논문 24-49-04-03 The Journal of Korean Institute of Communications and Information Sciences '24-04 Vol.49 No.04
https://doi.org/10.7840/kics.2024.49.4.507

위성 통신을 위한 위상 배열 이론과 배열 패턴 합성 기술 연구 동향

도 희 동◆, 오 상 배*, 신 정 진*, 문 성 진**, 박 병 철**, 이 남 윤°

A Concise Review on Phased Array Theory and Numerical Array Pattern Synthesis Methods for Satellite Communications

Heedong Do◆, Sang Bae Oh*, JungJin Shin*, Sungjin Moon**, Byung-Chul Park**, Namyoon Lee°

요 약

차세대 통신 시스템의 주요 기술 중 하나로 위성 통신이 주목받고 있다. 위성 통신이 지상 통신과 가장 다른 점은 송신자와 수신자 사이가 주로 가시선 (line-of-sight, LOS)이라는 점이다. 가시선 환경에서 안테나 배열의 공간 응답 (spatial response)인 배열 패턴(array pattern)은 주어진 빔포머(beamformer)에 대한 빔포밍 이득(beamforming gain)과 간섭 억제 수준을 결정한다. 이에 따라 빔포머 최적화 문제는 배열 패턴 합성(synthesis)으로 귀결되며 이는 시스템 설계를 크게 단순화시킨다. 본 논문에서는 기본적인 위상 배열 이론(phased array theory)과 수치적 최적화를 통한 배열 패턴 합성 방법에 대한 연구를 소개하고자 한다.

키워드 : 위성 통신, 위상 배열, 배열 패턴, 빔 패턴, 배열 인자.
Key Words : Satellite communications, phased arrays, array pattern, beam pattern, array factor

ABSTRACT

Satellite communication has received much attention as one of the key technologies of next-generation communication systems. The most distinguishing property of satellite communication compared to terrestrial communication is that the connection between the transmitter and receiver is primarily line-of-sight (LOS). The array pattern, which is the spatial response of the antenna array in a LOS environment, determines the beamforming gain and interference suppression level for a given beamformer. Accordingly, the beamformer optimization problem boils down to array pattern synthesis, which greatly simplifies system design. In this paper, we provide a concise review on phased array theory and numerical array pattern synthesis methods.

※ 이 논문은 2023년 정부(방위사업청)의 재원으로 국방과학연구소의 지원을 받아 수행된 연구임(915007102). This work was supported by the Agency For Defense Development(915007102).
◆ First Author : Korea University, Research Institute for Information & Communication Technology, doheedong@korea.ac.kr, 정회원
° Corresponding Author : Korea University, School of Electrical Engineering, namyoon@korea.ac.kr, 종신회원
* LIG Nex1, sangbae.oh@lignex1.com; jungjin.shin@lignex1.com
** Agency for Defense Development (ADD), orgong@add.re.kr; bcpark@add.re.kr
논문번호 : 202312-167-B-RU, Received December 18, 2023; Revised December 26, 2023; Accepted December 26, 2023

Ⅰ. 서 론

2000년대 초 이리듐(Iridium) 및 글로벌스타(Globalstar)와 같은 저궤도(Low Earth Orbit, LEO) 위성의 재정적 실패 이후[1], 위성 및 통신 기술에서는 비용을 크게 줄이고 산업을 부활시킨 다수의 기술적 진보가 있었다[2]. 예를 들어, 항공우주 기업 스페이스 엑스(SpaceX)에서 운영하는 위성 인터넷 서비스 스타링크(Starlink) 는 2023 년 9 월 기준으로 200 만 명 이상의 가입자를 보유한 것으로 알려져 있다[3]. 이러한 기술 적 진보에 힘입어 위성 통신은 차세대 통신 시스템의 주요 기술로 주목받고 있다[4].

통신 관점에서 위성 통신의 가장 유용한 속성은 송신자와 수신자 사이가 주로 가시선 (line-of-sight, LOS) 이라는 점이다. 가시선 전파에서 안테나 배열의 공간 응답(spatial response)인 배열 패턴(array pattern) 은 주어진 빔포머 (beamformer) 에 대한 빔포밍 이득(beamforming gain)과 간섭 억제 수준을 결정한다. 이에 따라 빔포머 최적화 문제는 배열 패턴 합성(synthesis) 으로 귀결되며 이는 시스템 설계를 크게 단순화시킨다.

원하는 배열 패턴의 합성-일반적으로 높은 지향성(directivity)와 낮은 부엽 준위(sidelobe level) 수준이 선호됨-은 80년 이상에 걸쳐 연구되어 왔다[5,6]. 균일 선형 배열(uniform linear array, ULA)에 대해서 는 빔포머의 빔폭과 부엽 준위에 대한 해석적 결과가 있다[7,8]. 이러한 해석적 접근법은 대부분의 안테나 이론 교재나 튜토리얼 논문에서 상세히 다루어지고 있다[9-11].

그러나 이러한 해석적 방법에는 다음과 같은 단점이 있다:

1. 배열 토폴로지(topology)에 대한 유연성이 부족 하며 일반적으로 균일 선형 어레이 및 균일 평면 어레이(uniform planar array, UPA)에만 적용 가능하다.

2. 배열 패턴 및 빔포머에 대한 제약 조건을 추가 할 수 있는 유연성이 부족하다. 많은 현실적인 상황에서는 모든 방향을 동일하게 처리해서는 안 되며 어떤 방향에서는 다른 방향보다 배열 패턴을 더 강하게 억제해야 한다. 또한 진폭 제어가 사용 불가능한 경우 이러한 방법은 적용할 수 없다.

해석적 방법의 단점을 해결하기 위해 배열 패턴 합성 문제를 최적화 문제로 정의하는 수치적 접근법이 많은 주목을 받았다. 물론 수치적 방법은 해석적 방법에 비해 훨씬 높은 계산 부담을 요구한다. 그렇지만 2.6절에서 밝혀질 것처럼 이러한 계산 부담은 일부 응용 분야에서는 크게 문제가 되지 않을 수 있다.

본 논문에서는 논문 자체를 독립적으로 이해할 수 있도록 먼저 기본적인 위상 배열 이론 (phased array theory) 을 설명하고자 한다. 특히 배열 패턴의 개념과 그 성질에 초점을 맞추었다. 그 후 수치적 접근법 범주에 속하는 배열 패턴 합성 방법에 대한 연구를 소개하고자 한다.

