

論文2003-40TC-1-3

## 근사 공분산 행렬을 이용한 빠른 입사각 추정 알고리즘 (Fast DOA Estimation Algorithm using Pseudo Covariance Matrix)

金正泰\*, 文聖薰\*, 韓東錫\*\*, 趙明濟\*\*\*, 金貞九\*\*\*\*

(Jung-Tae Kim, Sung-Hoon Moon, Dong-Seog Han, Myeong-Je Cho, and Jeong-Goo Kim)

### 요약

본 논문에서는 입사 신호의 근사 공분산 행렬을 이용하여 신호의 입사각을 빠르게 추정하는 입사각 추정 알고리즘을 제안한다. MUSIC(Multiple Signal Classification) 알고리즘과 같은 기존의 부분공간 입사각 추정 알고리즘은 입력 공분산 행렬을 구하기 위해서 다수의 표본 신호를 필요로 하며, 입력 공분산 행렬을 획득하기 위한 표본 신호의 수신시간 동안 입사각 추정이 수행될 수 없으므로 빠른 신호처리가 불가능하다. 또한 코히어런트 신호가 입사하는 경우에 코히어런트 신호간의 간섭으로 신호의 입사각을 정확하게 추정할 수 없다. 제안한 입사각 추정 알고리즘은 빔 형성기를 이용하여 매 표본 신호의 공간적인 빔 형성을 먼저 수행하여 신호간의 간섭을 제거한 후에 센서의 출력 값을 이용하여 방위각 응답(bearing response)과 방향 스펙트럼(directional spectrum)을 구한다. 방위각 응답으로 대략적인 신호의 입사각을 추정한 후에 방향 스펙트럼을 이용하여 정확하게 신호의 입사각을 추정한다. 제안 입사각 추정 알고리즘은 공분산 행렬을 구하기 위하여 그 순간의 각 어레이 소자에 입사되는 표본 신호만을 사용하고 방위각 응답을 구하기 위해서 몇 순간 동안의 표본 신호만 필요로 하므로 기존 입사각 추정 알고리즘에 비하여 크게 향상된 입사각 추정 속도를 갖는다.

### Abstract

This paper proposes a fast direction of arrival (DOA) estimation algorithm that can rapidly estimate incidence angles of incoming signals using a pseudo covariance matrix. The conventional subspace DOA estimation methods such as MUSIC (multiple signal classification) algorithms need many sample signals to acquire covariance matrix of input signals. Thus, it is difficult to estimate the DOAs of signals because they cannot perform DOA estimation during receiving sample signals. Also if the DOAs of signals are changing rapidly, conventional algorithms cannot estimate incidence angles of signals exactly. The proposed algorithm obtains bearing response and directional spectrum after acquiring pseudo covariance matrix of each snapshot. The incidence angles can be exactly estimated by using the bearing response and directional spectrum. The proposed DOA estimation algorithm uses only concurrent snapshot so as to obtain covariance matrix. Compared to conventional DOA estimation methods. The proposed algorithm has an advantage that can estimate DOA of signal rapidly.

**Keywords** : Adaptive array, DOA estimation, Generalized eigenvalue equation

\* 學生會員, \*\* 正會員, 慶北大學校 電子電氣工學部

(School of Electronic &amp; Electrical Engineering, Kyungpook National University)

\*\*\* 正會員, 國防科學研究所

(Agency for Defense Development)

\*\*\*\* 正會員, 密陽大學校 情報通信工學部

(School of Information &amp; Communication, Miryang National University)

接受日字:2002年8月6日, 수정완료일:2002年12月16日

## I. 서론

MUSIC(Multiple Signal Classification)<sup>[1]</sup> 알고리즘과 같은 기존의 입사각 추정 알고리즘은 입력 공분산 행렬의 고유치 분해를 수행하여 신호 부분 공간과 잡음 부분 공간으로 분리하고 잡음 부분 공간과 입사 신호의 지향 벡터와의 직교성을 이용하여 신호의 입사각을 추정한다. 이 때 MUSIC 알고리즘이 최상의 성능을 얻기 위해서는 많은 수의 표본 신호가 필요하다. 또한 입력 공분산 행렬을 구하는 표본 신호의 수신 시간 동안에 신호의 입사각이 변하지 않고 신호들 사이에 상관도가 없어야 한다. 신호들 사이에 상관도가 존재하거나 신호의 입사각이 빠르게 변화할 경우에 MUSIC 알고리즘은 신호의 입사각을 정확하게 추정할 수 없다. 또한, 입력 공분산 행렬을 구하기 위해서는 다수의 표본 신호를 필요로 하며, 표본 신호의 수신 시간 동안 입사각 추정이 수행될 수 없으므로 빠른 신호 처리가 곤란하다.

입사각 추정 속도를 증가시키기 위하여 근사 공분산 행렬을 이용한 빔 형성기가 제안되었다<sup>[2]</sup>. 근사 공분산 행렬을 이용한 빔 형성기는 다수의 표본 신호를 이용하여 입력 공분산 행렬을 구하는 것이 아니라 어레이 소자에 수신되는 하나의 표본 신호 벡터를 이용하여 근사 공분산 행렬을 구한다. 근사 공분산 행렬의 고유치 분해를 수행하여 지향 방향에서 입사하는 신호는 그대로 수신하고 지향 방향을 제외한 다른 방향에서 입사하는 신호들은 패턴 널을 형성하도록 가중치를 획득할 수 있다. 적응 어레이 신호처리에서 가장 해결하기 어려운 문제들 중의 하나는 관심신호와 상관도를 가지는 코히어런트 간섭 신호에 의하여 발생하는 관심 신호의 상쇄현상이다<sup>[3]</sup>. 고도로 발달된 군사정보전에서는 재머와 같이 관심 신호와 높은 상관도를 가지는 간섭신호가 존재할 수 있다<sup>[4]</sup>. 근사 공분산 행렬을 이용한 빔 형성기는 코히어런트 간섭 신호의 상쇄 현상이 생기지 않는 장점을 가진다. 따라서, 신호의 입사각과 거리정보를 빠르게 탐지하여 신호 처리를 수행하므로 전체 레이다 시스템의 성능을 향상시킬 수 있다<sup>[5-8]</sup>. 그러나 근사 공분산 행렬을 이용한 빔 형성기는 하나의 표본 신호를 근사 공분산 행렬로 변환하는 과정에서 자유도가 감소하는 문제점을 가지고 있다.

