

가변형 선형 배열에서의 적응형 빔포밍 방법

Adaptive Beam-Forming Method for Reconfigurable Linear Array

김창성 · 주형준 · 박철순* · 장재원*

Changseong Kim · Hyungjun Ju · Cheol-Sun Park* · Jaewon Chang*

요 약

고정적인 배치 환경에서 적응형 빔포밍을 수행하기 위해 배치가 용이한 균일 선형 배열(ULAs: uniform linear arrays)이 주로 제안됐으나, 최근 드론과 같이 배치 재구성이 가능한 플랫폼이 등장함에 따라 비선형 배치를 통한 성능 최적화 연구가 활발히 진행되고 있다. 기존의 전역 탐색 기반의 메타-휴리스틱 기법들은 복잡도가 높기에 실시간 최적화에는 한계가 있다. 본 논문에서는 가변형 배열에서 수집된 신호로부터 각 신호원 도래 방향을 식별하고 빔합성을 통해 간섭 신호를 억압하고, 관심신호를 수신하는 방법을 제안한다. 가변형 배치에 따른 다중신호분류(multiple signal classification) 알고리즘의 성능을 분석하여, 최적의 방향탐지를 위한 배치 방법을 도출하고, 간섭신호원의 방향에 따른 최적의 빔합성 방법이 적용된다. 제안된 재귀알고리즘은 특정 방향의 억압이 어려운 균일 선형 배열의 한계를 극복하고, 가중치 보존 배치의 좁은 빔폭을 개선하고, 주빔의 이득을 유지할 수 있다. 간섭신호의 수에 따른 시뮬레이션 결과를 통해서 균일 선형 배열, 가중치 보존 배치, 재귀알고리즘 빔합성 결과가 논의된다.

Abstract

Although uniform linear arrays (ULAs) are standard in fixed settings, the rise of reconfigurable platforms such as unmanned aerial vehicles require nonlinear array optimization. However, the high computational burden of traditional global search-based metaheuristics poses a significant challenge for real-time optimization. In this study, we propose a method that integrates geometry optimization for direction of arrival (DoA) estimation and interference-aware beam forming. We analyzed the performance of the MUSIC algorithm across various reconfigurable array geometries to determine the optimal configuration for DoA estimation. Subsequently, an adaptive beam-forming technique was applied based on the interference directions. Our proposed recursive algorithm overcomes the nulling limitation of ULAs by refining the beam width of weight-preserving arrays while maintaining the main lobe gain. The simulation results, depending on the number of interference sources, validate the superior performance of the method against ULA and weight-preserving configurations.

Key words: Reconfigurable Array, Non-Uniform Array, Beam-Forming, Grating Lobe Suppression, MUSIC Algorithm

I. 서 론

배열안테나는 레이다, 무선통신, 전자전 및 감시 정찰

시스템 등 다양한 분야에서 공간 선택성을 확보하고, 간섭신호를 억제하기 위한 핵심 기술로 이용되고 있다^{[1]-[3]}. 특히 다수의 안테나 소자를 이용한 적응형 빔포밍 기법

「본 연구는 정부(방위사업청)의 재원으로 미래도전국방기술과제(No.915087201)를 통해 수행된 연구임.」

한화시스템(Hanwha Systems)

*국방과학연구소(Agency for Defense Development)

· Manuscript received February 24, 2026 ; Revised March 17, 2026 ; Accepted May 5, 2026. (ID No. 20260224-009)

· Corresponding Author: Jaewon Chang (e-mail: cygnus6@add.re.kr)

은 원하는 신호 방향으로의 이득을 극대화하고, 간섭 및 잡음을 효과적으로 낮춰 실용적으로 널리 쓰인다.

일반적으로 사용되는 MVDR(minimum variance distortionless response), LCMV(linear constrained minimum variance), MRC(maximal ratio combining) 등의 기법은 배열의 기하 구조가 고정된 상태에서 제약사항에 따른 가중치(weight)를 최적화하는 방식으로 연구되었다^{[4],[5]}. 균일 선형 배열(ULAs: uniform linear arrays)은 구조적 적용이 용이하고 안정적인 성능을 제공하지만, 고정된 구조로 인해 공간 자유도가 제한되어 특정 간섭 환경에서 성능이 열화되는 문제가 발생한다. 또한 Dolph-Chebyshev나 Hanning 등의 윈도우 기반 빔포밍은 가중치 간의 크기 분산이 크기 때문에 수신신호의 세기가 약해지는 특성이 있다^[6].

이러한 제약을 극복하기 위해 드론과 같이 배열을 유동적으로 재구성할 수 있는 플랫폼을 활용하여 배열의 위치와 가중치를 동시에 최적화하는 연구가 주목받고 있다. 하지만 기존의 최적화 방식들은 실시간 적용에 있어 명확한 한계를 보인다. 유전알고리즘(genetic algorithm)이나 탐욕 알고리즘(greedy algorithm)은 연산 속도는 빠르나 각 배열 위치 간 상관관계가 중요한 배열안테나 특성상 지역 극소점에 수렴하기 쉽다. 반면 전역 탐색을 수행하는 입자 군집 최적화(particle swarm optimization)나 수정된 개미사자 알고리즘(modified ant lion optimizer) 등의 메타휴리스틱(metaheuristic) 기법들은 우수한 성능에도 불구하고 방대한 계산 복잡도로 인해 실시간 적응형 빔포밍 시스템에 적용하기 어렵다^{[7]-[9]}. 최근 국내 연구에서 최적화 시간은 MORELA(modified reinforcement learning algorithm)는 39.06초, QPSO 알고리즘은 37.82초, MALO 알고리즘은 52.07초가 소요되었다^[10].

본 논문에서는 닫힌 해(closed-form solution) 기반의 가중치 위상 정보를 물리적 변위로 치환하여 배열 위치를 최적화하는 재구성 배치 기법을 제안한다. 본 알고리즘은 기하급수 배열을 통해 모호성을 제거한 MUSIC 알고리즘으로 신호의 도래 방향을 확정된 뒤, 균일 선형 배치를 초기 조건으로 하여 적용된다^{[11],[12]}.

기존의 소모적인 전역 탐색 방식과 달리, 제안 기법은 수렴 과정에서 도출된 위치 변위 평균값을 배열 위치에 재귀적으로 반영한다. 이를 통해 최적화 소요 시간을 0.2

초 이내로 단축하여 실시간 대응 능력을 확보하였으며, 주빔 이득 보존과 간섭 억제 성능이 동시에 극대화되는 물리적 수렴성을 확인하였다. 시뮬레이션을 통해서 제안 기법과 기존 배열 기법을 주빔 이득의 유지, 억압의 성능, 억압의 빔폭 측면에서 비교하여 효율성을 검증한다.