Ⅱ. 위상 배열 이론

본 장에서는 위상 배열 이론을 간결하게 소개한다. 먼저 배열 패턴의 개념을 소개한 다음, 배열 패턴의 몇 가지 유용한 성질을 설명하고자 한다.

2.1 원거리장 근사

N 안테나 요소로 구성된 송신기의 배열 안테나를 고려한다. 수신 배열 안테나를 사용할 때의 공식도 정확히 동일하다. 안테나 배열이 원점 부근에 위치하 도록 좌표계를 설정하자. 배열의 공간 응답을 측정하는 위치를 $r \equiv (x, y, z)$라 하고 n 번째 안테나 요소의 좌표를 $r_n \equiv (x_n, y_n, z_n)$라고 하자. 이때,

$$\|\boldsymbol{r}_n\| \ll \|\boldsymbol{r}\|, \tag{1}$$

라고 하면 r 과 rn 사이의 거리를 다음과 같이 근사할 수 있다:

$$\|\boldsymbol{r}-\boldsymbol{r}_n\| = \sqrt{(\boldsymbol{r}-\boldsymbol{r}_n)\cdot(\boldsymbol{r}-\boldsymbol{r}_n)} \tag{2}$$

$$= \sqrt{\|\boldsymbol{r}\|^2 - 2\boldsymbol{r}\cdot\boldsymbol{r}_n + \|\boldsymbol{r}_n\|^2} \tag{3}$$

$$= \|\boldsymbol{r}\|\sqrt{1 - \frac{2\boldsymbol{r}\cdot\boldsymbol{r}_n}{\|\boldsymbol{r}\|^2} + \frac{\|\boldsymbol{r}_n\|^2}{\|\boldsymbol{r}\|^2}} \tag{4}$$

$$\approx \|\boldsymbol{r}\|\left(1 - \frac{\boldsymbol{r}\cdot\boldsymbol{r}_n}{\|\boldsymbol{r}\|^2} + \frac{\|\boldsymbol{r}_n\|^2}{2\|\boldsymbol{r}\|^2}\right) \tag{5}$$

$$= \|\boldsymbol{r}\| - \hat{\boldsymbol{r}}\cdot\boldsymbol{r}_n + \frac{\|\boldsymbol{r}_n\|^2}{2\|\boldsymbol{r}\|} \tag{6}$$

$$\approx \|\boldsymbol{r}\| - \hat{\boldsymbol{r}}\cdot\boldsymbol{r}_n. \tag{7}$$

여기서 $\hat{\boldsymbol{r}} \equiv \frac{\boldsymbol{r}}{\|\boldsymbol{r}\|}$이고 (5)에서 1차 근사 $\sqrt{1+t} \approx 1+\frac{t}{2}$가 사용되었으며 (1)의 가정이 (7)에서 적용되었다. 진폭에 대해서는 더 간단한 근사인 $\|\boldsymbol{r}-\boldsymbol{r}_n\| \approx \|\boldsymbol{r}\|$을 사용하면 배열 응답의 원거리장 근사를 얻는다(근사 의 유효성은 [12] 참고):

$$\begin{aligned} &\frac{1}{\|\boldsymbol{r}-\boldsymbol{r}_n\|}\exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}\|\boldsymbol{r}-\boldsymbol{r}_n\|\right) \\ &\quad\approx \frac{1}{\|\boldsymbol{r}\|}\exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}\|\boldsymbol{r}\|\right)\exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}\hat{\boldsymbol{r}}\cdot\boldsymbol{r}_n\right). \end{aligned} \tag{8}$$

2.2 배열 패턴

빔포머 $\boldsymbol{f} \equiv [f_1 \cdots f_N]^\top \in \mathbb{C}^N$를 사용하면, 원거리 장 근사에 의해 공간 응답은 다음과 같이 두 부분으로 분해될 수 있다:

$$\sum_n f_n \cdot \frac{1}{\|\boldsymbol{r}-\boldsymbol{r}_n\|}\exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}\|\boldsymbol{r}-\boldsymbol{r}_n\|\right) \tag{9}$$

$$\approx \frac{1}{\|\boldsymbol{r}\|}\exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}\|\boldsymbol{r}\|\right)\sum_n f_n\exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}\hat{\boldsymbol{r}}\cdot\boldsymbol{r}_n\right). \tag{10}$$

첫 번째 항인

$$\frac{1}{\|\boldsymbol{r}\|}\exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}\|\boldsymbol{r}\|\right), \tag{11}$$

의 진폭은 신호대잡음비(signal-to-noise ratio, SNR)에 포함될 수 있고 공간 응답의 위상은 대부분의 경우에 중요하지 않으므로 해당 항은 유용하지 않다. 따라서, 나머지 항인

$$G(\hat{\boldsymbol{r}}) \equiv \sum_n f_n\exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}\hat{\boldsymbol{r}}\cdot\boldsymbol{r}_n\right), \tag{12}$$

이 중요하다. 이 항은 배열 패턴(array pattern), 빔 패턴(beam pattern), 혹은 배열 인자(array factor) 라 불린다.

배열 응답 벡터 $\boldsymbol{a}(\hat{\boldsymbol{r}}) \in \mathbb{C}^N$ 를

$$[\boldsymbol{a}(\hat{\boldsymbol{r}})]_n = \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}\hat{\boldsymbol{r}}\cdot\boldsymbol{r}_n\right) \tag{13}$$

라고 정의하면 (12)을 간결하게 재구성할 수 있다.

$$G(\hat{\boldsymbol{r}}) = \boldsymbol{a}^H(\hat{\boldsymbol{r}})\boldsymbol{f}. \tag{14}$$

빔포머를 명시적으로 표현하는 것이 필요한 경우, $G(\hat{\boldsymbol{r}})$ 대신 $G(\hat{\boldsymbol{r}};\boldsymbol{f})$라는 표기법을 사용할 것이다.

2.3 좌표계

단위 길이의 벡터인 $\hat{\boldsymbol{r}}$은 첫 번째 두 성분으로 표현 수 있으며, 첫 번째 두 구성 요소를 u 와 v 로 나타내면 다음과 같다:

$$\hat{\boldsymbol{r}} = (u, v, \sqrt{1-u^2-v^2}). \tag{15}$$

일반적인 경우에 안테나 배열의 시야각(field of view)이 반공간 (half-space) 을 넘어가지 않는다는 점에서 마지막 좌표를 양수로 설정하는 것이 일반성을 잃지 않는다. 이는 위상 배열 이론에서 널리 사용되는 uv-좌표이며, 다음과 같이 표기할 것이다:

$$\boldsymbol{u} \equiv (u, v). \tag{16}$$

(15)의 관계를 고려하여 $\hat{\boldsymbol{r}}$과 u를 서로 구별하지 않고 사용할 것이다. 영역 $\{\boldsymbol{u} : \|\boldsymbol{u}\| \leq 1\}$과 그 여집합(complement)은 각각 가시 영역 (visible region)과 비가시 영역(invisible region)이라고 한다.

