

FFT를 기반으로 한 초음파 영상의 Sidelobe 영향 감소에 관한 연구

A Study of Sidelobe Reduction Based on FFT in Ultrasound Images

정 목 근*
(Mok Kun Jeong*)

요 약

송신 초음파 음장에서 해상도를 증가시키기 위하여 집속방법을 널리 이용한다. 집속은 영상점이 있는 Mainlobe 방향에서 돌아온 반사 신호의 크기를 증가시키지만, sidelobe에 의한 반사 신호는 상쇄되어 크기가 줄거나 없어진다. 그러나 집속한 뒤에도 sidelobe의 신호가 완전히 제거되지 않을 경우 영상의 해상도를 크게 저하시킨다. 본 논문은 초음파의 음장특성에 따라 수신된 신호를 Fourier transform하여 주파수 영역에서 sidelobe와 null 방향에서 돌아오는 수신신호의 크기를 구하여 비율에 따라 영상값을 scaling함으로써 sidelobe의 영향을 줄여 해상도를 향상시키는 방법을 제안하였다. 제안한 방법을 컴퓨터 시뮬레이션과 실험으로 검증하여 mainlobe의 폭이 줄고 sidelobe가 감소함을 보였다.

ABSTRACT

Focusing is widely used to increase the resolution in ultrasound transmit field. It increases signal levels returning from the mainlobe direction and decreases those due to sidelobe directions. However, when the sidelobes cannot be completely canceled, the resulting image resolution is greatly deteriorated. This paper proposes a method of improving the resolution by scaling the received signal according to the difference between the mainlobe and sidelobe levels computed in the frequency domain by the use of Fourier transform. The proposed method is verified by computer simulation and experiments, and is shown to be highly effective in narrowing the mainlobe width and decreasing the sidelobe levels.

I. 서 론

초음파영상에서 송수신음장특성은 사용하는 트랜스듀서, 사용주파수, 집속시스템 등에 의하여 결정되며 음장에서 mainlobe의 폭, sidelobe의 크기, gratinglobe 등이 영상의 해상도를 결정한다. 일반적으로 해상도를 증가시키기 위하여 집속을 널리 이용한다. 수신집속의 경우 회절에 의해 제한되는 최대의 해상도를 모든 영상깊이에서 얻을 수 있으며 현재 동적 수신집속방법이 널리 이용된다[1]. 송신집속의 경우 한 점에서만 집속이 가능하므로 깊이에 따라 초음파 영상의 해상도가 달라진다. 초음파 영상의 최대 단점인 해상도를 향상시키기 위하여 여러 가지의 신호처리 방법이 제안되었다. sidelobe를 감소시키기 위하여 apodization방법이 이용되지만 mainlobe의 폭을 증가시켜 해상도를 떨어뜨린다. 초음파가 인체 내를 진행하면 집속시스템의 성능 이외에도 인체의 감쇄, 굴절, 반사 등이 초음파의 음장특성을 저하시킨다. 이러한 음장특

성의 변화를 deconvolution filter를 써서 제거함으로써 깊이에 따라 저하되는 음장특성을 보상하였다[2-5]. 이러한 방법은 진행하는 음장의 모양을 정확히 알아야 하는 문제점을 가지고 있다. 최근의 연구로는 음속도 불균일에 의한 phase aberration을 보상하기 위한 adaptive filter들이 제안되었다[6,7]. 이는 매질내의 해상도를 저하시키는 모든 요인을 속도불균일로 모델링하여 수신된 각 수신소자의 신호지연을 계산하여 집속시스템의 집속지연시간을 조절함으로써 해상도를 향상시키고자 하였다. Phase aberration correction을 인체영상에 적용한 결과로는 O'Donnell등이 음장특성을 고려한 필터를 제안하였다[8]. 이 방법은 임의의 방향에서 오는 모든 신호의 크기에 따라 영상값을 scaling하여 phase aberration에 의한 음장특성의 저하를 보상하였다. 인체에 적용하여 좋은 결과를 보여주었지만 iteration에 의한 계산량이 많은 단점을 가지고 있다. 소나, 레이더 등에서 음장 발생원의 방향을 구하는 연구가 있었다. 이는 어레이 수신기에서 수신되는 신호의 공간주파수를 구하여 입사각을 추정하였다[9-11]. 본 논문은 이 방법을 초음파 영상에 적용하여 초음파 음장특성 중에서 sidelobe와 null 방향에서 오는 신호를

* 대전대학교 전자·통신공학부
접수일자: 1998년 9월 26일

Fourier 변환을 이용하여 분리하고 이 성분의 비율에 따라 영상값을 scaling 하는 필터를 설계하였다. 제안한 필터는 비선형이지만 영상의 선형성을 크게 저하시키지 않고 sidelobe의 크기를 줄이며 mainlobe의 폭을 줄임으로써 영상의 해상도를 증가시킨다. 본 논문의 2장에서 편향 집속에 관하여 기존의 이론을 정리하였다. 이로부터 sidelobe를 줄이기 위한 sidelobe filter 와 null filter를 제안하였다. 3장에서 제안한 필터의 특성을 평가하기 위한 시뮬레이션과 실험을 실시하였다.

