

분산 다중 전자전 센서를 이용한 등 간격 선형 배치 MIMO 레이더 파라미터의 암맹 추정 기법

Blind Parameter Estimation Schemes for Uniform Linear Array MIMO Radars Using Distributed Multiple Electronic Sensors

김동현 · 이재훈 · 송종인* · 정원주

Dong-Hyun Kim · Jae-Hoon Lee · Jong-In Song* · Wonzoo Chung

요 약

MIMO(Multi-Input Multi-Output) 레이더는 최근 여러 장점으로 각광을 받고 있는 새로운 개념의 레이더 기술로 다양한 신호처리 기술이 연구되고 있다. 그러나 전자전의 관점에서 보면 MIMO 레이더는 기존 레이더와 다른 동작원리를 가지고 있으므로 기존 레이더 파라미터 탐지 기술이 적용되지 않기에 새로운 파라미터 탐지 기술이 MIMO 레이더의 무력화와 효과적인 기만을 위하여 요구된다. 본 논문에서는 ULA(Uniform Linear Array) MIMO 레이더의 중요 파라미터인 직교 신호의 개수를 2개의 이동 전파탐지기를 이용하여 암맹적으로 추정하거나 저잡음 상황에서 최소 3개의 전파탐지기를 이용하여 암맹적으로 추정하는 두 가지 기법을 제안하고 시뮬레이션을 통하여 성능을 확인한다.

Abstract

MIMO(Multi-Input Multi-Output) radar is an emerging radar technology for its numerous advantages. However, in the electric warfare viewpoint, MIMO radar is a new developed radar technology for that existing parameter estimation cannot applied and a new radar parameter estimation based on the characteristics of MIMO radar is desired. In this paper, we propose a blind estimation scheme for the number of orthogonal waveforms of a uniform linear array(ULA) MIMO radar using minimum two electronic sensors.

Key words: MIMO Radar, Number of Orthogonal Waveforms, Blind Parameter Estimation, ULA MIMO Radar

I. 서 론

Multi-input Multi-output(MIMO) 레이더는 같은 신호를 서브 안테나마다 다른 위상으로 보내는 기존의 위상배열(phase array) 레이더와는 달리 서브 안테나마다 각기 다

른 직교파형신호(orthogonal waveform)를 내보냄으로 한번에 추정 가능한 다중 표적 개수를 늘이고, 아울러 간섭에 대한 강인성 증강과 움직이는 타겟에 대한 추적성능 향상 등의 장점을 보인다^{[1]~[5]}. MIMO 레이더의 이러한 장점을 극대화하기 위하여 파형의 직교성을 다양한 방법

「The authors gratefully acknowledge the support from Electronic Warfare Research Center at Gwangju Institute of Science and Technology(GIST), originally funded by Defense Acquisition Program Administration(DAPA) and Agency for Defense Development(ADD).」

고려대학교 컴퓨터전파통신공학과(Department of Computer and Communication Engineering, Korea University)

*광주과학기술원 전기전자컴퓨터공학부(School of Electronic Engineering and Computer Science, Gwangju Institute of Science and Technology)

· Manuscript received June 9, 2017 ; Revised August 1, 2017 ; Accepted August 8, 2017. (ID No. 20170609-056)

· Corresponding Author: Wonzoo Chung (e-mail: wchung@korea.ac.kr)

으로 활용하는 신호처리 기법들이 개발되고 있다^{[1]~[5]}.

하지만 전자전 관점에서 보면 새로운 기술인 MIMO 레이다를 무력화 시키고 기만하기 위해서는 MIMO 레이다의 신호처리 기술에 기반을 둔 새로운 전자전 기법의 개발 필요성이 제기된다. 기존의 레이다에서 탐지를 교란하기 위해서 레이다 송신신호를 특징짓는 고유의 펄스 반복 주기(pulse repetition interval: PRI) 정보의 추정이 필수적이었다면^[6], MIMO 레이다의 경우 각 송신 안테나의 직교파형신호를 알아내는 것이 필수적이다. MIMO 레이다는 각각의 안테나가 따로 멀리 분산 배치된 형과^[7] 등 간격 선형 배치되어 있는 형이 있는데^[1], 분산배치형의 경우 지향성 전파탐지 센서를 이용하여 직교파형신호를 송신 안테나별로 수집하는데 큰 어려움이 없으나 선형배치 MIMO 안테나의 경우, 전파탐지 센서는 모든 어레이 안테나의 직교파형신호들의 합 신호만을 수집할 수 있으므로 합으로부터 각각의 직교파형신호를 추출하는 것이 어려운 문제로 대두된다.

이 경우, MIMO 레이다의 신호로부터 각각의 직교파형신호 추출은 암맹 신호원 분리 문제(blind source separation)^[8]의 범주에 들어가는 문제로서 여러 개의 분산 전파탐지 센서를 필요로 하며, 전파탐지 센서의 배열방법에 따라 직교신호의 추출 가능성이 달라지기 때문에 효과적인 배열과 활용을 위하여 탐지할 직교파형신호의 개수와 MIMO 레이다의 배치 등에 관한 사전정보를 필요로 한다^[9].

