

복소 필드와 복소 수신 전류를 이용한 근접 방어 무기 체계용 레이더의 면간 간섭 분석 방법

Analysis Method for Interference between Close-In Weapon System Radars Using Complex-Valued Fields and Received Currents

임지환 · 이창희 · 허진명 · 신승용* · 이행수* · 변강일

Jihwan Im · Changhee Lee · Jinmyung Hur · Seung Yong Shin* · Hangsoo Lee* · Gangil Byun

요 약

본 논문에서는 해상에서 운용되는 근접 방어 무기 체계 레이더의 면간 간섭을 분석하는 방식을 제안하였다. 송신 레이더의 수백 개의 배열 안테나를 등가 near field source로 모델링하여 시뮬레이션 해석 시간을 단축하였다. 간섭 신호를 수신하는 레이더는 송신 레이더와의 운용 주파수 차이에 따라 복소 필드 또는 복소 수신 전류로 각각 나누어 해석을 진행하였다. 각 해석에서 도출된 복소수 값을 통해 2차원 array manifold 행렬을 생성하였으며, 수신 레이더의 개구면에서 최대 간섭이 발생하는 방향과 그 방향에서의 전력 및 전류 세기를 도출하였다. 또한, 실제 운용 시나리오를 가정하여 레이더 부근의 탑재 구조체를 간소화하여 모델링하였으며, 탑재 구조체가 있을 때의 레이더 면간 간섭을 분석하였다. 분석 결과를 통해 제안된 레이더 면간 간섭 분석 방식은 LOS(line-of-sight)와 NLOS(non-line-of-sight) 그리고 탑재 구조체에 의한 영향성을 모두 반영함을 확인하였다.

Abstract

This paper proposes a method for analyzing the interference between closed-in weapon system radars. To reduce the simulation time, we modeled hundreds of antenna arrays of the transmitting radar as near-field-equivalent sources, with the interference signal received by the radar interpreted using complex-valued fields or currents based on the operating frequency compared with the transmitting radar. The complex values derived from each analysis were used to generate a two-dimensional array manifold matrix. From the perspective of the receiving radar, we identified the direction of maximum interference and the corresponding electric field and current magnitudes in that direction. In addition, by assuming a real operational scenario, we simplified the modeling of the onboard structures around the radar and analyzed the interference between the radars. The simulation results confirmed the influence of onboard structures and that the proposed method of analyzing radar interference can reflect both line-of-sight (LOS) and non-line-of-sight (NLOS) scenarios.

Key words: Radar-to-Radar Interference, Tracking Radar, Detecting Radar, Antenna, Array Antenna

「이 논문은 2022년 정부(방위사업청)의 재원으로 LIG 넥스원(주)의 지원을 받아 수행된 연구임(2021M040035).」

울산과학기술원 전기전자공학과 (Department of Electrical Engineering, Ulsan National Institute of Science and Technology)

*LIG 넥스원(주)(LIG Nex1 Co., Ltd.)

· Manuscript received January 11, 2024 ; Revised January 26, 2024 ; Accepted April 3, 2024. (ID No. 20240111-005)

· Corresponding Author: Gangil Byun (e-mail: byun@unist.ac.kr)

I. 서 론

근접 방어 무기 체계(close-in weapon system)는 방공 시스템이 미사일 요격에 실패했을 때를 대비한 최후의 근거리 방어 수단이며, 주로 함정에서 사용되고 있다^{[1],[2]}. 근접 방어 무기 체계에서 사용되는 레이더는 크게 탐색 레이더와 추적 레이더로 이루어진다^[3]. 탐색 레이더는 다기능 레이더로서 근거리 및 중거리에서 미사일 탐지와 추적을 동시에 수행하고, 전 방향 탐지를 위해 4면으로 운용된다. 추적 레이더는 원거리에서 미사일 추적 기능을 수행한다. 이때, 탐색 레이더와 추적 레이더는 각각 X 대역과 Ku 대역으로 서로 다른 주파수 대역에서 운용된다. 각 레이더는 서로 근거리에서 동시 운용되므로, 높은 출력의 송신 신호는 인접한 레이더 면에 의해 수신되며, 간섭을 발생시킨다^[4]. 그림 1은 레이더 면간 간섭이 발생하는 시나리오를 설명한다. 그림과 같이 4개 면의 레이더가 동시 운용될 때, 수신 구간의 레이더 면이 다른 레이더 면의 펄스 송신 신호를 원치 않게 수신하는 간섭이 발생한다. 이때, 수신되는 간섭 신호가 방향에 따라 다르게 합산됨에 따라 표적의 방향 모호성을 증가시키거나, 신호의 품질을 저하시켜 레이더의 탐지 및 추적 성능을 저하시키는 원인이 되기 때문에^{[5],[6]}, 근접 방어 무기 체계의 레이더 운용을 위해서는 레이더의 면간 상호 간섭 분석 필요성이 제기된다.

이를 위해, 인접한 레이더의 안테나 소자 간 상호 결합(mutual coupling)을 분석하는 연구가 선행되었다^{[7],[8]}. 또한, 인접한 안테나 및 탑재 구조체에 의한 패턴 왜곡 계수

에 관한 연구도 진행된 바 있다^[9]. 그러나, 기존 방식들은 인접한 레이더 및 탑재 구조체에 의한 상호 간섭을 정량적 지표로 나타낼 뿐, 간섭이 발생하는 방향에 대한 정보를 제공하지 못한다. 본 논문에서는 시뮬레이션 기반으로 해상에서 운용되는 근접 방어 무기 체계 레이더의 면간 간섭을 분석하는 방식을 제안하였다. 근접 방어 무기 체계와 같이 배열 안테나를 직접 모델링할 때 해석 mesh의 개수가 수백만 개가 넘어가는 경우, 시뮬레이션이 불가능하므로 해석 시간 단축이 목표가 되었다.

송신 안테나는 등가 near field source로 모델링하였으며, 간섭 신호를 수신하는 안테나는 동작 주파수에 따라 복소 필드 또는 복소 수신 전류로 분류하여 모델링하였다. 도출된 복소수 값을 기반으로 고각과 방위각에 대한 array manifold를 생성하여 수신 레이더 면에서 최대 간섭이 발생하는 방향과 그 방향에서의 전력 및 전류 세기를 도출하였다. 그리고, LOS(line-of-sight) 및 NLOS(non-light-of-sight)에 따른 면간 간섭 결과를 비교하였으며, 탑재 구조체에 의한 영향성을 조사하였다.

II. 레이더의 면간 간섭 분석 방법

2-1 레이더의 면간 간섭 분석 과정

그림 2는 서로 다른 두 레이더 면이 각각 송신, 수신 기능을 수행하는 경우, 레이더 면간 간섭을 분석하는 과정을 보여준다. 이때 레이더 면이란 배열 안테나가 탑재되는 레이더 개구면을 의미하며, 면간 간섭이란 레이더에서 송신된 신호가 인접한 타 레이더의 개구면을 통해 원치 않게 수신되는 전자기적 간섭을 의미한다.

