

ESPRIT 알고리즘을 이용한 안테나 배열의 상호결합 보상과 도래각 추정

홍정근*, 안우현**, 서보석***

Mutual Coupling Compensation for an Antenna Array and Direction Of Arrival Estimation Using ESPRIT

Jeong-Geun Hong*, Woo-Hyun Ahn**, Bo-Seok Seo***

요 약

이 논문에서는 비이상적인 안테나 배열을 보상하는 방법과 안테나 배열을 이용하여 계산량 관점에서 효율적으로 도래각을 추정하는 방법을 제시하였다. 도래각을 추정하기 위해서는 안테나 배열을 주로 이용한다. 배열을 이루는 각 안테나 소자에 수신되는 신호의 위상차를 이용하여 도래각을 추정한다. 그러나 실제 안테나 배열의 경우 각 안테나 사이의 상호결합 때문에 각 안테나로부터 방사되는 전파의 빔 패턴이 변형되고 이로 인해 도래각 추정 성능이 저하된다. 제안 방식에서는 먼저 상호결합의 영향을 동일하게 받는 안테나 배열의 일부인 부분배열을 이용하여 도래각을 추정한다. 도래각을 추정하기 위해서는 계산량 관점에서 효율적인 ESPRIT(estimation of signal parameters via rotational invariance techniques) 알고리즘을 적용한다. 그 다음 추정된 도래각을 바탕으로 상호결합을 보상하고 부분배열의 크기를 본래의 배열 크기로 확장시킨다. 모의실험 결과 제안한 방법은 재밍대잡음비가 비교적 작을 때에도 우수한 성능을 나타내었다.

Key Words : antenna array, mutual coupling, ESPRIT, direction of arrival (DOA) estimation

ABSTRACT

In this paper, we propose a compensation method of a non-ideal antenna array and a computationally efficient estimation method of the direction of arrival (DOA) for the antenna array. For DOA estimation, an antenna array is essential. By using the phase difference between the output signals of antennas, we can derive the DOA. In practice, however, mutual coupling between the elements of an antenna array change the beam pattern of each element and degrade the performance of DOA estimation. In the proposed method, we first estimate the DOA for the mid-subarray of the array, where all elements undergo relatively same coupling effect. We use the estimation of signal parameters via rotational invariance techniques (ESPRIT) algorithm to estimate the DOA. Then, we expand the array based on the estimated DOA by compensating the coupling effect. Simulation results show that the proposed method is effective when jamming to noise power ratio (JNR) is relative low.

I. 서 론

안테나 배열을 이용한 신호의 도래각(direction of arrival: DOA) 추정은 GPS(global positioning system) 시스템, 군용 통신, 이동통신 등에서 폭넓게 사용되고 있다. 특히 GPS와 군용통신에서는 재머(jammer)의 도래각을 추정하여 빔 패턴을 조정하거나 지향 방향을 조정함으로써 안정적인 통신이 가능하도록 한다. 이동통신 시스템에서는 기지국에서 사

용자 신호의 방향을 추정하고 빔 포밍(beamforming)을 하여 특정 방향으로 집중된 송신 및 수신이 가능하게 한다. 이를 통해 셀 커버리지를 확대하고 수신 전력을 높일 수 있다[1].

안테나 배열을 이용하여 도래각을 추정하기 위해 많은 알고리즘이 제안되었지만 그 중에서 MUSIC(multiple signal classification) 알고리즘과 ESPRIT(estimation signal parameters by rotational invariance technique) 알고리즘이 가장 널리 사용되고 있다[2][3]. MUSIC 알고리즘은 수신 신호의 공분산 행렬(covariance matrix)을 이용하여 신호와 잡

* 이 논문은 2011년도 충북대학교 학술연구지원사업의 연구비 지원에 의하여 연구되었음.

(주)한화 종합연구소, **충북대학교 전자공학과, ***충북대학교 컴퓨터정보통신연구소(boseok@cbnu.ac.kr) ※ 교신저자: 서보석(boseok@cbnu.ac.kr)

접수일자 : 2013년 9월 30일, 수정완료일자 : 2013년 11월 11일, 최종 게재확정일자: 2013년 11월 12일

음의 고유벡터를 구하고, 신호의 부분공간(subspace)과 잡음의 부분공간이 서로 직교하는 성질을 이용하여 도래각을 추정한다.