본 논문에서는 등 간격 선형 배치 MIMO 레이다 직교신호 추정을 위한 사전단계로서 최소 개수인 2~3개의 전파탐지센서를 이용하여 전파탐지 센서에 수집된 MIMO 레이다 신호로부터 암맹적으로 사용된 직교파형신호의 개수와 선형 MIMO 안테나 배열 간격을 추정하는 알고리즘을 제안한다.

II. 본 론

2.1 시스템 모델

그림 1은 등 간격 선형(ULA) 배치 MIMO 레이다와 그 신호를 탐지하는 두 개의 전자파 탐지 센서 E_1 , E_2 를 표시한다.

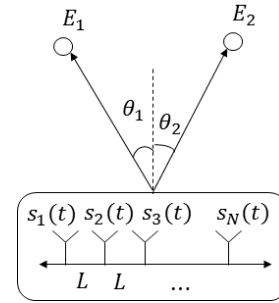


그림 1. MIMO 레이다와 전자전 센서 시스템도

Fig. 1. System diagram for MMO radar and electronic warfare sensors.

ULA MIMO 레이다는 N 개의 서브 안테나로 이루어져 있으며, 각각 거리 L 의 등 간격으로 선형적 배치되어 있다. 각 서브 안테나는 무지향성 안테나로서 n 번째 서브 안테나는 파형신호 $s_n(t)$ 를 송신한다. 서로 다른 서브 안테나의 파형신호는 다음과 같은 직교관계를 만족한다.

$$\int_T s_n(t) s_m^*(t) dt = \delta(n - m), n, m = 1, \dots, N \quad (1)$$

여기서 $\delta(\cdot)$ 는 크로네커 델타 함수이다.

MIMO 레이다와 전파탐지 센서 간의 거리가 충분히 멀어 각 서브 안테나에서 센서에 입사되는 신호를 평면파로 생각할 수 있는 원거리(far field) 가정^[7] 및 직교신호의 대역폭이 송신파 주파수에 비해 작은 협대역(narrowband) 가정^{[10],[11]} 하에 MIMO 안테나에서 바라본 센서 E_i 의 각도를 θ_i 로 표시하고, E_i 에서 수집된 신호 감쇠 성분을 ρ_i 로 표시하면 E_i 에서 수신된 MIMO 레이다 신호 r_i 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$r_i(t) = \rho_i \sum_{n=1}^N s_n(t) e^{j2\pi n \frac{L}{\lambda} \sin \theta_i}, i = 1, 2 \quad (2)$$

여기서 전파탐지 센서와 관련되어 주어진 정보는 MIMO 레이다의 전송 주파수와 상관된 파장의 길이 λ 와 MIMO 레이다에서 본 각도 θ_i 인데 λ 는 레이다 주파수를 측정을 통해 구할 수 있고, θ_i 만 전파탐지 센서 입장에서 변경 가능한 변수이다. 식 (2)는 신호벡터와 기존 위상배열 안테나의 조향벡터를 차용하여 다음과 같이 내적으로 표현될

수 있다.

$$r_i(t) = \rho_i \vec{a}^T(\theta_i) \vec{s}(t) \quad (3)$$

여기서 각각의 벡터는 아래와 같이 정의된다.

$$\vec{a}(\theta_i) = \left[e^{j2\pi \frac{L}{\lambda} \sin(\theta_i)}, e^{j2\pi 2 \frac{L}{\lambda} \sin(\theta_i)}, \dots, e^{j2\pi N \frac{L}{\lambda} \sin(\theta_i)} \right]^T \quad (4)$$

$$\vec{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_N(t)]^T \quad (5)$$

식 (4)는 등 간격 선형 위상배열(ULA phased array) 안테나의 각도 θ_i 에 관한 조향벡터와 동일한 형식을 갖게 된다. 또한 신호파형의 직교성질에 의하여

$$\begin{aligned} \int_T |\vec{a}^T(\theta_i) \vec{s}(t)|^2 dt &= \vec{a}^H(\theta_i) \left(\int_T \vec{s}(t) \vec{s}^H(t) dt \right) \vec{a}(\theta_i) \\ &= \vec{a}^H(\theta_i) I_N \vec{a}(\theta_i) = \vec{a}^H(\theta_i) \vec{a}(\theta_i) = N \end{aligned} \quad (6)$$

의 관계를 갖는다. 전파탐지 센서 신호들 이외에 아무 정보 없이 $r_i(t)$ 로부터 직교 파형신호들을 각기 복구하는 일은 섞여 있는 독립적인 신호를 원상 복구하는 암맹 신호분리(blind source separation) 문제이며 성공적인 파형 신호 분리를 위해서는 적어도 파형신호 개수보다 많은 센서를 필요로 하며, 또한 받은 신호들이 다양성 확보를 할 수 있도록 배치를 고려해야 한다⁹⁾. 이를 위해 파형신호의 개수와 안테나 배열 간격 관련 정보에 대한 사전 추정이 필요하다. 다음 장에서는 최소 두 개의 전파 센서 신호 $r_1(t), r_2(t)$ 를 이용하여 안테나 직교파형의 개수 N 과 안테나간 거리 L 을 추정하는 알고리즘을 제안하고자 한다.