본 논문에서는 코히어런트 신호의 상쇄현상 없이 입사각 추정 속도를 증가시키기 위하여 근사 공분산 행렬

을 이용한 빔 형성 기법과 빔 패턴을 이용하여 신호의 입사 방향을 추정하는 입사각 추정 알고리즘을 제안한다. 제안한 알고리즘은 먼저 지향 방향의 어레이 출력 전력을 나타내는 방위각 응답(bearing response)을 순차적으로 구한 후에 신호가 입사하는 대략적인 입사각 범위를 추정한다. 그리고 방위각 응답이 최소일 때의 빔 패턴의 역수를 취하여 방향 스펙트럼(directional spectrum)을 획득한다. 대략적인 입사각 범위 내에서 방향 스펙트럼이 첨두치를 가질 때의 방위각을 신호의 입사각으로 추정한다. 제안 알고리즘은 MUSIC 알고리즘보다 훨씬 적은 수의 표본 신호를 이용하여 신호의 입사각을 추정하지만 정확한 입사각을 빠르게 추정할 수 있다. 또한, MUSIC 알고리즘과 달리 최적 가중치를 획득하는 방법이므로 코히어런트 간섭 신호는 제거하고 원하는 신호만 수신할 수 있는 장점을 가진다.

본 논문의 구성은 서론에 이어서 II장에서 표본 신호를 이용한 근사 공분산 행렬 추정과 이를 이용한 빔 형성 기법을 소개하고 III장에서 제안 입사각 추정 알고리즘을 제안한다. IV장에서는 모의실험을 통하여 제안 알고리즘의 성능을 분석하고 V장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

## II. 근사 공분산 행렬을 이용한 빔형성 기법

각각의 어레이에 수신되는 신호는 신호의 입사각에 의해서 결정되는 전파 지연시간 때문에 어레이의 소자간에 위상차가 발생한다. 근사 공분산 행렬 추정기법은 어레이 지향 방향에 대한 소자간 위상차를 나타내는 지향 벡터를 이용하여 지향 방향에서 입사하는 신호의 입출력 이득이 1이 되도록 하는 제한 조건을 만족시키면서 어레이의 출력을 최소화 시킴으로써 다른 방향에서 입사하는 신호들에 대해서는 패턴 널을 형성하도록 최적가중치를 획득하는 방법이다.  $N$  개의 어레이 소자에  $L$  개의 입사신호  $s_1, s_2, \dots, s_L$  가  $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_L$  방향에서 입사한다고 가정하면 어레이에 수신되는  $k$  번째 입사신호  $x(k)$ 는

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k) &= \mathbf{A}(\theta)\mathbf{s}(k) + \mathbf{n}(k) \\ &= [x_1(k), x_2(k), \dots, x_N(k)]^T \end{aligned} \quad (1)$$

이다. 여기서  $T$  는 행렬의 전치이고,  $\mathbf{A}(\theta)$ 는 신호의 입사각과 관련된 지향벡터로 이루어진  $N \times L$  차원의 행렬,

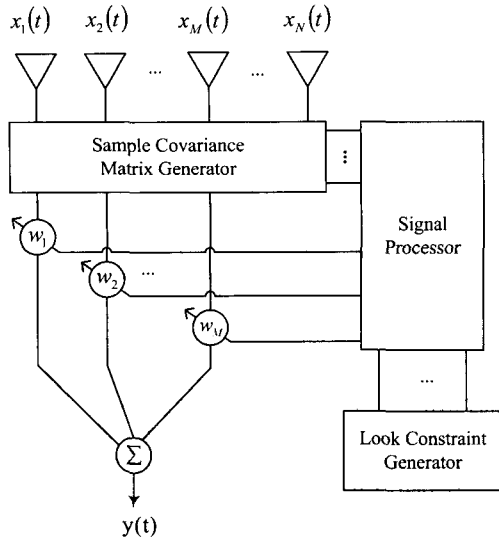


그림 1. 근사 공분산 행렬 추정 기법을 이용한 빔 형성기  
Fig. 1. Adaptive beamformer using pseudo covariance matrix.

$\mathbf{s}(k)$ 는  $L$  개의 입사신호로 이루어진 신호 벡터, 그리고  $\mathbf{n}(k)$ 는 각각의 어레이 소자에서 발생하는 잡음으로 평균이 0이고 분산이  $\sigma_n^2$  인 백색 가우시안 잡음으로 가정하면 다음과 같다.

$$\mathbf{A}(\theta) = [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_L)] \quad (2)$$

$$\mathbf{s}(k) = [s_1(k), s_2(k), \dots, s_L(k)]^T \quad (3)$$

$$\mathbf{n}(k) = [n_1(k), n_2(k), \dots, n_N(k)]^T \quad (4)$$

여기서  $\mathbf{a}(\theta_i) (i=1, 2, \dots, L)$ 는 입사신호  $s_i(k)$ 의 입사각  $\theta_i$ 에 대한 지향 벡터  $\mathbf{a}(\theta_i)$

$$\mathbf{a}(\theta_i) = \left[ 1, e^{j\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta_i}, \dots, e^{j\frac{2\pi d}{\lambda} (N-1) \sin \theta_i} \right]^T \quad (5)$$