Ⅱ절에서는 드론 기반 가변형 배열안테나의 시스템 모델을 정의한다. 또한 방향탐지를 위한 최적 배치 구조를 제안하고, 이득 유지를 위한 가중치 보존 배열 구조를 제안한다. Ⅲ절에서는 재구성 배치 알고리즘의 위치 업데이트 알고리즘을 기술한다. Ⅳ절에서는 단일 간섭신호 환경과 다중 간섭신호 환경에서의 빔합성 시뮬레이션 결과를 통해 제안 기법의 간섭 억압 성능과 주빔 이득 보존 특성을 검증한다. 마지막으로 Ⅴ절에서는 본 연구의 성과를 요약하며 결론을 맺는다.

Ⅱ. 문제 분석

2-1 시스템 모델

배열안테나에서 수신된 신호는 각 배열안테나에서 수신된 신호에 가중치가 합산되어 결정된다. 그림 1에서는 배열안테나에서의 수신신호 모델을 나타낸다.

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{A}(\theta)\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

$$\mathbf{A}(\theta) = [\mathbf{a}(\theta_s), \mathbf{a}(\theta_{i,1}), \dots, \mathbf{a}(\theta_{i,n})] \quad (2)$$

그림 1에서는 배열안테나의 수신신호모델을 나타낸다.

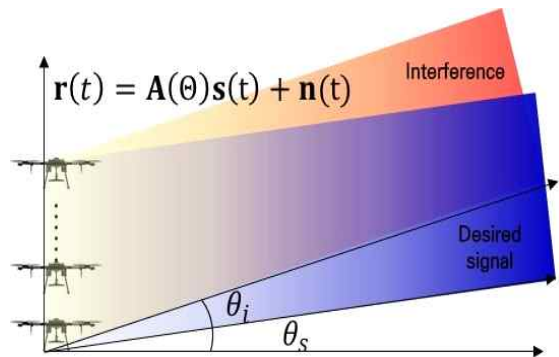


그림 1. 배열안테나의 수신신호 모델

Fig. 1. Received signal model of array antenna.

N개의 배열, M개의 신호원이 존재하는 경우, $\mathbf{r}(t)$ 는 각 배열의 $N \times 1$ 수신 신호 벡터, $\mathbf{A}(\theta)$ 는 $N \times M$ 의 배열 조향 행렬, $\mathbf{s}(t)$ 는 $M \times 1$ 의 공간상의 존재하는 신호원 벡터, $\mathbf{n}(t)$ 는 각 배열에 존재하는 독립적으로 더해지는 $N \times 1$ 의 열잡음을 의미한다. 각 배열의 조향 벡터(steering vector)는 $\mathbf{a}(\theta)$ 이고, 이를 신호원의 방향에 따라 열벡터로 구성한 행렬 $\mathbf{A}(\theta)$ 는 식 (2)에 제시되어 있다. 여기서 $\mathbf{r}(t)$ 는 수신 신호벡터, $\mathbf{A}(\theta)$ 는 군집 드론과 같은 플랫폼에서는 안정성을 위해서 배열 간 최소 물리적 거리가 제한되고, HF~UHF 대역에서 0.03~30파장 이상의 거리의 배열 간격이 필요하다. 고대역에서는 전기적 길이가 크므로 일반적인 등간격 배열 방법으로는 방향탐지 및 신호 수집이 불가능하다.

2.2 방향탐지를 위한 최적 배치

도래각 추정을 위해서 고해상도 기법인 다중신호분류 알고리즘을 적용한다. 다중신호분류 알고리즘은 빔폭 제한이 없으므로 큰 배열의 좁은 빔폭을 가진 시스템에 적용이 용이하다. 다중신호분류의 스펙트럼은 조향벡터를 잡음 부공간에 투영한 값의 역수로 계산한다.

$$\mathbf{R}_{rr} = \mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H + \sigma_n^2\mathbf{I} \quad (3)$$

수신신호에 대한 공분산행렬 $\mathbf{R}_{rr}$ 은 식 (3)에서 나타난다. $\mathbf{R}_{ss}$ 는 원본 입사신호에 대한 공분산행렬이다. 수신신호 공분산행렬의 고유값 분해를 통해 신호부공간을 제시시키고, 이를 다중신호분류 알고리즘에 적용한다.

그림 2에서는 16소자 등간격 배열에 따른 방향탐지 결과를 도시한다. 신호원의 도래방향은 $-15, 0, 30, 33$ 도이고, 신호 SNR은 0, 10, 20, 20 dB이고 신호 스냅 수는 8,192개이다. 그림 2(a)에서는 신호원의 위치가 정확히 판별되는 것에 비해, 배열 간격이 큰 경우인 그림 2(b)의 시뮬레이션 결과에서는 위치를 정확히 지정할 수 없다. 배열 간격이 커짐에 따라 발생하는 그레이팅 로브(grating lobe)가 모호성을 증가시키기 때문이다. 이를 해결하기 위해서는 그레이팅 로브가 발생하지 않는 배치 방법을 적용해야 한다. 최소중복배열(minimum redundancy array)의 경우에는 특정 배열 간격을 짧게 구성할 수 있는 경우에

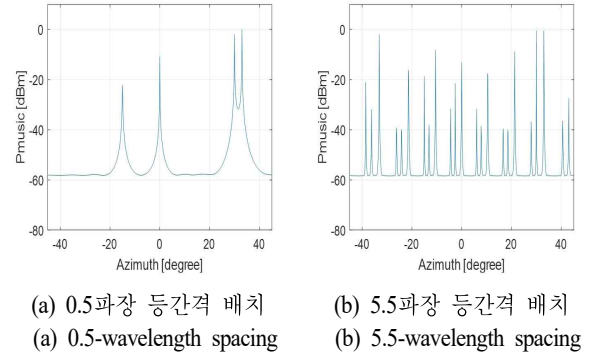


그림 2. 등간격 배열의 MUSIC 방향탐지 결과

Fig. 2. MUSIC results for uniform linear array.

는 그레이팅 로브를 제거하기에 효과적이지만, 기본적으로 앨리어싱(aliasing)을 제거하는 기술이 아니기 때문에, 모든 간격이 최소 거리 이상으로 제한될 때는 그레이팅 로브를 제거하기 어렵다^[13].

$$d_k = y_{k+1} - y_k = d_{\min} \alpha^k \quad (4)$$

그러므로 제안된 방법은 식 (4)에 제시된 기하급수배열(geometric series array)이다. 기하급수배열은 배열 간 간격을 지수함수로 증가시켜서 주기성을 제거하고, 위상 불일치를 지속시켜 그레이팅 로브를 제거하는 배열법이다.