2-2 직교파형 개수 추정 알고리즘

2-2-1 상관관계 함수

우선 두 개의 전파탐지센서 E_1, E_2 에서 나오는 신호 $r_1(t), r_2(t)$ 는 각각 자동 게인 조정기(AGC)에 의하여 다음과 같이 전파탐지 센서의 출력 신호의 파워가 1로 정규화 되었다고 가정한다.

$$r_i(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \vec{a}^T(\theta_i) \vec{s}(t) \quad (7)$$

그리고 신호 $r_1(t), r_2(t)$ 상관관계(correlation)값을 각각의 MIMO 레이다에서 본 각도 차이의 함수로 나타내면 다음과 같은 관계를 얻는다.

$$R(\theta_1, \theta_2) := \int_T r_1(t) r_2^*(t) dt \quad (8)$$

$$= \frac{1}{N} \int_T \vec{a}^T(\theta_1) \vec{s}(t) \vec{a}^H(\theta_2) \vec{s}^*(t) dt \quad (9)$$

$$= \frac{1}{N} \vec{a}^T(\theta_1) \left[\int_T \vec{s}(t) \vec{s}^H(t) dt \right] \vec{a}^*(\theta_2) \quad (10)$$

여기서 신호파형 $s(t)$ 의 직교 성질을 이용하여

$$R(\theta_1, \theta_2) = \frac{1}{N} \vec{a}^T(\theta_1) I_N \vec{a}^*(\theta_2) = \frac{1}{N} \vec{a}^H(\theta_1) \vec{a}(\theta_2) \quad (11)$$

를 얻는다. 조향벡터간의 내적은 다음과 같이 정리되는데

$$\vec{a}^H(\theta_1) \vec{a}(\theta_2) = \sum_{n=1}^N e^{j2\pi n \frac{L}{\lambda} (\sin(\theta_2) - \sin(\theta_1))} \quad (12)$$

$\alpha := 2\pi \frac{L}{\lambda}$ 로 정의하고, 등비수열의 합공식과 오일러 공식을 이용해 다음과 같이 표현할 수 있으며

$$\begin{aligned} &\sum_{n=1}^N e^{j2\pi n \frac{L}{\lambda} (\sin(\theta_2) - \sin(\theta_1))} \\ &= e^{j\alpha \frac{N+1}{2} (\sin(\theta_2) - \sin(\theta_1))} \frac{\sin \left[\alpha \frac{N}{2} (\sin(\theta_2) - \sin(\theta_1)) \right]}{\sin \left[\alpha \frac{1}{2} (\sin(\theta_2) - \sin(\theta_1)) \right]} \end{aligned} \quad (13)$$

이를 식 (12)에 대입하여 다음과 같이 정리할 수 있으며

$$|\vec{a}^H(\theta_1) \vec{a}(\theta_2)| = \left| \frac{\sin \left[\alpha \frac{N}{2} (\sin(\theta_2) - \sin(\theta_1)) \right]}{\sin \left[\alpha \frac{1}{2} (\sin(\theta_2) - \sin(\theta_1)) \right]} \right| \quad (14)$$

최종적으로 상관관계 값에 대해 정리하면

$$|R(\theta_1, \theta_2)| = \frac{1}{N} \left| \frac{\sin \left[\alpha \frac{N}{2} (\sin(\theta_2) - \sin(\theta_1)) \right]}{\sin \left[\alpha \frac{1}{2} (\sin(\theta_2) - \sin(\theta_1)) \right]} \right| \quad (15)$$

을 얻는다. 여기서 전파탐지센서 E_1 (즉 θ_1)을 고정하고, E_2 (즉 θ_2)를 이동시킨다면 $\sin(\theta_1)$ 은 상수가 되고, $\sin(\theta_2) - \sin(\theta_1)$ 의 상대적 차이만 중요하므로 $\sin(\theta_1) = 0$ 이라고 가정할 수 있으며, 위의 상관관계함수는 다음과 같이 한 개의 변수 θ 의 함수로 간단하게 정리할 수 있다^[11].

$$|R(\theta)| = \frac{1}{N} \left| \frac{\sin \left[\alpha \frac{N}{2} \sin(\theta) \right]}{\sin \left[\alpha \frac{1}{2} \sin(\theta) \right]} \right| \quad (16)$$

위 식 (16)의 함수는 그림 2와 같은 이산 싱크함수의 절대값이 $\sin(\theta)$ 로 매개변수화된 꼴이며, N 과 α 에 따라 모양이 결정된다. 따라서 $|R(\theta)|$ 로부터 α 와 N 을 추정하는 직접적인 방법은 $|R(\theta)|$ 를 $\theta \in (0, \pi)$ 전 영역에 대하여 구한 후 널의 개수와 피크의 높이를 측정하는 것이다.

