

# 단일 비트 전자-광학 시그마-델타 변조기의 성능 및 지터 효과 분석

## Performance and Jitter Effects Analysis of Single Bit Electro-Optical Sigma-Delta Modulators

남 창 호 · 나 성 웅\*

Chang-Ho Nam · Sung-Woong Ra\*

### 요 약

전자-광학 시그마-델타 변조기는 안테나로부터 수신된 광대역 초고주파 신호를 직접 디지털 신호로 변환하는 디지털 수신기의 핵심 구성품이다. 전자-광학 시그마-델타 변조기는 펄스 레이저와 두 개의 마하-젠더 간섭계(Mach-Zehnder Interferometer: MZI)를 통하여 입력 신호를 초과 샘플링하고, 격자 섬유 누적기(Fiber-Lattice Accumulator: FLA)를 통하여 잡음을 감소시킨다. 고해상도의 출력 신호를 얻기 위해 양자화기 출력에는 데시메이션 필터링 과정이 추가된다. 변조기 설계시 지터는 변조기 입력 신호를 원 신호로 복원하는데 큰 영향을 미치는 요소이다. 본 논문에서는 전자-광학 1차 단일 비트 시그마-델타 변조기의 구현 과정 및 성능을 시뮬레이션을 통하여 분석한다. 전자-광학 시그마-델타 변조기 입력 신호와 출력 신호를 시간 영역에서 분석하고, 복원된 신호에 대하여 비동기 스펙트럼 평균화 방식을 사용하여 주파수 영역의 성능을 분석한다. 지터(Jitter)가 있는 레이저 신호와 지터가 없는 레이저 신호에 대하여 시그마-델타 변조기의 성능을 비교 및 분석하여, 시간 지터가 변조기 성능에 영향을 미치는 지터값을 참고치(펄스 반복 주파수가 100 GHz인 경우, 시간 지터는 100 fs 이하)로서 제시한다. 이러한 지터값은 레이저 생성기 제작시나 변조기 설계시 참고 규격치로 이용된다.

### Abstract

Electro-optical sigma-delta modulators are the core module of digital receiver to digitize wideband radio-frequency signals directly at an antenna. Electro-optical sigma-delta modulators use a pulsed laser to oversample an input radio-frequency signals at two Mach-Zehnder Interferometer(MZI) and shape the quantization noise using a fiber-lattice accumulator. Decimation filtering is applied to the quantizer output to construct the input signal with high resolution. The jitter affects greatly on reconstructing the original input signal of modulator. This paper analyzes the performance of first order single bit electro-optical sigma-delta modulator in the time domain and the frequency domain. The performance of modulator is analyzed by using asynchronous spectral averaging of the reconstructed signal's spectrum in the frequency domain. The reference value of time jitter is presented by analyzing the performance of jitter effects. This kind of jitter value can be used as a reference value on the design of modulators.

Key words : Electro-Optical Sigma-Delta Modulator, Digital Receiver, Fiber-Lattice Accumulator, Mach-Zehnder Interferometer(MZI), Analog-to-Digital Converter

국방과학연구소(Agency for Defense Development)

\*충남대학교 전기정보통신공학부(Division of Electrical and Information Technology Engineering, Chungnam National University)

· Manuscript received March 12, 2012 ; Revised April 16, 2012 ; Accepted April 23, 2012. (ID No. 20120312-025)

· Corresponding Author : Sung-Woong Ra (e-mail : nchnam@yahoo.co.kr, swra@cnu.ac.kr)

## I. 서 론

전자-광학 시그마-델타 변조기는 안테나로부터 수신된 광대역 초고주파 신호를 디지털 신호로 직접 변환하는 디지털 수신기의 핵심 구성품이다. 이러한 전자-광학 시그마-델타 변조기는 광 소자를 적용함에 따라 아날로그 수신기의 필요성이 없어져, 소형 경량화가 가능하고 광대역 신호의 수신 및 처리가 가능하므로 정보 통신 및 군사 전자 등의 분야에 광범위하게 사용될 수 있다. 특히, 미래의 군사 분야에서는 무인기의 중요성이 날로 증대되고 있으며, 무인기는 소형 경량화된 탑재 장비를 필요로 한다. 전자-광학 시그마-델타 변조기는 소형 경량이며, 광대역 신호의 수신이 가능하다. 이러한 변조기는 무인기 탑재 통신, 전자전, 레이더 등의 장비에 필수적으로 사용되는 핵심 부품으로 시급한 개발이 요구되는 품목이다.

아날로그-디지털 변환기(Analog-to-Digital Converter: ADC)에 사용될 수 있는 시그마-델타 변조기는 1960년대에 처음 제안되었지만, 매우 높은 초과 샘플링이 요구되어 최근의 기술 발전이 있기 전까지는 실용화되지 않았다. 근래에 시그마-델타 변조기의 기본적인 이론 및 동작에 대한 문헌들이 많이 발간되었고, 오디오 시스템과 휴대 단말기를 포함하여 다양한 기술 분야에 응용되고 있다. 이들 대부분이 전자식 구현에 초점이 맞추어져 있으며, 시그마-델타에 대한 전반적인 개요를 다루고 있는 우수한 논문<sup>[1]~[3]</sup> 뿐만 아니라 관련 서적<sup>[4]~[6]</sup>도 많이 발간되었다. 이러한 기술은 구조가 매우 간단함에도 불구하고 궤환 루프 안에 비선형성을 갖는 양자화기가 있기 때문에, 이론적으로 명확하게 분석하기가 쉽지 않다. 결과적으로 이러한 비선형성 분석 관련 연구가 관심의 대상이 되었고, 1차에서 고차까지의 구조를 갖는 시그마-델타 변조기에 대한 연구가 주로 수행되었다<sup>[7]~[9]</sup>.

