

# 초음파 영상 시스템에서 디지털 Beam Forming을 위한 개선된 2차 샘플링 방법

## (An Improved Second-order Sampling Method for Digital Beam Forming in Ultrasound Imaging Systems)

趙元熙\*, 安永馥\*\*

(Weon-Hee Cho, Young Bok Ahn)

### 요약

초음파 영상 시스템의 측 방향 해상도는 초음파 영상의 질을 결정하는 가장 중요한 요소 중 하나이며 이는 초음파 빔의 포커싱(focusing)에 의해 결정된다. 측방향 해상도의 향상을 위하여 디지털 포커싱을 하는 SDF(Sampled Delay Focusing) 방법이 제안되었고 대역폭 샘플링 방식의 하나인 2차 샘플링 방식이 전 디지털이고 간단하며 경제적이란 여러가지 장점 때문에 SDF를 구현하는데 가장 적합한 샘플링 방식으로 여러 논문에서 제안되었다. 본 논문에서는 2차 샘플링 방식이 초음파 영상 시스템에서 일반적으로 사용되는 광대역 신호를 샘플링할 때 많은 오차를 발생시키기 때문에 초음파 영상 시스템에 사용하기에는 적합하지 않다는 것을 보인다. 또한 2차 샘플링 방법의 여러가지 장점들을 그대로 유지하면서 오차를 크게 줄일 수 있는 새로운 샘플링 방법을 제안한다. 컴퓨터 시뮬레이션의 결과 제안된 방법은 기존의 2차 샘플링 방법에서 발생하는 오차를 줄여 실제 응용에 이용될 수 있을 것으로 여겨 진다.

### Abstract

The lateral resolution in an ultrasound imaging system is one of the most important factors for quality of the image and is determined by the beam focusing. For the better lateral resolution SDF(Sampled Delay Focusing) capable of digital focusing was proposed. The second-order sampling, one of band-width sampling methods, is suggested as being the best suitable for SDF because it allows total digital processing and is simple and economical. By proving that it introduces too much error, this article shows the second-order sampling is not appropriate for sampling of the wide-band signal generally used in ultrasound imaging systems. Also, this article suggests new sampling methods that maintain the advantages and reduce the unavoidable errors of the second-order sampling method. From computer simulation it is expected that the proposed methods reduce the errors of the second-order sampling method and can be used in real applications.

\* 學生會員, \*\*正會員, 建國大學校 電子工學科  
(Dept. of Elec. Eng., Kon-Kuk Univ.)

※본 논문은 한국 과학재단의 92-21-00-08 특정 기초  
연구 과제 연구비 지원으로 수행되었음.  
接受日字 : 1994年 8月 17日

I. 서론

의료 진단용으로 사용되는 초음파 영상 시스템의 영상의 해상도를 향상시키기 위한 방법에는 연속적인 다이나믹 포커싱과 스티어링(steering)이 있다. 각각의 어레이에서 수신한 신호를 적절한 지연을 준 후에 이를 더하여, 모든 영상지점에 대해 최적의 해상도를 얻는 것이 수신 모드에서의 연속적인 다이나믹 포커싱이다. 기존의 아날로그 시스템에서는 LC 지연 회로를 이용한다. 그러나 이 방법은 원하는 각 점에 대한 포커싱 패턴과 각각의 스티어링 방향에 대한 지연 패턴을 얻기 위해 매우 복잡한 스위치 회로가 요구되어 부피가 커지게 된다. 또한 연속적인 다이나믹 포커싱과 스티어링을 위해 요구 되는 정밀도를 LC 지연 회로로 구현하는 것은 경제적으로 어려운 일이다. 즉 아날로그 시스템은 연속적인 다이나믹 포커싱과 스티어링을 위해서는 부적당하다.

최근에는 디지털 기술을 이용하여 연속적인 다이나믹 포커싱과 스티어링을 이루는 방법이 주목을 받고 있다. 이는 디지털 기술을 이용하면 수신 지연 시간을 보다 정확하고 빠르게 조정할 수 있고, 그 결과 어떤 스티어링 방향에 대해서도, 필요한 반사 신호를 추적할 수 있기 때문이다. 그 중에서 최근에 제안된 SDF(Sampled Delay Focusing) 방법은 비교적 간단한 하드웨어로 구현할 수 있다.<sup>[1,2,3,4]</sup>

기존의 방법에 비해 그림 1과 같은 SDF 방법에서는 각 어레이에서 수신한 반사신호를 ADC (Analog-

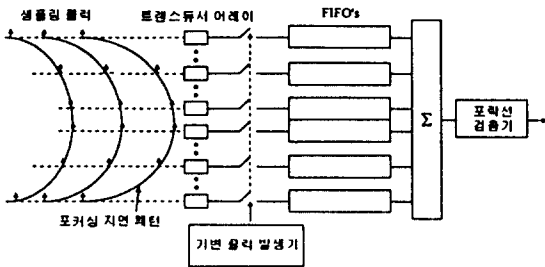


그림 1. SDF의 구성도  
Fig. 1. Block Diagram of SDF.

to-Digital Convertor)를 이용해서 샘플링하고 이를 FIFO (First-In-First-Out)에 일단 저장한다. 포커싱은 가변 샘플링 클럭 발생기로 부터 나오는 가변 샘플링 클럭에 의해 행해진다. 샘플링 클럭은 영상을 얻는 지점에 대응하는 전파 시간지연에 따라 발생하므로 샘플링 클럭의 간격은 일정하지 않고 가변적이다. 각 채널에 대해 다른 전파 시간지연을 보상하기 위해 서

로 다른 시간에 샘플링된 신호는 FIFO를 통해서 동시에 더해져 포커싱된 신호가 얻어진다.

SDF를 이용하면 초음파 영상장치의 전 과정을 디지털화 할 수 있고 지연이 LC 회로 없이 간단한 디지털 신호처리로 되는 장점이 있다. 이 방법을 구현하는데 있어서 무엇보다 중요한 것은 각각의 어레이로 수신되는 신호의 값을 원하는 위치에서 얻기 위해서 오차가 무시할 만큼 적으면서 간단한 하드웨어로 구현할 수 있는 샘플링 방법을 구하는 것이다. 특히 샘플링 회로는 동일한 회로가 트랜스듀서의 각 어레이에 하나씩 사용되어 어레이의 수 만큼 필요하기 때문에 시스템의 복잡도와 가격을 줄이기 위해서는 이 회로의 하드웨어를 줄이는 것이 매우 중요하다.

