

효율적인 주파수 변조된 초음파 파형 발생을 위한 최적화된 시그마 델타 변조 기법

김학현, 한호산, 송태경

서강대학교 전자공학과

(Received February 14, 2007. Accepted March 26, 2007)

Optimized Sigma-Delta Modulation Methodology for an Effective FM Waveform Generation in the Ultrasound System

Hak Hyun Kim, Ho San Han, Tai Kyong Song

Department of Electronic Engineering, Sogang University

Abstract

A coded excitation has been studied to improve the performance for ultrasound imaging in term of SNR, imaging frame rate, contrast to tissue ratio, and so forth. However, it requires a complicated arbitrary waveform transmitter for each active channel that is typically composed of a multi-bit Digital-to-Analog Converter (DAC) and a linear power amplifier (LPA). Not only does the LPA increase the cost and size of a transmitter block, but it consumes much power, increasing the system complexity further and causing a heating-up problem. This paper proposes an optimized 1.5bit fourth order sigma-delta modulation technique applicable to design an efficient arbitrary waveform generator with greatly reduced power dissipation and hardware. The proposed SDM can provide a required SQNR with a low over-sampling ratio of 4. To this end, the loop coefficients are optimized to minimize the quantization noise power in signal band while maintaining system stability. In addition, the decision level for the 1.5 bit quantizer is optimized for a given input waveform, which results in the SQNR improvement of more than 5dB. Computer simulation results show that the SQNR of a FM(frequency modulated) signal generated by using the proposed method is about 26dB, and the peak side-lobe level (PSL) of its compressed waveform on receive is -48dB.

Key words : sigma-delta modulation, arbitrary waveform, ultrasound system

1. 서 론

일반적인 초음파 영상 시스템에서는 원하는 축방향 해상도를 얻기 위해서 짧은 펄스의 송신신호를 사용하고 있다. 이 경우 정해진 신호대잡음비(SNR: Signal to Noise Ratio)를 만족시키기 위해서는 송신신호의 침투 전압을 증가시켜야 한다. 그러나, 송신신호의 전압을 증가시키면 초음파 변환자에 무리를 줄 수 있을 뿐만 아니라 인체 내부의 조직에 손상을 입힐 수 있기 때문에 송신 전압이 제한되는 문제가 발생한다. 이러한 문제를 해결하기 위해서 송신 신호의 침투 전압을 제한하는 대신 평균 전력을 증가시켜서 SNR을 개선하는 펄스 압축 기법이 제안되었다 [1]-[4]. 이리

한 펄스 압축 기법은 영상의 프레임률 증가 및 조영제를 이용한 초음파 영상의 성능 향상 등의 연구에도 적용되고 있다[5][6].

펄스 압축 기법에서는 펄스 신호에 비해서 상대적으로 긴 코드화된 신호를 송신하고 수신부에서 상관기 등을 이용하여 펄스 신호와 같은 해상도를 얻을 수 있도록 펄스 압축을 수행하게 된다 [1]-[6]. 따라서, 코드화된 송신 신호는 펄스 압축에 적합한 코드 신호를 사용하여야 하며 일반적으로 바커(Baker), 골레이(Golay) 등과 같은 양위상 신호와 칩(chirp), 가중 칩(weighted chirp) 등과 같은 주파수 변조(FM: Frequency Modulation) 신호를 사용하고 있다. 여기서, FM 신호의 경우 신호의 길이 및 주파수 대역을 자유롭게 선택할 수 있고, 한번의 송수신 과정으로 펄스 압축을 수행할 수 있다는 장점을 가지고 있다. 하지만, 기존의 펄스 신호를 사용하는 시스템의 송신 회로에 그대로 적용이 가능한 양위상 신호와 달리 FM 신호의 경우에는 임의 파형 송신기를 이용하여야만 한다.

일반적인 임의 파형 송신기는 그림 1과 같이 디지털화된 임의 파

Corresponding Author : 송태경
서울시 마포구 신수동 1번지 서강대학교 전자공학과 Ricci관 806호
TEL : 02-705-8907 / FAX : 02-707-3008
E-mail : tksong@sogang.ac.kr

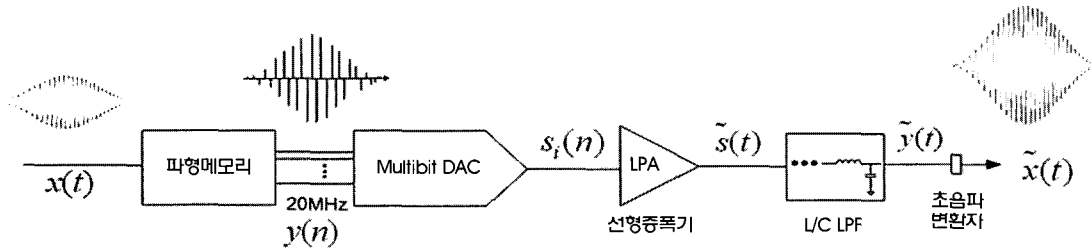


그림 1. 일반적인 임의파형 송신기의 구조
 Fig. 1. Typical architecture for arbitrary waveform transmission system

형 데이터를 저장하기 위한 메모리와 DAC(Digital to Analog Converter) 및 선형 증폭기(LPA, Linear Power Amp), 그리고 저역 통과 필터(LPF, Low Pass Filter)로 구성되어 있다. 그런데, 배열 소자를 사용하는 초음파 시스템에 이러한 FM 신호를 이용한 펄스 압축 기법을 적용하기 위해서는 각 채널에 그림 1과 같은 송신 회로가 필요하고 선형 증폭기의 효율 및 발열 문제로 인하여 부가적인 회로가 필요하게 되어 시스템의 크기와 비용이 크게 증가하는 문제가 발생한다 [7][8].

이에 반하여, 그림 2는 DAC와 선형 증폭기 대신 시그마델타 변조 기법과 고압 스위치를 사용하여 하드웨어의 크기를 줄이고 저역 통과 필터를 L/C 소자로 구성하여 이론적인 전력 효율이 100%인 임의 파형 송신기의 구조를 보여주고 있다 [9]. 시그마델타 변조는 신호 영역에서의 양자화 잡음 전력을 줄이고 신호 외부 대역으로 양자화 잡음 전력을 밀어내는 기법으로서, 복조된 신호의 신호대양자화 잡음비(SQNR: Signal to Quantization Noise Ratio)는 과도샘플링계수(OSR, Oversampling Ratio)와 양자화비트 수, 그리고 잡음 전달 함수의 특성에 의해 결정된다 [10]-[13]. 이 중에서 과도샘플링계수는 일반적인 초음파 신호의 경우 나이퀴스트율이 20MHz 이상이므로 실제로 구현 가능한 범위인 OSR=4(80MHz) 혹은 OSR=8(160MHz)로 제한되어야 하며, 특히 현존하는 고전압 양위상 펄서를 사용하기 위해서는 4배의 OSR 조건을 만족시켜야 한다. 한편 양자화비트 수는 하드웨어의 크기를 크게 증가시킬 수 있기 때문에 1비트를 주로 사용한다. 마지막

으로 양자화기의 잡음 전달 함수의 특성을 개선하기 위해 고차 SDM 기법을 사용하여 초음파 영상에서 원하는 펄스 압축 효과를 얻을 수 있다.

일반적으로 잡음 전달 함수의 차수를 증가시킨 고차 SDM 신호는 신호 대역에서는 양자화 잡음이 감소하는 대신 후단의 저역 통과 필터의 차단 영역으로 양자화 잡음이 보다 효과적으로 밀려나므로 복원된 신호의 SQNR이 향상된다. 그러나, 단순히 SDM 내부의 적분기를 직렬 연결하여 차수를 증가시킨 종속 연결구조 고차 SDM 변조 기법은 시스템의 특성이 불안정하여 발산하게 되는 단점이 있다 [11][12]. 이러한 문제를 해결하기 위하여 1비트 4차 변형구조 SDM을 이용한 임의파형 발생기가 저자들에 의하여 제안된 바 있다 [9].