근접 방어 무기 체계에서 송신 레이더는 수백 개의 안테나로 이루어지며, 모든 안테나 소자를 설계하고 해석하는 방식은 많은 계산 시간과 자원을 요구한다. 따라서 본 연구에서는 equivalence theorem에 근거하여 송신 레이더를 안테나 소자와 동일한 전자기적 특성을 갖는 near field source로 모델링하였다^[10]. 전자기적 해석 시뮬레이션 소프트웨어로는 FEKO가 사용되었으며, MLFMM(multi-level fast multipole method) 방식으로 해석을 실시하였다. Near field source 모델링 시, 전체 배열 안테나 소자에 요구되는 1,075,360개의 mesh 계산을 줄일 수 있어 해석 시간 단

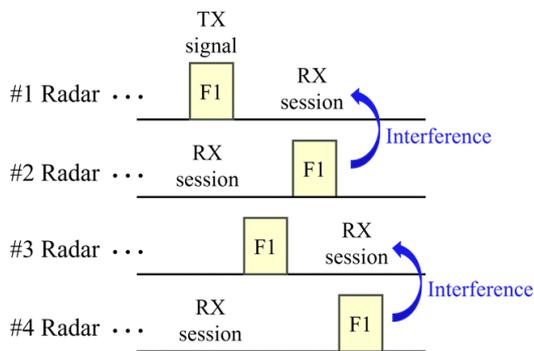


그림 1. 레이더 면간 간섭 시나리오
Fig. 1. Radar interference scenario.

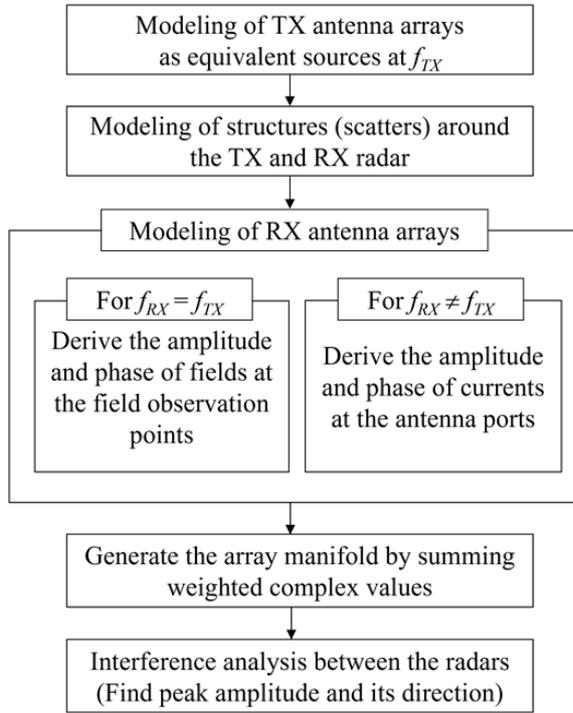


그림 2. 송·수신 레이더의 면간 간섭 분석 과정
Fig. 2. Process of analyzing interference between TX and RX radars.

축이 가능하다. 다음으로는 실제 운용 시나리오를 가정하여 레이더 부근의 탑재 구조체를 모델링하였으며, 해석 시간 단축을 위해 구조체를 간소화하였다.

간섭 신호를 수신(RX)하는 레이더는 다음과 같이 모델링된다. 탐색(송신)-탐색(수신) 레이더의 경우처럼 송신(TX) 레이더의 운용 주파수(f_{TX})와 수신 레이더의 운용 주파수(f_{RX})가 같은 경우, FEKO의 point 할당 기능^[11]을 통해 수신 레이더 각각의 안테나 소자를 field observation point로 설정하여 각 point에 인가된 필드 정보를 도출한다. MLFMM 해석 과정^[12]에서, 필드 정보가 도출되는 과정은 다음과 같다. 먼저, TX 안테나가 등가 모델링된 near field source는 전류 밀도 \mathbf{J} 를 가진다. 전류 밀도는 source가 위치한 point에서의 전기장을 생성한다. Field observation point에서의 potential은 방사체 위치로부터 공간상 임의의 지점에 유기된 field를 계산하는 Green function^[13]을 통해 계산된다. 결과적으로 수신 레이더 면에서의 필드 정보가 도출되며, 탑재 구조체에 의한 scattering field

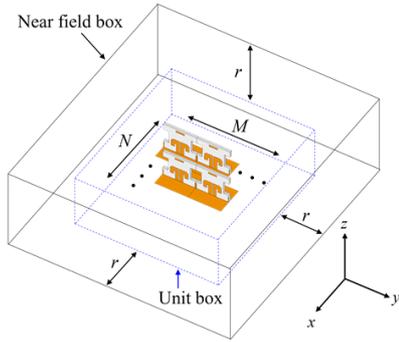
또한 합산되어 수신 레이더 면의 필드에 반영될 수 있다. 또한, 송신 신호 방향의 변화에 따른 수신 전자기장 값의 변화도 반영할 수 있다. 한편, 송신 레이더와 수신 레이더는 서로 원역장 영역에 존재하기 때문에, 수신 레이더의 개구면에 위치하는 field observation point로부터 도출된 필드 정보는 송신 레이더의 원역장 값인 동시에 수신 레이더의 근역장 값이 된다.

반면, 추적(송신)-탐색(수신) 레이더 경우처럼 f_{TX} 와 f_{RX} 가 서로 다른 경우, 시뮬레이션 해석 주파수가 f_{TX} 이므로 이는 수신 안테나의 동작 주파수가 아니기 때문에, f_{TX} 와 f_{RX} 가 같은 경우에 비해 수신 전력이 작게 된다. MLFMM 기법은 단일 해석 주파수에서 해석이 진행되기 때문에 field observation point로부터 수신하는 E-, H-field는 이런 특성을 반영할 수 없다. 따라서, f_{TX} 와 f_{RX} 가 다른 경우에는, 안테나 이득 특성을 반영할 수 있도록 수신 안테나 모델을 탑재하였으며, 각 안테나 포트에 유도된 복소 수신 전류를 도출한다. 그리고 도출된 복소수 값을 가중치 합산하여 임의의 간섭 신호 입사 방향에 대한 array manifold를 생성한다.

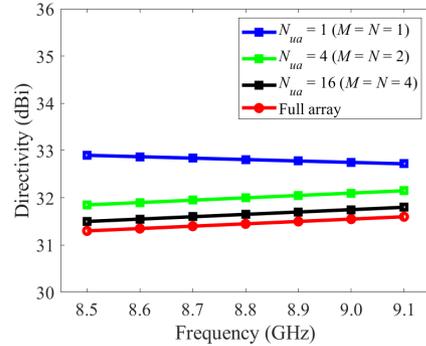
Array manifold는 방위각(ϕ)과 고각(θ) 방향으로 빔조향을 할 때 요구되는 steering vector를 포함하는 행렬을 의미하며, 각 방향에서의 간섭 세기를 나타내기 위한 2차원 table로서 도입된다. 이때, 각 안테나 위치에 해당하는 복소 필드 또는 복소 전류 값들에 해당 방향의 steering vector가 인가되어 합산된 뒤 array manifold의 element가 된다. 생성된 array manifold를 통해 수신 레이더 면에서 최대 간섭이 발생하는 방향과 그 방향에서의 전력 및 전류 세기를 도출한다.

