

등간격 선형어레이로 입사하는 광대역 인코히어런트 신호의 새로운 방향탐지 알고리즘

정회원 김 영 수*

A New Direction Finding Algorithm for Resolving Broadband Incoherent Signals Incident on a Uniform Linear Array

Young-Soo Kim* *Regular Member*

요 약

등간격 선형어레이로 입사하는 광대역 인코히어런트 신호의 도래각을 효율적으로 추정하는 새로운 알고리즘을 제안한다. 변환행렬을 구성하기 위하여 CSM 방법이 초기 추정각을 요구하는 반면에 제안된 방법은 전혀 초기 추정각을 필요로 하지 않는다. 이 방법의 연산과정은 먼저 신호부각 방법에 의하여 중심주파수에서의 신호 부공간을 추정한 다음 신호 부공간회전방법을 통한 직교변환행렬을 구성하는 것이다. 시뮬레이션 결과 제안된 방법이 CSM 방법 보다 표본바이어스면에서 우수한 성능을 제공함을 알 수 있었다.

ABSTRACT

In this paper, a new algorithm is proposed for resolving multiple broadband incoherent sources incident on a uniform linear array. The proposed method dose not require any initial estimates for finding the transformation matrix, while the Coherent Signal-Subspace Method (CSM) proposed by Wang and Kaveh requires preliminary estimates of multigroup source location. An effective procedure is derived for finding the enhanced spectral density matrix at the center frequency using signal enhancement approach and then constructing a common signal subspace by selecting a unitary transformation matrix which is obtained via rotation of signal subspace method. The proposed approach is found to provide superior performance relative to that obtained with the CSM method in terms of sample bias of direction-of-arrival estimates.

I. 서 론

최근에 대역확산통신, 소나 및 레이더 등에서 광대역 신호분석에 관한 연구가 지대한 관심을 가지고 진행되어 왔으며 그 중에서 공간 스펙트럼 추정은 목표물 또는 신호발사원의 위치를 탐지하기 위한 중요한 연구테마로 대두되었다.

Wax et al.은 신호의 대역을 협대역으로 나누어서 각 협대역 신호에 대한 공간 공분산 행렬의 고유특성을 계산하여 그 공간 스펙트럼 추정값을 평균 취하였

다[1]. 이러한 방법은 많은 계산량을 요구할 뿐만 아니라, 분해능면에서 협대역 알고리즘의 성능보다 크게 월등한 것은 아니다. Buckley와 Griffiths는 이 두 신호가 공간적으로 가까이 있을 경우 각 주파수에서 공간스펙트럼을 추정하여 광대역 신호의 도래각을 탐지하는 방법이 코히어런트 신호부공간 방법보다 결코 효율적이지 못함을 발표하였다[2].

이러한 문제는 각 협대역 주파수와 관련한 신호 대 잡음비가 두 신호를 분리시키기에 충분히 크지 않는 경우에 자주 발생할 수 있다. 더 나아가 각 주파수에

* 경희대학교 전자전산전파공학부(yskim@nms.kyunghee.ac.kr)

논문번호 : 97057-0214, 접수일자 : 1997년 2월 14일

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

서 형성되는 신호부공간이 서로 다르기 때문에 협대역 알고리즘의 효율적인 적용을 위해서는 신호부공간의 변환이 필요하다.

이러한 문제점을 해결하기 위해 Wang과 Kaveh가 CSM (Coherent Signal Subspace Method)방법을 발표하였다[3]. 이 방법은 변환행렬을 이용하여 각 주파수에서의 신호부공간을 하나의 공통된 신호부공간으로 변환시켜 주파수 영역에서 공간 공분산 행렬을 평균시킴으로써 높은 분해능을 보여주었다. 그러나 이 방법의 단점은 변환행렬을 구성하기 위하여 전처리 과정을 요구하고 초기 추정값을 필요로 한다는 점이다. 더 나아가 입사신호의 도래각이 초기 추정값의 근처에 있을 경우에만 높은 성능을 나타내고 그렇지 않은 경우에는 추정값이 큰 바이어스를 나타낸다. 그러나 Wang과 Kaveh의 방법은 기존 인코히어런트 신호부공간 방법보다 우수한 성능을 갖는 최초의 코히어런트 신호부공간 방법이라는 점에서는 매우 효율적인 알고리즘이다. CSM의 단점을 극복하기 위하여 최근에 Spatial Resampling 방법[4]과 Shaw와 Kumaresan의 bilinear transformation 방법[5]이 발표되었다.

