

진폭 및 위상 부정합을 갖는 등간격 선형어레이로 입사한 코히어런트 신호의 도래각 추정

정희원 김 영 수*, 신 승 민*, 오 효 성**

Direction-of-Arrival Estimation of Coherent Signals Impinging on a Uniform Linear Array with Amplitude and Phase Mismatch

Young-Soo Kim*, Seung-Min Shin*, Hyo-Sung Oh** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 어레이센서의 변화에 따른 모델링오차를 이론적으로 유도하여 분석하고 비선형기법을 이용한 자체교정 방향탐지 알고리즘을 제안한다. 실제환경하에서 무선방향탐지 센서어레이를 통하여 입사한 신호는 각 센서간의 진폭 및 위상 부정합으로 인하여 정확한 공분산행렬을 구하지 못한다. 이러한 부정합 오차를 포함한 어레이 공분산 행렬을 이용하여 도래각을 추정한다면, 우수한 초분해능 방향탐지 알고리즘도 시스템 성능을 저하시키는 결과를 초래한다. 본 논문에 기술된 자체교정 알고리즘은 비선형기법에 기초한 적응알고리즘을 적용하여 부정합으로 발생되는 오차를 효과적으로 줄임으로써 방향탐지 알고리즘의 성능을 개선하였다. 시뮬레이션을 통하여 제안된 알고리즘의 성능이 안테나 센서의 부정합 환경하에서도 기존 신호고유벡터 알고리즘의 성능보다 우수함을 보여 주었다.

ABSTRACT

In this paper, we propose a nonlinear self-calibration direction finding algorithm for effectively estimating the direction-of-arrivals of multiple narrowband sources incident on a uniform linear array whose sensor amplitudes and phases may be in error. In many practical situations, array signals impinging on a sensor array can not generate the accurate covariance matrix due to the amplitude and phase mismatch of array sensor. To solve this problem we develop the self-calibration algorithm combined with nonlinear adaptive approach. Simulation results are illustrated to demonstrate the better performance of the proposed self-calibration method than Signal Eigenvector Method(SEM) method.

I. 서 론

실제적인 환경에서 무선방향탐지 센서어레이를 통하여 입사한 신호는 자체 변화, 센서와 시스템출력간의 전자회로에서의 변화 (열잡음, 소자의 열화 등), 센서가 설치된 플랫폼의 진동에 따른 변화 등으로 인하여 센서간의 진폭 및 위상 부정합을 갖게 된다. 이러한 센

* 경희대학교 전자공학과
** LG 정밀(주) 연구소, 2 그룹 연구 1팀
論文番號 : 98196-0430
接受日字 : 1998年 4月 30日

서 부정합은 우수한 초분해능 방향탐지 알고리즘을 시스템에 적용했을 때 시스템의 성능을 저하시키는 결과를 초래한다. 진폭 및 위상 부정합을 갖는 등간격 선형어레이로 입사하는 입사신호의 신호모델은 기존 공분산행렬과 다르게 대각행렬을 가지고 있다. 여기서 문제점은 시시각각 변하는 오차가 있는 공분산행렬로부터 어떠한 방식을 택하면 오차에 덜 민감한 알고리즘을 찾느냐 하는데 있다. 이를 해결하는 방법으로는 비선형기법을 이용하는 방법, 전처리기 과정을 이용하여 공분산행렬을 가능한한 잡음과 오차가 적은 행렬로 변환하는 방법 등이 있다.

본 논문에서는 어레이로 입사하는 다중협대역신호의 도래각 추정시에 센서에서 발생할 수 있는 진폭 및 위상 부정합 오차를 비선형 적응기법을 이용하여 교정하는 도래각 추정 알고리즘을 제안한다. 제안된 알고리즘은 일반적으로 잡음부공간을 이용하는 알고리즘에 비하여 우수한 성능을 나타내는 신호부공간을 이용하는 알고리즘이다. 일반적으로 신호부공간을 이용하는 알고리즘은 잡음부공간을 이용하는 알고리즘에 비하여 고유값-고유벡터 추정에 보다 덜 민감하고 코히어런트 신호에 대하여도 우수한 성능을 보이며 협대역 신호뿐만 아니라 광대역 신호에 대해서도 도래각 추정이 용이한 것으로 알려져 있다[3].

자체교정 도래각추정 알고리즘 중에서 부가적인 신호원을 이용하는 방법들은 다소 논증의 여지는 있지만 일반적으로 가장 효과적인 방법으로 알려져 있다[1]. 이 방법들은 먼저 교정에 쓰이는 부가적 신호원로부터 알고 있는 도래각을 이용하여 센서의 부정합값을 결정한 후에 여러 가지 도래각추정 알고리즘을 적용하여 입사신호의 도래각을 추정한다. 이런 방법들의 단점은 반드시 부가적인 신호원이 있을 경우에만 센서부정합에 대한 보상이 이루어질 수 있다는 것이다. 최근들어 부가적인 신호원을 필요로 하지 않는 다른 시도가 제안된 바 있다 [5]. 본 논문의 알고리즘은 방향탐지 추정자가 먼저 도래각의 대략적인 값을 가지고 센서부정합 오차를 추정한다. 그런후에 추정된 오차를 이용하여 도래각을 보상하고 다시 반복과정을 거쳐 추정하면서 오차를 줄여가는 최적화 기법을 이용한다. 이런 두 단계의 과정이 충분한 반복계산 (iteration) 을 거쳐 수렴하면 그 최종값을 추정값으로 채택한다.

시뮬레이션에서는 우수한 초분해능 알고리즘으로 알려진 신호고유벡터 방법 (SEM) [8]과 비교하여 부정합

환경하에서도 제안된 알고리즘이 도래각을 효율적으로 추정함을 보여준다.

제 II 장에서는 신호 및 어레이 모델을 소개하고, 제 III 장에서는 우수한 알고리즘으로 알려진 신호고유벡터 방법에 대해서 고찰한다. 제 IV 장에서는 자체교정 방향탐지 알고리즘을 이론적으로 유도하고 도래각 추정에 적용하기 위한 연산과정을 자세히 설명한다. 제 V 장에서 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 통하여 자체교정 알고리즘의 통계적 성능을 신호고유벡터 방법과 비교분석하고 제 VI 장의 결론으로 끝을 맺는다.

