

다중 인코히어런트 평면파의 도래각 추정을 위한 고분해능 알고리즘

정희원 김 영 수*, 이 성 윤*

High-Resolution Algorithm for Direction Finding of Multiple Incoherent Plane Waves

Young-Soo Kim*, Seong-Yun Lee* *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 등간격 선형어레이로 입사하는 다중 인코히어런트 평면파의 도래각을 추정하기 위하여 신호부각법과 결합된 MUSIC(SE-MUSIC)을 제안한다. 제안된 SE-MUSIC 알고리즘은 다음 두가지 과정을 중심으로 이루어진다. (i) 먼저 이상적인 공분산행렬이 갖는 특성을 가지며 Frobenius norm 면에서 추정된 공분산행렬에 가장 가까운 부각된 행렬을 찾고 (ii) 다음으로 부각된 행렬에 MUSIC 방법을 적용하여 입사신호의 도래각을 추정한다. 낮은 신호대 잡음비 환경에서도 제안된 SE-MUSIC이 기존의 MUSIC보다 분해능면이나 통계적 성능면에서 우수한 성능을 제공함을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 알 수 있었다.

ABSTRACT

In this paper, we propose a Multiple Signal Classification(MUSIC) in conjunction with signal enhancement (SE-MUSIC) for solving the direction-of-arrival estimation problem of multiple incoherent plane waves incident on a uniform linear array. The proposed SE-MUSIC algorithms involve the following main two-step procedure : (i) to find the enhanced matrix that possesses the prescribed properties and which lies closest to a given covariance matrix estimate in the Frobenius norm sense and (ii) to apply the MUSIC to the enhanced matrix. Simulation results are illustrated to demonstrate the better resolution and statistical performance of the proposed method than MUSIC at lower SNR.

I. 서론

여러 분야에서 제기되는 신호처리에 관련된 대표적인 문제중의 하나는 잡음에 오염되어 왜곡된 측정신호로부터 원 신호를 복구하는 작업이다. 신호부각법^[1]은 측정된 신호를 이론적인 특성을 갖도록 하기 위하여 약간씩 수정하는 과정을 포함한다.

본 논문에서는 신호부각법을 이용하여 등간격 선형어레이로 입사하는 신호의 도래각을 효율적으로 추정하기 위한 새로운 알고리즘을 제안한다. 이 방법은 공간 공분산 추정값을 가능한한 이상적인 공

분산행렬로 변환시킨 뒤 Schmidt의 MUSIC^[2,3]을 적용한 방법으로써 본 논문에서는 앞으로 SE-MUSIC(Signal Enhanced-MUSIC)으로 명명한다. 여기서 이상적인 공분산행렬은 잡음이 없는 공분산행렬을 의미하며 이 행렬은 어떤 특정한 성질을 갖게 된다. 등간격 선형 어레이의 공분산 행렬은 Toeplitz 구조를 가지며, positive semidefinite 성질과 고유특성을 가지게 된다. 그러나, 공분산 행렬을 추정할 때 여러 가지 이유로 인하여 그러한 모든 성질을 가질 수는 없다. 신호부각 알고리즘은 다음의 두가지 과정으로 이루어진다. (i) Frobenius norm을

* 경희대학교 전자정보학부 전파전공(yskim@nms.kyunghee.ac.kr)
논문번호 : 99248-0616, 접수일자 : 1999년 6월 16일

이용해 주어진 공분산 행렬로부터 위에 언급된 성질을 갖는 가장 가까운 부각된 행렬을 찾고, (ii) 부각된 행렬을 가지고 도래각 추정 알고리즘(MUSIC 등)을 적용하는 것이다. 이 신호부각법과 결합된 도래각 추정 방법은 부각법을 적용하지 않은 방법과 비교하였을 때 향상된 도래각 추정값을 제공함을 알 수 있다.

II절에서는 신호의 모델 및 MUSIC 알고리즘에 대해 고찰하고, III절에서 신호부각법의 특성을 살펴본다. IV절에서는 제안한 SE-MUSIC 알고리즘의 이론적인 유도과 연산방법을 기술하고, V절에서는 시뮬레이션을 통하여 제안된 SE-MUSIC의 통계적 성능을 MUSIC 방법과 비교 분석하였다.

