

신호부각에 의한 신호 부공간 회전을 이용한 광대역 인코히어런트 신호의 공간 스펙트럼 추정

Spatial Spectrum Estimation of Broadband Incoherent Signals using Rotation of Signal Subspace Via Signal Enhancement

김 영 수 · 이 계 산 · 김 정 근

Young-Soo Kim · Kye-San Lee · Jeong-Geun Kim

요 약

등간격 선형 어레이로 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 부공간 회전 방법을 통한 직교변환행렬을 구성하는 것이다. 시뮬레이션 결과 제안된 방법이 CSM 방법보다 표본바이어스 면에서 우수한 성능을 제공할함을 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 does 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.

Key words : Direction-of-Arrival, Broadband Incoherent Signal, Coherent Signal Subspace Method, Spectral Density Matrix

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 신호 발사원의 위치를 탐지하기 위한 중요한 연구 테마로 대두되었다.

Wax 등은 신호의 대역을 협대역으로 나누어서 각

협대역 신호에 대한 공간 공분산 행렬의 고유특성을 계산하여 그 공간 스펙트럼 추정값을 평균 취하였다^[1]. 이러한 방법은 많은 계산량을 요구할 뿐만 아니라, 분해능 면에서 협대역 알고리즘의 성능보다 크게 월등한 것은 아니다. Buckley와 Griffiths는 이 두 신호가 공간적으로 가까이 있을 경우 각 주파수에서 공간 스펙트럼을 추정하여 광대역 신호의 도래각을 탐지하는 방법이 코히어런트 신호 부공간 방법보다

「이 연구는 2001년도 경희대학교 지원에 의한 결과임.」

경희대학교 전자정보대학 전자통신공학(College of Electronics and Information, Kyung Hee University)

· 논문 번호 : 20040420-050

· 수정완료일자 : 2004년 6월 3일

결코 효율적이지 못함을 발표하였다^[2]. 이러한 문제는 각 협대역 주파수와 관련한 신호대 잡음비가 두 신호를 분리시키기에 충분히 크지 않는 경우에 자주 발생할 수 있다. 더 나아가 각 주파수에서 형성되는 신호 부공간이 서로 다르기 때문에 협대역 알고리즘의 효율적인 적용을 위해서는 신호 부공간의 변환이 필요하다.

이러한 문제점을 해결하기 위해 Wang과 Kaveh가 CSM(Coherent Signal Subspace Method) 방법을 발표하였다^[3]. 이 방법은 변환행렬을 이용하여 각 주파수에서의 신호 부공간을 하나의 공통된 신호 부공간으로 변환시켜 주파수 영역에서 공간 공분산 행렬을 평균시킴으로써 높은 분해능을 보여주었다. 그러나 이 방법의 단점은 변환 행렬을 구성하기 위하여 전처리 과정을 요구하고 초기 추정값을 필요로 한다는 점이다. 더 나아가 입사 신호의 도래각이 초기 추정값의 근처에 있을 경우에만 높은 성능을 나타내고 그렇지 않은 경우에는 추정값이 바이어스를 나타낸다. 그러나 Wang과 Kaveh의 방법은 기존 인코히어런트 신호 부공간 방법보다 훨씬 좋은 최초의 코히어런트 신호 부공간 방법이라는 점에서는 매우 효율적인 알고리즘이다. CSM의 단점을 극복하기 위하여 최근에 Spatial Resampling 방법^[4]과 Shaw와 Kumaresan의 bilinear transformation 방법^[5], 그리고 Frequency-Invariant 빔 공간처리 기법^[6]이 발표되었다.

본 논문에서는 초기 추정값을 요구하는 CSM의 단점을 극복할 수 있는 Rotation of signal subspace via Signal Enhancement(ROSE) 방법을 제안한다. 신호부각을 이용한 신호 부공간 회전 방법으로서 광대역신호의 도래각을 추정할 경우 초기 추정값을 전혀 필요로 하지 않는 장점이 있다. 제안된 알고리즘의 기본 개념은 직교변환행렬을 이용하여 한 신호 부공간을 다른 신호 부공간으로 회전시키는 것이다. 이러한 직교행렬은 여러 가지 중요한 성질을 가지고 있으며 그 중에 가장 중요한 성질은 원신호를 변환시켰을 경우 변환된 신호의 전력을 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 IV절에서는 시뮬레이션 결과

를 보여 주었다.