이다. <그림 1>에서 근사 공분산 행렬 형성기(pseudo covariance matrix generator)는 하나의 표본 신호를 이용하여 공분산 행렬과 같은 기능을 수행하는 근사 공분산 행렬을 생성시킨다. 근사 공분산 행렬  $\mathbf{X}(k)$ 는 다음과 같이 구성된다.

$$\mathbf{X}(k) = \begin{bmatrix} x_1(k) & x_2(k) & \dots & x_M(k) \\ x_2(k) & x_3(k) & \dots & x_{M+1}(k) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_M(k) & x_{M+1}(k) & \dots & x_N(k) \end{bmatrix} \quad (6)$$

여기서  $M$ 은  $(N+1)/2$ 이다. 어레이의 수가  $N$ 개일 때 근사 공분산 행렬은  $M \times M$  대칭 행렬이 되므로 자유도가  $M$ 으로 감소한다.

빔 형성기의 지향 방향이  $\theta_s$ 일 때 빔 지향 벡터는

$$\mathbf{a}(\theta_s) = \left[ 1, e^{j\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta_s}, \dots, e^{j\frac{2\pi d}{\lambda} (N-1) \sin \theta_s} \right]^T \quad (7)$$

이다. 여기서  $\lambda$ 는 반송파 주파수의 파장이고,  $d$ 는 어레이 소자간의 거리를 나타낸다.

지향 조건 생성기(look constraint generator)에서는 식 (7)의 빔 지향 벡터를 이용하여 식 (8)과 같이  $M \times M$  차원의 지향 행렬로 변환시키는 기능을 수행한다.

$$\mathbf{A}(\theta_s) = \begin{bmatrix} a_1(\theta_s) & a_2(\theta_s) & \dots & a_M(\theta_s) \\ a_2(\theta_s) & a_3(\theta_s) & \dots & a_{M+1}(\theta_s) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_M(\theta_s) & a_{M+1}(\theta_s) & \dots & a_N(\theta_s) \end{bmatrix} \quad (8)$$

<그림 1>은 소자간 간격이 반송파 주파수의 반파장인 등간격 선형 어레이로 이루어진 근사 공분산 행렬 추정 기법을 이용한 빔 형성기이다.

각각의 어레이 소자에 수신된 신호를 근사 공분산 행렬  $\mathbf{X}(k)$ 로 표현하면 어레이의 지향 방향에서 입사하는 신호는  $\alpha \mathbf{A}(\theta_s)$ 로 표현할 수 있다. 여기서  $\alpha$ 는 지향 방향에서 입사하는 신호의 크기를 나타내는 스칼라 값이다. 따라서,  $\mathbf{X}(k)$ 에서  $\alpha \mathbf{A}(\theta_s)$ 를 빼면 지향 방향을 제외한 다른 방향에서 입사하는 신호와 잡음만 남게 된다. 따라서 지향 방향 이외의 원하지 않는 신호전력을 최소화시키기 위한 어레이 가중치  $\mathbf{v} = [v_1, v_2, \dots, v_M]^T$ 는 식 (9)를 만족한다.

$$[\mathbf{X}(k) - \alpha \mathbf{A}(\theta_s)] \mathbf{v} = [\mathbf{0}] \quad (9)$$

식 (9)를 일반화된 고유방정식으로 표현하면 식 (10)과 같다.

$$\mathbf{X}(k) \mathbf{v} = \alpha \mathbf{A}(\theta_s) \mathbf{v} \quad (10)$$

여기서  $\alpha$ 는 고유치분해를 수행하여 구한 최소 고유치이고  $\mathbf{v}$ 는 고유치가 최소값을 가질 때의 고유 벡터이다. 이 때의 고유 벡터  $\mathbf{v}$ 는 잡음부분공간으로 정의된다. 고유 벡터  $\mathbf{v}$ 는 지향 방향을 제외한 모든 신호의 입사

방향으로 패턴 널을 형성하여 어레이 출력 전력을 최소화 시킨다. 지향 방향의 입출력 이득이 1이 되도록 하는 제한 조건은

$$\mathbf{w}(\theta_s)^T \mathbf{a}(\theta_s) = 1 \quad (11)$$

이다. 여기서  $\mathbf{w}(\theta_s)$ 는 최적 가중치 벡터를 나타낸다.

고유 벡터  $\mathbf{v}$ 와 지향 벡터  $\mathbf{a}(\theta_s)$ 를 이용하여 최적 가중치 벡터를 구하면  $\mathbf{w}(\theta_s)$ 는

$$\mathbf{w}(\theta_s) = \frac{\mathbf{v}}{\mathbf{v}^T \mathbf{a}(\theta_s)} \quad (12)$$

이다. 최적 가중치 벡터를 이용한 어레이의 출력  $y(k)$ 는

$$y(k) = \sum_{m=1}^M w_m(\theta_s) x_m(k) \quad (13)$$

이다. 이렇게 구한 최적 가중치 벡터는 지향 방향에서 입사하는 신호의 입출력 이득이 1인 제한 조건을 만족시키면서 다른 방향의 입사각에서는 패턴 널을 형성하여 출력 전력을 최소화 시킨다<sup>[9]</sup>.