그림 3에서는 16소자 배열의 기하급수배열 빔패턴으로, 최소거리 $d_{\min}$ 이 5.5파장, 기하급수 계수 α 가 1.028일 때의 결과이다. 주빔 성분 제외 모든 각도에서 주빔 기

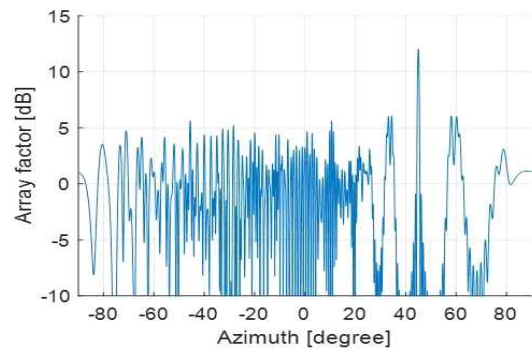


그림 3. 기하급수배열의 빔패턴(16소자, 45도 지향)

Fig. 3. Beam pattern of exponentially spaced array (16 elements, 45° steering).

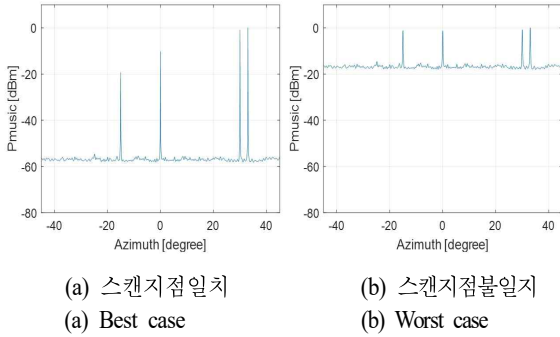


그림 4. 기하급수배열의 다중신호분류 결과
Fig. 4. MUSIC results for exponentially spaced array.

준 6 dB 이하로 결과로 그레이팅 로브가 효과적으로 제거되었음을 확인할 수 있다.

그림 4에서는 그림 3 빔패턴에 적용된 기하급수배열일 때의 다중신호분류 알고리즘 결과를 도시한다. 신호원의 도래방향은 $-15, 0, 30, 33$ 이고, 신호 SNR은 0, 10, 20, 20 dB이다. 다중신호분류 알고리즘의 적용 스캔 수는 8,192 개, 스캔 해상도는 0.1도이고, 그림 4(a)는 스캔 지점과 도래 방향이 일치하는 best case의 경우이고, 그림 4(b)는 스캔 지점과 도래 방향의 차이가 최대가 되는 worst case이다. Worst case에서도 각 신호원의 도래 방향을 정확히 추정할 수 있다. Worst case의 성능을 높이기 위해서 스캔 해상도를 높일 수 있지만, 계산량이 증가하는 trade-off 관계에 있다.

장거리의 표적에 대해 군집 배열들의 동일한 위치 변화에 대해서는 다중신호분류 결과에 큰 영향성이 없다. 하지만 각 드론이 각기 다른 위치변화량을 갖는 경우, 각도 추정 결과가 열화되는 것을 확인할 수 있다. 그림 5에서는 측위오차에 대한 다중신호분류 알고리즘의 유효성을 검토했다. 16개의 배열이 가우시안 분포로 위치 오차 발생시, 6 dB 이상의 다중신호분류 스펙트럼을 유지할 수 있는 최대 허용 위치 변화량이다. 선형 배열에서 방위각 각도가 클수록 허용오차가 매우 낮은 것을 확인할 수 있다. 그러므로, 방위각이 큰 위치에 있는 신호원에 대한 추적을 위해서는 다중신호분류 분석 주기가 짧아져야 한다. 본 논문에서는 배열을 1차원 선형 조건으로 구성했지만, 2차원 배열에서의 적용을 위해서는 부배열을 구성하여

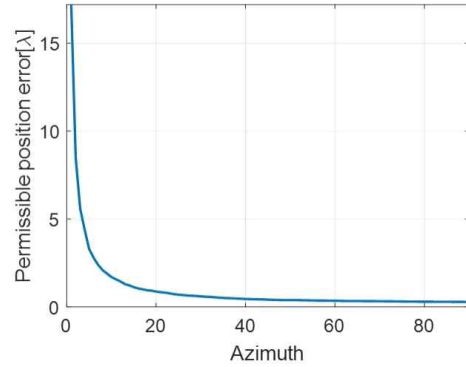


그림 5. 방위각별 허용 위치 오차
Fig. 5. Allowable position error by azimuth angle.

방위각, 고도각을 순차적으로 스캔하는 방법을 적용해야 한다.

2-3 가중치 보존 배열

일반적인 빔합성 방식으로 많이 쓰이는 기법은 LCMV, MVDR, null-forming이 있다.

$$\begin{aligned} \text{minimize } J(\mathbf{w}^H) &= \frac{1}{2} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{rr} \mathbf{w} \\ \text{subject to } \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_k) &= 1 \end{aligned} \quad (5)$$

$$\mathcal{L} = \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} + \lambda^H (\mathbf{C}^H \mathbf{w} - \mathbf{f}) \quad (6)$$

LCMV는 식 (5)와 같이 전력을 최소화하고, 선형 제약 조건 만족하는 방법을 통해 신호 환경에 따라 가중치를 계산한다. 라그랑주 승수법은 식 (6)의 후항을 0으로 하고, 라그랑지안 $\mathcal{L}$ 의 가중치에 대한 미분이 0이 되도록 하는 라그랑주 승수 λ 를 구하고, 이 해를 이용하여 가중치를 식 (5)와 같이 구하는 방법이다.

$$\mathbf{w}_{\text{LCMV}} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C} (\mathbf{C}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{f} \quad (7)$$

$$\mathbf{w}_{\text{MVDR}} = \frac{(\mathbf{R} + \delta \mathbf{I})^{-1} \mathbf{a}(\theta_s)}{\mathbf{a}^H} (\theta_s) (\mathbf{R} + \delta \mathbf{I})^{-1} \mathbf{a}(\theta_s) \quad (8)$$

$$\mathbf{w}_{\text{NF}} = (\mathbf{I} - \mathbf{V} (\mathbf{V}^H \mathbf{V})^{-1} \mathbf{V}^H) \mathbf{a}(\theta_s) \quad (9)$$

제약 행렬 C 는 N 개 배열과 M 개의 신호원이 존재할 때, $N \times M$ 의 조향 벡터 묶음이고, 응답벡터 f 는 각 신호원들의 목표 이득값 정보가 있는 $M \times 1$ 벡터이다. MVDR은 LCMV에서 특정 방향을 억압하지 않고, 주빔이 높은 SNR을 가지도록 하는 알고리즘으로 식 (7)의 C 와 f 의 관심신호원에 대한 정보만 남겨서 식을 정리하면 식 (8)과 같아진다. $a(\theta_s)$ 은 관심신호에 대한 조향벡터이고 대각 하중계수(diagonal loading, δ)은 강건성 확보 및 특이행렬 오류를 방지하기 위해 포함된다^[14]. Null-forming 기법은 수신신호를 이용하는 것이 아니라, 빔합성 및 억압방향을 입력값으로 하여, 닫힌 해를 계산한 것으로 식 (9)에 제시되어 있다. V 는 N 개의 배열, 총 M 개의 신호원 중 관심신호의 성분이 빠진 $N \times (M-1)$ 의 간섭신호 조향행렬이다.

