

해상 전자전 환경에서 선형 주파수 변조 신호 기반 DUCA ST-MUSIC 저고각 신호원 각도 추정

Angle Estimation of Low-Elevation Signal Source Using LFM Signals with DUCA ST-MUSIC in Maritime EW Environments

김현동 · 이하린 · 문효상* · 이명식* · 홍용기* · 김항국* · 김경태

Hyundong Kim · Ha-Rin Lee · Hyo-Sang Moon* · Myung-Sik Lee* · Yong-Gi Hong* ·
Hang-Kook Kim* · Kyung-Tae Kim

요 약

해상 전자전 환경에서 수신기는 비협조 신호원의 레이더 송신 신호로부터 방위각과 고각을 추정해야 한다. 그러나 저고각 기동 신호원과 해수면 반사 다중경로가 공존하면, 단일층 UCA는 평면 배열 특성으로 인해 고각 부호 구분이 어려워 모호성과 편향이 발생할 수 있다. 본 논문은 이러한 환경에서 직접 경로 각도를 안정적으로 추정하기 위해 DUCA-ST-MUSIC 기반 기법을 제안한다. 제안 기법은 시간-주파수 영역 ridge로 LFM 파라미터를 추정된 뒤 dechirp을 통해 지연 차이를 beat tone으로 변환하여 성분을 분리하고, DUCA 관측으로부터 space-time 공분산을 구성해 ST-MUSIC 탐색으로 직접/다중경로의 방위각과 고각을 추정한다. 시뮬레이션 결과, 제안 기법은 단일층 UCA 기반 방법 대비 추정 안정성이 향상됨을 확인하였다.

Abstract

In maritime electronic warfare environments, estimating the azimuth and elevation of a noncooperative signal source is challenging in the presence of sea surface multipaths. A single-layer UCA may exhibit elevation ambiguity and biased estimates owing to its planar geometry. This paper proposes a DUCA-ST-MUSIC-based method for stable direct-path angle estimation under multipath interference. The method extracts a time-frequency ridge to estimate linear frequency modulation (LFM) parameters, performs dechirp processing to map delay differences into beat tones for component separation, and applies ST-MUSIC using a space-time covariance matrix formed from DUCA observations to estimate the azimuth and elevation of the direct and multipath components. The simulations demonstrate improved estimation stability compared with conventional single-layer UCA-based processing.

Key words: Electronic Warfare Equipment, DUCA, ST-MUSIC, Multi-Path Interference, Estimation Of Elevation Angle

「이 연구는 LIG Nex1(현 LIG 디펜스&에어로스페이스) 산학협력과제 지원으로 연구되었음.」

포항공과대학교 전자전기공학과(Department of Electrical Engineering, Pohang University of Science and Technology)

*LIG 디펜스&에어로스페이스, 구 LIG넥스원(LIG Defense&Aerospace, formerly LIG Nex1)

· Manuscript received February 11, 2026 ; Revised February 19, 2026 ; Accepted February 24, 2026. (ID No. 20260211_007)

· Corresponding Author: Kyung-Tae Kim (e-mail: kkt@postech.ac.kr)

I. 서 론

전자전 상황에서 전자전 장비는 상대 플랫폼의 송신 신호를 사전에 알 수 없는 비협조 조건에서 운용된다. 따라서 전자전 장비는 상대 송신기로부터 수신한 레이더 신호의 공간적 특성을 활용하여 신호원의 방위각 및 고각 정보를 추정하고, 추정된 각도 방향으로 재밍 신호를 송신하여 상대의 센싱 성능을 저하시키는 운용을 수행한다. 이때 전자전 장비는 선형배열(ULA, uniform linear antenna)^[1] 또는 원형배열(UCA, uniform circular antenna)과 같은 배열 안테나를 사용하여 다채널 수신 신호로부터 각도 정보를 추출한다. ULA는 구조가 단순하고 분석이 용이하다는 장점이 있으나, 넓은 방위각 범위를 커버하기 위해 배열을 회전·스캔해야 하는 제약이 존재한다. 반면 UCA는 배열 중심을 기준으로 360° 전방위를 커버하며, 방위 방향에 대해 비교적 균일한 빔 형성 및 분해능 특성을 기대할 수 있어 해상 전자전과 같이 전방위에서 신호가 입사할 수 있는 환경에 적합하다.

UCA 기반 신호원 각도 추정은 원주상에 배치된 센서들에서 관측되는 채널 간 위상차가 센서의 위치(센서 각도)와 신호원의 입사각에 의해 결정된다는 점에 기반한다^[2,3]. 즉, 센서의 원주 각도에 따라 신호의 도달 경로 길이가 달라지며, 그 결과 배열 수신 신호에는 입사각에 의존하는 위상 진행이 형성된다. 이러한 관계는 배열 기하를 반영한 배열 응답(steering) 벡터로 정식화될 수 있으며, 다수 스냅샷으로부터 공분산 행렬을 추정된 뒤 고유향 분해를 통해 신호 부분공간과 잡음 부분공간을 분리하는 서브스페이스 기반 각도 추정 기법으로 확장된다. 대표적으로 MUSIC(multiple signal classification)은 후보 각도에 대한 steering 벡터와 잡음 부분공간의 직교성을 이용해 공간 스펙트럼을 구성하고, 스펙트럼의 피크 위치로부터 방위각을 추정한다^[4]. 또한 ESPRIT(estimation of signal parameters via rotational invariance techniques)은 배열의 이동 불변성을 활용하여 고유구조로부터 각도를 추정하는 방법이며, UCA의 경우 모드 영역 변환을 통해 적용되어 왔다^[5].

하지만 해상 환경에서 저고각(5° 이하) 신호원이 신호를 송신하는 상황에서는, 전자전 장비가 수신한 신호에 직접 경로 성분뿐 아니라 해수면 반사에 의해 형성된 다중경로

성분이 함께 포함된다^[6]. 이로 인해 배열이 관측하는 공간 위상 관계는 단일 입사 성분 가정에서 벗어나며, 반사 및 회절 성분이 중첩된 형태로 나타난다. 결과적으로 고각 추정에 필요한 배열 응답이 왜곡되고 추정 오차가 증가하며, 추정 안정성 또한 저하된다^[7]. 특히 저고각 조건에서는 해수면 반사 성분의 영향이 두드러지므로, 반사로 인한 간섭을 고려한 고각 추정이 중요한 문제로 다뤄진다.

한편 단일층 UCA는 모든 센서가 동일한 평면에 배치되기 때문에 입사 방향의 수직 성분을 구분하는 정보가 제한된다^[8]. 이에 따라 배열이 관측하는 공간 위상 분포는 입사 방향의 평면 투영 성분에 의해 주로 결정되며, 고각의 부호가 반대인 경우에도 배열 관점에서 동일하거나 유사한 응답이 형성될 수 있다. 결과적으로 단일층 UCA에서는 상하 대칭 방향에서 입사한 신호가 동일한 각도로 해석되는 고각 모호성이 발생하고, 이는 고각 추정의 유효 범위를 제한하거나 추정 성능을 저하시킬 수 있다. 특히 해상 환경에서 저고각 신호원의 수신 신호에 해수면 반사 성분이 함께 포함되면 관측 신호는 여러 입사 성분이 중첩된 형태로 나타나며, 단일 경로를 가정한 배열 위상 모델과 실제 관측 사이의 불일치가 더욱 커질 수 있다. 그 결과 고각 추정 오차가 증가할 수 있다. 이러한 한계를 완화하기 위해 수직 방향 정보를 추가로 제공하는 이중층 원형배열(DUCA, double UCA) 구조를 도입하여 고각 식별력을 높이거나^[9], 주파수 변조 신호의 특성을 활용해 주파수 축에서 관측 다양성을 확보하는 frequency diversity 기반 방법 등 다양한 접근이 제안되어 왔다^[10].

