

등간격 선형어레이와 등간격 원형어레이 레이더를 위한 ESPRIT 표적 위치 추정 기법

ESPRIT target position estimation with uniform linear array and uniform circular array

남궁걸*, 임종태*, 유도식*

Geol Nam-Goong*, Jong-Tae Lim*, and Do-Sik Yoo*

요 약

이 논문에서 우리는 송신기와 수신기에 각각 등간격 선형 어레이 (ULA : Uniform Linear Array)와 등간격 원형 어레이(UCA : Uniform Circular Array)를 사용하는 MIMO (Multiple Input Multiple Output) 레이더 시스템을 위한 ESPRIT (Estimation of Signal Parameter via Rotational Invariance Technique) 알고리즘 기반 표적 위치 추정 기법을 제안한다. 수신 안테나가 등간격 선형 어레이인 경우의 ESPRIT과 달리 등간격 원형 어레이인 경우 부어레이의 수신 신호 벡터 간 순환 불변성 (Rotational Invariance)이 만족하지 않는다. 이를 해결하기 위한 연구가 진행되었으나 송신각 추정 문제는 고려되지 않았다. 이 논문에서는 송신 안테나와 수신 안테나를 모두 고려한 ESPRIT 알고리즘을 제안하여 송신 고도각, 수신 고도각, 그리고 수신 방위각을 동시에 추정하는 방법을 소개하고자 한다.

Abstract

In this paper, we propose an ESPRIT based algorithm for target position estimation with uniform linear array (ULA) and uniform circular array (UCA) at transmitter and receiver, respectively. When UCA is adopted at the receiver, unlike the case of ULA at the receiver, the rotational invariance of the received signal is satisfied. Although there has been an attempt to resolve this issue, the problem of direction of departure estimation has not been considered. In this paper, we provide an ESPRIT based algorithm to simultaneously estimate transmitter elevation angle, receiver elevation angle, and receiver azimuth angle, taking into account the transmitter antennas as well as the receiver antennas.

Key words : Uniform Linear Array, Uniform Circular Array, MIMO RADAR, ESPRIT, Direction of Departure Estimation, Direction of Arrival Estimation, Elevation Angle Estimation, Azimuth Angle Estimation.

I. 서 론

MIMO (Multiple Input Multiple Output) 레이더

시스템이란 표적을 추정하기 위해 다수의 송신 안테나와 다수의 수신 안테나를 사용하는 시스템을 말하며 최근 이에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 송

* 홍익대학교 전기전자공학부(School of Electronic & Electrical Engineering of Hongik University)

· 제1저자 (First Author) : 남궁걸 (Geol Nam-Goong)

· 교신저자 (Corresponding Author) : 유도식 (Do-Sik Yoo, Tel : +82-10-6298-8590, email : yoodosik@hongik.ac.kr)

· 투고일자 : 2012년 10월 25일

· 심사(수정)일자 : 2012년 10월 26일 (수정일자 : 2012년 12월 23일)

· 게재일자 : 2012년 12월 30일

신 안테나와 수신 안테나를 각각 등간격 선형 어레이 (Uniform Linear Array)로 구성된 MIMO 레이더 시스템에서 ESPRIT (Estimation of Signal Parameter via Rotational Invariance Technique)을 이용한 표적 위치 추정 방법이 [1]에서 처음으로 소개되었으며 이를 활용한 연구가 [2]-[5]에서 진행되었다. 수신 신호의 방향을 추정하기 위한 여러 알고리즘이 존재하는데 대표적으로 고유치 분해를 이용한 MUSIC (Multiple Signal Classification)과 ESPRIT이 있다. 특히 ESPRIT은 모든 위치에 대해 계산해야 하는 MUSIC에 비해 수신 안테나의 부어레이간 방향 모드 벡터의 순환 불변성 (Rotational Invariance)을 이용하여 한번의 계산으로 위치를 추정할 수 있으며 낮은 신호대 잡음비 (Signal to Noise Ratio)에서도 뛰어난 분해능을 갖는 장점이 있다[6]. 만약 수신 안테나를 등간격 원형 어레이로 구성할 경우에는 수신 신호의 고도각 뿐만 아닌 방위각 또한 추정할 수 있다.

