

신호 고유벡터를 이용한 코히어런트 대역확산 신호의 도래각 추정

正會員 김 영 수*

Direction-of-Arrival Estimation of Coherent Spread Spectrum Signals Using Signal Eigenvector

Young Soo Kim* *Regular Member*

요 약

등간격 선형 어레이로 입사하는 코히어런트 대역확산 신호의 도래각을 효율적으로 탐지할 수 있는 고분해능 알고리즘을 제안한다. 이 방법은 광대역 어레이 신호처리에서 널리 사용되고 있는 CSM 방법과 협대역 알고리즘인 SEM 방법을 결합한 알고리즘으로써 잡음 고유벡터 특성을 이용하는 기존 고분해능 방법과 달리 센서 잡음전력보다 큰 고유값에 대응하는 신호 고유벡터를 이용한다는 점이다. 제안된 방식의 통계적 성능이 우수함을 보이기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 그 결과를 CSM-MUSIC 방법과 비교분석한다.

ABSTRACT

A high resolution algorithm is presented for resolving multiple coherent spread spectrum signals that are incident on an equispaced linear array. Unlike the conventional noise-eigenvector based methods, this algorithm makes use of the signal eigenvectors of the array spectral density matrix that are associated with eigenvalues that are larger than the sensor noise level. Simulation results are shown to demonstrate the high performance of the proposed approach in comparison with MUSIC in which coherent signal subspace method (CSM) is employed.

I. 서 론

오늘날 사회가 고속 정보화 사회로 발전함에 따라 정보량은 날이 폭주하고 방대한 정보를 신속 정확

하게 이용하고자 하는 이용자의 욕구가 급증하고 있는 추세에 있으며 이러한 욕구를 만족하기 위하여 다양한 서비스 형태가 연구되고 있다. 통신기술은 광대역화(초고속화), 개인화, 휴대화, 멀티미디어화로 구분되어 발전되어 가고 있다. 특히 광대역 개인통신 서비스로는 CDMA방식의 디지털 셀룰러 이동전화, 휴대용 FAX, 대역확산 통신방식의 무선 LAN 등을

*경희대학교 전파전공 부교수
論文番號:96395-1217
接受日字:1996年 12月 17日

에로 들 수 있으며 이러한 대역확산 신호는 조만간에 우리 전파환경에서 중요한 역할을 담당할것이 확실하다. 그러나 수신된 대역확산 신호를 협대역 방향탐지시스템으로 탐지할 경우 실제로 탐지하기가 매우 어렵다. 그 이유는 협대역에서의 신호대 잡음비가 매우 작아짐으로 인하여 도래각 오차가 발생하기 쉽기 때문이다.

광대역 신호의 방향탐지를 위한 알고리즘 개발에 관한 연구가 지난 수년간 큰 관심을 가지고 진행되어 왔다. 특히 1980년대 인코히어런트 신호를 분리추정하기 위하여 발표된 MUSIC[1] 알고리즘을 변형하여 다중경로파인 코히어런트 신호도 분리 추정할 수 있는 Shan의 spatial smoothed-MUSIC[2]과 Williams의 MSS방법[3] 등으로 활발하게 추진되어 왔다.

광대역신호의 어레이모델은 협대역신호의 어레이 모델과 신호모델이 똑같은 형태로 나타나는데 오직 주파수 영역에서의 표현이라는 점만 다를 뿐이다. 따라서 협대역 알고리즘을 대역확산신호와 광대역신호의 방향탐지를 위하여 그대로 적용할 수 있다.

Incoherent Signal Subspace 방법은 각 주파수에 대하여 신호 부공간을 적용하여 각 주파수에서 얻은 결과를 결합하여 최종적인 공간 스펙트럼을 추정하였다. 일반적으로 탐지 및 추정시스템인 경우 각 주파수에서의 신호대 잡음비가 상대적으로 작기 때문에 효율적인 신호를 탐지하기는 매우 어렵다.

위에 언급한 문제점을 해결하기 위한 방법은 각 주파수에서 추정한 스펙트럼 밀도행렬을 한 주파수에 대응하는 스펙트럼 밀도행렬로 변환시킨 다음 협대역 알고리즘을 적용하면 보다 좋은 성능을 얻을 수 있을 것이다. 왜냐하면 각 주파수에 대응하는 공분산행렬을 평균 취함으로써 비교적 높은 신호대 잡음비를 얻을 수 있기 때문이다.

그러나 각 주파수에서 형성되는 신호 부공간은 각각 다르기 때문에 이를 결합하기 위한 방법이 필요하다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 1984년에 Wang 과 Kaveh가 CSM (Coherent Signal Subspace Method) 방법을 발표하였다[4].