본 연구에서는 상대 플랫폼이 선형 주파수 변조(LFM, linear frequency modulated) 신호를 송신하며, 수신기는 송신 신호의 사전 정보 없이 수신 신호만으로 각도 추정을 수행하는 비협조 조건을 가정한다. 제안하는 DUCA 구조 기반 ST(space-time)-MUSIC 기법의 절차는 다음과 같다. 1) 다채널 수신 신호를 시간-주파수 영역으로 변환한 뒤 ridge를 추출하고, 이를 기반으로 송신 LFM 신호의 시간-주파수 특성을 추정한다. 2) 추정된 레플리카 신호를 이용해 dechirp을 수행하여 경로 성분을 beat tone 관점에서 정리하고, 관심 성분을 선택적으로 분리한다. 3) 분리된 성분들에 대해 이중층 원형배열(DUCA) 관측을 위상모드 기반 변환(PME, phase mode excitation)으로 beamspace 영역에서 정리

한 후, 시간 축과 공간 축을 결합한 space-time 데이터로 공분산 행렬을 구성한다. 4) ST-MUSIC 스펙트럼을 계산하여 방위각과 고각을 추정하고, DUCA의 중간 관측 정보를 함께 활용해 고각 추정의 안정성과 신뢰성을 높인다.

본 논문 II장에서는 전자전 장비와 신호원 간 기하를 기반으로 방위각과 고각을 정의하고, 이를 바탕으로 다채널 수신 신호 모델을 정리한다. 또한 해수면 다중 경로 성분이 배열 관측에 미치는 간섭 영향을 간단한 시뮬레이션을 통해 분석한다. III장에서는 제한하는 각도 추정 기법을 서술한다. IV장에서는 MATLAB 기반 모의 시뮬레이션을 통해 제안 기법의 방위각·고각 추정 정확도를 평가하며, 기동 신호원 시나리오에서의 성능을 비교·분석한다.

II. 기하정보 모델링 및 해수면 다중 경로 간섭 영향 분석

2.1 전자전 장비와 신호원 사이의 기하정보 모델링

레이다 수신 신호를 모델링하기 위해서는 배열에 입사하는 신호의 기하학적 관계를 먼저 정립해야 하며, 이를 위해 신호원의 각도 정보가 필요하다. 본 연구는 UCA 구조에서 신호원의 방위각과 고각을 추정하므로, 두 각도에 대한 기하학적 모델을 함께 수립한다. 구면 좌표계를 기반으로 한 방위각 추정 기하구조는 그림 1에, 지구 곡률을 고려한 고각 추정 기하구조는 그림 2에 제시한다.

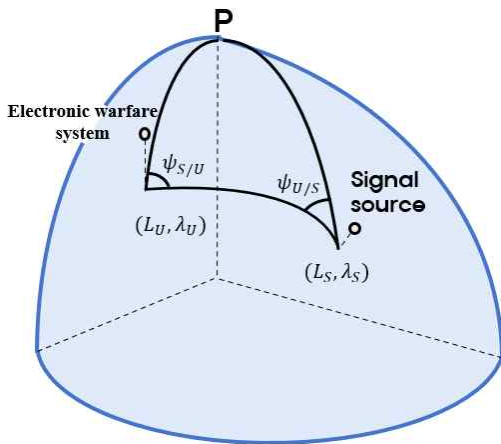


그림 1. 방위각 분석을 위한 지구 구면 기하구조
Fig. 1. Spherical earth geometry for azimuth angle derivation.

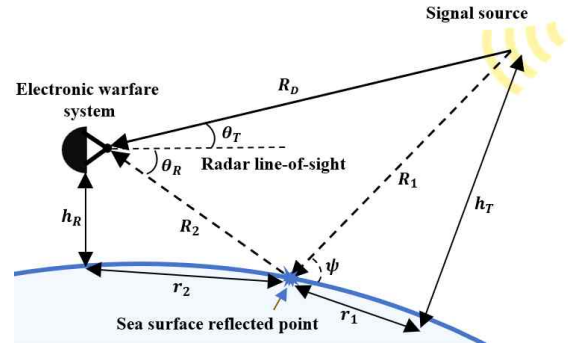


그림 2. 고각 분석을 위한 지구 곡률 기하구조
Fig. 2. Earth-curvature geometry for elevation angle derivation.

그림 1에서, P 는 극점을 나타내며, 전자전 장비의 위치를 $U(L_U, \lambda_U)$, 신호원의 위치를 $S(L_S, \lambda_S)$ 로 정의한다. 각 점에서의 내각은 $\angle P = \Delta \lambda$, $\angle U = \Delta \psi_{S/U}$, $\angle S = \Delta \psi_{U/S}$ 로 정의한다. 방위각을 추정하기 위해, 구면 삼각형에 대한 법사인정리를 적용하여 정리하면 식 (1)을 얻을 수 있다. 또한, 법코사인 정리를 적용하면 방위각의 코사인 항을 식 (2)와 같이 정리할 수 있다^[11].

$$\sin \psi_{U/S} = \frac{\sin(\Delta \lambda) \cos L_S}{\sin \theta} \quad (1)$$

$$\cos \psi_{S/U} = \frac{\cos \theta \sin L_S - \sin L_U \cos L_S}{\sin \theta \cos L_U} \quad (2)$$

최종적으로 방위각은 위 두 결과를 결합하여 식 (3)과 같은 아크 탄젠트 형태로 계산된다. 본 연구에서는 방위각을 $\varphi = \psi_{U/S}$ 로 표현한다.

$$\psi_{U/S} = \tan^{-1} \left(\frac{-\sin \Delta \lambda \cos L_U}{\cos L_S \sin L_U - \sin L_S \cos L_U \cos \Delta \lambda} \right) \quad (3)$$

고각을 계산하기 위해 그림 2의 기하구조를 고려한다. 여기서, R_D 는 신호원으로부터 전자전 장비로 전파되는 레이더 신호의 직접 경로 거리, a_E 는 지구 반지름의 길이, h_T 와 h_R 는 각각 신호원과 전자전 장비의 높이를 나타낸다. R_1 과 R_2 는 각각 전자전 장비로부터 반사 지점까지의 거리와 신호원으로부터 지표면 반사 지점까지의 다중 경로 거리를 의미한다. 따라서 다중 경로의 총 경로 길이는 $R_1 + R_2$ 로 표현되며, 각 거리성분들은 식 (4) 및 식 (5)에

제시된 기하학적 관계로부터 계산된다^[12].

$$R_D^2 = (a_E + h_R)^2 + (a_E + h_T)^2 - 2(a_E + h_T)(a_E + h_R)\cos\left(\frac{r}{a_E}\right) \quad (4)$$

$$R_1 = \sqrt{a_E^2 + (a_E + h_R)^2 - 2a_E(a_E + h_R)\cos\left(\frac{r_1}{a_E}\right)}$$

$$R_2 = \sqrt{a_E^2 + (a_E + h_R)^2 - 2a_E(a_E + h_R)\cos\left(\frac{r_2}{a_E}\right)} \quad (5)$$

여기서 r_1 과 r_2 는 R_1 과 R_2 를 지표면에 투영한 다중경로 거리 성분을 의미한다. r_1+r_2 를 r 로 두면, 지구 곡률을 반영한 다중 경로 기하 관계는 이차방정식 형태로 정리되며 식 (6)과 같이 정리되어 표현된다.

$$2r_1^3 - 3r_1^2r + [r^2 - 2a_E(h_T + h_R)]r_1 + 2a_E h_R r \quad (6)$$

전자전 장비가 수신하는 레이다 신호의 직접 경로 입사 각 θ_T 와 다중 경로 입사 각 θ_R 은 식 (7)과 같이 정의된다.