본 논문은 80MHz(OSR=4)의 상대적으로 낮은 샘플률에서 SQNR과 시스템 안정성이 개선된 1.5비트 4차 변형구조 SDM을 설계하고 이를 최적화 하는 것을 목적으로 한다. 설계한 4차 변형 구조 SDM은 잡음 전달 함수의 궤환 루프에 특정 이득 값을 추가하여 안정적으로 동작하면서도 신호 대역에서의 양자화 잡음을 최소화 하여 약 18dB의 SQNR을 얻을 수 있다. 그리고 하드웨어의 크기를 줄이기 위해 1.5비트 양자화기를 사용하는 한편 실험을 통하여 양자화 임계값을 최적화하여 추가적으로 SQNR을 5dB 이상 향상시켰다. 이는 1비트 양자화기를 사용한 경우와 비교하였을 때 추가적인 하드웨어가 필요하지 않으므로 매우 효과적이다. 이렇게 설계한 SDM을 제한된 주파수 대역을 가지는 해닝 가중 칩 신호에

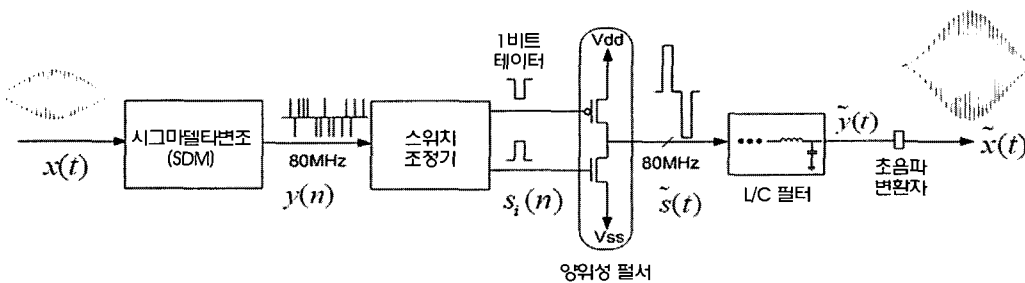


그림 2. SDM 기반의 임의파형 송신기의 구조
 Fig. 2. Arbitrary waveform transmission system based on Sigma-delta Modulation

적용한 결과 최종 발생시킨 송신 신호의 SNR은 26.5dB이며, 이를 펄스 압축 하였을 때 압축된 파형의 최대 측엽 값은 -48dB 이하였다. 따라서 제안된 1.5비트 4차 변형구조 SDM을 사용하면, 임의 파형 송신기의 하드웨어를 크게 줄이면서 전력 효율을 향상시켜 초음파 영상 시스템의 크기와 비용을 줄일 수 있다.

본 논문의 2장에서는 최적화된 1.5비트 4차 변형구조 SDM의 구조에 대해서 설명하고 3장에서 제안한 시그마델타 변조기법을 적용한 임의 파형 송신기에 대한 실험을 통하여 성능을 검증한다. 마지막으로 4장에서 결론을 맺도록 한다.

II. 최적화된 시그마 델타 변조 기법

A. 4차 변형구조 시그마델타 변조

시그마델타 변조 기법은 양자화 잡음의 에너지를 신호의 주파수

영역 외부 대역에 분포하게 함으로서 적은 비트 수를 이용하여 신호를 양자화 하는 방법이다 [10]-[13]. 1차 SDM 구조에서 SQNR은 다음과 같다[10].

$$SQNR_{1stSDM} = 6.02(N-1) + 10\log\left(\frac{3M^3}{\pi^2}\right) + a \quad (1)$$

여기서 M은 과도샘플링 계수(OSR, Oversampling Ratio)를 의미하며 N은 양자화 비트 수이고 α 는 상수이다. 이 식을 통해 SDM의 SQNR은 양자화 비트수가 1비트 증가할 때마다 약 6dB가 증가하게 되고, 과도 샘플링 룰이 2배 증가할 때마다 약 9dB증가함을 알 수 있다. 이는 초음파 신호를 8비트, 20MHz로 샘플링하는 시스템과 동등한 성능을 내기 위해서는 1비트 SDM의 과도 샘플링 계수 M이 32(=2⁵) 이상이 되어야 한다는 것을 의미한다. 이러한 SDM의 동작 속도는 640MHz 이상이어야 하므로, 실

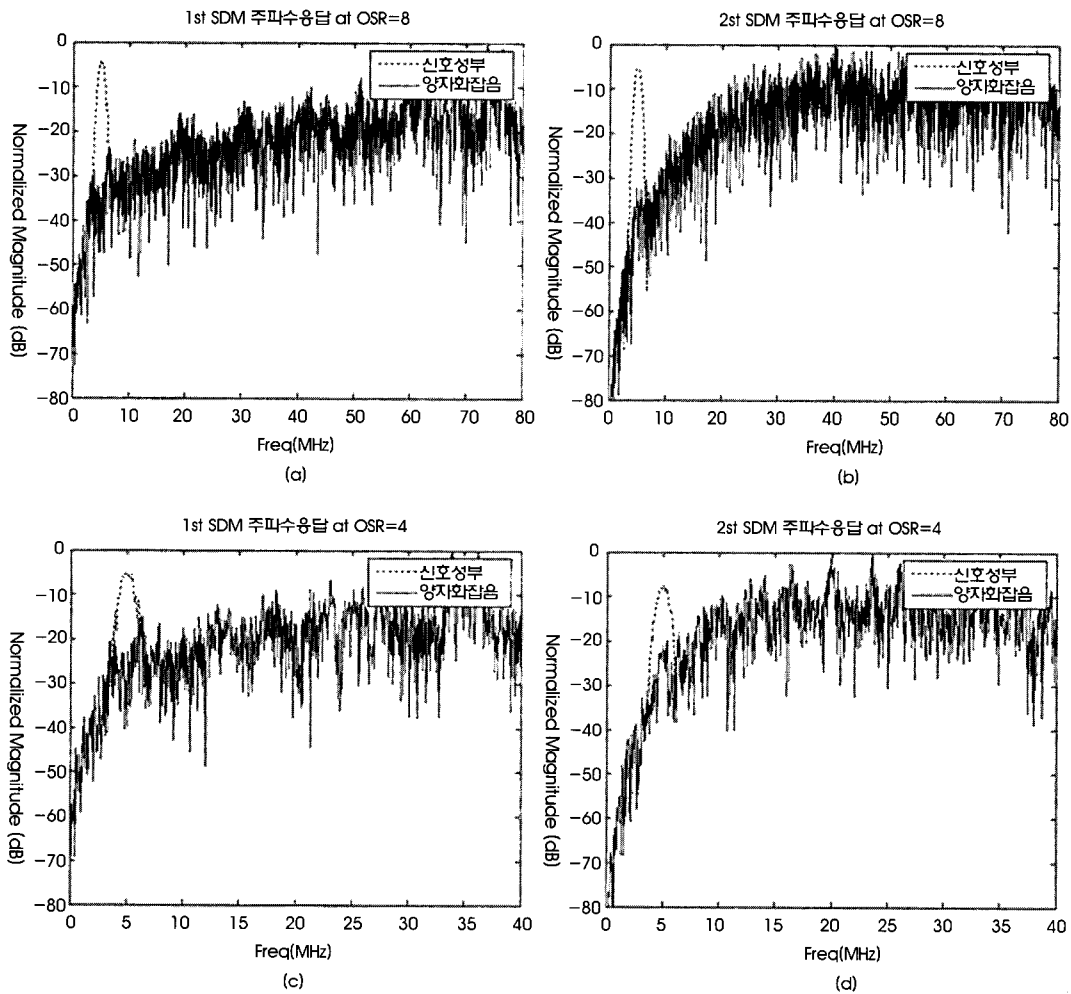


그림 3. OSR 변화에 따른 1차, 2차 SDM 출력 스펙트럼(점선: 신호성분, 실선: 양자화잡음) (a) M=8, 1차 SDM (b) M=8, 2차 SDM (c) M=4, 1차 SDM (d) M=4, 2차 SDM

Fig. 3. The Spectra as changing of the OSR(dotted line: signal spectrum, solid line: quantization noise spectrum) (a) M=8, 1st SDM (b) M=8, 2nd SDM (c) M=4, 1st SDM (d) M=4, 2nd SDM

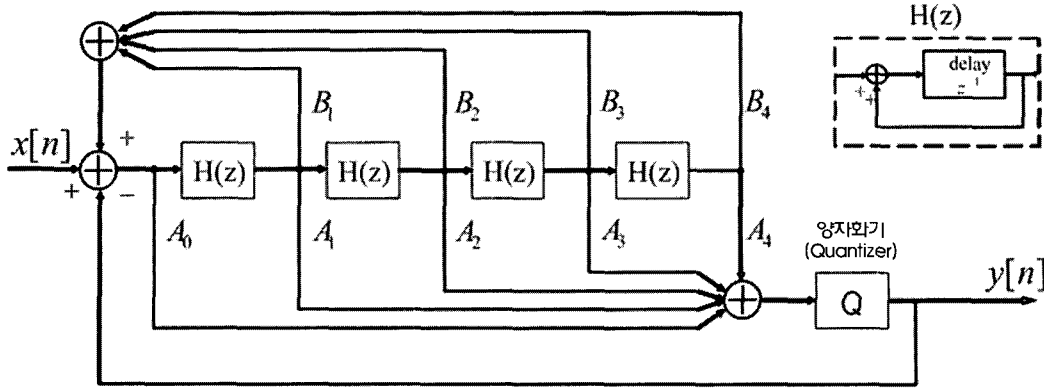


그림 4. 4차 변형구조 시그마델타 변조 구성도
 Fig. 4. 4th order modified sigma-delta modulator

제로 구현하는 것이 거의 불가능하다.

그런데 일반적으로 SDM의 차수가 증가함에 따라 양자화 잡음이 신호 대역에서는 줄어드는 대신 신호 외부 대역에 집중되므로 후단의 저대역 통과 필터에 의해서 신호 영역의 SQNR이 더욱 증가될 수 있다. 따라서 고차의 SDM을 사용하면 M을 줄일 수 있는 장점을 얻을 수 있다. 예를 들어 2차 SDM의 경우에는 SQNR이 M이 2배 증가할 때마다 약 15dB가 증가하므로 앞의 예에서 M이 8이상이면 동등한 성능을 얻을 수 있다. 그림 3은 1차 및 2차 SDM에 대하여 과도 샘플링 계수(OSR) M에 따른 변조 신호의 영향을 나타낸 것이다. 그림 3의 (a)와 (b)는 각각 M이 8인 경우의 1차 및 2차 SDM 변조 신호의 스펙트럼으로서 앞서 예상한 바와 같이 2차 SDM 변조를 사용한 경우 1차 SDM 변조를 사용한 경우보다 우수한 SQNR을 갖는 신호를 얻을 수 있음을 알 수 있다. 그러나 그림 3의 (c)와 (d)처럼 M이 원하는 성능을 얻기 위한 과도 샘플링률을 만족하지 못하는 경우에는 제거되지 않는 양자화 잡음 성분이 매우 크므로 충분한 SQNR을 얻기 어렵다.