2-2 송신 레이더 안테나 모델링

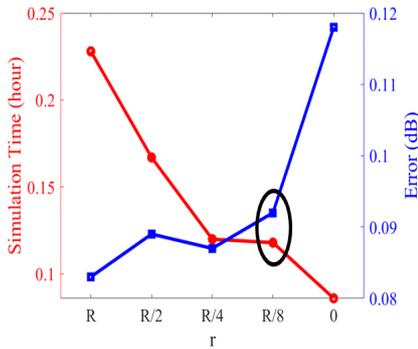
Equivalent theorem에 근거하면, 전자기장을 방사하는 안테나 모델과 동일한 특성을 갖는 등가 source 생성이 가능하다. 본 연구에서는 등가 source로서 near field를 사용하였다. 보다 정확한 near field source를 생성하기 위해서는 배열 안테나 간 커플링이 충분히 고려될 수 있는 최소 안테나 개수 및 해석에 사용되는 near field box의 크기가 중요한 조건이 된다. 그림 3(a)는 요구되는 조건을 도출하



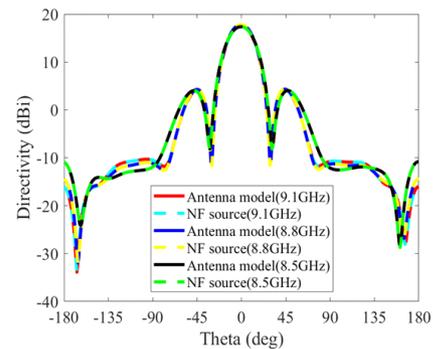
(a) 근역장 상자와 단위 상자
(a) Near field box and unit box



(b) Unit box 내 안테나 개수에 따른 결과 비교
(b) Comparison of the results according to the number of antennas in the unit box



(c) r에 따른 해석 시간과 오차 비교
(c) Simulation time and error as a function of r



(d) 안테나 모델과 near field source의 패턴 비교
(d) Beam patterns of antenna model and near field

그림 3. 송신 레이더 equivalent source 모델링 및 결과

Fig. 3. Modeling equivalent source of TX radar and the corresponding results.

기 위한 near field box와 unit box를 보여준다. Unit box는 $M \times N$ 배열의 인쇄형 다이폴 안테나를 포함하며, 안테나 배열과 동일한 크기를 갖는다. Near field box는 unit box보다 x, y, z -축 방향으로 거리 r 만큼 더 크며, near field source가 해석되는 실제 box이다. Unit box 내 안테나 개수는 N_{aa} 로 정의되며, 정확한 해석에 필요한 최소의 N_{aa} 를 도출한다. 그리고, 도출된 최소 단위의 N_{aa} 를 기반으로 전체 배열 안테나의 성능을 예측한다. 그림 3(b)는 X 대역에서 N_{aa} 에 따른 전면 방향에서의 directivity를 비교한 결과를 보여준다. 단일 안테나($N_{aa}=1$)에 기반하여 배열 안테나 성능을 예측하는 경우, 안테나 간의 커플링이 고려되지 않아 실제 안테나 모델과 directivity 차이가 발생한다. N_{aa} 가 4, 16으로 증가함에 따라 그 차이가 줄어들게

되며, 특히 $N_{aa}=16$ 일 때, 0.24 dB로 근소한 차이를 보이게 된다. 결과적으로 안테나 소자 16개를 전체 안테나 배열을 모사하기 위한 최소 단위로 설정하였다. 그림 3(c)는 near field box 크기를 결정하는 길이 r 에 따른 시뮬레이션 시간과 오차를 나타낸다. R 은 해석 주파수에서의 원역장 거리인 $2D^2/\lambda$ 이며, 오차(error)는 실제 안테나 모델과 near field source를 이용한 모델 간의 최대 directivity 차이이다. 그림에서 r 이 감소함에 따라 시뮬레이션 시간은 감소하는 반면, 오차는 증가하는 경향을 확인할 수 있다. 시뮬레이션 시간과 오차를 모두 고려하여 $r=R/8$ 로 설정하였다. 그림 3(d)는 실제 안테나 모델과 $N_{aa}=16, r=R/8$ 인 near field source에 기반한 모델 간의 방사 패턴을 비교한 결과이다. X 대역에서 주파수에 상관없이 두 모델의 방사 패

턴이 거의 동일함을 확인할 수 있다. 이로써 제안된 송신 레이더 안테나 해석 방식이 해석 시간을 단축하면서도 실제 안테나 모델과 거의 동일한 특성이 보임을 확인하였다.

해석을 통해 생성된 등가 source는 레이더의 배열 안테나 개수에 따라 그림 3(a)의 x, y 방향으로 각각 P, Q 개 만큼 배열된다. 이때, x -축에서 p 번째, y -축에서 q 번째에 위치한 등가 source의 E-, H-field는 각각 $\mathbf{E}_{pq}, \mathbf{H}_{pq}$ 로 표현된다. z -축에서 x -축 y -축 방향으로의 빔조향 각도 (θ_x, θ_y) 에 따라 array factor를 $\mathbf{E}_0, \mathbf{H}_0$ 값에 적용함으로써 식 (1) 및 식 (2)의 $\mathbf{E}_{pq}, \mathbf{H}_{pq}$ 를 정의할 수 있고 빔조향시 레이더 면간 간섭을 분석할 수 있다.

$$\mathbf{E}_{pq} = \mathbf{E}_0 \times e^{-j \times k \times (d_x \times (p-1) \times \sin(\theta_x) + d_y \times (q-1) \times \sin(\theta_y))} \quad (1)$$

$$\mathbf{H}_{pq} = \mathbf{H}_0 \times e^{-j \times k \times (d_x \times (p-1) \times \sin(\theta_x) + d_y \times (q-1) \times \sin(\theta_y))} \quad (2)$$

$\mathbf{E}_{pq}, \mathbf{H}_{pq}$: E-field and H-field of NF source at (p, q)
 where $1 \leq p \leq P, 1 \leq q \leq Q$
 $\mathbf{E}_0, \mathbf{H}_0$: E-field and H-field of NF source at $(1, 1)$
 d_x, d_y : Distance between two adjacent NF sources in x, y direction
 θ_x, θ_y : Steering angle in x, y direction.

2-3 수신 레이더 안테나 모델링

송신 레이더로부터 발생하는 간섭 신호를 수신하는 레이더의 배열 안테나는 그림 4처럼 field observation point 또는 복소 수신 전류로 등가 모델링된다. 송신 레이더와 수신 레이더가 동일한 운용 주파수를 갖는 경우, 수신 레

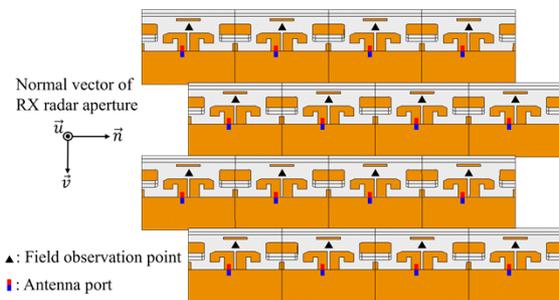


그림 4. 수신 레이더의 field observation point와 안테나 포트
 Fig. 4. Field observation point and antenna port of RX radar.