$$\theta_T = \sin^{-1} \frac{(h_T + a_E)^2 - R_D^2 - (h_R + a_E)^2}{2R_D(h_R + a_E)}$$

$$\theta_R = \sin^{-1} \frac{R_1^2 + h_R^2 + 2a_E h_R}{2R_1(h_R + a_E)} \quad (7)$$

2-2 해상 환경에서의 해수면 다중 경로 신호 분석

해수면 반사에 의해 전자전 장비로 유입되는 다중경로 성분은 일반적으로 정반사 성분과 확산 성분으로 구분된다. 직접 경로로 수신된 신호를 s_T 로 두면, 정반사 성분 s_R 은 식 (8)과 같이 모델링되며, 이때 포함되는 프리넬 반사 계수 Γ 는 식 (9)로 정리된다. Γ 는 해수면으로의 입사 각 ψ 와 해수면의 복소 유전율 ϵ 에 의해 결정된다. 또한 모델에는 지표면 곡률 및 발산 효과를 반영하는 발산계수 D 가 포함되고, 표면의 편평한 정도를 나타내며 산란 계수 ρ_s 는 해수면 거칠기 x 에 영향을 받는다. 여기서 Γ 는 다중 경로 신호의 해수면으로의 입사각 ψ 와 해수면 복소 유전율 ϵ 의 영향을 받는다.

$$s_R = \Gamma D \rho_s s_T e^{-ja} \quad (8)$$

$$\Gamma = \frac{\sin\psi - \sqrt{\epsilon - \cos^2\psi}}{\sin\psi + \sqrt{\epsilon - \cos^2\psi}}$$

$$D = \left(1 + \frac{2r_1 r_2}{a_E^2 \sin\psi}\right)^{-\frac{1}{2}}$$

$$\rho_s = \begin{cases} e^{-8(\pi x)^2} & 0 \leq x \leq 0.1 \\ \frac{0.812537}{1 + 8(\pi x)^2} & 0.1 < x \leq 0.3 \end{cases}$$

$$a = \frac{2\pi(R_1 + R_2 - R_D)}{\lambda} \quad (9)$$

해수면 거칠기는 해상 상태(sea state)에 따라 달라지는 파고를 기반으로 설정할 수 있다. 일반적으로 sea state는 WMO^[13] 기준의 유의파고 H_s 범위로 구분되며, sea state가 증가할수록 H_s 가 커지고 해수면의 불규칙성이 증가한다. 본 연구에서는 이러한 파고 정보를 해수면 높이의 표준편차 σ_h 로 환산한 뒤, 관측 파장 λ 및 ψ 와 결합하여 거칠기 인자를 정의한다. 즉, $\sigma_h = 0.25 H_s$ 로 두고, 거칠기 인자 x 를 $x = \frac{\sigma_h \sin\psi}{\lambda}$ 로 표현함으로써, sea state에 의해 결정되는 파고가 x 를 통해 해수면 반사 환경의 거칠기 수준으로 반영되도록 구성한다^[14].

확산 성분 s_D 는 직접 경로 신호 s_T 에 확산 계수 ρ_d 를 곱한 형태로 식 (10)과 같이 표현된다.

$$s_D = \rho_d \times s_T \quad (10)$$

이때, ρ_d 는 식 (11)과 같이 구성되며 레일리 변수는 해수면 거칠기와 프레넬 반사 특성을 함께 반영하여 확산 세기를 결정하고, x_1, x_2 는 평균 0, 표준편차 1의 가우시안 랜덤변수로서 확산의 무작위성을 모델링한다. 또한 ϕ_d 는 0과 2π 사이의 값을 가지며, 해수면에서 발생하는 확산 성분의 크기 및 방향 성분이 확률적으로 변하는 특성을 표현한다.

$$\rho_d = \sigma_d \sqrt{\frac{x_1^2 + x_2^2}{2}} e^{j\phi_d}$$

$$\sigma_d = \begin{cases} \sqrt{2} |\Gamma| 3.86x & (0 < x < 0.1) \\ \sqrt{2} |\Gamma| (0.454 - 0.858x) & (0.1 \leq x < 0.5) \\ \sqrt{2} |\Gamma| 0.025 & (0.5 \leq x) \end{cases} \quad (11)$$

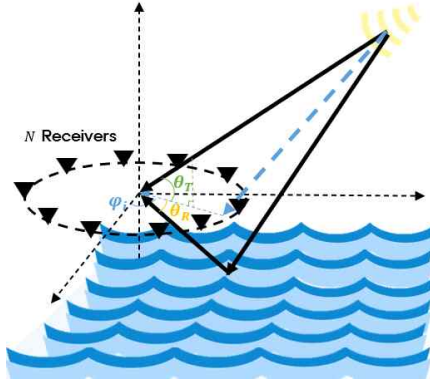


그림 3. 다중 경로 반사 간섭에 따른 직접 경로 고각 추정 결과

Fig. 3. Example of elevation angles estimated at direct path according to interference caused by multi path reflection.

2-3 UCA 안테나에서의 다중경로 영향 분석

UCA의 구조는 그림 3과 같이 표현되며, 이에 따른 수신 신호 모델은 다음과 같이 정리된다. N 개의 센서가 반경 r 의 원주에 균일 배치되어 있고, i 번째 센서의 방위 위치를 $\varphi_i = \frac{2\pi(i-1)}{N}$ 라고 하면, 센서의 위치벡터와 입사 단위 벡터 k 는 식 (12)와 같이 정리된다.

$$r_i = \begin{bmatrix} r \cos \varphi_i \\ r \sin \varphi_i \\ h_R \end{bmatrix}, k = \begin{bmatrix} \cos \theta \cos \varphi_i \\ \sin \theta \sin \varphi_i \\ \sin \theta \end{bmatrix} \quad (12)$$

이때, 수신 신호의 위상항을 정리해주면 식 (13)과 같이 표현된다.

$$k^T r_i = r \cos \theta \cos(\varphi_i - \varphi) + h_R \sin \theta, \quad (13)$$

따라서 전체 수신 신호는 다음과 같이 식 (14)로 정리된다^[10].

$$s_i = (1 + \rho_d) s_T \cdot e^{-j \frac{2\pi f_c}{c} r \sin \theta_T \cos(\frac{2\pi(i-1)}{N} - \varphi)} + s_R \cdot e^{-j \frac{2\pi f_c}{c} r \sin \theta_R \cos(\frac{2\pi(i-1)}{N} - \varphi)} + n_i \quad (14)$$

여기서, n_i 는 잡음성분, f_c 는 중심주파수를 나타낸다. 단일층 UCA에서는 센서 간 상대 위상차를 취할 때 $h_R \sin \theta$ 항이 공통 위상으로 소거되므로, 배열이 관측하는

표 1. 시뮬레이션 변수들

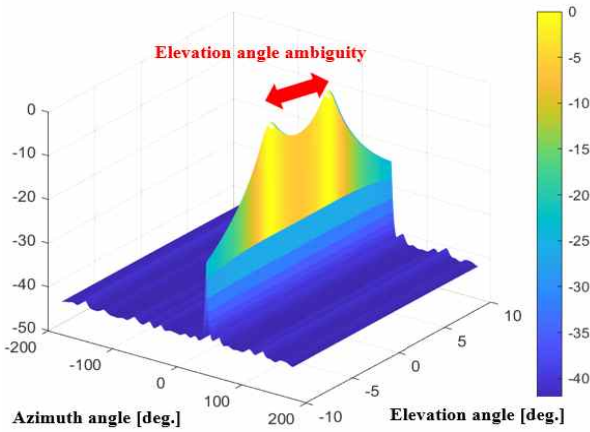
Table 1. Simulation parameters.