ESPRIT 알고리즘은 두 개 이상의 부분공간이 서로 동일한 고유치를 가지는 성질을 이용하여 신호의 도래각을 추정한다. ESPRIT 알고리즘은 MUSIC 알고리즘에 비해 계산량이 매우 적지만 비교적 우수한 성능을 나타낸다. 그러나 ESPRIT 알고리즘은 안테나 배열의 구조가 등간격 선형배열(uniform linear array: ULA)인 경우만 적용 가능하다는 단점이 있다[4][5].

한편 MUSIC 및 ESPRIT 알고리즘은 모두 안테나 배열이 이상적인 특성을 가지고 있음을 전제로 한다. 그러나 실제 구현된 안테나 배열은 안테나 간의 상호결합(mutual coupling) [6], 배열이득의 차이와 위상오차[7], 안테나 위치 오차[8] 등으로 인해 비이상적인 특징을 가지게 된다. 특히 상호결합은 안테나의 빔 패턴을 변화시키고 배열 빔 패턴의 불균일을 초래한다. ESPRIT 알고리즘은 각각의 부공간이 등간격 배열이고, 각 안테나에 도달하는 경로차에 의해 서로 일정한 위상지연이 발생한다는 것을 전제로 하기 때문에 상호결합의 영향을 크게 받는다.

상호결합은 배열 내에서 안테나의 위치에 따라 미치는 영향이 다르다는 특징이 있다. 즉 내부에 위치한 안테나는 좌우의 안테나로부터 동일한 영향을 받지만, 가장자리에 위치한 안테나는 비대칭적인 영향을 받는다. 따라서 배열의 가운데에 위치한 안테나들은 비교적 균일한 빔 패턴을 갖게 되고, 이를 이용하면 상호결합의 영향없이 신호의 도래각을 추정할 수 있다[9].

이 논문에서는 중앙의 부분배열을 이용하여 도래각을 추정하고, 추정된 도래각을 이용하여 상호결합을 계산한 후 그 영향을 보상하는 기법을 제안하고자 한다. 제안 방법에서는 도래각 추정과 상호결합 계산 및 보상을 반복적으로 적용하여 상호결합을 더 정확하게 추정하도록 하였으며, 결과적으로 도래각의 추정 정확도를 향상시켰다.

II. 시스템 모델

1. 등간격 선형 안테나 배열

안테나 배열은 그림 1과 같이 L 개의 안테나로 구성된 등간격 선형 배열이라 가정한다. 어떤 순간에 M 개의 신호원으로부터 신호가 수신될 때, 안테나 배열의 출력은 다음과 같이 나타낼 수 있다[2].

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{j\phi_1} & e^{j\phi_2} & \dots & e^{j\phi_M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j(L-1)\phi_1} & e^{j(L-1)\phi_2} & \dots & e^{j(L-1)\phi_M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_M \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ \vdots \\ w_L \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서 y_l 은 l 번째 안테나의 출력을 나타내고, $\phi_m = -2\pi(d/\lambda)\cos\theta_m$ 이며, d 는 안테나 사이의 거리, λ 는 수신 신호의 파장을 나타낸다. θ_m 과 s_m 은 각각 m 번째 신호원으로부터의 도래각과 수신신호를 나타낸다. w_l 는 부가성 백색 가우스 잡음(additive white Gaussian noise: AWGN)이다.

(1)식을 벡터형식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{w} \quad (2)$$

여기서 $L \times M$ 행렬 \mathbf{A} 는 도래각 θ_m 의 함수로서 수신 신호의 방향벡터라 한다.

안테나 배열 출력벡터의 공분산 행렬을 구하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{y}\mathbf{y}^H] = \mathbf{A}\mathbf{P}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I}_L \quad (3)$$

여기서 $E[\cdot]$ 는 기대치(expectation)를 나타내며, σ^2 은 잡음의 분산, \mathbf{I}_L 은 대각원소가 1인 $L \times L$ 단위행렬(identity matrix), \mathbf{P} 는 원신호의 공분산 행렬을 의미한다.

$$\mathbf{P} = E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] \quad (4)$$

행렬 \mathbf{R} 과 \mathbf{P} 는 각각 $L \times L$, $M \times M$ 행렬이 된다.