II. MUSIC 알고리즘의 고찰

1. 신호모델

3차원 공간상에 센서 위치벡터 $\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2, \dots, \mathbf{z}_M$ 에 놓여있는 M 개의 등방성 센서로 구성되어 있는 어레이로 방향벡터 $\mathbf{k}_1, \mathbf{k}_2, \dots, \mathbf{k}_N$ 방향으로부터 N 개의 협대역 신호가 입사한다고 가정하면 \mathbf{k}_n ($1 \leq n \leq N$) 방향신호들에 대한 m ($1 \leq m \leq M$) 번째 센서 \mathbf{z}_m 에서 수신된 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x_m(t) = \sum_{n=1}^N g_n(t) e^{j(\omega_0 \tau_n(m) + \varphi_n)} + \eta_m(t) \quad (1)$$

$$\tau_n(m) = \frac{\mathbf{z}_m \cdot \mathbf{k}_n}{c} \quad (2)$$

$$\mathbf{k}_n = [\cos \phi_n \cos \theta_n \quad \cos \phi_n \sin \theta_n \quad \sin \phi_n]' \quad (3)$$

여기에서 ω_0 는 반송주파수인 중심 라디안 주파수 ($2\pi f_0$), c 는 신호의 전파속도, φ_n 는 n 번째 신호의 랜덤위상, $g_n(t)$ 는 n 번째 신호의 포락선 크기, $\eta_m(t)$ 는 m 번째 센서의 부가성 잡음이다. 윗식에서 ϕ 는 양각, θ 는 방위각을 나타내며, “ \cdot ”은 전치행렬(transpose) 연산자를 나타낸다.

식(1)을 벡터 형태로 표시하면 다음과 같다.

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{S} \mathbf{g}(t) + \boldsymbol{\eta}(t) \quad (4)$$

여기서 사용된 변수들은 각각 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)]' \in \mathbb{C}^M$$

$$\mathbf{S} = [\mathbf{s}(\omega_0, \mathbf{k}_1), \mathbf{s}(\omega_0, \mathbf{k}_2), \dots, \mathbf{s}(\omega_0, \mathbf{k}_N)]$$

$$\mathbf{s}(\omega_0, \mathbf{k}_n) = [e^{j\omega_0 \tau_n(1)}, e^{j\omega_0 \tau_n(2)}, \dots, e^{j\omega_0 \tau_n(M)}]' \in \mathbb{C}^M$$

$$\mathbf{g}(t) = [g_1(t) e^{j\varphi_1}, g_2(t) e^{j\varphi_2}, \dots, g_N(t) e^{j\varphi_N}]' \in \mathbb{C}^N$$

$$\boldsymbol{\eta}(t) = [\eta_1(t), \eta_2(t), \dots, \eta_M(t)]' \in \mathbb{C}^M$$

윗식에서 행렬 \mathbf{S} 는 $M \times N$ 스티어링 행렬로서 각 열은 스티어링 행렬 $\mathbf{s}(\omega_0, \mathbf{k}_n)$ 로 구성되어 있으며 서로 선형독립 관계를 갖는다.

신호의 공간 공분산 행렬은 도래각 추정은 물론 입사 평면파 신호의 갯수를 추정하는데 매우 유용한 도구로 사용된다. 어레이의 $M \times M$ 공간 공분산 행렬은 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= E[\mathbf{x}(t) \mathbf{x}^*(t)] \\ &= \mathbf{S} \mathbf{R}_g \mathbf{S}^* + \sigma^2 \mathbf{R}_\eta \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 E 는 기대값을 “ $*$ ”는 복소 전치행렬 연산자를 나타낸다.

