

# 왜곡된 형상을 갖는 어레이를 위한 합성 처리 기법

## Synthetic Aperture Sonar for Conformal Towed Array

김 준 환\*, 양 인 식\*, 김 기 만\*, 오 원 천\*\*, 도 경 철\*\*

(Jun-Hwan Kim\*, In-Sik Yang\*, Ki-Man Kim\*, Won-Tchon Oh\*\*, Kyeong-Cheol Dho\*\*)

\* 본 연구는 수중 음향 특화 연구센터(UARC)의 지원으로 수행되었습니다(UA-22).

### 요 약

기존의 어레이 합성 기법들은 선형 어레이 소나에 적용되어 신호이득을 증가시키고, 방향의 분해능을 향상시키며 부엽에 대한 주엽의 레벨 비를 높이기 위한 방법으로 연구되어져 왔다. 본 논문에서는 어레이 합성 기법을 비선형 형태의 견인 어레이인 Conformal 어레이에 적용하여 기준 축상에 실제 어레이의 센서들을 사상시킴으로써 선형 어레이와 같이 제어하기 위한 기법을 제안한다. Conformal 어레이를 위해 적용된 기법은 FFT변환을 통해 빔 영역상에서 연속적인 시간에 대해 부신호를 코히어런트하게 처리한다. 합성의 반복횟수, 선형 어레이에서 나타난 방향 탐지 오차, 부엽 증가에 대해 사상 기법에 의한 오차 감소와 같은 결과를 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 검증하였다.

핵심용어: 어레이 합성기법, Conformal 어레이, 사상기법

투고분야: 수중음향 분야(5.6)

### ABSTRACT

The previous synthetic aperture techniques have been investigated to increase signal gain, improve angular resolution and peak-to-sidelobe level ratios for towed line array sonar systems. The synthetic aperture method in this paper is performed for conformal array systems by mapping real elements on an axis to control like a linear array. The proposed method for the conformal array performs coherent processing of subaperture signals at successive time intervals in the beam domain via FFT transformations. This was confirmed by the simulation results and compared to the results from use of the synthetic aperture technique under the conformal array.

Key words: Synthetic aperture sonar, Conformal array, Mapping, FFTSA(Fast Fourier Transform Synthetic Aperture).

### 1. 서 론

오랜 동안 신호의 공간적인 특성을 측정하기 위해 선형 어레이가 사용되어져 왔다. 이러한 선형 어레이는 운용면에서 공간상 물리적으로 제한이 되고, 어레이로 수신된 신호를 통해 처리하는 기법 중 Conventional 빔 형성 기법은 방향성분의 분해능과 신호 이득이 어레이의 길이에 비례한다. 즉, 많은 해양 환경에서 분해능은 어레이의 길이와 안정성에 의해 제한되어 왔다. 음원의 방향을 탐지함에 있어서 지향각 고분해능은 더욱 중요하게 되었고, 저주파로서 증가된 지향각 분해능은 하이드론을 장착한 어레이가 길어진 것을 의미하는 것으로 신호를 수신

하기 위하여 선형 어레이의 물리적인 길이를 증가시킨다는 것은 실질적으로 어려운 문제이다. 또한 긴 견인 어레이는 예인선의 운용상 문제나, 천해 환경에서의 지형 및 반향 잡음 등으로 인해, 적은 수의 센서를 가진 짧은 길이의 어레이에 비해 문제가 야기될 가능성이 높다. 이를 해결하기 위해 개발된 어레이 합성 처리 기법은 실제로는 한정된 길이를 갖는 어레이를 견인하면서 입력된 신호를 합성함으로써 매우 긴 길이를 갖는 효과를 내는 것이다. 이러한 기술을 이용함으로써 신호에 대한 파라미터, 즉 신호의 주파수 특성, 입사각 등을 추정하여 표적의 방향, 상대속도 등의 정보 분해능을 크게 향상시킬 수 있다.

짧은 어레이로 구성된 견인 어레이의 이동 특성을 이용하여 음원에 대한 공간적 데이터를 증가시키고 정보를 코히어런트하게 합성 처리함으로써 배열 센서가 갖는 공간적인 분해능의 한계를 극복하기 위해, 합성 어레이 소나 처리 기법들이 연구되어져 왔는데 이러한 기법들은

\* 한국해양대학교 전파공학과

\*\* 국방 과학 연구소

접수일자: 1999년 12월 20일

견인 선형 어레이의 신호 대 잡음비를 증가시키고 지향각 분해능을 높여 왔다. Stergiopoulos는 “중첩 상관기”에 근거한 ETAM (Extended Towed Array Measurements)이라는 기법을 제안하였는데 이것은 진행되는 견인 어레이를 연속적인 시간에 대해 수신된 신호를 중첩하여 상관성에 의한 위상 보정 요소를 사용함으로써 보상된 신호를 코히어런트하게 결합하는 방식이다[1]. Yen과 Carey의 연구에서는 연속적인 시간에 대한 부어레이 빔의 합산을 코히어런트하게 처리하는 것으로 수신기와 음원의 상대적인 속도에 관계된다[2]. FFTSA(Fast Fourier Transform Synthetic Aperture) 기법은 Yen과 Carey의 방법과 유사하게 입력된 데이터로부터 FFT를 이용하여 빔을 합성하게 된다. 이때 FFTSA 기법이 Yen과 Carey방법과 상이한 점은 물리적인 어레이와 목표물간의 상대속도를 사전에 인지하고 있지 않다는 점이다[3]. 그러나, 이 방법에서는 부어레이의 신호 취득과정 수에 비례하여 성능이 증가하지만 ETAM과 마찬가지로 신호의 코히어런스 구간이 한정되어 있으므로 전체적인 빔 전력 합성에 필요한 부어레이 처리과정 수를 늘릴 수 없으며 견이합의 속도와 어레이의 불규칙한 움직임으로 인한 성능의 저하가 있다.