본 논문에서는 초기추정값을 요구하는 CSM의 단점을 극복할 수 있는 Rotation of signal subspace via Signal Enhancement (ROSE) 방법을 제안한다. 신호부각을 이용한 신호부공간회전 방법으로서 광대역신호의 도래각을 추정할 경우 초기추정값을 전혀 필요로 하지 않는 장점이 있다. 제안된 알고리즘의 기본개념은 직교변환행렬을 이용하여 한 신호부공간을 다른 신호부공간으로 회전시키는 것이다. 이러한 직교행렬은 여러 가지 중요한 성질을 가지고 있으며 그 중에 가장 중요한 성질은 원신호를 변환시켰을 경우 변환된 신호의 평균전력을 전혀 변경시키지 않는다는 점이다. II절에서는 입사평면파 신호의 모델과 어레이 공분산 행렬에 대한 특성을 살펴본다. III절에서는 본 논문에서 제안하는 알고리즘을 이론적으로 유도하였으며 제안된 알고리즘의 통계적 성능을 검증하기 위하여 IV절에 시뮬레이션 결과를 보여주었다.

II. 광대역 신호모델

어레이 신호처리에서 자주 사용되는 신호모델과 신호의 공분산행렬에 대하여 간단히 살펴본다. 이 신호모델은 대수학적 접근을 기본으로 하고 있으며 방향탐지 시스템에서의 도래각 추정에 관한 이론적인 분석은 다음에 주어진 가정을 토대로 전개된다.

- (i) 어레이 센서는 등방성이다(균일한 이득과 위상천이는 0).
- (ii) 입사 평면파 신호의 대부분 전력(또는 에너지)은 중심주파수 ω_0 에 위치하고 있으며 신호의 진파속도는 상수 "c"이다.
- (iii) 부가성 잡음은 수신기 잡음과 외부 잡음을 모두 포함하며 잡음 스펙트럼밀도행렬 "P_n"는 알려져 있다.
- (iv) 평면파 신호와 부가성 잡음은 평균값이 0인 W.S.S(Wide-sense stationary)이며 서로 상호상관이 영인 에르고딕 복소 가우시안 랜덤과정이다.

앞에서 언급한 가정을 토대로 m번째 센서에서 수신된 복소포락선 신호를 표시하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x_m(t) = \sum_{n=1}^N f_n(t + \tau_n(m)) \exp[j(\omega_0 \tau_n(m) + \varphi_n)] + \eta_m(t) \quad (1)$$

$$\tau_n(m) = k_n \cdot z_m / c \quad 1 \leq m \leq M$$

$$k_n = [\cos \psi \cos \theta, \cos \psi \sin \theta, \sin \psi]^T$$

여기서, z_1, z_2, \dots, z_M 는 센서 위치벡터, k_1, k_2, \dots, k_N 는 입사신호의 방향벡터, φ_n 는 n번째 신호의 랜덤위상, $\eta_m(t)$ 는 m번째 센서에서의 부가성 잡음이다. ψ 는 양각이고, θ 는 방위각을 나타내며, " \cdot "는 전치행렬 연산자를 나타낸다. 도래각 추정문제는 결국 식(1)에서 시간지연함수인 $\tau_n(m)$ 을 추정하는 것이다.

광대역 신호인 경우 주파수 영역의 모델이 유용하므로 m번째 센서에서 수신된 신호의 푸리에변환을 구하면 다음과 같다.

$$x_m(\omega) = \sum_{n=1}^N F_n(\omega) e^{j\varphi_n} \cdot \exp[j(\omega + \omega_0) \tau_n(m)] + \eta_m(\omega) \quad (2)$$

$F_n(\omega)$ 와 $\eta_m(\omega)$ 는 각각 $f_n(t)$ 와 $\eta_m(t)$ 의 푸리에변환을 나타낸다.

