

## 다기능레이다에 적용 가능한 적응빔 형성 알고리즘 간 성능 비교 연구

### A Comparison of Adaptive Beamforming Algorithms Applicable to Multi-Function Radars

강맹창 · 박종국 · 진형석 · 강연덕 · 양은정\* · 장윤희\*

Maeng-Chang Kang · Jongkuk Park · Hyung-Suk Jin · Yeonduk Kang · Eunjung Yang\* · Youn Hui Jang\*

#### 요 약

다기능레이다에 원하지 않는 고전력 신호가 수신되는 재밍 상황 시, 레이다의 정상적 운용을 위해 열화된 신호대간섭 잡음비(SINR: Signal-to-Interference Noise Ratio)를 재밍이 없는 원래 수준으로 복구하기 위한 다양한 방법 중 하나로, 적응빔 형성 알고리즘을 적용할 수 있다. 본 논문에서는 재밍 상황에서 다기능 디지털 레이다에 적용 가능한 몇 가지 적응빔 형성 알고리즘을 소개하고, 최적화된 부배열 구조로 이루어진 특정 면배열 구조에 대해 각 알고리즘을 적용했을 때의 적응빔 성능을 신호대간섭잡음비와 부엽 수준 관점에서 비교 및 분석하였다.

#### Abstract

In a multi-function radar, the adaptive beamforming algorithm is one of the several methods that can be applied to restore the degraded SINR(Signal-to-Interference Noise Ratio) to its original level. This algorithm is employed for the regular operation of radars in jamming situations, when unwanted high-power signals are received. In this paper, we introduce a few adaptive beamforming algorithms that can be applied to a multi-function digital radar in jamming situations. Furthermore, we compare and analyze the adaptive beamforming performance in terms of SINR and sidelobe level characteristics by applying each algorithm to a specific planar array comprising optimized subarray structures.

Key words: Adaptive Array Algorithm, Digital Beamforming, Multi-Function Radar

#### I. 서 론

일반적으로 다기능 레이다의 운용 시 간섭 신호는 항상 존재하며, 이러한 간섭신호는 신호대간섭잡음비 저하를 발생시켜 레이다 성능을 열화시킨다. 특히 레이다의

탐지를 방해하거나 교란하기 위한 적대적인 재밍(jamming) 신호가 존재할 경우에는 상당히 큰 전력 수신으로 인해 레이다의 정상 동작이 거의 불가능할 수 있으므로, 최신의 레이다들은 이에 대한 매우 다양한 대응 기능을 보유하고 있다. 대표적인 재밍 신호에 대한 대처 방안

LIG 넥스원(주)(LIG Nex1 Co., Ltd.)

\*국방과학연구소(Agency for Defense Development)

· Manuscript received January 13, 2020 ; Revised February 4, 2020 ; Accepted March 13, 2020. (ID No. 20200113-005)

· Corresponding Author: Jongkuk Park (e-mail: [jongkukpark@lignex1.com](mailto:jongkukpark@lignex1.com))

중 하나로, 송신 없이 수신한 신호의 수집을 통해 재밍 신호의 방향을 탐지한 후, 배열 소자의 수신빔 가중치(weight) 값을 조절하여 안테나 패턴에 재밍 신호 방향으로 널(null)을 형성함으로써 신호대간섭잡음비 저하를 방지하도록 다양한 적응빔 형성 알고리즘의 적용을 선택할 수 있다<sup>[1]</sup>.

이러한 적응빔 형성에 있어, 최근 능동위상면배열 레이다가 디지털 레이다로 진화하면서 최적의 성능을 위해 모든 안테나 소자의 가중치를 임의로 조절하는 것이 이론적으로 가능해지기는 했지만, 배열 소자 수가 매우 많은 면배열 디지털 레이다에서 실시간으로 변화하는 재밍 환경에 대응하기 위해 모든 소자의 최적 가중치를 찾아내는 것은, 운용적 측면에서 전체 연산량 및 통신량을 고려했을 때 아직까지는 한계가 있다. 이 때문에 최적 가중치를 구하기 위한 연산량을 줄이기 위한 방안으로서, 배열 소자를 RF나 IF 단계가 아닌 디지털 영역에서 일정 그룹으로 묶어 부배열을 구성하여 적응빔을 형성하는 방법을 적용할 수 있다. 일반적으로 잘 알려진 바와 같이, 부배열 계수만을 이용하여 적응빔을 구현하면 실질적인 배열 소자 간격이 커지는 효과가 있으므로, 부배열을 이용한 빔조향시에 나타나는 그레이팅로브 현상과 유사한 그레이팅 노치가 발생하게 되는데<sup>[2]</sup>, 이를 완화하기 위해서는 각 부배열의 형태를 임의의 형태로 최적화 하거나<sup>[3]~[5]</sup>, 부배열 간에 일부 소자를 공유하는 방법<sup>[6]</sup>을 이용한다.

본 논문에서는 이러한 부배열 구조를 이용한 적응빔 형성에 적용 가능한 몇 가지 알고리즘을 소개하고, 최적화된 특정 부배열 구조에 대해 임의의 방향의 재밍 신호가 존재하는 환경을 가정한 후, 각 알고리즘을 적용했을 때 적응빔 성능을 신호대간섭잡음비(SINR)와 부엽 수준 관점에서 비교, 분석하여 해당 구조에 가장 적합한 최적의 알고리즘을 제시하고자 한다.

## II. 부엽수준을 고려한 부배열 이용 적응빔 형성 방법

### 2-1 부배열 구조 및 물리량 정의

그림 1은 일반적인 디지털 부배열의 구조를 나타내며, 여러 가지 적응형 빔형성 알고리즘 소개에 필요한 각 물

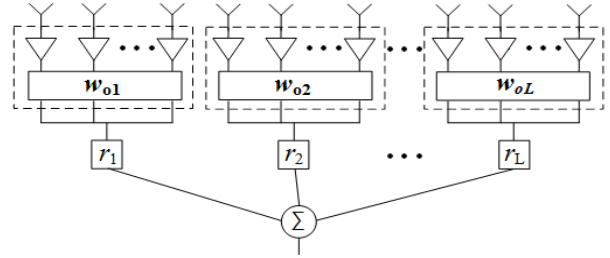


그림 1. 부배열 구조

Fig. 1. Subarray structure.

리량의 행렬 및 벡터 수식은 각각 굵은 영문 대문자는 행렬, 굵은 영문 소문자는 열벡터(column vector)로 나타내었으며 다음과 같이 통일하고자 한다.

$$\mathbf{x}_{SAo} = \mathbf{T}_o^H \mathbf{x} \quad (1)$$

$$\mathbf{C}_{SAo} = \mathbf{T}_o^H \mathbf{C} \quad (2)$$

$$\mathbf{R}_{SAo} = \mathbf{T}_o^H \mathbf{R} \mathbf{T}_o \quad (3)$$

$$\mathbf{w}_o = \mathbf{T}_o \mathbf{r}_o \quad (4)$$

$$\mathbf{T}_o = \begin{pmatrix} \mathbf{w}_{o1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{w}_{o2} & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \mathbf{w}_{oL} \end{pmatrix} \quad (5)$$

여기서 전체 안테나 소자의 수는  $N$ , 부배열 수를  $L$ , 선형 제약 조건(linear constraints)의 수를  $M$ 으로 나타내었으며, 밑첨자  $SA$ 는 부배열(subarray)을 의미한다. 각 행렬 및 벡터가 나타내는 의미와 크기는 다음과 같다.