일반적으로, 수신된 RF(Radio Frequency) 신호를 샘플링하여 받아 들일 만한 포커싱된 필드 패턴을 얻기 위해서는  $f_0$ 를 신호의 중심 주파수라 하고 BW를 대역폭이라고 할때 샘플링 주파수는  $2f_0 + BW$ 보다 높아야한다. 이렇게 높은 샘플링 주파수는 광대역 디지털 회로와 많은 양의 디지털 메모리를 요구한다. 따라서, 샘플링 주파수를 낮추는 대역폭 샘플링 방식이 적합하며 그 종류로는 quadrature 샘플링, analytic-signal 샘플링, 2차 샘플링 방법등이 있다.<sup>[5,6,7,8]</sup> 그러나 quadrature 샘플링 방식과 analytic 샘플링 방식은 영상의 해상도가 떨어지거나 구현상의 어려움 때문에 초음파 영상 시스템에 적용하기 어렵다. 2차 샘플링 방식은 디지털 회로만으로 매우 간단하게 만들 수 있다는 장점 때문에 SDF를 구현하는데 가장 적합한 샘플링 방법으로 제안되었다.<sup>[1,2,3]</sup>

본 논문에서는 기존의 2차 샘플링 방식은 초음파 영상장치에서 사용하는 비교적 넓은 대역폭을 가진 신호에 대해서는 오차가 많아서 사용하기 어렵다는 것을 보인다. 또한 이러한 오차를 획기적으로 줄일 수 있는 새로운 방법을 제안하고 수식적인 유도과 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 이를 증명한다. 새로 제안된 방법은 한 개의 A/D 변환기와 디지털 뿔샘기만을 사용하여 매우 쉽고 경제적으로 구현될 수 있다.

II장에서는 대역폭 샘플링에 대해서 간단히 살펴보고 III장에서는 2차 샘플링 방식의 오차를 분석한다. IV장에서는 오차를 보상할 수 있는 새로운 샘플링 방식을 제안하고 V장에서 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 새로운 방식의 성능을 보인다. 마지막으로 VI장에서 결론을 맺는다.

II. 대역폭 샘플링

1. Quadrature 샘플링

Quadrature 샘플링은 그림 2에서 보듯이 임의의  $i$  번째 어레이로부터 수신된 신호,  $f_i(t)$ ,에  $\cos$ 과  $\sin$  함수를 각각 곱하고 또한 각각 저역 통과 필터(LPF)를 통과시켜 inphase 성분과 quadrature 성분을 구한다. 이렇게 구한 inphase 성분과 quadrature 성분을 포커싱한 후에 각각 제공하고 더하여 제공근을 취하면 우리가 원하는 포락선,  $E_n(nT)$ 가 된다.

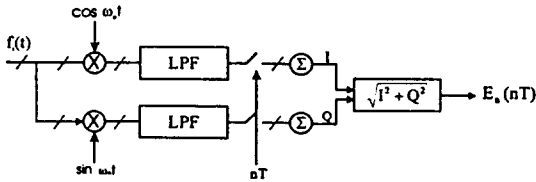


그림 2. Quadrature 샘플링 방식의 구성도  
Fig. 2. Diagram of Quadrature Sampling.

이 과정은  $\cos$ 과  $\sin$  함수를 곱하는 과정이 아닐로 그로 처리되고 저역 통과 필터가 2개가 필요한 단점이 있다. 그림 2에서 I와 Q는 각각 inphase와 quadrature 성분을 표시한다.

2. Analytic-Signal 샘플링

그림 3과 같은 Hilbert 변환을 이용한 analytic signal 샘플링 방법은 하드웨어적인 구현이 어렵다는 단점을 가지고 있다.<sup>[5]</sup>

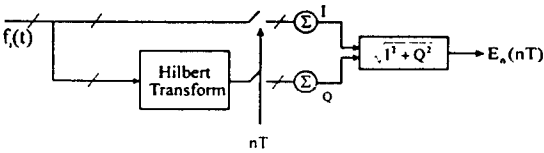


그림 3. Analytic Signal 샘플링 방식의 구성도  
Fig. 3. Diagram of Analytic-signal Sampling.

Hilbert 변환을 이루는 필터는 사용주파수 대역에서 입력된 신호의 위상을  $90^\circ$  이동시키고 위상특성이 선형이어야 하며 크기는 입력 신호와 동일해야한다. 일반적으로, 초음파 영상장치에서는 약 3 MHz에서 10 MHz까지 중심 주파수가 서로 다른 여러가지 트랜스듀서를 사용한다. 따라서 이 방식을 사용하기 위해서는 약 1 MHz에서 13 MHz의 사용 주파수 대역에서 위와 같은 조건을 만족하는 Hilbert 변환을 아나로그 회로로 구현해야 하는데, 이는 매우 어려운 일이다. 특히

Hilbert 변환 회로의 비선형적인 위상 특성은 수신 신호의 포락선 검출에 많은 오차를 주게 된다.

3. 2차 샘플링

그림 4로 나타내어지는 2차 샘플링 방법은 반사된 신호에  $1/(4f_0)$  만큼의 시간 차를 두고 두 번 샘플링을 함으로써 inphase 성분과 quadrature 성분을 구한다. 이 방법은 전 디지털 시스템으로써 간단하며 구현이 쉽고 경제적이기 때문에 지금까지 SDF를 구현하는데 가장 적합한 샘플링 방법으로 알려져 있다.<sup>[1,2,3]</sup> 그러나 본 논문에서는 초음파 영상 시스템에서 사용되는 신호와 같이 대역폭이 넓은 신호에 대해서는 오차가 커서 사용하기가 어렵다는 것을 보이고 이러한 오차를 크게 줄일 수 있는 새로운 샘플링 방법을 제안한다.

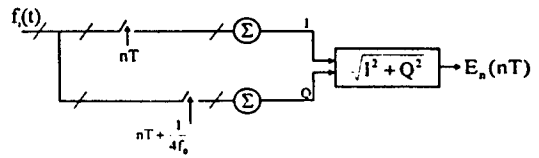


그림 4. 2차 샘플링 방식의 구성도  
Fig. 4. Diagram of Second-order Sampling.