반면, 전자-광학 시그마-델타 아날로그-디지털 변환기에 대한 연구는 많이 수행되지 못했다. B. L. Shoop 등<sup>[10]</sup>은 초과 샘플링과 보간을 기반으로 하는 전자-광학 시그마-델타 아날로그-디지털 변환기 개발에 대한 논문에서, 대칭형의 자기 전자-광학 효과 소자(Symmetric Self-Electro-optic Effect Devices: S-

SEEDs)와 오차 분산 변조기(Error Diffusion Modulators)를 사용하여 최대 15 Gbit/s의 샘플링율과 983 MHz 및 117 MHz의 변환율에서 각각 8과 16 비트의 분해능을 가지는 전자-광학 아날로그-디지털 변환기를 제안하였다. 1차 시그마-델타 변조 구조<sup>[11]</sup>와 2차 시그마-델타 변조 구조<sup>[12]</sup>를 갖는 오차 분산 변조기에 대한 연구도 추가로 수행되었다. 광대역 전자-광학 모듈과 고 펄스 반복 주파수(Pulse Repetition Frequency: PRF) 생성이 가능한 모드-잠김(mode-locked) 레이저의 개발로 광대역 신호의 초과 샘플링이 가능하게 되었고, 이로 인해 전자식 시그마-델타 ADC에 비해 소형 경량화가 가능한 집적 전자-광학 ADC의 개발이 가시화되고 발전하게 되었다<sup>[13]</sup>. 집적 전자-광학 접근 방법은 초과 샘플링을 위해 고속 펄스 레이저, 간섭계, 검출기, 비교기를 사용하며, 시그마-델타 ADC의 적용 주파수 대역은 통신, 전자전 및 레이더 등의 활용 대역인 초고주파 대역 이상으로 가능하게 될 것이다. 비교기 출력을 데시메이션(decimation)하는 과정은 고속 필터링을 요하며, 고온 초전도체 기술을 사용하게 되면 테라 헤르츠(THz)급의 샘플링 속도도 가능하게 될 것으로 보인다<sup>[14]</sup>. 전자-광학 시그마-델타 ADC의 강점은 전자식 시그마-델타 ADC에 비해 넓은 대역폭과 고 분해능을 가지며, 안테나로부터 수신된 광대역 고주파 신호를 주파수 하향 변환 과정을 거치지 않고 직접 양자화함으로써 크기 및 무게를 현저히 감소시켜 소형 경량화가 가능하다는 점이다.

초과 샘플링 전자-광학 시그마-델타 변조기는 회로의 불완전성, 비 이상성 및 소자간 비정합성에 특별히 민감하지 않고 정밀도가 높은 회로를 필요로 하지 않기 때문에, 초고주파 대역으로 적용 분야를 확장하기에 적합한 구조를 가진다. 따라서, 전자-광학 소자는 대역이 제한된 전자식 시그마-델타 소자를 대체할 좋은 해결책이 될 수 있다. 최근 모드-잠김 광섬유 레이저는 매우 낮은 진폭 및 시간 지터 전력을 가지면서도 200 GS/s(Giga Sample/s) 대의 펄스 반복 주파수가 가능한 것으로 알려지고 있으며<sup>[15]</sup>, 대역폭이 45 GHz인 마하-젠더 간섭계(Mach-Zehnder Interferometer: MZI)도 소개되고 있다<sup>[16]</sup>. 전자-광학 시그마-델타 변조기는 넓은 대역폭뿐만 아니라, 고속 스위칭이 가능한 레이저 광원, 저 소비 전력, 향

상된 신뢰성 그리고 진동 및 전자기 간섭에도 둔감하다는 점이 주요 장점이다. 이로 인해 초과 샘플링 전자-광학 시그마-델타 변조기의 대역 및 주파수를 확장하기 위하여 집적 광학 기술을 적용하는 연구들이 다수 발표되었으며<sup>[17]</sup>, 관련 서적도 소개되었다<sup>[18]</sup>.

전자-광학 시그마-델타 변조기는 정밀한 위상 일치가 요구되는 위상 정합 장치이다. 레이저의 시간 지터는 레이저 펄스 반복 시간 및 변조기 입력 신호 샘플링 간격에 영향을 주어, 신호의 위상 일치 및 위상 연속성을 저하시키는 요인이 된다. 이에 따라, 지터는 초고주파 입력 신호를 샘플링 후 원 신호로 복원하는데 큰 영향을 주며, 지터가 증가될수록 입력 신호는 원 신호로 복구되지 않는다. 또한, 이러한 지터는 신호의 주파수 스펙트럼을 훼손시켜, ADC의 동적 영역(dynamic range)을 감소시키고, 분해능을 저하시키는 요인이 된다. 또한, 시그마-델타 변조기를 이용하는 레이더 시스템에서 지터에 의한 위상 불일치는 허위 표적 발생의 원인이 되기도 한다. 위에서 논의된 바와 같이 지터는 전자-광학 시그마-델타 변조기 설계의 중요한 핵심 설계 요소이므로, 지터가 변조기에 미치는 영향을 분석하여 변조기에서 수용 가능한 지터값을 찾아내어야 한다.

본 논문에서는 안테나로부터 입력되는 초고주파 신호를 변조하여 양자화 과정을 거치고 데시메이터(decimator) 출력으로부터 복구된 신호에 대하여 시간 및 주파수 영역(domain)에서 그 성능을 분석한다. 레이저 펄스 생성시 발생하는 펄스 반복 발생 시간의 지터 및 진폭 지터에 대하여 소개하며, 주파수 영역에서는 진폭 스펙트럼의 비동기 스펙트럼 평균을 사용하여 그 성능을 분석하고, 여러 가지 시간 지터 및 진폭 지터에 따른 잡음 수준을 비교 분석함으로써 전자광학 시그마-델타 변조기의 성능을 평가한다. 또한, 지터가 있는 레이저 신호와 지터가 없는 레이저 신호에 대하여 시그마-델타 변조기의 성능을 비교 분석하여, 시간 지터(time jitter)가 변조기의 성능에 영향을 미치는 지터값을 참고치(PRF가 100 GHz인 경우, 시간 지터는 100 fs 이하)로서 제시한다. 이러한 지터값은 레이저 생성기 제작시나 변조기 설계시 참고 규격치로 이용된다.