II. 광대역 신호 모델

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 위상 천이는 0).
- (ii) 입사 평면파 신호의 대부분 전력(또는 에너지)은 중심주파수 ω_0 에 위치하고 있으며 신호의 전파속도는 상수 "c"이다.
- (iii) 부가성 잡음은 수신기 잡음과 외부 잡음을 모두 포함하며 잡음 스펙트럼밀도행렬 " P_η "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 복소포락선신호를 표시하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

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

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

$$k_n = [\cos \psi \cos \theta, \cos \psi \sin \theta, \sin \psi]'$$

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 앙각이고, θ 는 방위각을 나타내며, "' "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.

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

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

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

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

여기서 $z(\omega)$ 는 $M \times 1$ 열 벡터로서 센서의 잡음 벡터를 나타낸다.

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

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

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

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

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

$$\sigma^2(\omega)P_\eta(\omega) = E[z(\omega)z(\omega)^*]$$

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 $P_f(\omega)$ 가 rank K 를 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.

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

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

III. 새로운 변환행렬 추정방법

지금까지 발표된 광대역 도래각 추정 알고리즘들은 코히어런트 신호 부공간 처리에서 사용되는 변환

행렬을 어떻게 효율적으로 구할 것인가에 국한되었으며 그 방법은 크게 두 가지로 분류될 수가 있다. 전처리과정을 통하여 초기 추정각을 구한 다음 변환행렬을 구하는 경우와 초기추정각 없이 변환행렬을 직접 구하는 방법이다. 본 논문에서 제안하는 방법은 후자의 경우로서 신호 부각과 신호 부공간 회전을 이용하여 직교변환행렬을 구하는 ROSE 알고리즘으로서 이 절에서 이론적으로 유도하고 분석하고자 한다.

3-1 코히어런트 신호 부공간 처리

광대역신호의 도래각 추정시 각 주파수 성분에서 형성되는 신호 부공간은 서로 다르기 때문에 각 신호 부공간을 하나의 공통된(코히어런트) 신호 부공간으로 변환시켜 평균 취해줌으로써 성능을 개선시키는 방법을 말한다. 이와 같은 과정을 이론적으로 기술하면 다음과 같은 정리로 요약될 수 있다.

최소제곱문제: 스티어링 행렬 $S(\omega_0)$ 와 $S(\omega_j)$ 주어졌을 때 $\|S(\omega_0) - TS(\omega_j)\|_F$ 를 최소화 할 수 있는 변환행렬 T 를 구한다. 여기서 $j=1, 2, 3, \dots, J$ 이며, J 는 대역 내에 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 스티어링 행렬 $S(\omega)$ 와 T 는 입사신호 도래각의 함수이므로 정확히 알 수가 없다. CSM 방법은 이를 해결하기 위하여 등간격 선형 어레이로 입사하는 신호의 방향각 근처에 있는 초기 추정각을 사용하여 변환행렬 T 를 다음과 같이 구성하였다.

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

여기서 $r^1 = d \cos \theta^1 / c$ 이고 θ^1 과 d 는 각각 초기 방향각 추정값과 안테나 간격을 표시한다. 그러나 이

방법은 전처리 과정을 요구할 뿐 아니라 도래각 추정시 불가피하게 바이어스 현상을 보여준다.

3-2 신호부각방법

본 논문에서 제안하는 방법의 기본개념은 스티어링 행렬 $S(\omega)$ 대신에 스펙트럼 밀도 행렬 $P_x(\omega)$ 를 사용하고 Range of $S(\omega_0)$ 에 가장 가까운 신호 부공간을 $P_x(\omega_0)$ 로부터 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. M 개의 등간격 센서 어레이로 입사하는 N 개의 인코히어런트 신호의 스펙트럼밀도 행렬 $P_x(\omega)$ 는 다음과 같은 두 가지 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 표본데이터로부터 $P_x(\omega_0)$ 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 $P_M(\omega_0)$ 를 구하는 과정을 반복적으로 수행함으로써 추정할 수 있다. $P_T(\omega_0)$ 와 $P_M(\omega_0)$ 를 구하기 위한 신호부각 알고리즘을 간단히 검토해 본다.