본 논문에서는 동일 채널로 입사하는 다중경로 현상으로 나타나는 코히어런트 신호의 방향추정은 물론 신호대 잡음비가 낮은 잡음 환경하에서도 비교적 보다 효율적으로 방향탐지할 수 있는 대역확산 신호

의 방향탐지 방식인 CSM-SEM (Signal Eigenvector Method)을 제안하고 제안된 방식의 통계적 성능이 우수함을 보이기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 그 결과를 비교 분석한다. CSM-SEM 방법은 [5]에서 제안한 SEM 방법을 CSM 방법과 결합하여 대역확산 신호의 도래각 추정에 적용한 알고리즘으로써 CSM-MUSIC 방법보다 통계적 성능이 우수함을 보여준다. 이 시뮬레이션에서 사용된 매개변수는 주파수를 downshifting 한 뒤에 IF (Intermediate Frequency) 신호를 표본화 하였을 경우를 고려하였다. 실제 시스템에서 사용되고 있는 데이터 전송율과 칩율의 구분은 여기에서는 PN코드를 생성한 다음 DS/BPSK 디지털 변조방식을 택하였기 때문에 주엽의 폭이 칩율의 2배와 같고 편의상 주파수는 정규화된 값을 사용하였다.

II. 신호 및 어레이 모델

3차원 공간상의 센서 위치벡터인 z_1, z_2, \dots, z_M 에 놓여있는 M개의 등방성 센서로 구성되어 있는 어레이로 $\underline{\chi}_1, \underline{\chi}_2, \dots, \underline{\chi}_N$ 방향을 가진 N개의 협대역 신호가 입사된다고 생각하면 m번째 센서에서 수신된 복소 포락선 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x_m(t) = \sum_{n=1}^N f_n(t + \tau_n(m)) \exp[j(\omega_0 \tau_n(m) + \Psi_n)] + \eta_m(t) \quad (2.1)$$

$$\tau_n(m) = \underline{\chi}_n \cdot z_m / c \quad 1 \leq m \leq M$$

$$\underline{\chi}_n = [\cos \phi \cos \theta, \cos \phi \sin \theta, \sin \phi]^T$$

여기에서 "c"는 신호의 전파속도, ω_0 는 중심 라디안 주파수, Ψ_n 는 n번째 신호의 랜덤위상이고, $\eta_m(t)$ 는 m번째 센서에서의 부가성 잡음이다. ϕ 는 앙각이고, θ 는 방위각을 나타내며, " \cdot "는 전치행렬 연산자를 나타낸다. 도래각 추정문제는 결국 식(2.1)에서 시간지연함수인 $\tau_n(m)$ 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[4]. 따라서 광대역 신호인 경우 주파수 영역의 모델이 유용하므로 m번째 센서에서 수신된 신호 $x_m(t)$ 의 푸리에변환 $x_m(\omega)$ 를 구하면 다음과 같다.

$$x_m(\omega) = \sum_{n=1}^N F_n(\omega) \cdot \exp(j\Psi_n) \cdot \exp[j(\omega + \omega_0)\tau_n(m)] \quad (2.2)$$

$$= S(\omega_0) P_{cy} S^*(\omega_0) + \sigma^2 P_{\eta y}$$

위의 식을 M개의 센서에 대한 벡터형태로 표시하면 다음과 같이 주어진다.

$$\underline{x}(\omega) = S(\omega) \cdot \underline{f}(\omega) + \underline{\eta}(\omega) \quad (2.3)$$

여기서 $S(\omega)$, $\underline{x}(\omega)$, $\underline{f}(\omega)$, $\underline{\eta}(\omega)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\underline{x}(\omega) = [x_1(\omega), x_2(\omega), \dots, x_M(\omega)]' \in \mathbb{C}^M$$

$$S(\omega) = [\underline{s}(\omega, \underline{\chi}_1), \underline{s}(\omega, \underline{\chi}_2), \dots, \underline{s}(\omega, \underline{\chi}_N)] \in \mathbb{C}^{M \times N}$$

$$\underline{f}(\omega) = [F_1(\omega) \exp(j\Psi_1), F_2(\omega) \exp(j\Psi_2), \dots, F_N(\omega) \exp(j\Psi_N)]'$$

$$\underline{s}(\omega, \underline{\chi}_n) = [\exp(j(\omega + \omega_0)\tau_n(1)), \exp(j(\omega + \omega_0)\tau_n(2)), \dots, \exp(j(\omega + \omega_0)\tau_n(M))]'$$

$$\underline{\eta}(\omega) = [\eta_1(\omega), \eta_2(\omega), \dots, \eta_M(\omega)]' \in \mathbb{C}^M$$

윗식에서 행렬 $S(\omega)$ 는 $M \times N$ 스티어링 행렬로서 각 열은 스티어링 벡터 $\underline{s}(\omega, \underline{\chi}_n)$ 로 구성되어 있으며 각 열은 서로 선형독립 관계를 갖는다. 광대역 신호의 에너지를 $[\omega_0 - \frac{\omega_b}{2}, \omega_0 + \frac{\omega_b}{2}]$ 와 $[-\omega_0 - \frac{\omega_b}{2}, -\omega_0 + \frac{\omega_b}{2}]$ 에 집중되어 있다고 가정하며 ω_0 는 중심라디안 주파수이고 ω_b 는 대역폭을 나타낸다.