이더의 안테나는 field observation point로 모델링된다. 이때, 각 point 간 배열 간격은 실제 배열 안테나와 동일하며, field observation point에서 레이더의 면간 간섭에 의한 복소 필드 정보를 도출한다.

한편, 이러한 필드 도출은 같은 해석 주파수에서만 유효하므로, 송신 레이더와 수신 레이더의 운용 주파수가 서로 다른 경우에는 대신에 안테나 포트에 유도되는 복소 수신 전류를 도출한다. 그림과 같이 포트는 각 안테나 소자의 급전부에 위치하며, 50-Ω으로 단락되어 있다. 그림 5는 해석 주파수에 따른 수신 안테나의 이득 패턴을 나타낸다. 해석 주파수가 수신 안테나 운용 주파수일 경우, 수신 안테나 전면 방향 이득은 17.78 dB이나, 송신 안테나 운용 주파수일 경우 안테나 이득은 11.91 dB로, 약 5.87 dB의 차이가 발생한다. 안테나의 상호 법칙에 의해 안테나가 송·수신할 때 이득과 같은 전기적 특성은 동일하다. 이는 수신 안테나의 이득 감소가 곧 안테나의 개별 포트로부터 수신되는 신호 세기 감소의 원인이 됨을 의미한다. 따라서, 위와 같은 안테나의 이득 특성을 반영하기 위해 안테나 모델을 설계하였다.

수신 레이더 위치에는 u, v, n 지역 좌표계가 도입되어 면간 간섭의 방향을 수신 레이더 개구면 기준으로 표현할 수 있다. u, v, n 좌표계는 레이더 개구면에 수직인 법선 벡터가 \vec{u} 와 개구면을 이루는 \vec{v}, \vec{n} 으로 구성된다. 이를 통

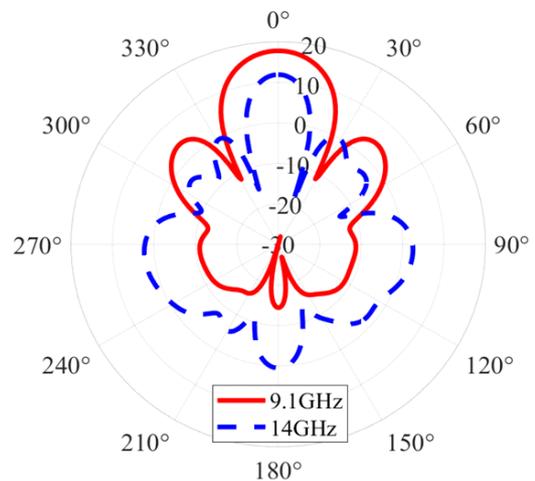


그림 5. 해석 주파수에 따른 수신 안테나 이득 패턴
 Fig. 5. RX antenna gain pattern according to frequency.

해 수신 레이더에 입사되는 신호 방향을 $(\phi_{local}, \theta_{local})$ 로 표현할 수 있다.

$$\theta_{local} = \tan^{-1} \left(\frac{\sqrt{u_0^2 + v_0^2}}{n_0} \right) \quad (3)$$

$$\phi_{local} = \tan^{-1} \left(\frac{v_0}{u_0} \right) \quad (4)$$

uvn 좌표계에 위치한 원점과 임의의 좌표 (u_0, v_0, n_0) 가 있을 때, ϕ_{local} 와 θ_{local} 는 식 (3) 및 식 (4)와 같이 정의된다. ϕ_{local} 은 입사 신호를 uv -평면에 사영(projection)시켰을 때 u -축과 이루는 각도이고, θ_{local} 은 입사 신호를 un -평면에 사영시켰을 때 n -축과 이루는 각도이다.

$$E_i = E_{iu}\hat{u} + E_{iv}\hat{v} + E_{in}\hat{n} \quad (5)$$

$$H_i = H_{iu}\hat{u} + H_{iv}\hat{v} + H_{in}\hat{n} \quad (6)$$

$$I_i = |I_i| e^{j\phi_i} \quad (7)$$

식 (5) 및 식 (6)은 해석을 통해 도출된 복소 필드이며, 식 (7)은 수신 전류를 나타낸다. E_i 와 H_i 는 i -th field observation point의 E-field, H-field로, uvn -축에 대한 vector이며, 복소수 값을 갖는다. I_i 는 i -번째 안테나 포트의 수신 전류이며, 역시 복소수 값을 갖는다.

$$P_{\text{manifold}}(\phi_{local}, \theta_{local}) = \sum_{i=1}^K |S_i \times ds_i| \quad (8)$$

$$I_{\text{manifold}}(\phi_{local}, \theta_{local}) = \left| \sum_{i=1}^K I_i \times e^{-j\psi_i} \right| \quad (9)$$

$$S_i = \frac{1}{2} \text{Re} \{ (E_i \times e^{-j\psi_i}) \times (H_i \times e^{-j\psi_i})^* \} \quad (10)$$

$$\psi_i = 2\pi f \tau_i = 2\pi f \frac{\vec{d} \cdot \vec{p}}{c_0} \quad (11)$$

$$\vec{d} = [\sin(\theta_{local}) \times \cos(\phi_{local}), \sin(\theta_{local}) \times \sin(\phi_{local}), \cos(\theta_{local})] \quad (12)$$

ψ_i : Phase difference at the i -th field observation point and antenna port.

τ_i : Time delay at the i -th field observation point and antenna port.

\vec{p}_i : Relative position vector of the field observation point and antenna port from (0, 0, 0) in uvn -coordinate.

입사되는 신호의 방향이 $(\phi_{local}, \theta_{local})$ 일 때, ψ_i 와 τ_i 는 각각 i -번째 field observation point에서의 위상 차이와 시간 지연을 의미한다. 시간 지연에 의해 위상 차이가 발생하며, 식 (11)과 같이 τ_i 는 단위 방향 벡터인 \vec{d} 와 기준 field observation point (0, 0, 0)의 위치로부터 관찰하는 point의 상대적 위치 (\vec{p}_i)에 따른 수신 거리 차이를 반영한다. 식(8) 및 식 (9)에서 모든 안테나 소자의 복소 필드 및 복소 수신 전류에 특정 방향에 대한 위상 차이가 중치 ($e^{-j\psi_i}$)를 인가해 준 뒤 합산하면 해당 방향에서의 간섭의 세기를 얻을 수 있다. 이때, 복소 필드의 전기장과 자기장으로부터 식 (10)의 포인팅 벡터를 도출한 뒤 전력을 계산하였다. K 는 수신 배열 안테나의 총 개수로, field observation point 그리고 antenna port의 개수와 동일하다. 이때, K 가 증가할수록, 개별 복소 필드 또는 수신 전류에 비해 위상 가중치의 영향성이 상대적으로 더 커지게 된다. 그러므로, 배열 소자가 많은 환경에서 제안된 방식을 통해 도출된 간섭 신호의 전력과 전류는 실제 full-wave simulation 해석 결과와 유사한 경향성을 갖게 된다. ϕ_{local} 은 $0^\circ \sim 360^\circ$, θ_{local} 은 $0^\circ \sim 180^\circ$ 범위에서 1° 단위를 가지며, 최종적으로 2차원 array manifold 행렬을 생성하였다.