### III. 제안 입사각 추정 알고리즘

신호가 입사하는 일정 범위의 방향으로 빔을 지향하면 어레이의 출력은 지향 방향의 신호 성분과 잡음 성분을 가진다. 그러나 어레이 지향 방향에서 입사하는 신호가 없으면 최적 가중치 벡터는 모든 신호의 입사 방향으로 패턴 널을 형성하여 출력 신호에는 잡음 전력만 존재한다. 관심 영역의 방위각내에서 빔 지향 방향  $\theta_s$ 를 순차적으로 이동시키면서 각각의 지향 방향에 대한 최적 가중치 벡터  $\mathbf{w}(\theta_s)$ 를 획득한다. 각각의 지향 방향에 대한 최적 가중치 벡터를 이용하여 지향 방향의 출력 전력을 구한다. 이것을 방위각 응답이라고 한다. 방위각 응답이 신호의 입사 방향에서는 상대적으로 잡음 전력보다 큰 전력 값을 가지므로 입사 신호의 대략적인 입사각을 추정할 수 있다.

$N$ 개의 소자를 가진 어레이에  $L$ 개의 서로 다른 입사각을 가진 신호가 입사한다고 가정하면 각각의 어레이 소자에 수신되는 신호와 입사 신호의 지향 벡터는 다음과 같다.

$$\mathbf{x}(k) = [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_L)] \mathbf{s}(k) + \mathbf{n}(k) \quad (14)$$

$$\mathbf{a}(\theta_l) = \left[ 1, e^{j \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta_l}, \dots, e^{j \frac{2\pi d}{\lambda} (M-1) \sin \theta_l} \right]^T \quad (15)$$

이때, 지향 방향의 어레이 출력신호  $y(k)$ 는

$$y(k) = \mathbf{w}(\theta_s)^T [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_L)] \mathbf{s}(k) + \mathbf{w}(\theta_s)^T \mathbf{n}(k) \quad (16)$$

이다. 여기서  $\mathbf{w}(\theta_s)$ ,  $\mathbf{a}(\theta_l)$ ,  $\mathbf{n}(k)$ 는 모두  $M \times 1$  차원의 열 벡터이다. 이것은 벡터를 근사 공분산 행렬로 변환하는 과정에서 자유도가  $M$ 으로 줄어들기 때문이다.

만약 어레이가 첫번째 신호의 입사각  $\theta_1$ 으로 지향한 경우, 최적가중치  $\mathbf{w}(\theta_1)$ 은 지향 방향  $\theta_1$ 의 입사신호  $s_1(k)$ 는 그대로 통과시키고 다른 방향에서 입사하는 신호는 패턴 널을 형성하여 지향 방향 이외의 신호 성분은 어레이 출력에서 제거되므로 어레이 출력 신호  $y(k)$ 는

$$\begin{aligned} y(k) &= \mathbf{w}(\theta_1)^T \mathbf{A}(\theta) \mathbf{s}(k) + \mathbf{w}(\theta_1)^T \mathbf{n}(k) \\ &= [1, 0, \dots, 0] \mathbf{s}(k) + \mathbf{w}(\theta_1)^T \mathbf{n}(k) \\ &= s_1(k) + \mathbf{w}(\theta_1)^T \mathbf{n}(k) \end{aligned} \quad (17)$$

이다. 그러나, 어레이가 지향하는 방향에서 입사하는 신호가 없는 경우에 최적 가중치  $\mathbf{w}(\theta_s)$ 는 모든 입사신호의 입사각에서 패턴 널을 형성하므로 어레이 출력  $y(k)$ 는

$$\begin{aligned} y(k) &= \mathbf{w}(\theta_s)^T \mathbf{A}(\theta) \mathbf{s}(k) + \mathbf{w}(\theta_s)^T \mathbf{n}(k) \\ &= [0, 0, \dots, 0] \mathbf{s}(k) + \mathbf{w}(\theta_s)^T \mathbf{n}(k) \\ &= \mathbf{w}(\theta_s)^T \mathbf{n}(k) \end{aligned} \quad (18)$$

가 되어 잡음 전력만 존재하게 된다.

어레이 신호처리에서 가장 해결하기 어려운 문제의 하나로 상관성을 가진 입사 신호들이 서로 다른 방향에서 입사할 때, 이들을 구분하기 어려운 문제가 있다. 그러나 근사 공분산 행렬을 이용하여 신호의 입사각을 추정하면 근사 공분산 행렬의 주대각 성분을 제외한 모든 대각 성분이 같은 값을 가지는 근사 토폴리츠(Toeplitz) 행렬이 되기 때문에 근사 공분산 행렬을 이용하여 방위각 응답을 구하는 경우 코히런트 신호의 상쇄 간섭이 일어나지 않는다.

두 개의 코히어런트 신호가 서로 다른 방향에서 입사한다고 가정하면 어레이 출력신호  $y(k)$ 는 다음과 같다.

$$y(k) = \mathbf{w}(\theta_s)^T [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_L)] \begin{bmatrix} s_1(k), s_1'(k), \dots, s_L(k) \end{bmatrix} + \mathbf{w}(\theta_s)^T \mathbf{n}(k) \quad (19)$$

여기서  $s_i(k)$  와  $s'_i(k)$  는 코히어런트 신호를 나타낸다. 어레이가  $\theta_i$  방향으로 지향한 경우에 어레이의 출력  $y(k)$  는

$$\begin{aligned} y(k) &= \mathbf{w}(\theta_i)' [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_i)] [s_1(k), s'_1(k), \dots, s_i(k)]' + \mathbf{w}(\theta_i)' \mathbf{n}(k) \\ &= [1, 0, \dots, 0] [s_1(k), s'_1(k), \dots, s_i(k)]' + \mathbf{w}(\theta_i)' \mathbf{n}(k) \\ &= s_i(k) + \mathbf{w}(\theta_i)' \mathbf{n}(k) \equiv s_i(k) \end{aligned} \quad (20)$$

$\theta_i$  방향의 입사신호  $s_i(k)$  만 가진다.

