J. Lightw. Technol.*, vol.27, no.3, pp.314-335, 2009.
- [2] B.-M. Jung and J. Yao, "A Two-Dimensional Optical True Time-Delay Beamformer Consisting of a Fiber Bragg Grating Prism and Switch-Based Fiber-Optic Delay Lines," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.21, no.1, pp.627-629, 2009. DOI: 10.1109/LPT.2009.2015275
- [3] X. Ye, F. Zhang, and S. Pan, "Optical true time delay unit for multi-beamforming," *Optics Express*, vol.23, no.8, pp.10002-10008, 2015. DOI: 10.1364/OE.23.010002
- [4] J. Capmany, B. Ortega, and D. Pastor, "A Tutorial on Microwave Photonic Filters," *J. Lightw. Technol.*, vol.24, no.1, pp.201-229, 2006. DOI: 10.1109/JLT.2005.860478
- [5] B.-M. Jung, "X-band Microwave Photonic Filter Using Switch-based Fiber-Optic Delay Lines," *Curr. Opt. photon.*, vol.2, no.1, pp.34-38, 2018. DOI: 10.1364/COPP.2.000034
- [6] C. W. Nelson, A. Hati, and D. A. Howe, "Relative Intensity Noise Suppression for RF



Photonic Links,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.20, no.18, pp.1542–1544, 2008.

DOI: 10.1109/LPT.2008.928838

[7] E. H. W. Chan and R. A. Minasian, “Suppression of Phase-Induced Intensity Noise in Optical Delay-Line Signal Processors Using a Differential-Detection Technique,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.54, no.2, pp.873–879, 2006.

DOI: 10.1109/TMTT.2005.863051

[8] B. Vidal, J. L. Corral, and J. Marti, “Statistical Analysis of WDM Photonic Microwave Filters With Random Errors,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.53, no.8, pp.2600–2603, 2005.

DOI: 10.1109/TMTT.2005.852756

[9] L. A. Coldren and S. W. Corzine, *Diode Lasers and Photonic Integrated Circuits*, Wiley Series in Microwave and Optical Engineering, Chapter 5, 1995.

[10] D. Kucharski and K. T. Kornegay, “Jitter Considerations in the Design of a 10-Gb/s Automatic Gain Control Amplifier,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.53, no.2, pp.590–597, 2005. DOI: 10.1109/TMTT.2004.840731

## BIOGRAPHY

### Byung-Min Jung (Member)



2000 : BS degree in Electronic Engineering, Soongsil University.  
2002 : MS degree in Electronic Engineering, Soongsil University.  
2007 : PhD degree in Electronic Engineering, Soongsil University.

2007~2009 : Research Engineer, Microwave Photonics Research Laboratory, University of Ottawa.

2009~2010 : Research Engineer, Gwangju Institute of Science and Technology.

2010~Present : Senior Engineer, Radar R&D Center, Hanwha Systems.

### Seung-Hun Lee (Member)



2008 : BS degree in Electronic Engineering, Inha University.

2010 : MS degree in Information and Communication Engineering, Gwangju Institute of Science and Technology.

2016 : PhD degree in Information and Communication Engineering, Gwangju Institute of Science and Technology.

2016~Present : Senior Engineer, Radar R&D Center, Hanwha Systems.

### YuShin Chang (Member)



1996 : BS degree in Control Mechanical Engineering, Pusan National University.

1998 : MS degree in Precision Mechanical Engineering, Pusan National University.

2006 : PhD degree in Intelligence Mechanical Engineering, Pusan National University.

2006~Present : Principal Engineer, R&D Center, Hanwha Systems.