II. 신호 및 어레이 모델

3차원 공간상의 센서 위치벡터인 $\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2, \dots, \mathbf{z}_M$ 에 놓여 있는 M개의 등방성 센서로 구성되어 있는 어레이로 $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_N$ 방향을 가진 N개의 협대역 신호가 입사된다고 생각하면 m번째 센서에서 수신된 복소 포락선 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x_m(t) = \sum_{n=1}^N f_n(t + \tau_n(m)) \exp[j(\omega \tau_n(m) + \psi_n)] + \eta_m(t) \quad (1)$$

$$\tau_n(m) = \mathbf{z}_n \cdot \mathbf{z}_m / c \quad 1 \leq m \leq M$$

$$\mathbf{z}_n = [\cos \phi \cos \theta, \cos \phi \sin \theta, \sin \phi]^T$$

여기에서 "c"는 신호의 전파속도, ω 는 중심 라디안 주파수, ψ_n 는 n번째 신호의 랜덤위상이고, $\eta_m(t)$ 는 m번째 센서에서의 부가적 잡음이다. ϕ 는 양각이고, θ 는 방위각을 나타내며, "T"는 전치행렬 연산자를 나타낸다. 도래각 추정문제는 결국 식(1)에서 시간지연 함수인 $\tau_n(m)$ 을 추정하는 것이다. 특히 포락선 신호 $f(t)$ 가 상대적으로 천천히 변하는 신호인 협대역 신호이면 시간영역에서의 접근방법이 효율적이며, 광대역 신호인 경우는 주파수영역에서의 신호모델이 더 효율적이다 [2].

위의 식을 M개의 센서에 대한 벡터형태로 표시하면 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{S}(\mathbf{z}, \mathbf{x}) \cdot \mathbf{f}(t) + \mathbf{y}(t) \quad (2)$$

여기서 $\mathbf{S}(\mathbf{z}, \mathbf{x})$, $\mathbf{x}(t)$, $\mathbf{f}(t)$, $\mathbf{y}(t)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) &= [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)]' \in C^M \\ S(\mathbf{z}, \mathbf{x}) &= [\mathbf{s}(\mathbf{z}, \mathbf{x}_1), \mathbf{s}(\mathbf{z}, \mathbf{x}_2), \dots, \mathbf{s}(\mathbf{z}, \mathbf{x}_N)] \in C^{M \times N} \\ \mathbf{f}(t) &= [F_1(t) \exp(j\psi_1), F_2(t) \exp(j\psi_2), \dots, F_N(t) \exp(j\psi_N)]' \\ \mathbf{s}(\mathbf{z}, \mathbf{x}_n) &= [\exp(j\omega \tau_n(1)), \exp(j\omega \tau_n(2)), \dots, \exp(j\omega \tau_n(M))] \\ \mathbf{y}(t) &= [\eta_1(t), \eta_2(t), \dots, \eta_M(t)]' \in C^M \end{aligned}$$

윗식에서 행렬 $S(\mathbf{z}, \mathbf{x})$ 는 $M \times N$ 스티어링 행렬로서 각 열은 스티어링 벡터 $\mathbf{s}(\mathbf{z}, \mathbf{x}_n)$ 로 구성되어 있으며 각 열은 서로 선형독립 관계를 갖는다. ω 는 중심파수이다.

식(2)는 센서어레이로 입사한 신호의 중요한 정보인 도래각을 묘사하는데 매우 유용한 수학적 수단으로서 사용된다. 신호의 공간 공분산행렬은 도래각 추정은 물론 입사 평면과 신호의 갯수를 추정하는데 매우 유용한 도구로 사용된다. 어레이의 $M \times M$ 공간 공분산 행렬은 다음과 같이 정의된다.

$$P_x = E\{\mathbf{x}(t) \mathbf{x}(t)^*\} \quad (3)$$

여기서 심볼 'E'는 기대값을 '*'는 복소 전치행렬 (complex conjugate transpose) 연산자를 나타낸다. 식 (2)를 식(3)에 대입하여 P_x 를 유도하면 다음과 같이 표현된다.

$$P_x = S(\mathbf{z}, \mathbf{x}) P_f S(\mathbf{z}, \mathbf{x})^* + \sigma^2 P_y \quad (4)$$

여기서

$$\begin{aligned} P_f &= E[\mathbf{f}(t) \mathbf{f}(t)^*] \\ \sigma^2 P_y &= E[\mathbf{y}(t) \mathbf{y}(t)^*] \end{aligned}$$

식(4)를 유도하는 과정에서 다음과 같은 가정을 사용하였다.

- 부가성 잡음은 수신기 잡음과 외부 잡음을 모두 포함하며 잡음 공분산행렬 " P_y "는 알려져 있다.
- 평면파 신호와 부가성 잡음은 평균값이 0인 W.S.S (Wide-Sense Stationary)이며 서로 상호상관이 없는 에르고딕 복소 가우시안 랜덤과정이다.