그러나 이 방법은 다중의 센서가 필요하고 또한 $\theta \in (0, \pi)$ 범위의 센서 배치는 현실적으로 가능하지 않을 수 있다. 따라서 θ_1 과 θ_2 가 인접한 경우를 염두에 둔 제한된

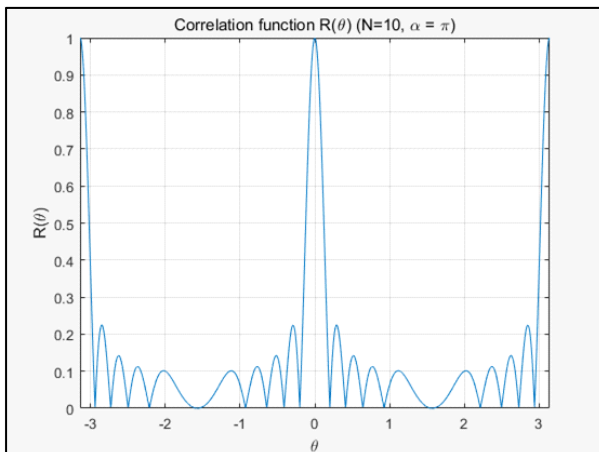


그림 2. 상관관계 함수 $R(\theta)$ ($N=10$, $\alpha = \pi$)
Fig. 2. Correlation function $R(\theta)$ ($N=10$, $\alpha = \pi$).

범위의 θ 에 대해 α 와 N 의 추정이 가능한 알고리즘이 필요하다.

2.2.2 이동 센서를 이용한 추정

그림 3은 두 개의 이동센서를 이용하여 ULA MIMO 레이다 직교파형 개수 및 안테나 거리 추정을 위한 방법의 개략도이다. 두 개의 센서 간격은 그림 4에 표시된 경로로 시간에 따라 $d(t)$ 만큼 떨어지게 되며, AGC(Automatic Gain Controller)로 정규화된 각각의 신호가 통신채널을 통해 모아지고 센서 간의 완벽한 동기(synchronization)가 이루어진다는 가정 하에 이 둘의 상관값을 산출하여 이로부터 ULA MIMO 안테나 간격 L 과 안테나 개수 N 의 값을 추정한다.

구체적인 추정 방법은 그림 2에서 보이듯이 $|R(\theta)| = 1$

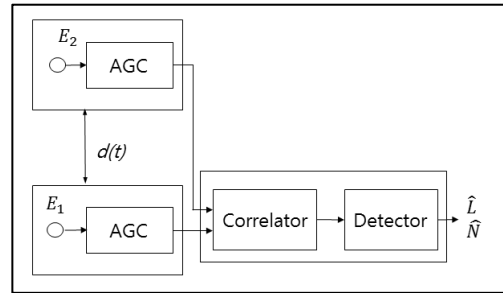


그림 3. 이동센서를 이용한 ULA MIMO 레이다 파라미터 추정장치

Fig. 3. Parameter estimation scheme for the ULA MIMO radar.

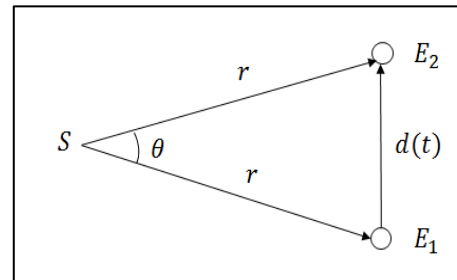


그림 4. ULA MIMO 레이다 파라미터 추정을 위한 이동 센서 경로

Fig. 4. Trajectory of sensors for the parameter estimation of the ULA MIMO radar.

$(\theta = 0)$ 이 아닌 곳에서 $|R(\theta)|$ 의 국소 극소(local minimum) 값은 식 (16)의 분자가 0이 될 때, 그리고 국소 극대값(local maximum)은 식 (16)의 분자가 ± 1 이 될 때라는 점을 이용한다. 예컨대 $d = 0$ 에서 $|R(\theta)| = 1$ 부터 시작하여 첫 번째 극소 최소값을 만드는 센서 간의 거리 d_1 과 그에 상응하는 각도 θ_1 이 식 (16)의 분자 $\sin\left[\alpha \frac{N}{2} \sin(\theta)\right]$ 을 0으로 만들기 위해

$$\alpha \frac{N}{2} \sin(\theta_1) = \pi \quad (17)$$

의 관계를 갖고 또한 그림 4에서 얻은

$$\sin\left(\frac{\theta_1}{2}\right) = \frac{d_1}{2r} \quad (18)$$

의 관계를 이용하여 반각공식과 원거리 가정($r \gg d$)을 이용하여 αN 에 대한 추정치를 다음과 같이 근사한다.