지금까지 이러한 방법들은 매우 낮은 신호 대 잡음비를 가지는 신호에 대해서 합성된 데이터를 가지고 입사각을 추정할 때 큰 오차를 발생시키며, 또한 어레이를 장착한 물체의 이동 속도와 하이드로폰간에 일정한 관계가 유지되어야 하는 제한 조건이 필요하며 이상적인 환경인 선형 어레이에 적용되어져 온 것들로 외부 여러가지 환경적인 요인들로 인해 많은 영향을 받는다[4]. 즉, 센서의 불규칙한 위치 변화 또는 구조적 문제등이 발생하게 된다. 따라서 견인함에 있어 센서의 위치 오류는 음원 탐지에 있어 심각한 성능 저하를 발생시키므로 실제 해양환경 모델에 적용했을 경우에 나타나는 어레이의 conformal 형태를 위한 알고리즘을 요구하게 된다.

본 논문에서는, 우선 실제 환경에서 어레이의 형태를 정확히 알 수 없으므로, 시간 지연 추정 기법으로 음원의 방향을 대략적으로 추정하게 된다. 실제의 어레이 형태를 정확히 추정하는 것은 불가능하므로 water pulley 모델에 근거한 어레이 형태 추정 기법중 칼만 필터를 이용한 기법으로 추정을 하였다. Conformal 어레이 형태로부터 발생된 음원 방향에 대한 오차는 FFTSA기법과 사상(mapping)기법을 적용함으로써 방향에 대한 분해능은 실제 환경과 같은 상황에서도 향상된다. 제안된 기법은 conformal 어레이 환경에서 시뮬레이션 결과에 의해 검증되었다.

## II. 선형 어레이에서의 합성 기법

$\theta$ 의 방향각을 가진 먼 거리의 음원으로부터 신호를 수신하고  $\delta$ 의 간격으로  $N$ 개 하이드로폰이 일정하게 배열된 어레이가 있다고 하자. 방향  $\theta$ 는 선형 어레이의 측면으로부터 측정된 것이다. 신호는 증가분  $\Delta$ 만큼 즉  $t_i = i\Delta$ 를 나타내는 것으로 샘플링된다. 여기서  $i = 1, 2,$

...  $k$   $k$ 는 각 센서에서 샘플링된 데이터의 개수를 가리키며 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$x_n(t_i) = A \exp[j2\pi f(t_i - \frac{(n-1)\delta}{c} \sin \theta)] + \epsilon_{n,i} \quad (1)$$

여기서  $n=1, 2, \dots, N$ 이고  $A$ 는 진폭을 나타낸다. 주파수  $f$ 에 대한  $x_n(t_i)$ 의 Fourier변환은  $X_n(f) = \sum_{i=1}^K x_n(t_i) \exp(-j2\pi f t_i)$ 이다.  $\epsilon_{n,i}$ 는 분산이  $\sigma_n^2$ 이고 평균이 영인 독립적 성질의 가우시안 잡음 신호이다. 임의의 시각  $t_0$ 에서의 어레이 응답은 다음과 같다.

$$b(f, \theta)_{t_0} = \sum_{n=1}^N X_n(f) \exp[j2\pi f \frac{\delta(n-1) \sin \theta}{c}] \quad (2)$$

이때 만약  $f_0$ 가 고정된 음원의 주파수라고 한다면 수신 신호의 주파수는  $f = f_0(1 \pm v \sin \theta / c)$ 와 같다. 견인 어레이의 속도가  $v$ 라고 하고,  $t$ 초가 지난 후에 얻게 되는 것은  $v\tau = q\delta$ 로써  $q$ 는 어레이가 움직인 하이드로폰의 수이고  $f_0$ 가 음원의 주파수이다. 수신신호  $x_n(t_i + \tau)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$x_n(t_i + \tau) = \exp(j2\pi f_0 \tau) A \cdot \exp[j2\pi f_0(t_i - \frac{v t_i + (q+n-1)\delta}{c} \sin \theta) + \epsilon_{n,i} \quad (3)$$

위상을 나타내는  $\exp(-j2\pi f_0 \tau)$ 가 견인 어레이의 측정을 보정하기 위해 사용되면,  $t = t_i$ 와  $t = t_i + \tau$ 인 연속적인 측정시간에 포함된 그때의 공간적 정보는  $N+q$ 개의 센서를 포함한 어레이로부터 얻어진 것과 동일하다. 어레이 합성을 형성하기 위한 위상 보정 요소로서  $2\pi f_0 \tau$ 가 사용된다. 이전 연구에서 Yen과 Carey는 다음을 포함하는 어레이 합성기법을 소개하였다.