공분산 행렬 \mathbf{R} 을 고유치분해(eigenvalue decomposition)를 통해 전개하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{R} = \mathbf{U}_s \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{U}_s^H + \mathbf{U}_n \mathbf{\Lambda}_n \mathbf{U}_n^H \quad (5)$$

여기서 \mathbf{U}_s 와 \mathbf{U}_n 은 각각 신호와 잡음의 고유벡터(eigenvector)를 열벡터로 하는 $L \times M$, $L \times (L-M)$ 단위행렬(unitary matrix)이며, $\mathbf{\Lambda}_s$ 와 $\mathbf{\Lambda}_n$ 은 각각 고유치, $\lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_M$ 와 $\lambda_{M+1} \geq \dots \geq \lambda_L$ 를 대각성분으로 하는 $M \times M$, $(L-M) \times (L-M)$ 대각행렬이다. 신호와 잡음의 고유 벡터는 각각 신호 부분공간과 잡음 부분공간을 생성하며, 신호와 잡음은 서로 상관성이 없으므로 두 부분공간은 직교한다. 공분산 행렬 \mathbf{R} 의 고유치 중에서 잡음에 의한 고유치는 모두 동일하고 그 값은 잡음의 분산과 일치한다. 즉 $\lambda_{M+1} = \dots = \lambda_L = \sigma^2$ 이므로 (5)식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{R} = \mathbf{U}_s \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{U}_s^H + \sigma^2 \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \quad (6)$$

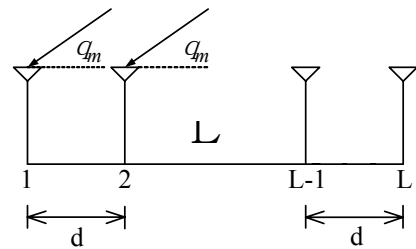


그림 1. 등간격 선형 안테나 배열의 구조

2. 상호결합이 있는 등간격 선형 안테나 배열

상호결합의 영향이 있을 때, 안테나 배열의 출력벡터 (2)

식은 다음과 같이 된다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{CAs} + \mathbf{w} \quad (7)$$

여기서 \mathbf{C} 는 상호결합 행렬이며 결합의 영향이 좌, 우 P 개까지 미치는 경우 (즉 결합길이가 P 인 경우) 다음과 같이 줄무늬 대칭 Toeplitz 행렬로 표현된다[10][11].

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & c_1 & \cdots & c_{P-1} & 0 & \cdots & 0 \\ c_1 & 1 & c_1 & \cdots & c_{P-1} & \ddots & \vdots \\ \vdots & c_1 & 1 & c_1 & & c_{P-1} & 0 \\ c_{P-1} & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \cdots & c_{P-1} \\ 0 & c_{P-1} & \vdots & c_1 & 1 & c_1 & \cdots \\ \vdots & 0 & c_{P-1} & \vdots & c_1 & 1 & c_1 \\ c_0 & \cdots & 0 & c_{P-1} & \vdots & c_1 & 1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

여기서 $c_p = \rho_p e^{j\phi_p}$ ($p=1, \dots, P-1$)는 결합계수이며, ρ_p 와 $e^{j\phi_p}$ 는 각각 상호결합에 의한 진폭과 위상의 변화를 의미한다[12].

III. 상호결합 보상 및 도래각 추정

1. ESPRIT 알고리즘

ESPRIT 알고리즘은 일정간격 떨어져 있는 안테나 배열이 동일한 고유치를 갖는 성질을 이용한 도래각 추정 방법이다 [3][4]. 즉 그림 2와 같이 두 개의 부분배열로 나누어 수신 신호를 처리한다. 부분 배열의 출력을 나타내면 다음과 같다.