II. 이 론

일반적으로 초음파 영상시스템은 배열변환기를 이용하여 영상점에서 돌아온 신호를 각각의 변환기에서 수신한다. 이때 영상점과 수신소자 사이의 거리가 각각 다르므로 신호가 각각 다른 시간에 수신소자에 도달하게 되는데 이러한 진행거리에 따른 도달 시간차이를 보상하면, 마치 신호가 수신소자에 동시에 도달한 것처럼 위상이 정렬된다. 이 신호를 서로 더하면 하나의 수신소자에 도달한 원래의 신호보다 크기가 커지게 된다. 집속방법은 영상점에서 오는 신호의 크기를 최대로 하며 이외의 위치에서 오는 신호는 상쇄하거나 약화시킨다. 이러한 집속 방법은 주사선이 steering되어 있는 경우에도 적용된다. 이때 가해야 할 focusing delay와 steering delay함은 그림 (1)로부터

$$r_x = -\frac{R}{c} \left[\left\{ 1 + \left(-\frac{x}{R}\right)^2 - 2\left(\frac{x}{R}\right) \sin \theta \right\}^{1/2} - 1 \right] + t_0 \quad (1)$$

로 주어진다. 여기서 c 은 음속도, x 는 변환기소자에서 중심소자 사이와의 거리, R 은 초점거리, $\sin \theta$ 는 편향각, t_0 는 수식(1)을 양수로 만들기 위해 더하는 상수이다.

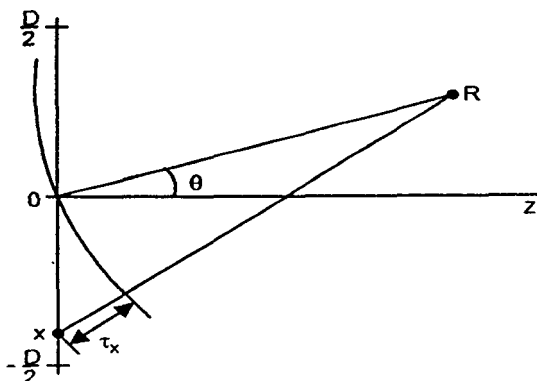


그림 1. 위상배열변환기에서의 빔의 편향지연
Fig. 1. Beam steering delay in phased array.

array의 크기가 작거나 영상점이 먼 거리에 있어, 편향되는 각이 작을 경우 binomial expansion 근사에 의하여 sqrt를 풀어내면

$$r_x \approx \frac{R}{c} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{x}{R}\right)^2 - \left(\frac{x}{R}\right) \sin \theta \right] + t_0 \quad (2)$$

와 같이 주어진다.

수식(2)에서 focusing delay는

$$t_{focusing}(x) = \frac{x^2}{2cR} \quad (3)$$

이며 steering delay는

$$t_{steering}(x, \theta) = \frac{x}{c} \sin \theta \quad (4)$$

이 된다. 따라서 그림 (2)와 같이 focusing delay 와 steering delay를 분리하여 수신집속시 focusing delay를 먼저 인가한 후 steering delay를 인가하면 편향된 방향에서 오는 신호를 얻을 수 있다[12,13]. 이와 같은 방법을 이용하여 O'Donnell 등이 한번의 송신음장에 대하여 인접한 여러 개의 스캔라인의 영상을 steering 방법으로 동시에 얻는 parallel receive beamforming 방법을 제안하였다.[14,15]

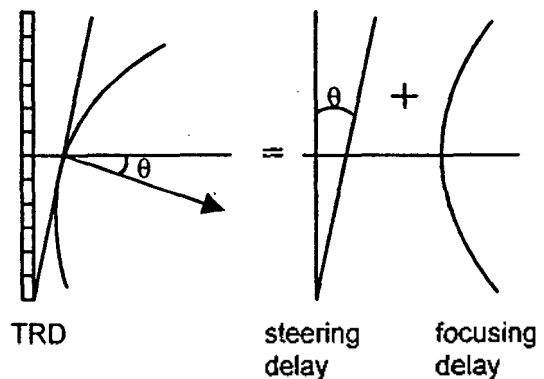


그림 2. 편향지연과 집속지연의 분리
Fig. 2. Separation of steering delay and focusing delay.

그림 3은 mainlobe와 sidelobe에 의한 반사신호의 수신 집속 동작을 나타내었다. 트랜듀서에 도달한 신호는 증폭기에서 신호가 증폭된 뒤 집속에 필요한 지연시간이 인가된다. 집속지연이 인가되면 mainlobe의 진행방향에 있는 영상점에서 돌아온 A점의 신호는 모든 수신채널에 같은 시간에 도달한 것처럼 되어 위상이 동일하게 정렬된다. 그러나 sidelobe 방향에 있는 B점의 반사신호는 focusing 지연시간이 인가된 뒤에도 각각 다른 시간축 상에 놓이게 된다. 따라서 sidelobe방향의 신호는 더할 때 서로의 위상이 어긋나므로 상쇄되지 않고 남아서 mainlobe에 의한 신호와 더해져서 나타난다. 이렇게 간류하는 sidelobe에 의한 반사 신호는 제거할 방법이 없으므로 영상의 해상도를 크게 떨어뜨린다. 따라서 mainlobe에 의한

반사신호에 더해지는 sidelobe에 의한 반사신호의 영향을 감소시키면 영상의 contrast를 증가시킬 수 있다.