식(2.3)은 센서어레이로 입사한 신호의 중요한 정보인 도래각을 묘사하는데 매우 유용한 수학적인 수단으로서 사용된다. 신호의 공간 공분산행렬은 도래각 추정은 물론 입사 평면파 신호의 갯수를 추정하는데 매우 유용한 도구로 사용된다. 어레이의 $M \times M$ 스펙트럼 밀도 행렬은 다음과 같이 정의된다.

$$P_x(\omega) = E\{\underline{x}(\omega) \underline{x}(\omega)^*\} \quad (2.4)$$

여기서 심볼 “E”는 기대값을 “*”는 복소 전치행렬 (complex conjugate transpose) 연산자를 나타낸다. 식(2.3)을 식(2.4)에 대입하여 $P_x(\omega)$ 를 유도하면 다음과 같이 표현된다.

$$P_x(\omega) = S(\omega) P_f(\omega) S(\omega)^* + \sigma^2(\omega) P_{\eta}(\omega) \quad (2.5)$$

여기서

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

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

식(2.5)를 유도하는 과정에서 다음과 같은 가정을 사용하였다.

- 부가성 잡음은 수신기 잡음과 외부 잡음을 모두 포함하며 잡음 공분산행렬 “ $P_{\eta}(\omega)$ ”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 ($P_x(\omega)$, $P_{\eta}(\omega)$)의 일반화된 고유치-특성의 정의를 이용하면 다음과 같다.

$$P_x(\omega) \underline{e}_m(\omega) = \lambda_m(\omega) P_{\eta}(\omega) \underline{e}_m(\omega) \quad (2.6)$$

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

여기서 $P_f(\omega)$ 가 rank K를 가질 경우 고유값을 내림차순으로 배열하면

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

가 되며, 위의 관계식으로 부터 다음과 같은 성질을 얻을 수 있다.

$$S(\omega) P_f(\omega) S^*(\omega) \underline{e}_m(\omega) = 0 \text{ for } K+1 \leq m \leq M \quad (2.7)$$

Ⅲ. 신호 고유벡터 방법 (SEM)

이 알고리즘의 기본개념은 식(2.6)에 표현된 바와 같이 K개의 큰 고유값에 대응되는 각각의 고유벡터들은 입사신호의 스티어링 벡터의 선형결합으로 표시될 수 있다는 점에 착안한 것이다[5]. 즉, modified 신호 고유벡터 $P_{\eta} \underline{e}_m(\omega)$ ($m=1, 2, \dots, K$)는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$P_{\eta}(\omega) \underline{e}_k(\omega) = \sum_{n=1}^N \alpha_k(n) \underline{s}(\omega, \underline{\chi}_n) \quad 1 \leq k \leq K \quad (3.1)$$

여기서 $\alpha_k(n)$ 은 k번째 고유벡터인 $\underline{e}_k(\omega)$ 와 관련된 스칼라 값의 계수이다.

어레이 안테나는 각 센서의 배열위치에 따라 다양

한 형태로 분류될 수 있으나 본 논문에서는 알고리즘의 효율적인 유도를 위하여 등간격 선형 어레이 안테나인 경우에 대해서 이론적인 유도를 한다. 각 센서 간격을 d 라고 하면 선형 어레이 안테나의 각 센서 위치벡터 $\underline{z}_m = [(m-1)d, 0, 0]^T$ 로 표시할 수 있으며 그에 대응되는 스티어링 벡터는 입사신호의 공간주파수 $\frac{(\omega + \omega_0)d \cos \theta}{c}$ 의 함수로 표현된다.

입사신호의 공간주파수(또는 방위각)를 추정하기 위하여 다양한 신호 모델링 방법을 이용할 수 있으나, 복소지수함수의 합으로 구성된 신호는 선형예측 모델로 표시될 수 있음은 잘 알려져 있다. 계속되는 이론 전개에서 편의상 $\underline{v}_k(\omega) = P_{\eta}(\omega) \underline{e}_k(\omega)$ ($k=1, 2, \dots, K$) 로 놓는다.