Parameters	Values
Carrier frequency	1 GHz
Antenna radius	0.6 m (2λ)
Number of antennas	14
Snapshots	200
Signal-to-noise-ratio (SNR)	20 dB
Direct signal angle (elevation, azimuth)	(2.7° , 45°)
Multi path signal angle (elevation, azimuth)	(-3.4° , 45°)
Monte carlo trial	1,000

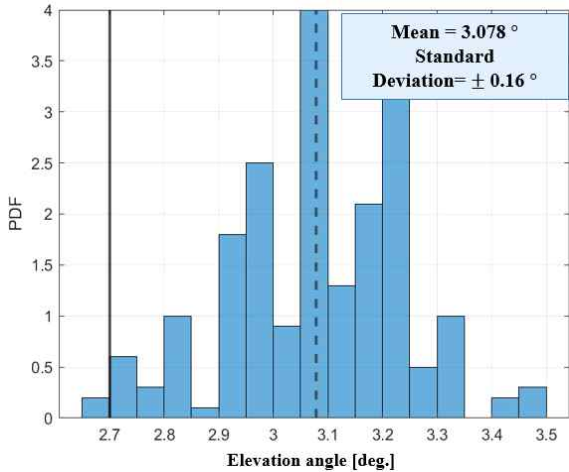
위상 정보는 공통 위상이 제거된 $r \cos \theta \cos(\varphi_i - \varphi)$ 에 의해 결정된다. 그런데 $\cos \theta$ 는 우함수이므로, θ 와 $-\theta$ 는 동일한 배열 응답을 형성한다. 따라서 직접 경로 입사각 θ_T 와 다중 경로 입사각 θ_R 가 $\theta_T \approx -\theta_R$ 관계를 만족하는 경우, 단일층 UCA에서 두 경로는 공간 위상 관점에서 구별되지 않으며 고각 모호성이 발생한다. 결과적으로 두 성분이 중첩된 수신 신호는 단일 입사각으로도 설명될 수 있는 형태가 되어, 직접 경로의 고각 추정이 왜곡되고 편향이 발생한다.

이를 확인하기 위해, 단일층 UCA에서 직접/다중경로가 동시에 존재할 때 고각 모호성이 실제로 추정 편향을 유발하는지를 MUSIC^[15] 기반 2D 각도 스캔과 Monte Carlo 시뮬레이션으로 검증하였다. 시뮬레이션의 주요 변수는 표 1에 정리하였으며, 직접 경로 각도와 다중 경로 각도들은 각각 $(\theta_T, \varphi) = (2.7^\circ, 45^\circ)$, $(\theta_R, \varphi) = (-3.4^\circ, 45^\circ)$ 로 설정하였다.

추정 결과, 방위각은 그림 4(a)와 같이 45° 부근에서 정확히 추정되었으나 고각은 편향되는 경향을 보였다. 고각 방향의 공간 스펙트럼은 단일한 날카로운 피크가 아니라 비교적 넓은 봉우리 형태로 나타나 모호성이 관측되었다. 이는 단일층 UCA의 steering vector가 $\cos \theta$ 에 의해 지배되어 유사한 공간 위상을 형성하므로, 직접 경로와 다중경로가 분리된 두 피크로 구별되지 못하고 중첩되기 때문이다. 그 결과 스펙트럼 최대점이 두 각도의 절댓값 사이로 이동하며, Monte Carlo 1,000회 결과 그림 4(b)와 같이 고



(a) 2-D MUSIC 스펙트럼 추정 결과
(a) Estimated 2-D MUSIC spectrum



(b) 직접 경로 고각 추정 결과 히스토그램
(b) Histogram of the estimated elevation angle for the direct path

그림 4. 단일 UCA 안테나에서의 다중 경로 모호성 분석
Fig. 4. Analysis of multipath-induced elevation ambiguity with a single-layer UCA.

각 추정치는 평균 3.078°, 표준편차 0.16°로 나타나 직접 경로 고각 추정에 대한 양의 편향이 확인되었다.

III. 제안된 기법

본 절에서는 상대 플랫폼이 LFM 신호를 송신한다는 가정하에, 제안하는 DUCA-ST-MUSIC 기반 각도 추정 기법을 관련 수식과 함께 정리한다. 제안 알고리즘은 (1)

LFM의 시간-주파수 구조를 이용하여 직접/다중경로 성분의 지연 차이를 beat tone으로 변환하고 주파수 축에서 성분을 분리한 뒤, (2) 분리된 각 성분에게 대해 공간 정보를 결합한 space-time MUSIC을 적용하여 방위각과 고각을 추정하는 두 단계로 구성된다.

3.1 전자전 장비의 선형 주파수 변조 수신 신호 모델

상대 송신 신호를 LFM 신호로 가정하면, 관측 구간에서의 송신 신호는 식 (15)와 같이 표현된다.

$$s(t) = e^{j2\pi(f_c t + \frac{K}{2} t^2)}, 0 \leq t \leq T, \quad (15)$$

여기서, K 는 chirp 기울기, f_{IF} 는 기준 시작 주파수 성분이다. 전자전 장비에서 수신한 레이더 수신 신호는 이때, 그림 4로 표현된다. 수신 시각 t_i 에서 직접 경로와 다중경로의 순간 주파수는 각각 $f_T = f_c + f_0 + Kt_i$, $f_R = f_c + f_0 + K(t_i - \Delta\tau)$ 로 표현된다. 따라서 t_i 시점에서의 두 경로의 순간 주파수 차이는 $f_T(t_i) - f_R(t_i) = K\Delta\tau$ 로 정리된다. 즉 시간 지연 차 $\Delta\tau$ 가 주파수 차 Δf_b 로 변환되며, 이 관계가 주파수 축에서 경로 성분을 분리하기 위한 핵심 관측량이 된다(그림 5).

최종적으로, 시각 t_i 에서의 수신 신호를 식 (16)과 같이 정리할 수 있으며, 이는 식 (14)의 수신 신호 모델을 LFM 파형에 대해 구체화한 형태이다.

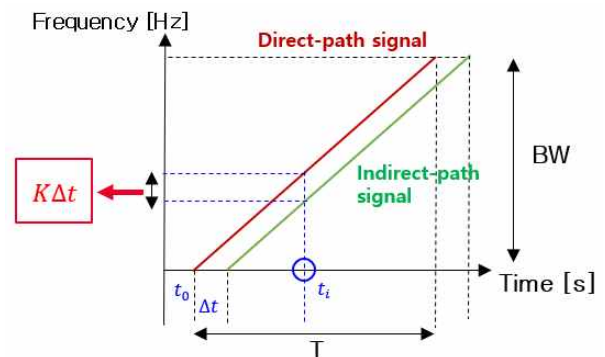


그림 5. LFM 수신 신호의 시간-주파수 표현과 경로 지연에 따른 순간 주파수 오프셋
Fig. 5. Time-frequency representation of the received LFM signal and the delay-induced frequency offset.

$$x_n(t) = \alpha_T e^{j\frac{2\pi}{c} f_T(t) L_{n,T}} + \alpha_R e^{j\frac{2\pi}{c} f_R(t) L_{n,R}}, \quad (16)$$

여기서, $L_{n,T}=R_D+\delta_{n,T}+\delta_{n,T}$ 는 직접 경로를 통한 신호의 길이, $L_{n,R}=R_1+R_2+\delta_{n,R}$ 는 다중 경로를 통한 신호의 길이로 정의된다. 여기서 배열 기하에 의해 발생하는 추가 경로 길이(센서 위치에 따른 경로 차)는 $\delta_{n,T}=r \sin \theta_T \cos(\varphi_n - \varphi)$, $\delta_{n,R}=r \sin \theta_R \cos(\varphi_n - \varphi)$ 로 표현한다.