## II. 초과 샘플링비와 신호 대 잡음비

전자-광학 시그마-델타 변조기의 성능을 분석하기 위해, 먼저 그 성능의 척도인 신호대 잡음비(Signal-to-Noise Ratio: SNR)와 초과 샘플링비(Over-Sampling Ratio: OSR)와의 관계식에 대해서 소개한다.

시그마-델타 변조기의 입력 신호는 식 (1)과 같이 정의된 초과 샘플링비에 의해 샘플링된다.

$$OSR = \frac{f_s}{2f_0} = \frac{\text{Sampling frequency}}{\text{Nyquist frequency}} \quad (1)$$

여기서  $f_0$ 는 신호 대역폭이고  $f_s$ 는 샘플링 주파수이다. 초과 샘플링을 통하여 대역 내의 양자화 잡음을 감소시킬 수 있다.

초과 샘플링비에 따른 시그마-델타 변조기의 신호대 잡음비는 다음 식 (2), (3)과 같이 주어진다<sup>[3]</sup>.

특히, 1차 구조를 갖는 시그마-델타 변조기의 신호대 잡음비는

$$SNR = 6.02n - 3.41 + 30 \log(OSR) \text{ [dB]} \quad (2)$$

이며, 2차 구조를 갖는 시그마-델타 변조기의 신호대 잡음비는

$$SNR = 6.02n - 11.14 + 50 \log(OSR) \text{ [dB]} \quad (3)$$

로 표현된다. 여기서  $n$ 은 비교기의 비트 분해능이다(단일 비트 소자인 경우  $n=1$ ).

그림 1은 비트 수  $n$ 과 초과 샘플링 비에 따른 시그마-델타 변조기의 신호 대 잡음비를 나타내고 있

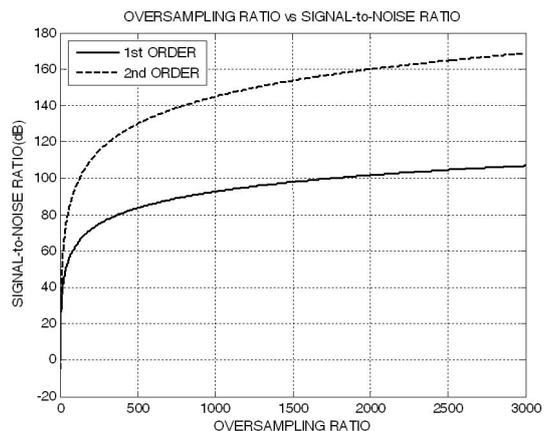


그림 1. 초과 샘플링 비에 따른 시그마-델타 변조기의 신호대 잡음비(SNR)

Fig. 1. Signal-to-noise ratio of a sigma-delta modulator vs. oversampling ratio(SNR).

다. 이론적으로 OSR=500인 경우 SNR은 83.6 dB이고, ADC 비트수는 13.9 비트로 고 분해능을 갖는 ADC를 구현할 수 있다.

### III. 전자 시그마-델타 변조기

전자-광학 시그마-델타 변조기의 성능을 분석하기 위해, 먼저 1차 단일 비트 전자식 시그마-델타 변조기에 대해서 소개한다. 그림 2<sup>[9]</sup>는 1차 단일 비트 전자식 시그마-델타 변조기의 구성도를 나타내고 있다. 초과 샘플링 전자식 시그마-델타 변조기는 신호 대역내의 잡음 감소를 위해 초과 샘플링, 누적기(accumulator), 그리고 데시메이터로 구성된다. 그림 2의 점선으로 표시된 누적기의 궤환 루프 안에서 초과 샘플링된 신호와 이전 신호와의 차이를 비교기에서 비교를 통하여 얻게 되면, 잡음이 필터링 된다. 이 때, 초과 샘플링된 신호를 복조 검파하여 Nyquist 대역에서 고 분해능 신호를 얻기 위해 데시메이션 필터링이 사용된다. 1차 변조기를 표현하는 차분 방정식은 식 (4)와 같다.

$$u(q+1) = Du(q) + C\{x(q) - \text{sgn}[u(q)]\} \quad (4)$$

여기서,  $u(q)$ 는 변조 과정의 신호,  $x(q)$ 는 초과 샘플링된 입력 신호,  $q$ 는  $q$  번째 펄스,  $C$ 는 점선으로 표시된 누적기의 곱 인자(multiplying factor),  $D$ 는 누적기의 누설 계수이다. 그리고,

$$\text{sgn}[u(q)] = \begin{cases} 1 & \text{for } u(q) \geq 0 \\ 0 & \text{for } u(q) < 0 \end{cases} \quad (5)$$

이다. 순방향 경로 지연에 대한 누적기의 전달 함수는 식 (6)과 같다.

$$H(z) = \frac{Cz^{-1}}{1 - Dz^{-1}} \quad (6)$$

여기서,  $z^{-1}$ 는 지연 연산자이고, 누적기의 직류 이득은  $H_0 = 1/(1-D)$ 이다.

이상적인 누적기라면  $D=1$ (누설 없음), 즉  $H_0 = \infty$ 이고, 궤환 구조에 의해서 비교기 출력의 평균값이 직류 입력과 동일해진다<sup>[8]</sup>.

그림 2와 같이 샘플 데이터는 양자화 과정 및 비교기를 거쳐 궤환되어 입력 신호와 차를 구하게 되

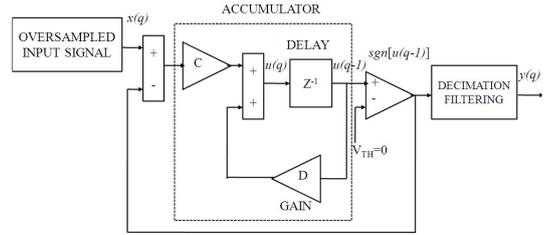


그림 2. 1차 시그마-델타 변조기와 데시메이션 필터링의 블럭도

Fig. 2. Block diagram of a first-order sigma-delta modulator and decimation filtering.

