

수중환경에서 향상된 각 분해능을 갖는 어레이 합성기법

Array Aperture Synthesis Technique with Improved Angle Resolution in Underwater Environment

박 민 수*, 김 승 일*, 성 하 중*, 이 충 용*, 윤 대 회*

(Min Su Park*, Seung Il Kim*, Ha Jong Sung*, Chung Yong Lee*, Dae Hee Youn*)

요 약

본 논문에서는 물리적으로 제한된 길이를 갖는 어레이를 확장시키는 어레이 합성기법을 제안한다. 기존의 확장 견인 어레이 측정기법(Extended Towed Array Measurements)에서는, 어레이의 이동에 따라 중첩되는 하이드로폰 사이의 공간적 배치상태가 적절한 위치에서 일치해야 하는 제한을 갖는다. 그러나 어레이를 합성하여 확장하는데 요구되는 위상보정성분은, 협대역 신호의 경우 위치제약에 관계없이 추정할 수 있다. 결과적으로 어레이 합성에 필요한 공간 표본 수를 증가시킬 수 있으며, 이를 통해 일반적으로 SNR이 낮은 수중 환경에서 고해상도의 방향추정 성능을 가지는 어레이 합성기법을 얻게 된다. 시뮬레이션을 통해 이를 검증한 결과 SNR에 따른 방향추정오차가 감소하였다.

ABSTRACT

An array aperture synthesis technique is proposed. The proposed method does not require the condition that the overlapped hydrophones have the identical position in space to estimate the phase correction factors, while the existing ETAM algorithm does. Therefore the proposed method increases the available data applied to extend the effective aperture length of the towed array. From the numerical experiments, the proposed method can reduce the mean square error in estimating the direction of a target signal.

I. 서 론

하이드로폰 어레이를 사용하여 극저주파 특성을 갖는 신호원으로부터 방출되는 신호를 고해상도 특성을 충분히 유지하면서, 다양한 정보를 얻어내기 위해서는 상당히 많은 수의 하이드로폰과 긴 어레이가 요구된다[1]. 하지만 현실적으로 천해환경에서는 물리적으로 길이가 긴 견인 어레이를 운용할 때, 해저의 지형이나, 반향잡음 등으로 인해 문제점이 야기되므로, 상대적으로 작은 길이의 이동하는 어레이를 이용하여 데이터를 합성함으로써 음원에 대한 공간적 데이터수를 증가시키고 이들 정보를 코히어런트하게 처리함으로써 배열 센서가 갖는 공간적인 분해능의 한계를 극복하는 합성 어레이 소나 처리 기법이 제기 되었다[2][3][4][5][6]. 이는 어레이의 길이가 합성된 길이만큼 늘어나는 효과를 가지게 되어 극저주파 대역에서도 원하는 성능을 얻을 수 있게 된다. 이러한 합성 어레이 소나 기법은, 견인 어레이로부터 수신한 데이터에 적용되어 신호이득을 증가시키며, 빔패턴에 있어서 최대치와 부엽 레벨의 비 및 각해상도를 향상시킨다.

대표적인 합성 어레이 처리기법으로는 ETAM(Extended Towed Array Measurement)방법[3], Yen과 Carey 방법[2], FFTSA(Fast Fourier Transform Synthetic Aperture)방법[4] 등이 있다. Stergiopoulos와 Sullivan이 제안한 ETAM방법에서는 수동 견인 어레이를 연속적으로 이동시켜 신호를 취득할 때, 중첩되는 부어레이들로부터 얻어지는 센서출력들을 상호상관기를 통과시켜 위상보정성분을 추정한다. Yen과 Carey 방법에서는 부어레이의 빔을 코히어런트하게 합산하여, 신호원과 수신기 사이의 상대 속도로 위상 보정성분을 계산해 냄으로써 어레이를 합성한다. FFTSA방법에서는 Yen과 Carey 방법에서 요구되는 상대속도에 대한 정보를 직접적으로 사용하지 않고, 배열 센서의 빔 출력을 푸리에(Fourier) 변환함으로써 합성된 빔 패턴을 얻어낸다. 그러나 이러한 방법들은 매우 낮은 신호 대 잡음비(SNR: Signal to Noise Ratio)를 가지는 신호에 대해서 합성된 데이터를 가지고 입사각을 추정할 때 큰 오차를 발생시키며, 또한 어레이를 장착한 물체의 이동속도와 하이드로폰간에 일정한 관계가 유지되어야 하는 제한 조건이 필요하다. 실제 천해 환경에서 신호원은 그 신호 대 잡음비가 매우 낮으므로 잡음 환경에 강한 기법이 요구된다.