윗식에서 $N \times N$ 신호 공분산 행렬 \mathbf{R}_g 와 $M \times M$ 잡음 공분산행렬 \mathbf{R}_η 는 각각 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{R}_g = E[\mathbf{g}(t) \mathbf{g}^*(t)] \quad (6)$$

$$\sigma^2 \mathbf{R}_\eta = E[\boldsymbol{\eta}(t) \boldsymbol{\eta}^*(t)] \quad (7)$$

M 개의 등간격 센서로 이루어진 선형어레이로 N 개의 인코더러턴트 신호가 입사한다는 가정 하에서 이상적인 공간 공분산 행렬 \mathbf{R} 은 다음과 같은 3가지 성질을 가짐은 잘 알려져 있다^[1,2].

- (1) \mathbf{R} 의 가장 작은 고유값은 센서의 잡음 전력 σ^2 과 같으며 $M-N$ 개가 있다.
- (2) \mathbf{R} 은 Toeplitz 행렬이다.
- (3) \mathbf{R} 은 Hermitian positive semidefinite 행렬이다.

2. MUSIC

1981년 Schmidt에 의해 발표된 이 방법은 고유값 고유벡터 분석이 도래각 추정문제의 해결을 위한 중요한 도구로써 사용될 수 있음을 보여 주었다. 공간공분산행렬 \mathbf{R} 을 고유특성 정의를 이용해 다음과 같이 쓸 수 있다^[4].

$$\mathbf{R} \mathbf{v}_m = \lambda_m \mathbf{R}_\eta \mathbf{v}_m^* \quad 1 \leq m \leq M \quad (8)$$

여기서 \mathbf{v}_m 은 \mathbf{R} 의 고유값 λ_m 에 대응하는 고유

벡터를 의미한다. 식(5)를 식(8)에 대입하여 정돈하면 다음과 같다.

$$SR_g S^* \mathbf{v}_m = (\lambda_m - \sigma^2) R_y \mathbf{v}_m \quad (9)$$

여기서 $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_N > \lambda_{N+1} = \dots = \lambda_M = \sigma^2$ 이다. 잡음 부공간을 span 하는 $M-N$ 개의 고유벡터를 이용하여 식(9)를 표현하면 다음과 같다^[5].

$$SR_g S^* \mathbf{v}_m = 0 \quad N+1 \leq m \leq M \quad (10)$$

$$\mathbf{s}(\omega_0, \mathbf{k}_n)^* \mathbf{v}_m = 0 \quad N+1 \leq m \leq M \quad (11)$$

신호의 방향은 다음과 같은 식의 침투값을 이용하여 구할 수 있다.

$$F(\mathbf{k}) = \left(\sum_{m=N+1}^M |\mathbf{s}(\omega_0, \mathbf{k}_n)^* \mathbf{v}_m|^2 \right)^{-1} \quad (12)$$

III. 신호부각법

1. 기본개념

그림 1은 신호요소들의 집합 X 와 특성집합 S_k 에 대한 개념도이다.

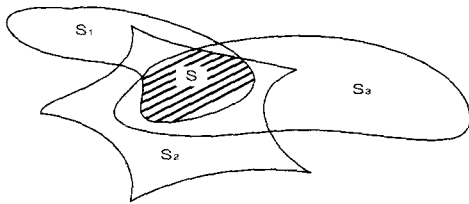


그림 1. 특성집합 S_1, S_2, S_3 의 기하학적 설명

신호부각법은 이상적인 특성집합 요소 중에서 주어진 신호에 가장 가까운 요소를 찾는 것이다. 주어진 신호 x 에 가장 근사하는 신호 $y \in S$ 는 최적화 문제를 푸는 것으로 얻어진다.

$$\inf_{y \in S} d(x, y) \quad (13)$$

여기서 “inf”는 극한 연산자이다. 대부분의 응용에서 동시에 각 특성 집합 S_1, S_2, \dots, S_k 과 식(13)을 만족하는 신호 표현을 찾는 것은 매우 어려운 일이다.