따라서 원하는 성능의 SQNR을 얻기 위해서는 충분한 과도 샘플링률을 확보하거나, 과도 샘플링률을 줄이는 대신 고차의 SDM 구조를 사용하여야 한다. 그림 3의 결과에서 알 수 있듯이 2차 SDM을 사용할 경우에도 과도 샘플링률이 160MHz 이상이어야 만족할만한 SQNR을 얻을 수 있다. 앞서 언급한 바와 같이 본 논문에서는 과도 샘플링률을 실제 구현에 적합하도록 80MHz(M=4)로 제한하였으므로 2차 이상의 고차 SDM 구조를 사용하여야 한다. 여기서, 일반적인 종속 연결 고차 SDM의 차수는 레퍼 루프내의 적분기를 직렬로 연결하여 차수를 증가시킬 수 있다 [10][11]. 하지만 이렇게 구성된 3차 이상의 종속 연결 SDM의 구조는 양자화기의 입력이 발산하게 되어 항상 불안정한 시스템 특성을 가지고 있다 [16]. 그러므로, 안정적인 시스템 특성을 갖는 고차의 변형 구조 SDM을 사용하여야 한다.

본 논문에서 적용한 4차 변형구조 시그마델타 변조(Modified SDM)는 피드백, 피드포워드 루프에 특정 이득을 추가하여 전체

시스템의 영점과 극점을 변화시켜 양자화 잡음을 무작위화하고 시스템의 안정성을 얻을 수 있는 장점을 가지고 있다. [14][15]. 그림 4는 이러한 4차 변형구조 SDM 구조로서 신호전달함수(STF)와 잡음전달함수(NTF)는 다음과 같이 표현된다.

$$STF = \frac{\sum_{i=0}^4 A_i (z-1)^{4-i}}{z[(z-1)^4 - \sum_{i=1}^4 B_i (z-1)^{4-i}] + \sum_{i=0}^4 A_i (z-1)^{4-i}} \quad (2)$$

$$NTF = \frac{(z-1)^4 - \sum_{i=0}^4 B_i (z-1)^{4-i}}{z[(z-1)^4 - \sum_{i=1}^4 B_i (z-1)^{4-i}] + \sum_{i=0}^4 A_i (z-1)^{4-i}} \quad (3)$$

위 식에서 계수 A_i 와 B_i 는 NTF의 특성을 결정하는 극점과 영점의 위치에 중요한 역할을 한다 [14][15]. 우선, NTF의 극점에 영향을 미치는 계수 A_i 는 NTF의 신호 외부영역의 이득과 전체 시

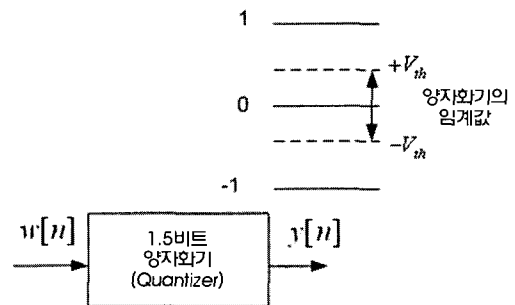


그림 5. 1.5비트 양자화기의 모델링
 Fig. 5. Modeling of the 1.5bit quantizer

시스템의 안정도를 결정하는 중요 변수이다. 따라서, NTF의 계수 B_i 를 '0'으로 고정하고, 통과 대역에서 평탄한 특성을 가지는 4차 버터워스 고역 통과 필터와 선형 비교하여 A_i 를 결정할 수 있다. 한편 NTF의 영점에 영향을 미치는 분자항의 계수 집합 B_i 는 신호 대역의 폭과 잡음의 감쇄를 결정하는 변수이다. 따라서, 신호 대역에서의 잡음의 감쇄를 극대화하기 위해 체비세프 타입 2나 엘립틱 고역통과 필터를 이용하여 B_i 를 결정할 수 있다. 그러나 엘립틱 필

터의 경우에는 과도 대역폭이 작으면서도 잡음 감쇄를 크게 할 수 있는 장점이 있지만, 영점과 극점의 변화에 민감하여 불안정한 시스템 특성을 나타낼 수 있다. 따라서 본 논문에서는 4차 체비세프 타입 2 필터와 앞서 계산한 A_i 를 대입한 NTF를 선형 비교하여 B_i 를 결정하는 방식을 사용하였다.

B. 최적화된 1.5비트 4차 변형구조 SDM

4차 변형구조 SDM은 목적하는 OSR 조건(M=4)에서 종속 연

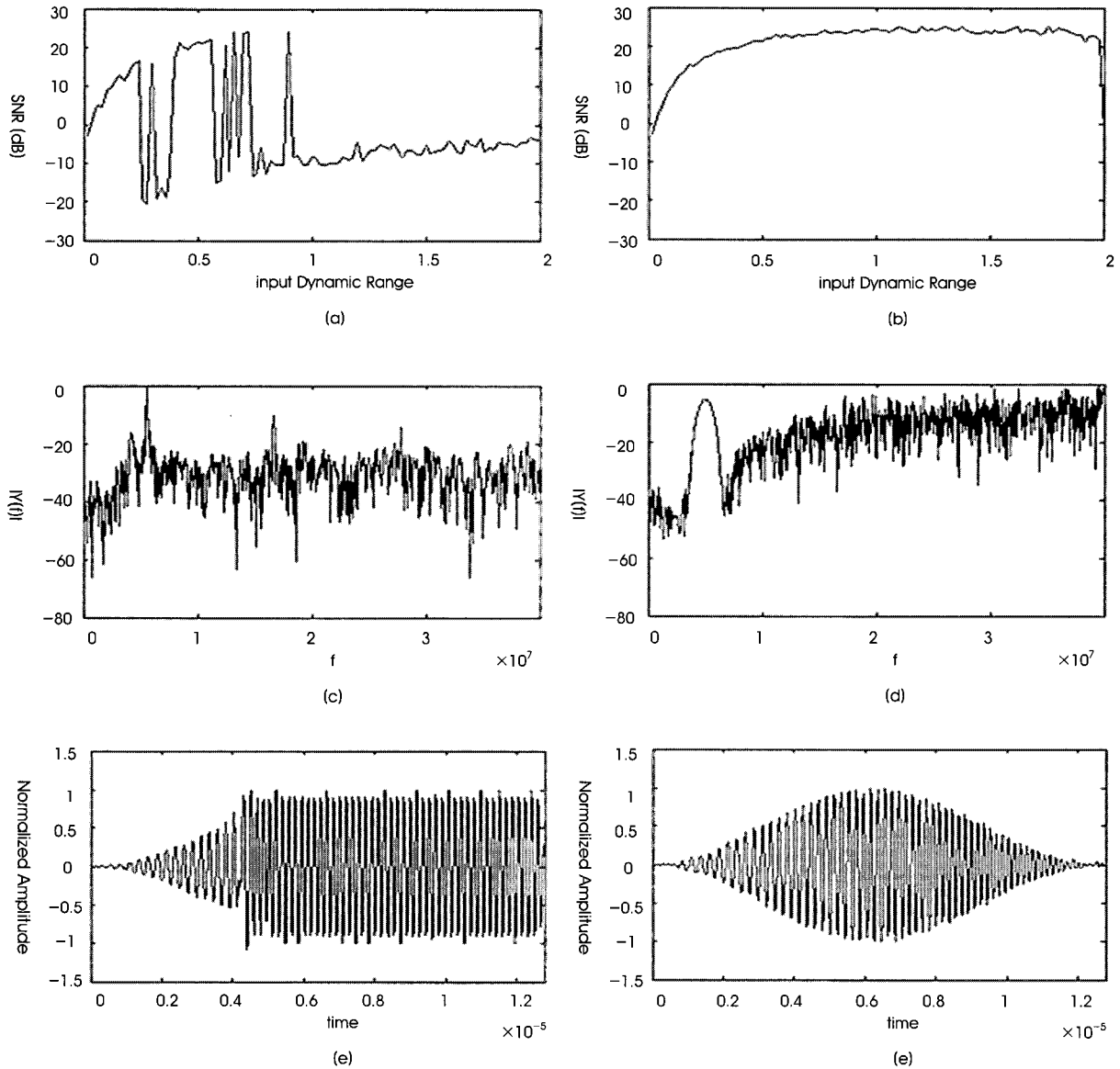


그림 6. 차단주파수 선택($\Omega_{cheby}, \Omega_{cheby}$)에 따른 4차 변형구조 SDM 결과 (a) 입력 동적 범위에 따른 SNR 변화(10MHz, 6MHz), (b) 입력 동적 범위에 따른 SNF. 변화(8MHz, 6MHz), (c) 4차 SDM 출력신호의 주파수 응답(10MHz, 6MHz), (d) 4차 SDM 출력신호의 주파수 응답(8MHz, 6MHz), (e) 복원한 출력신호의 시간 응답(10MHz, 6MHz), (f) 복원한 출력신호의 시간 응답(8MHz, 6MHz)