본 논문에서는 시간영역에서의 견인 어레이 합성 방법 [3]에서 요구되었던, 어레이의 이동 속도와 하이드로폰 간

* 연세대학교 전자공학과

접수일자: 1998년 9월 17일

의 제한 조건을 필요로 하지 않고, 보다 낮은 신호 대 잡음 비를 가지는 음원에 대해 향상된 입사각 추정 능력을 가지는 기법을 제안하고자 한다.

2장에서는 기존의 ETAM방법에서 합성성분을 추정하는 방법과 그 제한점을 설명하고, 3장에서는 어레이의 합성 성분 추정이 그러한 제한 없이 일반적으로 표현되고 이를 통해 사용할 수 있는 데이터의 수를 증가 시킬 수 있음을 보인다. 4장에서는 본 논문에서 제안된 방법에 있어서 공분산 행렬(covariance matrix)을 구하는 방법을 기술하며, 5장에서는 제안된 확장 전인 어레이 기법을 사용하여 방향 추정 오차가 낮은 SNR 환경에서 향상될 수 있음을 시뮬레이션을 통해 검증하고 6장에서 결론을 맺는다.

II. ETAM방법에서의 합성성분 추정

개의 하이드로폰으로 구성된 선형 어레이상에서, 방향으로 번째 하이드로폰에 입력되는 신호는 일반적으로 다음과 같이 표현된다.

$$x_n(t_i) = s\left(t_i - \frac{(n-1)d}{c} \sin\theta\right) + \varepsilon_n(t_i), \quad n=1, 2, \dots, N \quad (1)$$

여기서 신호는 Δt 의 시간간격으로 표본화되며, 각 센서 출력에서 샘플 개수는 L 개이다. 즉, $t_i = i\Delta t$, $i=0, 1, 2, \dots, L-1$ 이다. d 는 센서간의 간격, c 는 수중에서 음향신호의 전파속도이며, $\varepsilon_n(t_i)$ 는 평균값이 0이고 샘플간에 상관관계가 없는 가우시안(Gaussian) 잡음신호이다.

$s(t_i)$ 가 다음식 (2)와 같은 협대역(narrow band) 신호라고 가정하자.

$$s(t_i) = A \exp(jw_d t_i) \quad (2)$$

여기서, A 는 신호의 크기이며, w_d 는 도플러 주파수이다. 어레이의 이동속도가 v 이고, 입사각 방향으로의 속도 성분은 무시할 수 있을 정도로 작다고 가정하며, 중심 주파수 w_0 를 갖는 원거리 신호원의 이동속도 역시 무시할 수 있을 정도로 작을 때, 도플러 주파수 w_d 는 다음식 (3)으로 표현할 수 있다.

$$w_d = w_0 \left(1 - \frac{v \sin\theta}{c}\right) \quad (3)$$

위 식 (1)은 식 (2)와 식 (3)을 통해 다음 식 (4)로 근사화 시킬 수 있다.

$$x_n(t_i) = A \exp\left[jw_0\left(t_i - \frac{\nu t_i + (n-1)d}{c} \sin\theta\right)\right] + \varepsilon_n(t_i) \quad (4)$$

r 만큼 시간이 흐른 뒤, 즉 $t_0 + r$ 부터 $t_0 + 2r$ 이전까지 부어레이에서 취득된 데이터의 표현은 다음과 같이 나타

낼 수 있다.

$$\begin{aligned} x_n(t_i + r) &= A \exp\left[jw_0\left(t_i + r - \frac{\nu(t_i + r) + (n-1)d}{c} \sin\theta\right)\right] + \varepsilon_n(t_i + r) \\ &= A \exp\left[jw_0\left(t_i + r - \frac{\nu t_i}{c} \sin\theta - \frac{\nu r + (n-1)d}{c} \sin\theta\right)\right] \\ &\quad + \varepsilon_n(t_i + r) \\ &= \exp(jw_0 r) A \exp\left[jw_0\left(t_i - \frac{\nu t_i}{c} \sin\theta - \frac{\nu r + (n-1)d}{c} \sin\theta\right)\right] \\ &\quad + \varepsilon_n(t_i + r) \end{aligned} \quad (5)$$

이 때, 최초의 부어레이에서 취득한 데이터, 즉, $t_i = t_0 = 0$ 부터 $t_0 + r$ 이전까지 취득한 데이터 가운데 번째 센서로부터 얻은 데이터의 표현을 고려해보면 다음 식 (6)이 된다.

$$x_{n+q}(t_i) = A \exp\left[jw_0\left(t_i - \frac{\nu t_i}{c} \sin\theta - \frac{(n+q-1)d}{c} \sin\theta\right)\right] + \varepsilon_{n+q}(t_i) \quad (6)$$