반면 MUSIC 알고리즘은 다수의 표본신호를 이용하여 입력 공분산 행렬을 구한다. 그러나 코히어런트 신호가 입사하는 경우 입력 공분산 행렬은 코히어런트 신호 간의 간섭으로 토폴리츠 행렬이 아니다. 이 때의 입력 공분산 행렬을 고유치 분해하여 신호의 입사각을 추정하면 코히어런트 신호의 입사각을 추정할 수 없다. 지향 방향에서의 어레이 출력 신호의 전력  $P_1(\theta_i)$  는

$$P_1(\theta_i) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K y(k)y(k)^* \quad (21)$$

이고, 이것을 방위각 응답이라고 한다. 어레이의 지향 방향에서 신호가 입사하는 경우 방위각 응답  $P_1(\theta_i)$  는

$$\begin{aligned} P_1(\theta_i) &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K [s_i(k) + \mathbf{w}(\theta_i)' \mathbf{n}(k)] [s_i(k) + \mathbf{w}(\theta_i)' \mathbf{n}(k)]^* \\ &= \sigma_i^2 + \sigma_n'^2 \equiv \sigma_i^2 \end{aligned} \quad (22)$$

가 되어 지향 방향의 신호 전력과 잡음 전력을 가진다. 그러나 지향 방향에서 입사하는 신호가 없는 경우에 방위각 응답  $P_1(\theta_i)$  는

$$\begin{aligned} P_1(\theta_i) &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K [\mathbf{w}(\theta_i)' \mathbf{n}(k)] [\mathbf{w}(\theta_i)' \mathbf{n}(k)]^* \\ &= \sigma_n^2 \mathbf{w}(\theta_i)' \mathbf{w}(\theta_i) \end{aligned} \quad (23)$$

가 되어, 잡음 전력만을 가지므로 신호가 입사하는 방향에서는 잡음 전력보다 큰 신호 전력값을 가지고 입사신호가 없는 방향에서는 잡음 전력값을 가진다. 신호 전력과 잡음 전력을 고려하여 문턱값을 정해주면 방위각 응답으로부터 대략적인 신호의 입사각을 추정한다.

<그림 2>는 두 개의 입사신호가 입사각 7.6°와 12.8°로 입사할 경우에 순차적으로 적응 어레이의 지향 방향  $\theta_i$  를 0.5°씩 이동시키면서 각각의 지향 방향에서 어레이의 출력 전력을 나타낸 방위각 응답이다. <그림 2>에서 방위각 응답이 문턱값보다 큰 값을 가지는 구간을 대략적인 신호의 입사각으로 추정한다. 대략적인 신호의 입사각 범위 내에서 정확한 입사각 추정을 위하여 방향

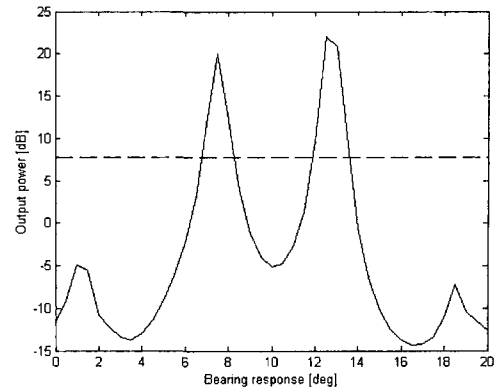


그림 2. 방위각 응답  
Fig. 2. Bearing response.

스펙트럼을 이용한다. 이것은 입사 신호가 순차적으로 지향한 방향과 약간의 오차가 있는 경우 정확한 입사각을 추정할 수 없기 때문이다.

방위각 응답이 최소 전력을 가질 때의 방위각  $\theta_{p_{min}}$  을

$$\theta_{p_{min}} = \arg \min_{\theta_i} P_1(\theta_i) \quad (24)$$

구한다. 이 때의  $\theta_{p_{min}}$  에 대한 최적 가중치 벡터  $\mathbf{w}(\theta_{p_{min}})$  의 빔 패턴은

$$G(\theta) = \mathbf{w}(\theta_{p_{min}})' \mathbf{a}(\theta) = \sum_{i=1}^M w_i(\theta_{p_{min}}) e^{j(i-1) \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta} \quad (25)$$

이다.  $G(\theta)$  는 모든 입사 신호의 방위각  $\theta_i$  에서 깊은 패턴 널을 형성한다. 식 (25)의 역수를 취하여 다음과 같이 방향 스펙트럼  $P_2(\theta)$  를

$$P_2(\theta) = \frac{1}{G(\theta)} \quad (26)$$

구한다. 이 때,  $P_2(\theta)$  는 모든 입사 신호의 방위각에서 첨두치를 가지게 된다. 방위각 응답으로부터 대략적인 입사각을 추정한 후에 추정한 구간에서 방향 스펙트럼이 첨두치를 가지는 방위각을 신호의 입사각으로 추정한다. 방위각 응답이 최소가 되는 방위각을 선택하면, 이 방향으로의 입사 신호는 잡음만 존재할 확률이 높고, 식 (20)를 만족하는 가중치가 되면 다른 방향에서 입사하는 모든 신호 방향으로 패턴 널을 형성하여 신호의 입사 방향을 잘 찾을 수 있다.

제안 입사각 추정 알고리즘을 간략히 정리하면 다음과 같다.