$$\mathbf{y}_1 = \mathbf{A}_1 \mathbf{s} + \mathbf{w}_1 \quad (9)$$

$$\mathbf{y}_2 = \mathbf{A}_2 \mathbf{s} + \mathbf{w}_2 \quad (10)$$

등간격 선형 배열이기 때문에 안테나 사이의 간격은 모두 동일하고, 부분배열 1과 부분배열 2는 안테나 간격만큼의 위상 지연만을 갖게 된다. 따라서 각 부분배열의 방향행렬인 \mathbf{A}_1 , \mathbf{A}_2 는 다음과 같은 관계가 있다.

$$\mathbf{A}_2 = \mathbf{A}_1 \Phi \quad (11)$$

여기서 $\Phi = \text{diag}\{e^{j\phi_1}, e^{j\phi_1}, \dots, e^{j\phi_M}\}$ 이고, \mathbf{A}_1 과 \mathbf{A}_2 는 $(L-1) \times M$ 행렬이다.

$M \times M$ 비특이행렬(nonsingular matrix) \mathbf{T} 를 이용하여 부분배열의 방향행렬을 단위행렬로 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{U}_1 = \mathbf{A}_1 \mathbf{T} \quad (12)$$

$$\mathbf{U}_2 = \mathbf{A}_2 \mathbf{T} \quad (13)$$

\mathbf{U}_1 , \mathbf{U}_2 는 각 부분배열에 수신된 신호의 고유벡터를 열벡터로 하는 $(L-1) \times M$ 행렬이다.

식 (9) ~ (13)을 정리하면 다음과 같은 관계를 얻을 수 있다.

$$\mathbf{U}_2 = \mathbf{U}_1 \Psi \quad (14)$$

$$\Psi = \mathbf{T}^{-1} \Phi \mathbf{T} \quad (15)$$

Ψ 와 Φ 는 동일한 고유치를 가지므로 Φ 를 직접 구하는 것이 아니라 Ψ 의 고유치를 계산함으로써 신호의 도래각을 계산할 수 있다[3].

결국 식 (7)과 (8)로 표현되는 두 부분배열 수신신호의 공분산 행렬로부터 식 (10)과 (11)로 표현되는 \mathbf{U}_1 과 \mathbf{U}_2 를 구하고, (12)식의 관계로부터 Ψ 를 구한다. Ψ 를 구하는 방법은 최소자승법(least square method)을 이용하는 방법과 전체 최소자승법(total least square method)을 이용하는 방법이 있다[5]. 최소자승법을 이용하는 경우 Ψ 는 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\hat{\Psi}_{LS} = (\mathbf{U}_1^H \mathbf{U}_1)^{-1} \mathbf{U}_1^H \mathbf{U}_2 \quad (16)$$

추정된 Ψ 로부터 고유치 $z_m = e^{j\phi_m}$ 을 계산하고, $\phi_m = -2\pi(d/\lambda)\cos\theta_m$ 의 관계식으로부터 다음과 같이 도래각 θ_m 을 계산할 수 있다.

$$\hat{\theta}_m = \arccos\left\{\frac{\lambda}{2\pi d} \arg(z_m)\right\}, \quad m=1, \dots, M \quad (17)$$

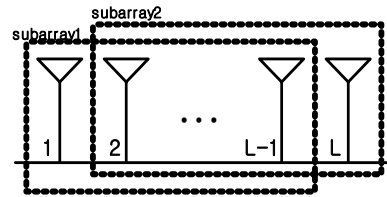


그림 2. ESPRIT 알고리즘을 적용하기 위한 부분 배열 구조

2. 상호결합 행렬 추정

상호결합을 보상하기 위해서 상호결합 행렬을 추정하여 그 역행렬을 다음과 같이 적용할 수 있다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}_{cal}^{-1} \mathbf{CAs} + \mathbf{w} \quad (18)$$

여기에서 \mathbf{C}_{cal}^{-1} 은 추정된 상호결합 행렬의 역행렬이다.

결합계수를 추정하기 위하여 (8)식에서 결합계수 벡터를 다음과 같이 정의한다.

$$\mathbf{c} = [1, c_1, c_2, \dots, c_{P-1}, \dots, 0] \quad (19)$$

결합계수 벡터는 인접한 안테나 간에 발생하는 상호결합의 영향을 나타내며 결합계수의 크기는 일반적으로 $1 > |c_1| > \dots > |c_{P-1}|$ 이다.