그러나 수신 안테나가 등간격 원형 어레이인 경우에는 등간격 선형 어레이인 경우와 달리 부어레이의 수신 신호 벡터 간 방향 모드 벡터의 순환 불변성이 만족하지 않기 때문에 등간격 선형 어레이에 적용했던 ESPRIT을 동일하게 적용할 수 없다. 이를 해결하기 위한 연구가 [7]에서 진행되었으며 수신 신호 벡터에 변환 행렬을 곱해 변환된 수신 신호 벡터의 부어레이 간 베셀 함수의 재귀관계가 만족하는 것을 이용해 수신 신호의 고도각과, 방위각을 추정할 수 있었다. 하지만 [7]에서는 송신각 추정 문제는 고려하지 않았다. 이에 이 논문에서는 송·수신 안테나를 모두 고려한 MIMO 레이더 시스템에서 송신 고도각과, 수신 고도각, 방위각을 동시에 추정하여 표적 공간적인 위치를 파악하는 방법을 제안하고자한다. 송신 고도각을 추정하기 위해서는 우선 각 수신 신호에 각 전송신호와 정합필터링 하는 과정이 필요하다. 송신 안테나에서 송신하는 각 신호사이에 직교관계가 있을 때 정합필터의 출력은 송신각과 수신각의 정보를 갖는 요소로 분리되며 이를 ESPRIT 알고리즘을 이용해 각을 추정할 수 있다.

이 논문의 구성은 다음과 같다. II절에서는 MIMO 레이더 시스템 모델에 관해 설명하고, 각 수신 신호를 각 송신 신호와 정합필터링 하는 과정을 설명한

다. III절에서는 MIMO UCA-ESPRIT 알고리즘을 설명하고 송신 고도각과 수신 고도각, 방위각을 추정하는 방법을 제안한다. 그리고 IV절에서 실험을 통해 추정 결과를 확인하고 V절에서 최종적인 결론을 도출한다.

II. MIMO 레이더 시스템 모델

MIMO 레이더 시스템 모델이 그림 1에 나타나 있다. 송신 안테나는 등간격 선형 어레이로 구성되며 수신 안테나는 등간격 원형 어레이로 구성되어 있다. 송신안테나 수를 M , 수신 안테나 수를 N , 표적 수를 P 라 한다.

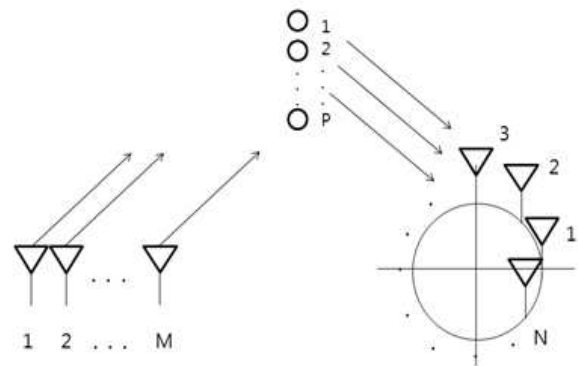


그림 1. MIMO 레이더 모델
Fig. 1. MIMO RADAR MODEL

이때 각 송신 안테나에서 송신되는 신호 $s_i(t)$ 는 다음을 만족한다.

$$\int_0^T s_i(t)s_j(t)dt = \begin{cases} \frac{E_s}{M} & \text{if } i = j \\ 0 & \text{o.w} \end{cases}, \quad (1)$$

여기서 $E_s = \sum_{i=1}^M \int_0^T |s_i(t)|^2 dt$ 이다. 또한 각 신호를 협대역 신호라고 가정하면 i 번째 표적에 맞고 반사되는 신호 $P_i(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$P_i(t) = \eta_i \sum_{k=1}^M s_k(t) a_k(\theta_i), \quad (2)$$

($i = 1, 2, \dots, P$)

여기서 θ_i 는 i 번째 표적까지의 송신각이며 $\underline{a}(\theta_i)$ 는 $[1 \ e^{j2\pi f_c d \frac{\sin \theta_{i1}}{c}} \ \dots \ e^{j2\pi f_c d(M-1) \frac{\sin \theta_{iM}}{c}}]^T$ 로서 송신 방향 모드 벡터 (Direction Mode Vector)이고, $a_k(\theta_i)$ 는 $\underline{a}(\theta_i)$ 의 k 번째 요소를 나타내며, η_i 는 표적 RCS (Radar Cross Section)에 의한 신호감쇠를 나타낸다. 또한 f_c 는 송신 신호의 중심 주파수, d 는 어레이 안테나 사이의 거리이며 c 는 빛의 속도이다.