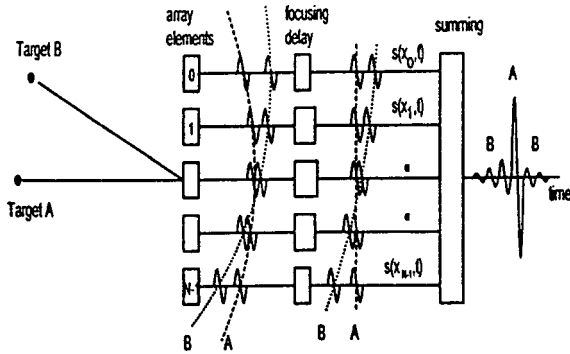


그림 3. 집속시스템에서 mainlobe(A점)와 sidelobe(B점)에서 반사되는 신호의 정렬
Fig. 3. Alignment of signals reflected from mainlobe(target A) and sidelobe(target B) in focusing system.

sidelobe에 의하여 반사된 신호를 구하여 보자. 그림 (3)에서 영상점에서 돌아온 신호들의 위치에 있는 채널에서 수신한 후, focusing delay가 인가된 후의 복소수 신호를 이라 하자. mainlobe에 대하여 임의의 θ 방향에서 입사된 신호를 얻기 위하여 모든 채널의 신호에 steering에 필요한 지연시간을 인가해서 모두 더하면

$$S(\theta) = \sum s(x, t - t_{steering}^n(x, \theta)) \quad (5)$$

이 된다. 로 모델링하고 steering 시간이 크지 않아서 복소진폭이라 가정하면 근사적으로 수식 (5)는

$$S(\theta) = \sum s(x, t) \cdot \exp[-j\omega_0 \frac{x}{c} \sin \theta] \quad (6)$$

이 되어 steering delay를 인가하는 것은 Fourier 변환식이 된다. mainlobe의 방향에 대하여 임의의 각도 θ_s 방향에서 발생하는 sidelobe에 의한 반사 신호를 $S(\theta_s)$ 라 하자. 송수신소자의 크기와 초점거리 등을 알면 초음파음장에서 sidelobe가 진행하는 방향각을 알 수 있다. 따라서 θ_s 방향에서 오는 sidelobe 신호성분의 크기는 수식(6)에 의해서 계산된다. 임의의 모든 sidelobe의 방향에서 오는 신호의 r.m.s값을 수식(7)처럼 로 정의하자.

$$S_{sidelobe} = \sqrt{\sum_{\theta_s \neq 0} |S(\theta_s)|^2} \quad (7)$$

mainlobe에 의한 반사신호로부터 얻어지는 영상값은 steering이 필요없으므로 수식 (6)에서 $\theta = 0$ 인 경우가 되어 $S(0)$ 로 구할 수 있다. $S(0)$ 에 더해진 sidelobe는 각각의 각도 θ_s 에 대하여 수식 (6)으로부터 구해진다. 이미 수신된 신호가 집속에 의하여 더해진 이후에는

mainlobe와 sidelobe에 의한 신호를 서로 분리할 수 없다. 그러나 수식(6)에 의하여 구해진 $S_{sidelobe}$ 의 크기가 클 경우 $S(0)$ 신호에 sidelobe에 의한 신호가 크게 영향을 줄 수 있다. 따라서 $S(0)$ 에 대하여 $S_{sidelobe}$ 의 크기에 따라 $S(0)$ 를 scaling하면 sidelobe의 영향을 줄일 수 있다. sidelobe를 고려하여 새로 얻어지는 영상은 수식(8)의 필터로부터 얻어진다.

$$S_{filtered} = S(0) \cdot \frac{1}{1 + \gamma \cdot \frac{S_{sidelobe}}{S(0)}} \quad (8)$$

수식(8)을 sidelobe 필터라 정의 하자. 여기서 γ 는 실수값을 갖는 scale factor이다.

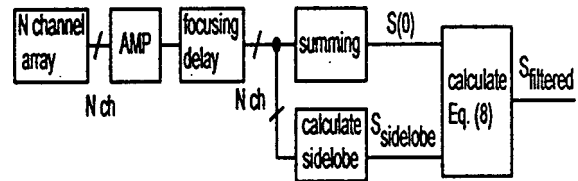


그림 4. 집속시스템에서 sidelobe reduction filter의 구성도
Fig. 4. Scheme of sidelobe reduction filter in focusing system.

그림 (4)는 sidelobe filter의 동작을 개략적으로 나타내었다. 수식(7)에서 sidelobe에 의한 신호성분이 없으면 필터는 입력 영상값을 그대로 내보낸다. 그러나 영상점에서 인접한 곳에 sidelobe방향으로 큰 반사체가 있어 sidelobe의 신호성분이 나타나면 $S(0)$ 가 $S_{sidelobe}$ 의 크기에 따라 scaling되어 줄어든 값이 된다. 만일 mainlobe의 방향에 신호가 작고 sidelobe방향에서 큰 신호가 들어오면 mainlobe의 신호는 크기가 작아지도록 scaling된다. 따라서 수식(8)의 필터를 처리하면 측방향 음장특성에서 mainlobe의 폭이 줄어들어 해상도가 향상된다. 제안한 필터의 전달함수의 구조는 Wiener filter와 비슷한 개념으로 볼 수 있다. Wiener filter의 전달함수는 주파수 영역에서 SNR을 최대로 하는 관점에서 구성되지만 제안한 필터는 시간(영상)영역에서 각 영상점의 밝기를 sidelobe혹은 null의 크기에 따라 규격화한다.

그림 (5)는 D 의 크기를 갖는 선형배열변환기에서 연속파의 경우 측방향 음장특성을 방향각에 대하여 도시하였다. 음장의 세기가 최소가 되는 영점(null point)이 $\sin(\theta_n) = \pm n\lambda / D$ ($n =$ 정수)의 각도에 나타나며 sidelobe의 최대치는 mainlobe와 가까운 각도 범위에서 근사적으로 $\sin(\theta_s) \approx \pm (n + 0.5)\lambda / D$ 의 각도에서 나타난다. 측방향 음장특성에서 sidelobe는 현재 알려진 집속방법으로는 완전히 제거될 수 없으므로 항상 존재한다. 따라서 $S_{sidelobe}$ 는 항상 0이 아니며 수식(8)에서 필터링된 신호는 항상 크기가 줄어든다. 따라서 null방향에서

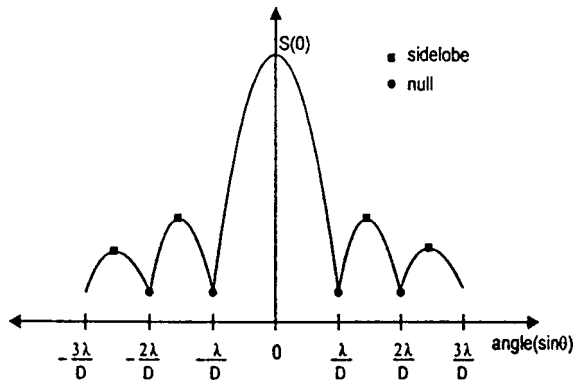


그림 5. 축방향음장특성에서 mainlobe, sidelobe 그리고 null의 위치분포

Fig. 5. Lateral field response: distribution of mainlobe, sidelobe, and null.