위의 식을 M개의 센서에 대한 벡터형태로 표시하면 협대역 신호의 벡터형태와 마찬가지로 다음과 같이 주어진다.

$$x(\omega) = S(\omega) \cdot f(\omega) + \eta(\omega) \quad (3)$$

여기서 $\underline{y}(\omega)$ 는 $M \times 1$ 열 벡터로서 센서의 잡음 벡터를 나타낸다.

$$f(\omega) = [F_1(\omega)e^{j\phi_1}, F_2(\omega)e^{j\phi_2}, \dots, F_N(\omega)e^{j\phi_N}] \in \mathbb{C}^{N \times N}$$

$$s(\omega, k_n) = [e^{j(\omega - \omega_0)\tau_s(1)}, e^{j(\omega + \omega_0)\tau_s(2)}, \dots, e^{j(\omega + \omega_0)\tau_s(M)}] \in \mathbb{C}^M$$

$$S(\omega) = [s(\omega, k_1), s(\omega, k_2), \dots, s(\omega, k_N)] \in \mathbb{C}^{M \times N}$$

광대역 신호모델을 이용하면 $P_x(\omega)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$P_x(\omega) = S(\omega)P_f(\omega)S(\omega)^* + \sigma^2(\omega)P_\eta(\omega) \quad (4)$$

여기서

$$P_f(\omega) = E[f(\omega)f(\omega)^*]$$

$$\sigma^2(\omega)P_\eta(\omega) = E[\underline{y}(\omega)\underline{y}(\omega)^*]$$

최근에 고유값-고유벡터 특성은 도래각 추정문제를 해결하는데 좋은 분석도구로서 사용되어 왔다. Matrix pencil ($P_x(\omega)$, $P_\eta(\omega)$)의 일반화된 고유치-특성의 정의를 이용하면 다음과 같다.

$$P_x(\omega)\underline{e}_m(\omega) = \lambda_m(\omega)P_\eta(\omega)\underline{e}_m(\omega) \quad (5)$$

여기서 $P_\eta(\omega)$ 가 rank K를 가질 경우 고유치를 내림차순으로 배열하면

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

가 되며, 위의 관계식으로부터 다음과 같은 성질을 얻을 수 있다.

$$S(\omega)P_f(\omega)S^*(\omega)\underline{e}_m(\omega) = (\lambda_m(\omega) - \sigma^2(\omega))P_\eta(\omega)\underline{e}_m(\omega)$$

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

III. 새로운 변환행렬 추정방법

지금까지 발표된 광대역 도래각 추정 알고리즘들은 코히어런트 신호부공간 처리에서 사용되는 변환행렬을 어떻게 효율적으로 구할 것인가에 국한되었으며 그 방법은 크게 두가지로 분류될 수가 있다. 전처리

과정을 통하여 초기 추정각을 구한 다음 변환행렬을 구하는 경우와 초기추정각 없이 변환행렬을 직접 구하는 방법이다. 본 논문에서 제안하는 방법은 후자의 경우로서 신호부각과 신호부공간회전을 이용하여 직교변환행렬을 구하는 ROSE 알고리즘으로서 이 절에서 이론적으로 유도하고 분석하고자 한다.

1. 코히어런트 신호부공간 처리

광대역신호의 도래각 추정시 각 주파수 성분에서 형성되는 신호부공간은 서로 다르기 때문에 각 신호부공간을 하나의 공통된(코히어런트) 신호부공간으로 변환시켜 평균 취해줌으로써 성능을 개선시키는 방법을 말한다. 이와같은 과정을 이론적으로 기술하면 다음과 같은 정리로 요약될 수 있다.

최소제곱문제 : 스티어링 행렬 $S(\omega_0)$ 와 $S(\omega_j)$ 주어졌을 때 $\|S(\omega_0) - TS(\omega_j)\|_F$ 을 최소화 할 수 있는 변환행렬 T 를 구한다. 여기서 $j=1, 2, 3, \dots, J$ 이며, J 는 대역내에 있는 협대역 주파수의 개수를 나타낸다. 즉,

$$\min_T \|S(\omega_0) - TS(\omega_j)\|_F \quad (7)$$

여기서 $\|\cdot\|_F$ 는 Frobenius norm을 나타내며, 임의의 행렬 A 의 Frobenius norm은 다음과 같이 주어진다.

$$\|A\|_F = \left[\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N |a(i, j)|^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad A \in \mathbb{C}^{M \times N} \quad (8)$$

위의 문제를 효율적으로 해결하기 위해서는 스티어링 행렬 $S(\omega)$ 와 변환행렬 T 를 운용자가 알아야 하나 실제적으로 $S(\omega)$ 와 T 는 입사신호 도래각의 함수이므로 정확히 알 수가 없다. CSM 방법은 이를 해결하기 위하여 등간격 선형어레이로 입사하는 신호의 방향각 근처에 있는 초기추정각을 사용하여 변환행렬 T 를 다음과 같이 구성하였다.

$$T(\omega_0, \omega_j) = \text{diag}[1, e^{j(\omega_0 - \omega_j)\tau^1}, \dots, e^{j(\omega_0 - \omega_j)(M-1)\tau^1}] \quad (9)$$

여기서 $\tau^1 = d \cos \theta^1 / c$ 이고 θ^1 과 d 는 각각 초기 방위각 추정값과 안테나 간격을 표시한다. 그러나 이 방법은 전처리과정을 요구할 뿐 아니라 도래각 추정시 불가피하게 바이어스 현상을 보여준다.