P 개의 표적을 맞고 반사된 신호가 수신 어레이 안테나로 들어오게 되는데 각 수신 어레이 안테나에 받아들인 신호 $x_i(t)$ 를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x_i(t) = P_1(t)b_i(\zeta_1, \phi_1) + P_2(t)b_i(\zeta_2, \phi_2) + \dots + P_P(t)b_i(\zeta_P, \phi_P) + n_i(t) \quad (3)$$

$$= \sum_{k=1}^P P_k(t)b_i(\zeta_k, \phi_k) + n_i(t) \quad (4)$$

$$= \sum_{k=1}^P \eta_k \sum_{j=1}^M s_j(t) a_j(\theta_k) b_i(\zeta_k, \phi_k) + n_i(t), \quad (5)$$

($i = 1, \dots, N$)

여기서 $\underline{b}(\zeta_k, \phi_k)$ 는 $[e^{j\zeta_k \cos(\phi_{rk} - \gamma_0)} \ e^{j\zeta_k \cos(\phi_{rk} - \gamma_1)} \ \dots \ e^{j\zeta_k \cos(\phi_{rk} - \gamma_{N-1})}]^T$ 으로서 수신 방향 모드 벡터이고, $b_i(\phi_k)$ 는 $\underline{b}(\phi_k)$ 의 i 번째 요소를 나타낸다. $\zeta_k = k_0 r \sin \theta_{rk}$ 이고 $k_0 = 2\pi/\lambda$ 이며, $\gamma_i = 2\pi(i-1)/N$ 이고 r 은 등간격 원형 어레이의 반지름이다. 또한 θ_{rk} 는 수신 고도각, ϕ_k 는 입사 방위각을 나타낸다. 그리고 $n_i(t)$ 는 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 복소 첨가 백색 가우시안 잡음 (Complex Additive White Gaussian Noise)이다.

각 수신 어레이 안테나에 수신된 신호 $x_i(t)$ 에 각 송신 어레이 안테나에서 송신된 신호 $s_i(t)$ 와 정합

필터링 후의 출력벡터 $\underline{y}(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\underline{y}(t) = A_m \underline{\eta}(t) + \underline{n}(t), \quad (6)$$

여기서 A_m 는 $[b(\zeta_1, \phi_1) \otimes \underline{a}(\theta_1) \ \dots \ b(\zeta_P, \phi_P) \otimes \underline{a}(\theta_P)]$ 로서 송신 방향 모드 벡터와 수신 방향 모드 벡터의 크로네커 곱 (Kronecker Product)이며 MIMO 방향 모드 벡터이며 $\underline{\eta}(t)$ 는 표적의 RCS에 의한 감쇠 벡터이다. 또한 $rank(\underline{\eta}(t)) = P$ 이다. 이는 출력 벡터의 스냅 샷 길이를 증가시켜 해결할 수 있다. 만약 감쇠 벡터 $\underline{\eta}(t)$ 와 잡음 벡터 $\underline{n}(t)$ 가 상관관계가 없다고 가정하면 정합필터를 통과한 출력 벡터 $\underline{y}(t)$ 의 자기 공분산 행렬 (Autocovariance Matrix) R_{yy} 는 다음과 같이 표현된다.

$$R_{yy} = E[\underline{y}(t)\underline{y}(t)^H] = A_m S_{yy} A_m^H + \sigma^2 I, \quad (7)$$

여기서 $S_{yy} = E[\underline{\eta}(t)\underline{\eta}^H(t)]$ 이다. 또한 $rank(R_{yy}) = P$ 이므로 P 개의 고유치를 제외한 나머지 $NM - P$ 개의 고유치는 σ^2 으로 동일하다. 이때 R_{yy} 를 다음과 같이 고유치를 σ^2 로 갖는 잡음 부공간과 신호 부공간으로 나눌 수 있다.

$$R_{yy} = U \Lambda U^H \quad (8)$$

$$= U_s \Lambda_s U_s^H + U_n \Lambda_n U_n^H, \quad (9)$$

여기서 U_s 는 $[e_1 \ e_2 \ \dots \ e_P]^T$ 로 신호 부공간의 고유 벡터를 의미하며 Λ_s 는 $diag(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_P)$ 로서 신호 부공간의 고유치이며 $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_P \geq \sigma^2$ 이다. 또한 U_n 는 $[e_{P+1} \ e_{P+2} \ \dots \ e_{NM}]^T$ 로서 잡음 부공간의 고유 벡터이고 Λ_n 는 $diag(\lambda_{P+1}, \lambda_{P+2}, \dots, \lambda_{NM})$ 로 잡음 부공간의 고유치이며 $\lambda_{P+1} = \lambda_{P+2} = \dots =$

$\lambda_{NM} = \sigma^2$ 이다. 이때 신호 부공간의 고유벡터 U_s 를 다음과 같이 표현할 수 있다[8].

$$R_{yy} U_s = \Lambda_s U_s, \quad (10)$$

$$(A_m S_{yy} A_m^H + \sigma^2 I) U_s = \Lambda_s U_s, \quad (11)$$

$$A_m S_{yy} A_m^H U_s = \Lambda_s - \sigma^2 U_s. \quad (12)$$

그러므로 U_s 를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$U_s = A_m (S_{yy} A_m^H U_s \Lambda_s^{-1} - \sigma^2), \quad (13)$$

$$U_s = A_m C, \quad (14)$$

여기서 C 는 정칙행렬 (non-singular matrix)이다.