$$\widehat{\alpha N} = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{d^2}{r^2} + \frac{d^4}{4r^4}}} \approx \frac{2\pi r}{d} \quad (19)$$

또한 첫 번째 최소값을 지나 $|R(\theta)|$ 가 n 번째 극소 극대값을 갖게 하는 센서 간의 거리 d_n 과 이에 상응하는 각도 θ_n 에 대하여

$$\alpha \frac{N}{2} \sin(\theta_n) = \frac{(2n+1)\pi}{2}, \quad \sin(\theta_n/2) = \frac{d_n}{2r} \quad (20)$$

의 관계를 얻고, 이때 $|R(\theta)|$ 의 극소 극대값은

$$|R(\theta_n)| = \frac{1}{N \left| \sin\left(\frac{(2n+1)\pi}{2N}\right) \right|} \quad (21)$$

혹은

$$N \left| \sin\left(\frac{(2n+1)\pi}{2N}\right) \right| = \frac{1}{|R(\theta_n)|} \quad (22)$$

의 관계를 통해 $|R(\theta)|$ 의 값이 안테나 개수 N 과 극소 극대값 번호 n 의 함수로 표현된다. 주어진 n 에 대하여 이 함수는 그림 5에 그려지듯이 N 과 $|R(\theta)|$ 와의 일대일 관계를 나타내고 따라서 $|R(\theta)|$ 값을 통해 N 을 추정하고 결

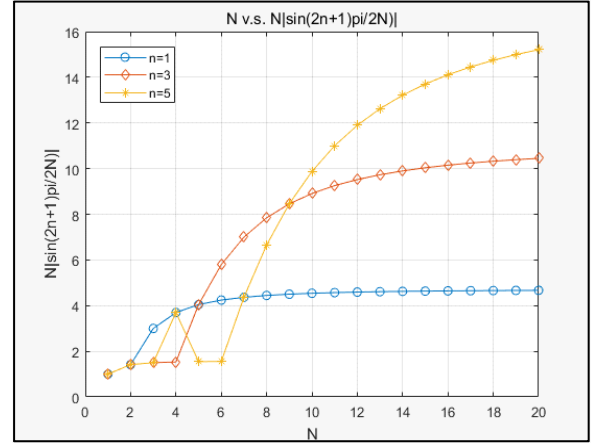


그림 5. 피크번호 n 과 $N \left| \sin\left(\frac{(2n+1)\pi}{2N}\right) \right|$ 함수

Fig. 5. Peak number n vs $N \left| \sin\left(\frac{(2n+1)\pi}{2N}\right) \right|$.

과적으로 α 를 추정할 수 있다.

단지 이 이동센서를 활용한 방식은 그림 5에서 보듯이 N 의 값이 클수록 정확한 추정을 위하여 충분히 큰 n 을 가져야 하며, n 의 증가에 따라 두 센서 사이의 거리

$$d_n = 2r \sin\left(\frac{1}{2} \sin^{-1}\left(\frac{2n+1}{\alpha N} \pi\right)\right) \quad (23)$$

가 길어질 수도 있는 단점이 있다. 이를 극복하기 위하여 다음과 같은 최소거리 근접센서를 이용한 방법을 제안한다.

2-2-3 최소거리 근접 센서를 이용한 추정

근접센서 방식은 근접한 p 개의 센서를 활용하여 상관관계의 절대값 함수 $|R(\theta)|$ 를 선형 최소제곱 2차 곡선 적합 방식(least square quadratic curve fitting)^[13]으로 $|R(\theta)|$ 의 변수인 안테나 간격 L 과 안테나 개수 N 의 값을 추정한다. 그림 6은 최소가능 센서 개수인 $p = 3$ 개의 근접센서를 활용하여 ULA MIMO 레이다 안테나 개수 및 안테나 거리 추정을 위한 장치의 개략도이다.