2.4 방법 검증

제안된 시간 간섭 분석 방식을 검증하기 위해 그림 6과 같이 LOS(line-of-sight)와 NLOS(non-line-of-sight) 환경으로 나누어 해석을 시행하였다. 본 분석에서는 레이더 부근의 탑재 구조체를 제외하였다.

송신 레이더에는 공통으로 near field source ($N_{ua} = 16$)가 배열되어 있으며, 개구면과 수직인 전면 방향으로 지향성을 갖는다. 송신 레이더의 전체 입력 전력은 40 dBm으로 설정하였다. 수신 레이더는 송신 레이더의 원역장 영역에 위치하며, local 좌표계(uvn -좌표)를 갖는다.

그림 6(a)는 송신 레이더와 수신 레이더가 서로를 바라보는 LOS인 환경을 보여준다. 해당 경우에는 수신 레이더에서 최대 간섭 방향은 전면 방향임을 쉽게 예측할

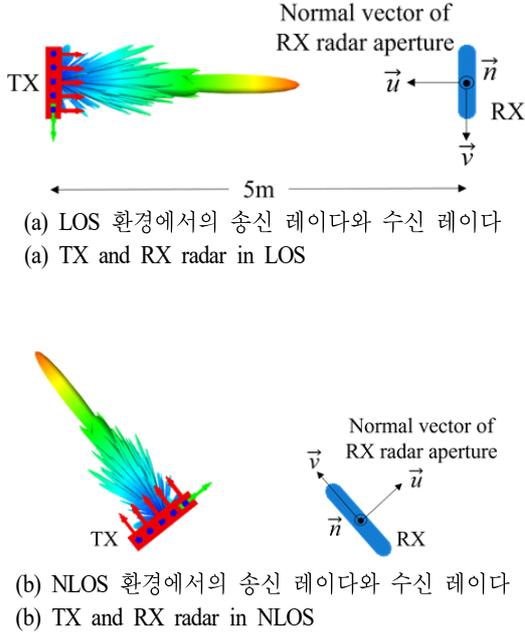
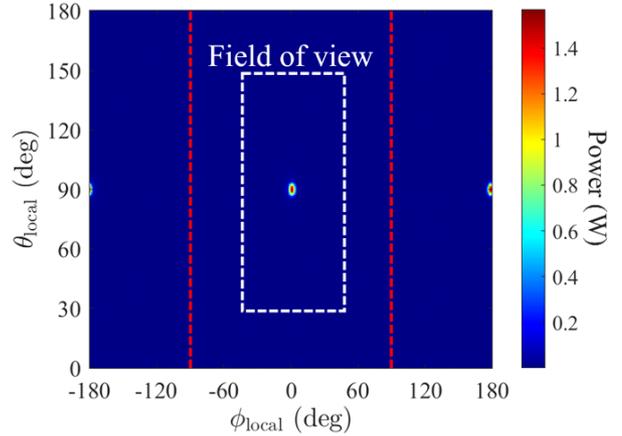


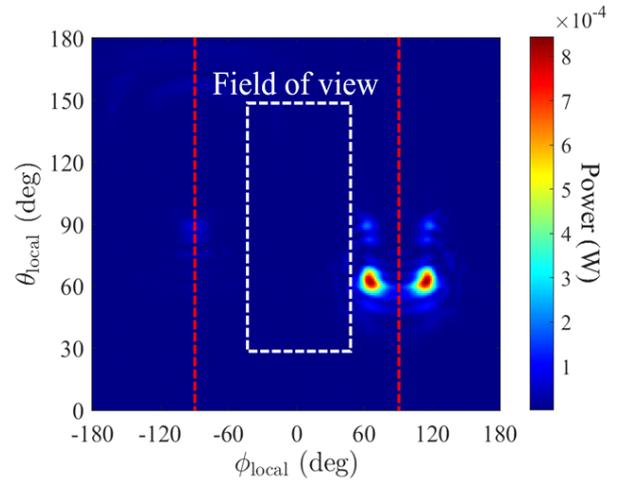
그림 6. 제안된 레이더 면간 간섭 분석 방법 검증 모델
Fig. 6. Verification model of the proposed method of analyzing interference between radars.

수 있다. 반면, 그림 6(b)는 송신 레이더와 수신 레이더가 서로 다른 방향을 바라보는 NLOS 환경을 보여준다. 송신 레이더가 전면 방향을 향해 빔조향하는 경우, 수신 레이더의 개구면을 기준으로 어떤 방향에서 높은 간섭이 발생하는지에 대한 분석이 필요하다.

그림 7은 송신 레이더와 수신 레이더의 운용 주파수가 X 대역으로 같을 때, 필드 정보로부터 생성된 2차원 array manifold의 결과를 나타낸다. 수신 레이더의 수신 유효범위는 $-50^\circ < \phi_{local} < 50^\circ$, $30^\circ < \theta_{local} < 146^\circ$ 이므로 이 범위를 FOV(field of view)로 정의하였다. LOS 환경인 그림 6(a)의 결과는 그림 7(a)처럼, 송신빔이 입사하는 $\phi_{local}=0^\circ$, $\theta_{local}=90^\circ$ 방향에서 최대 간섭을 보여주며, 이때의 세기는 1.569 W이다. NLOS 환경인 그림 6(b)의 결과는 그림 7(b)와 같이 레이더 FOV 범위 밖의 $\phi_{local}=65^\circ$, $\theta_{local}=62^\circ$ 방향을 바라볼 때 0.845 mW의 크기로 최대 간섭이 발생한다는 것을 알 수 있다. 한편, 생성된 array manifold는 그림 7(a)의 $\phi_{local}=180^\circ$, $\theta_{local}=90^\circ$, 그림 7(b)의 $\phi_{local}=115^\circ$, $\theta_{local}=62^\circ$ 에서도 최댓값을 갖는 등 $\phi_{local}=90^\circ$ 에 대해서 대칭인 값을 갖는 것을 확인할 수 있다. 이러한 최대 간섭 방향의



(a) 복소 필드를 이용한 LOS 환경에서의 레이더 면간 간섭 분석
(a) Analysis of interference between TX and RX using complex-valued field in LOS



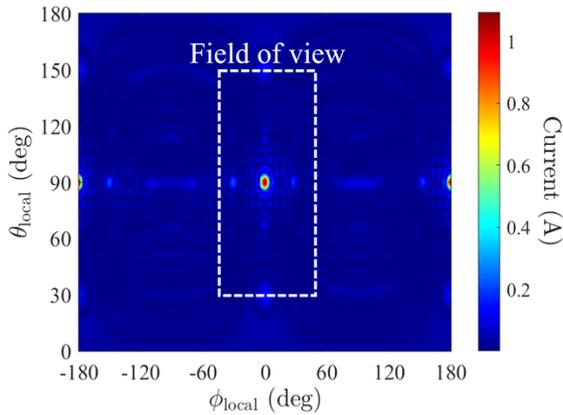
(b) 복소 필드를 이용한 NLOS 환경에서의 레이더 면간 간섭 분석
(b) Analysis of interference between TX and RX using complex-valued in NLOS

그림 7. 복소 필드를 이용한 array manifold 결과
Fig. 7. Array manifold using complex-valued field.