III. MIMO UCA-ESPRIT

MIMO 레이더 시스템의 수신 신호 벡터는 다음과 같이 표현된다.

$$\underline{x}(t) = BA^T \underline{s}(t) + \underline{n}(t), \quad (15)$$

여기서 A 는 $[\underline{a}(\theta_1) \ \underline{a}(\theta_2) \ \cdots \ \underline{a}(\theta_P)]$ 의 송신 방향 모드벡터이고 B 는 $[\underline{b}(\zeta_1, \phi_1) \ \underline{b}(\zeta_2, \phi_2) \ \cdots \ \underline{b}(\zeta_P, \phi_P)]$ 의 수신 방향 모드 벡터이다. 수신 안테나가 등간격 선형 어레이인 경우 ESPRIT 알고리즘은 부 어레이의 수신 신호 벡터 간 순환 불변성 관계를 이용한 것이다. 그러나 수신 안테나가 등간격 원형 어레이인 경우 이러한 관계가 만족하지 않으므로 기존의 ESPRIT 알고리즘을 그대로 적용할 수 없다. 이를 [7]에서 수신 신호 벡터에 변환 행렬 T 를 곱해 해결했다. 변환 행렬 T 를 곱한 후의 수신 벡터 $\underline{x}_T(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\underline{x}_T(t) = T\underline{x}(t) = TBA^T \underline{s}(t) + T\underline{n}(t) \quad (16)$$

$$= TB\underline{s}(t) + T\underline{n}(t) \quad (17)$$

$$= B_T A \underline{s}(t) + T\underline{n}(t), \quad (18)$$

여기서 T 는 $C_0 C_v V^H$ 이고

C_0 는 $\text{diag}((-1)^Q, \dots, (-1)^1, 1, 1, \dots, 1)$ 이며

C_v 는 $\text{diag}(j^Q, \dots, j^{-1}, j^0, j^{-1}, \dots, j^{-Q})$ 이고

V 는 $\sqrt{N}[w_{-Q} : \dots : w_0 : \dots : w_Q]$ 이고

w_m 는 $\frac{1}{N}[e^{-jm\gamma_0} \ e^{-jm\gamma_1} \ \dots \ e^{-jm\gamma_{N-1}}]^T$ 이며

며

V 는 $\sqrt{N}[w_{-Q} : \dots : w_0 : \dots : w_Q]$ 이다.

변환된 수신 방향 모드 행렬 B_T 는 다음과 같이 표현된다.

$$B_T = TB = \sqrt{N} J_{\zeta-} \hat{v}, \quad (19)$$

여기서 $J_{\zeta-}$ 는 $\text{diag}(J_{-Q}(\zeta), \dots, J_{-1}(\zeta), J_0(\zeta),$

$J_1(\zeta), \dots, J_Q(\zeta))$ 이고 \hat{v} 는 $[v(\phi_1) : v(\phi_2) :$

$\dots : v(\phi_P)]$ 이며 $v(\phi_i)$ 는 $[e^{-jQ\phi_i}, \dots, e^{-j\phi_i},$

$e^{j0}, e^{j\phi_i}, \dots, e^{jQ\phi_i}]^T$ 이다. B_T 행렬 크기는

$Q' \times P$ ($Q' = 2Q + 1$)이며 $J_i(\zeta)$ 는 i 차의 베셀 함수

의 ζ 위치에서 값을 의미한다. 또한 최대 차 Q 은 다

음에 의해 결정된다[7].

$$Q \approx k_0 r. \quad (20)$$

또한 수신 벡터 $\underline{x}_T(t)$ 에 송신신호와 정합필터링

후의 출력벡터 $\underline{y}(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\underline{y}(t) = A_m \underline{\eta}(t) + \underline{n}(t), \quad (21)$$

여기서

A_m 은

$[\underline{b}_T(\zeta_1, \phi_1) \otimes \underline{a}(\theta_1) \ \underline{b}_T(\zeta_2, \phi_2) \otimes \underline{a}(\theta_2)$