또 다른 널리 사용되는 좌표계는 구면 좌표계(spherical coordinate system)이다. 고도 각도(zenith angle) 와 방위 각도(azimuth angle)를 각각 ϕ와 θ로 나타내면 다음과 같다:

$$\hat{\boldsymbol{r}} = (\sin\phi\cos\theta, \sin\phi\sin\theta, \cos\phi). \tag{17}$$

비록 구면 좌표계가 물리적 관점에서 더 자연스럽지만, 이후의 절에서 uv-좌표계의 유용성을 확인해 볼 것이다.

2.4 평면 및 선형 배열

평면 배열의 경우, 좌표를 설정하여 $z_n = 0$이 되도록 할 수 있다. 이로부터 다음이 유도된다:

$$[\boldsymbol{a}(\boldsymbol{u})]_n = \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}(ux_n + vy_n)\right). \tag{18}$$

이 경우에는 $\hat{\boldsymbol{r}}$의 마지막 성분과 배열 응답이 상관없기 때문에 정의역이 $\{\boldsymbol{u} : \|\boldsymbol{u}\| \leq 1\}$인 함수 G를 $\mathbb{R}^2$로 확장할 수 있다. 또한,

$$G(\boldsymbol{u}) = \sum_n f_n \exp\left(j2\pi \left(\frac{x_n}{\lambda}, \frac{y_n}{\lambda} \right) \cdot (u,v) \right), \quad (19)$$

이고 이는 델타 트레인 (delta train) 의 2 차원 푸리에 변환(Fourier transform)으로 생각될 수 있다.

선형 배열의 경우, 좌표계를 설정하여 $y_n = z_n = 0$이 되도록 할 수 있다. 이로부터 다음이 유도된다:

$$[\boldsymbol{a}(u)]_n = \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda} u x_n \right) \quad (20)$$

이 경우에도 평면 배열과 비슷하게 배열 패턴을 델타 트레인의 1차원 푸리에 변환으로 해석할 수 있다.

2.5 격자 배열과 격자엽

격자 배열 (lattice array) 의 경우 안테나 요소의 정규화된 위치인 $\{(\frac{x_n}{\lambda}, \frac{y_n}{\lambda})\}$가 격자의 부분집합인 경우, (19)에 따라 배열 패턴이 주기적임을 보일 수 있다. 정확히는,

$$G(\boldsymbol{u} + \boldsymbol{u}') = G(\boldsymbol{u}) \quad (21)$$

임이 상호 격자(reciprocal lattice)에 속하는 어떤 $\boldsymbol{u}'$에 대해서라도 성립한다 ([13] 참조).

이 주기성을 고려하면, 상호 격자가 충분히 세밀하면 가시 영역에서 반복된 패턴이 나타날 수 있다. 이는 원래 격자가 충분히 듬성한 경우에 해당한다. 구체적으로, 가시 영역에서 여러 피크가 나타나는 경우, 그 중에서 원하는 로브를 제외한 나머지를 격자엽 (grating lobe)이라 부른다.

이는 균일 선형 배열 및 균일 평면 배열에 대한 잘 알려진 결과이다. 특히, 격자가 $\frac{d_x}{\lambda}\mathbb{Z} \times \frac{d_y}{\lambda}\mathbb{Z}$인 균일 평면 배열의 경우, 상호 격자는 $\frac{\lambda}{d_x}\mathbb{Z} \times \frac{\lambda}{d_y}\mathbb{Z}$이다. 따라서 $d_x > \frac{\lambda}{2}$ 또는 $d_y > \frac{\lambda}{2}$인 경우 격자 로브가 존재할 수 있다.

2.6 배열 패턴의 변환

성분별 곱 (component-wise multiplication)을 ○로 표기할 때, (14)에 따라 다음이 성립한다:

$$G(\boldsymbol{u}; \boldsymbol{f} \circ \boldsymbol{a}(\boldsymbol{u}_0)) = \boldsymbol{a}^H(\boldsymbol{u})(\boldsymbol{f} \circ \boldsymbol{a}(\boldsymbol{u}_0)) \quad (22)$$

$$= (\boldsymbol{a}(\boldsymbol{u}) \circ \boldsymbol{a}(-\boldsymbol{u}_0))^H \boldsymbol{f} \quad (23)$$

$$= \boldsymbol{a}^H(\boldsymbol{u} - \boldsymbol{u}_0)\boldsymbol{f} \quad (24)$$

$$= G(\boldsymbol{u} - \boldsymbol{u}_0; \boldsymbol{f}). \quad (25)$$

이는 본질적으로 빔포머 $\boldsymbol{f}$를 사용할 때 생성된 배열 패턴을 빔포머 $\boldsymbol{f} \circ \boldsymbol{a}(\boldsymbol{u}_0)$를 사용하여 손쉽게 변환할 수 있다는 것을 나타낸다. 이는 본질적으로 시간 영역에서의 변조가 주파수 영역에서의 이동에 해당하는 사실과 기본적으로 동일하다.

Ⅲ. 배열 패턴 합성

합성 방법을 고안하기 전에 합리적인 최적화 목적함수(objective function)를 선택해야 한다. 이 목표는 배열 패턴의 "원하는" 성질을 충실히 나타내야 하며 이는 풀고자하는 문제에 따라 다르다. 이 관점에서일반적으로 서로 다른 목표를 가지는 알고리즘(algorithm)을 비교하는 것은 무의미하다. 표 1은 최적화 기반의 배열 패턴 합성 기법들을 요약한다. 이 장에서는 표에 소개된 몇 가지 방법을 자세히 설명하고자 한다. [20-24]와 같은 전역 최적화 방법은 이 논문 의 범위를 벗어난다.