며, 이 차이에 의해 양자화 오차가 보정된다.

시그마-델타 변조기의 입력 신호는 식 (1)과 같이 정의된 초과 샘플링 비에 의해 샘플링 된다. 비교기의 빠른 스위칭에 의해 신호와 잡음이 변조되며, 대부분의 잡음 성분은 주파수 영역에서 관심 대역 밖으로 분리된다. 대역 밖의 고주파 잡음을 억제하고, 대역 밖의 신호 성분이 통과 대역으로 유입되는 에일리어싱(Aliasing) 현상을 방지하며, 필터의 입력 신호를 Nyquist 대역으로 하향 샘플링하기 위해서, 비교기의 출력은 데시메이션 필터링 과정을 거치게 된다.

### IV. 전자-광학 시그마-델타 변조기

그림 3<sup>[9]</sup>은 전자-광학 시그마-델타 변조기의 구성도이다. 전자-광학 시그마-델타 변조기는 고 펄스 반복 주파수 생성이 가능한 레이저를 입력으로 갖는 두 개의 마하-젠더 간섭계에서 안테나 수신 신호를 주파수 하향 변환 없이 직접 초과 샘플링하는 위상 정합(Coherent) 장치이다. 마하-젠더 간섭계는 안테

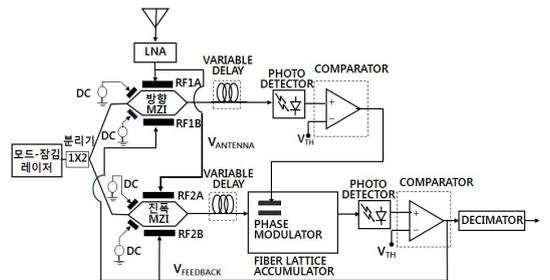


그림 3. 전자-광학 시그마-델타 변조기

Fig. 3. Electro-optic sigma-delta modulator.

나 입력 초고주파 신호를 광 신호와 결합하는 데 사용되며, 누적기(그림 3의 Fiber Lattice Accumulator: FLA)는 펄스 누적 및 잡음 감소를 위한 부품으로 펄스의 증대 및 상쇄를 위해 펄스의 방향(위 MZI)과 진폭(아래 MZI) 등 두 가지 정보를 필요로 한다. 마하-젠더 간섭계는 2 개의 단자를 사용하는 데, 간섭계 각 방향의 진폭에 독립적으로 신호를 인가할 수 있다. 이러한 구조로 인하여 MZI는 저잡음 증폭기(Low Noise Amplifier: LNA)를 통해 입력되는 안테나 신호( $V_{ANTENNA}$ )와 출력 비교기의 궤환 신호( $V_{FEEDBACK}$ )와의 차에 따라 발생하는 위상차에 의해 신호의 크기와 방향을 구할 수 있다<sup>[9]</sup>.

레이저 펄스의 누적(accumulation)은 방향 MZI로부터 얻어진 극성 정보를 사용하여 격자 섬유 누적기 구조 안에서 이루어진다. 격자 섬유 누적기는 반도체 광학 증폭기, 두 개의 방향성 결합기, 위상 변조기로 구성되며, 현재 입력 펄스의 극성 정보에 따라, 현재 입력 펄스와 격자 섬유 누적기 회로 안에서 지연되어 전송되는 과거 펄스가 서로 순방향 증대 또는 역방향 상쇄를 통해 신호가 누적되도록 한다. 격자 섬유 누적기를 통과한 출력 신호는 광 검출기에서 검출되며, 고속 비교기에서 임계치와 신호 크기의 비교가 이루어진다. 방향성 마하-젠더 간섭계(direction MZI) 후단의 비교기는 최대 신호의 반(1/2)에 해당하는 비교 임계치  $V_{TH}$  을 가진다. 누적기에 사용될 극성 전압이 정확한 시점에서 위상 변조기에 인가되도록 가변(variable) 광섬유 지연 소자가 방향 채널과 진폭 채널에 각각 포함되어 있다. 최종단에 있는 비교기의 출력 신호는 데시메이션 필터링 과정을 거쳐 안테나에 입력된 원 신호로 복구된다. 본 논문에서는 전자-광학 시그마-델타 변조기의 하드웨어 특성을 고려하여 시뮬레이션을 수행하고, 변조기의 성능을 시간 영역과 주파수 영역에서 분석한다.

### V. 지터 특성

샘플링 간격, 펄스 폭, 시간 지터 및 진폭 지터는 광대역 전자-광학 변조기의 샘플링 시스템 성능에 직접적인 영향을 미치는 요소들로, 여기서는 비교적 크게 영향을 미치는 시간 지터와 진폭 지터에 대하여 서술한다.

시간 지터와 위상 잡음은 서로 상관관계가 있다. 위상 잡음은 발진기 신호 주변의 잡음 스펙트럼을 주파수 영역에서 본 값이고, 시간 지터는 발진기 주기의 시간 정확도를 시간 영역에서 측정한 값이다<sup>[20]</sup>. 시간 영역에서 초 단위로 표시되는 위상 지터는 식 (7)과 같다.

$$\sigma_t = \frac{\sqrt{2 \times 10^{A/10}}}{2\pi f_{osc}} \quad (s) \quad (7)$$

여기서  $A$  는 적분된 위상 잡음 전력이고, 단위는  $dBc$ 이다.  $f_{osc}$ 는 발진기 주파수이다.

이 값들은 스펙트럼 분석기의 위상 잡음 전력 적분 기능을 이용하여 얻을 수 있다<sup>[18]</sup>.