2. 신호부각방법

본 논문에서 제안하는 방법의 기본개념은 스티어링 행렬 $S(\omega)$ 대신에 스펙트럼밀도 행렬 $P_x(\omega)$ 를 사용하고 Range of $S(\omega_0)$ 에 가장 가까운 신호 부공간을 $P_x(\omega_0)$ 로 부터 추정한 다음 위의 과정을 수행하는 것이다. $P_x(\omega_0)$ 를 이용하여 Range of $S(\omega_0)$ 를 구하는 과정은 잡음이 없는 경우에 $P_x(\omega_0)$ 가 가지고 있는 성질을 이용한다. M개의 등간격 센서 어레이로 입사하는 N개의 인코히어런트 신호의 스펙트럼밀도 행렬 $P_x(\omega_0)$ 는 다음과 같은 두가지 성질을 가지고 있다.

- (1) $P_x(\omega)$ 는 Hermitian-Toeplitz 행렬이다.
- (2) (M-N)개의 작은 고유값은 센서 잡음전력 σ^2 을 갖는다.

그러나 한정된 표본데이터로 부터 $P_x(\omega_0)$ 를 추정하는 경우 위의 두 성질을 완전히 만족하지 못하므로 우리는 효율적인 방법을 이용하여 두 성질을 만족하는 스펙트럼 밀도 행렬 $P_{TN}(\omega)$ 를 추정해야 한다. 이에 대한 효율적인 방법으로서 Cadzow가 Signal Enhancement Approach를 발표하였다[6].

즉,

$$\min_{P_{TN}(\omega_0)} \|P_x(\omega_0) - P_{TN}(\omega_0)\|_F \quad (10)$$

를 만족하는 $P_{TN}(\omega_0)$ 는 성질(1)을 갖는 $P_T(\omega_0)$ 를 구하는 과정과 성질 (2)를 갖는 $P_N(\omega_0)$ 를 구하는 과정을 반복적으로 수행함으로써 추정할 수 있다. $P_T(\omega_0)$ 와 $P_N(\omega_0)$ 를 구하기 위한 신호부각 알고리즘을 간단히 검토해본다.

정리 1: $P_x(\omega)$ 를 $M \times M$ 행렬이라고 하면 $\|P_x(\omega) - P_N(\omega)\|_F$ 를 최소화하는 차수 N인 $P_N(\omega)$ 는 다음과 같이 주어진다[7].

$$P_N(\omega) = \sum_{k=1}^N \sigma_k \underline{u}_k \underline{u}_k^* \quad (11)$$

여기서 $N \leq M$ 이고 σ_k 는 0 또는 양수의 singular value 이고 $\sigma_k \geq \sigma_{k+1}$, 그리고 \underline{u}_k 와 \underline{v}_k 는 각각 직교벡터인 left singular vector와 right singular vector를 나타낸다. 이와같은 연산은 행렬 연산자 G_N 를 이용하여 다음과 같이 표시될 수 있다.

$$P_N(\omega) = G_N(P_x(\omega))$$

이와같은 연산은 실제적으로 신호 대 잡음비를 증가시키는 효과를 나타낸다.

정리 2: $P_x(\omega)$ 는 $M \times M$ 복소행렬이고 $P_T(\omega)$ 를 Hermitian-Toeplitz 행렬이라고 할 때 $\|P_x(\omega) - P_T(\omega)\|_F$ 를 최소화하는 $M \times M$ $P_T(\omega)$ 의 첫 번째 열의 각 성분은 다음과 같이 주어진다.

$$p_i = \frac{1}{M-i} \sum_{k=0}^{M-i} p(k+i, k) \quad \text{for } 0 \leq i \leq M-1 \quad (12)$$

여기서 $p(k, m)$ 은 $P_x(\omega)$ 의 성분을 표시하고 p_i 는 $P_T(\omega)$ 의 첫 번째 열의 (i+1)번째 성분을 나타낸다.