식 (5)의 오른쪽 첫번째 항에서 $\exp(jw_0 r)$ 라는 위상성분을 제외한 나머지 항은 $\nu r = qd$ 라는 조건하에 식 (6)의 오른쪽 첫번째 항과 서로 일치한다. 여기서 q 는 그림 1에서 알 수 있듯이, t_0 부터 $t_0 + r$ 사이에 이동한 센서의 개수이며, 이는 첫번째 부어레이의 $q+1$ 번째 하이드로폰과, r 만큼 시간이 흐른 뒤의 상태인 두번째 부어레이에서 첫번째 하이드로폰 사이의 공간적 위치가 일치함을 의미한다. 결국 이 위상성분은 r 만큼의 시간지연과, 어레이의 이동으로 인한 공간상의 위치변화가 모두 고려된 결과이다.

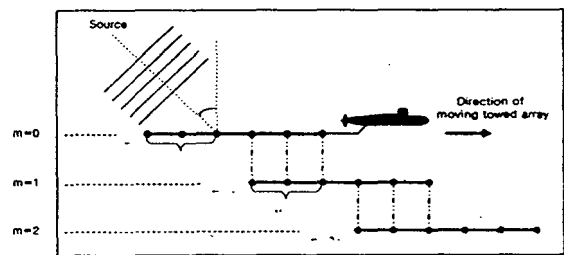


그림 1. ETAM의 어레이 합성 개념도
Fig. 1. The ETAM synthetic aperture array.

배경잡음이 없는 이상적인 환경이 가정되었을 때, 식 (5)와 식 (6) 사이에는 다음 식 (7)과 같은 관계가 성립되어야 한다.

$$x_n(t_i + r) = \exp(jw_0 r) x_{n+q}(t_i) \quad (7)$$

따라서, 첫번째 부어레이와 두번째 부어레이 사이에 중첩된 하이드로폰들 간의 위상성분은 다음 식 (8)에 의해 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}\Psi_n &= \arg(x_{n+q}(t_i) x_n^*(t_i + \tau)) \\ &= \arg\{A^2 \exp(-j\omega_0 \tau)\} \\ &= -\omega_0 \tau\end{aligned}\quad (8)$$

여기서 $(\cdot)^*$ 는 공액 복소연산자를 나타내고, $\arg(\cdot)$ 는 괄호안에 해당하는 부분의 위상성분을 의미한다. 식 (7)과 식 (8)에서 n 은 중첩되는 하이드로폰을 가리키는 것이므로 $n=1, 2, \dots, N-q$ 에 해당하는 값만 가지게 되고 잡음이 없는 이상적인 경우에는 Ψ_n 은 모든 n 에 대해 같은 값을 갖게 된다. 그러나 실제로는 잡음 성분으로 인해 각각의 Ψ_n 값은 오차를 포함하게 되므로, $N-q$ 개의 추정된 위상 성분으로부터 최소자승법(least square method)에 의해 확장된 어레이 부분의 신호를 위한 위상 보정성분은 다음과 같이 추정된다.

$$\hat{\Psi}_n = \frac{1}{N-q} \sum_{n=1}^{N-q} \Psi_n + \hat{\varepsilon}_\Psi \quad (9)$$

여기서 신호의 코히어런스가 유지되는 동안[7][8]에는 위상성분들의 값이 거의 일치하기 때문에, 위상성분들 사이에 존재하는 오차 $\hat{\varepsilon}_\Psi$ 는 매우 작은 값이 되며, 중첩되는 하이드로폰의 개수 $N-q$ 가 증가함에 따라 0에 가까워진다.

III. 제안된 어레이 확장 기법에서의 합성 방법

이제 $\nu\tau=qd$ 로 정의된 r 동안의 이동 거리를 일반화시키기 위하여, $r' = \tau + \Delta r$ 인 경우를 생각해 보자. Δr 동안 이동한 거리를 $\nu \cdot \Delta r = q\delta$ 라 하면, r' 동안 이동한 거리는 $\nu r' = q(d+\delta)$ 로 표현할 수 있다.

따라서 r' 만큼 이 지난 후의 n 번째 센서의 출력은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}x_n(t_i + r') &= A \exp\left[j\omega_0\left(t_i + r' - \frac{\nu t_i}{c} \sin\theta - \frac{\nu r' + (n-1)d}{c} \sin\theta\right)\right] + \varepsilon_n(t_i + r') \\ &= \exp(j\omega_0 r') A \exp\left[j\omega_0\left(t_i - \frac{\nu t_i}{c} \sin\theta - \frac{q(d+\delta) + (n-1)d}{c} \sin\theta\right)\right] + \varepsilon_n(t_i + r') \\ &= \exp\left[j\omega_0\left(r' - \frac{q\delta}{c} \sin\theta\right)\right] \\ &\quad A \exp\left[j\omega_0\left(t_i - \frac{\nu t_i}{c} \sin\theta - \frac{(n+q-1)d}{c} \sin\theta\right)\right] \\ &\quad + \varepsilon_n(t_i + r')\end{aligned}\quad (10)$$