$\cdots \ \underline{b}_T(\zeta_P, \phi_P) \otimes \underline{a}(\theta_P)]$ 이며 $\underline{\eta}(t)$ 는 $[\eta_1 \ \eta_2 \ \cdots$

$\eta_P]^T$ 이다. 이제 새로운 방향 모드 벡터 $A_{t1}, A_{t2}, A_{r(-1)}, A_{r(0)}, A_{r(1)}$ 을 다음과 같이 정의한다[1].

$$A_{t1} = [\underline{b}_T(\zeta_1, \phi_1) \otimes [I_{M-1} \ 0] \underline{a}(\theta_1) \dots \underline{b}_T(\zeta_P, \phi_P) \otimes [I_{M-1} \ 0] \underline{a}(\theta_P)], \tag{22}$$

$$A_{t2} = [\underline{b}_T(\zeta_1, \phi_1) \otimes [0 \ I_{M-1}] \underline{a}(\theta_1) \dots \underline{b}_T(\zeta_P, \phi_P) \otimes [0 \ I_{M-1}] \underline{a}(\theta_P)], \tag{23}$$

$$A_r^{(-1)} = [\underline{b}_T(\zeta_1, \phi_1)^{(-1)} \otimes \underline{a}(\theta_1) \dots \underline{b}_T(\zeta_P, \phi_P)^{(-1)} \otimes \underline{a}(\theta_P)], \tag{24}$$

$$A_r^{(0)} = [\underline{b}_T(\zeta_1, \phi_1)^{(0)} \otimes \underline{a}(\theta_1) \dots \underline{b}_T(\zeta_P, \phi_P)^{(0)} \otimes \underline{a}(\theta_P)], \tag{25}$$

$$A_r^{(1)} = [\underline{b}_T(\zeta_1, \phi_1)^{(1)} \otimes \underline{a}(\theta_1) \dots \underline{b}_T(\zeta_P, \phi_P)^{(1)} \otimes \underline{a}(\theta_P)], \tag{26}$$

여기서 $\underline{b}_T(\zeta_k, \phi_k)^{(i)} = \Delta^{(i)} \underline{b}_T(\zeta_k, \phi_k)$ 이며, $\Delta^{(-1)}, \Delta^{(0)}, \Delta^{(1)}$ 은 각각 B_T 의 행의 처음, 중간, 끝을 $Q_e = Q' - 2$ 개씩 추출함을 의미한다. 각 송신 방향 모드 행렬 사이에 다음과 같은 관계가 만족한다.

$$A_{t2} = A_{t1} \Phi_t, \tag{27}$$

여 기 서 $\Phi_t = \text{diag}(e^{j2\pi f_c d \frac{\sin \theta_1}{c}}, e^{j2\pi f_c d \frac{\sin \theta_2}{c}}, \dots, e^{j2\pi f_c d \frac{\sin \theta_P}{c}})$ 이다. 이때 신호 부공간 고유벡터 U_s 의 부분 행렬 U_{t1}, U_{t2} 사이에 다음의 관계가 만족한다.

$$U_{t2} = A_{t2} C = A_{t1} \Phi_t C \tag{28}$$

$$= U_{t1} C^{-1} \Phi_t = U_{t1} \psi_t. \tag{29}$$

그러므로 다시 ψ_t 를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$(U_{t1}^H U_{t1})^{-1} U_{t1}^H U_{t2} = \psi_t, \tag{30}$$

여기서 $\psi_t = C^{-1} \Phi_t C$ 이다. 식 (30)로 나타내어진 ψ_t 의 고유치를 구해 송신각을 추정할 수 있다. 신호의 수신 고도각, 방위각 추정을 위해 다음의 수신 방향 모드 벡터를 살펴보자. $A_{ri}^{(-1)}, A_{ri}^{(0)}, A_{ri}^{(1)}$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$A_{ri}^{(-1)} = \begin{bmatrix} J_{-M}(\zeta) e^{-jM\phi_i} \\ J_{-M}(\zeta) e^{-jM\phi_i} e^{-j2\pi f_c d \sin \theta_{ti}} \\ \vdots \\ J_{-M}(\zeta) e^{-jM\phi_i} e^{-j2\pi f_c (N-1) d \sin \theta_{ti}} \\ \vdots \\ J_0(\zeta) e^{-j2\pi f_c (N-1) d \sin \theta_{ti}} \\ \vdots \\ J_{M-2}(\zeta) e^{jM\phi_i} e^{-j2\pi f_c (N-1) d \sin \theta_{ti}} \end{bmatrix}, \tag{31}$$