위 정리의 증명은 [6]에 주어져 있으며 연산자를 이용하여 표시하면 다음과 같다.

$$P_T(\omega) = G_T(P_x(\omega)) \quad (13)$$

이 연산은 실제적으로 잡음이 섞인 어레이 밀도 행렬의 대각성분을 평균 취하는 과정이므로 부가성 백색 가우시안 잡음을 고려하였을 경우 측정 데이터를 깨끗하게 해주는 효과를 나타낸다. 연산의 목적은 $P_x(\omega)$ 로 부터 두 성질을 동시에 만족하는 행렬 $P_{TN}(\omega)$ 를 구하는 것이지만 실제적으로 이를 직접 구하기는 쉽지 않다. 따라서 이러한 문제를 해결하는 방법으로 순차적인 연산과정을 통하여 오차가 허용하는 한계에 도달하였을 경우 연산과정을 중지하고 $P_{TN}(\omega)$ 를 구하는 방법이 보다 효율적이다[6].

3. 신호부공간회전 방법

앞 절의 과정을 통하여 추정한 Range of $P_{TN}(\omega)$ 는 Range of $S(\omega)$ 에 가까우므로 식(7)의 최소화 문제를 다시 표현하면 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$\min_T \|P_{TN}(\omega_0) - TP_x(\omega_j)\|_F \quad (14)$$

위의 문제를 풀기 위하여 다양한 방법이 있을 수 있으며 여기에서는 직교변환행렬을 구하는 신호부공간회전 방법을 제안한다.

정리 3: 같은 차수를 갖는 두개의 $m \times n$ 복소행렬 A와 B가 있을때 $\|A - TB\|_F$ 를 최소화하는

최적 직교행렬 T 는 다음과 같이 주어진다[7].

$$T = VU^* \quad (15)$$

여기서 직교행렬 U 와 V 는 BA^* 의 SVD를 나타낸다. 즉,

$$BA^* = U \Sigma V^* \quad (16)$$

$$U = [u_1, u_2, \dots, u_m], \quad V = [v_1, v_2, \dots, v_m]$$

$$\Sigma = \text{diag}[\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_m]$$

여기서 $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_m \geq 0$

σ_k 는 singular value이고 u_k 와 v_k 는 각각 $m \times 1$ 정규화된 직교 left singular vector와 right singular vector를 나타낸다.

정리 3에서 구한 최적 직교행렬 T 가 BA^* 의 특성에 관계없이 유일하게 존재하는가 하는 문제는 중요하다. 행렬 BA^* 가 정칙인 경우에는 직교행렬 T 는 오직 유일하게 정해지지만 비정칙인 경우에는 여러개의 직교행렬 T 가 존재한다[8]. 정리3을 이용하여 식(14)의 해를 구하면 다음과 같이 주어진다.

$$P_x(\omega_j) P_{TN}^*(\omega_0) = U \Sigma V^*$$

$$T(\omega_0, \omega_j) = VU^*$$

주파수 영역에서 평균을 취하여 구한 평균 스펙트럼 밀도 행렬은 다음과 같이 주어진다.

$$P_y(\omega_0) = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J T(\omega_0, \omega_j) P_x(\omega_j) T(\omega_0, \omega_j)^* \quad (17)$$

$$P_y(\omega_0) = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J T(\omega_0, \omega_j) P_y(\omega_j) T(\omega_0, \omega_j)^*$$

공분산행렬의 Maximum-likelihood 추정방법은 단순히 $x_k(\omega_j)$ 의 cross-product를 평균취하면 된다.

$$\hat{P}_x(\omega_j) = \frac{1}{Q} \sum_{k=1}^Q x_k(\omega_j) x_k^*(\omega_j) \quad j = 1, 2, \dots, J \quad (18)$$

여기서 어레이 센서 표본은 Q 개의 등간격 구간으로 나누어지며, 각 구간에서 추정된 w_j 의 성분 $x_k(\omega_j)$ 는 상호독립으로 가정하였다.

식(17)은 식(4)와 같은 형태이므로 고유벡터 특성을 이용한 협대역 알고리즘을 적용하여 도래각 추정을 할 수 있다. 제안한 ROSE-MUSIC 알고리즘의 연산과정을 표 1에 표시하였다.