3.1 배열 패턴 맞추기

배열 패턴은 입력이 $\boldsymbol{f} \in \mathbb{C}^N$이고 출력이 G인 시스템의 출력으로 생각할 수 있고, 이 시스템은 (14)의 관계에 따라 규정된다[25]. 이 관점에서 한 가지 자 연스러운 문제는 역문제(inverse problem)로, 원하는 배열 패턴 G_d에 대해 다음을 만족하는 빔포머 $\boldsymbol{f}$를 찾는 것이다:

$$G(\boldsymbol{u}; \boldsymbol{f}) \approx G_{\mathrm{d}}(\boldsymbol{u}). \quad (26)$$

이 작업을 최적화 문제로 정의하기 위해서는 $G(u; f)$와 $G\mathrm{d}(u)$ 사이의 거리(metric)를 정의해야 한다. 계산상의 편의를 위해 $\{\boldsymbol{u} : \|\boldsymbol{u}\| \leq 1\}$을 이산화(discretize)하고 이를 $\mathscr{U}$로 표기한다.

3.1.1 기본 문제

가장 간단한 배열 패턴 사이의 거리는 가중치 제곱 오차(weighted squared error)로

$$\min_{\boldsymbol{f}} \sum_{\boldsymbol{u} \in \mathscr{U}} w_{\boldsymbol{u}} |G(\boldsymbol{u}; \boldsymbol{f}) - G_{\mathrm{d}}(\boldsymbol{u})|^2 \quad (27)$$

와 같이 계산된다. 이때 다음과 같이 목적 함수를 전

표 1. 최적화 기반의 배열 패턴 합성 기법
Table 1. Optimization formulation of array pattern synthesis*

최소화할 목적함수	제약 조건	해의 존재성	최적화 방법†
$\sum_{\boldsymbol{u}\in\mathscr{U}} w_{\boldsymbol{u}}\lvert G(\boldsymbol{u})-G_{\mathsf{d}}(\boldsymbol{u})\rvert^2$	-	-	LS[14], [15]
$\sum_{\boldsymbol{u}\in\mathscr{U}} w_{\boldsymbol{u}}\big\lvert\lvert G(\boldsymbol{u})\rvert-G_{\mathsf{d}}(\boldsymbol{u})\big\rvert^2$	-	-	AO[15]
$\max_{\boldsymbol{u}\in\mathscr{U}} w_{\boldsymbol{u}}\lvert G(\boldsymbol{u})-G_{\mathsf{d}}(\boldsymbol{u})\rvert^2$	-	-	SOCP[16], 반복적 LS[17]
$\max_{\boldsymbol{u}\in\mathscr{U}} w_{\boldsymbol{u}}\big\lvert\lvert G(\boldsymbol{u})\rvert-G_{\mathsf{d}}(\boldsymbol{u})\big\rvert^2$	-	-	반복적 SOCP[16]
$\max_{\boldsymbol{u}\in\mathscr{U}_{\mathsf{null}}} w_{\boldsymbol{u}}\lvert G(\boldsymbol{u})\rvert^2$	$G(\boldsymbol{u}_0)=1$ $\lvert G(\boldsymbol{u})\rvert^2\le U_{\mathsf{side}}(\boldsymbol{u})$ for $\boldsymbol{u}\in\mathscr{U}_{\mathsf{side}}$	항상은 아님	SOCP[18]
-	$L_{\mathsf{main}}(\boldsymbol{u})\le\lvert G(\boldsymbol{u})\rvert\le U_{\mathsf{main}}(\boldsymbol{u})$ for $\boldsymbol{u}\in\mathscr{U}_{\mathsf{main}}$ $\lvert G(\boldsymbol{u})\rvert\le U_{\mathsf{side}}(\boldsymbol{u})$ for $\boldsymbol{u}\in\mathscr{U}_{\mathsf{side}}$	항상은 아님	SDR[19]

* u_0는 조향하고자 하는 방향, $\mathscr{U}$는 $\boldsymbol{u}:\lvert\boldsymbol{u}\rvert\le 1$ (또는 관심 영역)의 이산화, $\mathscr{U}_{\mathsf{side}}$는 특정 수준으로 억제되어야 하는 영역의 이산화, $\mathscr{U}_{\mathsf{null}}$은 가능한 한 최대로 억제되어야 하는 영역의 이산화이다.
† LS: least squares, AO: alternating optimization, SOCP: second-order cone programming, SDR: semidefinite relaxation

개할 수 있다.1)

$$\sum_{\boldsymbol{u}\in\mathscr{U}} w_{\boldsymbol{u}}\lvert G(\boldsymbol{u};\boldsymbol{f})-G_{\mathsf{d}}(\boldsymbol{u})\rvert^2 \tag{28}$$

$$=\sum_{\boldsymbol{u}\in\mathscr{U}} w_{\boldsymbol{u}}\lvert \boldsymbol{a}^H(\boldsymbol{u})\boldsymbol{f}-G_{\mathsf{d}}(\boldsymbol{u})\rvert^2 \tag{29}$$

$$=\lVert \boldsymbol{W}^{\frac{1}{2}}\boldsymbol{A}\boldsymbol{f}-\boldsymbol{W}^{\frac{1}{2}}\boldsymbol{g}\rVert^2. \tag{30}$$

여기서 $\boldsymbol{W}\in\mathbb{R}^{\lvert\mathscr{U}\rvert\times\lvert\mathscr{U}\rvert}$는 대각 성분이 $w_{\boldsymbol{u}}$인 대각 행렬이고, $\boldsymbol{A}\in\mathbb{C}^{\lvert\mathscr{U}\rvert\times N}$는 행이 $\boldsymbol{a}^H(\boldsymbol{u})$ 행렬이며, $\boldsymbol{g}\in\mathbb{C}^{\lvert\mathscr{U}\rvert}$는 Gd (u) 의 벡터 표현이다. 가중치가 적용된 제곱오 차의 최소화는 해가 있는 선형 최소 제곱 문제로 표 현되고 그 해는

$$\boldsymbol{f}=(\boldsymbol{A}^H\boldsymbol{W}\boldsymbol{A})^{-1}\boldsymbol{A}^H\boldsymbol{W}\boldsymbol{g} \tag{31}$$

이다[15]. 이는 가중치 wu 를 적응적으로 업데이트하여 부엽 준위를 억제하는 방법의 서브루틴(subroutine)으 로 사용될 수 있다[26,27].