수신 신호는 RF 중심 주파수 f_c 부근에서 관측되므로, 로컬 발진기(LO)와의 곱을 통해 캐리어 성분을 IF로 이동시킨 뒤, baseband 처리를 위한 신호를 구성한다. 이때 IF에서의 유효 순간 주파수는 직접 경로 성분의 유효 순간 주파수는 $f_{T,IF}(t)=f_0+Kt$, 다중 경로의 유효 순간 주파수는 경로 지연을 반영해 $f_{R,IF}(t)=f_0+K(t-\Delta\tau)$ 로 정리된다. 따라서 IF에서의 수신 신호는 다음과 같이 식 (17)로 나타낼 수 있다.

$$x_n(t) = (1 + \rho_d) s_T e^{j\frac{2\pi}{c} f_{T,IF}(t) \delta_{n,T}} \cdot e^{j\frac{2\pi}{c} f_{T,IF}(t) R_0} + s_R e^{j\frac{2\pi}{c} f_{R,IF}(t) \delta_{n,T}} \cdot e^{j\frac{2\pi}{c} f_{R,IF}(t) (R_1 + R_2)}, \quad (17)$$

3-2 직선 피팅을 통한 주파수 변조 변수 추정

Baseband LFM의 순간 주파수는 식 (18)과 같이 표현된다.

$$f_{LFM}(t) = f_0 + K(t - t_0) = Kt + (f_0 - Kt_0) \quad (18)$$

이는 시간 t 에 대해 선형(직선) 형태이므로, 송신 파라미터(f_0, K, t_0) 수신기에서 미지수인 비협조 조건에서 시간-주파수 분석^[16]을 통해 ridge(peak)를 추출한 뒤 직선 피팅으로 해당 파라미터를 복원할 수 있다. 이를 위해 STFT를

$$X(t, f) = \sum_l x(l) w(l-t) e^{-j2\pi fl} \quad (19)$$

로 정의하고, 각 시간 bin t_b 에서 ridge를

$$\hat{f}(t) = \arg \max_{f_m} |S(t, f)|^2 \quad (20)$$

로 선택한 뒤 직선 피팅으로 추정 변수들을 복원하게 되면, $\hat{f}_{ridge} \approx at + b$ 형태로 나타난다. 여기서 직선의 기울

기 a 는 추정 변수 \hat{K} 에 대응하며, 상수항 b 는 $(\hat{f}_0 - \hat{K}\hat{t}_0)$ 에 해당한다. 또한 ridge가 처음 유의미하게 나타나는 시각을 \hat{t}_0 로 두면, b 로부터 시작 주파수 성분 \hat{f}_0 를 복원할 수 있다.

추정된 $(\hat{f}_0, \hat{K}, \hat{t}_0)$ 를 이용하여 송신 레플리카 신호는

$$\hat{s}_{ref}(t) = e^{j2\pi \hat{f}_0(t - \hat{t}_0) + \frac{\hat{K}}{2}(t - \hat{t}_0)^2} \quad (21)$$

와 같이 구성한다. 이후 각 센서 수신 신호에 대해 레플리카를 이용한 dechirp을 수행하며,

$$y_n(t) = x_n(t) \cdot s_{ref}^*(t) \quad (22)$$

로 정의한다. 여기서 $(\cdot)^*$ 은 complex conjugate를 나타낸다. LFM의 성질에 의해 dechirp 출력 $y_i(t)$ 는 경로별로 서로 다른 시간톤(beat tone)을 형성하며, 직접/다중경로 성분은 식 (5)의 관계에 따라 서로 다른 주파수 성분으로 분리된다. 따라서 $y_i(t)$ 의 스펙트럼에서 경로별 피크 대역을 선택하여, 경로 $p \in \{T, R\}$ 에 대한 협대역 신호 $y_{T,P}(t)$ 를 구성한다.

3-3 ST-MUSIC을 이용한 각도 추정

PME^[10]는 모드 인덱스 $m \in \{-M, \dots, M\}$ 에 대해 센서 도메인 신호를 복소 지수 기저로 투영한 뒤, UCA의 위상 모드 전개 계수에 해당하는 Bessel 항을 이용해 정규화하는 방식으로 정의된다. 구체적으로, m 번째 모드 성분은 식 (23)과 같이 나타낼 수 있다.

$$z_{p,m}[k] = \frac{1}{N^m J_m(k_0 r)} \sum_{i=1}^N y_{p,i}[k] e^{-jm\varphi_i}, \quad m = -M, \dots, M \quad (23)$$

여기서 $k_0 = \frac{2\pi f_0}{c}$, $J_m(\cdot)$ 는 m 차 1종 Bessel 함수이다.

식 (23)의 $e^{-jm\varphi_i}$ 는 센서 위치 φ_i 에 의해 결정되는 복소지수 투영 가중치이고, $1/J_m(k_0 r)$ 는 UCA 조향벡터의 모드 계수에 포함되는 Bessel 항에 대한 정규화 가중치를 의미한다. 이 정규화를 통해 모드 도메인 조향 벡터 φ 에 대해 보다 단순한 위상 진행 형태를 갖도록 한다. 식 (23)은 다음과 같은 선형 변환으로 행렬화할 수 있다(식 (24) 참고). 이때, $z_p[k]$ 는 센서 신호의 가중합으로 구성된다.

$$z_p[k] = F_r y_p[k]$$

$$F_r = DF = \left(\frac{1}{N} e^{-jm\varphi_i} \right) \left(\frac{1}{j^m J_m(k_0 r)} \right),$$

$$T_{PME} = \begin{bmatrix} F_r & 0 \\ 0 & F_r \end{bmatrix} \quad (24)$$

본 연구에서는 이중층 구조를 사용하므로, 두 층에 동일한 변환을 적용하기 위해 블록 대각 행렬을 사용한다. Dechirp 및 PME 이후 얻은 모드 신호 $z_p[k]$ 로부터 space-time 벡터를 구성하면 식 (25)와 같이 정리된다.

$$x_{ST,p}[k] = [z_p[k], z_p[k-1], \dots, z_p[k-L+1]]^T \quad (25)$$

이때, L 은 시간 축에서 연속 스냅샷을 몇 개 묶어 적층할 지를 결정하는 길이이다. 또한 공분산 행렬은

$$R_p = \frac{1}{K_s} \sum_k x_{ST,p}[k] x_{ST,p}^H[k] \quad (26)$$

로 정의하며, K_s 는 공분산 행렬을 추정할 때 사용하는 space-time 벡터의 개수, $[\cdot]^H$ 은 Hermitian 연산을 나타낸다. ST-MUSIC^{[17],[18]}을 위해 시간 조향벡터와 공간 조향벡터를 결합한다. Beat tone f_b 에 대한 시간 조향벡터를

$$a_t(f_b) = [1, e^{-j2\pi f_b T_s}, \dots, e^{-j2\pi f_b (L-1) T_s}]^T \quad (27)$$

로 두고, DUCA-PME 모델에서의 공간 조향벡터를 $a_s(\theta, \varphi)$ 로 두면, space-time 조향벡터는

$$a_{ST}(\varphi, \theta, f_b) = a_t(f_b) \otimes a_s(\varphi, \theta) \quad (28)$$

로 표현된다. 여기서 \otimes 는 Kronecker product를 의미한다. 식 (26)의 R_p 에 대해 고윳값 분해를 수행해 잡음 부분공간 $U_{n,p}$ 를 얻고, 3D-MUSIC 스펙트럼을 식 (29)와 같이 정의한다.

$$P_p(\varphi, \theta, f_b) = \frac{1}{a_{ST}^H(\varphi, \theta, f_b) U_{n,p} U_{n,p}^H a_{ST}(\varphi, \theta, f_b)} \quad (29)$$

마지막으로 $(\hat{\theta}_p, \hat{\varphi}_p, \hat{f}_{b,p}) = \arg \max (P_p(\varphi, \theta, f_b))$, 3차원 격자 탐색을 통해 $p=1, \dots, R$ 에 대해 직접 경로 및 다중경로의 각도 성분을 추정한다. 최종적으로 제안한 알고리즘의 전체 흐름은 그림 6에 요약한다.