$\mathbf{w}_o$ : 전체 배열 기본 가중치 [ $N \times 1$ ]

$\mathbf{w}_{oL}$ :  $L$ 번째 부배열 기본 가중치 [ $N/L \times 1$ ]

$\mathbf{T}_o$ : 부배열 형성 행렬 [ $N \times L$ ]

$\mathbf{T}$ : 정규화 부배열 형성 행렬 [ $N \times L$ ]

$\mathbf{r}_o$ : 부배열 계수 [ $L \times 1$ ]

$\mathbf{r}$ : 정규화 부배열 계수 [ $L \times 1$ ]

$\mathbf{x}$ : 전체 배열 입력 신호 [ $N \times 1$ ]

$\mathbf{x}_{SAo}$ : 부배열 출력 신호 [ $L \times 1$ ]

$\mathbf{C}$ : 전체 배열 선형 제약조건 행렬 [ $N \times M$ ]

$\mathbf{C}_{SAo}$ : 부배열 선형 제약조건 행렬 [ $L \times M$ ]

$\mathbf{R}$ : 전체 배열 공분산 행렬 [ $N \times N$ ]

$\mathbf{R}_{SAo}$ : 부배열 공분산 행렬 [ $L \times L$ ]

정규화 부배열 형성 행렬  $T$ 와 정규화 부배열 계수  $r$ 은 정지 환경(quiescent environment)에서 잡음 정규화를 위해 도입하였으며, 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$T = T_o(T_o^H T_o)^{-\frac{1}{2}} \quad (6)$$

$$r = (T_o^H T_o)^{\frac{1}{2}} r_o \quad (7)$$

전체 배열 기본 가중치  $w_o$ 는 재밍 신호를 고려하지 않았을 때 안테나의 빔 패턴 형성을 위한 기본 가중치를 의미하며, 적응형 빔형성 알고리즘을 적용하기 전에 미리 정해지는 파라미터이다. 여기서 최종적으로는 적응빔 부배열 계수  $r_d$ 를 구하는 것이 목적이 된다. 앞에서 언급한 바와 마찬가지로 다음 절부터 차례로 몇 가지 알고리즘을 소개하고자 하는데, 이해를 돕기 위해 모든 가중치를 이용하는 적응빔 알고리즘 수식에 대해 먼저 살펴본 후에 부배열을 이용한 적응빔 관련 수식을 유도하였다.

## 2-2 선형 제약조건 최소분산 기법 1(Linear Constraint Minimum Variance 1, LCMV1)

일반적으로, 적응빔을 형성할 때 주빔의 방향을 일정하게 유지하는 등의 선형제약조건이 주어지면, 널리 알려진 대로 선형제약조건 최소분산(LCMV:Linear Constraint Minimum Variance) 기법<sup>[7]</sup>을 사용한다. 일반적인 LCMV 기법의 해는 다음과 같다.

$$w_{LCMV} = R^{-1}C(C^H R^{-1}C)^{-1}f \quad (8)$$

정지 환경에서 공분산 행렬은  $R = I$ 로 나타낼 수 있으므로, 정지환경에서의 LCMV 기법의 해는 다음과 같이 간소화 될 수 있다.

$$w_{LCMV, quiescent} = C(C^H C)^{-1}f \quad (9)$$

하지만 일반적인 LCMV 기법의 해를 구하여 얻을 수 있는 적응빔 가중치는 정지 환경에서 저부엽을 고려한 가중치를 적용했을 때의 낮은 부엽 수준을 보장하지 않는다. 이에 따라 참고문헌 [8], [9]에서는 일반적인 정지환경에서 LCMV 기법의 가중치에 원하는 가중치( $w_d$ )의 선형제약조건 행렬( $C$ )의 직교 성분을 더한 새로운 가중치

( $\tilde{w}$ )를 형성함으로써, 낮은 부엽 수준을 유지할 수 있는 방법을 제안하였다.

$$\begin{aligned} \tilde{w} &= \tilde{w}_{qC\parallel} + \tilde{w}_{qC\perp} = w_c + (I - P_C)w_d \\ &= C(C^H C)^{-1}f + (I - C(C^H C)^{-1}C^H)w_d \end{aligned} \quad (10)$$

식 (10)에서  $\tilde{w}_{qC\parallel}$ 와  $\tilde{w}_{qC\perp}$ 는 각각 선형제약조건 공간에서 평행한 성분과 수직인 성분을 의미한다.  $\tilde{w}_{qC\parallel}$ 는 제약조건을 만족하면서 SINR을 최대화 시켜주는 성분이며,  $\tilde{w}_{qC\perp}$ 는 선형제약조건 공간과 수직이면서 저부엽 특성을 고려한 가중치( $w_d$ )에 가장 근접한 가중치 성분을 의미한다.

이때, 변형된 LCMV 기법의 정지환경에서의 가중치가 위와 같은 식이 되는 새로운 선형제약조건 행렬 방정식( $\tilde{C}$ )은 다음과 같이 나타낼 수 있다<sup>[9]</sup>.

$$\tilde{C}^H w = \tilde{f} \quad (11)$$

$$\tilde{C} = [C \quad \tilde{w}_{qC\perp}], \tilde{f} = \begin{bmatrix} f \\ \tilde{w}_{qC\perp}^H \tilde{w}_{qC\perp} \end{bmatrix} \quad (12)$$

이에 따라 저부엽 구현을 위한 새로운 적응빔 가중치는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$w_{LCMV1} = R^{-1}\tilde{C}(\tilde{C}^H R^{-1}\tilde{C})^{-1}\tilde{f} \quad (13)$$

본 논문에서는 부배열을 이용한 적응빔을 사용하므로, 2-1에서의 행렬 간 관계( $R_{SA} = T^H R T$ ,  $C_{SA} = T^H C$ )를 고려하면 부배열을 이용한 적응빔 가중치는 다음 식으로 주어진다.

$$r_{LCMV1} = R_{SA}^{-1}\tilde{C}_{SA}(\tilde{C}_{SA}^H R_{SA}^{-1}\tilde{C}_{SA})^{-1}\tilde{f} \quad (14)$$

$$w_{LCMV1} = T r_{LCMV1} \quad (15)$$

## 2-3 선형 제약조건 최소분산 기법 2(LCMV2)

두 번째 LCMV 방식은 기존에 주어진 선형제약조건에 부엽을 조절할 수 있는 추가적인 제약조건을 부가하여 저부엽 특성을 구현하는 방법이다<sup>[10]</sup>.