특히, 등간격 선형어레이인 경우 벡터 $\underline{v}_k(\omega)$ 의 각 요소 $v_k(m)$ 은

$$v_k(m) = \sum_{n=1}^N \alpha_k(n) e^{j\left(\frac{(\omega + \omega_0)d \cos \theta_k(m-1)}{c}\right)} \quad 1 \leq m \leq M \quad (3.2)$$

으로 표현될 수 있다.

여기서 $v_k(m)$ 은 k 번째 벡터 $\underline{v}_k(\omega)$ 의 m 번째 성분을 나타낸다. 입사신호의 갯수 N 값을 알고 있거나 또는 고유치해석을 이용하여 추정된다는 가정하에 순방향-역방향 선형 차등식은 다음과 같이 주어진다.

$$v_k(m) + \sum_{n=1}^N a_n v_k(m-n) = 0 \quad N+1 \leq m \leq M \quad (3.3)$$

$$\bar{v}_k(m) + \sum_{n=1}^N a_n \bar{v}_k(m+n) = 0 \quad 1 \leq m \leq M-N \quad (3.4)$$

여기서 “-”은 공액복소수를 표시하며, 식(3.3)과 식(3.4)는 각각 순방향 선형예측 모델과 역방향 선형예측 모델로 잘 알려져 있다. 식(3.3)과 식(3.4)는 $2(M-N)$ 개의 등식과 N 개의 계수로써 구성되어 있는 선형동식의 시스템이다.

보다 많은 갯수의 등식은 작은 분산(높은 안정도)을 제공하는 반면에 낮은 분해능을 보이며 적은 갯수의 등식은 그 반대현상을 보여준다.

따라서 식(3.3)과 식(3.4)를 동시에 만족하는 계수 a_n 을 구함으로써 좋은 성능을 얻을 수 있다. 식(3.3)과 식(3.4)를 행렬식 형태로 다시 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_k(N+1) & v_k(N) & \dots & v_k(1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ v_k(M) & v_k(M-1) & \dots & v_k(M-N) \\ \bar{v}_k(1) & \bar{v}_k(2) & \dots & \bar{v}_k(N+1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \bar{v}_k(N-1) & \dots & \dots & \bar{v}_k(M) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} = 0 \quad (3.5)$$

또는

$$\underline{V}_k \underline{a} = \underline{0} \quad 1 \leq k \leq K \quad (3.6)$$

여기서 \underline{a} 는 식(3.5)의 해를 나타내는 $(N+1)$ 차원의 계수 벡터이고 \underline{V}_k 는 $2(M-N) \times (N+1)$ 차원의 행렬을 나타낸다.

식(3.5)는 K 개의 벡터 \underline{v}_k 's에 대하여 동시에 성립해야 되므로 다음과 같은 행렬식으로 간단히 주어진다.

$$\underline{U} \underline{a} = \underline{0} \quad (3.7)$$

여기서 $\underline{U} = [\underline{V}_1', \underline{V}_2', \dots, \underline{V}_K']'$

행렬 \underline{U} 는 $2K(M-N) \times (N+1)$ 인 크기를 갖고 있으므로 $2K(M-N) \geq N+1$ 인 경우에 유일한 해인 벡터 \underline{a} 가 존재한다.

식(3.7)의 해를 구하기 위하여 여러 가지 방법을 이용할 수 있으나, 본 논문에서는 Near Nullspace Method [6]를 사용하였다.

두 입사신호의 입사각이 매우 근사할 경우 신호 고유값중의 약간은 잡음 고유값들 보다 약간만 큰 값을 가질 수 있다. 이러한 현상을 피하고 신호 고유값과 잡음 고유값을 명확히 구분하기 위해서는 확실히 큰 신호 고유값을 선정하여 신호벡터 알고리즘을 이용하는 것이 중요하다. 잡음고유값을 기본으로 한 MUSIC 알고리즘은 이러한 문제점을 해결하기가 힘들다는 점이 SEM 알고리즘과 대조적이다. SEM 알고리즘은 입사신호들이 코히어런트 또는 인코히어런트에 무관하게 유효하며 등간격 선형어레이로 입사하는 신호의 도래각은 근을 계산하여 추정될 수 있으므로 MUSIC 알고리즘의 search 방법보다 계산 속도 면에서 훨씬 빠르다는 장점을 가지고 있다.