이 식 역시 오른쪽 항이 위상차를 제외하고는 위의 식 (6)의 오른쪽 첫번째 항과 일치하므로, 식 (7)과 마찬가지로 잡음을 고려하지 않은 경우에 대해 다음 관계식이 만족되어야 한다.

$$x_n(t_i + r') = \exp\left[j\omega_0\left(r' - \frac{q\delta}{c} \sin\theta\right)\right] x_{n+q}(t_i) \quad (11)$$

따라서, 식 (8)과 마찬가지로 어레이의 위치에 대한 제약 조건 없이 위상 성분 Ψ'_n 를 다음과 같이 추정할 수 있게 된다.

$$\begin{aligned}\Psi'_n &= \arg\{x_{n+q}(t_i) x_n^*(t_i + r')\} \\ &= \arg\left\{A^2 \exp\left[-j\omega_0\left(r' - \frac{q\delta}{c} \sin\theta\right)\right]\right\} \\ &= -\omega_0\left(r' - \frac{q\delta}{c} \sin\theta\right), \quad n=1, 2, \dots, N-q\end{aligned}\quad (12)$$

여기서 Ψ'_n 이라는 성분은 위 식에서 보이는 것처럼 상호 상관기를 거쳐 계산되는 것이기 때문에, δ, θ 에 대한 정보는 필요하지 않다는 점에 주목해야 한다.

이와 같이 $N-q$ 개의 중첩되는 하이드로폰들로부터 추정된 위상보정성분들은 잡음 성분으로 인해 오차를 포함하게 되고, 식(9)와 마찬가지로 어레이의 확장을 위한 위상 보정 성분은 다음과 같이 최소자승법에 의해 추정된다.

$$\hat{\Psi}' = \frac{1}{N-q} \sum_{n=1}^{N-q} \Psi'_n + \hat{\varepsilon}_{\Psi'} \quad (13)$$

이렇게 추정된 $\hat{\Psi}'$ 과 두번째 부어레이의 중첩되지 않은 부분에 해당하는 데이터를 이용하여, 이에 해당하는 첫번째 부어레이상에 다음과 같이 가상어레이에 대한 센서 출력값을 구성할 수 있다.

$$\begin{aligned}x_{n+q}(t_i) &= \exp(j\hat{\Psi}') x_n(t_i + r'), \\ n &= N-q+1, N-q+2, \dots, N\end{aligned}\quad (14)$$

이상은 궁극적으로 어레이의 이동으로 발생하는 중첩에 있어서, 하이드로폰의 공간적 위치가 각 부어레이들 간에 서로 반드시 일치할 필요가 없음을 의미한다. 다시 말해서, 시간지연에 의한 부어레이들의 공간적 위치는 하이드로폰의 공간적 위치와 관계없다는 것이다. 이러한 특성으로 인해 단순히 ETAM을 일반적으로 표현할 수 있다는 측면 이외에도, 사용 가능한 샘플들의 수를 증가시켜 실제 수중환경에서 나타나는 낮은 SNR에서도 방향 추정 성능을 향상시키는 중요한 결과를 얻게된다.

위의 식 (14)는 첫번째 부어레이와 두번째 부어레이만으로 표현된 것이므로, 다음과 같이 각각의 부어레이에 대한 일반적인 표현을 생각해 보자.

$$x_n^{(k,m)}(t_i) = x_n(t_{i+k+m \cdot \tau}) \quad (15)$$

여기서, $m = 0, 1, \dots, M-1$ 은 각 부어레이를 나타내는 기호이고, k 는 i 번째 샘플을 기준으로 이전 혹은 이후에 취득된 샘플들(snapshots)을 가리키는 기호로서 $k=0, \pm 1, \dots, \pm(K-1)$ 와 같은 값을 가진다(그림 2 참조). 이러한 k 는 이용할 수 있는 데이터의 양을 증대시키는데 이용되며, 평균을 취하는 스냅샷의 총 개수 K 를 통해 평균 방향 추정 오차를 감소시킬 수 있다. 주목해야 할 점은 각 부어레이에서 τ 라는 시간동안 L 개의 샘플들을 사용하듯이, k 번째 스냅샷에 해당하는 데이터를 사용할 때도 그 이후의 L 개의 샘플들을 이용한다는 의미가 포함된다. 식 (11), (12), (13), (14)는 k 를 통해 다음 식 (16), (17), (18), (19)와 같이 바꾸어 표현된다.