먼저 기본적인 선형제약조건  $C^H w = f$ 의 양변에 Hermitian을 취하여  $w^H C = f^H$ 로 나타내기로 하고, 낮

은 수준의 부엽을 제공하는 가중치 벡터를  $w_d$ 라 하자. 가중치  $w_d$ 의 크기는 1로 정규화( $|w_d|=1$ )하는 것으로 가정한다. 이를 토대로 저부엽 특성을 위한 추가적인 선형제약조건  $C_d$ 와  $f_d$ 를 유도하기 위해 구하고자 하는 적응빔 가중치( $w$ )를 다음 식과 같이 원하는 가중치  $w_d$ 의 평행한 성분과 이에 직교하는 성분으로 나누어 표시한다.

$$\begin{aligned} w &= w_{d\parallel} + w_{d\perp} \\ &= w_d(w_d^H w_d)^{-1} w_d^H w + (I - w_d(w_d^H w_d)^{-1} w_d^H)w \\ &= w_d w_d^H w + (I - w_d w_d^H)w \end{aligned} \quad (16)$$

이때 임의의 입력 신호 벡터  $a$ 가 입사되면 적응빔 출력은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} w^H a &= w_{d\parallel}^H a + w_{d\perp}^H a \\ &= w_d^H w_d w_d^H a + w_d^H (I - w_d w_d^H) a \end{aligned} \quad (17)$$

첫 번째 항은 적응빔 출력 중 낮은 부엽을 유지하기 위해 입력신호 벡터  $a$ 에 원하는 가중치  $w_d$  벡터를 적용한 것과 등가가 되도록 제약을 부가하고, 두 번째 항은 입력신호 벡터  $a$ 에 대해 적응빔을 형성하는 역할을 하도록 하지만, 주빔 방향 신호( $a_s$ ) 입력 시에는 적응빔을 형성하지 않도록 저지하는(blocking) 제약을 둔다. 이를 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$w_{d\parallel}^H a = w_d^H w_d w_d^H a = w_d^H a \rightarrow w_d^H w_d = 1 \quad (18)$$

$$w_{d\perp}^H a_s = w_d^H (I - w_d w_d^H) a_s = 0 \quad (19)$$

위에서 선형제약조건을  $w^H C = f$ 로 나타냈으므로 추가적인 제약조건  $C_d$ 와  $f_d$ 는 다음과 같이 두 가지는 식 (18), (19)로 얻을 수 있다.

$$C_d = [w_d \quad (I - w_d w_d^H) a_s], f_d = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

여기서 식 (18)은 낮은 부엽을 제공하기 위한 조건이며, 식 (19)는 주빔 방향 신호의 출력 조건임을 알 수 있다. 만약 주빔 방향 출력 패턴에 대한 미분 조건 등과 같은 기존 선형 제약조건  $C$ 와  $f$ 가 있을 경우, 식 (20)의 조건에 원하는 조건의 해당 수식을 추가하면 된다. 따라서 선형 제약조건 최소분산 기법 2의 선형제약조건 행렬 방정

식  $\tilde{C}$ 와  $\tilde{f}$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{C} = [w_d \quad (I - w_d w_d^H) a_s \quad C], \tilde{f} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ f \end{bmatrix} \quad (21)$$

이렇게 선형 제약조건을 정하고 나면, 최종적인 수식은 2-2의 선형 제약조건 최소분산 기법 1과 동일하게 나타낼 수 있다.

$$r_{LCMV2} = R_{SA}^{-1} \tilde{C}_{SA} (\tilde{C}_{SA}^H R_{SA}^{-1} \tilde{C}_{SA})^{-1} \tilde{f} \quad (22)$$

$$w_{LCMV2} = T r_{LCMV2} \quad (23)$$

## 2-4 선형 제약 다중부엽제거기법(Constrained MSLC)

이번 절에서 소개하는 선형 제약 다중부엽제거기법(Constrained Multiple SideLobe Canceller, 이후 본 논문에서는 간단히 MSLC로 표기)은 제약 조건이 없는 저부엽 빔형성 알고리즘으로부터 새로운 대각 행렬을 도입하여 선형 제약 조건을 적용 가능하게 하는 방법으로 적응빔 빔형성 가중치를 구한다. 참고문헌 [11], [12]에 의하면, 저부엽을 고려한 정지 환경에서 가중치를  $w_q$ 라고 할 때, 적응빔 가중치  $w_a$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R w_a = \mu s_{equivalent} = R_q w_q \quad (24)$$

식 (24)에서  $s_{equivalent}$ 는 최적의 등가(equivalent) 신호 벡터를 의미하고,  $R_q$ 는 정지 환경에서의 공분산행렬이다. 따라서 주빔에 대한 제약조건이 없다면, 적응빔 가중치는  $w_a = k R^{-1} w_q$ 로 간단하게 구할 수 있다.

제약조건을 만족하는 적응빔 가중치를 구하기 위해 우선적으로 주빔 방향에 대한 제약조건만 고려하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$a_s^H w_a = w_a^H a_s = 1 \quad (25)$$

식 (25)는 주빔 방향에 대한 제약조건을 보여주며, 이를 고려했을 때, 다음과 같은 과정으로 적응빔 가중치를 구할 수 있다.

$$R w_a = R_q w_q = R_q \text{diag}(|w_q|) a_s = k H a_s \quad (26)$$

$$H \triangleq \text{diag}(|w_q|) \quad (27)$$

$$\mathbf{w}_a = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{R}_q \mathbf{w}_q = k \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H} \mathbf{a}_s \quad (28)$$

위 식에서 벡터  $\mathbf{a}_s$ 는 주빔 신호 방향 벡터를 나타내며, 대각행렬  $\mathbf{H}$ 는 대각 원소가  $\mathbf{w}_q$ 의 절대값으로 정의되는 행렬을 나타낸다. 상수값  $k$ 는 식 (28)을 식 (25)에 대입하여 구할 수 있다.

$$\mathbf{a}_s^H \mathbf{w}_a = k \mathbf{a}_s^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H} \mathbf{a}_s = 1 \quad (29)$$

$$k = (\mathbf{a}_s^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H} \mathbf{a}_s)^{-1} \quad (30)$$

이에 따라 주빔 조건을 만족하는 적응빔 가중치의 최종 결과는 다음과 같다.

$$\mathbf{w}_a = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H} \mathbf{a}_s (\mathbf{a}_s^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H} \mathbf{a}_s)^{-1} \quad (31)$$

위 식은 주빔에 대한 방향만이 선형 제약조건으로 주어졌을 때의 적응빔 가중치를 나타낸다. 만일  $M$ 개의 제약이 있는 일반적인 선형 제약조건 행렬  $\mathbf{C}$ 가 주어지고 하면, 이를 만족하면서 부엽 수준을 유지하는 적응빔 가중치는 식 (25)와 식 (26)을 확장하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{R} \mathbf{w}_a &= \mu \mathbf{s}_{equivalent} = \mathbf{H} (k_1 \mathbf{c}_1 + k_2 \mathbf{c}_2 + \dots + k_M \mathbf{c}_M) \\ &= \mathbf{H} \mathbf{C} \mathbf{k} \end{aligned} \quad (32)$$

$$\mathbf{C} = [\mathbf{c}_1 \ \mathbf{c}_2 \ \dots \ \mathbf{c}_M], \ \mathbf{k} = [k_1 \ k_2 \ \dots \ k_M]^T \quad (33)$$

위 식에 일반적인 선형 제한 조건  $\mathbf{C}^H \mathbf{w}_a = \mathbf{f}$ 를 적용하면 식 (29), 식 (30)과 같은 과정으로 상수벡터  $\mathbf{k}$ 를 구할 수 있다. 이에 따라 낮은 부엽 수준을 유지하면서 일반적인 선형 제약조건을 만족하는 적응빔 가중치는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{w}_a = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H} \mathbf{C} (\mathbf{C}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{f} \quad (34)$$

2-1절에서 언급한 바와 마찬가지로 본 논문에서는 부배열을 이용한 적응빔을 사용하므로 위에 대한 수식을 참고하여, 아래와 같이 부배열에 대한 수식을 유도한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{SAo} \mathbf{r}_{ao} &= \mu \mathbf{s}_{SAo, equivalent} \\ &= \mathbf{R}_{SAo, q} \mathbf{r}_{qo} = \mathbf{T}_o^H \mathbf{T}_o \mathbf{a}_{SA, s} \end{aligned} \quad (35)$$