$$b(f_0, \theta)_\tau = \sum_{n=1}^N [ \sum_{i=1}^K x_n(t_i + \tau) \exp(-j2\pi f_0 t_i) ] \exp[j2\pi f_0 \frac{\delta(n-1) \sin \theta}{c}] \quad (4)$$

이것은 다음과 같이 간략화된다.

$$b(f_0, \theta)_\tau = b(f_0, \theta)_0 \exp[j2\pi f_0(\tau - \frac{v\tau}{c} \sin \theta)] \quad (5)$$

이것은 각각 연속적인 빔 출력을 위상 보정함으로써 합성 어레이를 형성하고, 다음과 같이 어레이 합성 이득을 증가시키기 위해 코히어런트하게 합산한다.

$$B(f_0, \theta)_M = \sum_{m=1}^M b(f_0, \theta)_m \exp[-j\phi_m] \quad (6)$$

$M$ 은 매시간  $t$ 초 마다 일반화된 물리적 어레이의 연속적인 빔 출력의 개수이다. 이때  $\phi_m = 2\pi f_0(1 \pm \nu \sin \theta_j) m r$ 은 어레이 합성을 하기 위해 필요한  $m$ 번째 빔 형성 출력을 위한 위상 보상 값이다.

### III. 동적 어레이 모델

어레이 형태의 유동적인 움직임을 고려해 보면 어레이 축상( $x$ 축)에 선형 등간격인 센서들의 제한된 움직임을 생각할 수 있다[5]. 즉  $y$ 축을 따라서 위치 변화를 하게 된다. 시간적으로 뿐만 아니라 공간적으로 통합된 센서의 움직임을 근거로 한 상관 형태는 Paidoussis 방정식에서 설명된다[6]. 이 방정식은 전인지점에서 발생한 움직임에 기인하여 전인되는 유연한 어레이 케이블의 동적 성질을 묘사한다. 실제적으로 이러한 어레이의 왜곡 현상은 증명되었고, Paidoussis 방정식의 단순화된 "water pulley"에 의해 잘 설명된다[7]-[9]. 우선 합정의 움직임에 따른 어레이의 형태는 그림 1에서 보는 바와 같이 여러 가지로 표현된다. 그림 1은 각각의 시간에 따른 어레이의 형태로 연속적인 시간에서 이루어지므로 그 모양이 비슷함을 알 수 있다. 이런 결과는 외부 해양 환경 영향 또는 합정의 항로 변경 등 여러 가지 요인에 의해 발생할 수 있다.

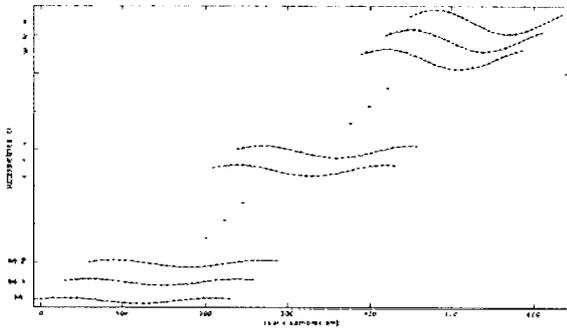


그림 1. N개 하이드로폰의 어레이로 연속적인 시간에 근거한 각 시간대 별로 나타난 conformal 견인 어레이

Fig. 1. Each conformal towed array space samples based on the successive set of measurements from N-hydrophone array.

예측된 센서의 위치는 다음과 같이 주어진다.

$$x_y(t | t-1) = F_y x_y(t-1 | t-1) + u(t) \quad (7)$$

여기서  $x_y(t | t-1)$ 과  $x_y(t-1 | t-1)$ 은 상대적으로 시간  $t$ 에서의  $M-2$ 개의 센서 위치와 시간  $t-1$ 에서의 필터링된 상태 벡터에 대한 예측 상태 벡터를 가리킨다.  $u(t)$  예상되어 알고 있는 두 센서에 관련된 유도 부분이다. 실제로 상태 천이 행렬에 대한 간략화된 모델에서  $F_y$ 는  $F_y = \alpha G$ 이고 여기서  $\alpha$ 는 감쇄 계수이다. MLE(Maximum Likelihood Estimation)에 의해 계산된 센서 위치와 이것

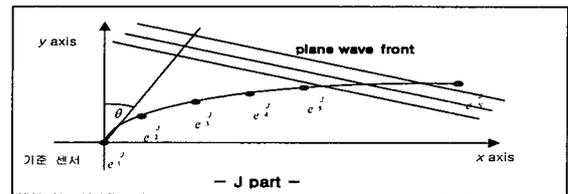
의 예측된 값의 차는 최종 필터링된 센서 위치의 계산에서 사용된다.

$$\hat{x}_y(t | t) = \hat{x}_y(t | t-1) + K_y(t)[g_y(t) - H_y^T \hat{x}_y(t | t-1)]. \quad (8)$$

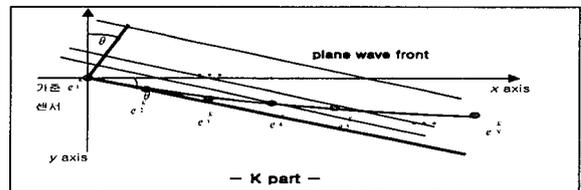
여기서  $K_y(t)$ 는 시간  $t$ 에서 센서 위치에 대한 칼만 이득 행렬을 나타낸다.  $g_y(t)$ 는 측정 벡터로  $y$ 축 센서 위치의 MLE의  $M-2$ 차 벡터이고  $H_y = I_{M-2}$ 로서  $M-2$ 차 단위 행렬이다.