그림 6에서는 16소자 등간격 배열 배치에서의 빔합성 결과를 도시한다. 관심신호원은 0도, 간섭신호원은 -15, 30, 33도에 위치한다. 그림 6(a)와 같이 0.5 파장 간격에서는 억압과 수신이 모두 가능한 반면에, 그림 6(b)와 같이 배열이 클 경우에는 주빔의 이득이 10 dB 이상 감소한 것을 확인할 수 있다. 간섭신호의 방향이 그레이팅 로브와 성능 열화가 심해진다.

그림 7에서 16소자 5.5파장 등간격 배열에서의 빔합성 결과를 도시한다. 관심신호원은 0도, 간섭신호원은 -45, 15, 20, 35도에 위치한다. 그림 6과 다르게 그레이팅 로브와 간섭신호원의 방향이 인접하지 않을 때의 결과이다. 이득 감소는 1.67 dB로 낮은 편이나, 간섭신호의 빔폭이 0.2도 미만으로 매우 좁은 것을 확인할 수 있다. 배열 간격이 수 파장 이상일 때에는 그레이팅 로브가 발생하게

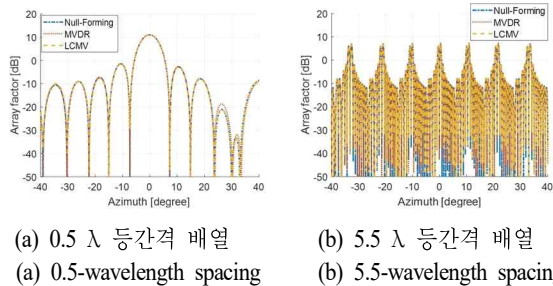


그림 6. 등간격 배열의 크기별 빔합성 결과
 Fig. 6. Beamforming results by array elements for uniform linear array.

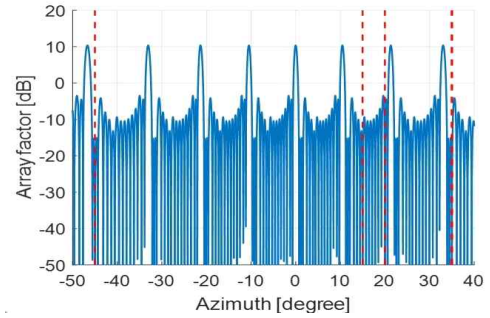


그림 7. 5.5파장 등간격 배열의 빔합성 결과
 Fig. 7. Beamforming results of 5.5-wavelength uniform linear array.

되고, 간섭의 위치와 그레이팅 로브의 위치를 고려한 빔합성이 필요하다. 그림 8에서는 16소자 기하급수배열에서의 LCMV 결과를 나타낸다. 관심신호는 0도, 간섭신호는 -15, 30, 33도로, 억압은 -80 dB 이하로 나왔지만, 주빔의 빔합성 이득은 6.76 dB 만큼 감소하여, 신호의 SNR이 악화되었다. 주빔의 빔합성 이득이 낮아지는 것을 방지하기 위해서 가중치 보존 배열을 제안한다.

$$\theta_{Null, ULA} = \arcsin\left(\frac{2n+1}{Nd_y} \pm \sin\theta_0\right) \left\{ N \in 2^k | k \in \mathbb{Z}_{\geq 0}, 2^k \leq \frac{N_{array}}{2} \right\}, \left\{ n \in \mathbb{Z} | \frac{2n+1}{N} \pm \sin\theta_0 < 1 \right\} \quad (10)$$

$$\theta_{Null} = \arcsin\left(\frac{n+0.5}{\delta_k} \pm \sin\theta_0\right) \left\{ n \in \mathbb{Z} | \frac{n+0.5}{\delta_k} \pm \sin\theta_0 < 1 \right\} \quad (11)$$

$$D_0 = \{0, \delta_1\}, \quad D_k = D_{k-1} \cup (D_{k-1} + \delta_k) \quad (12)$$

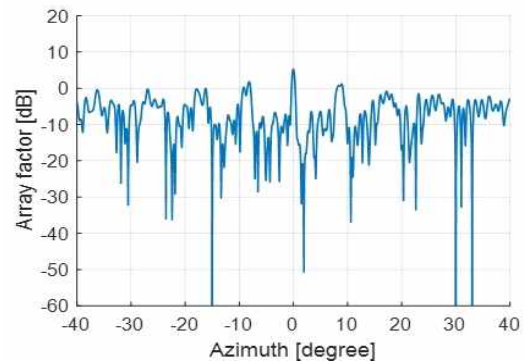


그림 8. 기하급수배열에서의 LCMV 결과
 Fig. 8. LCMV results for exponentially spaced array.

$$N_{interference} \leq \log_2(N_{array}) \quad (13)$$

식 (10)~식 (13)은 가중치 보존 빔합성을 할 때 위치를 구하는 수식이다. $\theta_{Null,ULA}$ 은 d_y 의 등간격 배열에서 억압이 발생하는 각도로 식 (10)과 같다. 2소자 배열의 경우, 억압 각도 θ_{Null} 은 δ_k 의 배열 간격에서 식 (11)와 같다. D 는 배열의 위치 벡터로, 배열의 수가 2배로 증가할 때마다 k 번째 배열 간격 δ_k 이 증가된 배열이 식 (11)와 같이 포함된다. 즉, 2^N 개 배열에서 N 개 이하의 간섭신호를 억압이 가능하다. 즉, 표 1과 같이 배열 위치를 구성하면 가중치를 고정한 상태에서 적응형 빔포밍이 가능하다. 하지만 다음과 같이 배열을 구성할 경우, 안테나의 배열이 근접하게 되는 경우가 발생하고, 억압할 수 있는 간섭신호 수가 적다는 제한이 있다.