식 (16)에서 $t := \sin(\theta)$ 로 치환하고, t 가 충분히 작다고 가정한다면(즉, θ_1 과 θ_2 가 충분히 가까울 경우) Taylor 근사식

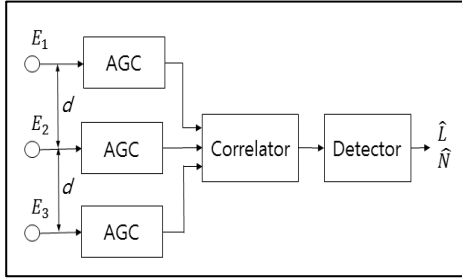


그림 6. ULA MIMO 레이더 파라미터 고정 추정장치
Fig. 6. Parameter estimation scheme for the ULA MIMO using fixed radar.

$$\sin(x) \approx x - \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} - \frac{x^7}{7!} \dots \quad (24)$$

을 분자와 분모에 각각 적용하여 다음을 얻고,

$$|R(t)| \approx \frac{1}{N} \frac{\frac{\alpha N t}{2} - \frac{\alpha^3 N^3 t^3}{2^3 \cdot 6}}{\frac{\alpha t}{2} - \frac{\alpha^3 t^3}{2^3 \cdot 6}} = \frac{1 - \frac{N^2 \alpha^2 t^2}{2^2 \cdot 6}}{1 - \frac{\alpha^2 t^2}{2^2 \cdot 6}} \quad (25)$$

다시 한 번 Taylor 근사식

$$\frac{1}{1-x} = \sum_{n=0}^{\infty} x^n \quad (26)$$

을 분모에 적용하여 다음과 같이 t 에 대한 4차 함수 혹은 t^2 에 대한 이차함수 근사식을 얻는다.

$$|R(t)| \approx 1 + \frac{\alpha^2 - \alpha^2 N^2}{2^2 \cdot 6} t^2 + \left(\frac{\alpha^4 - \alpha^4 N^2}{2^4 \cdot 6^2} + \frac{\alpha^4 N^4}{2^4 \cdot 120} \right) t^4 \quad (27)$$

$p+1$ 개의 전파탐지센서 E_0, E_1, \dots, E_p 에서 센서 E_k ($k > 0$)가 센서 E_0 에 대한 각도 θ_k 가 $\theta_1 < \dots < \theta_k < \dots < \theta_p$ 를 만족하도록 배열되었을 때 각각 $t_k = \sin(\theta_k)$ 로 정의하면 t_1, \dots, t_p 에 대하여 행렬 T 를 다음과 같이 정의할 수 있고

$$T = \begin{bmatrix} t_1^2 & t_2^2 & \dots & t_p^2 \\ t_1^4 & t_2^4 & \dots & t_p^4 \end{bmatrix}^T, \quad (28)$$

다음과 같은 근사 관계식을 얻는다.

$$\begin{bmatrix} 1 - |R(t_1)| \\ 1 - |R(t_2)| \\ \vdots \\ 1 - |R(t_p)| \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} \frac{\alpha^2 N^2 - \alpha^2}{2^2 \times 6} \\ \frac{\alpha^4 N^2 - \alpha^4}{2^4 \times 6^2} - \frac{\alpha^4 N^4}{2^4 \times 120} \end{bmatrix} \quad (29)$$

식 (29)의 최소 선형제곱 해를 다음과 같이 $[a \ b]^T$ 라 설정하면

$$\begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} = (T^T T)^{-1} T^T \begin{bmatrix} 1 - |R(t_1)| \\ \vdots \\ 1 - |R(t_p)| \end{bmatrix} \quad (30)$$

α 와 N 에 대한 추정값은 a, b 로부터 다음과 같이 얻는다.

$$\hat{\alpha} = \sqrt{16a - \sqrt{-320a^2 - 1920b}} \quad (31)$$

$$\hat{N} = \left\lfloor \sqrt{\frac{5a^2 + 10b + \sqrt{-5a^4 - 30a^2 b}}{3a^2 + 10b}} \right\rfloor \quad (32)$$

여기서 $\lfloor x \rfloor$ 는 실수 x 에 가장 가까운 정수를 표시한다. 그리고 마지막으로 안테나 간의 거리 L 에 대한 추정은

$$\hat{L} = \frac{\hat{\alpha} \lambda}{2\pi} \quad (33)$$

으로 주어진다. 한 가지 주의할 점은 $R(t_i)$ 과 $R(t_j)$ 의 값은 t_i 와 t_j 의 값이 가까워질 경우 역시 가까워지므로 잡음에 민감하게 된다. 따라서 근접센서 방식에서는 센서의 개수 p 를 많게 하거나, 저잡음 환경에서의 이용이 중요하다.

III. 실험

제안된 알고리즘의 수치해석적 시뮬레이션을 위하여 MIMO 레이더의 캐리어 주파수 f_c 추정을 통해 파장의 길이 λ 가 주어져 있다고 가정하고, 파장과 안테나 길이 L 과의 비 η 를 $\eta := \frac{L}{\lambda}$ 로 정의하면 $\alpha = 2\pi\eta$ 가 되어 본 시뮬레이션에서는 L 대신 α 를 추정하도록 한다. 특히 많은 경우 $\eta = 1/2$ 를 널리 쓰이므로 본 시뮬레이션에서는

$\eta = 1/2$, $\alpha = \pi$ 로 세팅하도록 한다.

그림 7은 $N = 18$ 일 때 $n = 3$, 즉 3번째 피크값의 역수를 사용하여 N 을 성공적으로 추정한 결과를 표시한다.