### IV. 제안된 어레이 합성 기법

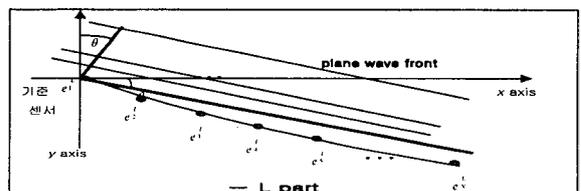
그림 2(a)에 나타난 것과 같이 평면파가 여러 센서 중 하나인  $e^j$ 에 도달한다고 할 때 각각의 어레이들과 평면파 사이의 거리는 다른 센서들간의 도착 시간차에 의해 계산함으로써 구해진다. 예를 들면 각 센서사이의 시간차는, 수중에서의 음파속도를 이미 알고 있고 각 센서사이의 상대적인 위치로 인한 평면파와 센서까지의 거리는 어레이 형태 추정에 의해 얻어지므로 각각의 센서들의 정보에 의해 시간지연 추정기법을 이용함으로써 구할 수 있다. 이것은 기하학적으로  $Z'_n$ 를 구하는 것이 가능함을 보여준다. 이 때  $n = 1, 2, \dots, N$  이고  $Z'_1 = 0$ 이다. 어떤 한 특정 시간에서의 어레이 형태가 그림 2에서 보는 바와 같이 주어졌다고 할 때, 어레이를  $J, K$  그리고  $L$ 이라는 세 부분으로 구분하였다.



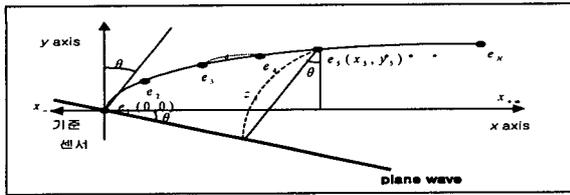
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 2. 일사적 시간에서 conformal 어레이의 시간 지연과 방향의 추정 상태를 위한 Conformal 어레이 형태

(a) 음원 방향, (b) 음원 반대 방향, 탐지 방향 각 이내, (c) 음원 반대 방향, 방향 각 이외, (d) 공간적 구조 처리 과정

Fig. 2. Description of time delay estimation and bearing in conformal array at an instantaneous moment;

(a) the same side of sound source, (b) the opposite side of sound source and within the source direction, (c) the opposite side of sound source and over the source direction, (d) the processing of conformal array architecture.

그림 2 (a),(b),(c) 와 같이 어레이는 이 세 부분을 동시에 포함할 수 있고 본 논문에는 구조상 세 부분으로 나누었다. 선형 어레이와 conformal 어레이를 비교해 볼 때 공간적인 위치에 따른 차이점이 있다. 그림 2에서 x축을 선형 어레이라고 하면 평면파가 센서  $e'_1(0,0)$ 에 도달할 때, 어레이 형태가 선형적이라면 모든 센서는 음원에 대한 정보를 가지고 있지만, conformal 형태일 때에는 J, K 부분에서의 모든 센서들은 정보를 갖고 있는 반면 L 부분에서는 센서의 정보를 알 수 있는 신호가 도달하지 않은 상태이다. 즉 형태에 따른 센서의 위치로 인해 신호가 불규칙한 순서로 센서에 도달된다. 이 때 그림 2 (a), (b), (c) 에서 나타낸 J, K와 L부분은 함의 진행 방향을 기준으로 보았을 때, 음원 위치의 반대 방향에 위치한 센서들로 시간 지연 차를 이용한 음원의 방향 탐지에 있어서 다음 식 (9)~(14)와 같이 기하학적인 수식적 차이가 있게 된다. L 부분에서는 선형일 때와 다르게 기준 센서를 기준으로 불규칙한 지연 시간 후에 각 센서들로 평면파가 도달하게 되고 이것은 한 차원 낮은 선형 배열처럼 제어하기 위해 위치차에 따른 센서들을 보상을 해주어야 한다. 이러한 센서들은 사상을 하면서 보상된 값들로 인한 정보를 얻게 된다. 좌표(0,0)에 위치한 첫번째 센서  $e'_1$ 을 기준 센서라고 정하고 어레이는  $-x_\infty$  방향으로 진행한다고 가정한다. J 부분에서, 센서  $e^J$ 들은 기준 센서의 우방에 위치해 있고 기준 센서보다 먼저 신호를 수신하게 되고, K와 L부분에서, 센서  $e^K$ 와  $e^L$ 들은 좌방에 위치하지만 센서  $e^K$ 들은 기준 센서보다 먼저 신호를 수신하는 반면 같은 방향에 위치해 있는 센서  $e^L$ 들은 늦게 신호를 수신하게 된다. 이렇게 구분이 되는 것은 음원의 방향에 대해 얻어진 기하학적 구조의 결과이다. 따라서  $z_n$ 과  $\theta$ 의 관계는 각 영역에 따라 다음과 같다.