그림 9 및 그림 10에서는 가중치 보존 배열에서의 빔패턴을 도시한다. 최소 배열 간격은 5.5파장이고, 관심신호는

표 1. 가중치 고정 적응형 빔포밍의 배열 위치

Table 1. Array element positions of the weight-preserved array.

Array element numbers	Position
#1	0
#2	δ_1
#3	δ_2
#4	$\delta_1 + \delta_2$
#5	δ_3
#6	$\delta_1 + \delta_3$
#7	$\delta_2 + \delta_3$
#8	$\delta_1 + \delta_2 + \delta_3$
#9	δ_4
#10	$\delta_1 + \delta_4$
#11	$\delta_2 + \delta_4$
#12	$\delta_1 + \delta_2 + \delta_4$
#13	$\delta_3 + \delta_4$
#14	$\delta_1 + \delta_3 + \delta_4$
#15	$\delta_2 + \delta_3 + \delta_4$
#16	$\delta_1 + \delta_2 + \delta_3 + \delta_4$

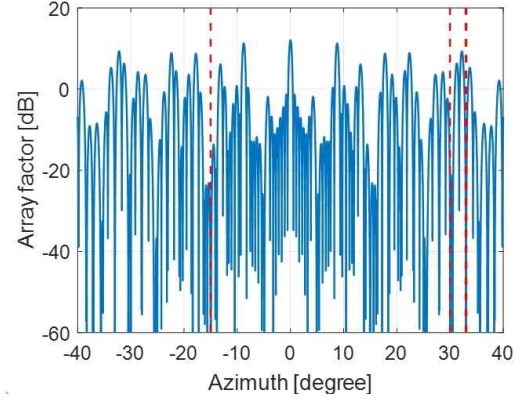


그림 9. 가중치 보존 배열에서의 빔패턴(간섭 3개)

Fig. 9. Array element positions for weight-preserved array.

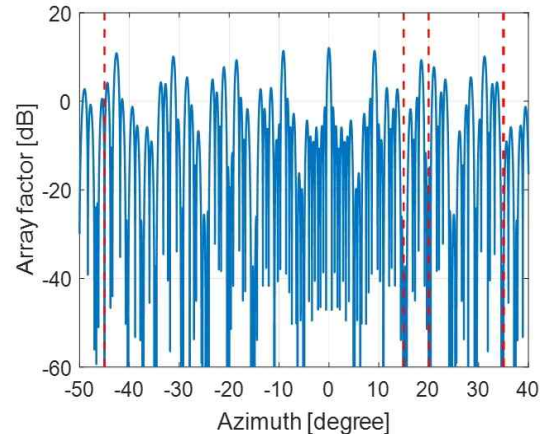


그림 10. 가중치 보존 배열에서의 빔패턴(간섭 4개)

Fig. 10. Beam pattern of weight-preserved array (4 interference).

0도이다. 간섭신호는 그림 9에서는 $-15, 30, 33$ 도, 그림 10에서는 $-45, 15, 20, 35$ 도이다. 간섭신호의 30 dB 빔폭은 3개 간섭 환경에서 -15 도에서 $-15.89 \sim -14.64$ 도, 30 도에서 $29.86 \sim 30.52$ 도, 33 도에서 $32.87 \sim 33.13$ 도이고, 4개 간섭 환경에서 -45 도에서 $-45.03 \sim -44.97$ 도, 15 도에서 $14.30 \sim 15.80$ 도, 20 도에서 $19.54 \sim 20.12$ 도, 35 도에서 $34.41 \sim 35.22$ 도이다. 이득 감소는 없지만 빔폭이 좁은 한계가 있다.

Ⅲ. 재귀형 알고리즘을 이용한 빔포밍

제안하는 알고리즘은 기존의 빔포밍 기법으로 계산된

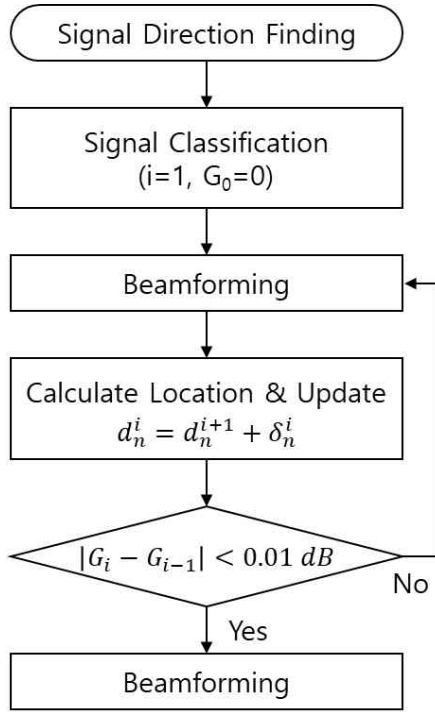


그림 11. 재귀 알고리즘 순서도

Fig. 11. Flowchart of the recursive algorithm.

가중치 해를 이용하여 배열의 위치 및 가중치를 계산한다. 전체적인 재귀알고리즘은 순서는 그림 11과 같다. 관심신호원의 위치가 0도가 되도록 배열을 회전시키고, 수집된 신호의 빔합성을 통해 계산된 가중치로부터 다음 위치가 수정되는 반복으로, 주빔의 이득이 수렴할 때까지 반복된다. G_i 는 i 번째 배열안테나의 합성이득, d_n^i 는 i 번째 N 개 배열의 각 위치, δ_k^i 는 반복 시 배열 위치 가산량이다.

$$\Delta d_n^i = d_n^{i+1} - d_n^i \quad (14)$$

$$w e^{j2\pi d_n^i (\sin\theta - \sin\theta_{beam})} = |w| e^{j2\pi d_n^{i+1} (\sin\theta - \sin\theta_{beam})} \quad (15)$$

$$\arg(w) = 2\pi (\Delta d_n^i) (\sin\theta - \sin\theta_{beam}) \quad (16)$$

$$|w_{res}| = 1 - |w| \quad (17)$$

일반적으로 이용되는 NF(null-forming), LCMV, MVDR을 이용하여 재귀형 알고리즘에 적용할 수 있다. 각 빔합

성 알고리즘을 이용하여 계산된 가중치를 이용하여 각 배열의 위치 변위를 계산할 수 있다. 본 제안 기법은 N (배열수)× M (간섭수)개 차원의 위치 변위 행렬로부터 도출된 평균 벡터를 이용하여 식 (14)와 같이 배열 소자의 다음 위치를 갱신한다. 빔합성 가중치의 위상 성분을 식 (15) 및 식 (16)을 이용하여 물리적 변위로 변환하여 보상함으로써, 널 형성 과정에서 필연적으로 발생하는 가중치 크기의 감쇠를 방지하였다. 식 (17)의 보존된 가중치 성분은 다음 반복 연산에서 주빔의 이득을 강화하는 데 기여한다. 또한 빔패턴의 대칭성을 고려하여 변위의 절대값을 반영함으로써, 다중 간섭 환경에서도 배열이 평균적인 최적 위치로 수렴하도록 설계하였다. 이러한 방식은 닫힌 해 기반의 선형관계를 활용하고 위치 변위의 평균값을 재귀적으로 누적 반영함으로써, 최적화 과정 중 발생할 수 있는 예기치 않은 발산이나 물리적으로 유효하지 않은 해로 수렴하는 현상을 방지한다.