Matrix pencil (P_x, P_y)의 일반화된 고유치-특성

의 정의를 이용하면 다음과 같다.

$$P_x \mathbf{e}_m = \lambda_m P_y \mathbf{e}_m \quad (5)$$

$$S(\mathbf{z}, \mathbf{x}) P_f S^*(\mathbf{z}, \mathbf{x}) \mathbf{e}_m = (\lambda_m - \sigma^2) P_y \mathbf{e}_m$$

여기서 P_f 가 rank K를 가질 경우 고유값을 내림차순으로 배열하면

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_K > \lambda_{K+1} = \dots = \lambda_M = \sigma^2$$

가 되며, 위의 관계식으로 부터 다음과 같은 성질을 얻을 수 있다.

$$S(\mathbf{z}, \mathbf{x}) P_f S^*(\mathbf{z}, \mathbf{x}) \mathbf{e}_m = \mathbf{0} \quad \text{for } K+1 \leq m \leq M \quad (6)$$

III. 신호 고유벡터 방법 (SEM)의 고찰

이 알고리즘의 기본개념은 식(5)에 표현된 바와 같이 K개의 큰 고유값에 대응되는 각각의 고유벡터들은 입사신호의 스티어링 벡터의 선형결합으로 표시될 수 있다는 점에 착안한 것이다 [3]. 즉, modified 신호 고유벡터 $P_y \mathbf{e}_m$ ($m = 1, 2, \dots, K$)는 다음과 같이 표현 될 수 있다.

$$P_y \mathbf{e}_m = \sum_{n=1}^N \alpha_m(n) \mathbf{s}(\mathbf{z}, \mathbf{x}_n) \quad 1 \leq m \leq K \quad (7)$$

여기서, $\alpha_m(n)$ 은 m번째 고유벡터인 \mathbf{e}_m 와 관련된 스칼라 값의 계수이다.

어레이 안테나는 각 센서의 배열위치에 따라 다양한 형태로 분류될 수 있으나 본 논문에서는 알고리즘의 효율적인 유도를 위하여 등간격 선형 어레이 안테나인 경우에 대해서 이론적인 유도를 한다.

입사신호의 도래각을 추정하기 위하여 다양한 신호 모델링 방법을 이용할 수 있으나, 복소지수함수의 합으로 구성된 신호는 선형예측 모델로 표시될 수 있음은 잘 알려져 있다. 계속되는 이론전개에서 편의상 $\mathbf{v}_k = P_y \mathbf{e}_k$ ($k = 1, 2, \dots, K$)로 놓는다. 특히, 등간격 선형어레이인 경우 벡터 \mathbf{v}_k 의 각 요소 $v_k(m)$ 은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$v_k(m) = \sum_{n=1}^N \alpha_k(n) e^{j \left(\frac{\omega d \cos \theta_k (m-1)}{c} \right)} \quad 1 \leq m \leq M \quad (8)$$

여기서, $v_k(m)$ 은 k 번째 벡터 \underline{v}_k 의 m 번째 성분을 나타낸다. 입사신호의 갯수 N 값을 알고 있다는 가정 하에 순방향-역방향 선형 등식은 다음과 같이 주어진다.

$$v_k(m) + \sum_{n=1}^N a_n v_k(m-n) = 0 \quad N+1 \leq m \leq M \quad (9)$$

$$\bar{v}_k(m) + \sum_{n=1}^N a_n \bar{v}_k(m+n) = 0 \quad 1 \leq m \leq M-N \quad (10)$$

여기서, '-'은 공액복소수를 표시하며, 식(9)와 식(10)은 각각 순방향 선형예측 모델과 역방향 선형예측 모델로 잘 알려져 있다. 식(9)와 식(10)은 $2(M-N)$ 개의 등식과 N 개의 계수로서 구성되어 있는 선형등식의 시스템이다. 식(9) 식(10)은 K 개의 벡터 \underline{v}_k 's에 대하여 동시에 성립해야 되므로 결국 $2K(M-N) \times (N+1)$ 인 행렬식으로 표시될 수 있다.

계수 벡터 $\underline{a} = [1, a_1, a_2, \dots, a_N]'$ 로 표현하였을 경우에 $2K(M-N) \geq N$ 인 조건을 만족하면 유일한 해인 벡터 \underline{a} 가 존재한다. 계수 벡터 \underline{a} 를 구하기 위하여 여러 가지 방법을 이용할 수 있으나, 본 논문에서는 Total Least Square 방법을 사용하였다 [4].

IV. 자체교정 방향탐지 알고리즘

스냅샷 벡터모델 식(2)를 표현하면서 일반적으로 각 센서는 단위 이득과 0° 위상을 갖는다고 가정된다. 이 가정은 어레이의 실제응용에 있어서 자주 가정에 위배되는 한계를 만나다. 따라서 만약 실제 센서의 이득과 위상이 주어진 수학모델에 포함되지 않는다면 대부분의 도래각 추정 알고리즘은 열등한 성능을 보일 것이다. 이러한 부정합오차를 줄이기 위한 연구가 다양한 방법으로 진행되어 왔으나 [1, 5], 본 논문에서는 비선형기법인 적응알고리즘을 이용하여 도래각을 추정하는 자체교정 방향탐지 알고리즘을 제안한다. 이 알고리즘은 주어진 초기 도래각으로부터 반복계산을 통하여 도래각 오차를 줄여가는 방법이다.

도래각 추정 알고리즘의 이론적인 유도를 위해서 다음과 같은 가정들을 설정한다 [6].

- 신호의 갯수 N 은 알고 있다.
- 신호와 잡음은 관찰되는 구간에 대하여 wide sense stationary (WSS)이다.
- $M \times N$ 스티어링 행렬 $S(\underline{z}, \underline{x})$ 의 최대 rank는 신호원의 갯수 $N(N < M)$ 과 같다.

4.1 방향벡터

식(1)에 소개된 방향벡터는 도래각 변수인 방위각 θ 와 앙각 ϕ 의 함수이다.

$$\underline{x}(\theta, \phi) = [\cos \phi \cos \theta, \cos \phi \sin \theta, \sin \phi] \quad (11)$$

오차를 갖는 도래각에 대한 방위각 및 앙각의 보상각을 $\delta_\theta, \delta_\phi$ 라고 하면 보상된 도래각의 방향벡터는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \underline{x}(\theta + \delta_\theta, \phi + \delta_\phi) &= \begin{bmatrix} \cos(\phi + \delta_\phi) \cos(\theta + \delta_\theta) \\ \cos(\phi + \delta_\phi) \sin(\theta + \delta_\theta) \\ \sin(\phi + \delta_\phi) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \{ \cos \phi \cos \delta_\phi - \sin \phi \sin \delta_\phi \} \{ \cos \theta \cos \delta_\theta - \sin \theta \sin \delta_\theta \} \\ \{ \cos \phi \cos \delta_\phi - \sin \phi \sin \delta_\phi \} \{ \sin \theta \cos \delta_\theta + \cos \theta \sin \delta_\theta \} \\ \sin \phi \cos \delta_\phi + \cos \phi \sin \delta_\phi \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (12)$$