위 식에서 각 행렬 및 벡터의 아래첨자 ‘o’는 정규화되지 않은 상태의 행렬 및 벡터를 나타내며,  $\mathbf{r}_{ao}$ 는 구하

고자 하는 부배열 가중치이다.  $\mathbf{a}_{SA, s}$ 는 부배열 중심을 기준으로 한 신호 벡터( $L \times 1$ )로 정의할 수 있다. 여기서 부배열 가중치  $\mathbf{r}_{qo}$ 를  $\mathbf{a}_{SA, s}$ 로 나타낼 수 있는 것은 부배열 형성 행렬  $\mathbf{T}_o$ 에 저부엽을 위한 가중치가 포함되어 있기 때문이다. 한편, 위에서 언급한 바와 같이 잡음 정규화가 필요하므로 이를 위한 행렬, 벡터 간의 관계식도 동일하게 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{SA} \mathbf{r}_a &= \mu \mathbf{s}_{SA, equivalent} = \mathbf{R}_{SA, q} \mathbf{r}_q \\ &= \mathbf{T}^H \mathbf{T} \mathbf{H}_{SA} \mathbf{T}^H \mathbf{a}_s = \mathbf{H}_{SA} \mathbf{T}^H \mathbf{a}_s \end{aligned} \quad (36)$$

위 식에서 잡음 정규화를 위해  $\mathbf{T} = \mathbf{T}_o (\mathbf{T}_o^H \mathbf{T}_o)^{-\frac{1}{2}}$ 로 정의되기 때문에  $\mathbf{T}^H \mathbf{T} = \mathbf{I}_{SA}$ 이다. 정규화 부배열 가중치  $\mathbf{r}_q$ 는 각 부배열의 출력  $\mathbf{T}^H \mathbf{a}_s$ 와 부배열 특정 가중치 대각행렬  $\mathbf{H}_{SA}$ 의 곱으로 나타낼 수 있으며, 이 가중치 대각행렬  $\mathbf{H}_{SA}$ 는 다음과 같은 과정을 통해 구해 낼 수 있다. 부배열의 출력  $\mathbf{T}^H \mathbf{a}_s$ 는 위에서 언급한 부배열 중심 기준 신호 벡터  $\mathbf{a}_{SA, s}$ 를 이용하여 다음과 같이 근사할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{T}^H \mathbf{a}_s &= (\mathbf{T}_o^H \mathbf{T}_o)^{-\frac{1}{2}} \mathbf{T}_o^H \mathbf{a}_s \\ &\approx (\mathbf{T}_o^H \mathbf{T}_o)^{-\frac{1}{2}} \text{diag}(\text{abs}(\mathbf{T}_o^H \mathbf{a}_s)) \mathbf{a}_{SA, s} \end{aligned} \quad (37)$$

식 (37)을 식 (36)에 적용하면 다음과 같다.

$$\mathbf{R}_{SA} \mathbf{r}_a = \mathbf{H}_{SA} (\mathbf{T}_o^H \mathbf{T}_o)^{-\frac{1}{2}} \text{diag}(\text{abs}(\mathbf{T}_o^H \mathbf{a}_s)) \mathbf{a}_{SA, s} \quad (38)$$

한편,  $\mathbf{R}_{SA} \mathbf{r}_a$ 는  $\mathbf{T}$ 와  $\mathbf{T}_o$ 의 관계를 이용하여  $\mathbf{R}_{SAo} \mathbf{r}_{ao}$ 에 대한 식으로 나타낼 수 있고, 식 (35)를 이용하면 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{SA} \mathbf{r}_a &= \mathbf{T}^H \mathbf{R} \mathbf{T} \mathbf{r}_a = (\mathbf{T}_o^H \mathbf{T}_o)^{-\frac{1}{2}} \mathbf{R}_{SAo} \mathbf{r}_{ao} \\ &= (\mathbf{T}_o^H \mathbf{T}_o)^{-\frac{1}{2}} \mathbf{T}_o^H \mathbf{T}_o \mathbf{a}_{SA, s} = (\mathbf{T}_o^H \mathbf{T}_o)^{-\frac{1}{2}} \mathbf{a}_{SA, s} \end{aligned} \quad (39)$$

식 (38), (39)으로부터 특정 가중치 대각행렬  $\mathbf{H}_{SA}$ 는

다음과 같은 식으로 주어진다.

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{SA} &= (\mathbf{T}_o^H \mathbf{T}_o) [\text{diag}(\text{abs}(\mathbf{T}_o^H \mathbf{a}_s))]^{-1} \\ &\approx (\mathbf{T}_o^H \mathbf{T}_o) [\text{diag}(\text{abs}(\mathbf{T}_o^H \mathbf{1}))^{-1} \end{aligned} \quad (40)$$

한편, 위에서 구한 부배열 가중치 대각행렬  $\mathbf{H}_{SA}$  와  $\mathbf{T}^H \mathbf{C}$ 로 주어지는 부배열 선형 제한 조건  $\mathbf{C}_{SA}$ 를 이용하면, 식 (34)와 동일한 형태의 부배열에 대한 적응빔 계수를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\mathbf{r}_{MSLC} = \mathbf{R}_{SA}^{-1} \mathbf{H}_{SA} \mathbf{C}_{SA} (\mathbf{C}_{SA}^H \mathbf{R}_{SA}^{-1} \mathbf{H}_{SA} \mathbf{C}_{SA})^{-1} \mathbf{f} \quad (41)$$

$$\mathbf{w}_{MSLC} = \mathbf{T} \mathbf{r}_{MSLC} \quad (42)$$

## 2-5 Penalty Function 방법<sup>[13]</sup>(PFM)

기본적으로 LCMV 방식은 선형 제약조건을 만족하면서, 전체 간섭신호 및 잡음의 전력을 최소화하는 과정을 통해 해를 구한다. 이를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{cases} \min \{F(\mathbf{w})\} = \min \{\mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w}\} \\ \text{subject to } \mathbf{C}^H \mathbf{w} = \mathbf{f} \end{cases} \quad (43)$$

2-2에서 언급한 바와 같이 위와 같은 절차로 해를 구하면 간섭 및 잡음 전력은 최소화 되지만, 해로 얻어지는 적응빔 가중치를 적용했을 때의 부엽 수준은 조절할 수 없다. 이 때문에 본 절에서 다루고자 하는 penalty function 방법은 기본적으로 최소화해야 하는 물리량과 추가적으로 최소화해야 하는 물리량의 선형 중첩 합이 최소가 되도록 하는 방식이다. 여기서 기본적으로 최소화 해야할 물리량은 간섭 및 잡음 전력이 되며, 추가적으로 최소화 해야할 물리량은 적응빔 가중치를 적용했을 때의 출력 신호와 낮은 부엽을 가지는 이상적인 가중치( $\mathbf{w}_d$ )를 적용했을 때의 출력 신호 간 차이의 크기가 된다. 이를 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} E &= \int_{\theta} e(\theta) d\theta \\ &= \int_{\theta} h(\theta) |\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{w} - \mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{w}_d|^2 d\theta \\ &= (\mathbf{w} - \mathbf{w}_d)^H \left[ \int_{\theta} h(\theta) \mathbf{a}(\theta) \mathbf{a}^H(\theta) d\theta \right] (\mathbf{w} - \mathbf{w}_d) \\ &\triangleq (\mathbf{w} - \mathbf{w}_d)^H \mathbf{Z} (\mathbf{w} - \mathbf{w}_d) \end{aligned} \quad (44)$$