J 부분의 경우,

$$z_j = x_j \sin \theta + y_j \cos \theta \quad (j=1, 2, \dots, J, J \leq N) \quad (9)$$

이때  $x_j$ 와  $y_j$  은 센서  $e_j$ 의 공간적인 위치(좌표)를 나타낸다. K 부분에서는,

$$z_k = x_k \sin \theta - y_k \cos \theta \quad (k=1, 2, \dots, K, K \leq N) \quad (10)$$

L 부분에서는 다음과 같다.

$$z_l = -x_l \sin \theta \quad (l=1, 2, \dots, L, L \leq N) \quad (11)$$

한 시각에서 어레이가 세 부분을 모두 포함한 형태일 때 다음 식을 만족한다.

$$J+K+L=N. \quad (12)$$

이와 같은 분석을 이용하게 되면, 각각의 센서에 대한 시간 지연 추정 기법에 따라 음원의 방향각  $\theta$ 는 이미 알고 있는 파라미터  $z_j, z_k$  또는  $z_l$ 에 의해 구해진다. 이 파라미터들은 이전식에서  $\theta$ 에 대한 식으로 표시되어 있지만 수식 이전에, 수중에서의 음파속도와 지연 시간에 의해 구해지는 값이다.

$\cos \theta$  를  $w$  라고 하면, J 부분으로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$w = \frac{1}{2} \cdot \frac{2y_j z_j \pm 2\sqrt{x_j^4 - x_j^2 z_j^2 + y_j^2 z_j^2}}{x_k^2 + y_j^2} \quad (13)$$

K 부분으로부터는 다음과 같다.

$$w = \frac{1}{2} \cdot \frac{-2y_k z_k \pm 2\sqrt{x_k^4 - x_k^2 z_k^2 + y_k^2 z_k^2}}{x_k^2 + y_k^2} \quad (14)$$

L 부분으로부터  $w$ 는 (13)과 같고, 결국

$$\theta = \cos^{-1}(w) \quad (15)$$

이 된다.

윗 식 (13),(14)에서와 같이 각각의  $w$  값들은 두 개의 값을 가지게 되는데 하나의 음원이 있다고 가정할 경우  $\theta$ 를 얻기 위한  $w$ 는 하나만 존재해야 한다. 일반적으로 볼 때 근호앞의 (+) 기호가 사용될 경우 음원 방향  $\theta$ 를 구할 수 있으나 어레이의 형태와 센서의 위치에 따라 (-) 값을 적용했을 때 정확한  $\theta$ 를 얻기도 한다. 따라서 이 단계에서는, 두  $\theta$ 값의 차는 관측자의 입장에서 볼 때 상당히 큰 값으로 음원이 짧은 시간 내에 빠른 속도로 먼

거리의 위치를 변동하는 것은, 특히 장거리의 음원일 경우, 불가능하다고 볼 수 있으므로 두 값을 비교하여 평균치에 가까운 값을 선택하도록 한다. 대부분의 값들은 (+) 영역(방향)과 (-) 방향에 나누어 분포되므로 위와 같이 설정할 수 있다.

어레이 합성에 앞서 중요한 목표는 음원의 방향을 정확히 탐지하는 것이므로 중복적인 방향 탐지 단계를 수행하게 된다. 그 첫번째로 각각의 센서와 평면파 사이의 거리 또는 시간차를 이용한 측정으로 인해  $\theta_s$ 를 구한다. 이것은  $N$ 개의 센서가 있다고 할 경우 최소  $N$ 개의 값에서 최대  $N!$ 개의 값을 갖는다. 즉 상대적인 센서들의 위치 오차에 대한 값으로서 구해지게 된다. 두 번째의 과정에서는 이러한 센서들 사이에서 구한 값들은 실제로 어레이의 형태를 정확히 추정할 수 없는 문제로 인해 오차가 생기게 된다. 어레이 형태에 따라서 실제 어레이에서 좀 벗어난 형태라 하더라도 이번 단계에서의 방향 추정은 오차를 감소시킨다. 세 번째 과정에서는 어레이 합성 기법을 바탕으로 하여 적용된 것으로 매 번의 측정에서의 어레이 형태가 Conformal 상태이므로 측정시간의 간격의 장단에 따라서 시간이 길어질수록 어레이 형태의 변화가 크게 바뀌므로 이런 경우 방향 결정에 있어서 중요하다. 따라서 어레이를 합성하기 위한 측정 횟수만큼 방향각의 평균을 처리한다. 매 번의 측정 때마다 방향각  $\theta_m$  ( $\theta_m$ 은 가해지는 측정으로부터 얻어진 방향각의 평균)은 conformal 형태에 따라 생겨난 오차 또는 음원의 움직임에 따라 다르게 나타날 수 있다. 실제의 음원의 방향에 가까워지는 최종의 방향각  $\theta_M$ 은 각각의  $\theta_m$ 의 합산된 평균에 의해 얻어진 결과이다.

$$\theta_M = \left( \sum_{m=1}^{m_2} \cos^{-1}(w_{m_1}) \right) / m_2 \quad (16)$$

이 때,  $m_2 = 12, \dots, M$ 이다.