$$x_n^{(k,m+1)}(t_i) = \exp(-j\psi_n^{(k,m)})x_{n+q}^{(k,m)}(t_i), \quad (16)$$

$$n = 1, 2, \dots, N-q$$

중첩된 하이드로폰 사이의 위상 성분 $\psi_n^{(k,m)}$ 은 다음 식 (17)과 같이 표현된다.

$$\psi_n^{(k,m)} = \arg \{ x_{n+q}^{(k,m)}(t_i) [x_n^{(k,m+1)}(t_i)]^* \} \quad (17)$$

여기서, 식 (16), (17)은 배경 잡음이 없는 이상적인 경우이고, 오차가 발생하는 일반적인 경우에는 식 (9) 및 (13)과 같이 최소자승법에 의해 식 (18)로 표현되고, 중첩되는 하이드로폰의 수 $N-q$ 가 증가함에 따라 0에 가까운 작은 값이 된다.

$$\hat{\psi}_n^{(k,m)} = \frac{1}{N-q} \sum_{n=1}^{N-q} \psi_n^{(k,m)} + \hat{\epsilon}_\psi \quad (18)$$

다음 식 (19)는 위와 같이 추정된 위상성분 $\hat{\psi}_n^{(k,m)}$ 을 이용하여, $m+1$ 번째 부어레이에 해당하는 임의의 k 번째 스냅샷으로부터 m 번째 부어레이의 k 번째 스냅샷에 해당하는 데이터가 확장됨을 의미하는 것이다.

$$x_{n+q}^{(k,m)}(t_i) = \exp(j\hat{\psi}_n^{(k,m)})x_n^{(k,m+1)}(t_i), \quad (19)$$

$$n = N-q+1, N-q+2, \dots, N$$

여기서, 식(19)를 K 에 대해 평균을 취함으로써 확장된 m 번째 부어레이에 해당하는 데이터를 얻을 수 있게되고, 그 결과를 다음 식 (20)과 같이 표현할 수 있다.

$$x_{n+q}^m(t_i) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} x_{n+q}^{(k,m)}(t_i), \quad (20)$$

$$n = N-q+1, N-q+2, \dots, N$$

k 는 $0 \sim (K-1)$ 사이의 값을 사용하므로 각 m 에 해당하는 시간 상태에서 이전에 취득된 샘플들을 사용하는 것을 의미한다. 그러나, K 의 값은 그림 2에서 볼 수 있듯이 양수, 음수, 혹은 양쪽 값을 다 취할 수 있다.

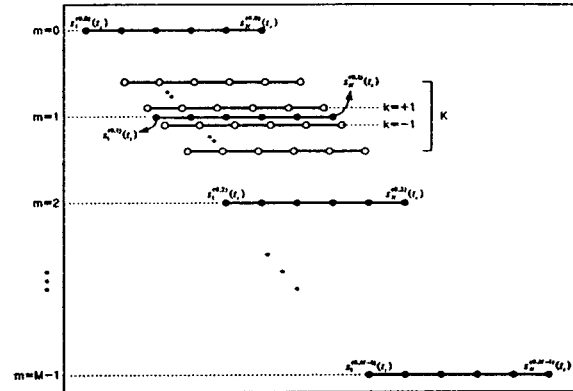


그림 2. 제안된 방법에서의 어레이 합성 개념도
Fig. 2. A new method based on ETAM synthetic aperture method.

식(20)에서 m 으로 표현되는 각 부어레이들은 첫번째 부어레이 ($m=0$)를 확장하는데 사용되며, 결과적으로 총 M 개의 부어레이를 사용했을 때 확장되는 하이드로폰의 개수는 $N+(M-1)q$ 가 된다.

IV. 제안된 기법에서의 어레이 출력 공분산행렬

앞서 설명했던 방법처럼 각 스냅샷에 대해 구한 확장된 센서에서의 추정값을 평균을 취하고 그 추정값의 공분산행렬을 구한다고 가정하자. 확장된 센서부분의 데이터를 \hat{X} , 이를 통해 얻어진 전체 어레이 데이터를 $X_{extended}$ 라고 하면,

$$X_{extended} = [X \ \hat{X}] \quad (21)$$

로 표현할 수 있다. 여기서 X 는 식(22)의 실제 센서에서 취득된 $L \times N$ 데이터 행렬이고, \hat{X} 는 식 (23)과 같이 정의되는 확장된 센서에서 얻어진 $L \times (M-1)q$ 데이터 행렬이며, 식 (24)의 $\hat{X}^{(k)}$ 는 k 번째 스냅샷에 의해서 확장된 센서의 $L \times (M-1)q$ 입력 데이터의 행렬을 나타낸다.