식(12)로부터 δ 값이 매우 작은 경우에 $\cos(\delta) = 1, \sin(\delta) = \delta$ 를 이용하여 근사된 식을 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} \underline{x}(\theta + \delta_\theta, \phi + \delta_\phi) &= \begin{bmatrix} \{ \cos \phi - \sin \phi \cdot \delta_\phi \} \{ \cos \theta - \sin \theta \cdot \delta_\theta \} \\ \{ \cos \phi - \sin \phi \cdot \delta_\phi \} \{ \sin \theta + \cos \theta \cdot \delta_\theta \} \\ \sin \phi + \cos \phi \cdot \delta_\phi \end{bmatrix} \\ &\quad + \text{higher order terms} \\ &= \begin{bmatrix} \cos \phi \cos \theta \\ \cos \phi \sin \theta \\ \sin \phi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\cos \phi \sin \theta & -\sin \phi \cos \theta \\ \cos \phi \cos \theta & -\sin \phi \sin \theta \\ 0 & \cos \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_\theta \\ \delta_\phi \end{bmatrix} + \dots \end{aligned} \quad (13)$$

표현의 간략화를 위하여 식(13)의 각 항을 치환하여 다음의 식(14)과 같이 간단히 표현할 수 있다.

$$\mathbf{x}(\theta + \delta_\theta, \phi + \delta_\phi) = \mathbf{x}(\theta, \phi) + T(\theta, \phi) \begin{bmatrix} \delta_\theta \\ \delta_\phi \end{bmatrix} + \text{higher order terms} \quad (14)$$

여기서, $T(\theta, \phi)$ 는 3×2 의 크기를 갖는 행렬이다.

4.2 스티어링 벡터

식(2)에서 언급된 스티어링 벡터를 자세한 표현식으로 쓰면 식 (15)와 같다.

$$\mathbf{s}(\theta, \phi) = [e^{j\omega \mathbf{z}_1' \mathbf{x}(\theta, \phi)}, e^{j\omega \mathbf{z}_2' \mathbf{x}(\theta, \phi)}, \dots, e^{j\omega \mathbf{z}_M' \mathbf{x}(\theta, \phi)}] \quad (15)$$

식(15)에 보여지는 $\mathbf{s}(\theta, \phi)$ 의 각 요소들은 식(14)의 보상각에 대한 도래각 벡터를 고려하여 식(16)와 같이 표현될 수 있고, 식(16)에서 두 번째 근사화는 지수함수의 테일러 (Taylor) 전개식으로부터 충분히 작은 δ 값을 고려하여 구하여진다.

$$\begin{aligned} e^{j\omega \mathbf{z}_m' \mathbf{x}(\theta + \delta_\theta, \phi + \delta_\phi)} &\approx e^{j\omega \mathbf{z}_m' \left(\mathbf{x}(\theta, \phi) + T(\theta, \phi) \begin{bmatrix} \delta_\theta \\ \delta_\phi \end{bmatrix} \right)} \\ &\approx e^{j\omega \mathbf{z}_m' \mathbf{x}(\theta, \phi)} \left[1 + j\omega \mathbf{z}_m' T(\theta, \phi) \begin{bmatrix} \delta_\theta \\ \delta_\phi \end{bmatrix} \right] \end{aligned} \quad (16)$$

식(16)을 간단히 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{s}(\theta + \delta_\theta, \phi + \delta_\phi) &= \mathbf{s}(\theta, \phi) + j\omega \begin{bmatrix} e^{j\omega \mathbf{z}_1' \mathbf{x}(\theta, \phi)} \mathbf{z}_1' \\ e^{j\omega \mathbf{z}_2' \mathbf{x}(\theta, \phi)} \mathbf{z}_2' \\ \vdots \\ e^{j\omega \mathbf{z}_M' \mathbf{x}(\theta, \phi)} \mathbf{z}_M' \end{bmatrix} T(\theta, \phi) \begin{bmatrix} \delta_\theta \\ \delta_\phi \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{s}(\theta, \phi) + W(\theta, \phi) \begin{bmatrix} \delta_\theta \\ \delta_\phi \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (17)$$

4.3 도래각 오차 추정

N개 신호의 도래각이 구성하는 다음과 같은 도래각 벡터를 가정한다.

$$\mathbf{x} = [\theta_1, \phi_1, \theta_2, \phi_2, \dots, \theta_N, \phi_N]' \quad (18)$$

식(5)에서 유도되는 modified 고유벡터 $P_\gamma \mathbf{e}_m$ 의 성질로부터 신호고유벡터는 N개 신호의 스티어링 벡터로 표현될 수 있고 [3], 이 사실을 바탕으로 오차벡터를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{e}_m(\mathbf{x}) = P_\gamma \mathbf{e}_m - \sum_{n=1}^N a_m(n) \mathbf{s}(\theta_n, \phi_n) \quad 1 \leq m \leq K \quad (19)$$

오차벡터로부터 오차함수는 다음의 식(20)으로 정의된다.

$$f(\mathbf{x}) = \sum_{m=1}^K \mathbf{e}_m^*(\mathbf{x}) \mathbf{e}_m(\mathbf{x}) \quad (20)$$

또, 다음순서의 보상된 오차벡터는 도래각 벡터에 보상벡터 $\hat{\delta}_\gamma$ 를 더하여 구하여진 새로운 도래각 벡터에 의하여 식(21)과 같이 구하여 진다.