IV. 시뮬레이션 결과

4-1 단일 간섭 신호 환경

디지털 빔합성 시스템에서는 주파수 대역폭에 따른 빔편이 현상이 발생할 수 있다. 이를 근본적으로 해결하기 위해서는 TTD(true time delay) 회로를 적용할 수 있지만, 복잡도와 시스템 비용의 증가로 인한 단점이 있다.

$$\phi_{f_{max}} = \arcsin\left(\frac{f_{max}}{f_c} \sin\phi_0\right) \quad (18)$$

$$\phi_{f_{min}} = \arcsin\left(\frac{f_{min}}{f_c} \sin\phi_0\right) \quad (19)$$

그림 12에서는 간섭신호와 대역폭에 따른 억압 신호의 요구 빔폭을 나타낸다. 식 (18) 및 식 (19)에서는 대역폭에 따른 요구 억압 빔폭을 나타낸다. 신호의 수신 방향 ϕ_0 과 대역폭 내 최대, 최소 주파수 f_{max} , f_{min} 을 이용하여 요구 빔폭($\phi_{f_{max}} - \phi_{f_{min}}$)을 계산할 수 있다. 추가적인 TTD 회로를 구성하지 않고, 광대역 디지털 빔포밍을 할 때 억압 빔폭을 넓게 가져가는 것이 유리하지만 다중 위상필터(polyphase filter)를 이용하여 대역을 분리하면 빔 편이

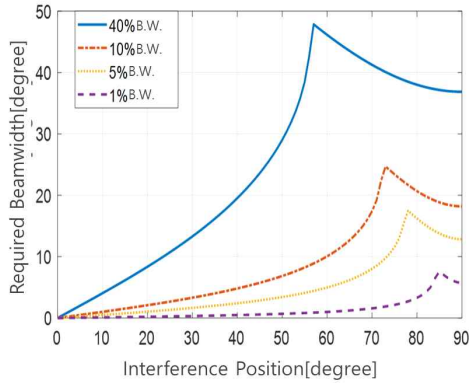


그림 12. 대역폭에 따른 요구 빔폭

Fig. 12. Required beamwidth according to bandwidth.

현상을 완화할 수 있다. 정렬이 된 수신 시스템에서 다중 위상필터 대역폭을 1.8 % 이하로 분리하면 1도의 빔폭으로 억압이 가능하다.

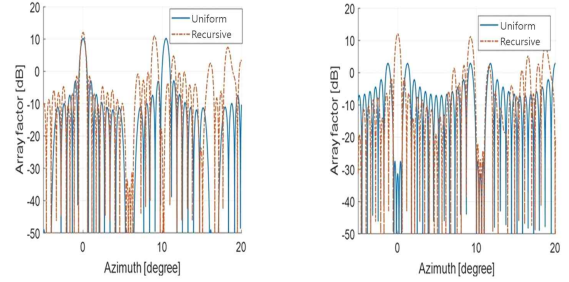
$$\phi_{iter} = \text{asin} \left(\frac{m_\phi - \frac{N_\phi + 1}{2} + n_\phi}{2Nd_y} \right) \quad (20)$$

$\{n_\phi = 1, 2 \dots N_\phi\}$

$$m_\phi = [2Nd_y \sin(\phi_{null})] \quad (21)$$

간섭신호원의 수가 1개일 경우에는 주빔의 이득을 크게 감소시키지 않고, 억압 빔폭을 증가시킬 수 있다. 재귀 알고리즘에 적용될 간섭신호를 식 (20) 및 식 (21)와 같이 증가시키면 된다.

그림 13에서는 간섭신호가 1개일 때 16소자 등간격배치와 재귀알고리즘 배치 결과를 도시한다. 그림 13(a)는 등간격 배열의 null과 간섭신호의 위치가 동일할 때, 그림 13(b)는 그레이팅 로브와 간섭신호의 위치가 동일할 때의 결과를 도시한다. 모든 경우의 최소 배열 간격은 5.5파장이다. 등간격 배열의 null 부분과 간섭위치와 일치할 경우에 억압도는 등간격배열이 우수하나, 주빔의 이득은 재귀 알고리즘이 1.9 dB 높았다. 등간격의 그레이팅 로브와 간섭위치가 일치할 경우, 재귀알고리즘은 그레이팅 로브를 피해서 빔패턴을 구성했지만, 등간격 배열에서는 그레이팅 로브의 영향으로 관심신호 영역의 이득이 낮다. 가변형 배열이 가능한 조건에서는 주빔의 이득을 높이기 위



(a) 등간격의 null, 간섭 위치 일치

(b) 등간격의 grating lobe, 간섭 위치 일치

(a) Null-Interface alignment

(b) Null-Interface misalignment

그림 13. 재귀 알고리즘 빔합성(간섭신호 1개)

Fig. 13. Beamforming via recursive algorithm (1 interference).

해 재귀알고리즘을 사용할 것인지, 억압의 정도를 높이기 위해 등간격 배열을 구성할 것인지 선택할 수 있다.

4.2 다중 간섭신호 환경에서 원거리 배열

간섭신호원이 많아지는 경우, 모든 간섭원들의 방향이

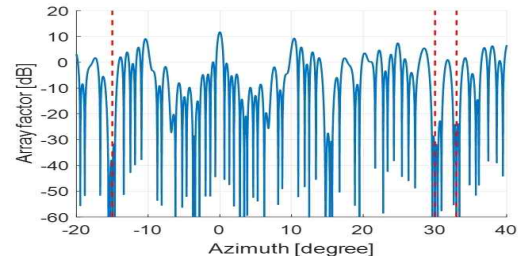


그림 14. 재귀 알고리즘 빔합성(간섭신호 3개)

Fig. 14. Beamforming via recursive algorithm (3 interference).