상호결합 행렬은 줄무늬 대칭 행렬의 성질을 이용하여 다음과 같이 결합계수 벡터로 나타낼 수 있다[10][13].

$$\mathbf{Ca} = \mathbf{T}[\mathbf{a}]\mathbf{c} \quad (20)$$

여기서 \mathbf{a} 는 방향행렬 \mathbf{A} 의 열벡터를 나타내며, $L \times P$ 행렬 변환 $\mathbf{T}[\mathbf{a}]$ 는 다음과 같은 두 개 행렬의 합으로 이루어져 있다.

$$\mathbf{T}[\mathbf{a}] = \mathbf{T}_1[\mathbf{a}] + \mathbf{T}_2[\mathbf{a}] \quad (21)$$

$$T_1[\mathbf{a}]_{i,j} = \begin{cases} [\mathbf{a}]_{i+j-1}, & i+j \leq N+2P-1 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (22)$$

$$T_2[\mathbf{a}]_{i,j} = \begin{cases} [\mathbf{a}]_{i-j+1}, & i \geq j \geq 2 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (23)$$

신호 부분공간과 잡음 부분공간은 서로 직교하기 때문에 식 (19)에서 다음의 관계를 얻을 수 있다.

$$\mathbf{u}_{ni}^H T[\mathbf{a}_j] \mathbf{c} = 0, \quad i = M+1, \dots, L, \quad j = 1, 2, \dots, M \quad (24)$$

여기서 \mathbf{u}_{ni} 는 수신신호의 공분산 행렬을 고유치 분해하여 얻은 \mathbf{U}_n 의 열벡터이다. 식 (24)를 전체 잡음 부분공간에 대해 확장하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_n^H T[\mathbf{a}_1] \\ \mathbf{U}_n^H T[\mathbf{a}_2] \\ \vdots \\ \mathbf{U}_n^H T[\mathbf{a}_M] \end{bmatrix} = [q_1, q_2, \dots, q_P] \quad (25)$$

식 (21)-(23)와 (25)를 통해 $\mathbf{Q}\mathbf{c} = \mathbf{0}$ 의 관계를 얻을 수 있다. $\mathbf{c}(1) = 1$ 을 이용하여 결합계수를 구하기 위해 다음의 과정을 진행한다.

$$\mathbf{Q}(:, 2:P)\mathbf{c}(2:P) = -\mathbf{q}_1 \quad (26)$$

여기서 $\mathbf{Q}(:, 2:P) = [q_2, \dots, q_P]$ 이고 $\mathbf{c}(2:P) = [c_1, \dots, c_{P-1}]$ 이다. 따라서 식 (26)에서 행렬 $\mathbf{Q}(:, 2:P)$ 의 의사역행렬(pseudo inverse)을 이용하여 결합계수 벡터 $\mathbf{c}(2:P)$ 를 계산할 수 있다.

$$\mathbf{c}(2:P) = -\mathbf{Q}(:, 2:P)^+ \mathbf{q}_1 \quad (27)$$

3. 상호결합 보상 및 도래각 추정

식 (18)을 이용한 상호결합 보상은 그 동안 다양한 방법이 제안되었다[10][14]. 그러나 제안된 방법들은 추정된 상호결합 행렬의 역행렬을 이용하여 단일 단계로 보상하기 때문에 결과가 발산할 가능성이 있다.

이 논문에서는 역행렬을 이용하지만 반복기법(iterative method)을 적용하여 상호결합 행렬의 추정 정확도를 향상시키고 또 적절한 계단크기(step-size)를 사용하여 안정적으로 수렴하게 하였다.

배열의 가장자리로부터 결합길이 P 이상 떨어져 있는 중간 부분배열은 동일한 상호결합의 영향을 받기 때문에 고른 빔 패턴을 가진다. 이런 성질을 이용하여 중간 부분배열만을 이용하면 전체 배열을 사용할 때 보다 안테나 수가 적음에도 불구하고 더 정확한 도래각 추정이 가능하다.

제안한 상호결합 보상 및 도래각 추정 방법은 다음과 같이 정리할 수 있다.