$$A_{ri}^{(0)} = \begin{bmatrix} J_{-(M-1)}(\zeta) e^{-j(M-1)\phi_i} \\ J_{-(M-1)}(\zeta) e^{-j(M-1)\phi_i} e^{-j2\pi f_c d \sin \theta_{ti}} \\ \vdots \\ J_{-(M-1)}(\zeta) e^{-j(M-1)\phi_i} e^{-j2\pi f_c (N-1) d \sin \theta_{ti}} \\ \vdots \\ J_0(\zeta) e^{-j2\pi f_c (N-1) d \sin \theta_{ti}} \\ \vdots \\ J_{M-1}(\zeta) e^{j(M-1)\phi_i} e^{-j2\pi f_c (N-1) d \sin \theta_{ti}} \end{bmatrix}, \tag{32}$$

$$A_{ri}^{(1)} = \begin{bmatrix} J_{-(M-2)}(\zeta) e^{-j(M-2)\phi_i} \\ J_{-(M-2)}(\zeta) e^{-j(M-2)\phi_i} e^{-j2\pi f_c d \sin\theta_{ii}} \\ \vdots \\ J_{-(M-2)}(\zeta) e^{-j(M-2)\phi_i} e^{-j2\pi f_c (N-1) d \sin\theta_{ii}} \\ \vdots \\ J_0(\zeta) e^{-j2\pi f_c (N-1) d \sin\theta_{ii}} \\ \vdots \\ J_M(\zeta) e^{j(M)\phi_i} e^{-j2\pi f_c (N-1) d \sin\theta_{ii}} \end{bmatrix}, \quad (33)$$

여기서 $A_r^{(0)} = [A_{r1}^{(0)} : A_{r2}^{(0)} : \dots : A_{rP}^{(0)}]$ 이며 $A_{ri}^{(0)}$ 는 $A_r^{(0)}$ 의 i 번째 열벡터를 의미한다. 이때 베셀 함수의 다음의 재귀 관계에 따라 다음을 만족시키는 $A_{ri}^{(0)}$ 의 부분행렬 $A_{ris}^{(0)}$ 가 N 개가 존재한다.

$$\Gamma A_{ris}^{(0)} = \mu_r A_{ris}^{(-1)} + \mu_r^* A_{ris}^{(1)}, \quad (34)$$

여기서 $A_{ris}^{(0)} = [a_{rik} \ a_{ri(k+N)} \ a_{ri(k+2N)} \ \dots \ a_{ri(k+MN)}]^T$ 로 $A_{ri}^{(0)}$ 의 부분행렬이며 a_{rik} 는 $A_{ri}^{(0)}$ 의 k 번째 요소이며 $k = 1, \dots, Q_c$ 이다. 또한 $\Gamma = \frac{\lambda}{\pi r} \text{diag}(- (M-1), \dots, -1, 0, 1, \dots, M-1)$ 이고 $\mu_r = \sin\theta_r e^{j\phi_r}$ 이다.

이와 비슷한 방법으로 U_s 의 부분행렬 $U_{ss}^{(-1)}$, $U_{ss}^{(0)}$, $U_{ss}^{(1)}$ 사이에 다음의 관계가 만족한다.

$$\Gamma U_{ss}^{(0)} = U_{ss}^{(-1)} \Psi + U_{ss}^{(1)} \Psi^* \quad (35)$$

$$= E \underline{\Psi}, \quad (36)$$

여기서 $\Psi = C \Phi C^H$ 이고 $E = [U_{ss}^{(-1)} : U_{ss}^{(1)}]$ 이며 $\underline{\Psi} = [\Psi^T : \Psi^H]^T$ 이다. 따라서 $\underline{\Psi}$ 를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$(E^H E) E^H \Gamma U_{ss}^{(0)} = (E^H E) E^H E \underline{\Psi} = \underline{\Psi}. \quad (37)$$

이렇게 얻어진 값이 총 N 개 존재하므로 식 (38)와

같이 평균치로 값을 확정할 수 있으며 Ψ_{av} 의 고유치를 구해 수신 고도각과 수신 방위각을 추정할 수 있다.

$$\Psi_{av} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \Psi_i. \quad (38)$$