IV. CSM-SEM

Coherent Signal Subspace Method (CSM)의 기본 개념은 각 주파수마다 각각의 신호 부공간을 형성하므로 변환행렬을 이용하여 각 주파수의 신호 부공간을 임의의 한 주파수에 해당하는 부공간으로 변환하여 평균 취함으로써 신호대 잡음비를 높임과 동시에 신호 부공간의 차원을 입사 신호갯수와 같게 만드는 것이다. 본 절에서는 CSM의 기본성질을 분석하고 SEM과 결합하는 방법을 이론적으로 유도한다. 먼저 각 주파수마다 다른 신호 부공간을 가지고 있을 경우 이러한 부공간을 하나의 신호 부공간으로 결합하는 것이 가능한가를 살펴본다.

정리 1: 스티어링 행렬 $S(\omega_j)$ ($j=1, 2, \dots, J$)가 rank N 을 갖는다는 조건하에 다음과 같은 조건을 만족하는 $M \times M$ 정칙행렬 $T(\omega_0, \omega_j)$ 가 존재한다.

$$T(\omega_0, \omega_j)S(\omega_j) = S(\omega_0), j=1, 2, \dots, J \quad (4.1)$$

여기서 J 는 입사신호의 대역폭내의 주파수 bin 갯수를 나타낸다. 증명은 [3]에 주어져 있으므로 생략한다.

$S(\omega_0)$ 와 $S(\omega_j)$ 는 정칙이므로 $[S(\omega_j), B(\omega_j)]$ 와 $[S(\omega_0), B(\omega_0)]$ 가 정칙이 되도록 하는 $M \times (M-N)$ 행렬 $B(\omega_j)$ 와 $B(\omega_0)$ 가 존재한다. 이때 $T(\omega_0, \omega_j)$ 는 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$T(\omega_0, \omega_j) = [S(\omega_0); B(\omega_0)][S(\omega_j); B(\omega_j)]^{-1} \quad (4.2)$$

여기서 변환행렬 $T(\omega_0, \omega_j)$ 는 유일한 값을 갖지 않는다[4].

식(4.1)을 이용하여 평균 스펙트럼 밀도행렬 P_x 는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} P_x &= \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J T(\omega_0, \omega_j) P_x(\omega_j) T^*(\omega_0, \omega_j) \\ &= \frac{1}{J} \left\{ S(\omega_0) \left[\sum_{j=1}^J P_f(\omega_j) \right] S^*(\omega_0) \right. \\ &\quad \left. + \sigma^2 \sum_{j=1}^J T(\omega_0, \omega_j) P_n(\omega_j) T^*(\omega_0, \omega_j) \right\} \quad (4.3) \end{aligned}$$

여기서

$$P_f = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J P_f(\omega_j)$$

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

로 놓으면 P_x 는 다음과같이 주어진다.

$$P_x = S(\omega_0) P_f S^*(\omega_0) + \sigma^2 P_n \quad (4.4)$$

식(4.4)에 주어진 P_x 를 추정하기 위해서는 변환행렬 $T(\omega_0, \omega_j)$ 를 결정해야 되며 이를 결정하기 위해서는 입사신호의 실제 도래각을 알아야 한다. 그러나 실제로 입사각을 모르므로 사전처리과정을 통하여 초기 추정각을 결정할 필요가 있다. [3]에서 제안한 CSM 방법은 실제 도래각이 초기 도래각 추정치 β 근처에 가까이 (상대적인 의미) 위치한다는 가정하에 다음과 같은 근사화된 변환행렬 $\hat{T}(\omega_0, \omega_j)$ 를 제안하였다.

$$\hat{T}(\omega_0, \omega_j) = \text{diag}[t_{11}, t_{22}, \dots, t_{MM}] \quad (4.5)$$

여기서 대각행렬에 있는 성분 t_{mm} 은

$$t_{mm} = e^{\frac{jd(\omega_0 - \omega_j)(m-1)\cos\beta}{c}}, 1 \leq m \leq M$$

로 주어지고 d 는 두 안테나소자 사이의 거리이다.

focusing과정을 통하여 추정된 어레이 출력인 변형 랜덤벡터 $\underline{y}(\omega_j)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\underline{y}(\omega_j) = \hat{T}(\omega_0, \omega_j) \underline{x}(\omega_j), 1 \leq j \leq J \quad (4.6)$$

랜덤벡터 $\underline{y}(\omega_j)$ 의 스펙트럼 밀도행렬 $P_y(\omega_j)$ 를 J 개의 주파수대역에 걸쳐서 평균을 취하면 평균 스펙트럼 밀도행렬 P_y 는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} P_y &= \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \hat{T}(\omega_0, \omega_j) P_x(\omega_j) \hat{T}^*(\omega_0, \omega_j) \\ &= S(\omega_0) P_{cy} S^*(\omega_0) + \sigma^2 P_{ny} \quad (4.7) \end{aligned}$$

여기서

$$P_{cy} = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J P_f(\omega_j)$$

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

여기서 P_y 는 초기 추정치를 이용한 변환행렬 $T(\omega_0, \omega_j)$ 에 의하여 평균 취해진 스펙트럼 밀도행렬 P_x 의 추정치이다.