3.1.2 진폭 맞추기 변형

배열 패턴 맞추기 (matching) 문제에는 여러 변형(variant)이 있고 그 중 하나는 진폭 맞추기이다. 많은 실제 응용에서 위상 응답은 아무런 의미가 없고 이 러한 상황에서 더 자연스러운 최적화 문제는 다음과 같다:

$$\min_{\boldsymbol{f}}\sum_{\boldsymbol{u}\in\mathscr{U}} w_{\boldsymbol{u}}\big\lvert\lvert G(\boldsymbol{u};\boldsymbol{f})\rvert-G_{\mathsf{d}}(\boldsymbol{u})\rvert^2. \tag{32}$$

이때 G_{d} 는 실수값의 원하는 진폭 패턴이다. 각 $\boldsymbol{u}\in\mathscr{U}$에 대해 $\lvert\alpha_{\boldsymbol{u}}\rvert=1$을 만족하는 보조 변수(auxiliary variable)인 $\alpha_{\boldsymbol{u}}\in\mathbb{C}$를 도입하면 이 최적화 문제는 다음과 같이 변형될 수 있다:

$$\sum_{\boldsymbol{u}\in\mathscr{U}} w_{\boldsymbol{u}}\big\lvert\lvert G(\boldsymbol{u};\boldsymbol{f})\rvert-G_{\mathsf{d}}(\boldsymbol{u})\big\rvert^2 \tag{33}$$

$$=\min_{\{\alpha_u\}}\sum_{\boldsymbol{u}\in\mathscr{U}} w_{\boldsymbol{u}}\lvert G(\boldsymbol{u};\boldsymbol{f})-\alpha_{\boldsymbol{u}}G_{\mathsf{d}}(\boldsymbol{u})\rvert^2, \tag{34}$$

위의 관찰을 통해 교대 최적화 (alternating optimization) 방법을 생각해 볼 수 있다:

1. $\alpha_{\boldsymbol{u}}$ 및 $\boldsymbol{f}$를 초기화(initialize)한다.

2. $\boldsymbol{f}$를 고정한 채로 $\alpha_{\boldsymbol{u}}$를 최적화한다. 이 과정은 다음과 같은 닫힌 형태의 해 (closed-form solution)를 가진다:

$$\alpha_{\boldsymbol{u}}\leftarrow\frac{G(\boldsymbol{u};\boldsymbol{f})/G_{\mathsf{d}}(\boldsymbol{u})}{\lvert G(\boldsymbol{u};\boldsymbol{f})/G_{\mathsf{d}}(\boldsymbol{u})\rvert}. \tag{35}$$

1) 행렬 표기는 $\mathscr{U}$에 대한 순서를 필요로 하며, 이는 임의로 설정될 수 있다.

3. $\alpha_{\boldsymbol{u}}$를 고정한 채로 $\boldsymbol{f}$를 최적화한다. 이는 다시 최소 제곱 문제이다.

4. 수렴할 때까지 단계 2와 3을 반복한다.

이는 [15]에서 사용된 접근 방식이다. 전역 최적성 에 대한 보장은 없지만 목적 함수는 단조적으로 감소 한다.

3.1.3 최대 오차 변형

또 다른 변형은 제곱 오차가 아닌 최대 오차를 사용하는 것이다. 다시 말해,

$$\min_{\boldsymbol{f}} \max_{\boldsymbol{u}\in\mathscr{U}} w_{\boldsymbol{u}}|G(\boldsymbol{u};\boldsymbol{f})-G_{\mathsf{d}}(\boldsymbol{u})|^2, \tag{36}$$

이는 [16]에서 다루어졌고[2)], 보조 변수 t 를 사용하여 문제를 다시 정의할 수 있다:

$$\begin{aligned} \min_{\boldsymbol{f},t} \quad & t \\ \text{s.t.} \quad & \max_{\boldsymbol{u}\in\mathscr{U}} w_{\boldsymbol{u}}|G(\boldsymbol{u};\boldsymbol{f})-G_{\mathsf{d}}(\boldsymbol{u})|^2 \le t, \end{aligned} \tag{37}$$

혹은

$$\begin{aligned} \min_{\boldsymbol{f},t} \quad & t \\ \text{s.t.} \quad & w_{\boldsymbol{u}}|G(\boldsymbol{u};\boldsymbol{f})-G_{\mathsf{d}}(\boldsymbol{u})|^2 \le t \text{ for all } \boldsymbol{u}\in\mathscr{U}. \end{aligned} \tag{38}$$

실수 변수

$$\boldsymbol{x} \equiv [\mathrm{Re}\{\boldsymbol{f}\}^\top \quad \mathrm{Im}\{\boldsymbol{f}\}^\top \quad t]^\top \tag{39}$$

를 도입하면, 최적화 문제를 다음과 같이 재정의할 수 있다.

$$\begin{aligned} \min_{\boldsymbol{x}} \quad & \boldsymbol{e}_{2N+1}^\top \boldsymbol{x} \\ \text{s.t.} \quad & \|\boldsymbol{A}_{\boldsymbol{u}}\boldsymbol{x}-\boldsymbol{b}_{\boldsymbol{u}}\|^2 \le \boldsymbol{e}_{2N+1}^\top \boldsymbol{x} \text{ for } \boldsymbol{u}\in\mathscr{U}. \end{aligned} \tag{40}$$

여기서 $\boldsymbol{e}_{2N+1}$는 $(2N+1)$번째 성분이 1이고 나머지 성분이 0인 표준 기저 벡터이며

$$\begin{aligned} \boldsymbol{A}_{\boldsymbol{u}} &= \sqrt{w_{\boldsymbol{u}}}\begin{bmatrix} \mathrm{Re}\{\boldsymbol{a}(\boldsymbol{u})\}^\top & \mathrm{Im}\{\boldsymbol{a}(\boldsymbol{u})\}^\top & 0 \\ -\mathrm{Im}\{\boldsymbol{a}(\boldsymbol{u})\}^\top & \mathrm{Re}\{\boldsymbol{a}(\boldsymbol{u})\}^\top & 0 \end{bmatrix} \\ \boldsymbol{b}_{\boldsymbol{u}} &= \sqrt{w_{\boldsymbol{u}}}\begin{bmatrix} \mathrm{Re}\{G_{\mathsf{d}}(\boldsymbol{u})\} \\ \mathrm{Im}\{G_{\mathsf{d}}(\boldsymbol{u})\} \end{bmatrix}. \end{aligned} \tag{41}$$

이는 2차 원뿔 계획법 (second order cone programming, SOCP) 문제로, 오프더셸프 솔버 (off-the-shelf solver)를 사용하여 효율적으로 풀 수 있다.