- ① 관심 방위각 내에서 일정한 방위각 간격으로 근사 공분산 행렬을 이용하여 방위각 응답을 구한다.
- ② ①에서 입사 신호의 방향을 결정하기 위하여 방위각 응답의 신호 결정 문턱값을 정한다. 이 때, 문턱값보다 큰 전력을 가지는 방위각 구간을 신호의 대략적인 입사각으로 추정한다.
- ③ 방위각 응답이 최소일 때의 최적 가중치를 이용하여 빔 패턴을 구한 후에 이것의 역수를 취하여 방향 스펙트럼을 구한다.
- ④ ②에서 구한 대략적인 신호의 입사각 범위 내에서 방향 스펙트럼이 첨두치를 가지는 방위각을 신호의 입사방향으로 추정한다.

실제로 입사각 추정에 필요한 각각의 계산 시간을 보면 MUSIC 알고리즘은 공분산 행렬을 구하기 위해서 필요한 계산량(수신 시간)과 공분산 행렬을 고유치 분해하는데 필요한 계산량 그리고 고유치 분해를 수행한 후에 획득된 잡음부분공간을 이용하여 방향 스펙트럼(전력 스펙트럼)을 구하는데 필요한 계산량으로 나눌 수 있다. 제안한 방법은 하나의 표본 신호를 근사 공분산 행렬로 재배열하기 때문에 행렬의 크기가 줄어서 자유도가 감소하는 문제가 있지만 공분산 행렬의 추정이 필요치 않다. 안테나 소자의 수를  $M$  이라고 가정할 경우 고유치 분해에 필요한 계산량은 MUSIC 방법은 약  $72 M^3$  flops이 필요하지만 제안한 방법은 약  $72((M+1)/2)^3 \times (\text{방위각 응답 개수})$  flops이 필요하다. 여기서 flop은 floating point operation로서 계산량을 측정하는 단위를 나타낸다. 따라서 안테나 소자의 수에 따라서 제안한 방법의 계산량이 MUSIC에 비해서 크거나 작을 수 있다. 제안한 방법은 코히어런트 신호가 존재하는 경우에도 입사각을 추정하고 또한 관심신호를 수신할 수 있는 장점이 있다. 입사신호의 수가  $L$  일 경우 제안한 방법의 방향 스펙트럼은  $(M+1)/2$ 의 곱셈이 필요하지만 MUSIC 알고리즘은  $(M-L) \times M^4$ 의 곱셈이 필요하므로 제안한 방법이 훨씬 적은 계산량을 필요로 한다.

전체적인 계산량을 비교할 경우 안테나 소자의 수와 입사 신호의 수에 따라서 제안한 방법의 계산량은 MUSIC 알고리즘의 계산량보다 크거나 작을 수 있다. 그러나 공분산 행렬을 획득하기 위한 표본 신호의 수신 시간이 필요 없으므로 입사각 추정 속도를 증가시킬 수

있다. 즉 전방위에 대한 방향탐지 정보획득 주기가 줄어들게 된다. 또한 코히어런트 간섭신호를 제거하고 표적 신호만 획득할 수 있는 장점을 가진다.

#### IV. 성능 분석

모의 실험을 통하여 MUSIC 알고리즘과 제안 입사각 추정 알고리즘의 성능을 분석하였다. MUSIC 알고리즘의 모의 실험에 사용된 어레이 소자수는 20개이고, 100개의 표본화 시간 동안에 각 어레이 소자 입력에서 얻은 신호를 이용하였다. 그리고 제안 입사각 추정 알고리즘의 모의 실험에 사용된 어레이 소자수는 51개이고, 5개의 표본화 시간동안 입사된 신호를 사용하였다. 어레이의 구조는 소자간 간격이 반송파 주파수의 반파장인 선형 어레이를 고려하였다. 입사신호의 주파수는 표본화 주파수를 기준으로 정규화시켜 결과를 나타내었다. 모의 실험에 사용된 SNR(signal to noise ratio)은 각각 20dB, 20dB, 20dB이고 신호의 입사각은 각각 7.5°, 18.6° 그리고 27.8°이다. 각각의 소자에서 발생하는 잡음은 평균이 0이고 평균 전력이 1인 백색 가우시안 잡음으로 가정하였다. 방위각 응답은 빔 지향 간격을 0.5°로 정하고 0°부터 순차적으로 지향 방향을 변화시키면서 지향 방향의 어레이 출력전력을 측정하여 획득하였다. 입사 신호 사이의 상관성이 없는 경우에 사용된 입사 신호는 <표 1>과 같다.

상관도가 없는 신호들이 입사하는 모의 실험에서 MUSIC 알고리즘의 결과를 <그림 3>에 나타내었는데, 신호2에 대해서는 약 0.1° 정도의 오차를 가지나 대체로 정확한 입사각을 추정함을 알 수 있다.

<그림 4(a)>에서는 근사 공분산 행렬을 이용한 방위각 응답이 문턱값보다 큰 전력을 가지는 대략적인 신호의 입사각을 추정한다. 문턱값은 방위각 응답이 최소값을 가질 때의 잡음 전력보다 20dB 더 높게 정하였다.

표 1. 입사신호 사이의 상관성이 없는 경우에 사용된 입사 신호의 특성

Table 1. Characteristics of incidence signal with uncorrelated signals.