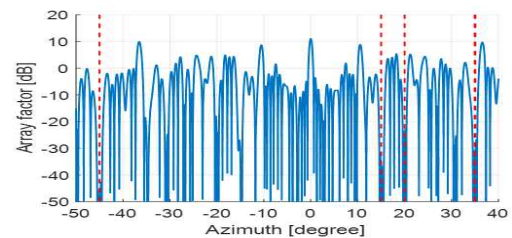


그림 15. 재귀 알고리즘 빔합성(간섭신호 4개)

Fig. 15. Beamforming via recursive algorithm (4 interference).

그레이팅 로브의 영향을 피하기가 쉽지 않다. 그러므로, 이 같은 상황에서는 재귀알고리즘을 적용하여 빔패턴을 구성하는 것이 효율적이다. 그림 14 및 그림 15에서는 제안된 재귀알고리즘을 적용하여 간섭신호가 3개, 4개 일 때의 합성된 빔합성 결과를 도시한다. 배열의 전체 크기는 각각 81.38파장, 81.48파장이다.

표 2 및 표 3에서는 각 배열 기법에 따른 이득 감소 및 30 dB 억압 빔폭을 제시한다. 최소 거리는 균일 선형 배열

표 2. 기법별 주빔이득 및 빔폭 비교(간섭신호 3개)

Table 2. Comparison of mainbeam gain and beamwidth by method (3 interference).

Array method	Gain degradation (dB)	30 dBc beamwidth (°)		
		-15	30	33
[Fig. 6(b)] LCMV beam pattern of 5.5-wavelength uniform linear array	21.17	-15.01 ~ -14.99	29.9° ~ 30.05	32.99 ~ 33.00
[Fig. 9] Weight-preserved array	0	-15.89 ~ -14.64	29.86 ~ 30.52	32.87 ~ 33.13
[Fig. 14] Recursive algorithm	0.34	-15.78 ~ -14.51	29.48 ~ 31.03	32.49 ~ 33.51

표 3. 기법별 주빔이득 및 빔폭 비교(간섭신호 4개)

Table 3. Comparison of mainbeam gain and beamwidth by method (4 interference).

Array method	Gain degradation (dB)	30 dBc beamwidth (°)			
		-45	15	20	35
[Fig. 7] LCMV beam pattern of 5.5-wavelength uniform linear array	1.67	-45.13 ~ -44.87	13.91 ~ 15.08	19.96 ~ 20.03	34.91 ~ 35.07
[Fig. 10] Weight-preserved array	0	-45.03 ~ -44.97	14.3 ~ 15.8	19.54 ~ 20.12	34.41 ~ 35.22
[Fig. 15] Recursive algorithm	0.95	-45.85 ~ -44.23	14.5 ~ 15.69	19.55 ~ 20.43	34.32 ~ 35.52

결과 가중치 보존 배열은 5.5파장, 재귀알고리즘은 4.71파장이다. 균일 선형 배열에서는 원거리 배열로 인한 그레이팅 로브 발생 지점에 간섭신호가 위치할 경우 주빔 이득이 감소하였다. 가중치 보존 배열에서는 억압 가능한 간섭신호의 수가 배열의 로그함수이기 때문에, 넓은 빔폭 확보가 어렵다. 재귀알고리즘의 경우에는 이득이 감소하지만, 빔폭이 넓어져 오차에 대한 강건성 및 대역폭 측면에서 이점이 있다. 또한 배열 개수가 달라지더라도 재귀알고리즘에 적용되는 간섭신호의 수를 조절하여 억압을 구성할 수 있다.

참고문헌 [10]에서는 16소자 배열 환경에서 MALO, QPSO, MORELA 기법을 활용하여 가중치와 위치를 최적화하였다. 해당 연구는 3개의 간섭 신호 환경에서 20 dB 억압 기준 5.633~11.7 dB의 주빔 이득을 달성하였고 억압 빔폭의 유연한 설정이 가능했으나, 최적화 연산에 37.82~52.07초가 소요되어 실시간 적용에 한계가 있음을 확인하였다. 반면, 그림 16에 나타난 제안된 재귀 알고리즘은 주빔 이득이 수렴하기까지 평균 50회 내외의 반복 연산이 요구되며, 이는 MATLAB 환경 기준으로 0.2초 미만의 매우 짧은 연산 소요 시간을 보여준다. 제안 기법은 기존 메타휴리스틱 최적화 방식에 비해 억압 빔폭이 상대적으로 좁다는 한계가 존재하나, 연산 효율성 측면에서 압도적인 우위를 점하며, 좁은 억압 빔폭 문제는 LCMV 기반의 다중 간섭 제어 알고리즘을 통해 개선을 진행 중이다.

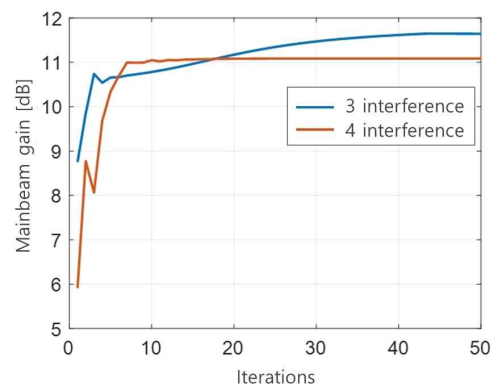


그림 16. 반복 횟수에 따른 주빔 이득 수렴성

Fig. 16. Convergence of mainbeam gain over iterations.

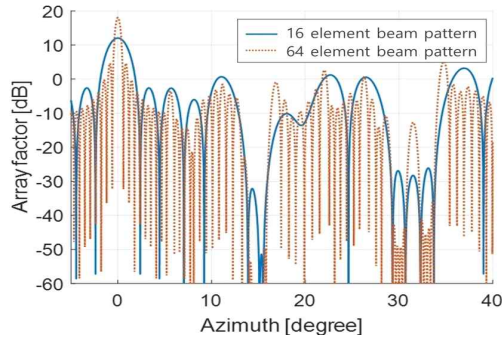


그림 17. 재귀알고리즘을 적용한 빔패턴

Fig. 17. Recursive algorithm beam pattern by number of elements.

그림 17은 16, 64소자의 빔패턴으로 15, 30, 33도를 억압한 결과이다. 평균 배열 간격은 각각 1.51, 1.51파장, 최소 배열 간격은 1.04, 1.0파장이다. 두 결과 모두 간섭신호는 -40 dB 이하로 충분히 억압되었으며, 주빔의 이득 손실도 0.1 dB 미만으로 배열 크기가 변화하더라도 제안된 알고리즘이 유효하게 동작함을 확인하였다. 제안된 알고리즘의 경우, 간섭신호가 주빔의 이득을 악화시키는 경우를 회피하고, 억압 빔폭을 조절할 수 있는 자유도를 가지고 있다. 또한 간섭신호가 충분히 억압되어 수신 잡음보다 낮아질 때는 SNR을 높일 수 있어 효율적으로 이용될 수 있다. 하지만 2차원 배열에 있어서, 2차원 배열 환경에서 최적의 물리적 소자 배치는 달성 가능하지만 축별 가중치 편차가 발생하는 근본적인 한계가 존재하며, 이를 보상하기 위한 추가적인 연구가 요구된다.