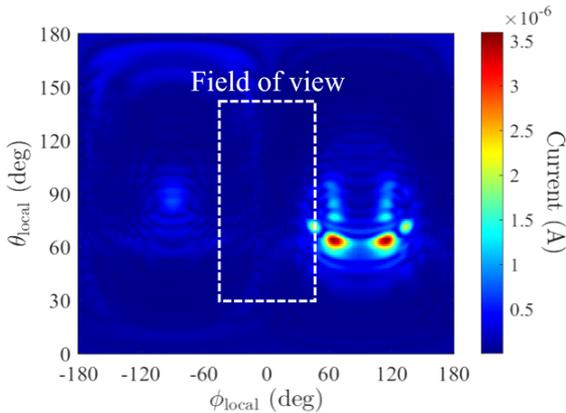
대칭성이 존재하는 이유는 $u-v$ -좌표계에서 모든 field observation point 및 안테나 포트가 $\phi_{local}=90^\circ$ 평면에 위치하기 때문이다. 식 (9)의 τ_i 가 $\phi_{local}=90^\circ$ 평면에 대칭인 서로 다른 두 unit 방향 벡터 \vec{d} 에 대해 같은 값을 갖게 되고, 이것은 대칭인 두 방향에서 동일한 세기를 산출한다. 하지만, field observation point와 안테나 포트에 해당되는

수신 레이더의 개구면은 레이더 앞면에 존재하므로 $-90^\circ < \phi_{local} < 90^\circ$ 범위가 실제 레이더의 수신 값이다.

그림 8은 송신 레이더(Ku 대역)와 수신 레이더(X 대역)의 운용 주파수가 다를 때, 복소 수신 전류 정보로부터 생성된 2차원 array manifold의 결과를 나타낸다. 그림과 같이, 추출된 수신 전류 정보로부터 생성된 array manifold 결과는 LOS와 NLOS 환경에서 복소 필드 해석 결과와 거의 유사함을 확인할 수 있다. 이를 통해, 레이더 운용 주



(a) 수신 전류를 이용한 LOS 환경에서의 레이더 면간 간섭 분석
(a) Analysis of interference between TX and RX using received current in LOS

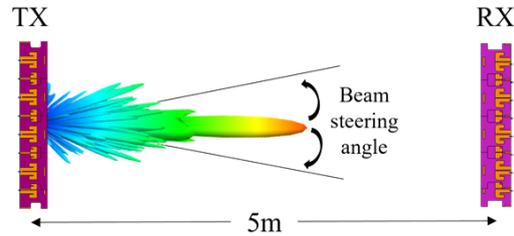


(b) 수신 전류를 이용한 NLOS 환경에서의 레이더 면간 간섭 분석
(b) Analysis of interference between TX and RX using received current in NLOS

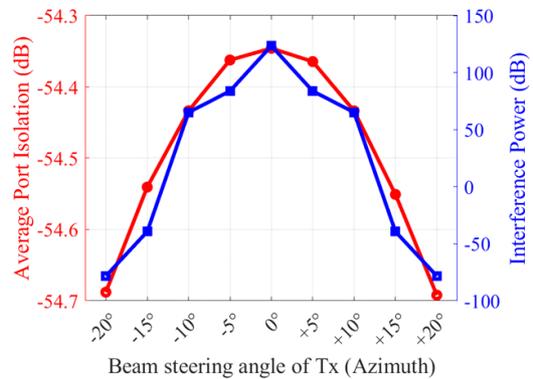
그림 8. 수신 전류를 이용한 array manifold 결과
Fig. 8. Array manifold using received current.

파수에 따라 빔 특성이 크게 변하지 않는다면, 복소 필드와 수신 전류 결과로부터 각각 생성된 array manifold는 유사함을 예측할 수 있다.

한편, 제안된 면간 간섭 분석 방법이 full-wave simulation 결과와 유사하다는 것을 검증하기 위해서, 통상적인 간섭 분석 기법인 안테나 소자 간 격리도(S-parameter)와 제안된 간섭 결과를 비교하였다. 그림 9(a)와 같이 LOS의 환경에서 TX와 RX 위치에 각각 4×4 배열의 추적 안테나와 탐색안테나 모델을 탑재한다. 이후, TX 안테나의 개구면 방향을 RX가 위치한 방향으로부터 회전시키며, TX 안테나 포트와 RX 안테나 포트 상호 간의 S-parameter 값을 계산한다. 동일하게, 본 논문에서 제시된 방법을 적용해 송신 빔조향 방향을 회전시키며, RX 레이더 기준 면간 간섭의 세기를 측정한다. 그 결과, 그림 9(b)와 같이 빔조향 각도가 커져 전면 방향에서 벗어날수



(a) LOS 환경에서의 송·수신 안테나 모델
(a) TX and RX antenna model in LOS



(b) 송신 안테나 빔조향 각도에 따른 분석 결과 비교
(b) Comparison of analysis results with varying beam steering angle of Tx

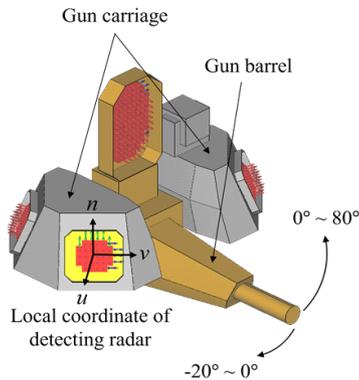
그림 9. Full-wave simulation 결과와 비교
Fig. 9. Comparison with full-wave simulation.

록, full-wave simulation 결과인 격리도가 점점 작아진다. 제안된 방법의 결과인 interference power 또한 빔조향 각도가 증가함에 따라 간섭 세기가 작아지게 되며, full-wave simulation 결과와 유사한 경향성을 가지는 것을 확인하였다.

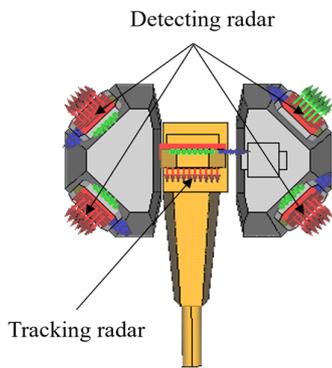
III. 제시된 방법을 이용한 간섭 분석

3-1 레이더 탑재 구조체 모델링

실제 운용 시나리오를 가정하여 제안된 분석 방법을 적용하기 위해 레이더 부근의 탑재 구조체를 모델링하였다. 그림 10에는 분석을 위해 모델링된 추적/탐색 레이더



(a) 3차원 모습
(a) Three-dimensional view



(b) 위 모습
(b) Top view

그림 10. 레이더 부근 탑재 구조체 간소화 모델링
Fig. 10. Simplified modeling of onboard structures around the radars.

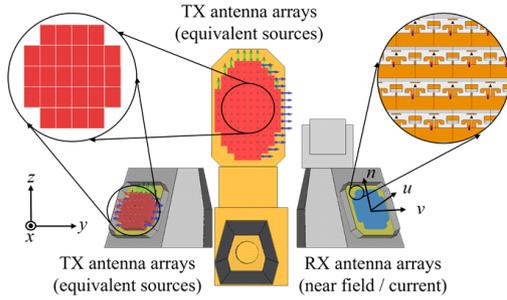
와 탑재 구조체 형상을 보여준다. 그림과 같이 가운데에는 상하 $-20^{\circ} \sim 80^{\circ}$ 회전이 가능한 포신과 함께 Ku 대역에서 운용되는 1개의 추적 레이더가 위치하며, 좌우로 포가 구조체와 함께 4개의 X 대역 탐색 레이더가 탑재된다. 이때, 추적 레이더의 입력 전력은 46 dBm, 탐색 레이더의 입력 전력은 40 dBm이다. 시뮬레이션 해석 시간 단축을 위해 탑재 구조체는 간소화하여 모델링하였다. 해당 분석에서 모든 레이더는 서로 NLOS인 상황이다.