레이저 펄스의 진폭 지터는 그 변화량이 아날로그-디지털 변환기의 최소 샘플링 간격(혹은 최하위 비트, Least Significant Bit: LSB)을 초과하게 되면 성능에 영향을 미친다. 최소 샘플링 간격을 초과하지 않도록 진폭 변화량  $\Delta A$ 는  $\Delta A = 2A/2^n$  보다 작거나 같아야 한다. 여기서  $2A$ 는 양 극간 전압이고,  $n$ 은 비트 수이다. 진폭 지터 최대치  $\sigma_{A,max}$ 는 극한치의 백분율로 식 (8)과 같이 표현된다<sup>[21]</sup>.

$$\sigma_{A,max} = \frac{100\Delta A}{A} \leq \frac{100}{2^{n-1}} \quad (8)$$

레이저 펄스의 진폭 오차를 방지하기 위한 최대 시간 지터는 식 (9)와 같이 표현된다<sup>[21]</sup>.

$$\sigma_{t,max} \leq \frac{1}{2^n \pi f_{osc}} \quad (9)$$

## VI. 실험 결과 및 성능 분석

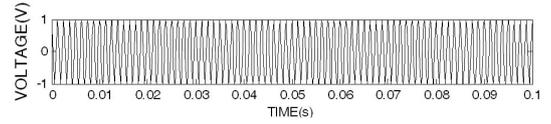
시간 및 진폭 지터가 존재할 경우, 전자-광학 시그마-델타 변조기의 성능을 분석하기 위하여 다단계 데시메이션 처리 과정(저역 통과 필터링 및 Nyquist 대역으로 하향 샘플링)을 거친 신호의 진폭 스펙트럼을 계산한다. 잡음 수준(noise floor)을 측정하기 위하여 비동기식 스펙트럼 평균화 처리 과정을 수행하였다.

### 6-1 시간 영역 성능 분석

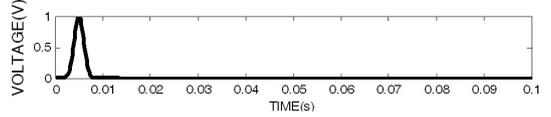
시뮬레이션 구조는 그림 3의 전자-광학 시그마-델타 변조기 하드웨어 구조와 동일하게 구성하였다. 시뮬레이션 과정에서는 먼저 레이저 펄스와 안테나로 입력되는 초고주파 신호를 생성한다. 레이저로부터 생성되는 연속파 신호에 가우시안 포락선(Gaussian Envelop)을 곱하여 가우시안 레이저 펄스를 생성한다. 다음 단계에서 초고주파 입력 신호는 레이저 펄스를 진폭 변조하는 진폭 및 방향 마하-젠더 간섭계 모듈에 의해 분리되어 입력된다. 방향 MZI 출력은 초고주파 입력 신호의 극성을 결정하기 위해 비교기로 입력되며, 그 결과는 격자 섬유 누적기에서 궤환되는 과거 펄스에 현재의 진폭 MZI 레이저 펄스를 누적(합이나 차가 됨)시키는 격자 섬유 누적기의 적분 함수를 제어하는 데 사용된다. 격자 섬유 누적기의 출력은 비교기에 의해 검출된 후 마하-젠더 간섭계로 궤환되어 안테나 신호와의 차를 구하는 과정을 거쳐서 다시 입력된다.

안테나 입력 신호 주파수와 레이저 신호 주파수 등은 실제로는 매우 높아 시뮬레이션에서 많은 시간이 소요되고, 동시에 많은 메모리 공간이 필요하므로 원활한 시뮬레이션을 위해 낮은 주파수로 비율 축소하여 사용된다. 실험에 사용된 주요 하드웨어 항목 및 설정치는 표 1과 같다.

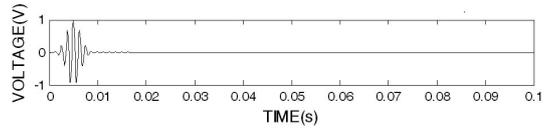
그림 4는 시뮬레이션된 가우시안 레이저 펄스를 보이고 있다. 먼저 레이저 신호를 생성하고 가우시안 포락선을 레이저 신호에 곱하여 펄스 단위의 가우시안 레이저 신호를 얻을 수 있다. 그림 4(a)는 생성된 레이저 연속파 신호이고, 4(b)는 가우시안 포락선이며, 4(c)는 가우시안 포락선을 갖는 레이저 펄스



(a) 레이저 신호  
(a) Laser signal



(b) 가우시안 포락선  
(b) Gaussian envelop



(c) 가우시안 포락선을 갖는 레이저 펄스 신호  
(c) Laser pulse signal with Gaussian envelop

그림 4. 가우시안 레이저 펄스  
Fig. 4. Gaussian laser pulse.

신호이다. 그림 4는 펄스폭 0.01초, 펄스 반복 시간 0.1초를 갖는 레이저 펄스 신호를 나타내고 있다.

펄스 반복 주파수는 각 펄스 안에 있는 레이저 신호주기의 정수 배가 되도록 선택한다. 이것은 신호의 위상정합이 유지되어 누적기에서 레이저 펄스의 증대(합) 또는 상쇄(차) 간섭이 적절히 일어나도록 하기 위해서이다. 레이저 펄스에 대해 시간 및 진폭 지터도 전산 모사로 생성된다. 가우시안 분포를 갖는 함수는 식 (10)과 같이 표현된다.

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (10)$$

여기서,  $\sigma$ 는 표준편차이고,  $\mu$ 는 평균값이다.

그림 5는 시그마-델타 변조 과정의 단계별 신호로서, 안테나 입력 신호(정현파), 격자 섬유 누적기의 출력 신호, 격자 섬유 누적기 후단 광 검출기의 출력 신호와 격자 섬유 누적기 후단 비교기의 출력 신호를 각각 나타내고 있다. 시그마-델타 변조 과정을 거쳐 검출된 격자 섬유 누적기 후단 비교기의 출력이 안테나 입력 신호의 상승 부분(앞쪽 원 부분) 및 하강부분(뒷쪽 원 부분)과 잘 일치되어 정상적으로 변조되었음을 알 수 있고, 이 신호에 대하여 데시메이

표 1. 주요 하드웨어 항목 설정치  
Table 1. Main parameters of hardware.