$$X = [x_1^{(0,0)}(t_i) \ x_2^{(0,0)}(t_i) \ \dots \ x_N^{(0,0)}(t_i)] \quad (22)$$

$$\hat{X} = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \hat{X}^{(k)} \quad (23)$$

$$\hat{X}^{(k)} = [x_{N+1}^{(k,0)}(t_i) \ x_{N+2}^{(k,0)}(t_i) \ \dots \ x_{N+(M-1)q}^{(k,0)}(t_i)]^{(k)} \quad (24)$$

따라서 출력 공분산행렬은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}
 R_{xx} &= \frac{1}{L} X_{\text{extend}} X_{\text{extend}}^H \\
 &= \frac{1}{L} \left[\frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} X^{(k)} \right] \left[X^H \left(\frac{1}{K} \sum_{l=0}^{K-1} X^{(l)} \right)^H \right] \\
 &= \frac{1}{L} \begin{bmatrix} X X^H & \frac{1}{K} X \left(\sum_{l=0}^{K-1} X^{(l)} \right)^H \\ \frac{1}{K} \left(\sum_{k=0}^{K-1} X^{(k)} \right) X^H & \frac{1}{K^2} \left(\sum_{k=0}^{K-1} X^{(k)} \right) \left(\sum_{l=0}^{K-1} X^{(l)} \right)^H \end{bmatrix} \quad (25)
 \end{aligned}$$

여기서 $\frac{1}{K^2} \left(\sum_{k=0}^{K-1} X^{(k)} \right) \left(\sum_{l=0}^{K-1} X^{(l)} \right)^H = \frac{1}{K^2} \left(\sum_{k=0}^{K-1} X^{(k)} X^{(k)H} + R \right)$, $R = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0, l \neq k}^{K-1} X^{(k)} X^{(l)H}$ 로 정의되며 R 상호곱의 형태를 지닌다.

식 (25)에서처럼 공분산행렬을 계산하는 과정에서, 각 스냅샷에 대한 상호곱 형태인 R 이 생기게 되므로, R_{xx} 를 바로 공분산행렬로 사용하기에는 문제가 발생된다. 그러므로 각 상호곱들을 없애주기 위해서 각각의 스냅샷에 대해 부공분산행렬을 따로 만들어주고, 그 부공분산행렬들을 평균을 취해 새로운 공분산행렬을 계산해 낸다. 그 과정을 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$X_{\text{extend}}^{(k)}$ 를 k 번째 스냅샷에 의해 확장된 어레이의 데이터라고 한다면,

$$X_{\text{extend}}^{(k)} = [X \quad \hat{X}^{(k)}] \quad k = 0, 1, \dots, K-1 \quad (26)$$

와 같이 쓸 수 있으며, 는 식 (24)로 표현된다. 이 때 공분산행렬을 다음과 같이 정의하면,

$$\begin{aligned}
 R_{xx} &= \frac{1}{KL} \sum_{k=0}^{K-1} X_{\text{extend}}^{(k)} \left(X_{\text{extend}}^{(k)} \right)^H \\
 &= \frac{1}{KL} \sum_{k=0}^{K-1} \begin{bmatrix} X \\ \hat{X}^{(k)} \end{bmatrix} \left[X^H \quad \left(\hat{X}^{(k)} \right)^H \right] \\
 &= \frac{1}{KL} \sum_{k=0}^{K-1} \begin{bmatrix} X X^H & X \left(\hat{X}^{(k)} \right)^H \\ \hat{X}^{(k)} X^H & \hat{X}^{(k)} \left(\hat{X}^{(k)} \right)^H \end{bmatrix} \quad (27)
 \end{aligned}$$

와 같이 표현 가능하다. 결국 위 식 (27)에서 결정된 R_{xx} 에는 상호곱 형태의 R 이 존재하지 않으므로 MUSIC[9] 등의 여러 가지 고분해능 방향탐지 기법에 응용 가능하다.

V. 시뮬레이션 결과 및 고찰

첫 번째 예에서는 ETAM의 기본 가정대로 시뮬레이션에 사용된 신호는 15°와 25°에서 들어오는 두 개의 80 Hz 사인파이다. 그 신호는 신호 대 잡음비가 각각 -5dB,

-4 dB이며, 이 때 신호는 움직이지 않는다고 생각하고, 단지 견인배열만이 2.56m/s의 속도로 이동하고 있다고 가정하였다. 그리고 첨가된 잡음 성분은 독립적인 가우시안 랜덤신호이다. 각 센서 배열에서 신호를 받아들이는 샘플링 주파수는 205.7 Hz이고, 센서는 8 개이다. 그런데 그 센서들을 50% 중첩시켜서 끌어가며 16개로 늘어난 배열의 효과를 얻도록 ETAM기법과 제안된 기법을 동일한 조건 속에서 수행하였다. 그렇게 처리된 데이터들의 입사각 추정에는 Bartlett 빔형성기법을 사용하였다. 그림 3은 ETAM 방법과 제안된 방법의 빔패턴을 비교해 본 것이다. 그림 3에서 나타난 바와 같이 제안된 방법은 낮은 신호 대 잡음비의 두 신호를 정확하게 잘 구분해 내는 것을 관찰할 수 있지만, ETAM방법은 근접된 각도에서 들어오는 낮은 신호 대 잡음비의 두 신호를 구분해내지 못하고 있다.