식(13)의 최소화 문제의 해를 쉽게 구하기 위해서는 식(14)과 같이 전체 문제를 각 개개의 특성

집합과 관련된 K 개의 부분문제로 나누는 것이 유용하다.

$$\inf_{y \in S_k} d(x, y) \quad (14)$$

식(14)의 신호 x 을 최소화 문제의 해집합 $G_k(x)$ 으로 매핑할 수 있다.

$$G_k: x \rightarrow G_k(x) \quad (15)$$

이 매핑은 보통 점 대 집합 매핑이며 복합 특성 매핑 G 는 각 신호 특성 매핑의 연속적인 수행으로 이루어진다.

$$G = G_K G_{K-1} \dots G_2 G_1 \quad (16)$$

또한 복합 특성 매핑 G 도 보통 점 대 집합 매핑이다. 일반적인 신호 x_m 과 결합된 신호부각 알고리즘은 다음과 같이 나타내어진다.

$$x_{m+1} = G_K G_{K-1} \dots G_2 G_1 x_m \quad \text{for } m \geq 0 \quad (17)$$

2. 행렬의 특성매핑

이상적인 공분산 행렬 R 은 인코히어런트 평면과에서 이론적으로 rank N 을 갖으며 이와 관련된 이론은 (정리 1)과 (정리 2)에 주어져 있다.

(정리 1) $\|R - R^{(N)}\|_F$ 이 최소화되는 rank N 을 갖는 최적화된 행렬 $R^{(N)}$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$R^{(N)} = \sum_{k=1}^N \sigma_k \mathbf{u}_k \mathbf{v}_k^* \quad (18)$$

여기서 R 은 다음과 같다.

$$R = \sum_{k=1}^M \sigma_k \mathbf{u}_k \mathbf{v}_k^* \quad (19)$$

σ_k 은 양의 실수값이고 내림차순 ($\sigma_k \geq \sigma_{k+1}$)으로 되어 있다. \mathbf{u}_k 와 \mathbf{v}_k 은 각각 행렬 R 의 $M \times 1$ 정규직교 좌측과 우측 singular 벡터이다.

$A \in \mathbb{C}^{M \times M}$ 인 행렬의 Frobenius norm은 다음과 같이 정의된다.

$$\|A\|_F = \left[\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M |a(i, j)|^2 \right]^{1/2} \quad (20)$$

(정리 1)의 증명은 [6]에 주어져 있으며 이 행렬 매핑을 연산자 $G^{(N)}$ 으로 표현하면 다음과 같다.

$$R^{(N)} = G^{(M)}(R) \quad (21)$$

실제적 적용에 있어 이 특성 매핑은 신호처리의 다양한 응용에서 신호대 잡음비 증가의 효과를 나타낸다. 즉, 이 매핑에 의해 잡음 고유벡터의 원하지 않는 효과가 감소되어 신호대 잡음비 레벨이 증가되게 된다.

(정리 2) 주어진 행렬 $R \in C^{M \times M}$ 에 대하여 $R_{(N)}$ 을 $(M-N)$ 개의 작은 고유값 ($N < M$)을 갖는 임의의 행렬이라 하자. 이런 구조를 가지며 $\|R - R_{(N)}\|_F$ 을 최소화하는 최적의 행렬은 다음 식으로 구해진다.

$$R_{(N)} = \sum_{k=1}^N \lambda_k \mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^* + \lambda \sum_{k=N+1}^M \mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^* \quad (22)$$

$$= G_{(M)}(R)$$

$$\lambda = \frac{1}{M-N} \sum_{k=N+1}^M \lambda_k \quad (23)$$

여기서, R 의 고유값 λ_k 는 내림차순으로 정렬된 값이고 ($\lambda_k \geq \lambda_{k+1}$), \mathbf{v}_k 는 λ_k 에 대응하는 고유벡터이다. 만약 $\lambda_N \neq \lambda_{N+1}$ 라면 특성매핑 $G_{(M)}$ 은 $R_{(N)}$ 의 유일한 해를 제공한다^[1].

(정리 2)로부터 식(5)으로 주어지는 신호모델식을 고유값-고유벡터 분해하여 잡음의 평균전력 σ^2 이 추정될 수 있음을 알 수 있다. 특성매핑 $G^{(M)}$ 과는 대조적으로 $G_{(M)}$ 은 잡음고유벡터를 유지하고 $(M-N)$ 개의 작은 고유값을 잡음효과를 제거하지 않으면서 같게 만든다.