III. 2차 샘플링에 대한 오차분석

초음파 영상 시스템에서 수신되는 초음파신호를  $r(t)$ 라 하고 이를 수식으로 표현하면

$$r(t) = g(t) \cos(\omega_0 t + \theta) \tag{1}$$

여기에서  $g(t)$ 는 가우시안(gaussian) 포락선,  $\omega_0 = 2\pi f_0$ ,  $\theta$ 는 위상, 그리고  $f_0$ 는 중심 주파수이다. 가우시안 포락선은

$$g(t) = \exp\left[-\left(\frac{\omega_0 t}{\sigma}\right)^2\right] \tag{2}$$

이며 여기서  $\sigma$ 는 상수로서 포락선의 대역폭을 결정하는 값이다. 그림 5는 초음파 영상 장치에서 보통 사용하는 초음파 신호의 한 예를 그린 것으로서  $f_0 = 3.5$  MHz와  $\sigma = 2.5\pi$ 를 사용하였다.

2차 샘플링 방법을 적용하여 식 (1)에 샘플링 함수  $\sum \delta(nT)$ 와  $\sum \delta(nT + \alpha)$ 을 각각 곱하고  $\alpha = 1/(4f_0)$ 로 하면 다음과 같다.

$$r_i(nT) = g(nT) \cos(\omega_0 nT + \theta) \quad (3)$$

$$r_q(nT + \alpha) = -g(nT + \alpha) \sin(\omega_0 nT + \theta). \quad (4)$$

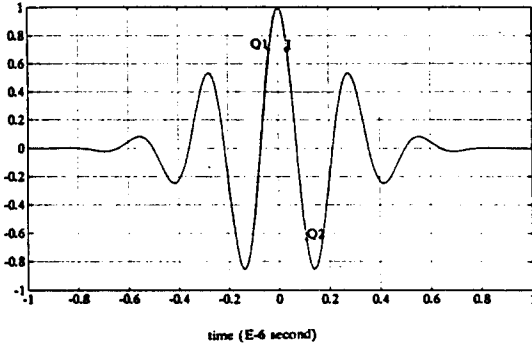


그림 5. 초음파 영상 시스템의 신호와 신호의 포락선(점선) :  $f_0 = 3.5 \text{ MHz}$ ,  $\sigma = 2.5\pi$   
 Fig. 5. Signal (Continuous Line) and Envelope of the Signal (Broken Line) in Ultrasound Imaging Systems:  $f_0 = 3.5 \text{ MHz}$ ,  $\sigma = 2.5\pi$

식 (3)을 inphase 성분이라고 한다면 식 (4)는 quadrature 성분이 된다. 포락선  $E_n(nT)$ 은

$$E_n(nT) \approx \sqrt{r_i^2(nT) + r_q^2(nT + \alpha)}. \quad (5)$$

이것이 2차 샘플링으로 포락선을 추출하는 방법이다. 그러나 식 (5)에서는

$$r_q(nT) \approx r_q(nT + \alpha) \quad (6)$$

를 가정하고 있다. 2차 샘플링에서 오차를 줄이는 것은 식 (6)을 얼마나 만족하느냐에 달려있다.

오차 분석을 쉽게 이해하기 위하여  $g(nT + \alpha)$ 를 Taylor 급수 전개하여 2번째 항 까지를 취하면

$$r_q(nT + \alpha) \approx -[g(nT) + \alpha g'(nT)] \sin(\omega_0 nT + \theta) \quad (7)$$

식 (7)에서 오른쪽의 두번째 항이 2차 샘플링에서 구한 quadrature 성분의 오차이다. 이 오차는  $t = nT$ 에서의 포락선의 기울기와 샘플링 간격  $\alpha$ 에 의해 결정된다. 즉 inphase 성분을 얻은 후 quadrature 성분을 얻는데 까지 걸리는 시간  $\alpha$ 가 크면 클 수록 오차가 심할 것이다. 또한 포락선의 기울기가 크면 quadrature 성분을 얻는 지점의 포락선의 값이 inphase 성분을 얻을 때의 포락선 값과 크게 달라져

오차가 커진다. 오차를 더 자세히 분석하기 위해서 식 (7)을 식 (5)에 대입하여 정리하면

$$E_n(nT) = \frac{g(nT)}{\sqrt{g^2(nT) - 2g'(nT)\alpha g(nT) \sin^2(\omega_0 nT + \theta) + \alpha^2 (g'(nT) \sin^2(\omega_0 nT + \theta))}} \quad (8)$$

$g(t)$ 의 첫 번째 미분  $g'(t)$ 는 다음과 같다.

$$g'(t) = -2 \left( \frac{\omega_0}{\sigma} \right)^2 t g(t). \quad (9)$$

식 (9)를 식 (8)에 대입하면

$$E_n(nT) \approx \frac{g(nT)}{g(nT) \sqrt{1 + \frac{4\pi^2 f_0^2}{\sigma^2} nT \left( \frac{\pi^2 f_0^2}{\sigma^2} nT - 1 \right) \sin^2(\omega_0 nT + \theta)}} \quad (10)$$

식 (10)에서 제곱근 안의 두번째 항은  $g(nT + \alpha)$ 가  $g(nT)$ 와 같지 않기 때문에 발생하는 오차를 나타내며 이는  $2f_0$ 의 주파수를 갖는다.

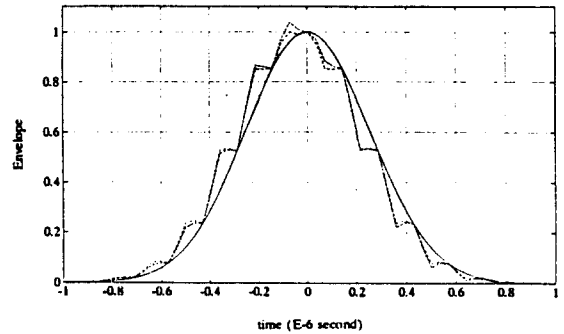


그림 6. 구하고자 하는 신호의 포락선(실선), 식 (10)을 이용하여 구한 포락선(점선), 그리고 2차 샘플링 방식을 컴퓨터 시뮬레이션해서 얻은 포락선(일점 쇄선)

Fig. 6. Desired Envelope (Con. Line), Calculated Envelope (Broken Line) using eqn. (10), and Envelope (Doubly Broken Line) from Computer Simulation of Second-order Sampling.