오는 신호를 고려하여 보자. null방향은 반사신호가 가장 적게 오는 방향이며 음장이 phase aberration 등에 의하여 degradation되면 null방향에서의 신호는 증가한다. 이는 음장특성의 변화를 나타내는 좋은 지표가 될 수 있다. 수식 (7),(8)에서 null방향 θ_n 에서의 S_{null} 을 구하여 다시 필터를 구성하자.

$$S_{null} = \sqrt{\sum_{\theta \neq 0} |s(\theta_n)|^2} \tag{9}$$

$$S_{filtered} = S(0) \cdot \frac{1}{1 + r \cdot \frac{S_{null}}{S(0)}} \tag{10}$$

이를 null filter라 정의하자.

null의 방향에서 오는 신호의 전력은 매우 작다. 따라서 송수신집속이 잘 된 경우에 수식(10)의 필터는 원영상에 거의 영향을 미치지 않는다. 그러나 송신음장이 매질의 음속도 불균일, 굴절, 회절, 반사,산란, 감쇠등에 의하여 변형되어 음장특성이 바뀌거나 반사체들이 불균일하게 분포할 경우 상대적으로 영점에서의 전력이 커지게 된다. 따라서 $S(0)$ 와 S_{null} 의 크기를 비교함으로써 위상수차의 크기, 송신집속의 정도 등을 계속하는 파라메타로 이용될 수 있다. 따라서 매질이 불균일할 경우 S_{null} 을 이용한 null 필터가 $S_{sidelobe}$ 을 이용한 sidelobe 필터보다 더욱 효과적으로 동작할 수 있다.

만일 반사체가 수신소자에서 먼 곳에 있고 방향각이 크지 않다면 각 수신소자에 수신된 신호는 신호원이 위치하는 방향에 따라 각각 다른 공간주파수(spatial frequency)로 나타난다. 즉 θ 각도의 방향에서 입사하는 sidelobe에 의한 신호는 수신소자에 도착하면

$$f = \frac{D}{\lambda} \sin \theta \tag{11}$$

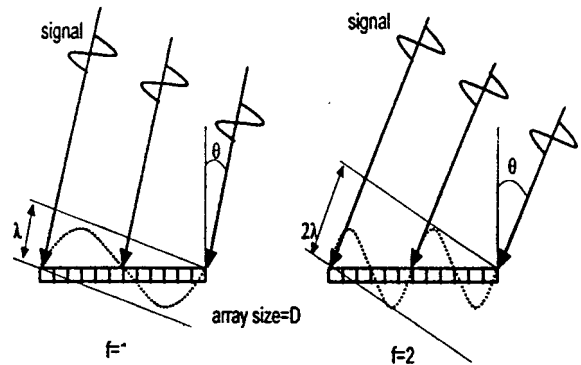


그림 6. Sidelobe 입사방향에 따른 공간주파수 (왼쪽: $f=1$, 오른쪽: $f=2$)

Fig. 6. Spatial frequencies corresponds to incident angles of sidelobe (left: $f=1$, right: $f=2$).

의 공간주파수(spatial frequency)를 가진다. 여기서 D 는 수신소자의 크기이며 초음파의 파장이며 θ 는 입사각이다. 그림 (6)은 공간주파수와 $f=1$ 과 2인 경우의 입사신호의 방향과 수신된 신호의 모양을 도시하였다. 따라서 집속할 때 정렬되는 신호 즉 mainlobe에 의한 반사신호는 공간주파수 f 이 되며, sidelobe에 의한 반사신호는 입사각에 따라 수식(11)과 같이 공간주파수가 변한다. 여기서 주파수 f 가 정수가 되면 2π 의 정수배의 주기를 갖는 공간주파수 신호가 수신소자에 나타나므로 집속하여 더해지면 신호의 합이 영이 되어 입사각은 그림 (5)에서 영점(null)이 나타나는 방향이다. 아래의 크기가 D 이며 N 개로 나누어져있을 때 각각의 소자가 $x = KD/D$ 의 위치에 있다고 가정하면 수식(6)은 수식(11)를 이용하여

$$s(f) = \sum_k s(x, t) \cdot \exp[-j2\pi f \frac{k}{N}] \tag{12}$$

로 바꾸면 공간주파수의 함수로 표현된다. null방향에서 오는 수신성분은 공간주파수가 정수이므로 수식(12)는 Discrete Fourier transform이 된다. 따라서 discrete Fourier transform의 계수는 각각 대응되는 null방향에서 오는 신호의 크기가 된다.