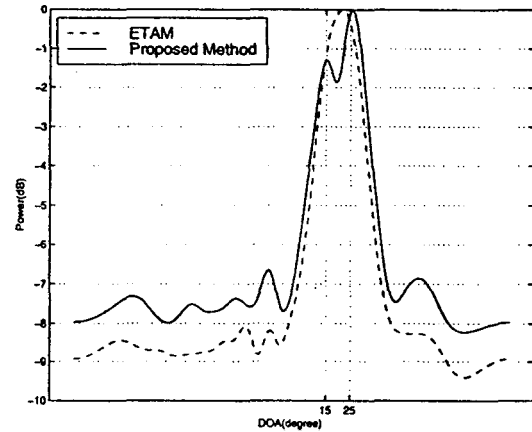


그림 3. ETAM과 제안된 방법의 입사각 추정 성능 비교
Fig. 3. The comparison of ETAM and the proposed method for two sources.

그림 4는 평균을 취하는 각 샘플링 순간의 스냅샷 개수의 변화에 따른 신호의 입사각도 추정오차를 나타낸다. 그림 4의 실험에서는 80 Hz 의 사인파가 30도에서 들어온다고 가정을 하고 신호를 발생시켰으며, 8개의 센서를 50% 중첩시켜서 12개로 늘어난 배열의 데이터를 가지고 MUSIC 방법을 사용하여 신호의 입사각을 추정하였다. 추정된 입사각과 실제 신호원의 방향각과의 평균 오차를 구하기 위해 식 (28)이 사용되었다.

$$\varepsilon = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |\theta - \hat{\theta}_i| \quad (28)$$

여기서, θ 는 실제 신호의 입사각이고, $\hat{\theta}_i$ 는 i 번째 반복시에 관측된 신호의 입사각이다. N 은 실험시 얻은 오차들의 평균을 취하는 반복회수로서 그림 4는 $N = 50$ 일 때의 그림이다. 그림에서 보면 알 수 있듯이 아무 처리도 하지 않은 ETAM 기법($K = 1$)에 비해 평균을 내는 스냅샷 개수 K 를 늘려감에 따라 그 오차가 급격히 떨어진다. 그리고 약 20개 정도의 스냅샷의 평균을 취해준 제안된 기

법은 ETAM 기법보다 평균오차가 약 0.7에서 0.35 이하로 50% 이상 감소된다.

그림 5는 평균을 취하는 스냅샷의 개수 K 를 20으로 고정시켜놓고, 신호 대 잡음비 -14 dB에서부터 4 dB 까지 2 dB씩 변화시켜 가면서 ETAM 기법과 제안된 기법의 신호 대 잡음비에 따른 입사각 추정 오차를 비교한 것이다. 신호 대 잡음비가 높을 때에는 두 가지 방법이 결과상에 큰 차이가 없지만, 신호 대 잡음비가 낮아질수록 제안된 기법의 오차에 비해 ETAM 기법의 오차가 급격히 증가함을 알 수 있다.

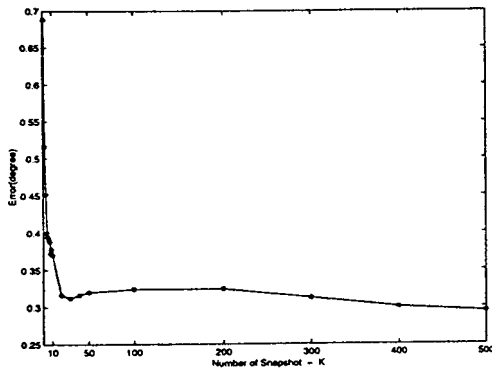


그림 4. 평균을 취하는 스냅샷 개수에 따른 평균 오차
Fig. 4. Mean absolute error as a function of the number of snapshots (K) in the proposed method.