	Normalized frequency	Incident angle	SNR
Signal 1	0.3	7.5°	20 dB
Signal 2	0.1	18.6°	20 dB
Signal 3	0.2	27.8°	20 dB

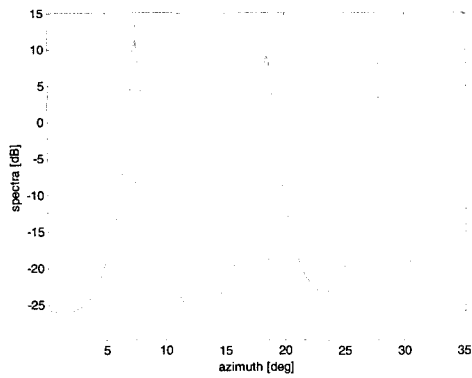
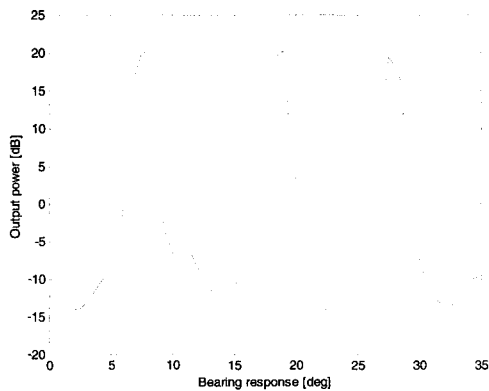
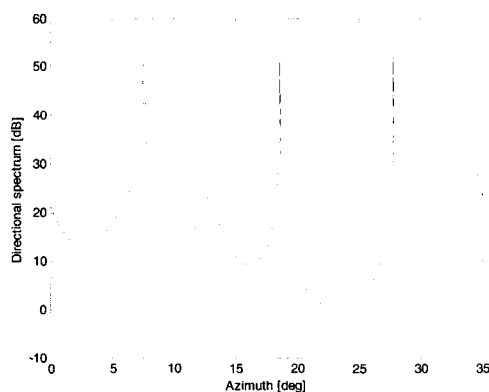


그림 3. 입사 신호 사이의 상관성이 없는 경우의 MUSIC 알고리즘 결과  
 Fig. 3. Simulation result for MUSIC algorithm with uncorrelated signals.



(a) 방위각 응답  
 (a) Bearing response



(b) 방향 스펙트럼  
 (b) Directional spectrum

그림 4. 입사 신호 사이의 상관성이 없는 경우 제안 알고리즘의 결과  
 Fig. 4. Simulation result for proposed algorithm with uncorrelated signals.

모의 실험에서 각각의 입사 신호에 대한 대략적인 입사각 범위를  $6.5^{\circ}\sim 8.5^{\circ}$ 와  $17.5^{\circ}\sim 20^{\circ}$  그리고  $26.5^{\circ}\sim 29^{\circ}$ 로 추정하였다. 방위각 응답이 최소 전력을 가질 때의 방위각은  $3^{\circ}$ 이고 이 때의 최적 가중치 벡터를 이용하여 <그림 4(b)>의 방향 스펙트럼을 구한다. 방위각 응답으로 구한 대략적인 입사각 범위 내에서 방향 스펙트럼이 첨두치를 가지는 방위각은 각각  $7.5^{\circ}$ ,  $18.6^{\circ}$  그리고  $27.8^{\circ}$ 이고 이 때의 방위각을 신호의 입사각으로 추정하였다. 모의실험(1)의 결과 서로 다른 주파수를 가진 신호가 입사할 때 제안 방법은 신호의 입사각을 매우 정확히 추정함을 확인할 수 있다.

입사 신호 사이의 상관성이 있는 경우에 대한 실험을 MUSIC과 제안 알고리즘에 대하여 각각 수행하였다. 이 때, 사용된 신호의 특성은 <표 2>와 같다. 모의 실험에 사용된 코히어런트 신호는 신호의 파형은 같고 임의의 위상차를 가지면서 입사하도록 설정하였다. <그림 5>에 나타낸 MUSIC 알고리즘의 경우,  $7.5^{\circ}$ 와  $27.8^{\circ}$ 에서 입사하는 코히어런트 신호는 서로 상쇄 간섭을 일으켜서 코히어런트 신호의 입사각을 추정하지 못했다. 그러나 <그림 6(a)>의 제안 고속 입사각 추정 알고리즘의 경우, 방위각 응답이 문턱값보다 큰 전력을 가지는 방위각의 범위를 구한 결과 각각  $6.5^{\circ}\sim 9^{\circ}$ ,  $17.5^{\circ}\sim 20^{\circ}$  그리고  $26.5^{\circ}\sim 29^{\circ}$ 로 추정하였다. 방위각 응답으로 구한 대략적인 신호 입사각 범위 내에서 방향 스펙트럼이 첨두치를 가지는 방위각은 각각  $7.5^{\circ}$ ,  $18.6^{\circ}$  그리고  $27.7^{\circ}$ 이고 이 때의 방위각을 신호의 입사각으로 추정하였다. 실험 결과 코히어런트 신호가 입사하는 경우에도 신호3에 대해서만 입사각 오차가  $0.1^{\circ}$  정도로, 신호의 입사각을 정확히 추정함을 확인하였다. 또한 MUSIC 알고리즘보다 적은 수의 표본 신호를 이용하여 입사각을 추정할 수 있다.

표 2. 입사신호 사이의 상관성이 있는 경우에 사용된 입사 신호의 특성  
 Table 2. Characteristics of incidence signal with uncorrelated signals.