방향각  $\theta$ 와 평면파와 센서 사이의 거리  $z_n$ 에 따라 사상된 센서는 일직선 형태인 가상 어레이로서 위치하게 되고, 어레이의 간격은 conformal 형태에 따라서 매우 불규칙하게 구성된다.  $z_n / \sin \theta$ 은 가상 어레이로 사상된 위치를 만드는 값으로서 주어진다. 이 때 사상된 가상 어레이의 위치는 실제 어레이가 측상에 수직으로 사상된 형태가 아니라 Conformal 형태에 따라 변수로 설정된  $z_n$ 에 의해 예측 불가능한 값으로 설정된다. 어레이의 진행 방향(x축)에 따른 진폭(y축)에 따라서 가상 어레이 센서의 조밀성과 위치들이 결정된다. 방향각  $\theta$ 와 거리  $z_n$ 로부터 수신된 신호  $x_n(t_i + \tau)$ 는 다음과 같이 추정된다.

$$x_n(t_i + \tau) = \exp(j2\pi f_0 \tau) \cdot A \exp \left[ j2\pi f_0 \left( t_i - \frac{vt_i + \frac{z}{\sin \theta_s} + \delta q}{c} \sin \theta_m \right) \right] + e_{n,i}^t \quad (17)$$

이때  $\theta_s$ 는 한시적인 측정에서 각각의 센서들에 의해 얻어진 방향각의 평균이다. 따라서 어레이 응답은 다음과 같이 재구성된다.

$$B(f_0, \theta_s) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N X_n(f_0) \cdot \exp \left[ j2\pi f_0 \frac{z}{c} \frac{\sin \theta_s}{\sin \theta_m} \right] \exp[-j\phi_m] \quad (18)$$

이와 같은 빔 형성 절차를 흐름도로 구성하였다.

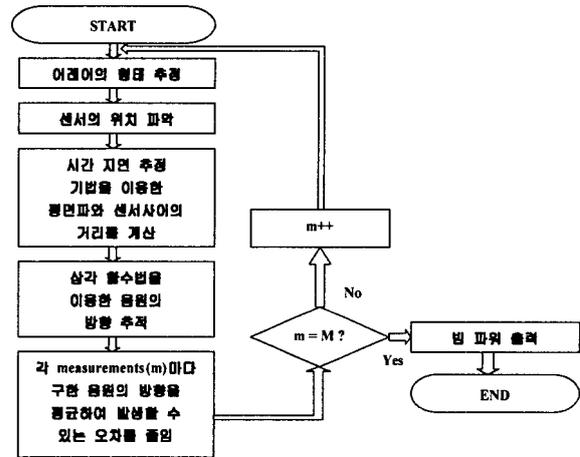
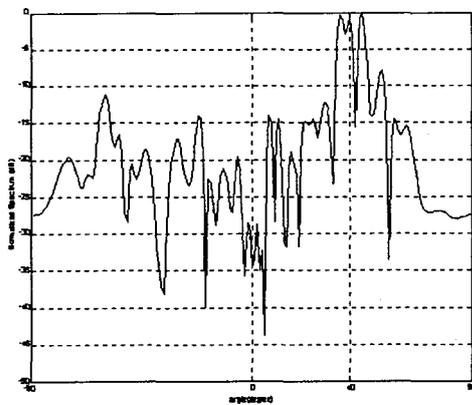


그림 3. 빔 형성 절차 흐름도  
Fig. 3. The flowchart of beamforming technique of proposed method.

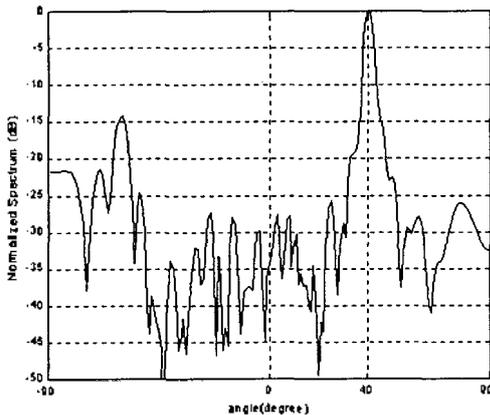
### V. 모의 실험 및 결과

같은 파라미터로서 시뮬레이션을 수행한다 할지라도 결과는 어레이의 형태에 따라 차이가 있다. 이런 이유 때문에, 다음의 결과는 비교를 위해 같은 어레이의 형태에서 시뮬레이션 되었다. 시뮬레이션 환경으로서는 하이드 로폰의 개수는 32개로 파장에 대한 센서사이의 거리는 0.5, 샘플링 주파수는 250Hz이고, 음원 주파수는 100Hz, 위치는 40° 방향에 있다고 가정하였고 진행되는 합성의 속도는 2.56knots로 하였다. 각 측정의 시간 간격은 11.7sec로 이루어졌고, 신호 대 잡음비는 -20dB, 그리고 잡음으로서 가우시안 랜덤 신호를 사용하였다. 시뮬레이션 결과를 얻기 위해, conventional 빔 형성 기법이 사용되었다. 그림 1은 연속적인 시간에 따른 어레이 형태의 추정이다. 각 형태는 시간에 따라 어레이의 변동이 연속적으로 발생하는 것으로 변동의 진폭이 시간에 따라 수렴 또는 증가하는 형태로 모델링 가능하다. 그림 1은 시간의 흐름에 따른 어레이 변동의 진폭이 감소함을 나타내는 것으로 각 시간대에 해당하는 어레이 형태는 연속적인 시간 측정에서 얻어진 형태로 비슷한 형태를 유지하면서 측정 시간차에 비례하여 변화함을 알 수 있다. 그림 2는