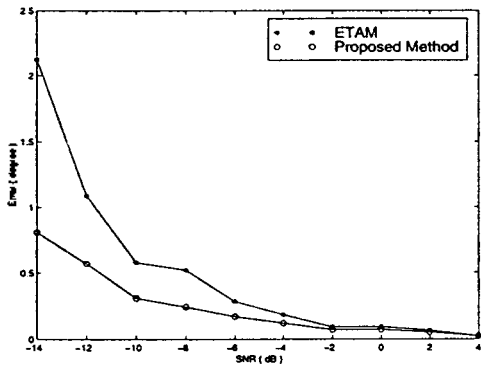


그림 5. 신호 대 잡음비에 따른 ETAM과 제안된 방법의 오차 비교
Fig. 5. Mean absolute error performance in bearing estimation of the ETAM and the proposed method versus SNR for the case of the one source.

VI. 결 론

본 논문에서는 확장 전인 어레이 기법(ETAM)에서 이동하는 전인 어레이의 속도가 두 연속하는 부어레이들 사이에 중첩되는 센서의 위치가 항상 같도록 조정되어야 한다는 기본적인 제한이 중첩되는 센서의 위치가 같지 않더라도 그에 해당하는 상대적인 위상차를 구할 수 있음을 증명하였다. 이 증명을 바탕으로 제안한 확장 전인 어

레이 기법은 중첩되는 센서 위치에 대한 위의 가정을 만족시키지 못하는 여러 스냅샷들까지도 어레이 확장에 필요한 위상보정에 이용함으로써 확장된 센서들의 데이터를 보다 정확하게 얻어낼 수 있음을 보여주었다.

실제 전해환경에서는 원거리의 고정 목표물로부터 방사되는 신호원의 신호 대 잡음비가 매우 낮다. 이러한 점에서 신호 대 잡음비가 낮은 신호원에 대해서도 적용할 수 있는 어레이 합성 기법을 필요로 하게 되는데, 본 논문에서 제안된 기법은 신호 대 잡음비가 매우 낮은 신호의 입사각 추정에 대한 오차를 기존의 합성방법[3]에 비해 크게 줄일 수 있었다. 또한 신호 대 잡음비가 낮은 환경에서 근접한 서로 다른 목표물의 구분 능력도 기존의 방법보다 많이 향상됨을 확인하였다.

참 고 문 헌

1. E. C. Shang, "An Efficient High-Resolution Method of Source Localization Processing in Mode Space," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 86 no. 5, pp. 1960-1964, Nov. 1989.
2. N. Yea 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 E. J. Sullivan, "Extended towed array processing by an overlap correlator," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol.86, no.1, pp.158-172, July 1989.
4. S. Stergiopoulos and H. Urban, "A new passive synthetic aperture technique for towed arrays," *IEEE J. of Oceanic Eng.*, vol.17, no.1, pp.16-25, Jan. 1992.
5. A. H. Nutall, "The maximum likelihood estimator for acoustic synthetic aperture processing," *IEEE J. of Oceanic Eng.*, vol.17, no.1, pp.26-29, Jan. 1992.
6. N. Yen, "A circular passive synthetic array: an inverse problem," *IEEE J. of Oceanic Eng.*, vol.17, no.1, pp.40-47, Jan. 1992.
7. S. Stergiopoulos and H. Urban, "An experimental study in forming a long synthetic aperture at sea," *IEEE J. of Oceanic Eng.*, vol.17, no.1, pp. 62-72, Jan. 1992.
8. G. Edelson and E. J. Sullivan, "Limitation on the overlap-correlator method imposed by noise and signal characteristics," *IEEE J. of Oceanic Eng.*, vol.17, no.1, pp.30-39, Jan. 1992.
9. R. O. Schmidt, "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 34, pp. 276-280, 1986.

▲박 민 수 (Minsu Park)



1997년 2월 : 연세대학교 공과대학 전
자공학과 졸업(공학사)
1997년 3월 ~ 현재 : 연세대학교 대학
원 전자공학과 석사과정
※주관심분야: 어레이 신호처리, 레이
다/소나신호처리

▲김 승 일 (Seungil Kim)



1998년 2월 : 연세대학교 공과대학 전
자공학과 졸업(공학사)
1998년 3월 ~ 현재 : 연세대학교 대학
원 전자공학과 석사과정
※주관심분야: 어레이 신호처리, 레이
다/소나신호처리

▲심 하 증 (Ha-Jong Sung)



1988년 3월 ~ 1992년 2월 : 연세대학교
전자공학과 (공학사)
1992년 3월 ~ 1994년 2월 : 연세대학교
전자공학과 (공학석사)
1994년 3월 ~ 현재 : 연세대학교 전자
공학과 박사 과정
※주관심분야: 어레이 신호처리, 레이
다/소나 신호처리, 스
마트 안테나

▲이 충 응 (Chungyong Lee)

한국음향학회지 vol.17, no.7, 1998참조

▲윤 대 희 (Dae Hee Youn)

한국음향학회지 vol.13, no.1, 1994참조