이때 센서의 간격은 $d_3 = 2r \sin\left(\frac{1}{2} \sin^{-1} \frac{7}{18}\right) \approx 0.397r$ 만큼의 거리를 유지하는 것이 요구된다.

그림 8은 MIMO 안테나의 개수가 10개에서 20개에 대

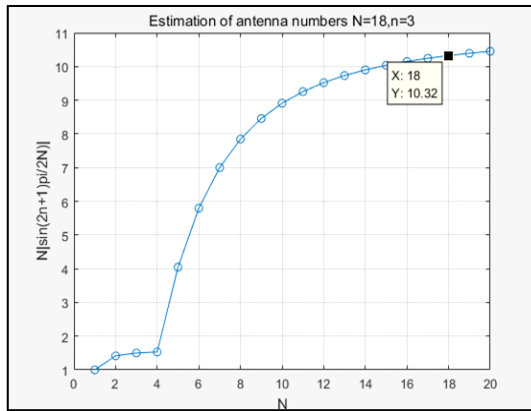


그림 7. 이동 수신기를 이용한 MIMO 레이다 직교신호 개수 추정($N=18$, $n=3$)

Fig. 7. Estimation of the number of the ULA MIMO radar orthogonal waveforms using the moving sensor approach($N=18$, $n=3$).

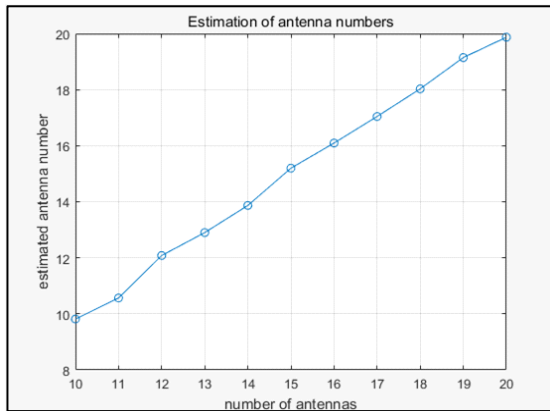


그림 8. 근접 수신기를 이용한 MIMO 레이다 직교신호 개수 추정($N=10, \dots, 20$)

Fig. 8. Estimation of the number of the ULA MIMO radar orthogonal waveforms using the fixed sensor approach($N=10, \dots, 20$).

하여 각각 3개의 센서가 $\sin\theta = 10^{-4}$ 의 간격으로($r=10$ km에 대하여 1 m 간격) 배열되어 있는 최소거리근접 센서 방식을 이용하여 안테나의 개수를 추정한 결과를 표시 한다.

그림 9에서 자세히 표시한 바와 같이 안테나 개수 추정 에러가 0.5를 넘지 않음으로 성공적으로 안테나의 개수를 추정할 수 있음을 알 수 있다.

그림 10에서는 η 의 추정값을 안테나 개수에 대하여 표

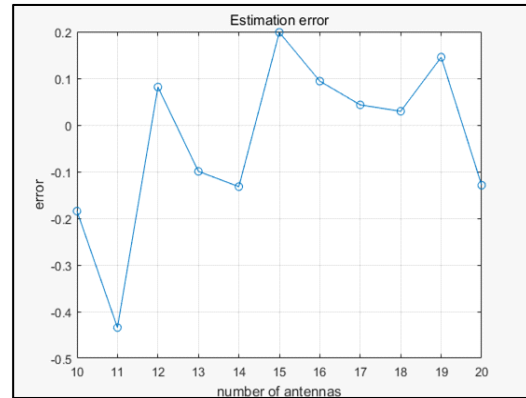


그림 9. 근접 수신기를 이용한 MIMO 레이다 직교신호 개수 추정 오류($N=10, \dots, 20$)

Fig. 9. Estimation error of the number of the ULA MIMO radar orthogonal waveforms using the fixed sensor approach error($N=10, \dots, 20$).

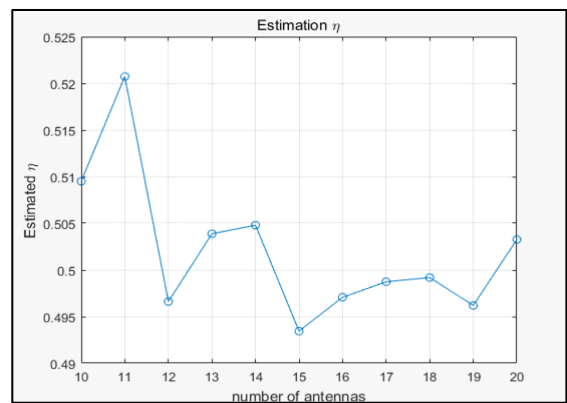


그림 10. 근접 수신기를 이용한 MIMO 레이다의 η 값 추정($N=10, \dots, 20$)

Fig. 10. Estimation of η value for the ULA MIMO radar using the fixed sensor approach($N=10, \dots, 20$).