참고문헌 [12]에 따라 행렬  $\mathbf{Z}$ 를  $\mathbf{I}$ 로 근사하면, 식 (44)에서 최소화해야 하는 물리량  $F(\mathbf{w})$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$F(\mathbf{w}) = \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} + \kappa^2 (\mathbf{w} - \mathbf{w}_d)^H (\mathbf{w} - \mathbf{w}_d) \quad (45)$$

식 (45)에서  $\kappa^2$ 은 첫 번째 항과 두 번째 항의 비중을 결정하는 상수이다.  $\kappa^2$  값의 크기가 상대적으로 작으면 첫 번째 항이 강조되어 적응빔 성능이 LCMV 방식에 가까워지고,  $\kappa^2$ 이 커지면 두 번째 항이 강조되어 간섭신호 및 잡음 전력을 최소화시키기보다 저부엽 성능에 초점이 맞춰진다. 따라서 penalty function 방법은 상수  $\kappa^2$ 의 선정이 신호대간섭잡음비 및 저부엽 성능에 상당히 중요한 역할을 하는 것을 알 수 있다. 여기서 추가적인 제약조건을 고려하면 최소화해야 할 물리량은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} F_{PFM} &= \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} + \kappa^2 (\mathbf{w} - \mathbf{w}_q)^H (\mathbf{w} - \mathbf{w}_q) \\ &\quad + \eta^2 (\mathbf{C}^H \mathbf{w} - \mathbf{f})^H (\mathbf{C}^H \mathbf{w} - \mathbf{f}) \end{aligned} \quad (46)$$

식 (46)에서  $\eta^2$ 은 제약조건의 비중을 결정하는 상수이다.  $F_{PFM}$ 을 최소화시키는  $\mathbf{w}$ 를 구하기 위해 미분식을 이용하여  $\frac{\partial F_{PFM}}{\partial \mathbf{w}} = 0$ 를 만족하는 가중치  $\mathbf{w}$ 를 구한 후 제약조건을 무조건 만족하도록  $\eta \rightarrow \infty$ 를 적용하면 penalty function 방법에 대한 가중치는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{PFM} &= \mathbf{w}_{PFM1} + \mathbf{w}_{PFM2} \\ &= \mathbf{A}^{-1} \mathbf{C} (\mathbf{C}^H \mathbf{A}^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{f} \\ &\quad + \kappa^2 (\mathbf{I} - \mathbf{A}^{-1} \mathbf{C} (\mathbf{C}^H \mathbf{A}^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^H) \mathbf{A}^{-1} \mathbf{w}_d \end{aligned} \quad (47)$$

여기서  $\mathbf{A} = \mathbf{R} + \kappa^2 \mathbf{I}$ 이며, 공분산행렬의 대각 원소에  $\kappa^2$ 이 더해진 행렬임을 알 수 있다. 이에 따라 penalty function 방법에서는 추가적인 대각부가(diagonal loading) 과정이 필요 없음을 알 수 있다. 위 식에서 보면 첫 번째 항( $\mathbf{w}_{PFM1}$ )은 일반적인 LCMV 해이며, 두 번째 항( $\mathbf{w}_{PFM2}$ )이 저부엽을 구현하기 위한 가중치이다.

이 식으로부터 부배열을 이용한 적응빔 가중치는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\mathbf{r}_{PFM} = \mathbf{A}_{SA}^{-1} \mathbf{C}_{SA} (\mathbf{C}_{SA}^H \mathbf{A}_{SA}^{-1} \mathbf{C}_{SA})^{-1} \mathbf{f} \quad (48)$$

$$+ \kappa^2 (\mathbf{I}_{SA} - \mathbf{A}_{SA}^{-1} \mathbf{C}_{SA} (\mathbf{C}_{SA}^H \mathbf{A}_{SA}^{-1} \mathbf{C}_{SA})^{-1} \mathbf{C}_{SA}^H) \mathbf{A}_{SA}^{-1} \mathbf{T}^H \mathbf{w}_d$$

$$(\mathbf{A}_{SA} = \mathbf{R}_{SA} + \kappa^2 \mathbf{T}^H \mathbf{T} = \mathbf{R}_{SA} + \kappa^2 \mathbf{I}_{SA})$$

$$\mathbf{w}_{PFM} = \mathbf{T} \mathbf{r}_{PFM} \quad (49)$$

### III. 시뮬레이션 조건 및 각 적응빔 형성 방법에 따른 시뮬레이션 결과 비교

#### 3-1 다기능레이다 부배열 구조 및 시뮬레이션 조건

앞 절에 제시한 적응형 빔형성 알고리즘 간 성능 비교 분석을 위한 면배열 구조는 그림 2와 같고, 전체 배열 안테나는 가로 방향 32줄, 세로 방향 16줄로 총 512개의 안테나 소자로 구성된다. 운용 빔조향 범위를 고려하여 각 소자의 간격은  $x$ 축  $0.49\lambda$ ,  $y$ 축  $0.58\lambda$ 으로 정하였고, 삼각격자구조로서 각 열 별로 수직방향 위치가 교차하는 형태의 배열을 사용하였다. 또한 적응형 빔형성을 위한 연산량 및 제거해야 할 재머의 수 등을 고려하여 전체 면배열 512개의 소자를 32개의 부배열로 형성하여 32개의 채널을 통해 가중치 계산을 수행하도록 하였다. 부배열 구조는 부배열로 인한 실질적인 등가 소자 간격이 커지는 효과 때문에 발생하는 그레이팅로브/그레이팅노치를 억제하기 위해, 임의의 부배열 형태를 가지도록 재귀적 소자 교환 방식<sup>[5]</sup>을 통해 최적화 하였다.

II장에서 언급한 적응빔 형성 방법에 따른 성능 결과를 비교하기 위해서는 일단 간섭 신호의 개수, 각 간섭 신호의

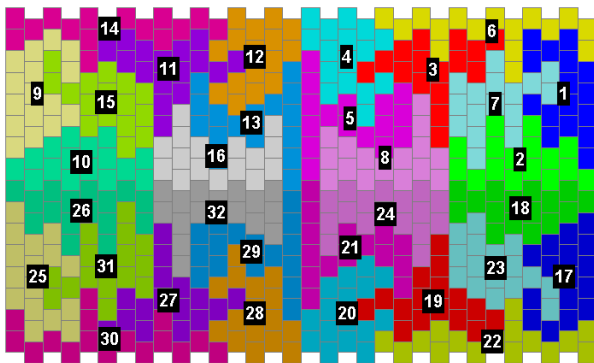


그림 2. 최적화된 부배열 구조  
Fig. 2. Optimized subarray structure.

호의 방향과 세기 등이 정해져야 한다. 본 논문에서 주빔 신호와 간섭 신호는 독립적이고, 안테나의 주빔 방향으로 입사하는 간섭신호는 고려하지 않는 것으로 가정한다. 이러한 가정 하에, 모든 부엽 방향에 대해 다양한 전력세기를 가지는 다수의 간섭 신호를 가정하여 적응빔 성능을 비교하는 것이 이상적이지만, 이를 위해서는 너무 많은 경우의 수가 발생하므로, 간섭신호가 입사할 수 있는 전체 방향에 대해 간섭신호의 전력 세기(JNR)가  $-20$  dB부터  $50$  dB까지  $10$  dB 간격으로 8가지 경우의 1개 간섭신호가 입사하는 상황에 대해 분석하였다.