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_m(\mathbf{x} + \hat{\delta}_\gamma) &= P_\gamma \mathbf{e}_m - \sum_{n=1}^N a_m(n) \mathbf{s}(\theta_n + \delta_{\theta_n}, \phi_n + \delta_{\phi_n}) \\ &= \mathbf{e}_m(\mathbf{x}) - \sum_{n=1}^N a_m(n) W(\theta_n, \phi_n) \hat{\delta}_\gamma \\ &= \mathbf{e}_m(\mathbf{x}) - [a_m(1) W(\theta_1, \phi_1) : \dots : a_m(N) W(\theta_N, \phi_N)] \hat{\delta}_\gamma \\ &= \mathbf{e}_m(\mathbf{x}) - V_m(\mathbf{x}) \hat{\delta}_\gamma \end{aligned} \quad (21)$$

다음순서의 오차함수는 다음과 같이 구할 수 있고,

$$f(\mathbf{x} + \hat{\delta}_\gamma) = \sum_{m=1}^K \mathbf{e}_m^*(\mathbf{x} + \hat{\delta}_\gamma) \mathbf{e}_m(\mathbf{x} + \hat{\delta}_\gamma) \quad (22)$$

식(22)에 식(21)을 대입하여 다음순서의 오차함수를 다시 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} f(\mathbf{x} + \hat{\delta}_\gamma) &= \sum_{m=1}^K [\mathbf{e}_m^*(\mathbf{x}) - \hat{\delta}_\gamma' V_m^*(\mathbf{x})] [\mathbf{e}_m(\mathbf{x}) - V_m(\mathbf{x}) \hat{\delta}_\gamma] \\ &= \sum_{m=1}^K \mathbf{e}_m^*(\mathbf{x}) \mathbf{e}_m(\mathbf{x}) + \hat{\delta}_\gamma' \left[\sum_{m=1}^K V_m^*(\mathbf{x}) V_m(\mathbf{x}) \right] \hat{\delta}_\gamma \\ &\quad - \left[\sum_{m=1}^K \mathbf{e}_m^*(\mathbf{x}) V_m(\mathbf{x}) \right] \hat{\delta}_\gamma - \hat{\delta}_\gamma' \left[\sum_{m=1}^K V_m^*(\mathbf{x}) \mathbf{e}_m(\mathbf{x}) \right] \end{aligned} \quad (23)$$

도래각 보상벡터 $\hat{\delta}_\gamma$ 를 구하기 위하여 식(23)을 $\hat{\delta}_\gamma$ 에 대하여 미분하여 0로 놓으면 $\hat{\delta}_\gamma$ 를 유도할 수 있다.

$$\nabla_{\hat{\delta}_\gamma} f(\mathbf{x} + \hat{\delta}_\gamma) = \mathbf{0} \quad (24)$$

미분한 식을 0로 하는 $\hat{\delta}_\gamma$ 를 구하면 구체적으로 다음식과 같다.

$$\hat{\delta}_r = \left[\sum_{m=1}^K \text{Re}[V_m^*(z)V_m(z)] \right]^+ \sum_{m=1}^K \text{Re}[V_m^*(z)\varepsilon_m(z)] \quad (25)$$

여기서, 뿃첨자에 쓰인 '+'는 의사역행렬 (Pseudo inverse)을 나타내고, $\text{Re}[\cdot]$ 은 실수부를 취하는 연산자를 의미한다.

식(19)에서 \mathbf{a}_m 은 m번째 고유벡터를 특성화시키는 선형결합 계수벡터를 나타내는데 이 식에서 도래각벡터 \mathbf{z} 를 이용하여 스티어링 행렬을 구성한 뒤 오차를 '0'으로 하는 최적의 계수벡터 \mathbf{a}_m^0 를 다음식과 같이 구할 수 있다.

$$\mathbf{a}_m^0 = [S^*(z)S(z)]^{-1} S^*(z) P_r \varepsilon_m \quad 1 \leq m \leq K \quad (26)$$

계속되는 반복계산에서 식(25)와 같이 구하여진 k번째 도래각 보상벡터 $\hat{\delta}_r(k)$ 를 이용하여 다음순간의 도래각 벡터 \mathbf{z}_{k+1} 가 구하여진다.

$$\mathbf{z}_{k+1} = \mathbf{z}_k + \hat{\delta}_r(k) \quad (27)$$

반복계산 횟수가 증가하면서 추정도래각은 일정한 숫자로 수렴하는데 실제 시뮬레이션에서는 k번째 오차함수값과 k+1번째 오차함수값의 차가 충분히 작을 때 수렴했다고 가정하고 계산을 멈춘다.

자체교정 방향탐지 알고리즘의 연산과정은 다음의 (표 1)과 같이 요약될 수 있다.

표 1. 자체교정 방향탐지 알고리즘의 연산과정
Table 1. Step of self-calibration direction finding algorithm

단계	연산 내용
1	어레이 센서로부터 데이터 수집
2	신호공분산행렬 계산
3	신호고유벡터 계산
4	도래각 추정값의 초기값 결정
5	스티어링행렬 계산
6	계수벡터 계산
7	도래각 오차벡터 계산
8	도래각을 보상
9	수렴여부 결정 (오차가 기준값보다 크면 단계 5로)
10	최종 수렴값을 도래각 추정값으로 결정

V. 시뮬레이션 결과

센서 부정합 환경에서 제안된 자체교정 알고리즘의 효율성을 보여주기 위하여 알고리즘의 통계적 성능을 신호 고유벡터 알고리즘과 비교 분석하였다.

12개의 센서로 구성된 등간격 선형 어레이를 사용하였고 각 센서들간의 간격은 $\frac{\lambda}{2}$ 로 하였다. 입사신호의 중심주파수는 정규화된 0.25를 사용하였고 두 개의 코히어런트 신호가 80°와 90°로 입사한다고 가정하였다. 계산의 단순함을 위하여 도래각중 방위각만을 추정하였고, 양각은 0°로 가정하였다. 식(1)을 이용하여 스냅샷 데이터를 생성하였으며 제안된 자체교정 알고리즘과 SEM 순역방향 추정 방법을 시뮬레이션하였다.

입사신호는 복소정현파 신호와 평균이 '0'이고, 분산이 '1'인 부가성 백색의 정규분포를 갖는 랜덤잡음이 더해진 형태이다. 100번의 독립시행을 거쳐 신호대 잡음비에 따른 도래각 추정값을 분석하였고 스냅샷 갯수는 각 독립시행에서 600개를 사용하였다.