Toeplitz 구조 행렬은 신호처리 및 시스템 이론에서 매우 중요한 행렬이며 R 의 두 번째 성질과 관련된 이론이 (정리 3)에 주어져 있다.

(정리 3) $C^{M \times M}$ 에 속한 행렬을 R , Hermitian-Toeplitz 행렬의 집합에 속한 행렬을 $R^{(T)}$ 라 하자. $\|R - R^{(T)}\|_F$ 을 최소화하는 $M \times M$ Hermitian-Toeplitz 행렬의 첫 번째 열을 기술하면 다음과 같다.

$$r_i = \frac{1}{M-i} \sum_{k=1}^{M-i} r(k+i, k) \quad \text{for } 0 \leq i \leq M-1 \quad (24)$$

여기서 $r(k, m)$ 은 R 의 성분, r_i 는 $R^{(T)}$ 의 첫 번째 열의 $(i+1)$ 번째 요소를 나타낸다. (정리 3)의

증명은 [1]에 간단히 주어져 있다. 이 행렬 매핑을 연산자 $G^{(T)}$ 를 이용하여 표현하면 다음과 같다.

$$R^{(T)} = G^{(T)}(R) \quad (25)$$

Toeplitz 구조 행렬 접근은 R 의 각 부대각(subdiagonal) 성분의 평균으로 얻을 수 있으며 잡음의 효과를 감소시킬 수 있는 연산이다. 특히, 부가성 백색 가우시안 잡음 환경하의 어떠한 정현파도 이 매핑에 의해 비교적 깨끗하게 잡음이 제거될 수 있다.

3 신호부가법의 수렴

다양한 행렬 특성매핑 중에서 Rank N 근사화와 Toeplitz 구조 행렬 근사화를 순차적으로 적용할 경우에 잡음이 섞인 공분산행렬 추정값이 순차적인 행렬특성 매핑에 의하여 수렴여부를 알아보기 위하여 공분산 행렬 추정값의 singular 값을 조사하였다. 그림 2는 신호부가 알고리즘의 수렴과정을 기하학적으로 해석한 것이다.

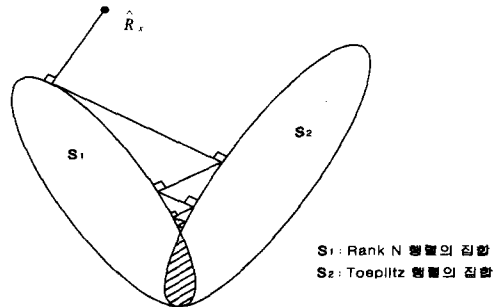


그림 2. 신호부가 알고리즘의 수렴과정

표 1. 부가 시행횟수에 따른 Singular value의 수렴과정

시행 횟수	1	2	3	4	5	6	7	8
0	13.189	5.411	1.050	1.020	0.992	0.975	0.915	0.843
1	13.132	5.514	0.041	0.023	0.017	0.015	0.009	0.004
2	13.131	5.515	0.009	0.004	0.003	0.001	0.001	0.000
3	13.131	5.515	0.004	0.002	0.001	0.001	0.000	0.000
4	13.131	5.515	0.002	0.001	0.001	0.000	0.000	0.000
5	13.131	5.515	0.001	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
6	13.131	5.515	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000

표 1은 2개의 인코더어런트 신호 입사시의 신호 부각 알고리즘의 반복시행횟수에 따른 Singular value 값의 수렴과정을 나타낸 것이다. 이때, 센서의 수는 8개, 데이터수는 1000개, 신호대 잡음비는 0 dB로 하였으며 신호부각법은 Method I을 적용하였다. 신호에 관련된 2개의 큰 Singular value 값은 거의 변화가 없으나 잡음에 관련된 6개의 작은 Singular value는 0으로 수렴됨을 알 수 있다.

IV. SE-MUSIC

신호 부각법을 이용하여 제안한 신호부각 알고리즘 Method I 및 Method II에 대한 이론적인 해석과 알고리즘의 특성에 대해 설명하고 MUSIC에 적용할 경우에 SE-MUSIC으로 명명하였다.