수식 수식(11)의 공간주파수 해석은 연속파의 경우로서, 초음파 신호가 광대역 신호이기 때문에 입사각이 작은 경우에만 유효하며 각도가 커질수록 오차가 커진다[8]. 또한 sidelobe의 크기도 연속파 해석의 경우보다 작으며, null 방향에서의 음장크기도 0이 되지 않는다. 따라서 수식 (7),(10)의 S_{null} 과 $S_{sidelobe}$ 는 mainlobe이외의 방향에서 수신되는, 영상의 해상도에 도움을 주지 않는 신호성분이라는 의미로 이해될 수 있다. 실제로 mainlobe에 대하여 큰 각도를 가지고 입사되는 sidelobe의 신호는 어레이의 지향성 때문에 크기가 적을 것으로 추정되므로 필터를 구성하기 위한 sidelobe와 null의 전력은 mainlobe에서 가까운 것만 사용하여 필터를 구성할 수 있다. 따라서 수식

(7),(9)에서 sidelobe나 null의 전력이 포함되는 각도범위를 제한한다. 여기에서 sidelobe의 전력계산에 이용되는 sidelobe의 개수를 필터의 차수라 정의하자. 이는 공간주파수가 높은 항은 무시하고 주파수가 낮은 성분만 이용하여 수식 (7)을 계산하는 것이다. 이런 경우 계산량이 많이 드는 Fourier transform의 모든 계수를 계산하지 않고 각각의 필요한 주파수 성분만 직접 계산한다. 즉 수식(12)에서 차수가 일차인 경우 $n=1$ 의 $\sin(\pm\theta_n) = \pm\lambda/D$ $\sin(\pm\theta_n) = \pm 0.5\lambda/D$ 의 각도만 이용하여

$$s(0) = \sum s(x, t) \tag{13}$$

$$s_{\text{sidelobe}} = \sqrt{\left| \sum s(x, t) \cdot \exp[-j\omega_0 \frac{x}{c} \sin(\theta_n)] \right|^2 + \left| \sum s(x, t) \cdot \exp[-j\omega_0 \frac{x}{c} \sin(-\theta_n)] \right|^2} \tag{14}$$

$$s_{\text{null}} = \sqrt{\left| \sum s(x, t) \cdot \exp[-j\omega_0 \frac{x}{c} \sin(\theta_n)] \right|^2 + \left| \sum s(x, t) \cdot \exp[-j\omega_0 \frac{x}{c} \sin(-\theta_n)] \right|^2} \tag{15}$$

과 같이 계산되며 차수가 2차의 경우 $n=1,2$ 의 각도, $\sin(\pm\theta_n) = \pm\lambda/D, \pm 2\lambda/D$ 와, $\sin(\pm\theta_n) = \pm 0.5\lambda/D, \pm 1.5\lambda/D$ 를 계산한다. 수식(13)은 집속만 한 모든 채널의 신호를 더한 것이며 (14),(15)는 복소 위상값을 곱하여 steering하는 것이므로 지금의 집속시스템의 구조를 크게 바꾸지 않고 필터의 구현 가능하다.

III. Computer simulation과 실험

Sidelobe filter와 null filter의 sidelobe reduction 특성을 컴퓨터 simulation으로 조사하였다. simulation 조건으로 중심주파수 f_0 가 3.5 MHz, 크기가 85 mm인 128 소자의 선형 배열변환기를 이용하였다. 소자의 수직(elevation) 방향의 음장은 소자가 수직방향으로 충분히 크다고 가정하여 근거리 근사에 의하여 무시하였다. 수신집속은 64 채널로 동적집속하여 영상을 구성하였고 송신음장의 초점 깊이를 60 mm에 두었다. 사용한 펄스의 모양은 진폭을 Gaussian함수로 구성하였고, 포락선 계산의 편의를 위하여 수식(16)의 복소수로 가정하였다.

$$p(t) = \exp[-\omega_0 t / \sigma^2] \cdot \exp(j\omega_0 t) \tag{16}$$

여기서 펄스의 폭을 의미하는 상수로 하였다. 그림 (7-a,b,c)는 sidelobe filter를 처리한 측방향 음장특성을 3차까지 조사하였다. 그림 (7-a)는 60 mm깊이에서 $\gamma=1$ 일 때의 결과이며 (7-b)는 $\gamma=5$ 일 때이다. 두 경우 모두 mainlobe의 특성은 좋아지지 않지만 sidelobe의 크기가 줄어든다. 2차와 3차 필터의 경우 특성이 거의 겹쳐서 나타난다. Scale factor의 값을 증가시킨 그림

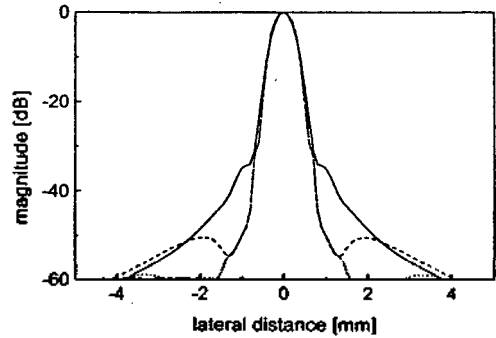


그림 7(a). Sidelobe filter의 측방향음장특성, 깊이 60mm, $\gamma=1$, (실선:기존의 방법, 장점선: 1차, 단점선: 2차, 장단점선: 3차)
Fig. 7(a). lateral field response of sidelobe filter at depth=60mm, $\gamma=1$. (solid:conventional, dashed:1st order, dotted:2nd order, and single dot and dashed: 3rd order).

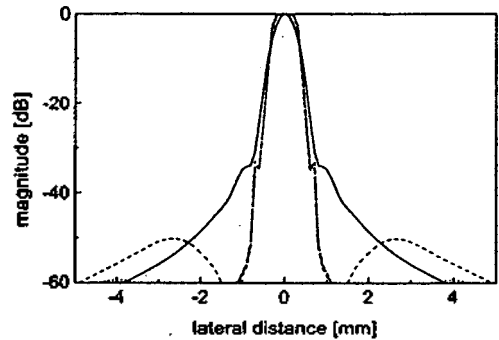


그림 7(b). 깊이 60mm, $\gamma=5$
Fig. 7(b). depth=60mm, $\gamma=5$.