Fig. 6. 4th order modified SDM results as varying cut-off frequencies($\Omega_{cheby}, \Omega_{cheby}$) (a) SNR plot by sweeping input dynamic range(10MHz, 6MHz) (b) SNR p o: by sweeping input dynamic range(8MHz, 6MHz) (c) SDM output spectrum(10MHz, 6MHz) (d) SDM output spectrum(8MHz, 6MHz) (e) time response of the reconstructed signal(10MHz, 6MHz) (f) time response of the reconstructed signal(8MHz, 6MHz)

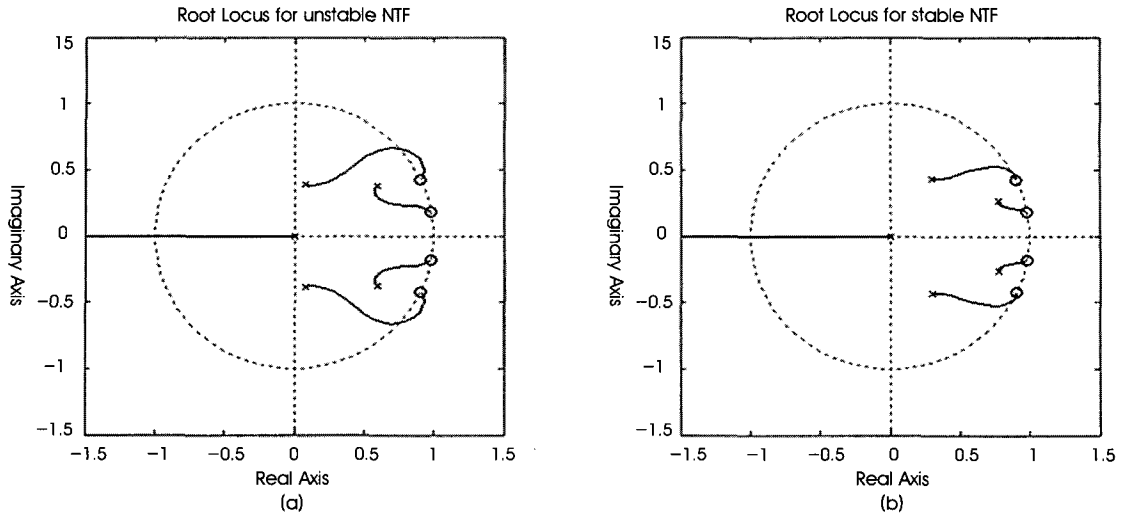


그림 7. 차단주파수 선택에 따른 SDM의 Root Locus 특성 (a) 불안정하게 동작하는 SDM($\Omega_{cheby} = 10\text{MHz}$, $\Omega_{cheby} = 6\text{MHz}$) (b) 안정적으로 동작하는 SDM($\Omega_{cheby} = 8\text{MHz}$, $\Omega_{cheby} = 6\text{MHz}$)

Fig. 7. Root Locus plots of the Fig. 6 (a) the unstable SDM($\Omega_{cheby} = 10\text{MHz}$, $\Omega_{cheby} = 6\text{MHz}$) (b) stable SDM($\Omega_{cheby} = 8\text{MHz}$, $\Omega_{cheby} = 6\text{MHz}$)

결구조 고차 SDM과 비교하여 상대적으로 안정적인 동작을 할 수 있지만 이 역시 제한적이며 원하는 SQNR 값을 얻기 힘들다. 따라서 그림 4의 4차 변형구조 SDM 구조를 사용하여 항상 안정적으로 동작하면서도 20dB 이상의 SQNR을 얻기 위해서 양자화기의 비트 수를 증가시켜야 한다. 즉, 과도샘플링 률을 80MHz(M=4)로 고정하면 양자화 비트수를 증가시켜야만 초음파 영상에 적합한 성능을 얻을 수 있다. 하지만, 양자화 비트수가 증가하면 하드웨어가 기하급수적으로 증가하므로, 본 논문에서는 1비트 양자화기를 사용한 경우와 거의 동일한 하드웨어를 사용하면서 20dB 이상의 SQNR을 얻을 수 있는 1.5비트 양자화기를 사용하였다. 그림 5는 사용된 1.5비트 양자화기를 나타내고 있으며 다음 식은 1.5비트

양자화기의 임계값에 따른 양자화기 출력의 상태값을 보여준다. $w[n]$ 은 양자화기의 입력이며, 양자화기의 출력 $y[n]$ 은 양자화기의 임계값 (V_{th}) 조건에 따라 세 개의 상태값 (+1, 0, -1)을 가진다.

$$y[n] = \begin{cases} +1, & V_{th} < w[n] \\ 0, & -V_{th} \leq w[n] \leq V_{th} \\ -1, & w[n] < -V_{th} \end{cases} \quad (4)$$

4차 변형구조 SDM은 SDM의 설계에 사용된 버터워쓰와 체비셰프 타입 필터의 특성과 1.5비트 양자화기의 임계값에 따라 성능이 좌우된다. 즉, 신호대역에서 양자화 잡음이 효과적으로 감소하고 외부 대역으로 잡음이 집중하도록 각 필터들의 차단 주파수를 높이면 높은 SNR을 얻게 되어 성능이 향상된다. 그러나 필터의 차단 주파수가 증가하면 SDM의 양자화기의 입력이 발산하여 불안정한 출력 상태를 보이는 경우가 발생하므로, 안정적인 시스템 특성을 갖는 범위에서 원하는 SNR을 얻을 수 있도록 각 필터의 차단 주파수를 결정하여야 한다. 이러한 필터의 차단 주파수는 근 궤적 (root locus) 알고리즘을 사용하여 결정할 수 있다 [16][17]. 또한, 양자화기의 양자화 임계값을 입력신호에 따라 최적화하면 SDM의 성능을 크게 향상시킬 수 있다.

본 논문에서는 근 궤적 알고리즘을 이용하여 안정적인 시스템 특성을 갖도록 SDM의 설계에 사용된 각 필터들의 차단 주파수를 최적화 하고, 연속반복 실험(iterative simulation)을 통하여 최대의 SNR을 얻을 수 있는 1.5비트 양자화기의 양자화 임계값 결정하였다. 6은 1.5비트 4차 변형구조 SDM의 차단 주파수 선택에 따른 SDM 변조 신호의 특성을 나타내고 있다. 사용된 입력 신호는 중심주파수가 5MHz이고 3MHz의 6dB 대역폭을 가지는 해닝

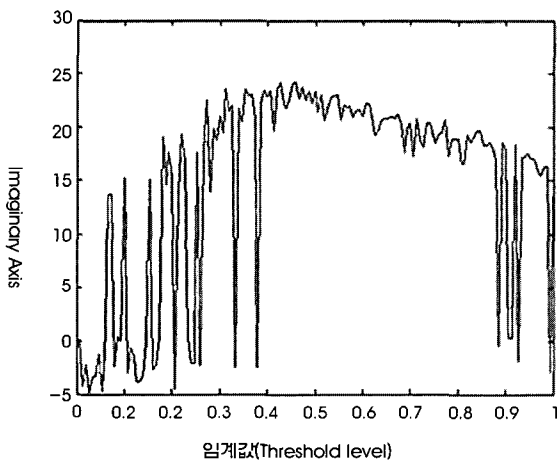


그림 8. 양자화기의 임계값에 따른 SQNR 결과
Fig. 8. SQNR plot as sweeping quantizer threshold level

창(hanning window) 가중 칩 신호이며, 4배의 OSR 조건 (80MHz) 에서 실험하였다. 또한, 입력 신호 $x[n]$ 은 -1V 부터 +1V 의 범위 내에서 변화하고, 양자화 임계값 V_{th} 는 $\pm 1/3V$ 로 가정하였다. 이러한 조건에서 버터워스 필터의 차단주파수 Ω_{cheby} 가 10MHz, 체비셰프 타입2 필터의 차단주파수 Ω_{cheby} 가 6MHz인 경우 입력 신호의 동적 범위(dynamic range)에 따른 변조 신호의 SNR과 주파수 스펙트럼, 그리고 복원된 신호의 파형을 각각 그림 6의 (a), (c), (e)에 나타내었다. 또한 Ω_{cheby} , Ω_{cheby} 가 각각 8MHz, 6MHz인 경우에 대해서도 SNR 및 주파수 스펙트럼, 그리고 복원된 신호의 파형을 그림 6의 (b), (d), (f)에 나타내었다.

그림 6(a)를 통해 알 수 있듯이, 4차 SDM에 적용할 필터의 차단

주파수가 너무 높으면 입력 신호의 동적 범위에 따라 SNR이 크게 달라지는 것을 알 수 있다. 따라서, 그림 6(c)와 같이 4차 SDM을 통과한 1.5비트 출력의 주파수 응답 특성이 그림 6(d)의 결과처럼 정확한 잡음 변형(noise shaping) 특성을 보이지 못하게 되며, 결과적으로 저역 통과 필터를 사용하여 복원한 신호 그림 6(e)는 그림 6(f)와는 달리 양자화 잡음이 발산하는 SDM의 불안정한 특성 때문에 입력 가중 칩 신호를 원래대로 복원해 내지 못함을 알 수 있다.