3.2 부엽 준위 억제

많은 응용 분야에서는 명시적인 원하는 패턴이 없고 대신 낮은 부엽 준위와 같은 원하는 특성이 있다. [18]에서 다음과 같은 최적화 문제가 고려되었다:

$$\begin{aligned} \min_{\boldsymbol{f}} \quad & \max_{\boldsymbol{u}\in\mathscr{U}_{\mathsf{null}}} w_{\boldsymbol{u}}|G(\boldsymbol{u};\boldsymbol{f})|^2 \\ \text{s.t.} \quad & |G(\boldsymbol{u};\boldsymbol{f})|^2 \le U_{\mathsf{side}}(\boldsymbol{u}) \text{ for } \boldsymbol{u}\in\mathscr{U}_{\mathsf{side}} \\ & G(\boldsymbol{u}_0;\boldsymbol{f}) = 1, \end{aligned} \tag{42}$$

여기서 $\mathscr{U}_{\mathsf{null}}$은 가능한 최대로 억제되어야 하는 영역의 이산화이고, $\mathscr{U}_{\mathsf{side}}$은 특정 수준으로 억제되어야 하는 영역의 이산화이며, $\boldsymbol{u}_0$은 조향해야 하는 방향이다.

다시 한 번 보조 변수 t를 사용하여 최적화 문제를 재정의할 수 있다:

$$\begin{aligned} \min_{\boldsymbol{f},t} \quad & t \\ \text{s.t.} \quad & w_{\boldsymbol{u}}|G(\boldsymbol{u};\boldsymbol{f})|^2 \le t \text{ for } \boldsymbol{u}\in\mathscr{U}_{\mathsf{null}} \\ & |G(\boldsymbol{u};\boldsymbol{f})|^2 \le U_{\mathsf{side}}(\boldsymbol{u}) \text{ for } \boldsymbol{u}\in\mathscr{U}_{\mathsf{side}} \\ & G(\boldsymbol{u}_0;\boldsymbol{f}) = 1. \end{aligned} \tag{43}$$

$\boldsymbol{x} \equiv [\mathrm{Re}\{\boldsymbol{f}\}^\top \quad \mathrm{Im}\{\boldsymbol{f}\}^\top \quad t]^\top$로 정의하면, 문제는 다음 과 같다:

$$\begin{aligned} \min_{\boldsymbol{x}} \quad & \boldsymbol{e}_{2N+1}^\top \boldsymbol{x} \\ \text{s.t.} \quad & \|\boldsymbol{A}_{\boldsymbol{u}}\boldsymbol{x}-\boldsymbol{b}_{\boldsymbol{u}}\|^2 \le \boldsymbol{c}_{\boldsymbol{u}}^\top \boldsymbol{x} + d_{\boldsymbol{u}} \text{ for } \boldsymbol{u}\in\mathscr{U}_{\mathsf{null}}\cup\mathscr{U}_{\mathsf{side}}, \\ & \begin{bmatrix} \mathrm{Re}\{\boldsymbol{a}(\boldsymbol{u}_0)\}^\top & \mathrm{Im}\{\boldsymbol{a}(\boldsymbol{u}_0)\}^\top & 0 \end{bmatrix}\boldsymbol{f} = 1, \end{aligned} \tag{44}$$

상수는 (45)에서 주어진다.

이 최적화 문제는 항상 해가 존재(feasible)하지는 않다. 따라서 문제가 실행 가능하지 않다면 제약 조건을 휴리스틱(heuristic)하게 완화하거나 더 큰 안테나

2) 해당 참고 문헌에는 가중치 $w_{\boldsymbol{u}}$ 가 포함되어 있지 않지만, 필요한 경우 간단하게 추가할 수 있다. 가능한 경우에는 가중치를 추가하고자 한다.

$$\boldsymbol{A}_{\boldsymbol{u}}=\begin{cases}\sqrt{w_{\boldsymbol{u}}}\begin{bmatrix}\mathrm{Re}\{\boldsymbol{a}(\boldsymbol{u})\}^\top & \mathrm{Im}\{\boldsymbol{a}(\boldsymbol{u})\}^\top & 0\\ -\mathrm{Im}\{\boldsymbol{a}(\boldsymbol{u})\}^\top & \mathrm{Re}\{\boldsymbol{a}(\boldsymbol{u})\}^\top & 0\end{bmatrix}, & \boldsymbol{u}\in\mathscr{U}_{\mathsf{null}}\\ \begin{bmatrix}\mathrm{Re}\{\boldsymbol{a}(\boldsymbol{u})\}^\top & \mathrm{Im}\{\boldsymbol{a}(\boldsymbol{u})\}^\top & 0\\ -\mathrm{Im}\{\boldsymbol{a}(\boldsymbol{u})\}^\top & \mathrm{Re}\{\boldsymbol{a}(\boldsymbol{u})\}^\top & 0\end{bmatrix}, & \boldsymbol{u}\in\mathscr{U}_{\mathsf{side}}\cup\{\boldsymbol{u}_0\}\end{cases}\qquad \boldsymbol{b}_{\boldsymbol{u}}=\begin{cases}\begin{bmatrix}0\\0\end{bmatrix}, & \boldsymbol{u}\in\mathscr{U}_{\mathsf{null}}\cup\mathscr{U}_{\mathsf{side}}\\ \begin{bmatrix}1\\0\end{bmatrix}, & \boldsymbol{u}=\boldsymbol{u}_0\end{cases}$$

$$\boldsymbol{c}_{\boldsymbol{u}}=\begin{cases}\boldsymbol{e}_{2N+1}, & \boldsymbol{u}\in\mathscr{U}_{\mathsf{null}}\\ \boldsymbol{0}_{2N+1}, & \boldsymbol{u}\in\mathscr{U}_{\mathsf{side}}\cup\{\boldsymbol{u}_0\}\end{cases}\qquad d_{\boldsymbol{u}}=\begin{cases}0, & \boldsymbol{u}\in\mathscr{U}_{\mathsf{null}}\cup\{\boldsymbol{u}_0\}\\ U_{\mathsf{side}}(\boldsymbol{u}), & \boldsymbol{u}\in\mathscr{U}_{\mathsf{side}}\end{cases}\tag{45}$$

배열을 고려해야 한다.