IV. 실험 결과

제안한 알고리즘의 성능을 확인하고자 컴퓨터를 이용한 모의 실험을 진행하였다. 송신 신호원으로 정합필터링 후 신호간 분해능이 뛰어난 직교 LFM (Linear Frequency Modulation) 신호를 사용했다. 중심 주파수, f_c 는 5.2GHz이고, 송신 안테나 수, M 은 5이며 수신 안테나 수 N 는 10이다. 베셀 함수의 최대 차, Q 는 3으로 가정하였다. 송신 안테나 간 간격 d 와 수신 안테나 어레이의 반지름 r 은 $\lambda/2$ (λ : 반파장)이다. 100 몬테카를로 시뮬레이션을 통해 송신 고도각과 수신 고도각, 방위각을 추정하였다. 정합필터링 후의 스냅 샷 길이 L 은 100이다. 표적은 2개로 각각 $(-63^\circ, 10^\circ, 0^\circ)$, $(0^\circ, 25^\circ, 70^\circ)$ 에 위치해 있다. 신호대 잡음비가 0dB일 때와 10dB일 때의 추정 성능 그래프가 각각 그림 2와 그림 3에 나타나있다. 신호대 잡음비가 10dB가 되었을 때 실제 표적의 위치와 근사한 추정치를 얻을 수 있었다. 또한 베셀 함수의 최대차 $Q=3$, 표적수 $P=2$ 로 가정했기 때문에 변환된 수신 방향 모드 행렬 B_r 의

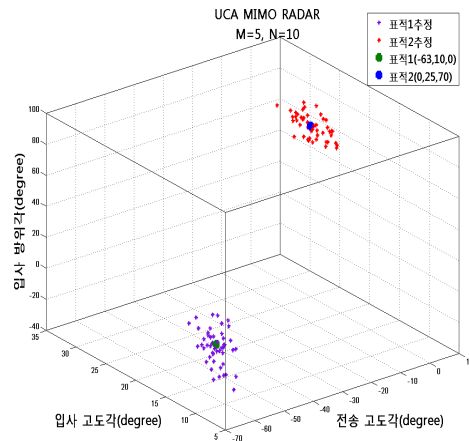


그림 2. S/N=0dB 추정 그래프
Fig. 2. S/N=0dB estimation graph

V. 결 론

이 논문에서는 등간격 선형 어레이의 송신 안테나와 등간격 원형 어레이의 수신 안테나로 구성된 MIMO 레이더 시스템을 위한 ESPRIT 알고리즘 기반의 표적 위치 추정 기법을 제안하였다. 송수신 안테나를 모두 고려한 제안 알고리즘을 이용하여 송신 고도각, 수신 고도각과 수신 방위각을 동시에 추정하여 표적의 공간적인 위치를 효과적으로 파악할 수 있었다. 향후 송신 안테나 또한 등간격 원형어레이로 구성된 시스템에서 빠르게 송신 방위각까지 추정하는 방법에 대한 연구와 이를 이용하여 이동하는 물체에 대한 위치 및 속도를 추정하고 복잡도 및 추정의 정확성을 높이는 알고리즘에 관한 연구가 필요할 것이다. 또한 기존 MUSIC과ESPRIT에 국한되지 않는 뛰어난 알고리즘에 대한 끊임없는 연구와 MIMO 레이더를 활용할 분야를 발굴하는 것이 중요한 과제일 것이다.

감사의 글

이 연구는 2011년도 교육과학기술부의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임(2010-0025062).

* This research was supported by Basic Science Research Program through the National Research Foundation of Korea funded by the Ministry of Education, Science and Technology(2010-0025062)

Reference

[1] C. Duofang, C. Baixiao and Q. Guodong. "Angle estimation using ESPRIT in MIMO radar", *IEEE ELECTRONICS LETTERS*, 5th June 2008, Vol. 44 No. 12.
 [2] C. Jinli, G. Hong and S. Weimin "Angle estimation using ESPRIT without pairing in MIMO radar", *IE*

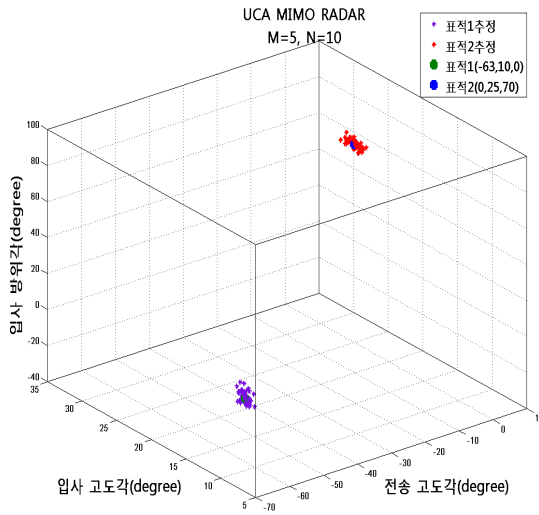


그림 3. S/N=0dB 추정 그래프
 Fig. 3. S/N=0dB estimation graph

크기는 $Q' \times P (Q' = 2Q + 1) = 7 \times 2$ 로 고정된다. 이는 수신 안테나 수에 관계 없이 항상 동일한 값이지만 수신안테나 수가 증가함에 따라 성능은 좋아지게 된다. 그 이유를 [7]에서 실제적 계산과정에서 나오는 불필요한 요소를 제거할 수 있기 때문이라고 설명하고 있다. 수신 안테나 수가 증가함에 따른 RMSE 성능 비교 그래프가 그림 4에 나타나 있다.