이처럼 차단주파수의 선택에 따라 4차 변형구조 SDM의 안정도가 결정되며 이는 근 궤적(root locus) 기법을 통해 확인할 수 있다. 4차 변형구조 SDM의 비선형소자인 양자화기를 근 궤적 기법의 파라미터에 해당하는 이득소자로 정의하고 양자화기의 모든 입력

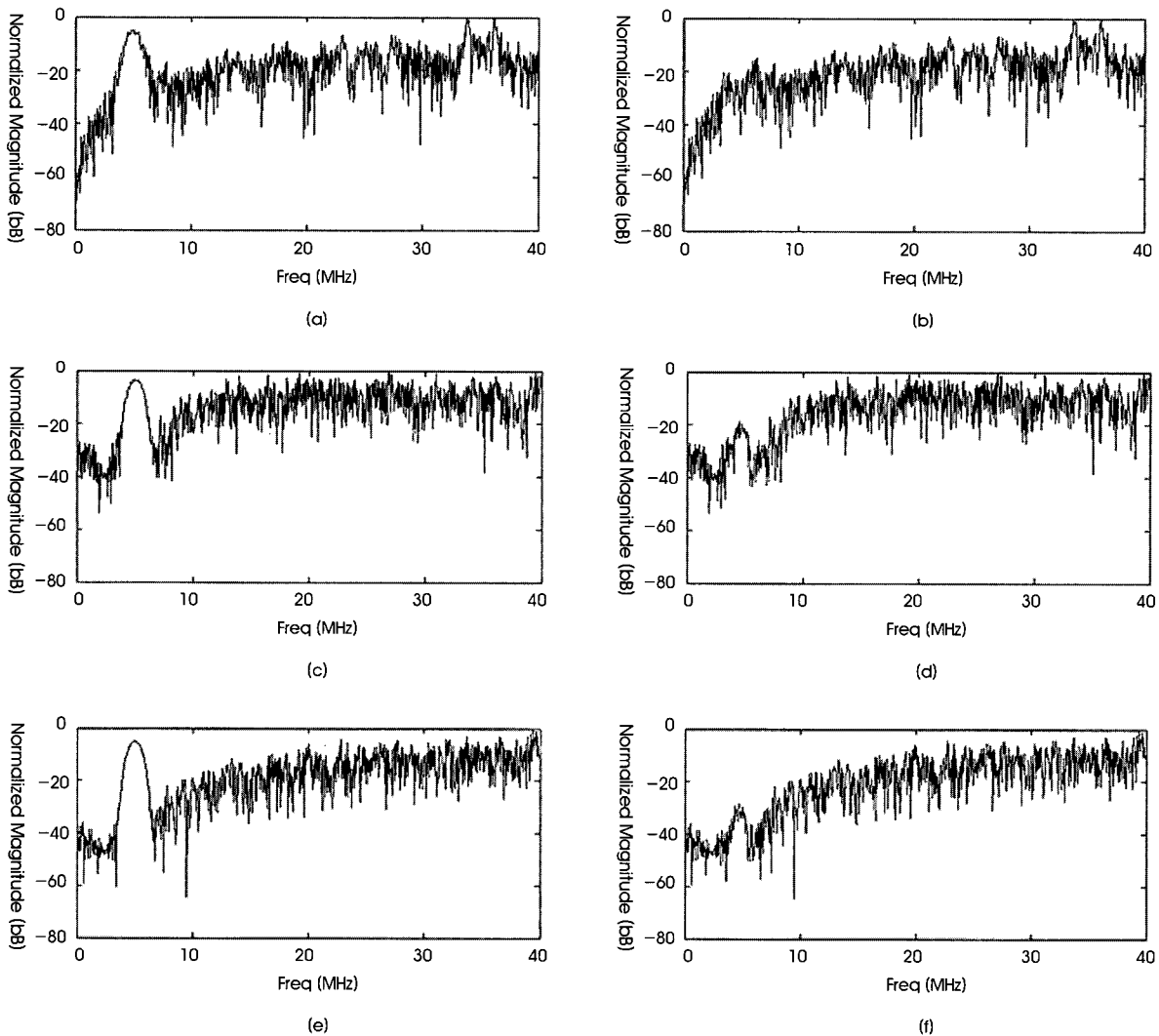


그림 9. 1비트 1차 SDM (a) 출력신호의 주파수 응답 및 (b) 잡음전력 스펙트럼, 1비트 4차 변형구조 SDM (c) 출력신호의 주파수 응답 및 (d) 잡음전력 스펙트럼, 1.5비트 4차 변형구조 SDM (e) 출력신호의 주파수 응답 및 (f) 잡음전력 스펙트럼

Fig. 9. 1-bit 1st order SDM (a) The frequency response (b) Noise spectrum
 1-bit 4th order Modified SDM (c) The frequency response (b) Noise spectrum
 1.5-bit 4th order Modified SDM (c) The frequency response (b) Noise spectrum

데이터 들에 대해 이득을 증가시켰을 때, 근 계적 상에서 시스템의 극점이 모두 단위원(Unit circle) 내에 존재하면 그 시스템은 안정적으로 동작하게 된다. 그림 7은 그림 6에서 비교하였던 Ω_{cheby} , Ω_{cheby} 가 10MHz, 6MHz인 경우(그림6(a))와 8MHz, 6MHz인 경우(그림6(b))에 대하여 설계한 4차 변형구조 SDM의 근계적 특성을 나타내고 있다. 그림 7(a)와 같이 높은 차단 주파수를 적용하여 설계한 SDM의 경우 양자화기의 이득이 커지면 극점이 단위원 바깥으로 이동하기 때문에 그림 6의 (a)와 같이 불안정한 SDM 특성을 나타내고 있음을 알 수 있다. 반면에 그림 7(b)와 같이 낮은 차단 주파수를 사용하여 설계한 경우에는 모든 양자화기의 이득에

대하여 SDM의 극점이 항상 단위원 내부에 존재하므로, 그림 6의 (b)에서 볼 수 있듯이 입력 동작 범위가 변하는 것에 관계 없이 설계한 SDM 시스템이 안정적으로 동작함을 알 수 있다. 실제로 이러한 실험 과정은 여러 차단 주파수들에 대하여 적용해 보았으며, 그림6(a)과 그림7(a)는 그 중 불안정하게 동작하는 예이고 그림 6(b)와 그림7(b)는 20dB 이상의 SQNR을 제공하면서 가장 안정적으로 동작하는 경우의 특성을 보여주고 있다. 따라서, 근계적 기법을 이용하여 4차 변형구조 SDM을 설계하기 위한 필터들의 차단 주파수를 최적화 할 수 있다.