M개의 센서중 m번째 (1 ≤ m ≤ M) 센서에서의 수신 신호의 진폭과 위상은 각각 기준값으로 '1'과 '0'의 값을 갖는 정규분포를 갖는 랜덤변수들로서 센서의 위상 및 진폭 부정합값은 각 센서의 부정합을 각각 '도 (degree)'와 'dB' 단위로 나타내었다. 정규분포로 변하는 랜덤값중 최대값을 표시하였으며 시뮬레이션에서 각각 최대변이 ±2 dB와 ±5° 범위내에서 부정합 오차가 변한다고 가정하였다.

자체교정 알고리즘의 초기 추정값은 79°와 91°로 정하였다. 매 독립시행마다 최고 500번의 반복계산을 수행하였으며 추정한 도래각 추정값과 앞에서 구한 추정값을 비교하여 도래각 오차가 10⁻⁶ [라디안] 이하로 발생하면 이 값을 최종 수렴값으로 결정하였다.

신호대 잡음비가 -5 dB인 경우에 알고리즘의 수렴 특성을 (그림 1(a))에 나타내었고 300 번의 독립시행으로부터 얻은 추정값을 (그림 1(b))에 표시하였다. (그림 1(b))로부터 독립시행횟수가 증가하면서 추정값이 참값인 80°와 90° 주위에서 진동하는 것을 볼 수 있다.

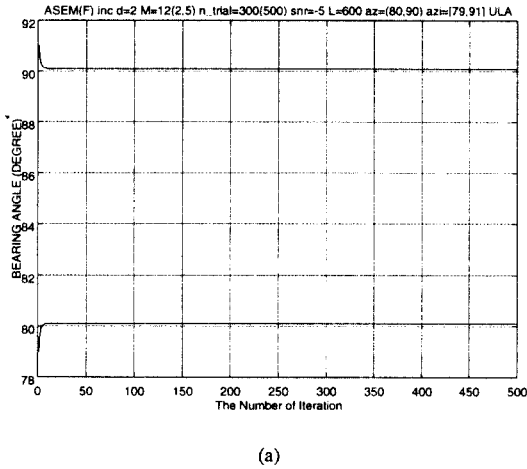
부정합 환경하에서 잡음고유벡터에 비하여 우수한 성능을 나타내는 것으로 알려져 있는 신호고유벡터 알고리즘과 통계적 성능을 비교하였다. 신호대 잡음비 15

dB, 독립시행 100번 등을 가정하여 센서부정합중 먼저 진폭부정합이 없는 환경에서 위상부정합을 변화시키면서 시뮬레이션 하였고, 다음으로 위상부정합이 없는 상황에서 진폭부정합을 변화시키면서 시뮬레이션 하였다. 또, 비교대상인 신호고유벡터 알고리즘은 신호고유벡

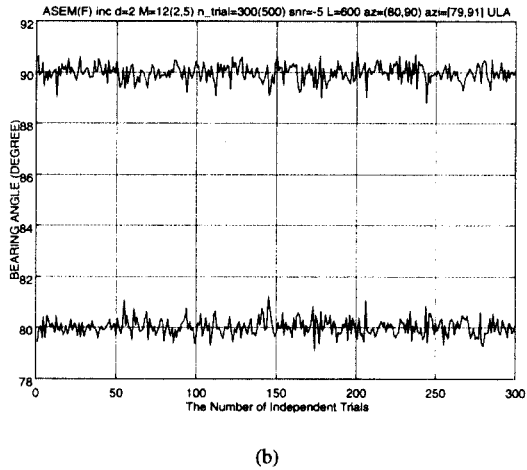
터 추정에서 순-역방향 선형예측을 이용하여 과다추정 (overdetermined) 차수를 8로 설정하여 Total Least Square (TLS) 방법에 의하여 계수벡터를 구하였다.

(그림 2)는 최대 위상부정합을 0°에서 14°까지 2° 간격으로 변화시키면서 각각 100번의 독립시행을 거쳐 얻은 시뮬레이션 결과이다. (그림 2)로부터 표본 표준편차와 평균제곱오차면에서 자체교정 알고리즘이 위상부정합 환경하에서 우수한 성능을 보이는 것을 알 수 있다.

(그림 3)은 최대 진폭부정합을 0 dB에서 2.7 dB까지 0.3 dB 간격으로 변화시키면서 (그림 2)의 조건과 같은 조건을 가지고 시뮬레이션을 수행한 결과이다.



(a)



(b)

그림 1. 신호대 잡음비 -5 dB에서 도래각 추정으로 얻은 결과 데이터

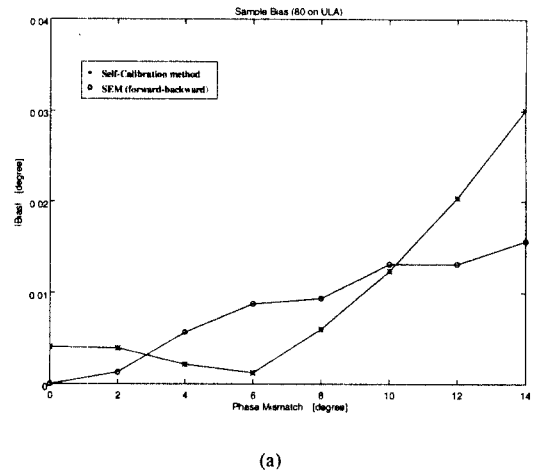
(a) 수렴 특성

(b) 300번의 독립시행으로부터 얻은 추정값

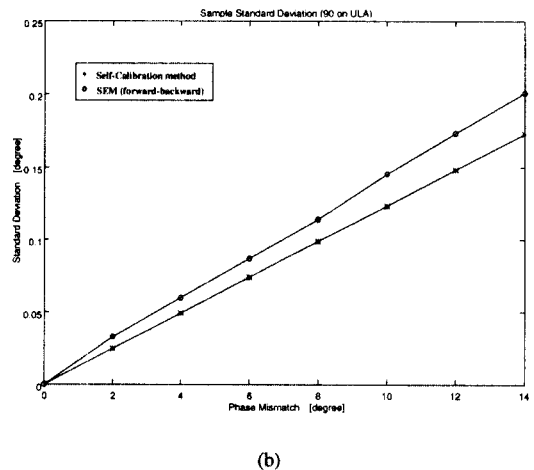
Fig. 1 Results of bearing estimates for two coherent signals at SNR of -5 dB