표 1. ROSE-MUSIC 알고리즘의 연산과정
Table 1. Steps of ROSE-MUSIC algorithm

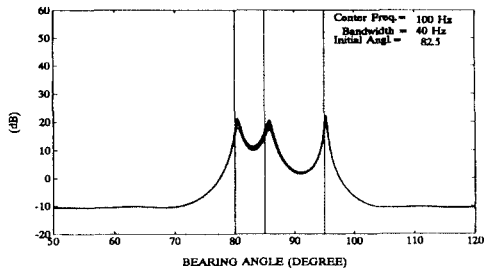
단계	연산내용
1	식(18)에 주어진 스펙트럼 밀도행렬 $P_x(\omega_j)$ 를 추정
2	신호부각방법을 이용하여 $PT_N(\omega_0)$ 를 추정
3	j 번째 주파수성분에 대하여 식(15)에 주어진 변환행렬 $T(\omega_0, \omega_j)$ 를 추정
4	식(17)에 주어진 평균 스펙트럼밀도 행렬을 추정
5	고유특성을 이용하여 MUSIC 알고리즘 적용

IV. 시뮬레이션 결과

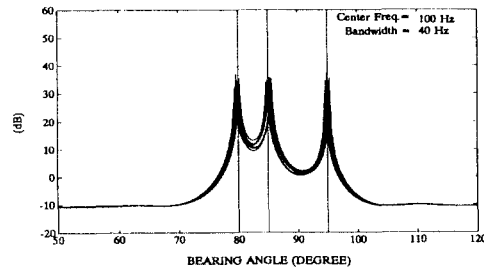
본 절에서는 광대역 인코히어런트 신호의 경우에 대하여 제안한 알고리즘 ROSE와 Wang의 CSM 방법의 통계적 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 비교 분석하였다. 협대역 알고리즘으로는 MUSIC을 사용하였으며, CSM 방법을 적용할 경우 식(9)에 표시된 $\theta^1 = 82.5^\circ$ 를 초기 추정각으로 가정하였다. ROSE 알고리즘을 적용할 경우에는 식(15)에 표시된 바와 같이 각 주파수에서 추정된 공분산행렬을 이용하여 변환행렬 T 를 구하므로 초기추정값을 사용하지 않았다.

시뮬레이션에서는 등간격 $d = \lambda/2$ 로 이루어진 12개의 센서로 구성된 등방성 선형 어레이 안테나를 사용하였고 입사신호는 각각 80° , 85° 와 95° 에서 입사하였다. 광대역신호는 중심주파수가 100 Hz, 대역폭이 40 Hz로서 샘플링 주파수는 80 Hz를 취하였다. 샘플링 개수는 2304개 (28.8 sec)이며 각 segment당 64개를 취하여 512-point DFT를 수행하였으며 도래각 추정을 위하여 $J = 33$ 개의 frequency bin을 택하였다. 여기서 사용된 잡음은 복소 부가성 백색 가우시안 랜덤 과정으로서 그의 분산은 신호 대 잡음비가 0 dB가 되도록 정하였고 통계적 특성을 보여주기 위하여 10번의 독립시행을 사용하여 각 시행마다 어레이의 공분산 행렬을 추정하였으며 그 시뮬레이션 결과를 그림 1에 표시하였다. 그림 1로부터 CSM 방식은 ROSE 방법에 비하면 추정도래각의 심각한 바이어스 현상을 보여주고 있으며 반면에 표본 표준편차는 훨씬 작음을 알 수 있다. 여기에서는 표시가 안되어 있지만 CSM 방식은 잡음이 없는 경우에도 80° 에서 0.468° 85° 에

서는 0.75°의 큰 바이어스를 나타내었다.



(a)



(b)

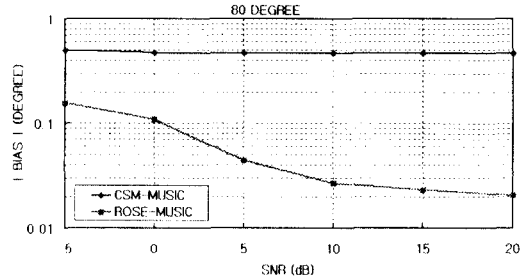
그림 1. 10번 독립시행을 통하여 80°, 85°와 95°로 입사한 세 개의 광대역 인코히어런트 신호를 분리 추정 한 도래각 추정치(L = 2304, SNR = 0 dB, M = 12)