그림 6은 구하고자 하는 신호의 포락선과 식(10)을 이용해서 얻은 포락선 그리고 2차 샘플링을 컴퓨터로 시뮬레이션해서 얻은 포락선을 그린 것이다. 식 (10)과 그림 6에서 볼 수 있듯이 2차 샘플링의 오차는 sine 성분을 가져 주기적인 파형을 나타내며 주파수는 수신신호 주파수의 2배이다.

그림 6에서 보이는 바와 같이 2차 샘플링을 이용해서 보통 사용하는 초음파 신호의 포락선을 얻으면 큰 오차가 발생함을 알 수 있다. 오차는 식 (7)에서 보인 바와 같이 신호의 대역폭이 넓을 수록 커지게 된다. 불

행히도, 초음파 영상 장치는 축 방향 해상도를 향상 시키기 위하여 광대역 신호를 사용하므로 2차 샘플링은 많은 오차를 발생시킨다. 이러한 오차는 초음파 영상에 변형을 일으키기 때문에 포락선 검출에 2차 샘플링을 사용하는 것은 부적당하다.

2차 샘플링에서의 이러한 오차는 inphase 성분을 구하는 시각에서 quadrature 성분을 구할 수 없는데에서 기인한다. 그러므로 본 논문에서는 quadrature 성분 에 의한 오차를 줄이는 방법을 다음과 같이 고려한다.

#### IV. 개선된 2차 샘플링 방법

식 (3)과 같이  $t = nT$  에서 얻은 inphase 신호에 대해  $\pm(90^\circ + 180^\circ \cdot l)$  의 위상차를 갖는 위치에서 quadrature 신호를 얻기 위해 수신신호를  $t = nT + (2l - 1)\alpha$ 에서 샘플링한다. 이때  $l$ 은 정수이고  $\alpha = 1/(4f_0)$  이다. 이와 같이 얻은 quadrature 성분은 아래의 식으로 나타내어진다.

$$r_q[nT + (2l-1)\alpha] = g[nT + (2l-1)\alpha] \times \cos[w_0(nT + (2l-1)\alpha) + \theta] = (-1)^l g[nT + (2l-1)\alpha] \sin(w_0 nT + \theta) \quad (11)$$

식 (3)에 나타난 inphase 신호에 대해 식 (11)의 quadrature 신호는 샘플링 간격으로 인한 오차를 포함하고 있으며 샘플링되는 위치를 나타내는 값에 따라 부호가 바뀌고 크기도 달라진다. 오차가 가장 작은 quadrature 신호는  $l=1$  일 때 얻어지며 그 값은 식 (4)와 같다. 식 (4)처럼 얻어진 quadrature 신호는 초음파 영상 장치에서 그대로 사용하기에는 오차가 너무 크다는 것은 앞에서 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 증명하였다.

식 (11)에 포함된 오차를 분석하기 위해  $g[nT + (2l-1)\alpha]$ 를  $m$ 차 미분항까지 Taylor 급수 전개하면 다음과 같다.

$$r_q[nT + (2l-1)\alpha] \approx (-1)^l [ g(nT) + (2l-1)\alpha g'(nT) + \frac{-(2l-1)\alpha^2}{2!} g''(nT) + \dots + \frac{-(2l-1)\alpha^m}{m!} g^{(m)}(nT) ] \times \sin(w_0 nT + \theta) \quad (12)$$

정확한 quadrature 신호는  $g(nT)\sin(w_0 nT + \theta)$  가 되어야 하지만 실제로 얻은 quadrature 신호에는 식 (12)에서와 같이  $m$ 개의 미분항으로 표시되는 오차가 포함되어 있다. 본 논문에서는 이러한 오차항들을 제거하여 오차가 상당히 줄어든 quadrature 신호를 구하

고자 한다.

$m$ 의 값에 따라 정수  $l$ 의 범위를 다음과 같이 정한다.

$$m \text{이 홀수인 경우, } \frac{-m+1}{2} \leq l \leq \frac{m+1}{2}$$

$$m \text{이 짝수인 경우, } -\frac{m}{2} \leq l < \frac{m}{2} \quad (13)$$

먼저,  $m$ 이 홀수인 경우에  $l$ 의 모든 경우의 값을 식 (12)에 대입하여 그에 대응하는 식들을 다음과 같이 구한다.

$$r_q[nT - ma] \approx (-1)^{\frac{m-1}{2}} [ g(nT) - ma g'(nT) + \frac{(-ma)^2}{2!} g''(nT) + \dots + \frac{(-ma)^m}{m!} g^{(m)}(nT) ] \times \sin(w_0 nT + \theta) \quad (14)$$

$$r_q[nT - (m-2)\alpha] \approx (-1)^{\frac{m+3}{2}} [ g(nT) - (m-2)\alpha g'(nT) + \frac{-(m-2)\alpha^2}{2!} g''(nT) + \dots + \frac{-(m-2)\alpha^m}{m!} g^{(m)}(nT) ] \times \sin(w_0 nT + \theta)$$

$$\vdots$$

$$\vdots$$

$$r_q[nT + (m-2)\alpha] \approx (-1)^{\frac{m-1}{2}} [ g(nT) + (m-2)\alpha g'(nT) + \frac{+(m-2)\alpha^2}{2!} g''(nT) + \dots + \frac{+(m-2)\alpha^m}{m!} g^{(m)}(nT) ] \times \sin(w_0 nT + \theta) \quad (16)$$

$$r_q[nT + ma] \approx (-1)^{\frac{m+1}{2}} [ g(nT) + ma g'(nT) + \frac{(ma)^2}{2!} g''(nT) + \dots + \frac{(ma)^m}{m!} g^{(m)}(nT) ] \times \sin(w_0 nT + \theta) \quad (17)$$

이를 행렬로 표시하면 다음과 같다.

$$\mathbf{R} \approx \mathbf{AG} \sin(w_0 nT + \theta) \quad (18)$$

여기서  $\mathbf{R}$ 과  $\mathbf{G}$ 는  $(m+1) \times 1$  행렬로써 다음과 같이 표시된다.