일반적으로 공분산 행렬의 추정값은 앞에서 제시한 3가지 특성을 가지고 있지 않으나 신호부각법과 관련하여 행렬매핑의 적당한 순차적인 조합을 적용하면 알고리즘의 성능은 다른 방법에 비하여 월등할 수 있다. 본 논문에서는 협대역 인코더어런트 평면파의 도래각 추정에 적용할 수 있는 새로운 두가지 방법을 제안한다.

초기 행렬 R_0 은 R의 공간 공분산 행렬 추정값이다.

$$\text{Method I: } R_k = G^{(T)}G^{(M)}(R_{k-1}) \text{ for } k \geq 1 \quad (26)$$

이 접근법에서는 rank N 근사화에 이어 Hermitian-Toeplitz 구조 행렬 근사화를 주기적으로 반복수행한다. 전형적인 반복 수행 방법에 대해 기술하면 매핑 $G^{(M)}$ 을 수행한 후에 $G^{(M)}(R_{k-1})$ 은 대개 앞에서 기술한 Hermitian-Toeplitz 구조 특성을 가지고 있지 않다. Toeplitz 구조를 되찾기 위해 Toeplitz 구조가 아닌 $G^{(M)}(R_{k-1})$ 을 $G^{(T)}$ 매핑하면 $G^{(T)}G^{(M)}(R_{k-1})$ 가 된다. 그러나, $G^{(T)}$ 로 인해서 rank N 특성이 파괴되어 버려서 보통 이상적인 rank N 특성을 가지지 못한다. 그러므로 결국 행렬 특성에 수렴할 때까지 위의 두 과정 처리를 몇 차례 반복한다. 매핑의 수렴을 위해 프로세서의 허용오차 안에서 부각 접근법이 수행되어야 한다.

$$\text{Method II: } R_k = G^{(T)}G_{(M)}(R_{k-1}) \text{ for } k \geq 1 \quad (27)$$

이 방법의 목적도 이론적인 성질을 유지하기 위한 방법이다. 더구나 매핑 $G^{(T)}$ 는 평균처리를 통하

여 신호대 잡음비의 면에서 상당한 개선을 보여준다. 이 알고리즘은 Method I과 유사한 방법으로 수행된다. 이 과정을 관찰하여 보면 $G_{(M)}0$ 을 사용함으로써 공간 공분산행렬을 크게 변경시키지 않기 때문에 가장 유용한 알고리즘으로 생각된다. 여기서 제안한 두 방법은 잡음을 모르는 환경에서도 적용 가능하다.

최종적으로 얻어진 부각 공분산행렬을 이용하여 MUSIC 알고리즘을 적용시킬 경우 SE-MUSIC 방법으로 통계적 성능과 분해능 면에서 매우 우수함을 나타낸다.

V. 시뮬레이션 결과

본 논문에서 제안된 SE-MUSIC의 우수한 성능을 보여 주기 위하여 알고리즘의 통계적 성능을 MUSIC과 비교 분석하였다.

10개의 센서로 구성된 등간격 선형 어레이를 사용하였고 각 센서들간의 간격은 0.5λ로 하였다. 입사신호의 중심주파수는 정규화된 0.25를 사용하였다. 식(1)을 이용하여 스냅샷 데이터를 생성하였으며 제안된 SE-MUSIC과 MUSIC을 시뮬레이션하였다. 신호 부각 접근법의 반복시행은 4회로 하였다. 입사각 표시는 어레이의 직각방향을 0°로 표시하였다.

입사신호는 복소정현파 신호와 평균이 '0'이고 분산이 '1'인 부가성 백색의 정규분포를 갖는 랜덤 잡음이 더해진 형태이다. 두 개의 인코더어런트 신호가 -10°와 -5°로 입사한다고 가정하였다. 공간 스펙트럼을 보여주기 위하여 10번 독립시행을 하였으며 최대값을 0 dB로 정규화하였다. 통계적 성능 분석은 100번의 독립시행을 거쳐 신호대 잡음비에 따른 도래각 추정값을 분석하였고 스냅샷 갯수는 각 독립시행에서 스펙트럼 도시기 1000개, 통계적 성능비교시 800개를 사용하였다.