사상 알고리즘을 설명할 수 있는 특정 어레이 형태를 위해 선택되었다. J, K 그리고 L 부분은 사상 알고리즘을 적용하기 전에 어레이에 도달한 평면파와 어레이 위치의 관계를 나타낸다. 이것은 사상 기법에 대해 보상이 필요함을 의미한다. 그림 2 (d)에서는 일반적인 형태에 대한 사상 기법의 적용 단계를 나타내는 것으로 각 형태에 대한 적용은 이와 비슷한 방법으로 처리되어 진다. 그림 4(a)는 기존의 선형 어레이에 적용시킨 기법을 그대로 conformal 견인 어레이 환경에서 적용시켰을 경우에 나타난 시뮬레이션 결과이다. 어레이의 개수는 32개, 반복 측정 횟수는 5번이었을 때이고, (b)는 같은 환경에서 사상 기법을 사용했을 때의 결과이다.



(a)

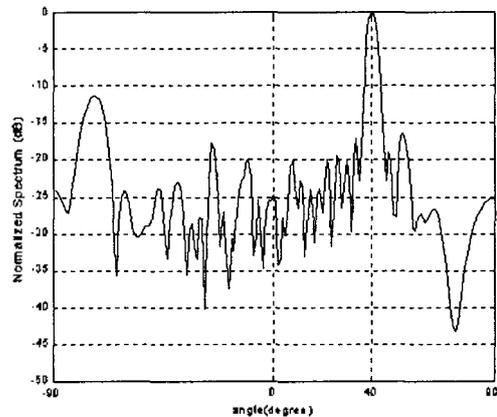


(b)

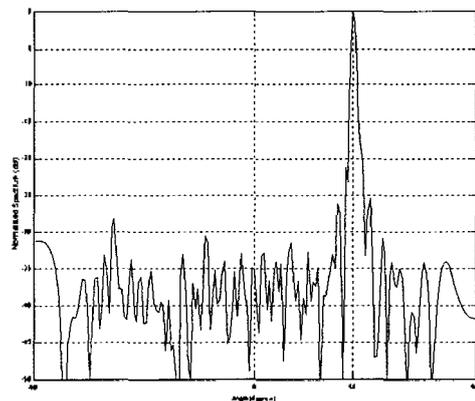
그림 4. (a) 매핑하지 않은 경우 (b) 매핑 기법을 적용시킨 경우의 conformal 어레이에 대한 FFTSA 기법의 빔 출력  
Fig. 4. The beamformer output of FFTSA for conformal array; (a) Without Mapping, (b) With Mapping method.

음원 방향 탐지에 있어서 그림 5 역시 사상 기법을 이용한 FFTSA 기법의 빔 패턴이다. 방향 탐지의 결과는 음원의 방향이 40°임을 보이고 있다. 그림 5(a)와(b)의 비교로부터 측정 횟수가 많을수록 지향각 분해능이 향상됨을 알 수 있다. 특히 선형 어레이에서보다 같은 반복 측정

횟수를 사용하더라도 분해능이 좋게 된다. 이것은 사상함으로써 만들어진 가상 어레이는 합성하는 과정에서 중복되는 부분이 거의 없기 때문에 사실상 선형 어레이에서의 합성보다 더 많은 수의 센서를 사용한다고 볼 수 있다. 그림 5(a)의 빔 패턴은 32개의 하이드로폰을 사용하면서 합성을 사용하지 않았을 경우이고, 두번째는 같은 수의 하이드로폰으로 16번의 측정 횟수로 합성한 경우이다. 사상 기법의 장점 중 하나는 conformal 형태 어레이에서 나타나는 음원 방향 탐지에 있어 오차를 거의 줄였다는 점에서 뿐만 아니라 그전에 어레이의 형태를 추정하는 단계에서 비록 형태 추정이 정확하지는 않더라도 conformal 형태에서 보다는 사상함으로써 차원을 낮추는 것이 방향 오차를 줄이는 측면에서 용이하다.



(a)



(b)

그림 5. (a) 합성하지 않은 경우와 (b) 16번의 합성에 대한 빔 출력  
Fig. 5. The beamformer output of; (a) No synthesis, (b) 16 iterations.