- 1 단계: 상호결합 행렬의 초기치를 $\mathbf{C} = \mathbf{I}_M$ 로 놓는다.
- 2 단계: k 번째 반복회에서, 상호결합의 영향을 동일하

게 받는 중간 부분배열을 이용하여 도래각을 추정한다. 도래각은 부분배열에 1절에서 기술한 ESPRIT 알고리즘을 적용하여 구한다.

3 단계: 2단계에서 추정된 도래각을 이용하여 상호결합 행렬 추정한다. 상호결합 행렬은 2절에서 기술한 방법에 의해 추정한다.

4 단계: $(k-1)$ 번째 반복회에서 추정된 상호결합 행렬과 현재 1차로 추정된 결합행렬을 다음과 같이 일정한 가중치를 주고 결합하여 최종 상호결합 행렬을 추정한다.

$$\hat{\mathbf{C}}_k = \alpha \mathbf{C}_k^t + (1-\alpha) \hat{\mathbf{C}}_{k-1} \quad (28)$$

여기서 \mathbf{C}_k^t 는 k 번째 반복회에서 1차로 추정된 상호결합 행렬을 나타내며, α 는 갱신하는 계단크기를 나타낸다.

5 단계: 추정된 상호결합 행렬의 역함수를 이용하여 전체 안테나 배열의 수신신호 벡터를 보상한다.

$$\hat{\mathbf{y}} = \hat{\mathbf{C}}_k^{-1} \mathbf{y} \quad (29)$$

6 단계: 상호결합이 보상된 전체 수신신호 벡터 $\hat{\mathbf{y}}$ 를 이용하여 도래각을 다시 추정한다.

7 단계: 3 단계~5 단계를 반복 수행하여 최종 도래각을 추정한다.

IV. 모의실험 결과

제안한 상호결합 보상기법의 성능을 보이기 위해 다양한 환경에서 모의실험을 하였다. 재머는 연속파를 가정하였으며 2개인 경우 25°, 70°에 위치한다. 선형 등간격 배열은 7개의 안테나로 구성되었으며, 상호결합 계수벡터는 결합길이 3인 $[1, 0.41+j0.57, 0.24-j0.18]$ 를 가정하였다. 공분산 행렬을 계산하기 위해 사용된 수신신호 표본의 수는 GPS C/A 부호의 1주기에 해당하는 11,428이다.

그림 3은 재머가 25°에 위치해 있을 때 추정된 도래각의 RMS(root mean square) 오차를 나타낸다. 그림에서 보면 재밍대잡음비(jamming to noise power ratio: JNR)가 4dB보다 크면 상호결합의 영향을 받지 않는 3개의 중간 부분배열을 사용한 경우가 7개나 전체 배열을 사용한 경우보다 더 성능이 좋다. 이 결과로부터 JNR이 낮은 경우에는 상호결합의 영향보다 잡음의 영향이 더 크기 때문에 안테나 수가 적은 중간 부분배열의 성능이 좋지 않지만, JNR이 증가됨에 따라 잡음보다 상호결합의 영향이 커져 배열 안테나의 수가 증가함에도 불구하고 오히려 성능이 저하하는 것을 알 수 있다.

그림 4는 JNR에 따라 중간 부분배열을 사용한 경우, 전체 배열을 사용한 경우, 그리고 제안 방법의 도래각 추정 성능을 비교한 것이다. 그림을 보면 JNR이 7dB 이하인 경우 제안 방법의 성능이 가장 좋다. JNR이 7dB 이상인 경우는 중간 부분배열의 성능이 가장 좋다. 이 이유는 JNR이 7dB보다

크면 중간 부분배열의 안테나 수가 제머 한 개의 도래각을 추정하기에 충분하기 때문이다.

그림 5는 제머가 2개일 때 JNR에 따른 각 제머의 도래각 추정 성능을 비교한 것이다. 그림을 보면 모든 JNR에서 제안하는 기법의 성능이 가장 좋다. JNR이 0dB인 경우는 상호결합의 영향으로 70°를 정확히 추정하지 못하였지만 그래도 보상하지 않은 것에 비해서는 성능이 크게 향상되었다.