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_q(nT - ma) \\ r_q(nT - (m-2)\alpha) \\ \vdots \\ r_q(nT + ma) \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} g(nT) \\ \alpha g'(nT) \\ \alpha^2 g''(nT) \\ \vdots \\ \alpha^m g^{(m)}(nT) \end{pmatrix} \quad (20)$$

또한,  $\mathbf{A}$ 는  $(m+1) \times (m+1)$  행렬로써 다음과 같이 표시된다.

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} (-1)^{\frac{m}{2}} & (-1)^{\frac{m}{2}} & (-m) & (-1)^{\frac{m}{2}} & \frac{(-m)^2}{2!} & \dots & (-1)^{\frac{m}{2}} & \frac{(-m)^m}{m!} \\ (-1)^{\frac{m}{2}+1} & (-1)^{\frac{m}{2}+1} & (-m-2) & (-1)^{\frac{m}{2}+1} & \frac{(-m-2)^2}{2!} & \dots & (-1)^{\frac{m}{2}+1} & \frac{(-m-2)^m}{m!} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ (-1)^{\frac{m}{2}-1} & (-1)^{\frac{m}{2}-1} & (m-2) & (-1)^{\frac{m}{2}-1} & \frac{(m-2)^2}{2!} & \dots & (-1)^{\frac{m}{2}-1} & \frac{(m-2)^m}{m!} \end{pmatrix} \quad (21)$$

$m$ 이 짝수인 경우에 대해서도  $m$ 이 홀수일 경우와 비슷한 방법으로 식을 전개하면 행렬  $\mathbf{G}$ 는 식 (20)과 같고 행렬  $\mathbf{R}$ 과  $\mathbf{A}$ 는 다음과 같이 얻어진다.

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} r_q(nT - (m+1)a) \\ r_q(nT - ma) \\ \vdots \\ r_q(nT + (m-1)a) \end{pmatrix} \quad (22)$$

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} (-1)^{\frac{m}{2}} & (-1)^{\frac{m}{2}} & (-m+1) & (-1)^{\frac{m}{2}} & \frac{(-m+1)^2}{2!} & \dots & (-1)^{\frac{m}{2}} & \frac{(-m+1)^m}{m!} \\ (-1)^{\frac{m}{2}+1} & (-1)^{\frac{m}{2}+1} & (-m) & (-1)^{\frac{m}{2}+1} & \frac{(-m)^2}{2!} & \dots & (-1)^{\frac{m}{2}+1} & \frac{(-m)^m}{m!} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ (-1)^{\frac{m}{2}-1} & (-1)^{\frac{m}{2}-1} & (m-1) & (-1)^{\frac{m}{2}-1} & \frac{(m-1)^2}{2!} & \dots & (-1)^{\frac{m}{2}-1} & \frac{(m-1)^m}{m!} \end{pmatrix} \quad (23)$$

식 (18)을  $\mathbf{G}$ 에 대하여 풀면

$$\mathbf{G} \sin(W_0 nT + \theta) \simeq \mathbf{A}^{-1} \mathbf{R} \quad (24)$$

여기서 행렬  $\mathbf{A}$ 의 역행렬을 행렬  $\mathbf{B}$ 로 정의하면 행렬  $\mathbf{B}$ 는 아래와 같이 표현될 수 있다.

$$\mathbf{A}^{-1} = \mathbf{B} = \begin{pmatrix} b_{11} & b_{12} & \dots & b_{1(m+1)} \\ b_{21} & b_{22} & \dots & b_{2(m+1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ b_{(m+1)1} & b_{(m+1)2} & \dots & b_{(m+1)(m+1)} \end{pmatrix} \quad (25)$$

오차가 줄어든 quadrature 신호는 식 (24)에서 첫 번째 행에 있는 값으로써  $m$ 이 홀수일 때는 식 (19), (20), (24) 및 (25)로부터 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} r_q(nT) &= g(nT) \sin(w_0 nT + \theta) \\ &\simeq b_{11} r_q[nT - ma] + b_{12} r_q[nT - (m-2)a] \\ &\quad + \dots + b_{1(m-1)} r_q[nT + ma] \end{aligned} \quad (26)$$

또한  $m$ 이 짝수일 때는 식 (20), (22), (24) 및 (25)로부터 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} r_q(nT) &= g(nT) \sin(w_0 nT + \theta) \\ &\simeq b_{11} r_q[nT - (m+1)a] + b_{12} r_q[nT - ma] \\ &\quad + \dots + b_{1(m-1)} r_q[nT + (m-1)a] \end{aligned} \quad (27)$$

식 (26)이나 식 (27)로부터 얻는 quadrature 신호는 식 (7)에서 얻는 quadrature 신호에 비해 오차가 매우 작다. 이는 식 (7)로부터는  $g(nT)$  대신  $g(nT + a)$ 가 얻어지는 반면에 식 (26)으로 부터는  $g(nT + a)$ 내의  $m$ 번째 미분항 까지를 제거하여  $g(nT)$ 에 더 가까운 값을 얻을 수 있기 때문이다. 또한  $m$ 이 클수록 더욱 정확한 값을 얻을 수 있다. 즉 데이터가 많으면 많을 수록 행렬  $\mathbf{A}$ 를 이용하여 더욱 정확한  $g(nT)$ 를 추정할 수 있으나 이를 구현하기 위한 하드웨어가 복잡해진다. 컴퓨터를 이용한 시뮬레이션 결과는  $m$ 이 1일 경우에도 실제 초음파 영상장치에 사용할 수 있을 만큼 오차가 상당히 줄어든 quadrature 신호를 얻을 수 있음을 보여 주었다.

$m = 1$ 인 경우는  $l$ 이 0과 1의 값을 가지며 행렬식 (18)은 아래와 같이 표시된다.