IV. 시뮬레이션 결과

본 절에서는 두 시뮬레이션을 통해 제안 기법이 해수면 다중경로 환경에서 직접 경로의 방위각 및 고각을 추정하는 성능을 평가한다. 시뮬레이션 1에서는 표 1과 동일한 각도 조건에서 상대 송신 신호를 LFM으로 가정하고, 제안 기법을 적용하여 직접 경로 고각 추정 결과를 중

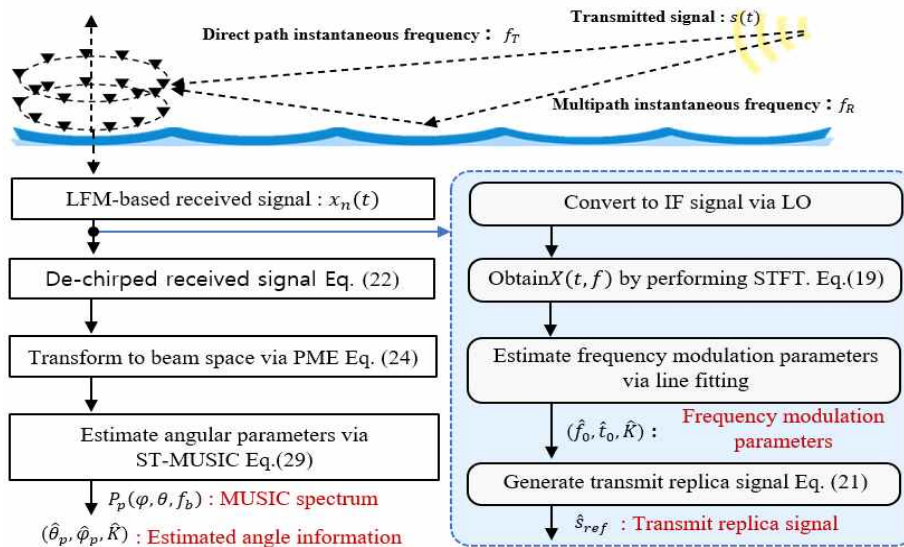


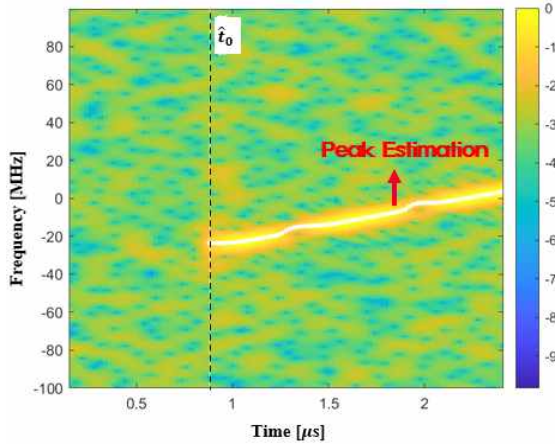
그림 6. 제안 기법 흐름도
Fig. 6. Flowchart of the proposed method.

심으로 단계별 동작과 추정 특성을 분석한다. 시뮬레이션 2에서는 기동하는 신호원을 고려한다. 기동에 따라 다중경로 관련 변수들이 시간에 따라 변하는 조건에서, 제안 기법과 기존 단일층 UCA 기반 처리 결과를 비교하여 직접 경로 각도 추정의 안정성과 강인성을 확인한다. 특히 이동 중에도 신호를 지속적으로 방사하는 실제 운용 환경과 유사한 시나리오에서, 제안 기법이 시간에 따른 추정 변동을

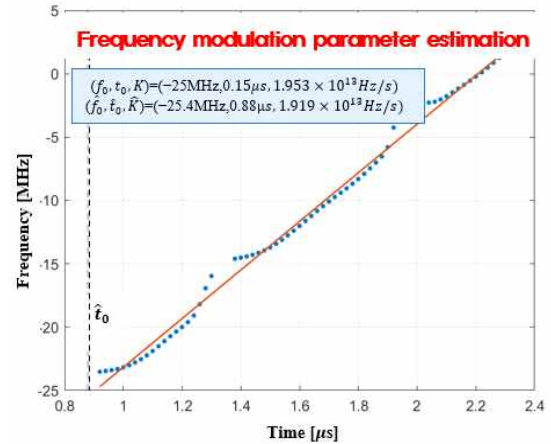
억제하며 안정적인 각도 추정을 유지함을 보인다.

4.1 제안한 DUCA-ST-MUSIC 기반 각도 추정 분석

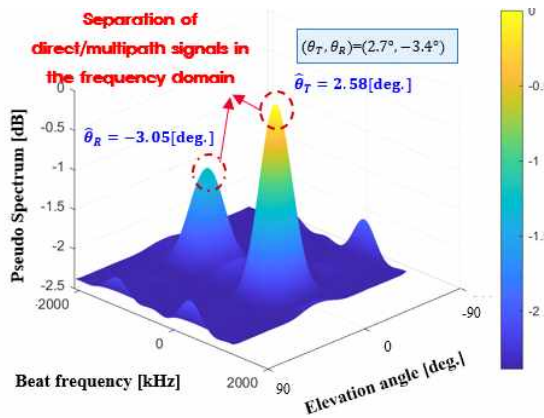
그림 7은 시나리오 1에서 제안한 DUCA-ST-MUSIC 기법을 적용하여 신호원의 각도(방위각/고각)를 추정한 결과를 보여준다. 이때, DUCA 구조 두 안테나 사이의 간격



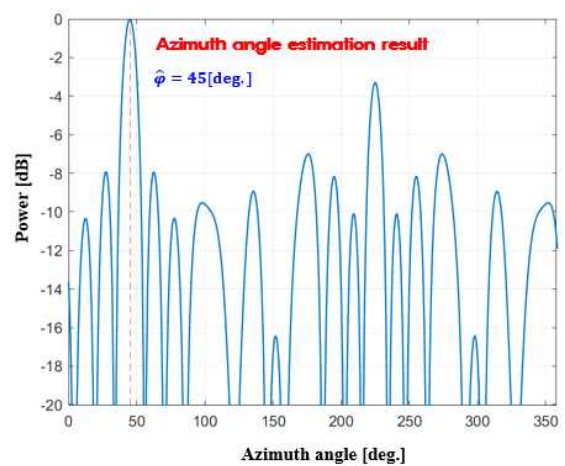
(a) LFM 수신 신호의 STFT 피크 검출 결과
(a) STFT of the received LFM signal and peak detection result



(b) LFM 직선 피팅 및 $(\hat{f}_0, \hat{K}, \hat{t}_0)$ 추정 결과
(b) Linear fitting of the received LFM signal and estimated parameters $(\hat{f}_0, \hat{K}, \hat{t}_0)$



(c) 제안한 알고리즘을 통한 다른 고각 추정 결과
(c) Elevation-angle estimation result obtained with the proposed algorithm



(d) 제안한 알고리즘을 통한 방위각 추정 결과
(d) Azimuth-angle estimation result obtained with the proposed algorithm

그림 7. 시나리오 1의 시뮬레이션 결과
Fig. 7. Simulation results of the scenario 1.

은 0.8λ 로 설정한다. 먼저 그림 7(a)는 다채널 수신 신호를 STFT로 변환한 뒤, 시간-주파수 평면에서 LFM 성분의 ridge(피크 궤적)를 검출한 결과이다. 잡음 및 간섭이 존재함에도 불구하고 LFM 특유의 선형 주파수 변조 궤적이 안정적으로 추출되며, 이를 기반으로 송신 파형의 시간-주파수 구조를 복원할 수 있음을 확인할 수 있다.