그림 4와 그림 5를 보면 낮은 JNR에서뿐만 아니라 JNR이 증가해도 중간 배열을 사용한 경우보다 제안 방법의 성능이 더 좋거나 비슷한 것을 알 수 있다. 이 결과를 통해 JNR이 낮은 경우 또 탐지해야 하는 제머의 수가 많은 경우 제안 방법의 성능이 다른 경우보다 우수함을 알 수 있다.

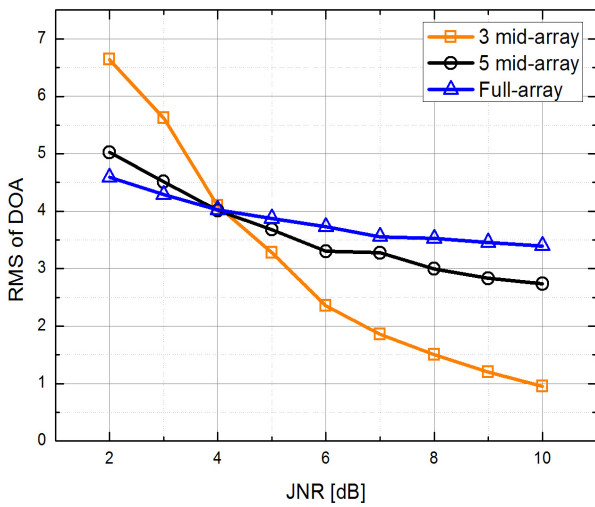


그림 3. 제머가 1개일 때 JNR에 따른 도래각 추정 성능

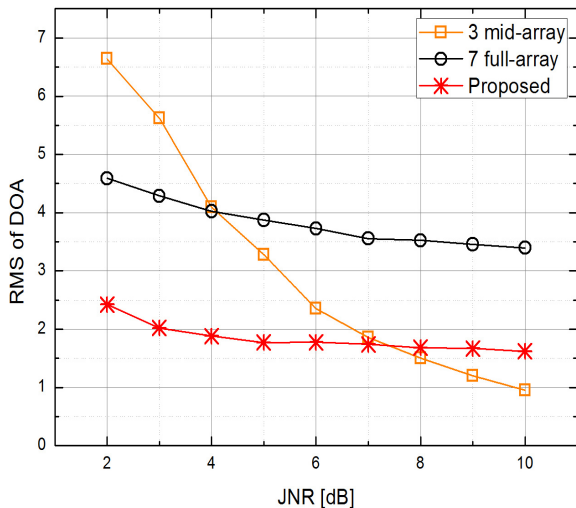


그림 4. 제머가 1개일 때 JNR에 따른 제안방식의 도래각 추정 성능

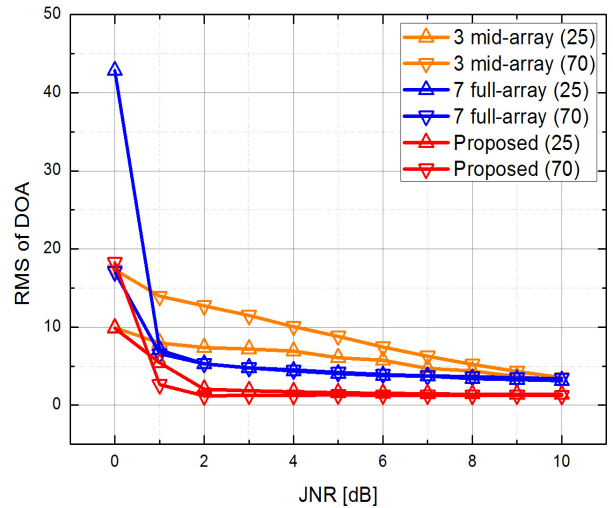


그림 5. 제머가 2개일 때 JNR에 따른 제안방식의 도래각 추정 성능

V. 결론

이 논문에서는 비이상적인 안테나 배열에서 결합계수를 추정하고 보상하는 방법과 이를 이용하여 도래각을 추정하는 방법을 제안하였다. 정확하게 결합계수를 추정하기 위해 반복 기법을 적용하고, 또 안정적으로 결합계수를 추정할 수 있도록 적절한 가중치를 사용한 상호결합 행렬 갱신 방법을 적용하였다. 모의실험 결과 제안 방법은 JNR이 작을 때와 제머의 수가 많을 때 기존의 방식에 비해 더 안정적이고 정확하게 도래각을 추정할 수 있음을 확인하였다.