그림 3은 신호대 잡음비가 -4 dB 일 때의 MUSIC과 SE-MUSIC Method I, Method II의 스펙트럼을 도시하였다. 그림 3으로부터 MUSIC은 두 신호를 분리추정하지 못하였으나 SE-MUSIC Method I, Method II는 분리 추정하는 것을 알 수 있다.

그림 4는 입사각 -5° 일 때의 두 가지 방법을 신호대 잡음비에 따른 표본바이어스, 표본표준편차, 평균제곱오차의 3가지 통계적 성능 분석 척도를 나타내었다. MUSIC은 신호대 잡음비가 -2dB 이하일

때는 분리추정하지 못하고 Method I은 -10 dB에서는 분리추정하지 못하였고 Method II에서는 -10dB 까지도 두 신호를 분리추정하는 것을 알 수 있다. 통계적 성능면에서도 MUSIC에 비해서 SE-MUSIC Method II가 우수한 성능을 제공함을 알 수 있다.

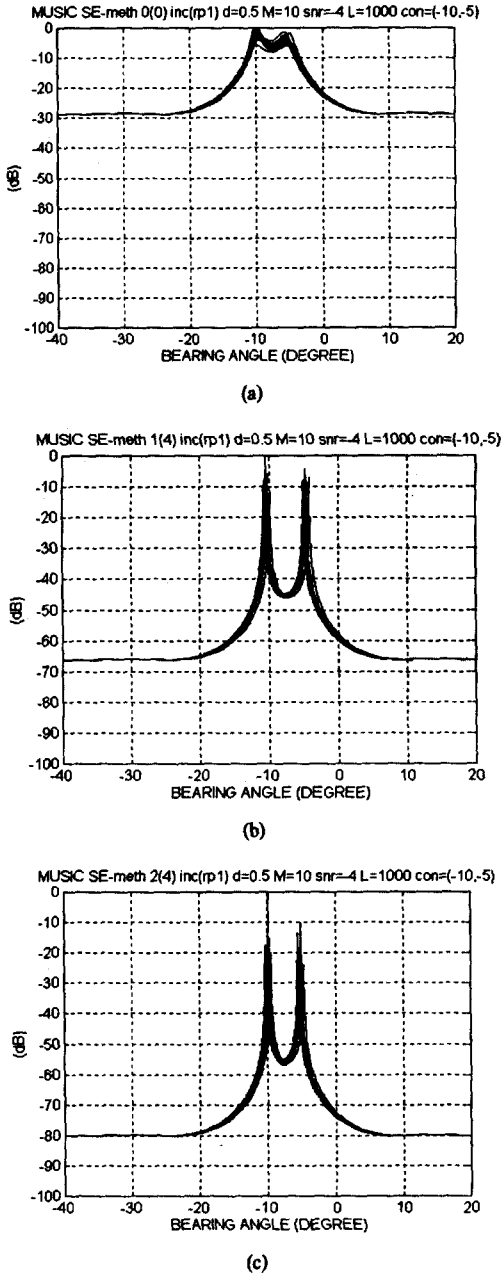


그림 3. 신호대 잡음비 -4 dB에서 두 인코더러턴트 신호의 도래각 추정 스펙트럼
(a) MUSIC (b) SE-MUSIC Method I
(c) SE-MUSIC Method II