한편, 4차 변형구조 SDM을 설계하는데 있어서 다른 주요 성능

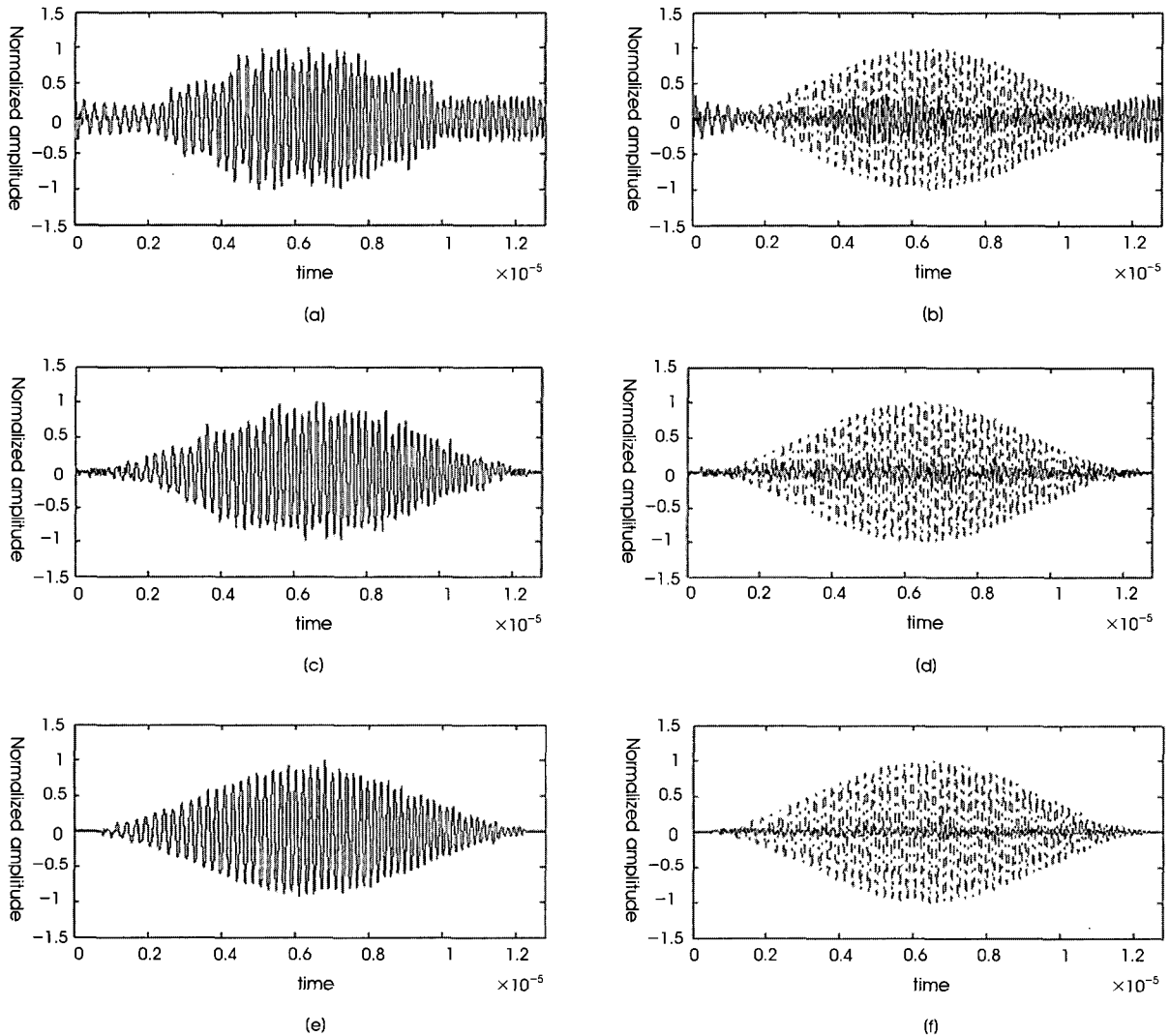


그림 10. 1비트 1차 SDM의 (a) 복조 결과 및 (b) 입력신호와의 오차, 1비트 4차 SDM의 (c) 복조결과 및 (d) 입력신호와의 오차, 1.5비트 4차 SDM의 (e) 복조결과 및 (f) 입력신호와의 오차

Fig. 10. (a) the reconstructed output of the 1-bit 1st order SDM (b) the quantization noise of fig (a) (c) the reconstructed output of the 1.5 bit 4th Modified SDM (d) the quantization noise of fig. (c) (e) the reconstructed output of the 1.5 bit 4th Modified SDM (f) the quantization noise of fig. (e)

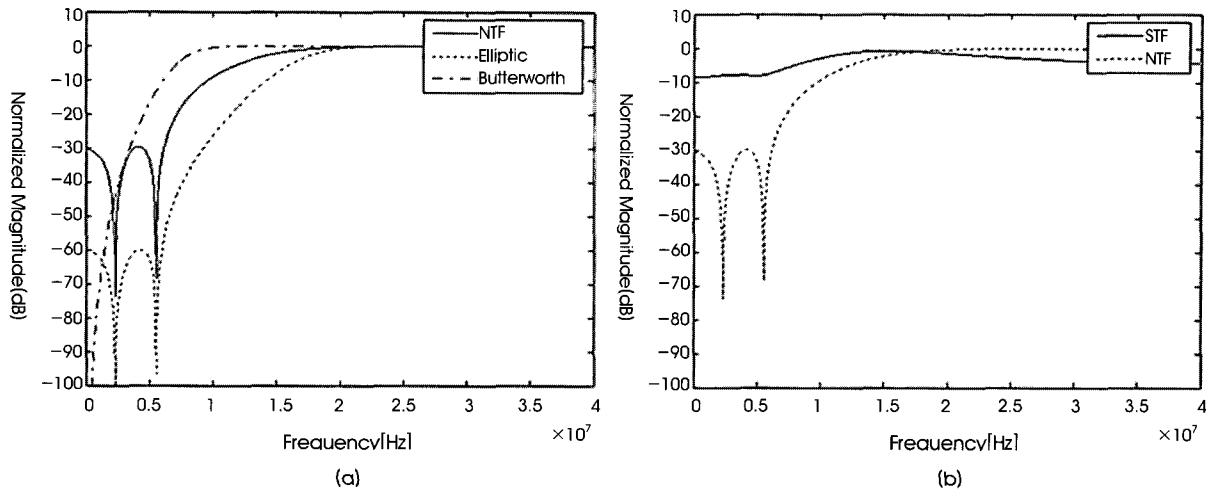


그림 11. M=4(80MHz)에서 설계한 (a) 잡음전달함수 특성 (b) 신호전달함수 특성
 Fig. 11. Frequency responses at M=4(80MHz) (a) NTF (b) STF

변수는 1.5비트 양자화기의 임계값이다. 그림6(b)와 같이 안정적인 동작하는 SDM의 차단주파수 값을 찾은 뒤, 정해진 입력 신호에 대하여 그림 5의 양자화기 임계값을 변화시키면서 연속반복 실험을 한 결과 그림 8과 같이 임계값 V_{th} 가 0.46일 때 최대 SNR 값을 가지는 것을 알 수 있다. 또한, 그림 9는 1비트 양자화기를 사용한 1차 SDM과 4차 변형구조 SDM, 그리고 임계값을 최적화한 1.5비트 양자화기를 사용한 4차 변형구조 SDM 각각의 변조신호의 스펙트럼과 잡음의 전력 스펙트럼을 나타낸 것으로써 양자화 비트수가 같은 경우에는 4차 SDM을 이용한 경우 (그림9(b))가 1차 SDM을 사용한 경우(그림9(a))보다 신호대역에서 잡음이 감소함을 알 수 있다. 또한 같은 4차 SDM을 이용한 경우 그림 9(b)와 그림 9(c)로부터 이는 양자화 비트수가 1.5일 때 신호대역에서 잡음이 더욱 감소하게 됨을 알 수 있다. 이러한 결과는 SDM 변조신호를 저역 통과 필터를 이용하여 복원한 신호의 SQNR을 구하면 정량적인 비교를 할 수 있다.

그림 10는 그림 9에서 비교한 각각의 SDM 기법을 이용하여 변조된 신호를 복원한 결과 및 입력 신호와의 차이를 나타낸 그림이다. 그림 9에서 변조신호의 잡음 특성을 비교하여 얻은 결과와 마찬가지로 복원된 신호 역시 고차의 SDM을 사용할수록 그리고 양자화 비트수가 증가할수록 높은 SQNR을 얻을 수 있음을 그림 10을 통하여 알 수 있다. 이 때 SQNR은 (a) 1비트, 1차 SDM 경우 10.4dB, (c) 1비트, 4차 SDM 경우 18.1dB, (e) 1.5비트, 4차 SDM 23.5dB 이다. 이처럼 제안하는 1.5비트 4차 변형구조 SDM은 안정적인 시스템 특성을 나타내면서 실제로 구현하기에 적합한 과도 샘플링 레이트 아래에서 초음파 영상 시스템이 요구하는 20dB 이상의 SQNR을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

이상의 결과를 통하여 과도 샘플링 레이트가 80MHz(M=4)일 때에도 안정적인 시스템 특성을 갖는 최적화된 1.5비트 4차 변형구조 SDM을 설계하였으며, 설계된 SDM의 잡음전달함수와 신

호전달함수의 주파수 응답을 각각 그림 11(a)와 (b)에 나타내었다. 그림 11(a)에서 일점쇄선과 점선은 4차 변형구조 SDM의 잡음전달함수를 설계하기 위한 버터워스 필터와 체비세프 타입2 필터의 주파수 응답을 나타내고 있으며, 실선은 설계된 잡음전달함수의 주파수 응답을 나타내고 있다. 그림을 보면 신호 대역에서 양자화 잡음을 약 30dB 이상 감쇄시킬 수 있는 것을 볼 수 있다. 그림 11(b)에서 점선과 실선은 설계된 잡음전달함수와 신호전달함수의 주파수 응답을 보여준다. 신호전달함수의 특성을 보면, 모든 주파수 대역에 대해 입력신호를 전달 가능하지만 입력 신호 대역에서 약 8dB 정도 신호가 감쇄되는 것을 볼 수 있다. 그림 11을 통하여 제안한 1.5비트 4차 변형구조 SDM의 최종 출력을 저역 통과 필터를 이용하여 복원할 경우 안정적인 시스템 특성을 가지면서도 약 23dB 이상의 SQNR을 얻을 수 있음을 나타낸다. 이는 그림 10(e)의 결과와 거의 일치한다. 따라서, 제안한 SDM의 구조를 이용하면 실제 구현에 적합한 효율적인 임의파형 송신기를 설계할 수 있다.