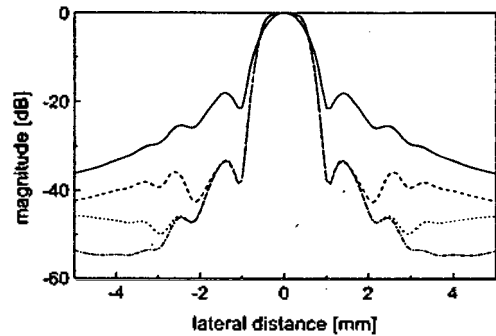


그림 7(c). 깊이 90mm, $\gamma=1$
Fig. 7(c) depth=90mm. $\gamma=1$.

(7-b)의 경우 sidelobe의 특성이 3차 filter에서 나빠지고 있다. 그림 (7-c)는 90 mm 깊이에서의 $\gamma=1$ 일 때의 결과이며 sidelobe감소가 20 dB 이상이 된다.

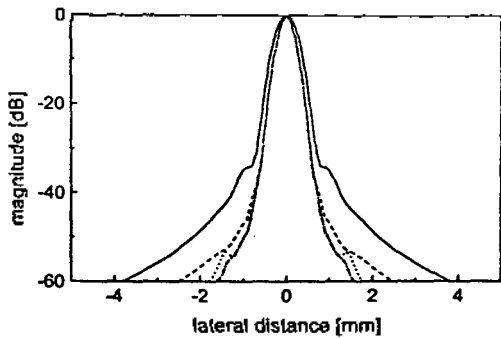


그림 8(a). null filter의 측방향장특성, (깊이 60mm, $\gamma=1$, 실선: 기존의 방법, 장점선: 1차, 단점선: 2차, 장단점선: 3차)
 Fig. 8(a). lateral field response of null filter at depth=60mm, $\gamma=1$, (solid:conventional, dashed:1st order, dotted :2nd order, and single dot and dashed: 3rd order).

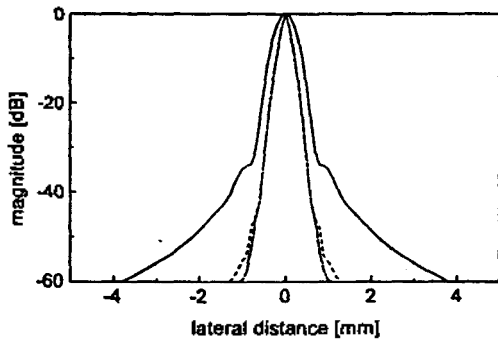


그림 8(b). 깊이 60mm, $\gamma=5$
 Fig. 8(b). depth=60mm, $\gamma=5$.

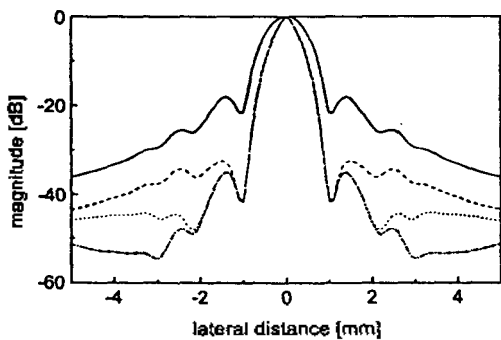


그림 8(c). 깊이 90mm, $\gamma=1$
 Fig. 8(c). depth=90mm, $\gamma=1$.

그림 (8-a,b,c)는 null filter의 결과를 같은 방법으로 그렸다. Null filter를 인가한 경우 mainlobe와 sidelobe의 특성이 모두 좋아진다. Scale factor의 값을 5로 설정한 그림 (8-b)의 경우도 sidelobe의 감소특성이 향상된다. 90 mm 깊이에서의 결과인 그림 (8-c)의 경우도 mainlobe 폭의

감소와 20 dB 이상의 sidelobe 감소가 나타난다. 두 필터의 경우 모두 mainlobe의 폭이 필터의 차수의 변화에 크게 영향을 받지 않지만 sidelobe는 차수가 높아질수록, scale factor 값이 커질수록 더 많이 줄어든다.

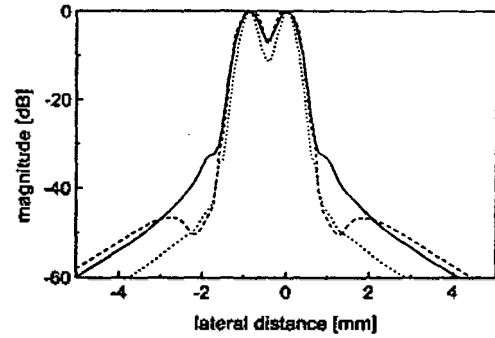


그림 9. 깊이 60mm에 있는 거리가 2λ 떨어진 두 점반사체의 분해능 (실선: 기존의 방법, 장점선: 1차 sidelobe filter, 단점선: 1차 null filter)
 Fig. 9. Resolution of two adjacent targets, distance 2λ , depth 60mm, (solid: conventional dashed: 1st order sidelobe filter, and dotted: 1st order null filter).