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} r_q(nT - a) \\ r_q(nT + a) \end{pmatrix} &\simeq \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ -1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} g(nT) \\ \alpha g'(nT) \end{pmatrix} \\ &\quad \times \sin(w_0 nT + \theta). \end{aligned} \quad (28)$$

식 (24)에서와 같이 행렬  $\mathbf{G}$ 에 대해서 풀면

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} g(nT) \\ \alpha g'(nT) \end{pmatrix} \sin(w_0 nT + \theta) \\ \simeq \frac{-1}{2} \begin{pmatrix} -1 & 1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r_q(nT - a) \\ r_q(nT + a) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (29)$$

그러므로 오차가 줄어든 quadrature 신호는 다음과 같이 얻어진다.

$$\begin{aligned} r_q(nT) &= g(nT) \sin(w_0 nT + \theta) \\ &\simeq \frac{1}{2} [r(nT - a) - r(nT + a)] \end{aligned} \quad (30)$$

식 (30)은  $t = nT$  에서 inphase 신호를 얻었을 때  $t = nT \pm a$  의 두 위치에서 샘플링해서 얻은 값의 차를 내어 2로 나누면 식 (12)에서  $ag'(nT)$ 항에 해당되는 오차만큼 줄어든 quadrature 신호를 얻을 수 있다는 것을 의미이다.

다른 한 예로써  $m = 2$ 인 경우에  $I$ 의 값은  $-1, 0, 1$ 이 된다. 위에서 한 절차를 반복하여 먼저 행렬식 (18)로 표시하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} r_u(nT - 3a) \\ r_u(nT - a) \\ r_u(nT + a) \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} -1 & (-1)(-3) & (-1)\frac{9}{2} \\ 1 & -1 & \frac{1}{2} \\ -1 & -1 & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$\times \begin{bmatrix} g(nT) \\ ag'(nT) \\ a^2g''(nT) \end{bmatrix} \sin(\omega_0 nT + \theta).$$

행렬 G에 대해서 풀면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} g(nT) \\ ag'(nT) \\ a^2g''(nT) \end{bmatrix} \sin(\omega_0 nT + \theta) \approx \frac{1}{8} \begin{bmatrix} 1 & 6 & -3 \\ 0 & -4 & -4 \\ -2 & -4 & -2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} r_u(nT - 3a) \\ r_u(nT - a) \\ r_u(nT + a) \end{bmatrix} \quad (32)$$

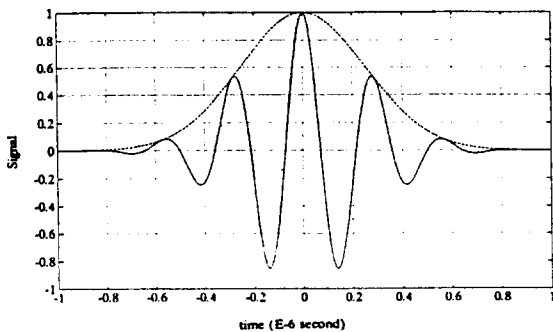


그림 7. 제안된 샘플링방식에서 신호가 샘플링되는 위치

Fig. 7. Sampling Points in the Proposed Sampling Method.

그러므로 오차가 줄어든 quadrature 신호는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$r_u(nT) = g(nT) \sin(\omega_0 nT + \theta) \approx \frac{1}{8} [ r(nT - 3a) + 6r(nT - a) - 3r(nT + a) ] \quad (33)$$

식 (33)에서 얻은 quadrature 신호는 식 (12)에서의  $ag'(nT)$ 와  $a^2g''(nT)$ 에 해당하는 오차가 줄어든 것이며 따라서 식 (30)에서 구한 결과보다 더 정확하다.

그림 7은 제안된 방식에서  $m = 1$ 인 경우에 신호가 샘플링되는 위치를 표시한 그림이다. 그림 8은  $m = 1$ 인 경우에 해당되는 제안된 방법을 구현한 하드웨어의 구성도이다.

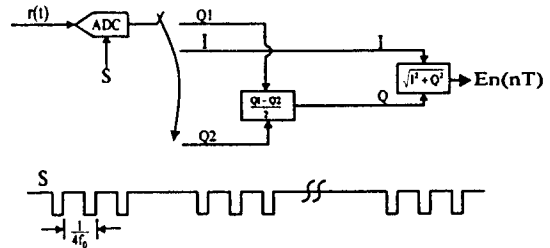


그림 8. 1개의 A/D 변환기를 사용하여 구현된 하드웨어 및 샘플링 클럭의 구성도

Fig. 8. Diagram of Hardware and Sampling Clock of the Proposed Sampling Method Using One A/D Converter.

그림 8에서는 한개의 A/D 변환기를 이용해서  $1/(4f_0)$ 의 주기로 샘플링된 신호 3개를 순차적으로 저장한다. 처음과 세번째 샘플링 값이 각각 quadrature 성분 Q1과 Q2가 되고 이 값들에 대해 벨셀 연산을 하고 이를 2로 나누어 Q를 구한다. 2로 나누는 연산은 벨셀 연산의 결과를 1 비트 만큼 우측으로 이동해서 구한다. 두번째의 신호는 inphase 성분 I가 되고, I와 Q를 각각 제공하여 제곱근을 취하면 포락선을 얻을 수 있다.

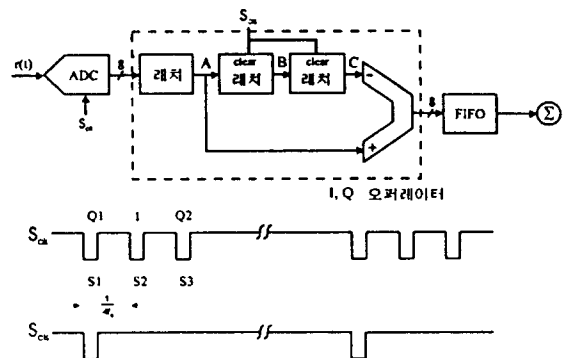


그림 9. 개선된 2차 샘플링을 이용한 단일 채널 샘플링 회로의 구성도

Fig. 9. Block Diagram and Sampling Clock of the Proposed Sampling Method Using One Channel.

또한 그림 8에 있는 스위치와 quadrature 신호에 대한 연산을 그림 9와 같은 하드웨어로 간단히 구성하면 한 어레이에 대한 inphase 및 quadrature 신호 검출을 한 채널로 수행할 수 있다.