(a) CSM-MUSIC (b) ROSE-MUSIC

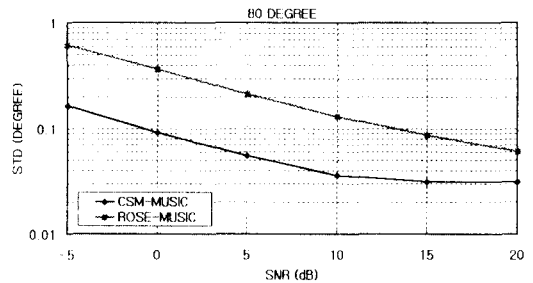
Fig. 1 Bearing estimates for three broadband incoherent signals at bearing angles of 80°, 85° and 95° with 10 independent trial runs(L = 2304, SNR = 0 dB, M = 12)

(a) CSM-MUSIC (b) ROSE-MUSIC

이와같은 결과는 입사신호의 도래각이 초기 추정각 근처에 위치하고 있지 않기 때문에 나타나는 현상으로서 CSM 방법의 가장 큰 단점이다. 다시말해서 CSM 방식은 입사신호의 각도와 초기추정각에 따라 매우 민감하다. 신호대 잡음비에 따른 통계적 성능변화를 비교분석하기 위하여 100번의 독립시행으로부터 얻은 표본바이어스(BIAS)와 표본표준편차(STD)를 표 2와 그림 2에 나타내었으며, 평균제곱오차(MSE)는 그림 3에 표시하였다. CSM-MUSIC의 표본바이어스가 신호대 잡음비가 커짐에 따라 표본바이어스가 작아지는 것은 실제적으로 잡음이 없는 경우에 0.468°의 바이어스가 생기기 때문이며 결국 0.468°에 가까워짐을 알 수 있



(a)



(b)

그림 2. 신호 대 잡음비에 따른 통계적 성능 비교($\theta_1 = 80^\circ$, 100번의 독립시행)

(a) 표본 바이어스 (b) 표본 표준편차

Fig. 2 Comparative performance between CSM and ROSE with various choices of SNR. ($\theta_1 = 80^\circ$, 100 independent trial runs)

(a) Sample bias (b) Sample standard deviation

표 2. 세개의 광대역 인코히어런트 신호가 입사한 경우에 CSM-MUSIC과 ROSE-MUSIC의 통계적 성능비교 ($\theta = 80^\circ$)

Table 2. Comparative performance between CSM-MUSIC and ROSE-MUSIC for three broadband incoherent sources at $\theta = 80^\circ$.

Algorithm	CSM-MUSIC		ROSE-MUSIC	
	BIAS	STD	BIAS	STD
SNR (dB)				
-5	-0.5025	0.1635	0.1575	0.6172
0	-0.4731	0.0911	0.1088	0.3674
5	-0.4700	0.0551	0.0444	0.2120
10	-0.4669	0.0360	0.0269	0.1291
15	-0.4688	0.0314	0.0231	0.0869
20	-0.4681	0.0314	0.0206	0.0609

V. 결 론

지금까지 CSM 알고리즘이 광대역 신호의 도래각을 추정하기 위한 효율적인 알고리즘으로 잘 알려져 왔다. 그러나 이방법의 단점은 변환행렬을 구성하기 위하여 초기값을 추정하기 위한 전처리과정을 요구한다는 점이다. 본 논문에서는 이러한 단점을 극복할 수 있는 ROSE 방법을 제안하였다. 시뮬레이션 결과를 통하여 제안된 방법이 CSM 보다 월등하게 작은 바이어스를 나타내는 반면에 표본표준편차는 비교적 큰 값을 제공함을 알 수 있었다. 이러한 큰 표준편차는 스티어링 행렬 대신에 초기값을 사용하지 않기 위하여 잡음이 섞인 추정된 공분산 행렬을 이용하였기 때문에 나타난 결과이다. ROSE 방법은 초기 추정값을 얻기 위한 전처리과정을 사용하지 않기 때문에 신속하게 정확한 도래각 추정을 요구하는 레이더 및 소나 시스템에서 매우 유용하게 적용될 수 있을 것으로 기대된다. 현재 계산량을 줄이고 표본표준편차를 최소화하기 위한 연구가 진행중이다.