그림 3은 전면방향(bore-sight) 기본 패턴과 간섭신호의 입사 가능 방향 위치를 보여준다. 전체 배열 기본 가중치는 저부엽 특성을 위해 Taylor 30 dB를 적용했으며, 간섭신호의 입사 가능 방향은 주빔을 제외한 영역, U-V 좌표계 기준에서  $0.01$ 간격으로 총 30,182 경우에 대해 분석했다. 모노펄스를 위한 부배열 계수를 이용한 다중빔에 대한 성능도 확인하기 위해 전면방향을 포함하여 방위각 방향 빔폭을  $BW_x$ , 고각방향 빔폭을  $BW_y$ 라고 했을 때  $\theta_x - \theta_y$  좌표계에서  $[0.15BW_x, 0.2BW_y]$ ,  $[-0.15BW_x, 0.2BW_y]$ ,  $[-0.15BW_x, -0.2BW_y]$ ,  $[0.15BW_x, -0.2BW_y]$  빔조향 방향에서도 시뮬레이션을 진행했다. 표 1에 위에서 언급한 적응빔 성능을 비교하기 위한 시뮬레이션 조건을 요약하여 나타내었다.

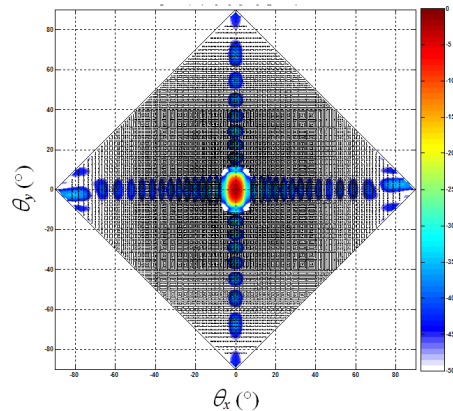


그림 3. 전면방향 패턴 및 간섭신호 입사 방향  
Fig. 3. Bore-sight pattern & incident direction of interference signal.

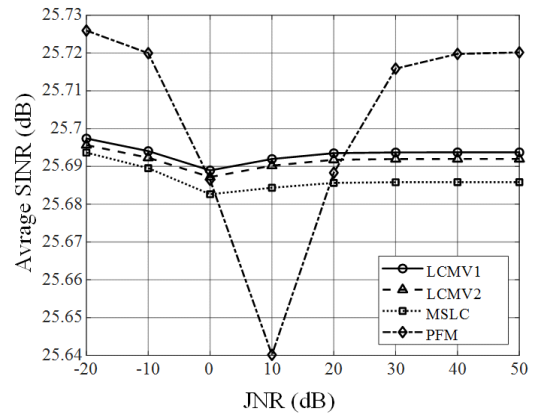
표 1. 시뮬레이션 조건  
Table 1. Simulation condition.

Parameters	Values
Main beam signal to noise ratio (SNR)	0 dB
Number of Jamming signal	1
Direction of jamming signal	All directions except main beam region (Coordinata system : U-V, Interval : 0.01)
Jamming signal to noise ratio (JNR)	-20 dB ~ 50 dB(10 dB interval)
Steering angle ( $\theta_x, \theta_y$ )	[0, 0], [0.15BW <sub>x</sub> 0.2BW <sub>y</sub> ], [-0.15BW <sub>x</sub> 0.2BW <sub>y</sub> ], [-0.15BW <sub>x</sub> -0.2BW <sub>y</sub> ], [0.15BW <sub>x</sub> -0.2BW <sub>y</sub> ]

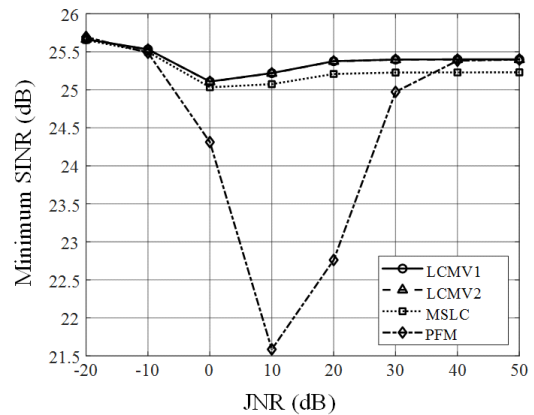
### 3-2 적응빔 형성 알고리즘 간 성능 비교

3-1절에서 언급한 시뮬레이션 조건과 가정을 바탕으로 그림 4는 JNR 크기에 따른 각 알고리즘의 평균 SINR과 최소 SINR 값을 보여준다. JNR에 따른 평균 SINR 측면에서는 PFM 알고리즘을 제외한 세 가지 방식이 유사한 경향을 가지며, LCMV1, LCMV2, MSLC 순으로 높은 평균 SINR 성능을 갖는다. PFM 방식의 경우 다른 세 가지 방식보다 특정 영역( $0 \text{ dB} \leq \text{JNR} \leq 20 \text{ dB}$ )을 제외한 구간에서 매우 미세하지만 높은 평균 SINR 값을 유지하며, JNR 값이 10 dB인 경우를 기준으로 평균 SINR 값이 감소했다가 증가하는 경향을 보인다. 이는 높은 SINR 성능과 저부엽 성능에 가중치를 결정하는  $\kappa^2$ 에 의한 것으로 JNR 값이 10 dB 근처에서는 저부엽 특성에 더 큰 비중이 적용되어 SINR 값이 비교적 낮은 값을 갖는다. 최소 SINR 측면에서 LCMV1과 LCMV2 방식이 거의 유사한 값을 가지며 모든 JNR 크기에 대해 가장 높은 값을 갖는다. MSLC 방식의 경우, LCMV1, LCMV2 방식과 JNR에 따른 최소 SINR 그래프가 유사한 경향성을 보이지만, JNR 값이 증가할 때 최소 SINR값은 LCMV1, LCMV2 방식에 비해 약간 낮은 값을 갖는 경향을 보인다. PFM 방식의 최소 SINR의 경우 상대적으로 평균 SINR이 높았던 구간에서 LCMV1/LCMV2와 비슷한 값을 갖지만, 특정영역( $0 \text{ dB} \leq \text{JNR} \leq 20 \text{ dB}$ )에서 평균 SINR 대비 최소 SINR 특성이 상

당히 나빠짐을 알 수 있는데, 이로부터 특정방향에서 간섭신호가 입사하면 SINR 특성이 저하된다는 것을 확인할 수 있다. PFM 방식은 적절한  $\kappa^2$  값을 적용하여 SINR과 저부엽특성 등 제약조건에 대한 중요도를 조절할 수 있는 장점이 있지만, 간섭신호의 JNR 값과 입사 방향에 따라 SINR 측면에서 상대적으로 큰 편차를 갖는 것을 알 수 있다. 간섭신호원의 방향과 신호 세기가 바뀌는 환경에서 일정 수준 이상의 SINR 값과 부엽특성을 유지해야 한다면, 주어진 구조에서는 PFM 방식보다 LCMV 방식을 사용하는 것이 적절할 것으로 판단된다.