III. 실험 및 고찰

제안하는 시그마델타 변조기법 기반의 효율적인 임의파형 송신기를 검증하기 위해 가중침 신호를 사용하여 서론에서 제시하였던 그림 2의 구조에 대한 컴퓨터 모사 실험을 하였다. 실험에 사용된 입력 송신신호는 가중침 신호로써 중심 주파수가 5MHz이고 3MHz의 대역폭, 주파수 스위프 빈도(sweep rate)가 3MHz (3.5MHz~6.5MHz), 12.8us의 주기를 가지며 가중함수는 해닝 창함수를 사용하였다 [18][19]. 이러한 신호를 그림 2의 입력 $x(t)$ 에 적용하여 제안하는 1.5비트 4차 변형구조 SDM의 1.5비트 출력 신호인 $y(n)$ 을 컴퓨터를 통해 구한다. 그리고 1.5비트 출력 신호는 스위치 조정기를 통하여 고전압 펄스로 인가된다. 증폭된 양위상 펄스 $s(t)$ 는 L/C 소자로만 이루어진 4차버터워스 저역

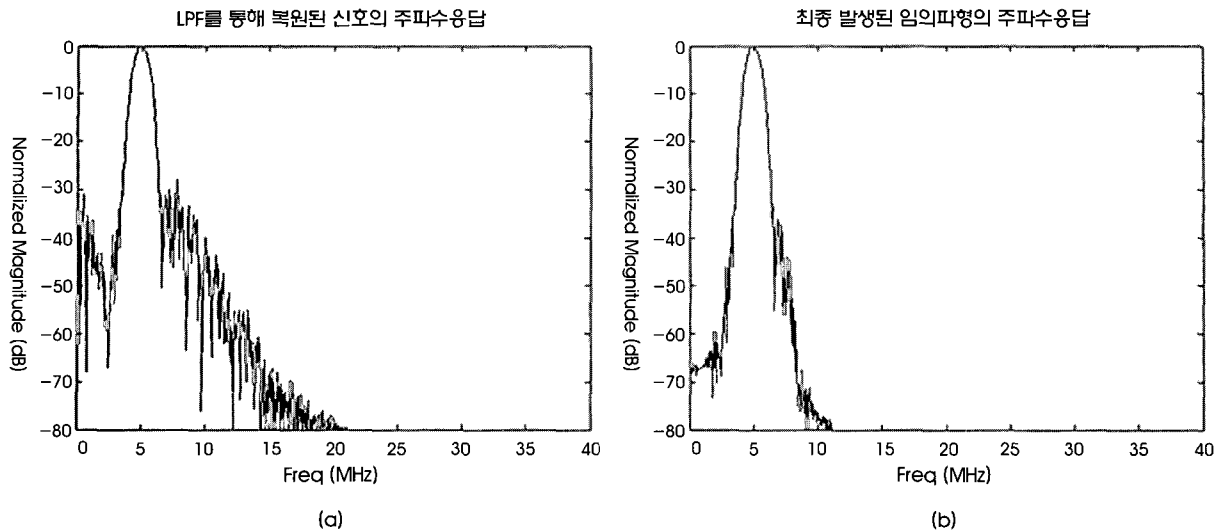


그림 12. (a) 복원된 1.5비트 SDM 출력 신호의 주파수 응답 (b) 변환자를 통해 최종 발생된 임의파형의 주파수 응답
 Fig. 12. Spectra of (a) reconstructed 1.5bit SDM output (b) transmitted arbitrary waveform through the transducer

통과 필터를 통과하여 복원된다. 이렇게 복원된 $\tilde{y}(t)$ 는 임펄스 응답이 $h(t)$ 인 변환자를 통하여 최종 송신신호 $\tilde{x}(t)$ 를 얻게 된다. 여기서, 초음파 변환자의 임펄스 응답 $h(t)$ 는 일반적으로 대역통과 필터의 특성을 갖기 때문에 실험에서는 입력 송신 신호와 중심 주파수는 같고 6dB 대역폭이 중심주파수의 60%인 가우시안 형태의 대역통과 필터로 가정하였다.

그림 12(a)는 앞서 설계한 $M=4(80\text{MHz})$ 일 때 최적화 된 1.5비트 4차 변형구조 SDM을 통해 변조된 후 저역 통과 필터에 의해 복원된 신호 $\tilde{y}(t)$ 를 나타내며, 그림 12(b)는 변환자를 통하여 실제 송신되는 신호 $\tilde{x}(t)$ 의 주파수 응답을 보여준다. L/C 필터를 사용

해 복원된 신호를 나타낸 그림 11(a)의 경우 SQNR 값은 그림 10(e)에서 알 수 있듯이 23.5dB이다. 그리고 그림 12(b)를 보면, 변환자를 통하여 최종 송신되는 신호의 주파수 응답은 변환자가 대역통과 필터의 특성을 갖기 때문에 그림 12(a)의 결과와 비교하였을 때 신호 외부 대역에서 양자화 잡음이 현저히 줄어드는 것을 알 수 있다.

그림 13은 변환자를 통하여 실제 송신되는 신호 $\tilde{x}(t)$ 와 입력신호 $x(t)$ 의 오차 $e(t)$ 를 시간 축에서 나타낸 것이다. 이 경우 최종 송신신호의 SNR은 약 26.5dB이다. 따라서 제안한 SDM의 구조를 사용한 임의 파형 발생기는 입력 신호와 거의 동일한 신호를 받

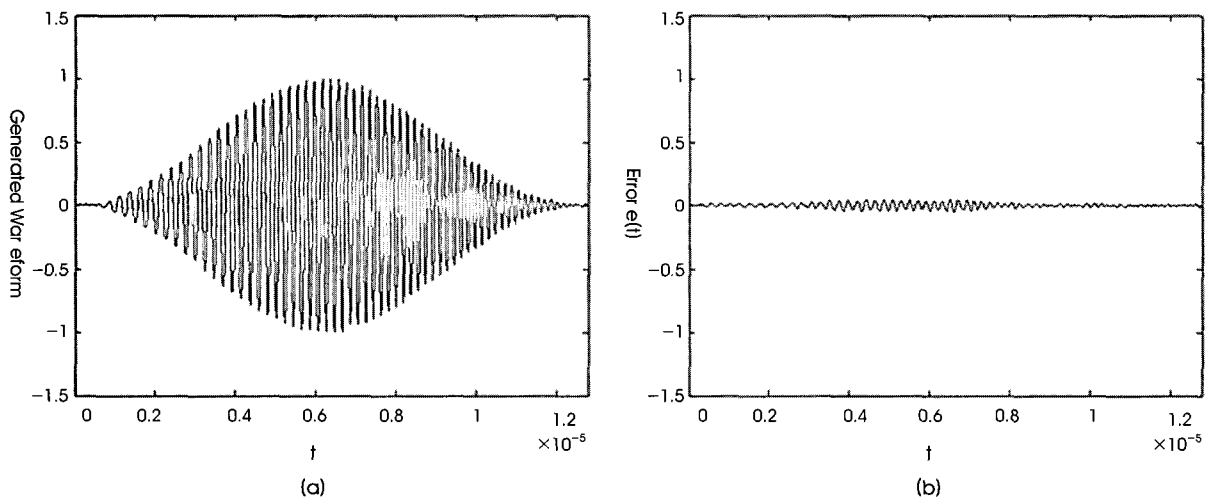


그림 13. (a) 변환자를 통해 최종 발생된 임의파형의 시간 응답 (b) 입력신호와 최종 발생된 해닝 가중 칩 파형과의 오차
 Fig. 13. Time response of (a) the transmitted arbitrary waveform of Fig. 12(a) (b) its error compared to the originally transmitted one

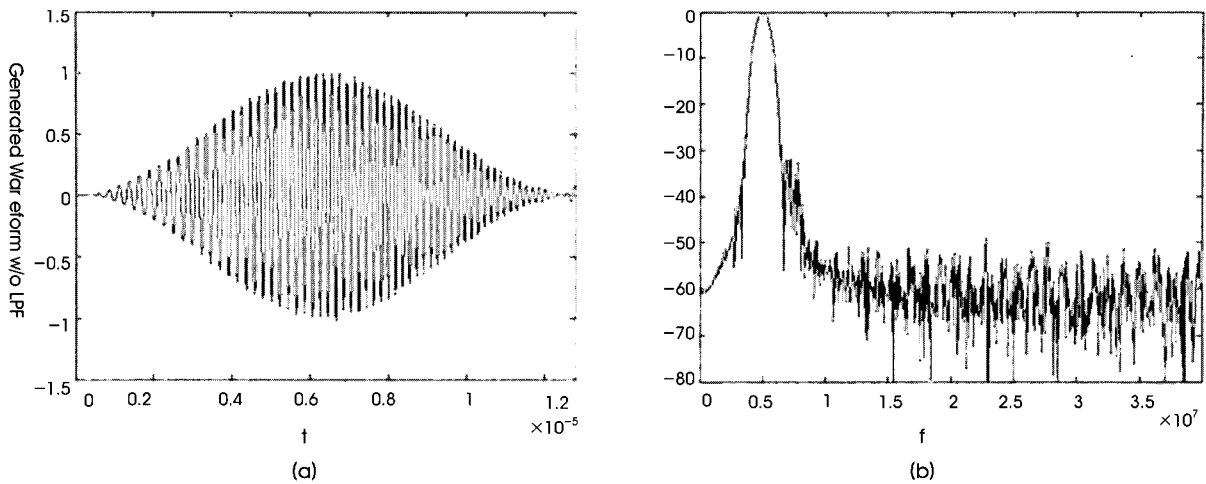


그림 14. 저역 통과 필터가 제거된 구조에서 발생시킨 임의파형의 (a) 시간 응답 (b) 주파수 응답
 Fig. 14. The characteristics of transmitted arbitrary waveform without low-pass filter (a) time response (b) frequency response

생할 수 있음을 알 수 있다. 그러므로 앞서 언급한 바와 같이 초음파 변환자를 통하여 송신되는 임의파형 신호의 SNR이 20dB 이상인 경우 수신 시 실제 영상에서 요구되는 결과를 얻을 수 있기 때문에 제안한 1.5비트 4차 변형구조 SDM은 효율적인 임의파형 발생기의 구현에 적합하다.