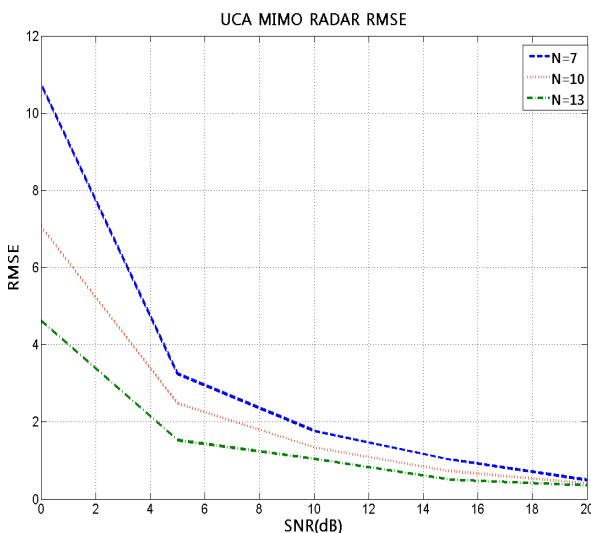


그림 4. 안테나 수 증가에 따른 RMSE 성능
 Fig. 4. RMSE performance by antenna number

EE ELECTRONICS LETTERS, 20th November 2008, Vol. 44 No. 24.

- [3] N. Liu, L.-R. Zhang J. Zhang and D. Shen "Direction finding of MIMO radar through ESPRIT and Kalman filter", *IEEE ELECTRONICS LETTERS 13 th August 2009*, Vol. 45 No. 17.
- [4] Bencheikh, M.L.; Yide Wang "Non circular ESPRIT-RootMUSIC joint DOA-DOD estimation in bistatic MIMO radar", *Systems, Signal Processing and their Applications (WOSSPA)*, 2011 7th International Workshop on 9-11 May 2011, pp.51-54.
- [5] G. NamGoong, J. Lim, D. S. Yoo "A Study on Optimum Performance in MIMO RADAR with Transmit and Receive Antenna Allocation", *The Journal of Korea Navigation Institute*, Vol. 16, No. 2, Apr. 2012.
- [6] R. Roy, A.Paulaj and T.Kailath, "Comparitive Performance of ESPRIT and MUSIC for Direction-of-Arrival Estimation", *Proc. IEEE ICASSP*, pp.2344-2347, 1987.
- [7] Cherian P. Mathews, Michael D. Zoltowski, "Eigenstructure Techniques for 2-D Angle Estimation with Uniform Circular Arrays", *IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING*, SEPTEMBER 1994, VOL. 42. NO. 9.
- [8]P. Stoica, R. Moses. "Spectral Analysis of Signals", *Pearson Prectice Hall*, pp.166-168, 2005

임 종 태 (林鍾泰)



1989년 2월 : 서울대학교 전자공학과 (공학사)
 1991년 2월 : 서울대학교 전자공학과 (공학석사)
 2001년 8월 : The Univ. of Michigan at Ann Arbor 전기공학과(공학박사)
 1991년3월~2004년8월(주) 대우일렉트로닉스 영상연구소 및 신호처리연구소 책임 연구원
 2004년 9월 ~ 2008년 2월 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부 조교수
 2008년 3월 ~ 현재 홍익대학교 전자전기공학부 부교수
 관심분야 : 디지털 통신 및 방송 시스템, 디지털 신호 처리

유 도 식 (兪堵植)



1990년 8월 : 서울대학교 전기공학과 (공학사)
 1994년 2월 : 서울대학교 물리학과 (이학석사)
 2002년 4월 :미국 미시간대학교 전기공학과(공학박사)
 2002년 2월 ~ 2003년 10월 미시간대학교 박사 후 연구원
 2006년 9월 ~ 현재 홍익대학교 전자전기공학부 부교수
 관심분야 : 통신이론, 무선통신 시스템 설계, 정보이론,

남궁 걸 (南宮 杰)



2011년 2월 : 홍익대학교 전기전자 공학부(공학사)
 2011년 3월 ~ : 홍익대학교 전기전자 공학부 석사과정
 관심분야 : 디지털 통신, 디지털 신호 처리, MIMO Radar