(a) Convergence behavior

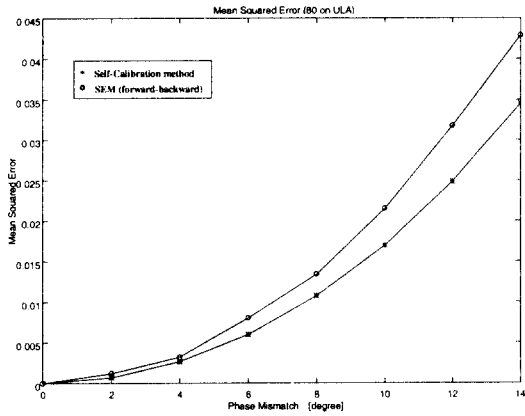
(b) Bearing estimates through 300 independent trials



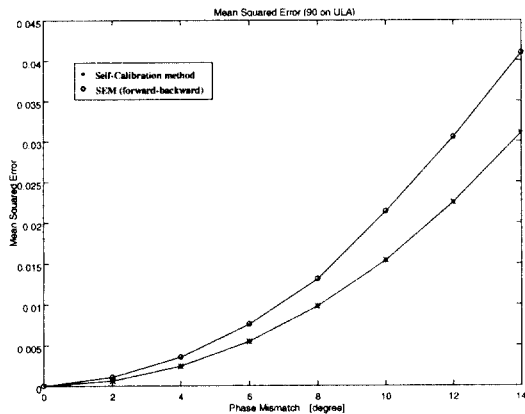
(a)



(b)



(c)



(d)

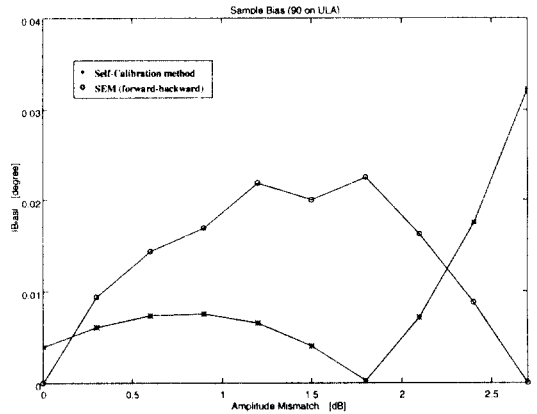
그림 2. 위상부정합 변화에 따른 두 코히어런트 신호에 대한 성능비교 (SNR = 15 dB)

- (a) 표본바이어스 ($\theta_1 = 80^\circ$)
- (b) 표본표준편차 ($\theta_2 = 90^\circ$)
- (c) 평균제곱오차 ($\theta_1 = 80^\circ$)
- (d) 평균제곱오차 ($\theta_2 = 90^\circ$)

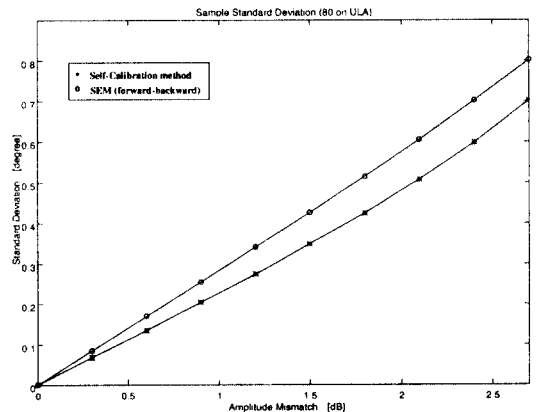
Fig. 2 Comparative performance for two coherent signals with phase mismatch (SNR = 15 dB)

- (a) sample bias ($\theta_1 = 80^\circ$)
- (b) sample standard deviation ($\theta_2 = 90^\circ$)
- (c) mean squared error ($\theta_1 = 80^\circ$)
- (d) mean squared error ($\theta_2 = 90^\circ$)

알고리즘이 순-역방향 SEM에 알고리즘에 비하여 진폭부정합 환경하에서 표본표준편차와 평균제곱오차면에서 우수한 성능을 보이는 것을 알 수 있다. (그림 3(a))에서 진폭 부정합이 1.8 dB 이상인 경우에 신호고유벡터 알고리즘의 표본 바이어스가 작아지는 이유는 진폭 부정합으로 인하여 발생하는 추정오차가 백색잡음으로 인하여 오히려 바이어스를 보정해주는 효과로 나타나기 때문으로 추정되며 (그림 3(d))에서 평균제곱오차는 점점 커지므로, 결국 알고리즘의 성능은 전체적으로 저하되는 것을 볼 수 있다.