## VI. 결 론

본 논문에서는 conformal 형태의 어레이를 어레이 합성 기법에 적용하였다. FFTSA 기법의 방향 추정 수행은

각 시간에 따른 측정 단계에서 얻어진 값의 평균에 의해 얻어지고 이것은 측정단계로부터 생기는 오차를 보정하게 된다. 임의의 시간에서 생긴 conformal 형태에서는 선형 어레이에서 처리된 일관적인 방향탐지가 센서의 위치에 따라서 예측 불가능의 오차를 발생시키지만 다소 계산량은 증가되더라도 시스템의 구동 목적인 음원의 방향 탐지에 있어 합성 차수가 성립되는 조건하에서는 합성 비율에 따른 오차를 감소시킬 수 있다. 즉, 각각의 시간대 어레이에서의 방향 추정은 어레이 형태에 따라 방향 오차를 발생시킬 수 있으므로 방향 추정의 평균은 특정한 어레이에서 발생할 수 있는 오차를 감소시킨다. 실제 전체 환경에서는 원거리의 고정 목표물로부터 방사되는 신호원의 신호 대 잡음비가 매우 낮다. 이러한 점에서 본 논문에서 제안된 기법은 기존의 합성 방법에 비해 같은 합성 차수로 비교해 볼 때 신호 대 잡음비가 매우 낮은 신호의 환경에서 더욱 적합함을 알 수 있다. 앞으로 실제 환경에 본 논문의 제안된 기법을 적용시키기 위해 좀더 정확한 어레이 형태 추정 기법이 필요하고, 시공간 코히어런스에 따른 성능 분석이 요구된다.

참고 문헌

1. S. Stergiopoulos and E. J. Sullivan, "Extended towed array processing by an overlap correlator," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol.86, no.1, pp.158-172, July 1989.
2. N. Yen and W. Carey, "Application of synthetic aperture processing to towed-array data," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol.86, no.2, pp. 754 -765, Aug. 1989.
3. S. Stergiopoulos and H. Urban, "A new passive synthetic aperture technique for towed array," *IEEE J. of Oceanic Eng.*, vol. 17, no.1, pp.16-25, Jan. 1992.
4. 박민수, 김승일, 성하종, 이충용, 윤대회, "수중환경에서 향상된 각 분해능을 갖는 어레이 합성기법," 한국음향학회논문지, vol. 18, no.2, pp. 25-31, Feb. 1999.
5. Jason M. Goldberg, "Joint Direction-of-Arrival and Array-Shape Tracking for Multiple Moving Targets," *IEEE J. of Oceanic Eng.*, vol. 23, no. 2, April 1998.
6. A. P. Dowling, "The dynamics of towed flexible cylinders. Part 1. Neutrally buoyant elements," *J. Fluid Mech.*, vol. 187, pp. 507-532, 1988
7. D. A. Gray, B. D. O. Anderson, and R. R. Bitmead, "Towed array shape estimation using Kalman filters-Theoretical models," *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol. 18, pp. 543-556, Oct. 1993.
8. J. L. Riley and D. A. Gray, "Towed array shape estimation using Kalman filters-Experimental investigations," *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol. 18, pp. 572-581, Oct. 1993.
9. R. Been, "Application of a maximum likelihood type estimator to the towed array shape estimation problem," *in Proc. Inst. Acoustics*, vol. 18, no. 5, pp. 59-73, 1996.

▲ 김 준 환(Jun-Hwan Kim)  
 1999년 2월 : 한국해양대학교 제어계측공학과(학사)  
 1999년 3월~현재 : 한국해양대학교 대학원 전파공학과 석사과정  
 ※ 주관심분야: 소나 신호처리

▲ 양 인 식(In-Sik Yang)  
 2000년 2월 : 한국해양대학교 전파공학과(학사)  
 2000년 3월~현재 : 한국해양대학교 대학원 전파공학과 석사과정  
 ※ 주관심분야: 소나 신호처리

▲ 김 기 만(Ki-Man Kim)  
 1988년 2월 : 연세대학교 전자공학과(학사)  
 1990년 8월 : 연세대학교 전자공학과(공학석사)  
 1995년 2월 : 연세대학교 전자공학과(공학박사)  
 1995년 3월~1996년 8월 : 연세대학교 의과대학 응용공학 교실(Fellow)  
 1996년 9월~현재 : 한국해양대학교 전파공학과 조교수  
 ※ 주관심분야: 소나신호처리, 3차원 음향제어, 스마트 안테나, DSP 및 CPLD 구현

▲ 오 원 천(Won-Tchon Oh)  
 1980년 2월 : 고려대학교 전자공학과(학사)  
 1982년 2월 : 고려대학교 대학원 전자공학과(공학석사)  
 1992년 5월 : The Univ. of Texas at Austin(Ph.D)  
 Dept. Electrical and Computer Eng.  
 1982년 1월~현재 : 국방과학연구소 책임연구원(팀장)  
 ※ 주관심분야: 소나신호처리, 음향표적 탐지 및 추적 기법, 교차 통계적 신호처리, 배열신호처리 및 적응 빔 형성기법

▲ 도 경 철(Kyeong-Cheol Dho)  
 1984년 2월 : 부산대학교 전기기계공학과(학사)  
 1986년 2월 : 부산대학교 대학원 전자공학과(공학석사)  
 1999년 8월 : 부산대학교 대학원 전자공학과(공학박사)  
 1986년 2월~현재 : 국방과학연구소 선임연구원(팀장)  
 ※ 주관심분야: 수중음향신호처리, 수중추적신호처리, 음향탐지신호처리, 음향 측정 및 분석기법