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

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

여기서 $N \leq M$ 이고 σ_k 는 0 또는 양수의 singular value이고 $\sigma_k \geq \sigma_{k+1}$, 그리고 \underline{u}_k 와 \underline{v}_k 는 각각 직교 벡터인 left singular vector와 right singular vector를 나

타낸다.

이와 같은 연산은 행렬 연산자 G_N 를 이용하여 다음과 같이 표시될 수 있다.

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

이와 같은 연산은 실제적으로 신호대 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.

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

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 $P_x(\omega)$ 로부터 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].

3-3 신호 부공간회전 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 직교환행렬을 구하는 신호 부공간회전 방법을 제안한다.

정리 3: 같은 차수를 갖는 두개의 $m \times n$ 복소 행렬 A 와 B 가 있을 때 $\|A - TB\|_F$ 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]. 정리 3을 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 변환 스펙트럼 밀도 행렬은 다음과 같이 주어진다.

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

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

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

$$\hat{P}_x(\omega_j) = \frac{1}{Q} \sum_{k=1}^Q x_k(\omega_j) x_k^*(\omega_j)$$

$$j = 1, 2, \dots, J \quad (18)$$

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

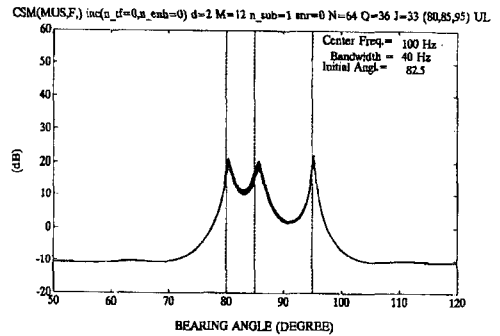
식 (17)은 식 (4)와 같은 형태이므로 고유벡터 특성을 이용한 협대역 알고리즘을 적용하여 도래각 추정을 할 수 있다. 제안한 ROSE-MUSIC 알고리즘의

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

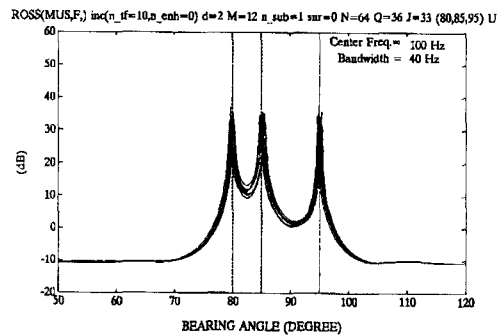
단계	연산내용
1	식 (18)에 주어진 스펙트럼 밀도행렬 $P_x(\omega_j)$ 를 추정
2	신호부각방법을 이용하여 $P_{TN}(\omega_0)$ 를 추정
3	j 번째 주파수 성분에 대하여 식 (15)에 주어진 변환행렬 $T(\omega_0, \omega_j)$ 를 추정
4	식 (17)에 주어진 평균 스펙트럼밀도 행렬을 추정
5	고유특성을 이용하여 MUSIC 알고리즘 적용

연산과정을 표 1에 표시하였다.

IV. 시뮬레이션 결과



(a) CSM-MUSIC



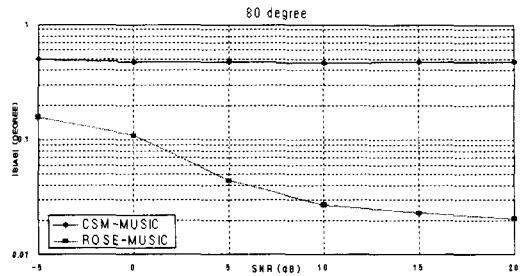
(b) ROSE-MUSIC

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

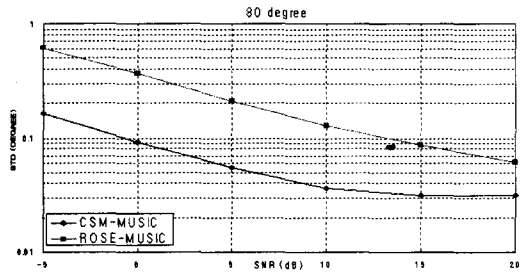
Fig. 1. Bearing estimates for three broadband incoherent signals at bearing angles of 80°, 85° and 95° with 10 independent trial runs(L=2304, SNR=0 dB, M=12).