항 목	설정치
레이저 펄스 폭	10 [ps]
레이저 펄스 반복 시간	100 [ps]
레이저 펄스 반복 주파수	10 [GHz]
레이저 주파수	193.55 [THz]
입력 신호 주파수	50 [MHz]
입력 신호 전압	±0.5 [V]
초과 샘플링 비	100
변조기 변위전압	3.2 [V]

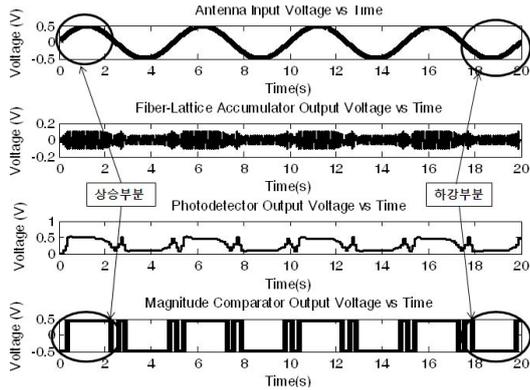


그림 5. 시그마-델타 변조기의 단계별 신호  
Fig. 5. Signals of sigma-delta modulator with each stage.

표 2. 지터에 따른 시간 영역 평균 오차  
Table 2. Time domain mean error along jitter.

구분	시간 지터 $\sigma_j$ (% of PRI)	시간 영역 평균 오차[V]
지터가 없는 경우	0.0	0.002565
지터가 있는 경우	0.8	0.002565
	0.9	0.002565
	1.0	0.067057
	1.2	0.11807

선 필터링 과정을 거쳐 안테나에 입력된 초고주파 신호를 복원하면, 원래 입력된 신호인 정현파 신호를 얻게 된다.

표 2는 진폭 지터가 없을 때, 시간 지터가 없는 경우와 있는 경우에, 안테나 입력 신호와 시그마-델타 변조기를 거쳐 복원된 신호에 대한 시간 영역 평균 오차를 나타내고 있다. 표 2에서 보는 바와 같이 시간 지터값이 커질수록 시간 영역 평균 오차가 증가되어, 시뮬레이션 결과와 이론적으로 잘 일치됨을 알 수 있다. 특히, 레이저의 펄스 반복 시간(Pulse Repetition Interval: PRI)에 대해 약 0.9%까지의 시간 지터만 있는 경우, 시간 영역 평균 오차는 지터가 없는 경우와 잘 일치하여 시그마-델타 변조기 성능에 영향이 거의 없는 것으로 확인되었다. 시간 지터가 약 1%(PRI가 100 GHz인 경우 100 fs)를 초과하는 경우, 시간 영역 평균 오차가 급격히 증가하고 안테나 입력 신호가 정상적으로 복원되지 않으므로, 시

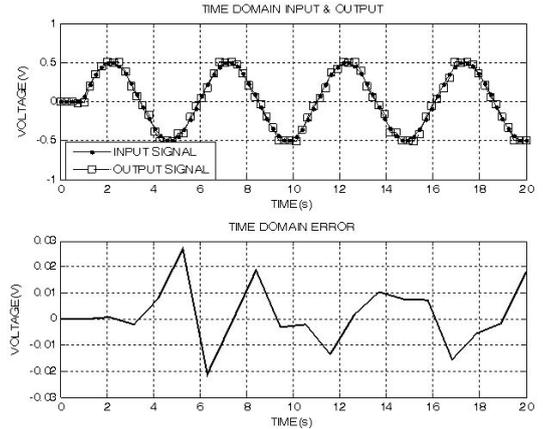


그림 6. 변조기 입력/출력 신호 및 오차-지터가 없는 경우  
Fig. 6. Modulator input/output signal and error without jitter.

그마-델타 변조기 성능에 심각한 영향을 미침을 알 수 있다. 따라서, 레이저 펄스 생성기의 규격 설정 시 표 2의 지터 값을 고려하여 검토할 필요가 있다. 표 2의 결과를 얻기 위해 안테나 입력 신호의 중심 주파수는 0.2 Hz, 펄스 반복 시간은 0.01 s를 선택하였다.

그림 6은 지터가 없는 경우, 안테나 입력 신호와 시그마-델타 변조기를 거쳐 데시메이션 필터링을 통해 복원된 신호에 대한 시간 영역 신호와 오차를 나타내고 있다. 그림 6에서 보는 바와 같이 안테나 입력 신호와 시그마-델타 변조기를 거쳐 복원된 신호는 0.002565 [V]의 평균 오차(표 2 참조)를 가져, 안테나 입력 신호와 우수한 일치도를 보여주고 있다. 그림 7은 지터가 있는 경우(표 2,  $\sigma_j = 1\%$ )의 시간 영역 신호를 나타내며, 변조기를 거쳐 복원된 신호가 왜곡되었음을 알 수 있다.

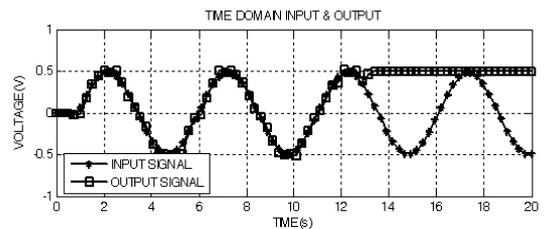


그림 7. 변조기 입력/출력 신호-지터가 있는 경우  
Fig. 7. Modulator input/output signal with jitter.

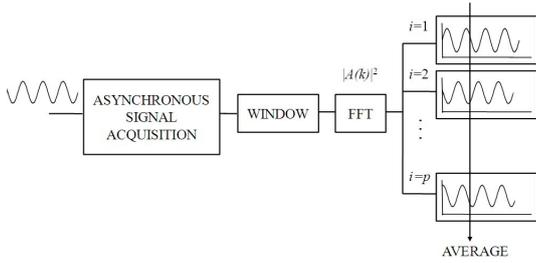


그림 8. 비동기 스펙트럼 평균화 과정  
Fig. 8. Asynchronous spectral averaging process.