3.3 위상 최적화를 통한 배열 패턴 합성

하드웨어 제약으로 인해 빔포밍 벡터 성분들의 위상만 조절할 수 있는 경우가 있다. 이러한 경우에 기존의 문제들을 새로운 제약 조건에 맞게 풀어야 한다. 3.1.1절에서 다룬 문제에 진폭 고정 제약을 추가한 경우를 고려하자:

$$\begin{aligned}\min_{\boldsymbol{f}}\quad & \sum_{\boldsymbol{u}\in\mathscr{U}} w_{\boldsymbol{u}}|G(\boldsymbol{u};\boldsymbol{f})-G_{\mathsf{d}}(\boldsymbol{u})|^2\\ \text{s.t.}\quad & |f_n|=1 \text{ for all } n.\end{aligned}\tag{46}$$

3.1.1절의 표기법을 사용하면 다음과 같은 단일-절대값 최소 제곱 (unit-modulus least squares, ULS) 문제임을 알 수 있다:

$$\begin{aligned}\min_{\boldsymbol{f}}\quad & \|\boldsymbol{W}^{\frac12}\boldsymbol{A}\boldsymbol{f}-\boldsymbol{W}^{\frac12}\boldsymbol{g}\|^2\\ \text{s.t.}\quad & |f_n|=1 \text{ for all } n.\end{aligned}\tag{47}$$

단일-절대값 성질을 활용하면 최적화 문제는 다음과 같이 변형될 수 있다[31] :

$$\begin{aligned}\min_{\boldsymbol{f},t}\quad & \|\boldsymbol{W}^{\frac12}\boldsymbol{A}\boldsymbol{f}+t\boldsymbol{W}^{\frac12}\boldsymbol{g}\|^2\\ \text{s.t.}\quad & |f_n|=1 \text{ for all } n\end{aligned}\tag{48}$$

$$|t|=1.\tag{49}$$

여기서 목적 함수 $\|\boldsymbol{W}^{\frac12}\boldsymbol{A}\boldsymbol{f}+t\boldsymbol{W}^{\frac12}\boldsymbol{g}\|^2$는 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\|\boldsymbol{W}^{\frac12}\boldsymbol{A}\boldsymbol{f}+t\boldsymbol{W}^{\frac12}\boldsymbol{g}\|^2=\left\|\boldsymbol{W}^{\frac12}\begin{bmatrix}\boldsymbol{A} & \boldsymbol{g}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{f}\\ t\end{bmatrix}\right\|^2.\tag{50}$$

이때

$$\boldsymbol{x}\equiv\begin{bmatrix}\boldsymbol{f}\\ t\end{bmatrix}\qquad \boldsymbol{R}\equiv\begin{bmatrix}\boldsymbol{A} & \boldsymbol{g}\end{bmatrix}^H\boldsymbol{W}\begin{bmatrix}\boldsymbol{A} & \boldsymbol{g}\end{bmatrix}\tag{51}$$

표 2. 위상 최적화를 통한 배열 패턴 합성 기법
Table 2. Optimization formulation of phase-only array pattern synthesis

최소화할 목적함수	제약 조건	해의 존재성	최적화 방법†
$\sum_{\boldsymbol{u}\in\mathscr{U}} w_{\boldsymbol{u}}\|G(\boldsymbol{u})-G_{\mathsf{d}}(\boldsymbol{u})\|^2$	$\|f_n\|=1$ for all n	-	GP[28]
$\sum_{\boldsymbol{u}\in\mathscr{U}} w_{\boldsymbol{u}}\left\|G(\boldsymbol{u})-G_{\mathsf{d}}(\boldsymbol{u})\right\|^2$	$\|f_1\|=\ldots=\|f_N\|$	-	AO[28], AMM/CCD[29]
$\sum_{\boldsymbol{u}\in\mathscr{U}} w_{\boldsymbol{u}}\left\|\|G(\boldsymbol{u})\|-G_{\mathsf{d}}(\boldsymbol{u})\right\|^2$	$\|f_1\|=\ldots=\|f_N\|$	-	AMM/CCD[29]
$\max_{\boldsymbol{u}\in\mathscr{U}_{\mathsf{side}}} w_{\boldsymbol{u}}\|G(\boldsymbol{u})\|^2$	$G(\boldsymbol{u}_0)=1$	항상	GD[30]
-	$L_{\mathsf{main}}(\boldsymbol{u})\le\|G(\boldsymbol{u})\|\le U_{\mathsf{main}}(\boldsymbol{u})$ for $\boldsymbol{u}\in\mathscr{U}_{\mathsf{main}}$ $\|G(\boldsymbol{u})\|\le U_{\mathsf{side}}(\boldsymbol{u})$ for $\boldsymbol{u}\in\mathscr{U}_{\mathsf{side}}$	항상은 아님	SDR[19]

† GP: gradient projection, AO: alternating optimization, AMM: alternating majorization minimization, CCD: cyclic coordinate descent, GD: gradient descent

라 하면 최적화 문제는 다음과 같은 단일-절대값 이차 계획법(unit-modulus quadratic programming) 문제로 변형된다[28] :

$$\begin{aligned} \min_{\boldsymbol{x}} \quad & \boldsymbol{x}^H \boldsymbol{R} \boldsymbol{x} \\ \text{s.t.} \quad & |x_n| = 1 \text{ for all } n. \end{aligned} \tag{52}$$

이 문제를 푸는 알고리즘들은 [32]와 그 참고문헌에서 찾아볼 수 있다 (추가적으로 [33] 참고).

앞서 기술된 다른 문제들 또한 위상 제약 조건을 추가하여 풀 수 있고 이는 표 2에 정리되어 있다.

Ⅳ. 결 론

배열 패턴은 위성 통신 뿐만 아니라 밀리미터파 초기 접속 (initial access)[34], 재구성 가능한 지능 표면 (reconfigurable intelligent surface, RIS)[35], 통합 감지 및 통신(integrated sensing and communication)[36] 등 의 차세대 통신 기술에서도 중요하다. 하지만 위상 배 열 이론은 안테나 이론의 일부로 간주되어 대부분의 통신 이론 교과서에서 다루어지지 않았다. 본 논문에서는 이러한 간극을 좁히기 위해 위상 배열 이론과 지난 50 년간 개발된 수치적 배열 패턴 합성 방법에 대한 연구를 일반적인 물리 계층 연구자가 이해할 수 있도록 간략히 소개하였다.

References

[1] A. France-Presse, "Iridium, officially bankrupt, ends services," *The New York Times*, Mar. 20, 2000.

[2] M. Sweeting, "Modern small satellites-changing the economics of space," in *Proc. IEEE*, vol. 106, no. 3, pp. 343-361, 2018.

[3] Starlink, *Starlink is available on all 7 continents, in over 60 countries and many more markets, connecting 2M+ active customers and counting with high-speed internet!* X (formerly twitter), 2023.