시한다. 모든 값들이 참 η 값인 0.5의 범위를 크게 벗어나지 않는 것을 알 수 있다. 따라서 최소간격 센서의 성공적인 안테나 개수추정을 확인할 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 새로운 개념의 차세대 레이더 기술인 ULA MIMO 레이더의 신호분석과 기만 등에 기초가 되는 중요한 파라미터인 직교신호의 개수와 안테나 배열간격을 이동형 전자전 수신기를 사용한 경우와 근접배치 고정 전자전 수신기를 사용한 경우에 각각 암행적으로 추정하는 알고리즘을 제시하였다. 두 알고리즘 모두 전자전 센서로부터 받은 신호의 상관관계를 이용하여 ULA MIMO 직교신호 개수를 추정한다. 각각의 알고리즘 모두 기대되는 직교신호 개수 추정 성능을 시뮬레이션을 통하여 확인하였다.

REFERENCES

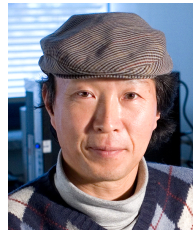
- [1] J. Li, P. Stoica, L. Xu, and W. Roberts, "On parameter identifiability of MIMO radar", *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 14, no. 12, pp. 968-971, 2007.
- [2] C. Y. Chen, P. P. Vaidyanathan, "Minimum redundancy MIMO radars", *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 45-48, 2008.
- [3] B. Friedlander, "On the relationship between MIMO and SIMO radars", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 57, no. 1, pp. 394-398, 2009.
- [4] A. Dogandzic, A. Nehorai, "Cramer-Rao bounds for estimating range, velocity, and direction with an active array", *IEEE Transaction on Signal Processing*, vol. 49, no. 6, pp. 1122-1137, 2001.
- [5] Y. Fei, Y. Fan, B. K. Lau, and J. S. Thompson, "Optimal single-port matching impedance for capacity maximization in compact MIMO arrays", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 11, pp. 3566-3575, 2008.
- [6] G. Richard, Wiley, ELINT, *The Interception and Analysis of Radar Signals*, Artech House, Boston, 2006.
- [7] A. M. Haimovich, R. S. Blum, and L. J. Cimini, "MIMO radar with widely separated antennas", *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 25, no. 1, pp. 116-129, 2008.
- [8] J. F. Cardoso, "Blind signal separation: statistical principles", *Proc. IEEE*, vol. 86, no. 10, pp. 2009-2025, Oct., 1998.
- [9] D. K. Lee, W. Chung, "Placement and deduction of the number of sensors for estimation orthogonal waveforms of MIMO radars", *The 27th Joint Conference on Communications and Information*, Mar. 2017.
- [10] S. Unnikrishna Pillai, *Array Signal Processing*, New York, Springer-Verlag, 1989.
- [11] M. Zatman, "How narrow is narrowband?", *IEEE Radar, Sonar and Navigation*, vol. 145, no. 2, pp. 85-91, Apr., 1998.
- [12] Abdelhak Zoubir, Mats Viberg, *Academic Press Library in Signal Processing Volume 3: Array and Statistical Signal Processing*, Academic press, pp. 463-475, 2013.
- [13] William H. Press, Saul A. Teukolsky, William T. Vetterling, and Brian P. Flannery, *Numerical Recipes*, Cambridge University Press, 2007.

김 동 현



2012년 2월: 대전대학교 군사학과 (군사학사)
 2012년 3월~현재: 육군 대위
 2017년 3월~현재: 고려대학교 컴퓨터학과 (공학석사)
 [주 관심분야] 통신신호처리 등

송 중 인



1980년 2월: 서울대학교 전자과 (공학사)
 1982년 2월: 한국과학기술원 전자공학 (공학석사)
 1990년 10월: Columbia University Electrical Engineering (공학박사)
 1994년 6월~현재: 광주과학기술원 교수

이 재 훈



1997년 2월: 고려대학교 전파공학과 (공학사)
 1999년 2월: 한국과학기술원 전기공학과 (공학석사)
 2003년 2월: 고려대학교 전파공학과 (공학박사)
 2003년 3월~2008년 2월: 삼성전자 통신

연구소

2008년 3월~현재: 고려대학교 컴퓨터학과 교수
 [주 관심분야] 멀티 센서, 초고주파 회로/시스템, 마이크로포토닉스, 광통신 시스템

정 원 주



1989년 2월: 고려대학교 (학사)
 1999년 5월: Cornell University Electrical Engineering (공학석사)
 2003년 5월: Cornell University Electrical Engineering (공학박사)
 2003년 8월: Dotcast Inc. Senior System Architect

2008년 3월: 고려대학교 컴퓨터학과 교수
 [주 관심분야] 신호처리, 통계신호학습 등