그림 7(b)는 그림 7(a)에서 얻은 ridge에 대해 직선 피팅을 수행하여 LFM 파라미터 $(\hat{f}_0, \hat{K}, \hat{t}_0)$ 를 추정한 결과를 나타낸다. 그림 7 내에 표기된 바와 같이, 기준 파라미터 (f_0, K, t_0) 는 $(-25 \text{ MHz}, 0.15 \mu\text{s}, 1.953 \times 10^{13} \text{ Hz/s})$ 이며, ridge 기반 추정 결과는 $(\hat{f}_0, \hat{K}, \hat{t}_0) = (-25.4 \text{ MHz}, 0.88 \mu\text{s}, 1.919 \times 10^{13} \text{ Hz/s})$ 로 얻어진다. 추출된 ridge 샘플들이 직선 모델에 잘 정합되고, 추정된 파라미터가 LFM 궤적을 충분히 근사함으로써 이후 단계의 dechirp(레플리카 기반 혼합) 및 beat tone 분리에 필요한 레플리카 신호가 유효하게 구성됨을 확인할 수 있다. 결과적으로 직접/다중경로 성분의 지연 차이는 dechirp 이후 서로 다른 beat 주파수로 매핑되어 주파수 축에서 분리 가능해진다.

그림 7(c)는 beat frequency-elevation 2D pseudo-spectrum 결과로, 직접 경로와 다중경로에 대응하는 두 개의 지배적인 피크가 서로 다른 beat 주파수 대역에서 분리되어 나타나는 것을 확인할 수 있다. 또한 각 피크의 위치로부터 추정된 고각은 각각 $(2.58^\circ, -3.05^\circ)$ 로 나타났으며, 기준 각도 $(2.7^\circ, -3.4^\circ)$ 와 비교할 때 제안 기법이 직접/다중경로 성분을 동시에 분리·추정할 수 있음을 보여준다. 다만 다중경로 성분은 해수면 반사에 따른 감쇠 및 산란, 그리고 경로 간 간섭의 영향으로 유효 SNR이 상대적으로 낮아질 수 있어, 직접 경로에 비해 고각 추정오차가 더 크게 나타나는 경향이 관측되었다.

마지막으로 그림 7(d)는 방위각 스캔 결과이며, 스펙트럼의 최대점이 45° 에서 형성되어 방위각이 정확히 추정됨을 확인할 수 있다. 종합하면, 제안한 알고리즘은 (i) 시간-주파수 ridge 기반 LFM 파라미터 추정, (ii) dechirp를 통한 beat tone 분리, (iii) DUCA-PME 및 space-time MUSIC을 결합한 3차원 탐색을 통해 시나리오 1 환경에서도 방위각 및 고각을 안정적으로 추정함을 검증하였다.

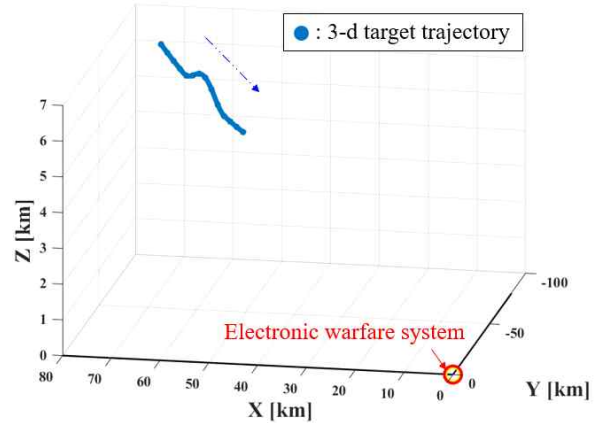


그림 8. 기동 신호원 3차원 궤적
Fig. 8. Three-dimensional trajectory of the maneuvering signal source.

표 2. 시뮬레이션 변수들
Table 2. Simulation parameters.

Parameters	Values
Carrier frequency	1 GHz
Antenna radius	0.6 m (2λ)
Number of antennas	14
Bandwidth	50 MHz
Chirp rate	$1.953 \times 10^{13} \text{ Hz/s}$
Signal-to-noise-ratio (SNR)	25 dB
PME mode index	6
Seastate/Wave height	3/1.25 m

4-2 기동 신호원 시나리오 각도 추정 분석

그림 8은 기동하는 신호원 시나리오의 3차원 궤적을 나타낸다. 시뮬레이션 환경 변수는 표 2를 통해 제시된다. 신호원은 4사분면에서 전자전 장비 방향으로 접근하는 경로를 가지며, 수평 속도는 마하 1.5 수준으로 설정하였다. 사인 기동을 추가하여 실제 운용 환경과 유사한 중간 기동 상황을 모사하였다. 이로 인해 직접, 다중경로의 지연, 반사 기하, 상대 위상 및 세기 등 다중경로 관련 변수들이 시간에 따라 지속적으로 변하는 조건을 형성했다.

그림 9 및 그림 10은 각각 고각과 방위각의 시간에 따른 추정 결과를 비교한 것이다. 단일층 UCA-MUSIC은 시

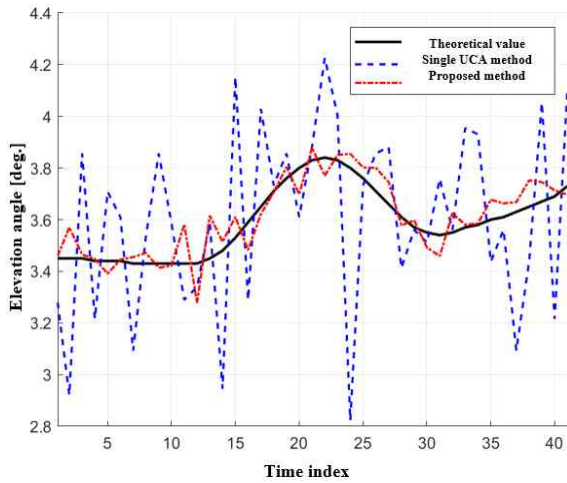


그림 9. 시뮬레이션 2에서 직접 경로 고각 추정 결과 비교
Fig. 9. Comparison of direct-path elevation-angle estimates in the maneuvering simulation 2.

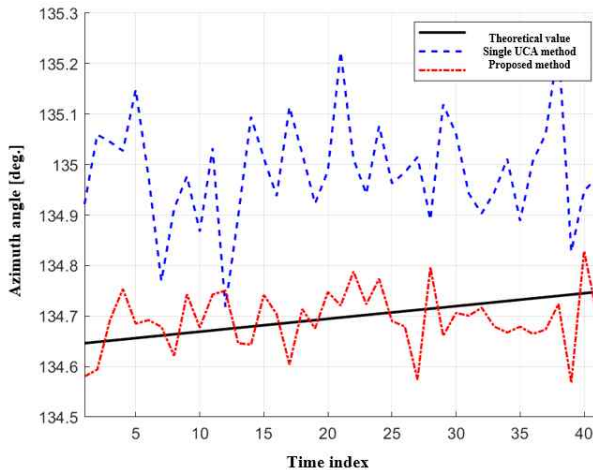


그림 10. 시뮬레이션 2에서 방위각 추정 결과 비교
Fig. 10. Comparison of azimuth-angle estimation in the maneuvering simulation 2.

간 인덱스에 따라 추정치 변동이 크게 나타나며, 특히 다중경로 영향이 강한 구간에서 불안정한 추정이 빈번히 관측된다.

반면 제안한 기법은 beat tone 기반 성분 분리와 DUCA의 수직 정보 결합을 통해 시간 변화 환경에서도 추정 궤적이 실제 값에 가깝게 유지되며 변동이 현저히 감소한다. 정량적으로 구간에 대해 RMSE(root mean square error)

를 계산한 결과, 고각 RMSE는 기존 기법 0.3270° 에서 제안기법 0.0678° 로 감소하였고, 방위각 RMSE는 기존기법 0.3132° 에서 제안기법 0.0487° 로 감소하였다. 이는 기동으로 인해 다중경로 변수가 시간에 따라 변화하는 조건에서도 제안 기법이 직접 경로 각도 추정을 보다 안정적이고 강인하게 수행함을 보여준다.