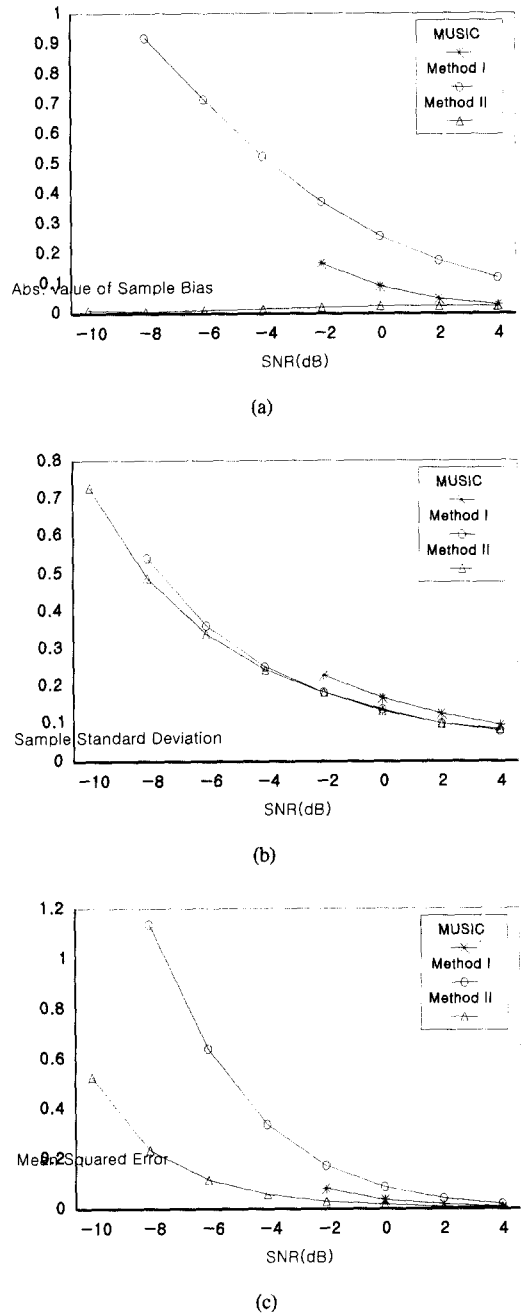


그림 4. 두 인코더러턴트 신호 입사시 신호대 잡음비에 따른 성능비교(-5°)
(a) 표본바이어스 (b) 표본표준편차
(c) 평균제곱오차

VI. 결론

등간격 선형 어레이에 입사하는 인코더러턴트 신호

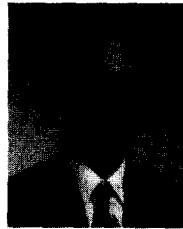
호의 도래각을 효율적으로 추정하기 위한 SE-MUSIC을 제안하였다. 제안한 방법이 행렬 특성 매핑의 주기적 반복 시행을 통해서 신호대 잡음비 향상 효과를 제공함을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 검증하였다. 제안된 알고리즘은 낮은 신호대 잡음비에서도 정확하게 도래각을 분리추정하는 고분해능 특성을 보여줄 뿐만 아니라 표본바이어스, 표본표준 편차와 평균계급오차면에서도 우수한 성능을 보여주는 것을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] J. A. Cadzow, "Signal Enhancement - A Composite Property Mapping Algorithm," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 36, no. 1, pp. 49~62, January 1988.
- [2] R. O. Schmidt, "A signal subspace approach to multiple emitter location and spectral estimation," Ph. D. Dissertation. Stanford University. 1981.
- [3] D. H. Johnson, "The Application of Spectral Estimation Methods to Bearing Estimation Problems," *Proc. IEEE*, vol. 70, pp. 1018-1028, September 1982.
- [4] G. O. Strang, *Linear Algebra and Its Application*, Orlando : Harcourt Brace Jovanovich, 1986.
- [5] J. A. Cadzow, " High resolution direction-of-arrival algorithm for narrowband coherent and incoherent sources," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 36, pp. 965~979, July 1988.
- [6] G. H. Golub and C. F. Van Loan, *Matrix Computations*, Johns Hopkins Univ. Press, Baltimore, 1983.

김 영 수(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, 전파
응용연구실, 실장.
1992년 9월~현재 : 경희대 전자정보학부 부교수.
<주관심 분야> 레이더/소나신호처리, 이동통신, 스
펙트럼 추정, 적응필터 등

이 성 윤(Seong-Yun Lee)

정회원



1998년 2월 : 경희대학교
전파공학과 (공학사)
1998년 3월~현재 : 경희대학교
전파공학과 석사과정

<주관심 분야> 레이더/소나신호처리, 스펙트럼 추정,
위치추정 등