V. 결 론

본 논문에서는 드론과 같이 가변형 배열이 가능한 플랫폼에 적용할 수 있는 재귀형 가변형 배열의 적응형 빔포밍 기법을 제안했다. 1파장 이상의 배열구조에서 신호원의 도래방향을 모호성 없이 추정하기 위해서, 그레이팅 로브가 제거된 배열 방법을 제시하였고, 다중신호분류 알고리즘 결과를 통해 모호성이 제거됨을 확인했다. 제안된 재귀알고리즘은 특정 방향을 억압하기가 어려운 고정형 균일 선형 배열의 한계를 해결하였고, 가중치 보존 배치의 좁은 빔폭은 알고리즘의 억압의 수를 변경하는 방법

을 적용하여 해결하였다. 단일 위협 상황에서는 균일 선형 배열은 억압 특성이 우수하고, 재귀 알고리즘은 주빔의 이득 유지에 우수함을 확인했다. 다중 위협 상황에서는 재귀알고리즘을 통해 약 1도의 억압 빔폭을 만들고, 주빔 성능은 크게 저하되지 않음을 확인했다. 재귀형 알고리즘은 단일 위협 상황에서는 수신기 잡음특성이 신호 품질에 우세하게 영향을 끼치는 상황에서 효율적으로 동작하고, 다중 위협 상황에서는 모든 위협에 대해 억압 빔폭을 구성할 수 있는 장점을 가지고 있다.

References

- [1] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, 4th ed., Hoboken, NJ, John Wiley & Sons, pp. 285-368, 2016.
- [2] C. Im, S. Youn, T. H. Lim, and H. Choo, "Design of a compact log periodic dipole array antenna for broadband and high-power beam synthesis using superposition," *Journal of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 24, no. 3, pp. 234-242, May 2025.
- [3] E. Brookner, "Radar and phased array breakthroughs," *Microwave Journal*, vol. 58, no. 11, pp. 20-36, Nov. 2015.
- [4] S. N. Shahab, A. R. Azinun, H. A. Ali, M. Hojabri, and N. H. Noordin, "MVDR algorithm based linear antenna array performance assessment for adaptive beamforming application," *Journal of Engineering Science and Technology*, vol. 12, no. 5, pp. 1366-1385, May 2017.
- [5] J. Zhang, A. I. Koutrouvelis, R. Heusdens, and R. C. Hendriks, "Distributed rate-constrained LCMV beamforming," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 26, no. 5, May 2019.
- [6] A. Zielinski, "Matrix formulation for Dolph-Chebyshev beamforming," *Proceedings of the IEEE*, vol. 74, no. 12, pp. 1799-1800, Dec. 1986.
- [7] L. Lembo, P. Ghelfi, A. Bogini, "Antenna position optimization in a MIMO distributed radar network through genetic algorithms," in *2019 20th International Radar Symposium(IRS)*, Ulm, Jun. 2019.
- [8] H. Patidar, G. K. Mahanti, and R. Muralidharan, "Quantum particle swarm optimization for synthesis of non-uniformly

spaced linear arrays with broadband frequency invariant pattern," *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 16, no. 3, pp. 602-614, Sep. 2017.

- [9] S. Kang, S. Kim, C. Park, and W. Chung, "Design method for a wideband non-uniformly spaced linear array using the modified reinforcement learning algorithm," *Sensors*, vol. 22, no. 14, p. 5456, Jul. 2022.
- [10] S. Y. Kang, S. K. Kim, C. S. Park, and W. Z. Chung, "Design approach of a wideband non-uniformly spaced linear array based on reinforcement learning to suppress multiple interference signals," *Journal of Korean Institute of Electromagnetic Engineering & Science*, vol. 33 no. 10, pp. 811-823, Oct. 2022.

- [11] D. King, R. Packard, and R. Thomas, "Unequally-spaced, broad-band antenna arrays," *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 8, no. 4, pp. 380-384, Jul. 1960.
- [12] A. J. Barabell, J. Capon, D. F. DeLong, J. R. Johnson, and K. D. Senne, "Performance comparison of superresolution array processing algorithms. revised," Project Report TST-72, June. 1998.
- [13] M. Ishiguro, "Minimum redundancy linear arrays for a large number of antennas," *Radio Science*, vol. 15, no. 6, pp. 1163-1170, Nov.-Dec. 1980.
- [14] Y. L. Chen, J. H. Lee, "Finite data performance analysis of MVDR antenna array beamformers with diagonal loading," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 134, pp. 475-507, 2013.

김 창 성 [한화시스템/전문연구원]

<https://orcid.org/0000-0003-3069-662X>



2015년 8월: 아주대학교 전자공학과 (공학사)
2021년 8월: 아주대학교 전자공학과 (공학박사)
2021년 9월~현재: 한화시스템 전문연구원
[주 관심분야] 배열안테나, 전자전, 우주 전파해석 등

박 철 순 [국방과학연구소/수석연구원]

<https://orcid.org/0000-0002-3678-4041>



1989년 2월: 경기대학교 전자계산학과 (공학사)
1991년 2월: 인하대학교 전자계산공학과 (공학석사)
1997년 5월: 전자계산조직응용기술사
2007년 2월: 충남대학교 정보통신공학과 (공학박사)

1991년 2월~현재: 국방과학연구소 수석연구원
[주 관심분야] 통신 신호처리, 센서 어레이 신호처리 등

주 형 준 [한화시스템/수석연구원]

<https://orcid.org/0009-0003-5507-8040>



2004년 2월: 한국해양대학교 전파공학과 (공학사)
2006년 2월: 한국해양대학교 전파공학과 (공학석사)
2008년 12월~2012년 8월: 에이스테크놀로지 선임연구원
2012년 9월~2016년 3월: LS전선 선임연구원

구원

2016년 4월~현재: 한화시스템 수석연구원
[주 관심분야] 전자기전, 방향탐지, 신호처리 등

장 재 원 [국방과학연구소/책임연구원]

<https://orcid.org/0000-0001-8677-3263>



2003년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)
2005년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)
2011년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학박사)
2011년 1월~현재: 국방과학연구소 책임연구원

[주 관심분야] 전자전, 방향탐지, 신호처리 등