참 고 문 헌

1. M. Wax, T. J. Shan, and T. Kailath, "Location and the spectral density estimation of multiple sources", in Proc. of 16-th Asilomar Conf. Cir. Syst., pp. 8-12, Nov. 1982.
2. K. H. Buckley and L. J. Griffiths, "Broad-band signal-subspace Spatial-spectrum (BASS-ALE) estimation", IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. 36 pp. 953-964, July 1988.
3. H. Wang and M. Kaveh, "Coherent signal-subspace processing for the detection and estimation of angles of arrival of multiple wideband sources", IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. 33, pp. 823-831, August 1985.
4. J. Krolik and D. Swingler, "Focused wide-band array processing by spatial resampling" IEEE Trans. Signal Processing, vol. 38, pp. 365-360, Feb. 1990.
5. A. K. Shaw and R. Kumaresan, "Estimation of angles of arrivals of broadband signals," in Proc. ICASSP-87, pp. 296-299. 1987.
6. J. A. Cadzow, "Signal enhancement-composite property mapping," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. 36, pp. 42-62, 1988.
7. G. H. Golub and C. F. Van Loan, *Matrix Com-*

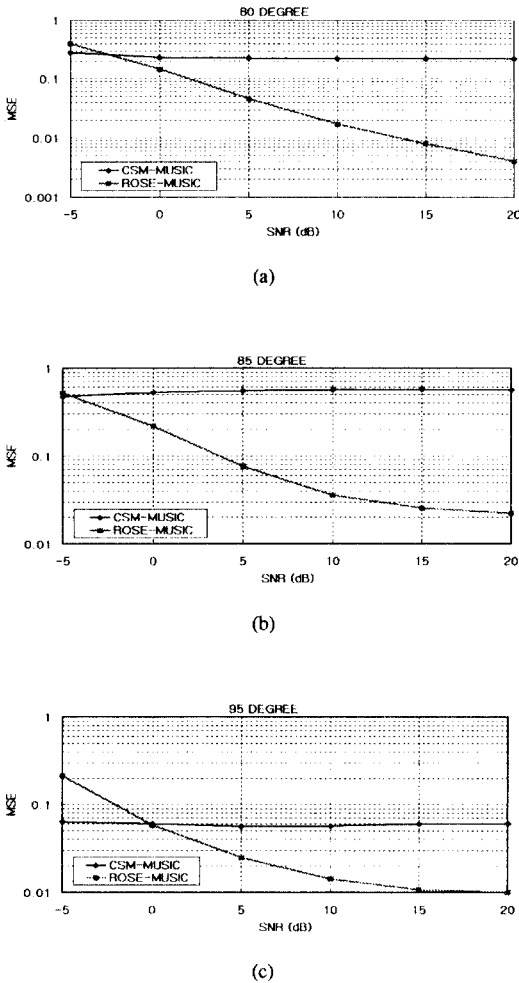


그림 3. 신호 대 잡음비에 따른 평균제곱오차 (100번의 독립 시행)

(a) $\theta_1 = 80^\circ$ (b) $\theta_2 = 85^\circ$ (c) $\theta_3 = 95^\circ$

Fig. 3 Mean squared error of bearing estimates with various choices of SNR (100 independent trial runs)

(a) $\theta_1 = 80^\circ$ (b) $\theta_2 = 85^\circ$ (c) $\theta_3 = 95^\circ$

다. 이 그림들로 부터 ROSE-MUSIC 광대역 알고리즘이 CSM-MUSIC 알고리즘보다 바이어스 및 평균제곱오차면에서 우수한 성능을 보여줄 뿐만아니라 도래각 추정을 위하여 결코 초기값을 필요로 하지 않는 큰 장점을 지니고 있음을 알 수 있다. 그러나 제안한 알고리즘은 변환행렬을 구하기 위해서는 $2M^3$ flops 만큼의 계산량을 요구하는 SVD를 구해야 하고 추정각의 분산이 CSM 보다 크게 나타나는 단점이 있다.

putations, Baltimore, The Johns Hopkins University Press, 1983.

8. B. F. Green, "The orthogonal approximation of an oblique structure in factor analysis", *Psychometrika*, vol. 17, pp. 429-440, 1952.



金榮洙(Young-Soo Kim) 종신회원

1981년 2월 : 연세대학교 전자공학과(공학사)

1983년 2월 : 연세대학교 대학원 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.
<연구분야> 레이더/소나 신호처리, 이동통신, 스펙트럼 추정, 적응필터 등

E-mail : yskim@nms.kyunghee.ac.kr