그림 (9)는 두개의 wire target이 2λ 거리에 있을 때의 분해능 $\gamma=1$ 을 일 때 filter 처리하여 비교하였다. 실선이 기존의 방법이며 장점선이 1차 sidelobe filter의 경우이며 단점선이 1차 null filter의 경우이다. Sidelobe filter의 경우 mainlobe특성 때문에 기존의 방법과 분해능이 같이 나타나지만 null filter의 경우 두 wire 사이의 null이 기존의 방법에 비하여 -4 dB 정도 더 떨어진다. 종합적으로 볼 때 sidelobe filter에 비하여 null filter가 mainlobe와 sidelobe의 관점에서 우수한 특성을 나타내었다.

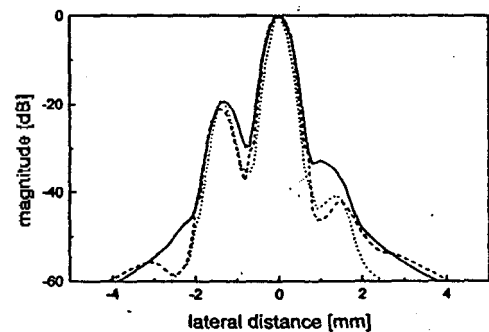


그림 10. 영상의 밝기에 따른 필터의 선형성비교: 가운데 점반사체에 대하여 밝기가 20dB (왼쪽), 40dB(오른쪽) 떨어진 점반사체가 깊이 60mm에 3λ 간격으로 있는 경우이다. $\gamma=1$ 이다 (실선: 기존의 방법, 장점선: 1차 sidelobe filter, 단점선: 1차 null filter)
 Fig. 10. Comparison of linearity in target brightness: reflectivity is 20 dB (left target) and 40 dB (right target) lower than center target for $z = 60$ mm, $\gamma = 1$ (solid: conventional, dash: sidelobe filter, and dot: null filter). Filter orders are one and each target distance is 3λ .

제안한 필터의 반사체의 밝기에 대한 선형성을 확인하기 위하여 중앙의 점반사체에 대하여 -20dB, -40 dB의 밝기 차이를 갖는 점반사체를 3시 간격으로 배열한 영상을 구하였다. 그림 (10)에서 실선은 기존의 방법에서의 영상이며, 장점선, 단점선은 각각 1차의 sidelobe filter, 1차의 null filter를 60mm 깊이에서 $\gamma=1$ 에 대하여 취한 경우이다. 제안한 필터는 반사체의 반사도를 잘 반영하고 있으며 3개의 반사체를 잘 분리하고 있으나 기존의 방법은 -40dB의 경우 큰 오차를 보인다.

위의 알고리즘을 실제의 초음파 영상에 적용하였다. 인체의 초음파의 데이터를 얻기 위하여 64 채널의 쉐메디슨의 SA-8800 초음파 영상 진단기에서 모든 스캔라인에 대하여 모든 채널의 RF 데이터를 저장하는 메모리 회로를 제작하였다. 초음파 진단기에서 얻어진 데이터는 PC로 옮긴 후, PC에서 처리하여 영상을 합성하였다.

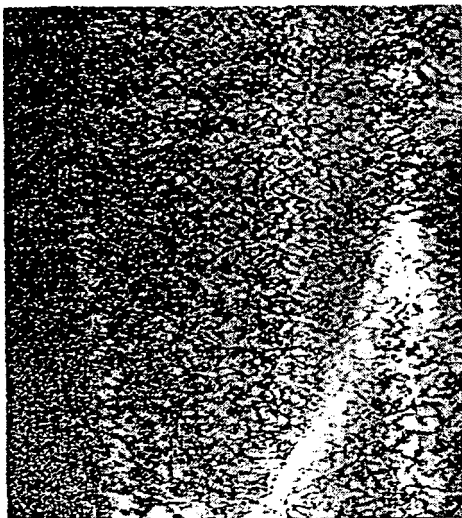


그림 11. 복부 영상 (왼쪽: 기존의 방법, 오른쪽: 3차 null filter, $\gamma=1$)
 Fig. 11. Image of Abdomen (left: conventional image, right: 3rd order null filter, $\gamma = 1$).

필터는 sidelobe를 억제하는 효과가 더 좋은 3차의 null 필터를 이용하였다. 그림 (11)는 3.5 MHz 컨벡스 어레이 데이터를 이용하여 복부의 췌장막의 윗부분을 영상화한 것이다. 그림 (12)은 7.5 MHz의 선형어레이를 이용하여 목부분의 영상을 얻었다.

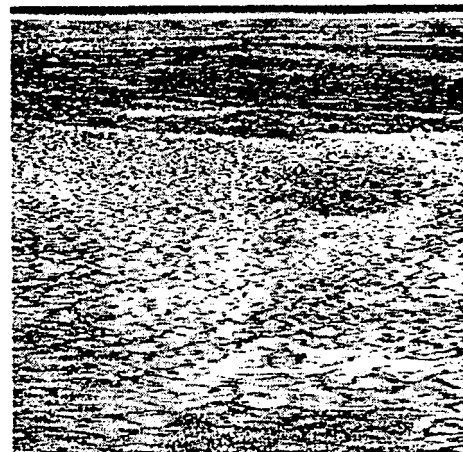
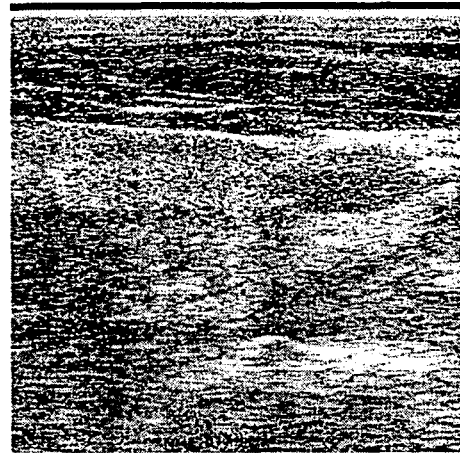


그림 12. 목부분 영상 (왼쪽: 기존의 방법, 오른쪽: 3차 null filter, $\gamma=1$)
 Fig. 12. Image of thyroid gland. (left: conventional image, right: 3rd order null filter, $\gamma = 1$).