III.절에서 언급한 바와같이 SEM 알고리즘은 협대역 코히어런트 신호인 경우 MUSIC은 물론 신호 부공간 방법을 이용한 어떠한 방법보다도 월등한 성능을 보여주고 있다. 그리하여 SEM 알고리즘을 CSM 방법과 결합하여 대역확산 신호의 도래각 추정에 적용할 경우 바이어스 및 분해능 면에서 CSM-MUSIC 방법보다 우수한 성능을 얻을 수 있다. CSM-MUSIC 과 연산과정에서 다른점은 오직 generalized 고유특성을 분석한 다음 K개의 큰 고유값에 해당하는 신호 고유벡터를 선형 예측 모델로 구성한다는 점이다. 또한 CSM-MUSIC이 공간 스펙트럼의 첨두치를 추정하기 위하여 search를 하는 반면 CSM-SEM은 M-차 다항식의 근을 구함으로써 pole의 위치로 부터 도래각을 추정할 수 있기 때문에 계산속도 면에서 월등히 빠르다.

본 논문에서 제안하는 CSM-SEM 방법은 협대역 알고리즘 SEM과 광대역 알고리즘인 CSM을 결합한 방법으로써 연산과정은 <표 1>과 같이 요약될 수 있다.

표 1. CSM-SEM 연산과정
Table 1. Steps of CSM-SEM

(1)	각 어레이 채널별로 데이터를 수집
(2)	각 채널별로 이산 푸리에변환 계산
(3)	어레이 스펙트럼 밀도행렬을 추정
(4)	초기 추정 도래각 결정
(5)	변환행렬을 추정
(6)	평균 스펙트럼 밀도행렬을 추정
(7)	Generalized 고유값 특성을 분석
(8)	신호 부공간을 추정
(9)	선형 예측 모델을 적용 (AR모델)
(10)	AR모델의 매개변수 추정
(11)	M-차 다항식의 근을 계산:스펙트럼 첨두치 결정

V. 시뮬레이션 결과

CSM-SEM 방법의 성능을 조사하기 위하여 두 개의 코히어런트 DS/BPSK 신호가 공간적으로 가까이 위치하면서 $M=20$ 인 등간격 선형어레이로 입사하는 경우를 고려하였다.

센서간격은 $d = \frac{c\pi}{\omega_0}$ 이고 ω_0 는 중심 라디안 주파수를 나타낸다. m-번째 센서로 입사하는 신호 $x_m(t)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$x_m(t) = f_1(t + \tau_1(m)) \cos[\omega_0(t + \tau_1(m)) + \Psi_1] + f_2(t + \tau_2(m)) \cos[\omega_0(t + \tau_2(m)) + \Psi_2] \quad (5.1)$$

펄스신호 $f(t)$ 는 변조율로 +1 또는 -1을 갖으며 시간지연은 다음과 같다.

$$\tau_i(m) = \frac{d(m-1)\cos\theta_i}{c}, \quad i=1, 2, 1 \leq m \leq M \quad (5.2)$$

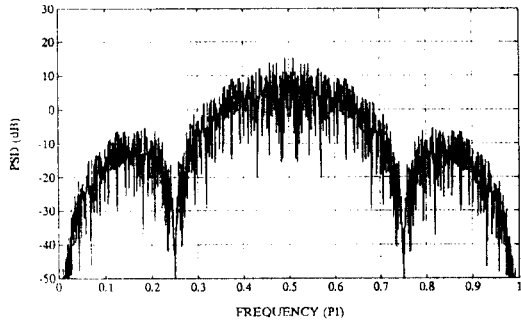
여기서 $f_2(t) = f_1(t - t_0)$ 이며 t_0 는 샘플링시간의 20배인 $20T_s$ (표본주파수 = $\frac{1}{T_s}$)로 주었으며 다중경로 반사파로 생각할 수 있다. 두 대역확산 신호는 같은 중심주파수를 갖고 진폭비는 3dB 차이가 나도록 하였으며 입사각은 각각 90°와 95°인 경우를 취하였다. CSM 방법을 수행하기 위하여 초기 추정각을 92.5°로 가정하였다.

확산코드의 칩율과 표본주파수는 각각 주엽폭이 0.5 π 이고 중심주파수가 0.5 π 가 되도록 하였으며 스패 샷 갯수는 $L=1920$ 을 선택하였다.