그림 9에서 I, Q 연산기는 3개의 래치와 1개의 뿔셈기로 구성되어 있다. 샘플링 클럭 S1이 발생하면 첫번째 quadrature 신호 Q1이 얻어지고 이 신호는 래치 A의 출력으로 나타난다. 이때  $S_{\alpha}$  클럭이 래치 B와 C의 출력을 0으로 만든다. 뿔셈기의 출력에는 Q1이 나타나지만 이를 무시한다.

이어서 샘플링 클럭 S2가 발생하면 래치 A에 있던 Q1 값이 래치 B로 이동하고 래치 A에는 inphase 신호 I가 나타난다. 이때 뿔셈기의 출력은 I가 되며 이 값을 FIFO에 저장한다. 마지막으로 샘플링 클럭 S3가 발생하면 래치 C에서 Q1 값이 나타나며 래치 A에는 Q2 값이 나타난다. 따라서 뿔셈기에는 Q2와 Q1의 차가 나타나며 9 비트 출력인 뿔셈기에서 하위 8 비트를 선택하면 그 결과는  $(Q2-Q1)/2$ 가 되고 이 값을 FIFO에 저장한다. 이와같은 과정은 다음 샘플링 클럭에서도 동일하게 반복되며 표1과 같이 간단히 설명될 수 있다.

그림 9의 회로를 사용하면 단일 채널만을 사용하여 inphase 신호 I와 quadrature 신호 Q를 순차적으로 얻을 수 있기 때문에 하드웨어가 크게 줄어든다.

Table 1. Sampling Clocks and Output of Latches

|       | A  | B  | C  | 뿔셈기의 출력     |
|-------|----|----|----|-------------|
| 클럭 S1 | Q1 | 0  | 0  | Q1          |
| 클럭 S2 | I  | Q1 | 0  | I           |
| 클럭 S3 | Q2 | I  | Q1 | $(Q2-Q1)/2$ |

) FIFO에 저장

Quadrature 샘플링이나 Hilbert 샘플링 방식에서는 한 어레이로 수신되는 신호로부터 inphase와 quadrature 신호를 얻기 위해 두개의 A/D 변환기와 두개의 FIFO가 필요하지만 이 방법에서는 하나의 A/D 변환기와 하나의 FIFO만을 사용하기 때문에 하드웨어가 크게 줄어들며 경제적이다. 뿐만 아니라 이 방법은 위의 두 방법과는 달리 아날로그 회로를 사용하지 않으므로 구현하기 쉽고 성능이 우수하며 디지털 회로만으로 포커싱을 할 수 있는 전 디지털 시스템이다.

그러나 제안된 방법을 사용하려면  $4f_0$  보다 빠른 A/D 변환기를 사용하여야 한다. 초음파 영상 장치에서 사용되는 신호의 최대 중심 주파수를 약 10 MHz 라고 하면 A/D 변환기는 40 MHz ( $= 4f_0$ )의 샘플링 주파수를 가져야 하며 해상도는 8 비트가 되어야 한다.

이러한 사양을 갖는 A/D 변환기는 저렴한 가격으로 쉽게 구할 수 있으므로 이 하드웨어를 구현하는 것은 어렵지 않다.

$m=2$ 인 경우는  $m=1$ 인 경우와 비슷한 하드웨어로 구성할 수 있으며 다만, quadrature 신호를 얻기 위해서 신호를 샘플링하는 위치가  $t = nT \pm \alpha$ ,  $nT - 3\alpha$ 의 세 곳이며 식 (30) 대신에 식 (33)의 연산을 해야 한다는 점이 다르다.

### V. Computer Simulation

본 논문에서 제안한 방법의 효율을 알아 보기 위해 사용되는 신호의 중심 주파수를 달리하여 오차를 구하여 보았다.  $\sigma$ 의 값은  $2.5\pi$ 로 고정하여 시뮬레이션에서 사용되는 신호의 대역폭이 초음파 영상장치에서 흔히 사용되는 신호의 대역폭이 되도록 하였다. 이 경우는  $I$ 이 0과 1이 되어  $t = nT - \alpha$  그리고  $t = nT + \alpha$  때에 샘플링된 신호가 필요하게 된다.

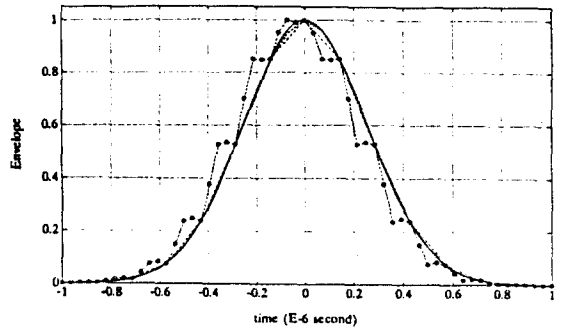


그림 10. 원 신호의 포락선(실선)과 제안된 2차 샘플링 방법으로 구한 포락선:

$$f_0 = 3.5 \text{ MHz}, \sigma = 2.5 \pi$$

Fig. 10. Envelope of Signal(Con. Line), Envelope(Doublely Broken Line) Simulated Using Improved Second-order Sampling ( $m=1$  case), Envelope(Broken Line) Simulated Using Improved Second-order Sampling ( $m=2$  case).:

$$f_0 = 3.5 \text{ MHz}, \sigma = 2.5 \pi$$

그림 10은 중심주파수  $f_0$ 가 3.5 MHz일 경우에 대해 시뮬레이션 한 것이다. 그림에서 실선은 원 신호의 포락선이고 일점쇄선은 제안된 방법 중에서  $m=1$ 인 경우의 방법으로 구한 포락선이다. 그림에서 점선은  $m=2$ 인 경우에 해당하는 방법으로 구한 포락선이고 비교를 위해 일반적인 2차 샘플링 방법으로 구한 포락



선을 'o'를 포함한 점선으로 나타내었다. 본 논문에서 제안한 방법은 그림 10에서 보듯이 그림 6에서 볼 수 있는 것과 같은 기존의 2차 샘플링을 사용했을 때 발생하는 오차를 현저하게 감소시킬 수 있다.