왼쪽이 기존의 영상이며 오른쪽이 제안한 필터처리를 한 경우로서, 영상의 명암도(contrast)가 증가하여 더욱 선명한 영상을 나타내었다. 영상의 명암도를 비교하기 위하여 영상의 표준편차를 밝기평균으로 나눈 비율을 구하였다. 그림 (11)에서 필터처리를 한 경우 0.72에서 0.75로 커졌으며 그림 (12)이 0.59에서 0.67로 증가하였다. 그러나 시스템의 노이즈가 증가하면 높은 쪽의 공간주파수 성분이 커지므로 필터처리 후 영상의 노이즈가 증가할 가능성이 있다.

IV. 토의 및 결론

초음파 영상에서 영상의 명암도를 증가시키기 위하여, Fourier변환을 이용하여 sidelobe와 null에서 반사되는 신호를 분리하여 크기에 따라 영상값을 scaling하는 필터를 구성하였다. sidelobe filter는 sidelobe를 억제하는 효과를 보였지만, null filter는 sidelobe를 억제할 뿐만 아니라 mainlobe의 폭을 줄이는 효과도 가진다. 초음파 음장에서 sidelobe와 null의 방향은 사용하는 트랜듀서에 의하여 결정되므로, 만일 매질의 특성에 의하여 음장이 변형되면 제안한 필터는 이를 보상하는 방법으로 사용될 수 있다. 제안한 방법은 기존의 해상도증대 방법과는 달리 영상에 대한 사전정보(priori information)나 가정을 필요로 하지 않고 음장의 특성을 이용하므로, 선형 어레이나 페이즈드 어레이 등 어떠한 초음파 영상 획득 방법에도 적용될 수 있으며, 반복연산(iteration)도 필요로 하지 않다. 또한 깊이 에 따라 달라지는 음장의 특성에도 적용성을 갖는 필터가 된다. 필터연산에서 영점방향에서 오는 신호는 이산 푸리에변환으로 계산할 수 있으므로 실시간으로 동작하는 시스템을 구성할 수 있다.

참 고 문 헌

1. J. H. Kim, T. K. Song, and S. B. Park, "Pipelined Sampling Delay Focusing in Ultrasound Imaging", *Ultrasonic Imaging* 9, 75-91, 1987.
2. C. N. Liu, M. Fatemi, and R. C. Waag, "Digital processing for improvement of ultrasonic abdominal images," *IEEE Trans. Med. Imag.*, vol. MI-2, no. 2, pp. 66-75, June 1983
3. H. Lee and G. Wade, "Constructing an Imaging Operator to enhance Resolution", *JASA*, vol. 75, no. 2, pp. 499-504, Feb. 1984
4. J. A. Jensen, "Deconvolution of in vivo Ultrasound images," *IEEE UFFC Ultrasonic symposium* pp. 1581-1584, 1990
5. A. Hoess and H. Ermert, "Adaptive Wiener Filtering for B-Mode Image improvement," *IEEE UFFC Ultrasonic symposium* pp. 1219-1222, 1992
6. S. W. Flax and M. O'Donnell, "Phase-Aberration Correction Using Signals from Point reflectors and Diffuse Scatters: Basic principles," *IEEE Trans. UFFC*. Vol. 35, no. 6, Nov. 1988
7. D. Zhao and G. E. Trahey, "Comparison of Image Quality Factors for Phase Aberration Correction with Diffuse and Point Targets: Theory and Experiments," *IEEE Trans. UFFC*. Vol. 38, no. 2, MARCH. 1991
8. S. Krishnan, K. W. Rigby, and M. O'Donnell, "Efficient Parallel Adaptive Aberration Correction," *IEEE Trans. UFFC*. Vol. 45, no. 3, May. 1998
9. O. S. Helpeny and D. G. Childers, "Composite Wavefront decomposition via Multidimensional Digital Filtering of Array Data," *IEEE Trans. Circuit and Syst.*, vol. CAS-22, pp.552-562, June 1975
10. D. E. Dudgeon, "Fundamentals of Digital Array Processing," *Proc. IEEE*, vol. 65, pp. 898-904, June 1977
11. D. H. Johnson and S. R. DeGraff, "Improving the Resolution of Bearing in Passive Sonar Arrays by Eigenvalue Analysis," *IEEE Trans. ASSP*, vol. ASSP-30, pp. 638-647, August 1982
12. T. K. Song and S. B. Park, "Novel Multirate Sampling Technique for Ultrasound Electronic Sector Scanning", *EL*, vol. 26, no. 1, January, 1990.
13. O. T. Von Ramm and S. W. Smith, "Beam Steering with Linear Arrays", *IEEE Trans. on Biomedical Eng.* Vol. BME-30, No. 8, August 1983
14. M. O'Donnell, "Efficient Parallel Receive Beam Forming for Phased Array Imaging Using Phase Rotation," *IEEE Ultrasonic symposium*, pp. 1495-1498, 1990
15. M. Karaman and M. O'Donnell, "Subaperture Processing for Ultrasonic Imaging," *IEEE Trans. UFFC*. Vol. 45, no. 1, January. 1998

▲ 정 목 근 (Jeong Mok Kun)

1988년 서울대 전기공학과 학사

1990년 KAIST 전기 및 전자공학과 석사

1995년 KAIST 전기 및 전자공학과 박사

1999년 현재 대전대학교 전자·통신공학부 조교수

*주관심분야: 디지털신호처리, 초음파 영상시스템