3-2 송·수신 레이더의 운용 주파수에 따른 레이더 면간 간섭 분석

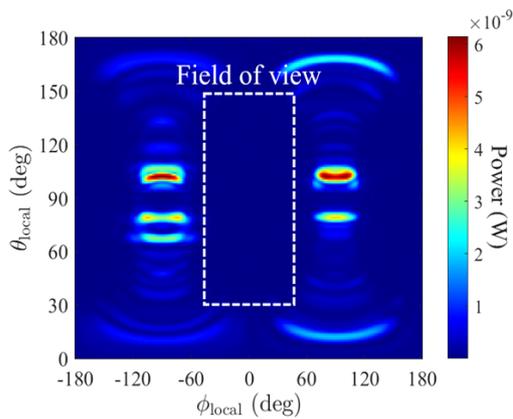
그림 11(a)는 레이더가 모델링된 탑재 구조체와 함께 있는 경우의 간섭 분석을 위한 송·수신 레이더 위치를 나타낸다. 그림 11(b)에서 그림 11(a)의 탐색 레이더가 $+x$ -축 방향으로 빔조향하는 경우 반대편 탐색 레이더에 입사되는 간섭 세기를 array manifold로 나타내었다. 이 경우, 송·수신 레이더의 운용 주파수가 같으므로 복소 필드 정보를 활용하였으며, FOV 내에서 면간 간섭이 미약함을 확인하였다. 또한, FOV 범위 밖의 $\phi_{local} = -85^{\circ}$, $\theta_{local} = 102^{\circ}$ 방향을 바라볼 때, $6.152 \mu\text{W}$ 의 크기로 최대 간섭이 발생한다는 것을 알 수 있다.

그림 11(c)는 서로 다른 운용 주파수를 가진 레이더의 면간 간섭 분석 결과이다. 그림 11(a)에서 추적 레이더(Ku 대역)가 xyz -좌표계에서 방위각 15° , 고각 -15° 방향으로 신호를 송신할 때, 탐색 레이더(X 대역)가 받는 간섭 영향성을 분석하였다. 동작 주파수가 다르므로 복소 수신 전류 정보를 분석에 활용하였으며, FOV 내에서의 평균값은 $0.105 \times 10^{-3} \text{ A}$ 로 확인되었다. 또한 FOV 내에서 가장 높은 간섭의 방향은 $\phi_{local} = 3^{\circ}$, $\theta_{local} = 83^{\circ}$ 이며, 간섭 신호로 생성된 전류의 크기는 $2.344 \times 10^{-3} \text{ A}$ 로 확인되었다.

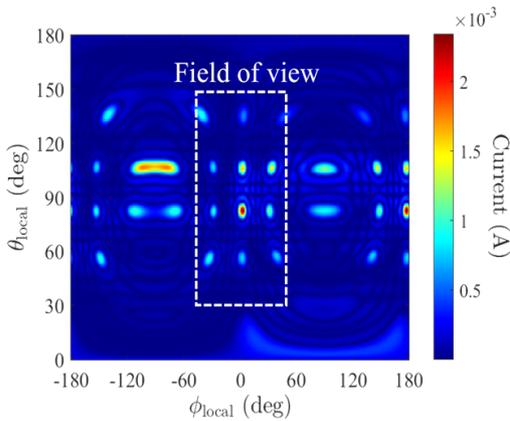
송신 신호의 방향이 바뀌는 경우, 간섭 분석 결과의 변화를 파악하기 위해 그림 11(b)의 시뮬레이션 상황을 이용하였다. 기존 송신 빔이 xyz -좌표계에서 방위각 0° , 고각 0° 방향이었다면, 방위각 0° , 고각 $\pm 30^{\circ}$ 로 바뀔 시 간섭에 대한 결과가 각각 그림 12(a)와 그림 12(b)에 제시된다. 두 경우 모두 FOV 내에서 면간 간섭은 매우 미약함을 확인하였으며, 그림 12(a)의 경우 $\phi_{local} = -74^{\circ}$, $\theta_{local} = 80^{\circ}$ 방



(a) 근접 방어 무기 체계에서의 TX와 RX 레이더 위치
(a) Position of TX and RX radar in close-in weapon system

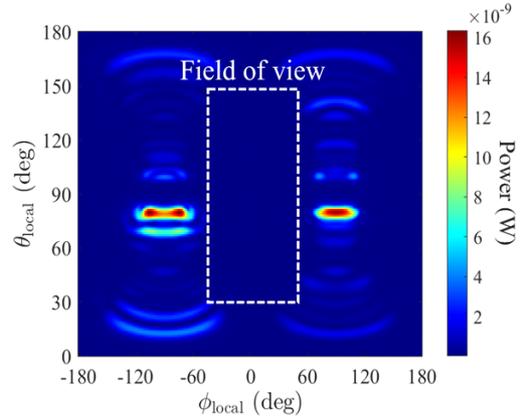


(b) 탐색(송신-수신)레이더 면간 간섭 분석
(b) Analysis of interference between detecting radars

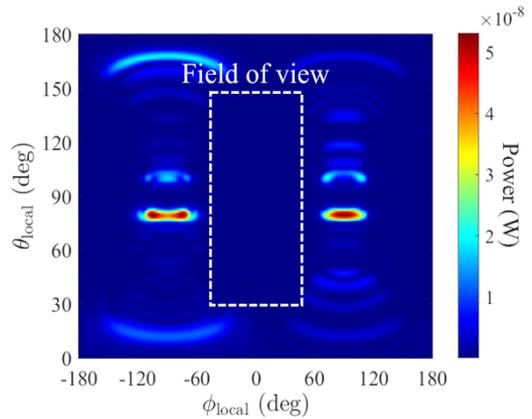


(c) 추적(송신)레이더와 탐색(수신)레이더 면간 간섭 분석
(c) Analysis of interference between tracking radar and detecting radar

그림 11. 탑재 구조체가 있는 경우 레이더 간 간섭 분석
Fig. 11. Radar interference analysis with onboard structures around the radars.



(a) 송신 신호의 방향이 방위각 0°, 고각 30°인 경우 면간 간섭 분석
(a) Analysis of interference when TX beam steering direction is Az 0°, El 30°



(b) 송신 신호의 방향이 방위각 0°, 고각 -30°인 경우 면간 간섭 분석
(b) Analysis of interference when TX beam steering direction is Az 0°, El -30°

그림 12. 송신 신호의 방향이 바뀐 경우 레이더 면간 간섭 분석
Fig. 12. Radar interference analysis with different TX beam steering direction.