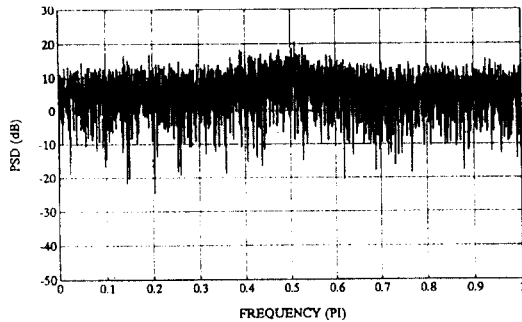
각 센서 소자에서의 전체 관측시간은 $Q=15$ 개의 segment로 나누어지고 어레이 스펙트럼 밀도행렬을 추정하기 위하여 각 segment 마다 1024-point FFT를 취하였다. 두 개의 코히어런트 신호가 입사한 경우에만 센서 소자로 수신된 신호의 DS/BPSK나 대역확산 신호의 주파수특성을 살펴보기 위하여 8192-point FFT를 취하여 신호의 전력밀도 스펙트럼을 (그림 1)에 표시하였다.

(그림 1(a))로 부터 잡음이 없는 경우에 DS/BPSK 신호의 주엽폭이 정확히 0.5 π 이고 중심주파수가 0.5 π 임을 알 수 있다. (그림 1(b))는 신호대 잡음비가 -10dB

인 경우를 나타내며 대역확산 신호의 주엽폭을 정확히 담지하기가 매우 어렵다는 것을 알 수 있다. 통계적 특성을 간단히 살펴보기 위하여 10번의 독립시행을 거쳐 각 경우에 대하여 스펙트럼 밀도행렬을 추정하였으며 대역내에서 $J=33$ 개의 주파수 bin을 생성하였다. 두 알고리즘의 통계적 성능인 표본 바이어스를 비교분석하기 위하여 신호대 잡음비가 10dB인 경우의 추정결과를 (그림 2)에 나타내었다. (그림 2)로부터 CSM-MUSIC은 0.45° 의 표본 바이어스를 보여주는 반면에 CSM-SEM은 0.05° 의 매우 작은 바이어스를 제공하는데 이는 협대역 어레이 신호처리에서의 통계적 성능과 매우 유사한 결과이다.



(a)



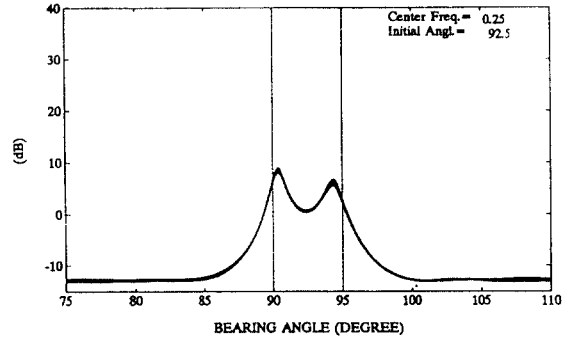
(b)

그림 1. 90° 와 95° 로 입사한 두 개의 코히어런트 대역확산 신호의 전력밀도 스펙트럼

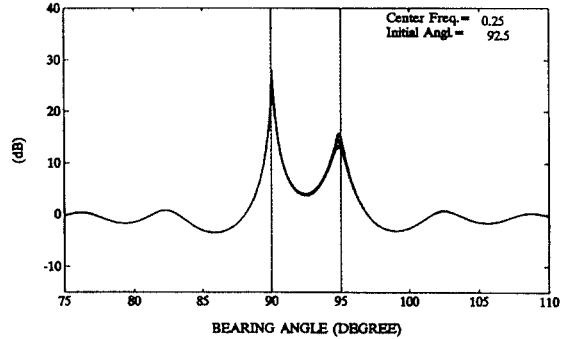
(a)잡음이 없는 경우 (b)SNR = -10 dB

Fig 1. Power spectral density of two coherent spread spectrum signals at bearing angles of 90° and 95° .

(a) Noise-free case (b)SNR = -10 dB



(a)



(b)

그림 2. 신호대 잡음비가 10 dB인 경우 90° 와 95° 로 입사한 두 개의 코히어런트 대역확산 신호를 분리추정한 도래각 추정

(a) CSM-MUSIC (b) CSM-SEM

Fig 2. Bearing estimates for two coherent spread spectrum signals at bearing angles of 90° and 95° with SNR of 10 dB.