	Normalized frequency	Incident angle	SNR
Signal 1	0.1	$7.5^{\circ}$	20 dB
Signal 2	0.2	$18.6^{\circ}$	20 dB
Signal 3	0.1	$27.8^{\circ}$	20 dB

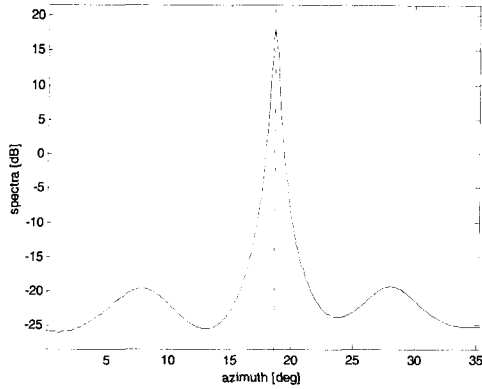
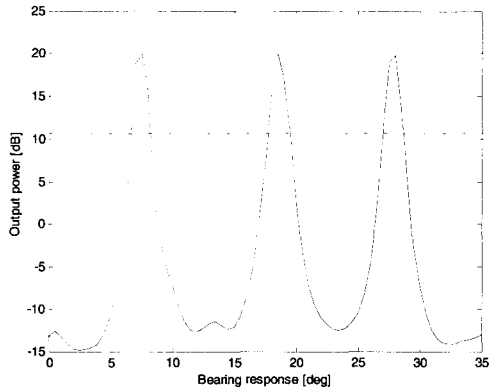
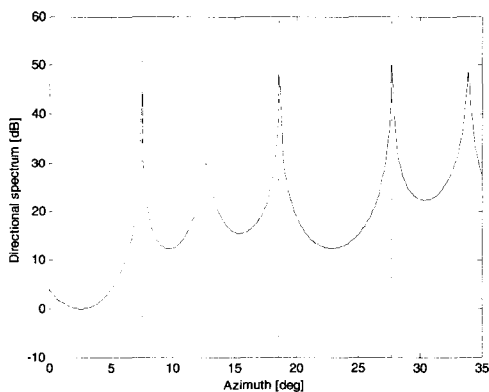


그림 5. 입사 신호 사이의 상관성이 있는 경우의 MUSIC 알고리즘 결과  
 Fig. 5. Simulation result for MUSIC algorithm with uncorrelated signals.



(a) 방위각 응답  
 (a) Bearing response



(b) 방향 스펙트럼  
 (b) Directional spectrum

그림 6. 입사 신호 사이의 상관성이 있는 경우에 대한 제안 알고리즘의 결과  
 Fig. 6. Simulation result for proposed algorithm with correlated signals.

V. 결 론

본 논문에서는 신호의 정확한 입사각을 빠르게 탐지하기 위하여 근사 공분산 행렬을 이용한 빔형성 기법을 이용하였다. 빔형성 기법을 이용하여 방위각응답과 방향 스펙트럼을 구한 후에 이를 결합하여 적은 수의 표본 신호로 신호 입사각을 추정할 수 있는 입사각 추정 알고리즘을 제안하였다. 모의 실험 결과, 제안 입사각 추정 알고리즘은 기존 입사각 추정 알고리즘에 비하여 적은 수의 표본 신호를 필요로 하므로 다수의 표본신호를 필요로 하는 MUSIC 알고리즘과 비교하여 빠른 입사각 추정이 가능하다. 특히, 통신에서 가장 큰 문제가 되는 코히어런트 신호가 입사하는 경우에도 MUSIC 알고리즘과 달리 입사각을 정확히 추정할 수 있다.

참 고 문 헌

[1] P. Stoica, A. Nehorai, "Performance comparison of subspace rotation and MUSIC methods for direction estimation," IEEE Trans. Signal Proc., vol. 39, no. 2, pp. 446~453, Feb. 1991.  
 [2] S. Park, T. K. Sarkar and R. A. Schneible, "Prevention of signal cancellation in an adaptive nulling problem," IEEE Radar Conf., pp. 191~195, 1997.  
 [3] B. Widrow, et al, "Signal cancellation phenomena in adaptive antennas: causes and cures," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 30, no. 3, pp. 469~478, May. 1982.  
 [4] D. Curtis Schleher, Electronic Warfare in the Information Age, Artech House, 1999.  
 [5] R. A. Monzingo, T. W. Miller, Introduction to Adaptive Arrays, A Wiley Interscience, 1980.  
 [6] R. T. Compton, Adaptive Antennas, Concepts and Performance, Prentice Hall, 1988.  
 [7] B. Widrow, S. D. Stearns, Adaptive Signal Processing, Prentice Hall, 1985.  
 [8] M. H. Hayes, Statistical Digital Signal Processing and Modeling, John Wiley & Sons, 1996.  
 [9] K. Kim, T. K. Sarkar and M. S. Palma, "Adaptive processing using a single snapshot



for a non-uniformly spaced array in the presence of mutual coupling and near-field

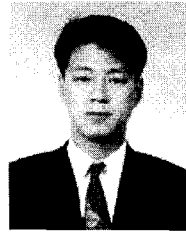
scatterers," IEEE Trans. Antennas and Propagat., vol. 50, no 5, pp. 582~590, May 2002.

저 자 소 개



金正泰(學生會員)  
2001년 : 영남대학교 전자공학과 졸업(공학사). 2002년 3월~현재 : 경북대학교 전자공학과 석사과정.  
<주관심분야 : 적응 신호 처리, 디지털 통신 시스템 등임>

趙明濟(正會員) 第35卷 S編 第10號 參照  
현재 : 국방과학연구소 선임 연구원



金貞九(正會員)  
1988년 : 경북대학교 공학과(공학사). 1991년 : 경북대학교 대학원 전자공학과(공학석사). 1995년 : 경북대학교 대학원 전자공학과(공학박사). 1999년~2001년 : 미국 UCSD 방문교수. 1995년~현재 : 밀양대학교 컴퓨터정보통신공학부 부교수.

文聖薰(學生會員) 第36卷 S編 第2號 參照  
현재 : 경북대학교 대학원 전자공학과 박사과정

<주관심분야 : 부호이론, 자기기록매체부호, 적응 신호 처리, 이동통신시스템, OFDM 등임>

韓東錫(正會員) 第35卷 S編 第10號 參照  
현재 : 경북대학교 전자전기공학부 부교수