포락선의 정점 부분에서 오차가 가장 큰 이유는 그 부분에서 신호의 기울기가 급격히 변하여 식 (12)의 오차항에 포함된  $g''(nT)$  값이 커지기 때문이다. 그림 11은 중심 주파수의 변동에 따른 오차를 분석한 것이다. 분석에 사용한 신호의  $f_0$ 는 10 MHz이다. 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 보면, 본 논문에서 제안한 방법은 중심 주파수에 따른 영향을 별로 받지 않는 것으로 판단된다.

$m = 2$ 인 경우, 즉  $g''(nT)$ 를 추가로 제거하는 방법은  $g'(nT)$ 를 제거하는 방법보다 오차를 줄일 수 있으나 3개의 데이터를 처리하여야 하기 때문에 하드웨어가 상대적으로 복잡하다. 그러나 ASIC (Application Specified Integrated Circuit) chip을 이용하면 실시간 처리에도 사용될 수 있으리라 기대된다.

따라서, 제안된 방법은 매우 간단한 디지털 하드웨어를 추가함으로써 초음파 영상장치에서 일반적으로 사용되는 전체 주파수 대역에서 기존의 2차 샘플링 방법보다 포락선 검출의 오차를 크게 줄여 주기 때문에 초음파 영상 장치에서 신호의 포락선 검출에 효과적으로 사용될 수 있다.

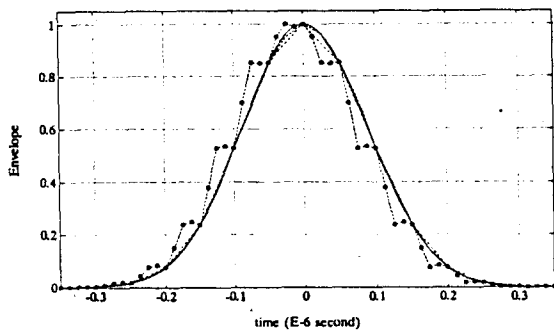


그림 11. 원 신호의 포락선(실선)과 제안된 2차 샘플링 방법으로 구한 포락선:

$$f_0 = 10 \text{ MHz}, \sigma = 2.5 \pi$$

Fig. 11. Envelope of Signal(Con. Line), Envelope(Doublely Broken Line) Simulated Using Improved Second-order Sampling ( $m=1$  case), Envelope(Broken Line) Simulated Using Improved Second-order Sampling ( $m=2$  case).:

$$f_0 = 10 \text{ MHz}, \sigma = 2.5 \pi$$

## VI. 결 론

SDF를 구현하기에 적합한 새로운 샘플링 방법을 제안하였다. 한 어레이에서 수신된 신호로부터 in-phase와 quadrature 신호를 얻기 위해 복잡한 아날로그 회로와 두개의 A/D변환기와 두개의 FIFO를 사용해야 하는 일반적인 quadrature 샘플링이나 analytic signal 샘플링 방식에 비해 제안된 샘플링 방식은 아날로그 회로를 필요로 하지 않으며 1개의 A/D 변환기와 1개의 FIFO를 사용함으로써 하드웨어를 두 채널에서 한 채널로 줄일 수 있다. 또한 시스템의 성능을 향상시킬 수 있으며 필요한 신호처리를 모두 디지털로 처리할 수 있다. 이 방법은 기존의 2차 샘플링 방법의 장점을 그대로 가져 간단한 구조를 가지면서도 종전 방법에서 필연적으로 발생하는 오차를 현저히 줄여준다. 그러므로 제안된 샘플링 방법은 초음파 영상 장치에서 디지털 포커싱을 실현시킬 수 있는 좋은 여건을 제시할 것으로 여겨진다.

## 참 고 문 헌

- [1] M. H. Lee and S. B. Park, "A new continuous dynamic focusing technique in ultrasound imaging," *Electronics Letter*, vol. 21, No. 17, pp. 749-751, 1984
- [2] Tai K. Song and Song B. Park, "A new digital array system for dynamic focusing and steering with reduced sampling rate," *Ultrasonic Imaging*, vol. 12, pp. 1-16, 1990.
- [3] J. H. Kim, T. K. Song, and S. B. Park, "A pipelined sampled delay focusing in ultrasound imaging systems," *Ultrasonic Imaging*, vol. 9, pp. 75-91, 1987.
- [4] G. F. Manes, C. Atzeni, and C. Susini, "Design of a simplified delay system for ultrasound phased array imaging," *IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics*, SU-30, 1983, pp. 350-354.
- [5] D. L. Linden, "A discussion of the sampling theorem," *Proc. IRE* 47, 1959, pp. 1219-1226.
- [6] O. D. Grace and S. P. Pitt, "Sampling and interpolation of bandlimited signals

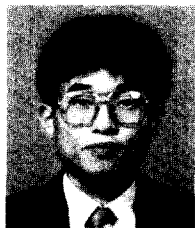
by quadrature methods," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 48, pp. 1311-1318, 1970.

- [7] R. G. Pridham and R. A. Mucci, "Digital interpolation beamforming for low-pass and bandpass signal," *Proceeding of*

IEEE, vol. 67, no. 6, pp. 904-919, 1979.

- [8] M. H. Bae, I. H. Sohn, and S. B. Park, "Grating lobe reduction in ultrasonic synthetic focusing," *Electronics Letters*, vol. 27, no. 14, pp. 1225-1227, 1991.

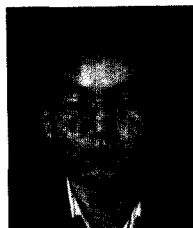
저 자 소 개



趙元熙(學生會員)

1966년 6월 25일생. 1985년 3월 건국대학교 전자공학과 입학. 1991년 6월 MIU, in Iowa 전자공학과 (B.S.). 1993년 8월 University of Florida EE (M. S.). 1993년 8월 ~ 현재 건국대학교 전자과 박사과정 재

학중. 관심분야: 초음파 진단장치 및 영상 시스템, 신호처리, Solar Cell 응용



安永馥(正會員)

1962년 3월 18일생. 1984년 2월 건국대학교 전자공학과 (B.S.). 1987년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (M.S.). 1990년 8월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(Ph.D). 1990년 9월 ~ 92년

2월 한국통신 연구개발단 선임 연구원. 1992년 3월 ~ 현재 건국대학교 전자공학과 조교수. 관심분야: 디지털 신호처리, 영상처리, 초음파 영상 시스템