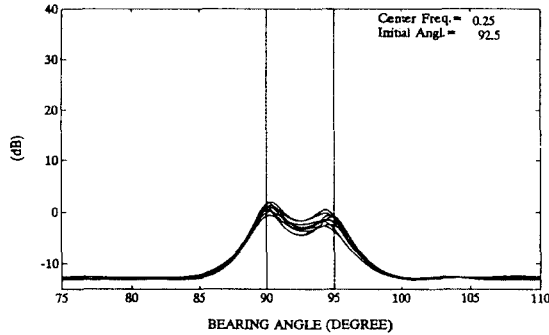
(a) CSM-MUSIC (b) CSM-SEM

신호대 잡음비가 작아짐에 따른 분해능과 표본분산의 통계적 성능 변화를 비교분석하기 위하여 SNR = -10dB인 경우의 도래각 추정결과를 (그림 3)에 표시하였다.

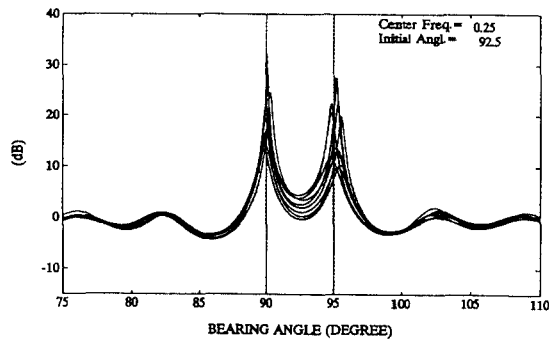
(그림 3)으로부터 CSM-SEM의 분해능이 CSM-MUSIC보다 우수함을 알 수 있는데 이는 기본적으로 잡음 고유벡터 대신 신호 고유벡터를 이용하여 선형 예측 모델을 사용하는 일종의 사후처리 (post-processing) 과정을 CSM-SEM이 적용하였기 때문에 나타난 결과라고 볼 수 있다.

시뮬레이션 결과로부터 CSM-SEM 방식을 등간격 선형어레이로 입사하는 코히어런트 대역확산 신호의

도래각 추정에 적용하였을 경우 보다 우수한 통계적 성능을 얻을 수 있음을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 3. 신호대 잡음비가 -10 dB인 경우 90° 와 95° 로 입사한 두 개의 코히어런트 대역확산 신호를 분리추정한 도래각 추정

(a) CSM-MUSIC (b) CSM-SEM

Fig 3. Bearing estimates for two coherent spread spectrum signals at bearing angles of 90° and 95° with SNR of -10 dB.

(a) CSM-MUSIC (b) CSM-SEM

VI. 결 론

본 논문에서는 등간격 선형어레이에서 광대역 신호인 코히어런트 대역확산 신호를 효율적으로 방향 탐지할 수 있는 CSM-SEM 방식을 제안하였다. 이 알고리즘은 광대역 알고리즘인 CSM 방식과 협대역 알고리즘인 SEM 방식을 결합한 방법으로써 CSM-MUSIC

보다 우수한 통계적 성능을 나타내었다. 특히 표본바 이어스 및 분해능 면에서 효율적인 성능을 보여주었다. CSM-MUSIC이 공간 스펙트럼의 침투치를 추정하기 위하여 search를 하는 반면 CSM-SEM은 M-차 다항식의 근을 구함으로써 pole의 위치로부터 도래각을 추정할 수 있기 때문에 계산속도 면에서 훨씬 빠르다. 현재 제안한 방법을 임의의 어레이에 적용하기 위한 연구가 진행중이다.

감사의 글

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

참 고 문 헌

1. R. O. Schmidt, "A signal subspace approach to multiple emitter location and spectral estimation," Ph. D. Dissertation, Stanford Univ., 1981.
2. T. J. Shan, M. Wax, and T. Kailath, "On Spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals," *IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. ASSP-33, pp. 806~811, August 1985.
3. R. T. Williams, S. Prasad, A. K. Mahalanabis, and L. H. Sibul, "An improved spatial smoothing techniques for bearing estimation in a multipath environment," *IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. ASSP-36, pp. 425~432, April 1988.
4. 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.
5. 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.

6. J. A. Cadzow, "Spectral estimation: An over-determined rational model equation approach," Proc. IEEE, vol. 70, pp. 907~939, September 1982.



김 영 수(Young Soo Kim) 종신회원

1981년 2월: 연세대학교 전자공학과(공학사)

1983년 2월: 연세대학교 대학원 전자공학과(공학석사)

1988년 12월: 미국 Arizona State University 전기 및 컴퓨터공학과(공학박사)

1985년 5월~1986년 5월: Signal-System Technology Inc., U. S. A.. Consultant

1989년 3월~1992년 8월: ETRI, 전파응용연구실, 실장

1992년 9월~1996년 8월: 경희대학교 전파공학과 조교수

1996년 9월~현재: 경희대학교 전파공학과 부교수

※주관심분야: 어레이신호처리, 통계신호처리, 전파 관리 및 감시, 수치선형대수