한편, 변환자의 임펄스 응답은 입력 신호와 정합하는 대역통과 필터의 특성을 갖기 때문에 그림 2에서 SDM 변조신호를 복원하

기 위한 4차 버터워스 L/C 저역 통과 필터를 제거하고 양위상 펄서로부터 출력된 신호 $s(t)$ 를 직접 송신할 수 있다. 이 경우 최종 복원된 신호의 시간 및 주파수 응답은 그림 14와 같으며, 이 경우 SNR은 약 25dB로 저역 통과 필터를 사용한 경우와 비교해 잡음 성분이 약 1.5dB 감소한 결과이다. 따라서 필터가 제거된 구조를 사용한 임의파형 발생기를 통해서도 원하는 성능의 SNR을 얻을 수 있다. 하지만 실제 송신되는 신호가 저역 통과 필터를 사용한 경우와 유사한 특성을 갖게 되더라도 신호 대역 외부의 잡음이 변환자에 전달되어 심각한 발열 문제를 야기할 수 있으므로 시스템의 안전성에 문제가 있다. 또한 실제 변환자의 주파수 응답 특성은 이상적인 대역 통과 필터의 특성을 가지지 못하고 통과 대역에서 신호가 부분적으로 왜곡되므로, 실제의 경우 저역 통과 필터가 제거된 구조에서 발생시킨 임의 파형의 SNR은 25dB 이하이다. 따라서 시스템의 안정성 확보와 효과적인 임의 파형 발생을 위해 저역 통과 필터를 사용해야만 한다.

그림 15는 입력 신호인 가중 칩 신호를 이상적인 임의파형 발생기를 사용하여 발생시키고 변환자를 통해 최종 송신된 신호와 논문에서 제안한 1.5비트 4차 변형구조 SDM의 구조를 사용하여 발생시킨 후 변환자를 통해 최종 송신된 신호의 펄스 압축 결과를 나타내고 있다. 두 경우 모두 주엽폭은 동일하며, 그림 15(b)를 보면 제안하는 방식을 적용하였을 때의 최대 측엽 값 역시 -48dB 이하로 억제되고 있기 때문에 해상도 측면에서 동일한 초음파 영상을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 따라서, 제안한 SDM 변조 기법 기반의 임의파형 송신기를 사용한 초음파 시스템은 효율적인 하드웨어로 기존의 선형 증폭기 기반의 임의파형 발생기를 사용한 경우와 동일한 해상도를 갖는 초음파 영상을 얻을 수 있다.

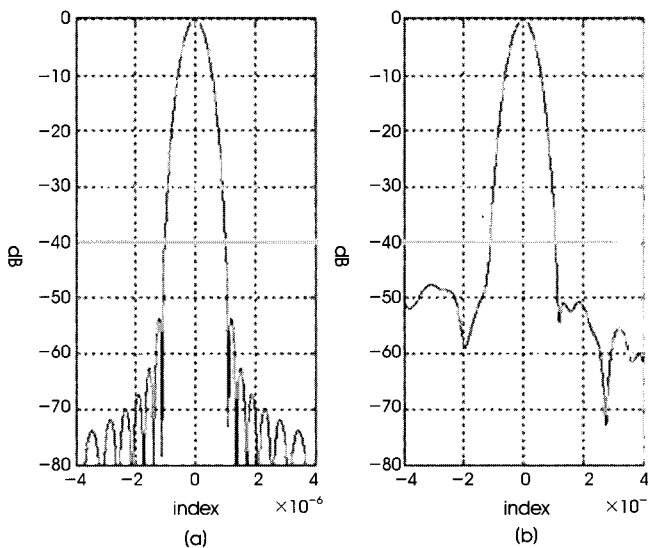


그림 15. (a) 이상적으로 발생한 해닝 가중 칩 파형의 펄스압축 결과 (b) 제안하는 구조로부터 발생한 해닝 가중 칩 파형의 펄스압축 결과
 Fig. 15. The pulse compressed waveform results of (a) the original weighted chirp (b) the weighted chirp generated by the proposed method

IV. 결 론

본 논문은 효율적인 초음파 임의파형 발생기를 설계하는데 적합한 최적화된 1.5비트 4차 시그마델타 변조 기법을 제안하였다. 제안하는 시그마델타 변조 기법은 안정적으로 동작할 수 있는 4차 변형구조 SDM의 잡음전달함수설계에 필요한 차단주파수를 구한 뒤 연속 반복 실험을 통해 1.5비트 양자화기의 임계값을 최적화 하였으며, 그 결과 약 23dB의 SQNR 얻도록 하였다. 이때 1.5비트 양자화기의 경우 1비트 양자화기를 사용한 경우와 비교하였을 때 추가적인 하드웨어가 필요하지 않으므로 매우 효과적이다. 제한된 주파수 대역을 가지는 해닝 가중 칩 신호를 입력신호로 하여 최종 설계한 시그마델타 변조기법을 적용한 임의 파형 발생기를 실험한 결과 초음파 변환자를 통해 최종 송신된 신호의 SNR은 26.5dB였다. 그리고 이를 펄스 압축 하였을 때 압축된 파형의 최대 측엽 값은 -48dB 이하로 나타났다. 따라서 제안하는 최적화된 1.5비트 4차 변형구조 SDM을 적용한 임의 파형 발생기는 초음파 영상의 해상도 관점에서 손해가 없으면서 하드웨어 복잡도를 크게 낮추고 전력 효율은 향상시킬 수 있는 장점을 가지고 있다.

REFERENCES

- [1] Matthew O'Donnell, "Coded excitation system for improving the penetration of real-time phased-array imaging," *IEEE Trans. on UFFC*, vol. 39, no. 3, May 1992.
- [2] R. Y. Chiao and L. J. Thomas, "Synthetic transmit aperture imaging using orthogonal Golay coded excitation," in *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium.*, 2000, pp.1677-1680.
- [3] J. Shen and E. S. Ebbini, "A new coded-excitation ultrasound imaging system-Part I: Basic principles," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, vol. 43, no. 1, pp. 131-140, 1996.
- [4] R. Y. Chiao and X. Hao, "Coded excitation for diagnostic ultrasound: A system developer's perspective," in *Proc. 2003 IEEE Ultrasonics Symposium*, pp. 437-448, 2003.
- [5] Moo-Ho Bae, Woo-Youl Lee, Mok-Kun Jeong and Sung-Jae Kwon, "Orthogonal Golay code based ultrasonic imaging without reducing frame rate," in *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium*, vol.2, pp.1708, 2002.
- [6] B. H. Kim, T. K. Song, "A method for simultaneous multi-zone focusing along multiple scan lines using orthogonal codes and its application to multi-dimensional array imaging," in *Proc. 2004 IEEE Ultrasonics Symposium*, 2004, vol. 3, pp. 1722-1724.
- [7] M. B. Sandler, "Toward a digital power amplifier," *76th Convention of Audio Eng. Soc.*, vol. 32, p. 1009, Dec 1984, Preprint 2135
- [8] M. B. Sandler, "Progress toward a digital power amplifier," *80th Convention of Audio Eng. Soc.*, vol. 34, p. 378, May 1986, Preprint 2136
- [9] Ho-San Han, Hak-Hyun Kim, Tai-Kyoung Song, "An arbitrary waveform transmitter using bipolar pulsers based on a high order sigma delta modulation," in *Proc. 2005 IEEE Ultrasonics Symposium*, 2005.
- [10] S. R. Norsworthy, R. Schreier, and G. C. Temes, *Delta-Sigma Data Converters: Theory Design, and Simulation*, NY: IEEE Press, 1996.
- [11] J. C. Candy and G. C. Temes, "Oversampling methods for A/D and D/A Conversion," *Oversampling Delta-Sigma Data Converters theory, design, and simulation*, IEEE Press, New York, pp.1-192, 1997.
- [12] Alan. V. Oppenheim and Ronald. W. Schaffer, *Discrete-Time Signal Processing*. Second edition. Prentice-Hall. Inc. 1999, pp. 194-213.
- [13] S. R. Freeman, "Delta-sigma oversampled ultrasound beamformer with dynamic delay," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, vol. 46, no. 2, pp. 320-332, 1999.
- [14] K. C. H. Chao, S. Nadeem, W. L. Lee, and C. G. Sodini, "A high order topology for interpolative modulators for oversampling A/D converts," *IEEE Trans. CAS-37*. pp. 309-318. 1990.
- [15] T. Ritoniemi, T. Karema and H. Tenhunen, "Design of stable high order 1-bit sigma-delta modulators," *IEEE Proc. ISCAS'90*, pp. 3267-3270, May. 1990.
- [16] E. F. Stikvoort, "Some remark on the stability and Performance of the noise shaper or sigma-delta modulator," *IEEE Trans. Commun.*, vol.36, pp. 1157-1162, Oct. 1988.
- [17] S. Hein, A. Zakhor, "On the stability of sigma delta modulators," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol.41, no.7, July. 1993.
- [18] D. Y. Kim, J. C. Lee, S. J. Kwon and T. K. Song, "Ultrasound second harmonic imaging with a weighted chirp signal," in *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium*, 2001, vol. 2, pp. 1477-1480.
- [19] Y. H. Ha, J. A. Pearce, "A new window and comparison to standard windows," *IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol.37, pp. 298-301, Feb. 1989.