(a)



(b)

(그림 3)에서도 (그림 2)에서와 마찬가지로 자체교정

VI. 결 론

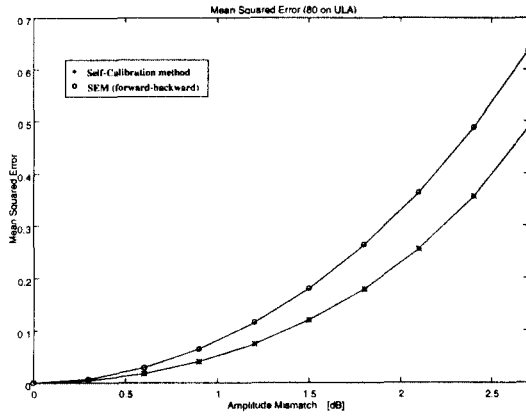
센서의 위상 및 진폭 부정합 오차를 보상해 주므로써 도래각 추정 알고리즘의 성능을 개선하는 방법을 제안하였다. 자체교정 알고리즘은 비교적 작은 섭동을 갖는 채널 이득 및 위상 부정합에 대하여 빠르게 수렴하면서 도래각 추정값을 제공하는 유용한 알고리즘이다. 시뮬레이션을 통하여 위상 및 진폭부정합이 증가할수록 우수하다고 알려진 신호고유벡터 알고리즘에 비하여 제안된 알고리즘이 표본표준편차와 평균제곱오차면에서 월등한 성능을 보여줌을 알 수 있었다. 그러나, 이러한 알고리즘은 낮은 신호대 잡음비와 조합된 부정합의 큰 변동으로 인하여 성능저하가 나타날 수도 있는데 이러한 성능저하의 원인은 고차원의 공간에서 비선형 오차면이 많은 국부최소점 (local minimum) 을 갖고 있을 경우에 결국 원하지 않는 국부최소점으로 수렴하는 경향이 있기 때문이라고 추정된다.

감사의 글

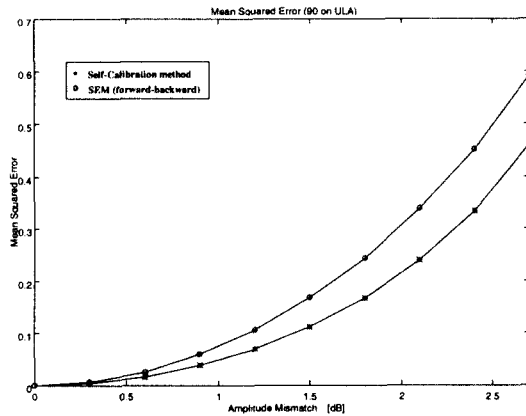
본 연구는 한국과학재단 핵심전문 연구비(961-0921-112-2) 지원으로 수행되었으며 지원에 감사를 드립니다.

참 고 문 헌

1. Y. Rockah, P. M. Schultheiss, "Array shape calibration using sources in unknown locations-Part I :Far-field sources," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. ASSP-35, no. 3, pp. 286-299, March, 1987.
2. H. Wang and M. Kaveh, "Coherent signal-subspace processing for the detection and estimation of angles of arrival of multiple wide-band sources," *IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 33, no. 4, pp. 823-831, August 1985.
3. J. A. Cadzow, Y. S. Kim and D. C. Shiue, "General direction-of-arrival estimation : A signal subspace approach," *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-25, no. 1, pp. 31-47, January 1989.
4. J. A. Cadzow, "Spectral estimation : An overdetermined rational model equation approach," *Proc. IEEE*, vol. 70, pp. 907-939, September 1982.



(c)



(d)

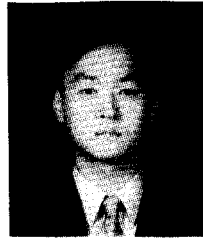
그림 3. 진폭부정합 변화에 따른 두 코히어런트 신호에 대한 성능비교 (SNR = 15 dB)

- (a) 표본바이어스 ($\theta_2 = 90^\circ$)
- (b) 표본표준편차 ($\theta_1 = 80^\circ$)
- (c) 평균제곱오차 ($\theta_1 = 80^\circ$)
- (d) 평균제곱오차 ($\theta_2 = 90^\circ$)

Fig. 3 Comparative performance for two coherent signals with amplitude mismatch (SNR = 15 dB)

- (a) sample bias ($\theta_2 = 90^\circ$)
- (b) sample standard deviation ($\theta_1 = 80^\circ$)
- (c) mean squared error ($\theta_1 = 80^\circ$)
- (d) mean squared error ($\theta_2 = 90^\circ$)

5. A. J. Weiss and B. Friedlander, "Array shape calibration using sources in unknown location - A maximum likelihood approach," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. ASSP-37, no. 12, pp. 1985-1966, December, 1989.
6. J. A. Cadzow, "A general multiple source location algorithm," *IEEE Trans on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. ASSP-38, pp. 1110-1125, July, 1990.
7. R. Kumaresan and D. W. Tufts, "Estimating the angle of arrival of multiple plane waves," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. AES-19, pp. 136-139, January, 1983.
8. J. A. Cadzow, "A high resolution direction-of-arrival algorithm for narrowband coherent and incoherent sources," *IEEE Trans. Acoust Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-36, pp. 965-979, July, 1988.



정회원
 1996년 2월: 경희대학교 전파공학과 (공학사)
 1998년 2월: 경희대학교 대학원 전파공학과 (공학석사)
 1998년 3월~현재: 경희대학교 정보시스템공학연구소 연구원

※ 주관심분야: 레이더/소나신호처리, 스펙트럼 추정 등
 E-mail : sm706@chollian.net

오효성(Hyo-Sung Oh) 정회원
 1986년 2월: 경희대학교 전자공학과 (공학사)
 1991년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학석사)
 1986년~현재: LG정밀 연구소 선임연구원
 ※ 주관심분야: 수중음향 신호처리, 방향탐지 등
 E-mail : hsoh@mail.lgp.lg.co.kr



김영수(Young-Soo Kim) 종신회원
 1981년 2월: 연세대학교 전자공학과(공학사)
 1983년 2월: 연세대학교대학원 전자공학과(공학석사)
 1988년 12월: Arizona State University 전기공학과 (공학박사)

1985년 5월~1986년 5월: Consultant, Signal-System Technology Inc., U. S. A..
 1986년 6월~1988년 12월: Research Associate, Arizona State University.
 1989년 3월~1992년 8월: ETRI 전파기술부, 전파응용 연구실, 실장.
 1992년 9월~1996년 8월: 경희대학교 전파공학과 조교수.
 1996년 9월~현재: 경희대 전자전산전파 공학부 부교수.
 ※ 주관심분야: 레이더/소나신호처리, 이동통신, 스펙트럼 추정, 적응필터 등
 E-mail : yskim@nms.kyunghee.ac.kr