참고 문헌

- [1] 양두영, 이민수, "이동통신 환경에서 다중 신호의 DOA 추정과 적응 빔형형," 한국콘텐츠학회논문지 제10권 12호, pp. 34-42, 2010.
- [2] Ralph O. Schmidt, "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 34, no. 3, pp. 276-280, Mar. 1986.
- [3] Richard Roy, Thomas Kailath, "ESPRIT-Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques," IEEE Trans. on Acoustics Speech and Signal Processing, vol. 37, no. 7, pp. 984-995, July 1989.
- [4] A. Paulraj, R. Roy, T. Kailath, "A Subspace Rotation Approach to Signal Parameter Estimation," Proc. of The IEEE vol. 74, no. 7, pp. 1044-1045, July 1986.
- [5] Hamid Krim, Mats Viberg, "Two Decades of Array Signal Processing Research," IEEE Signal Processing magazine, vol. 13, no. 4, pp. 67-94, Apr. 1996.
- [6] Sommerkom Gerd, Hampicke Dirk Ralf, Richter Andreas, Schneider Axel, Thoma Reiner, "Reduction of DoA Estimation Errors Caused by Antenna Array Imperfections," 29th European Microwave Conference, vol. 2, Oct. 1999.

[7] Astely, D., Swindlehurst, A.L., Ottersten, B., "Spatial signature estimation for uniform linear arrays with unknown receiver gains and phases," IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 8, pp. 2128-2138, Aug. 1999.

[8] Ho, K.C., Le Yang, "On the Use of a Calibration Emitter for Source Localization in the Presence of Sensor Position Uncertainty" IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 12, pp. 5758-5772, Dec. 2008.

[9] Staffan Lundgren, "A Study of Mutual Coupling Effects on the Direction Finding Performance of ESPRIT with a Linear Microstrip Patch Array Using the Method of Moments," Antennas and Propagation Society International Symposium, vol. 2, pp. 1372-1375, Jul 1996.

[10] Benjamin Friedlander, and A.J. Weiss, "Direction Finding in the Presence of mutual coupling," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 39, no. 3, pp. 273-284, Mar. 1991.

[11] Zhongfu Ye, and Chao Liu, "On the Resiliency of MUSIC Direction Finding Against Antenna Sensor Coupling," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 56, no. 2, Feb. 2008.

[12] Bin Liao, Zhi-Guo Zhang, Shing-Chow Chan, "DOA Estimation and Tracking of ULAs with mutual coupling", IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, vol. 48, no. 1, Jan. 2012.

[13] Gene H. Golub, Charles F. Van Loan, Matrix Computations, The Johns Hopkins University Press, Third edition, 1996.

[14] Ahmed Khallaayoun, Raymond J. Weber, Yikun Huang, "A Blind Iterative Calibration Method for High Resolution DOA Estimation," The 2011 Military Communications Conference, pp. 199-204, Nov 2011.

서 보 석(Bo-Seok Seo)

정회원



- 1987년 2월 : 서울대학교 전자공학과 학사졸업
- 1989년 2월 : 서울대학교 전자공학과 석사졸업
- 1997년 2월 : 서울대학교 전자공학과 박사졸업
- 2004년 9년~현재: 충북대학교 전자공학부 교수

<관심분야> : 이동통신, 디지털 방송, 통신신호처리

저자

홍 정 근(Jeong-Geun Hong)

정회원



- 2011년 2월 : 충북대학교 전자공학과 학사졸업
- 2013년 2월: 충북대학교 전자공학과 석사졸업
- 2013년 3월~현재 : (주)한화 종합연구소 연구원

<관심분야> : 디지털 신호처리, 배열 안테나

안 우 현(Woo-Hyun Ahn)

정회원



- 2012년 2월: 충북대학교 전자공학과 학사졸업
- 2012년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 석사과정

<관심분야> : 디지털통신, 변조인식