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-MUSIC 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 $80^\circ, 85^\circ$ 와 95° 에서 입사하였다. 광대역신호는 중심주파수가 100 Hz, 대역폭이 40 Hz로서 샘플링 주파수는 80 Hz를 취하였다. 샘플링 갯수는 2,304개(28.8 sec)이며 각 segment당 64개를 취하여 512-point FFT를 수행하였으며 도래각 추정을 위하여 $J=33$ 개의 frequency bin을 택하였다. 여기서 사용된 잡음은 복소 부가성 백색 가우시안 랜덤과정으로서 그의 분산은 신호대 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 추정 도래각의 심각한 바이어스 현상을 보여주고 있으며 반면에 표본 표준편차는 훨씬 작음을 알 수 있다. 여기에서는 표시가 안되



(a) 표본 바이어스의 절대치의 변화
(a) Sample bias



(b) 표본 표준편차의 변화
(b) Sample standard deviation

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

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

어 있지만 CSM 방식은 잡음이 없는 경우에도 80° 에서 0.468° , 85° 에서는 0.75° 의 큰 바이어스를 나타내었다.

표 2. 세 개의 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)	Performance measure				
	-5	-0.5025	0.1635	0.1575	0.6172
	0	-0.4731	0.0911	0.1088	0.3674
	5	-0.4700	0.551	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

이와 같은 결과는 입사신호의 도래각이 초기 추정각 근처에 위치하고 있지 않기 때문에 나타나는 현상으로서 CSM 방법의 가장 큰 단점이다. 다시 말해서 CSM 방식은 입사신호의 각도와 초기 추정각에 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 없

는 경우에 0.468°에 가까워짐을 알 수 있다.

이 그림들로부터 ROSE-MUSIC 광대역 알고리즘이 CSM-MUSIC 알고리즘보다 바이어스 및 평균제곱 오차면에서 우수한 성능을 보여줄 뿐만 아니라 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 CSM보다 크게 나타나는 단점이 있다.

V. 결론

CSM 알고리즘이 광대역 신호의 도래각을 추정하기 위한 효율적인 알고리즘인 반면에 이 방법의 단점은 변환행렬을 구성하기 위하여 초기값을 추정하기 위한 전처리 과정을 요구한다는 점이다. 본 논문에서는 이러한 단점을 극복할 수 있는 ROSE 방법을 제안하였다. 시뮬레이션 결과를 통하여 제안된 방법이 CSM보다 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 추정각을 얻기 위한 전처리 과정을 사용하지 않기 때문에 레이더 및 소나 시스템에서 매우 유용하게 적용될 수 있을 것으로 기대된다. 현재 계산량을 줄이고 표본표준편차를 최소화하기 위한 연구가 진행 중이다.

참고 문헌

- [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, L. J. Griffiths, "Broad-band signal-subspace spatial-spectrum(BASS-ALE) estimation", *IEEE Tr. ASSP*, vol. 36 pp. 953-964, Jul. 1988.
- [3] H. Wang, M. Kaveh, "Coherent signal-subspace processing for the detection and estimation of angles of arrival of multiple wideband sources",