6-2 주파수 영역 성능 분석

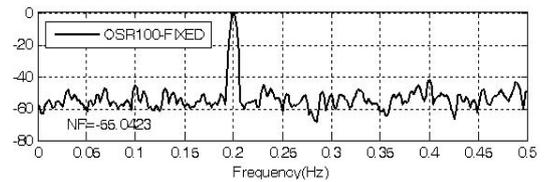
전자-광학 시그마-델타 변조기의 잡음 수준을 평가하기 위하여 데시메이션 필터링을 거친 출력 신호의 진폭 스펙트럼을 계산하였다. 비 동기 스펙트럼 평균은 그림 8에서와 같이 고조파 왜곡신호, 직류 편차, 그리고 클럭 지터(Clock Jitter)의 통계적 특성과 같은 요인들의 영향을 평균화하기 위해 적용된다. 안테나 입력 신호의 시작 위상은 매 회 수신될 때마다 일정하지 않기 때문에, 각각의 시뮬레이션에 대해 안테나 입력 신호의 시작 위상을 변화시켜가며 진폭 스펙트럼 및 잡음 수준을 계산하였다. 그림 8<sup>[18]</sup>은 이 과정을 나타내고 있다.

표 3은 지터가 없는 경우(0%)와 있는 경우에 대해, 안테나 입력 신호와 시그마-델타 변조기를 거쳐 복원된 신호에 대한 시간 영역 평균 오차와 주파수 영역 잡음 수준을 나타내고 있다. 표 3의 시간 지터는 펄스 반복 시간 대비 비율(%)이며, 진폭 지터는 기준 진폭(1 V) 대비 비율(%)이다. 따라서, 표 3의 (a)는 지터가 없는 경우이며, (b)~(d)는 지터가 있는 경우이다. 이 신호들은 데시메이션 필터링 과정을 거쳐 Nyquist 기준으로 복원된 신호이며, 이때 초과 샘플링비는 100이다. 표 3에서 보는 바와 같이 지터가 커질수록 시간 영역 평균 오차가 증가되고, 주파수 영역 잡음 수준은 감소되어, 이론과 잘 일치됨을 알 수 있다. 그림 9는 지터가 없는 경우와 있는 경우에 대해, 안테나 입력 신호와 시그마-델타 변조기를 거쳐 후 데시메이션 필터링을 통하여 복원된 신호에 대한 주파수 영역 잡음 수준을 나타내고 있다. 시간 지터가 펄스 반복 시간의 약 0.5%이고, 진폭 지터가 표 3에서와 같이 증가됨에 따라, 주파수 영역 잡음 수준은 감소되어 이론과도 잘 일치됨을 알 수 있다.

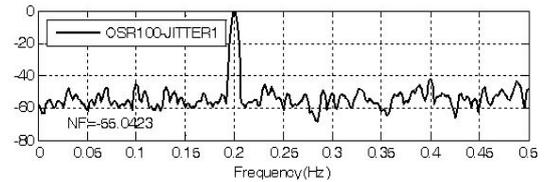
표 3. 복원된 신호의 주파수 영역 잡음 수준

Table 3. Frequency domain noise floor of reconstructed signals.

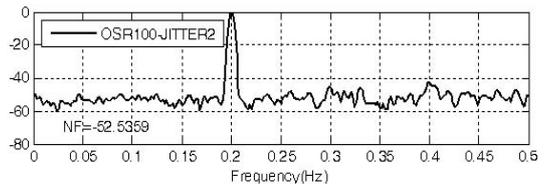
구분	시간 지터 (%)	진폭 지터 (%)	시간 영역 평균 오차[V]	주파수 영역 잡음 수준 [dB]
(a)	0.0	0.0	0.002565	-55.042
(b)	0.5	0.0	0.002565	-55.042
(c)	0.5	1.0	0.002579	-52.536
(d)	0.5	4.0	0.003441	-48.834



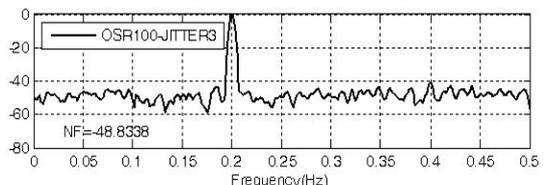
(a) 시간 지터 0.0 %, 진폭 지터 0.0 %  
(a) Time jitter 0.0 %, amplitude jitter 0.0 %



(b) 시간 지터 0.5 %, 진폭 지터 0.0 %  
(b) Time jitter 0.5 %, amplitude jitter 0.0 %



(c) 시간 지터 0.5 %, 진폭 지터 1.0 %  
(c) Time jitter 0.5 %, amplitude jitter 1.0 %



(d) 시간 지터 0.5 %, 진폭 지터 4.0 %  
(d) Time jitter 0.5 %, amplitude jitter 4.0 %

그림 9. 지터에 따른 주파수 영역 잡음 수준  
Fig. 9. Noise floor of frequency domain with jitter.

그림 9의 (a)~(d)는 표 3의 (a)~(d)와 동일한 시간 지터 및 진폭 지터에 따른 잡음 수준이다. 표 3과 그림 9의 결과를 얻기 위해 안테나 입력 신호 중심 주파수는 0.2 Hz, 펄스 반복 시간(PRI)은 0.01 s를 선택하였다.