V. 결 론

본 논문은 해수면 다중경로 간섭하에서 DUCA-ST-MUSIC과 dechirp 기반 성분 분리를 결합하여 직접 경로의 방위각·고각을 안정적으로 추정하는 방법을 제안하였다. 제안 기법은 단일층 UCA에서의 고각 모호성과 시간 변동에 따른 불안정성을 완화하며, 시뮬레이션에서 기존 방법 대비 RMSE가 감소함을 확인하였다. 향후에는 해상 상태 변화 및 다중 신호원/다중 경로 조건으로의 확장 및 탐색 복잡도 감소가 과제로 남는다.

References

- [1] M. I. Skolnik, *Radar Handbook*, New York, NY, McGraw-Hill, 1990.
- [2] Y. Xun, Z. Cui. "Two-dimensional circular array real-time phase interferometer algorithm and its correction." in *2009 2nd International Congress on Image and Signal Processing*, Tianjin, Oct. 2009.
- [3] L. Shi, C. Zhang. "Algorithm of signal processing with five-channel interferometer," in *2010 International Symposium on Signals, Systems and Electronics*, Nanjing, Sep. 2010.
- [4] M. Shoaib, R. Umar, M. Bilal, M. A. Hadi, M. Alam, and K. Jamil. "Comparison of DOA algorithms for target localization in UCA FM bi-static passive radar," in *2023 IEEE International Radar Conference(RADAR)*, Sydney, Nov. 2023.
- [5] J. G. Nam, S. H. Lee, and K. K. Lee, "2-D nominal angle estimation of multiple coherently distributed sources in a uniform circular array," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 415-418, Feb. 2014.

- [6] D. E. Kerr, *Propagation of Short Radio Waves*, New York, NY, McGraw-Hill, 1964.
- [7] A. V. Mrstik, P. G. Smith, "Multipath limitations on low-angle radar tracking," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-14, no. 1, pp. 85-102, Jan. 1978.
- [8] B. Liao, Y. T. Wu, and S. C. Chan, "A generalized algorithm for fast two-dimensional angle estimation of a single source with uniform circular arrays," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 984-986, Aug. 2012.
- [9] W. Zhang, J. Yi, F. Cheng, K. Wang, and X. Wan, "Target elevation estimation for passive radar based on double-layer uniform circular array," *IEEE Sensors Journal*, vol. 23, no. 17, pp. 19946-19958, Sep. 2023.
- [10] C. Wang, X. Zhu, "Three-dimensional parameter estimation of uniform circular frequency diverse array radar with two-stage estimator," *IEEE Sensors Journal*, vol. 21, no. 16, pp. 17775-17784, Aug. 2021.
- [11] M. Geyer, "Aircraft navigation and surveillance analysis for a spherical Earth," Washington, D.C., No. DOT-VNTSC-FAA-15-01, Oct. 2014.
- [12] M. A. Sebt, M. Goodarzi, and H. Darvishi, "Geometric arithmetic mean method for low altitude target elevation angle tracking," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 59, no. 5, pp. 5111-5119, Oct. 2023.
- [13] World Meteorological Organization, (WMO)"Manual on codes: International codes, volume I. 1—part A: Alphanumeric codes," Geneva, WMO-No. 306, code Table 3700, 2019.
- [14] D. Park, E. Yang, S. Ahn, and J. Chun, "Adaptive beamforming for low-angle target tracking under multipath interference," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 50, no. 4, pp. 2564-2577, Oct. 2014.
- [15] C. P. Mathews, M. D. Zoltowski, "Eigenstructure techniques for 2-D angle estimation with uniform circular arrays," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 42, no. 9, pp. 2395-2407, Sep. 1994.
- [16] A. Y. Erdogan, T. O. Gulum, L. Durak-Ata, T. Yildirim, and P. E. Pace, "FMCW signal detection and parameter extraction by cross Wigner-Hough transform," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 53, no. 1, pp. 334-344, Feb. 2017.
- [17] E. D. Di Claudio, G. Jacovitti, "Space-time signal subspace estimation for wide-band acoustic arrays," in *2014 22nd European Signal Processing Conference(EUSIPCO)*, Lisbon, Sep. 2014.
- [18] E. D. Di Claudio, R. Parisi, and G. Jacovitti, "Space time MUSIC: Consistent signal subspace estimation for wide-band sensor arrays," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 66, no. 10, pp. 2685-2699, May 2018.

김 현 동 [포항공과대학교/박사과정]

<https://orcid.org/0009-0002-8398-3868>



2023년 2월: 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학사)

2025년 2월: 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학석사)

2025년 3월~현재: 포항공과대학교 전자전기공학과 (박사과정)

[주 관심분야] 레이더 신호 처리, 전자전

시스템, ISAR

이 하 린 [포항공과대학교/석사과정]

<https://orcid.org/0009-0005-0160-7423>



2024년 2월: 중앙대학교 전자전기공학부 (공학사)

2024년 3월~현재: 포항공과대학교 전자전기공학과 (석사과정)

[주 관심분야] 레이더 신호 처리, 전자전

시스템

문 호 상 [LIG 디펜스&에어로스페이스/수석연구원]

<https://orcid.org/0000-0003-1128-7249>



2006년 8월: 경희대학교 전파통신공학과 (공학사)

2008년 8월: 경희대학교 전파공학과 (공학석사)

2008년 7월~현재: LIG 디펜스&에어로스페이스 수석연구원

[주 관심분야] 전자전 시스템, 안테나, EM

시뮬레이션

김 향 국 [LIG 디펜스&에어로스페이스/수석연구원]

<https://orcid.org/0009-0002-2783-2854>



2003년 8월: 고려대학교 전자공학과 (공학사)

2003년 9월~2004년 4월: 팬택엔큐리텔

2004년 5월~현재: LIG 디펜스&에어로스페이스 수석연구원

[주 관심분야] 전자전 시스템, 방향 탐지

이 명 식 [LIG 디펜스&에어로스페이스/수석연구원]

<https://orcid.org/0000-0002-5496-5647>



2002년 2월: 연세대학교 기계공학과 (공학사)
2023년 8월: 연세대학교 전기전자공학과 (공학석사)

2002년 3월~2005년 4월: 삼성SDS

2005년 4월~2005년 11월: LG전자

2005년 11월~현재: LIG 디펜스&에어로스페이스 수석연구원

[주 관심분야] 전자전 시스템, 방향탐지, COMINT, SIGINT, 위성재밍

김 경 태 [포항공과대학교/교수]

<https://orcid.org/0000-0003-1200-5282>



1994년 2월: 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학사)

1996년 2월: 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학석사)

1999년 2월: 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학박사)

2002년 3월~2011년 2월: 영남대학교 전

자공학과 교수

2011년 3월~현재: 포항공과대학교 전자전기공학과 교수

2012년 9월~2017년 12월: 레이더/IR 표적식별 특화연구실 실장

2018년 1월~현재: 무인감시정찰기술연구센터장

2019년 4월~현재: 차세대 영상레이더시스템 연구센터장

2020년 11월~현재: 차세대 국방융합기술 연구센터장

2024년 7월~현재: 국방과학기술 협력센터장

[주 관심분야] 레이더 신호 처리 및 영상, 레이더 표적인식 및 패턴인식, 전자기수치해석 및 RCS 측정

홍 용 기 [LIG 디펜스&에어로스페이스/선임연구원]

<https://orcid.org/0000-0003-3557-6088>



2020년 2월: 부경대학교 전자공학과 (공학사)

2022년 2월: 부경대학교 전자공학과 (공학석사)

2022년 1월~현재: LIG 디펜스&에어로스페이스 선임연구원

[주 관심분야] 전자전 시스템, 통신 및 레

이다 신호처리