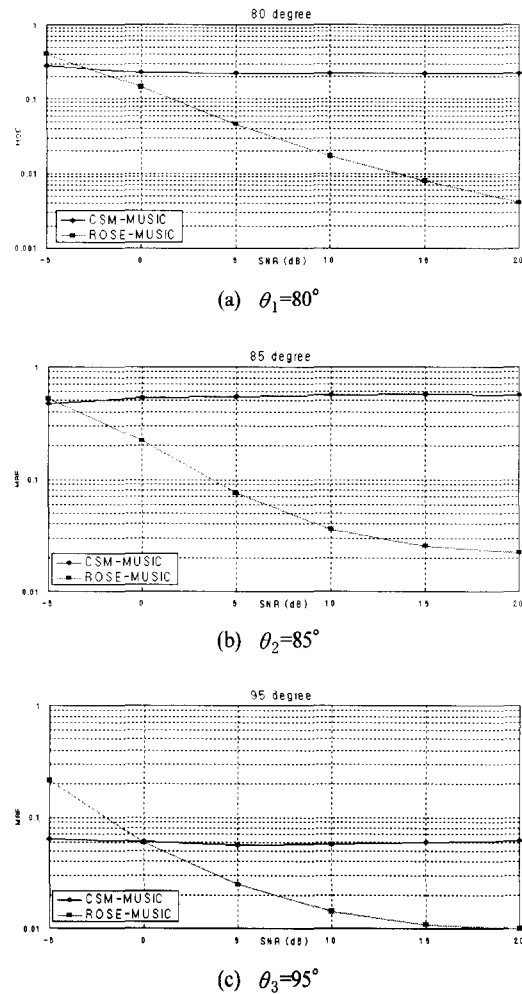
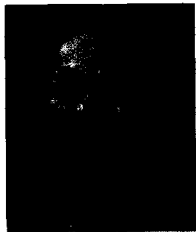


그림 3. 신호대 잡음비에 따른 최소제곱오차 변화 (100번의 독립시행)

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

- IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-33, pp. 823-831, Aug. 1985.
- [4] J. Krolik, D. Swingler, "Focused wide-band array processing by spatial resampling", *IEEE Tr. SP.*, vol. 38, pp. 365-360, Feb. 1990.
- [5] A. K. Shaw, R. Kuamresan, "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. ASSP-36, pp. 42-62, 1988.
- [7] G. H. Golub, C. F. Van Loan, *Matrix Computations*, Baltimore, The Johns Hopkins University Press, 1983.
- [8] B. F. Green, "The orthogonal approximation of an oblique structure in factor analysis", *Psychometrica*, vol. 17, pp. 429-440, 1952.
- [9] D. B. Ward, D. Zhi and R. A. Kennedy, "Broadband DOA estimation using frequency-invariant beam-space processing", *ICASSP-96*, vol. 5, pp. 2892-2895, 1996.

김 영 수



1981년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
 1983년 2월: 연세대학교 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 2월~1992년 8월: ETRI 전파기술부, 전파응용연구실 실장
 2002년 1월~2003년 2월: Visiting Faculty, MPRG, Virginia Tech., U.S.A.
 1992년 9월~현재: 경희대학교 전자정보대학 전파통신공학 교수
 [주 관심분야] 이동통신, OFDM, SDR, 스마트 안테나, MIMO system, 전파감시

김 정 근

1990년 2월: 연세대학교 전기공학과 (공학사)
 1992년 2월: 연세대학교 전기공학과 (공학석사)
 2000년 3월: University of Arizona 전기공학과 (공학박사)
 2000년 3월~2003년 2월: Senior Systems Engineer, QUALCOMM, USA
 2003년 3월~현재: 경희대학교 전자정보대학 전파통신공학 교수
 [주 관심분야] 무선 네트워크, QoS, 네트워크 성능분석

이 계 산



1996년 2월: 경희대학교 전자공학과 (공학사)
 1983년 2월: 게이오 대학원 전기공학과 (공학석사)
 1988년 12월: 게이오 대학원 정보통신공학과 (공학박사)
 2002년 4월~2003년 3월: (주) KDDI 연구소 (일본)
 2003년 3월: IEEE Vehicular Technology Society Japan 젊은 연구자상
 2003년 4월~2003년 8월: 게이오 대학 이공학부 교수 (일본)
 2003년 9월~현재: 경희대학교 정보통신대학원 교수
 [주 관심분야] 4세대 이동통신, OFDMA, MC-CDMA, MC-DS/CDMA, MIMO system, LED Visible Communications