## Ⅶ. 결 론

전자-광학 시그마-델타 변조기는 소형 경량이며, 광대역 신호 수신이 가능한 디지털 수신기의 핵심 부품으로서 시급한 개발이 요구되는 장비이다. 이러한 변조기는 정밀한 위상 일치가 요구되는 위상 정합장치로서, 신호의 위상 연속성의 저하요인인 지터에 대한 분석이 필요하며, 설계시 변조기가 수용할 수 있는 지터값이 제시되어야 한다. 이 지터 규격은 변조기 입력 신호가 원 신호로 복구되는 데 큰 영향을 미친다. 본 논문에서는 전자-광학 1차 단일 비트 시그마-델타 변조기의 구현과정 및 성능을 시뮬레이션을 통하여 분석하였다. 안테나로부터 입력되는 초고주파 신호를 변조하여 양자화 과정을 거치고, 데시메이터 출력으로부터 복구된 신호에 대하여 시간 및 주파수 영역에서의 성능을 분석하였다. 레이저 펄스 생성시 발생하는 펄스 반복 발생 시간 지터 및 진폭 지터에 대하여 소개하였으며, 주파수 영역에서는 진폭 스펙트럼의 비동기 스펙트럼 평균을 사용하여 그 성능을 분석하고, 여러 가지 시간 지터 및 진폭 지터에 따른 잡음 수준을 비교 분석하여 전자-광학 시그마-델타 변조기의 성능을 분석하였다. 지터가 있는 레이저 신호와 지터가 없는 레이저 신호에 대하여 시그마-델타 변조기의 성능을 비교 및 분석하여, 시간 지터가 성능에 영향을 미치는 지터값을 참고치(PRF가 100 GHz인 경우, 시간 지터는 100 fs 이하)로써 제시하였다. 이러한 지터값은 레이저 생성기 제작시나 변조기 설계시 참고 규격치로 이용된다.

향후의 연구 과제로서는 초과 샘플링비, 지터 등 다양한 변조기의 특성을 고려하여, 2차 이상의 고차 구조를 갖는 전자-광학 시그마-델타 변조기에 대한 성능 분석을 수행하고자 한다. 그리고, 변조기 설계에 필요한 설계 변수값 도출은 반드시 필요할 것으로 판단된다.

## 참 고 문 헌

- [1] B. E. Boser, B. A. Wolley, "The design of sigma-delta modulation analog-to-digital converters", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 23, pp. 1298-1308, 1988.
- [2] J. C. Candy, G. C. Temes, "Oversampling methods for A/D and D/A conversion", in *Oversampling Delta-Sigma Data Converters*, J. C. Candy and G. C. Temes, Eds., IEEE Press, New York, pp. 1-29, 1992.
- [3] M. W. Hauser, "Principles of oversampling A/D conversion", *J. Audio Engin. Soc.*, vol. 39, pp. 3-26, 1991.
- [4] S. R. Norsworthy, R. Schreier, and G. C. Temes, *Delta-sigma Data Converters-theory, Design, and Simulation*, IEEE Press, New York, 1997.
- [5] S. Hein, A. Zakhor, *Sigma Delta Modulators, Non-linear Decoding Algorithms and Stability Analysis*, Kluwer Academic Publishers, Boston, 1993.
- [6] F. Wang, R. Harjani, *Design of Modulators for Oversampled Converters*, Kluwer Academic Publishers, Boston, 1998.
- [7] S. H. Ardalan, J. J. Paulos, "An analysis of non-linear behavior in delta-sigma modulators", *IEEE Trans. Circuits Syst. CAS-34*, pp. 593-603, 1987.
- [8] R. Khoini-Poofard, D. A. Johns, "Analysis of SD modulators with zero mean stochastic inputs", *IEEE Trans. Circuits Syst., II: Analog Digital Signal Process*, vol. 42, pp. 164-175, 1995.
- [9] L. A. Williams III, B. A. Wooley, "Third-order cascaded sigma-delta modulators", *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 38, pp. 489-497, 1991.
- [10] B. L. Shoop, J. W. Goodman, "Optical oversampled analog-to-digital conversion", *Appl. Opt.*, vol. 31, pp. 5654-5660, 1992.
- [11] B. L. Shoop, J. W. Goodman, "A first-order error diffusion modulator for optical oversampled A/D conversion", *Opt. Commun.*, vol. 97, pp. 167-172, 1993.
- [12] B. L. Shoop, J. W. Goodman, "Second-order cas-

- caded optical error diffusion modulators for over-sampled analog-to-digital converters", *Opt. Commun.*, vol. 102, pp. 125-132, 1993.
- [13] J. M. Butler, "Construction and measurement of an actively modelocked sigma laser", Master's Thesis, Naval Postgraduate School, Monterey, CA, 1998.
- [14] G. S. Lee, D. A. Petersen, "Superconductive A/D converters", *Proc. IEEE*, vol. 77, pp. 1264-1273, 1989.
- [15] A. H. Gnauck, R. M. Jopson, R. W. Tkach, C. J. McKinstrie, and S. Radic, "Serial-to-parallel demultiplexing using WDM sampling pulses", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 21, issue 2, Jan. 2009.
- [16] D. Hoffman, S. Staroske, and K. -O. Velthaus, "45 GHz bandwidth travelling wave electrode Mach-Zehnder modulator with integrated spot size converter", *International Conference on Indium Phosphide and Related Materials, 16th IPRM*, pp. 585-588, May-Jun. 2004.
- [17] P. E. Pace, S. A., Bewley, and J. P. Powers, "Fiber lattice accumulator design considerations for optical  $\Sigma/\Delta$  analog-to-digital converters", *Optical Engineering*, vol. 39, no. 6, pp. 1517-1526, Jun. 2000.
- [18] P. E. Pace, *Advanced Techniques for Digital Receivers*, Artech House, Norwood, 2000.
- [19] Yean Wee Tan, Chang Ho Na and E. Pace, "Effects of amplitude and timing jitter on the performance of photonic sigma-delta modulators", *Proceeding of SPIE*, vol. 7941 79411B-1, pp. 1-15, 2011.
- [20] R. Poore, *Phase Noise and Jitter*, Agilent EESof EDA, May 2001.
- [21] Rudy van de Plassche, *Integrated Analog-to-digital Conversion and Digital-to-analog Converters*, Kluwer Academic Publishers, Boston, MA, pp. 6-9, 1994.

### 남 창 호



전자-광학 신호처리

1984년 2월: 중앙대학교 전자공학과 (공학사)  
 1986년 8월: 중앙대학교 전자공학과 (공학석사)  
 1988년 2월~현재: 국방과학연구소 연구원  
 [주 관심분야] 레이더, 신호 처리,

### 나 성 응



보통신공학부 교수  
 [주 관심분야] 통신, 디지털 신호 처리, 영상 처리

1976년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학사)  
 1978년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)  
 1992년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)  
 1988년~현재: 충남대학교 전기정