(a) JNR 값에 따른 평균 SINR  
(a) Average SINR according to JNR

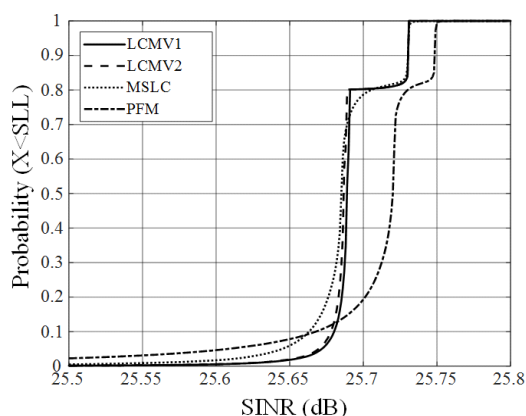


(b) JNR 값에 따른 최소 SINR  
(b) Minimum SINR according to JNR

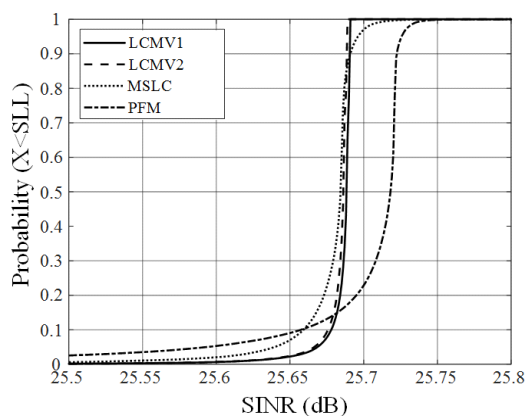
그림 4. JNR 값에 따른 SINR  
Fig. 4. SINR according to JNR.



그림 5는 JNR이 50 dB인 경우의 SINR 특성에 대한 누적분포도를 나타내며, 그림 5(a)는 표 1의 시뮬레이션 조건 5가지 모든 조향방향에 대한 누적분포도이고, 그림 5(b)는 전면방향을 조향했을 때 SINR 특성을 제외하고 분석하기 위해 전면방향 조향한 경우를 제외한 4가지 조향방향에 대한 SINR 누적분포도이다. 전면방향을 조향할 경우, 기본 가중치에 의한 부엽 자체가 낮기 때문에 다른 방향을 조향할 때보다 더 높은 SINR을 유지한다. 누적분포도에서 높은 SINR 값이 더 많이 분포하는 알고리즘은 PFM 방식이며, 그 다음으로는 LCMV1, LCMV2, MSLC



(a) 모든 조향 방향에 대한 누적분포도  
(a) Cumulative distribution of all steering directions



(b) 전면방향을 제외한 누적분포도  
(b) Cumulative distribution except bore-sight direction

그림 5. SINR에 대한 누적분포도  
Fig. 5. Cumulative distribution of SINR.

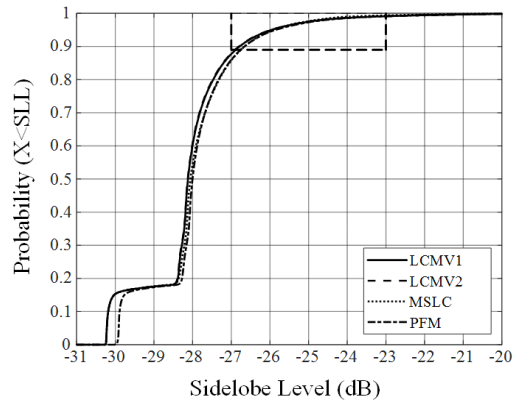
방식 순으로 높은 SINR 값이 많이 분포한다. PFM 방식이 높은 SINR값을 가장 많이 분포하지만 다른 알고리즘에 비해 낮은 SINR값도 상대적으로 많이 분포한다. MSLC 방식의 경우, 가장 낮은 평균 SINR 값을 갖지만, LCMV1과 LCMV2 보다 데이터의 약 10 % 정도는 더 높은 SINR 값이 분포한다. 즉, 특정 시나리오에서는 MSLC 방식이 가장 좋은 성능을 보인다는 것을 알 수 있다. 분산측면에서 보면 LCMV1/LCMV2 방식이 거의 유사하게 특정 SINR 값을 유지하는 것을 알 수 있고, MSLC, PFM 방식 순으로 더 낮은 분산 값을 갖는다. 이는 간섭신호원의 방향과 신호 세기가 바뀌는 환경에서 LCMV1과 LCMV2 방식이 MSLC와 PFM 방식보다 일정한 SINR을 유지함에 있어 유리한 방식임을 알 수 있다.

그림 6은 JNR이 50 dB인 경우의 부엽 특성에 대한 누적분포도를 나타내며, 그림 6(a)는 5가지 모든 조향방향에 대한 누적분포도이다. 특정 영역( $-27 \text{ dB} \leq \text{SLL} \leq -23 \text{ dB}$ )에서 각 알고리즘의 자세한 부엽 특성에 따른 누적분포도 변화를 확인하기 위해 그림 6(a)의 점선의 사각형 영역을 확대하여 그림 6(b)에 나타내었다. 그림 6(c)는 전면방향을 조향했을 때 부엽 특성을 제외하고 관찰하기 위해 전면방향을 조향한 경우를 제외한 부엽 특성 누적분포도이다. 부엽 특성은 SINR 특성과 마찬가지로 LCMV1과 LCMV2 방식이 거의 유사한 분포를 가지며, MSLC, PFM 방식보다 더 낮은 부엽 특성을 갖는 결과가 상대적으로 더 많이 분포한다. 하지만 그림 6(b)를 참고했을 때 누적분포 값이 약 96 % 이상인 경우 MSLC 방식의 누적분포 값이 LCMV1/LCMV2의 누적분포 값을 역전한다. 표 2는 누적분포 값이 90 %와 99 %일 때 부엽 특성 값을 나타낸다. 누적분포 90 %을 기준으로 LCMV2, LCMV1, PFM, MSLC 순으로 낮은 부엽특성을 갖지만, 99 %을 기준으로 MSLC, LCMV1/LCMV2, PFM 순으로 낮

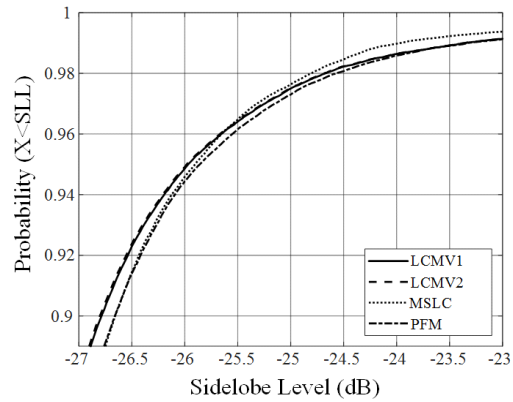
표 2. 누적분포(90 %, 99 %)에 대한 부엽 특성값

Table 2. Sidelobe level according to cumulative distribution(90 %, 99 %).