향에서 16.365 μW 의 크기로, 그림 12(b)의 경우 $\phi_{local} = -75^\circ$, $\theta_{local} = 79^\circ$ 방향에서 53.117 μW 의 크기로 최대 간섭이 발생한다는 것을 확인하였다. 결과적으로 제한된 레이더의 면간 간섭 분석 방식은 LOS뿐만 아니라, NLOS 상황에서도 유효하며, 탑재 구조체의 영향을 반영할 수 있음을 검증하였다.

IV. 결 론

근접 방어 무기 체계에 사용되는 레이더는 근거리에서 위치하고, 강한 출력으로 동작하므로 인접한 레이더 면에 간섭을 발생시켜 레이더 성능을 저하한다. 본 논문에서는 레이더의 면간 간섭 분석 방식을 제안하였다. 해석 시간 단축을 위해 송신 레이더 안테나 모델과 동일한 성능을 가지는 near field source를 도출하였다. 또한, 수신 레이더의 배열 안테나는 송신 레이더와의 운용 주파수 차이에 따라 복소 필드 또는 복소 수신 전류로 등가 모델링하였다. 복소 값 형태의 필드가 수신 전류에 방향 가중치를 인가해 줌으로써 각 방향에서의 간섭의 세기를 분석하는 array manifold 행렬을 생성하였다. 제안된 분석 방식을 검증하기 위해 LOS와 NLOS 상황에서 레이더 시뮬레이션 해석을 진행하였으며, 최대 간섭이 발생하는 방향과 세기를 확인하였다. 또한, 실제 레이더 운용 시나리오를 가정해 레이더 주변에 탑재 구조체가 적용된 상황에서 면간 간섭 분석을 진행하였다. 결과적으로, 제안된 방식은 근접 방어 무기 체계의 운용 시나리오에 적용하여 레이더 면간 간섭 분석에 활용될 수 있음을 확인하였다. 해당 기술은 다양한 산업 분야에서 다중 레이더 간 간섭 분석 방식으로 활용될 수 있을 것으로 기대된다.

References

- [1] T. Yu, H. Lee, J. Park, S. Kim, and G. Byun, "Performance evaluation of radar array antennas based on complex received currents using full-wave simulations with surrounding platforms," *The Journal of Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 32, no. 2, pp. 163-172, Jan. 2021.
- [2] T. Tang, Y. Wang, L. Jia, J. Hu, and C. Ma, "Close-in weapon system planning based on multi-living agent theory," *Defence Technology*, vol. 18, no. 7, pp. 1219-1231, Jul. 2022.
- [3] R. J. Prengaman, E. C. Wetzlar, and R. J. Bailey, "Integrated ship defense," *Johns Hopkins APL Technical Digest*, vol. 22, no. 4, pp. 523-535, Oct. 2001.
- [4] S. Alland, W. Stark, M. Ali, and M. Hegde, "Interference in automotive radar systems: Characteristics, mitigation techniques, and current and future research," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 36, no. 5, pp. 45-59, Sep. 2019.
- [5] F. Wen, X. Xiong, and Z. Zhang, "Angle and mutual coupling estimation in bistatic MIMO radar based on PARAFAC decomposition," *Digital Signal Processing*, vol. 65, pp. 1-10, Jun. 2017.
- [6] G. M. Brooker, "Mutual interference of millimeter-wave radar systems," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 49, no. 1, pp. 170-181, Feb. 2007.
- [7] H. L. Sneha, H. Singh, and R. M. Jha, "Mutual coupling effects for radar cross section(RCS) of a series-fed dipole antenna array," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2012, pp. 1-20, Sep. 2012.
- [8] B. T. Arnold, M. A. Jensen, "The effect of antenna mutual coupling on MIMO radar system performance," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 3, pp. 1410-1416, Mar. 2019.
- [9] J. Heo, J. Yoon, H. Kim, Y. Kim, and G. Byun, "A cross-correlation-based approach to pattern distortion and mutual coupling for shared-aperture antennas," *Applied Sciences*, vol. 11, no. 20, pp. 2-6, Oct. 2021.
- [10] M. Kim, S. W. Park, and H. K. Jung, "An advanced numerical technique for a quasi-static electromagnetic field simulation based on the finite-difference time-domain method," *Journal of Computational Physics*, vol. 373, pp. 917-923, Nov. 2018.
- [11] Altair Feko, "Requesting a near field," 2020. Available: https://help.altair.com/2021/feko/topics/feko/user_guide/cadfeko/request_near_field_feko_t-cadfeko.htm
- [12] O. Borries, P. Meincke, E. Jørgensen, and P. Christian Hansen, "Multilevel fast multipole method for higher order discretizations," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 9, pp. 4695-4705, Jun. 2014.
- [13] A. D. Yaghjian, "Electric dyadic Green's functions in the source region," *Proceedings of the IEEE*, vol. 68, no. 2, pp. 248-263, Feb. 1980.

임 지 환 [울산과학기술원/석사과정]

<https://orcid.org/0009-0002-7382-3852>



2023년 8월: 경북대학교 전자공학부 (공학사)
2023년 9월~현재: 울산과학기술원 전기전자공학과 석사과정
[주 관심분야] Array Antenna, Radar, RF

신 승 용 [LIG 넥스원/수석연구원]

<https://orcid.org/0009-0001-2290-0152>



2004년 2월: 포항공과대학교 정보통신학과 (공학석사)
2009년 2월: 한국과학기술원 전자전산학과 (공학박사)
2009년 3월~2010년 5월: 한국과학기술원 박사후 연구원
2010년 6월~현재: LIG 넥스원(주) 레이더연구소 수석연구원
[주 관심분야] 근접방어무기체계, 레이더시스템, 레이더 신호처리 및 영상처리 등

이 창 희 [울산과학기술원/석·박사 통합과정]

<https://orcid.org/0009-0005-1036-5374>



2023년 2월: 울산과학기술원 전기전자공학과 (공학사)
2023년 3월~현재: 울산과학기술원 전기전자공학과 석·박사 통합과정
[주 관심분야] RF, 배열 안테나, 원형 편파 안테나, EM 분석 등

이 행 수 [LIG 넥스원/수석연구원]

<https://orcid.org/0000-0002-6323-6294>



2006년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학석사)
2006년 3월~현재: LIG 넥스원(주) 레이더연구소 수석연구원
[주 관심분야] 능동위상배열 레이더, 근접방어무기체계, 레이더시스템 등

허 진 명 [울산과학기술원/석·박사 통합과정]

<https://orcid.org/0000-0002-1896-7469>



2019년 8월: 울산과학기술원 전기전자공학과 (공학사)
2019년 9월~현재: 울산과학기술원 전기전자공학과 석·박사 통합과정
[주 관심분야] 5G Array Antenna, Transparent Antenna, FMCW Radar

변 강 일 [울산과학기술원/부교수]

<https://orcid.org/0000-0001-9388-9205>



2010년 2월: 홍익대학교 전자전기공학 (공학사)
2012년 2월: 홍익대학교 전자정보통신공학과 (공학석사)
2015년 8월: 한양대학교 전자컴퓨터통신공학과 (공학박사)
2018년 2월~2022년 2월: 울산과학기술원 전기전자공학과 조교수
2022년 2월~현재: 울산과학기술원 전기전자공학과 부교수
[주 관심분야] Antenna, Array Antenna, Metasurface, Bio EM Sensor 등