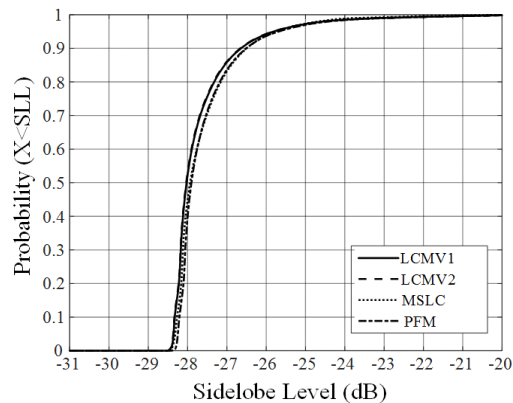
Probability	LCMV1	LCMV2	MSLC	PFM
90 %	-26.78 dB	-26.8 dB	-26.64 dB	-26.66 dB
99 %	-23.36 dB	-23.36 dB	-23.96 dB	-23.32 dB



(a) 모든 조향 방향에 대한 누적분포도  
(a) Cumulative distribution of all steering directions



(b) 모든 조향 방향에 대한 누적분포도(확대)  
(b) Cumulative distribution of all steering directions



(c) 전면방향 조향을 제외한 누적분포도  
(c) Cumulative distribution except bore-sight direction

그림 6. 부엽 특성에 따른 누적분포도

Fig. 6. Cumulative distribution of sidelobe level.

은 부엽특성을 갖는 것을 확인할 수 있다. 결과적으로 모든 시뮬레이션 상황을 고려했을 때 최대부엽수준은 MSLC 방식이 타 방식에 비해 조금 더 좋은 성능을 갖는 것을 확인할 수 있다.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 다기능레이다 운용 시 재밍 상황에서 적용할 수 있는 4가지 적응빔 형성 알고리즘(LCMV1, LCMV2, MSLC, PFM)을 소개하고, 각 알고리즘을 특정 시나리오 상에서 부배열로 구성된 특정 면배열에서 적용했을 때 신호대간섭잡음비와 부엽 수준 관점에서 성능을 비교 분석했다. 신호대간섭잡음비 성능 측면에서는 PFM 알고리즘이 전체 평균적으로 가장 좋은 성능을 보였지만 특정 시나리오에서는 가장 좋지 못한 성능을 가져, 타 알고리즘과 비교하여 상황별 성능의 큰 편차 값을 갖는 것을 확인할 수 있었다. 이에 반해 LCMV1과 LCMV2 방식은 상대적으로 간섭신호의 전력 세기와 입사 방향에 큰 영향을 받지 않고 일정한 신호대간섭잡음비와 부엽 특성을 유지한다. 대각행렬을 이용한 MSLC 방식의 경우, LCMV1/LCMV2 알고리즘과 유사한 성능을 보이며, 신호대간섭잡음비 특성은 미세하게 떨어지지만 최대부엽 특성 측면에서는 조금 더 좋은 성능을 보였다.

#### References

- [1] S. H. Talisa, K. W. O'Haver, T. M. Comberiate, M. D. Sharp, and O. F. Somerlock, "Benefits of digital phased array radars," in *Proceedings of the IEEE*, Mar. 2016, vol. 104, no. 3, pp. 530-543.
- [2] R. Mailloux, "Grating lobe characteristics of arrays with uniformly illuminated contiguous subarrays," in *1984 Antennas and Propagation Society International Symposium*, Boston, MA, 1984, pp. 511-514.
- [3] U. R. O. Nickel, "Subarray configurations for digital beamforming with low sidelobes and adaptive interference suppression," in *Proceedings International Radar Conference*, Alexandria, VA, 1995, pp. 714-719.

- [4] D. S. Kim, D. K. Lee, and S. J. Kim, "Optimized design of wide-band subarray using a genetic algorithm," *The Journal of Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 23, no. 4, pp. 415-423, Apr. 2012.
- [5] H. Chae, J. M. Joo, J. W. Yu, and J. Park, "Subarray structure optimization algorithm for active phased array antenna using recursive element exchanging method," *The Journal of Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 27, no. 5, pp. 665-675, Aug. 2016.
- [6] M. A. Tanha, P. V. Brennan, M. Ash, A. Köhler, and J. McElwaine, "Overlapped phased array antenna for avalanche radar," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 8, pp. 5017-4026, Aug. 2017.
- [7] O. L. Frost, "An algorithm for linearly constrained adaptive array processing," in *Proceedings of the IEEE*, Aug. 1972, vol. 60, no. 8, pp. 926-935.
- [8] L. J. Griffiths, K. M. Buckley, "Quiescent pattern control in linearly constrained adaptive arrays," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 35, no. 7, pp. 917-926, Jul. 1987.
- [9] J. Kim, H. J. Yang, and J. Chun, "Sidelobe suppressing beamforming using linearly constrained adaptive arrays for low angle tracking," in *2008 42nd Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Pacific Grove, CA, 2008, pp. 407-410.
- [10] C. Y. Tseng, L. J. Griffiths, "A unified approach to the design of linear constraints in minimum variance adaptive beamformers," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 40, no. 12, pp. 1533-1542, Dec. 1992.
- [11] S. Applebaum, "Adaptive arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 24, no. 5, pp. 585-598, Sep. 1976.
- [12] S. P. Applebaum, D. J. Chapman, "Adaptive arrays with main beam constraints," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 24, no. 5, pp. 650-662, Sep. 1976.
- [13] D. T. Hughes, J. E. McWorter, "Penalty function method for sidelobe control in least squares adaptive beam forming," in *Proceedings Advanced Signal Processing Algorithms*, San Diego, CA, 1995, vol. 2563, pp. 170-181.

# 강 맹 창 [LIG 넥스원/선임연구원]

<https://orcid.org/0000-0002-4898-8869>



2015년 2월: 홍익대학교 전자전기공학부 (공학사)  
 2017년 2월: 홍익대학교 전자정보통신공학과 (공학석사)  
 2017년 3월~현재: LIG 넥스원(주) 선임연구원

[주 관심분야] 위상 배열 안테나 설계, 능동 위상 배열 안테나 시스템 등

# 박 중 국 [LIG 넥스원/수석연구원]

<https://orcid.org/0000-0001-5834-9238>



1995년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)  
 1997년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학석사)  
 2001년 8월: 서울대학교 전기컴퓨터공학부 (공학박사)  
 2001년 11월~현재: LIG 넥스원(주) 수석연구원

[주 관심분야] 능동 위상 배열 안테나 시스템, 다기능 레이더 시스템, 적응형 빔 형성 및 전자파 수치 해석 등

진 형 석 [LIG 넥스원/수석연구원]

<https://orcid.org/0000-0002-0764-9596>



2000년 8월: 광운대학교 전자공학과 (공학석사)  
2000년 8~현재: LIG넥스원 수석연구원  
[주 관심분야] 디지털 레이더 시스템, 능동 위상 배열 레이더, 초고주파 능동 회로 및 송수신기 설계 등

양 은 정 [국방과학연구소/선임연구원]

<https://orcid.org/0000-0003-4724-5542>



2004년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학사)  
2006년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)  
2011년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)  
2011년 1월~현재: 국방과학연구소 선임

연구원

[주 관심분야] 레이더 신호처리

강 연 덕 [LIG넥스원/수석연구원]

<https://orcid.org/0000-0003-0527-3641>



1993년 2월: 한국항공대학교 항공전자공학과 (공학사)  
1996년 2월: 한국항공대학교 전자공학과 (공학석사)  
2000년 8월: 한국항공대학교 전자공학과 (공학박사)  
2000년 9월~현재: LIG넥스원 연구위원

[주 관심분야] 다기능 레이더 시스템, 초고주파 소자, 전자파 해석 등

장 윤 희 [국방과학연구소/선임연구원]

<https://orcid.org/0000-0003-3363-7158>



1999년 2월: 중앙대학교 전자공학과 (공학사)  
2002년 2월: 중앙대학교 영상공학과 (공학석사)  
2002년 1월~현재: 국방과학연구소 선임연구원

[주 관심분야] 레이더 신호처리