[4] H.-S. Cha, J.-M. Kim, B. Lim, J.-H. Lee, and Y.-C. Ko, "A survey on inter-satellite links for low-earth orbit satellite networks," *J. KICS*, vol. 47, no. 10, pp. 1508-1518, 2022.

[5] S. A. Schelkunoff, "A mathematical theory of linear arrays," *The Bell Syst. Technical J.*, vol. 22, no. 1, pp. 80-107, 1943.

[6] B. D. Van Veen and K. M. Buckley, "Beamforming: A versatile approach to spatial filtering," *IEEE ASSP Mag.*, vol. 5, no. 2, pp. 4-24, 1988.

[7] C. L. Dolph, "A current distribution for broad-side arrays which optimizes the relationship between beam width and side-lobe level," in *Proc. IRE*, vol. 34, no. 6, pp. 335-348, 1946.

[8] T. T. Taylor, "Design of line-source antennas for narrow beamwidth and low side lobes," *Trans. IRE Professional Group Ant. Propag.*, vol. 3, no. 1, pp. 16-28, 1955.

[9] R. J. Mailloux, *Phased array antenna handbook*, Second. Artech house, 2005.

[10] C. A. Balanis, *Antenna theory: Analysis and design*, John wiley & sons, 2016.

[11] R. C. Hansen, "Array pattern control and synthesis," in *Proc. IEEE*, vol. 80, no. 1, pp. 141-151, 1992.

[12] K. T. Selvan and R. Janaswamy, "Fraunhofer and Fresnel distances: Unified derivation for aperture antennas," *IEEE Ant. Propag. Mag.*, vol. 59, no. 4, pp. 12-15, 2017.

[13] E. DuFort, "Finite scattering matrix for an infinite antenna array," *Radio Sci.*, vol. 2, no. 1, pp. 19-27, 1967.

[14] G. Deschamps and H. Cabayan, "Antenna synthesis and solution of inverse problems by regularization methods," *IEEE Trans. Ant. Propag.*, vol. 20, no. 3, pp. 268-274, 1972.

[15] J. Mautz and R. Harrington, "Computational methods for antenna pattern synthesis," *IEEE Tran. Ant. and Propag.*, vol. 23, no. 4, pp. 507-512, 1975.

[16] F. Wang, V. Balakrishnan, P. Y. Zhou, J. J. Chen, R. Yang, and C. Frank, "Optimal array pattern synthesis using semidefinite programming," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 51, no. 5, pp. 1172-1183, 2003.

[17] F. Wang, R. Yang, and C. Frank, "A new algorithm for array pattern synthesis using the recursive least squares method," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 10, no. 8, pp. 235-238,

2003.

[18] H. Lebret and S. Boyd, “Antenna array pattern synthesis via convex optimization,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 45, no. 3, pp. 526-532, 1997.

[19] B. Fuchs, “Application of convex relaxation to array synthesis problems,” *IEEE Trans. Ant. Propag.*, vol. 62, no. 2, pp. 634-640, 2013.

[20] R. L. Haupt, “Thinned arrays using genetic algorithms,” *IEEE Trans. Ant. Propag.*, vol. 42, no. 7, pp. 993-999, 1994.

[21] K.-K. Yan and Y. Lu, “Sidelobe reduction in array-pattern synthesis using genetic algorithm,” *IEEE Trans. Ant. Propag.*, vol. 45, no. 7, pp. 1117-1122, 1997.

[22] D. W. Boeringer and D. H. Werner, “Particle swarm optimization versus genetic algorithms for phased array synthesis,” *IEEE Trans. Ant. Propag.*, vol. 52, no. 3, pp. 771-779, 2004.

[23] O. Quevedo-Teruel and E. Rajo-Iglesias, “Ant colony optimization in thinned array synthesis with minimum sidelobe level,” *IEEE Ant. Wireless Propag. Lett.*, vol. 5, pp. 349-352, 2006.

[24] W.-C. Weng, F. Yang, and A. Z. Elsherbeni, “Linear antenna array synthesis using Taguchi’s method: A novel optimization technique in electromagnetics,” *IEEE Trans. Ant. Propag.*, vol. 55, no. 3, pp. 723-730, 2007.

[25] O. M. Bucci, G. D’Elia, G. Mazzarella, and G. Panariello, “Antenna pattern synthesis: A new general approach,” *Proc. IEEE*, vol. 82, no. 3, pp. 358-371, 1994.

[26] C. Olen and R. Compton, “A numerical pattern synthesis algorithm for arrays,” *IEEE Tran. Ant. Propag.*, vol. 38, no. 10, pp. 1666-1676, 1990.

[27] P. Y. Zhou and M. A. Ingram, “Pattern synthesis for arbitrary arrays using an adaptive array method,” *IEEE Trans. Ant. Propag.*, vol. 47, no. 5, pp. 862-869, 1999.

[28] J. Tranter, N. D. Sidiropoulos, X. Fu, and A. Swami, “Fast unit-modulus least squares with applications in beamforming,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 65, no. 11, pp. 2875-2887, 2017.

[29] A. Arora, C. G. Tsinos, M. B. Shankar, S. Chatzinotas, and B. Ottersten, “Efficient algorithms for constant-modulus analog beamforming,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 70, pp. 756-771, 2021.

[30] J. F. DeFord and O. P. Gandhi, “Phase-only synthesis of minimum peak sidelobe patterns for linear and planar arrays,” *IEEE Trans. Ant. Propag.*, vol. 36, no. 2, pp. 191-201, 1988.

[31] Z.-Q. Luo, W.-K. Ma, A. M.-C. So, Y. Ye, and S. Zhang, “Semidefinite relaxation of quadratic optimization problems,” *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 27, no. 3, pp. 20-34, 2010.

[32] M. Soltanalian and P. Stoica, “Designing unimodular codes via quadratic optimization,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 62, no. 5, pp. 1221-1234, 2014.

[33] S. T. Smith, “Optimum phase-only adaptive nulling,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 47, no. 7, pp. 1835-1843, 1999.

[34] M. Giordani, M. Mezzavilla, and M. Zorzi, “Initial access in 5G mmWave cellular networks,” *IEEE Commun. Mag.*, no. 11, pp. 40-47, 2016.

[35] Z. Wan, Z. Gao, F. Gao, M. Di Renzo, and M.-S. Alouini, “Terahertz massive mimo with holographic reconfigurable intelligent surfaces,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 69, no. 7, pp. 4732-4750, 2021.

[36] J. A. Zhang, X. Huang, Y. J. Guo, J. Yuan, and R. W. Heath, “Multibeam for joint communication and radar sensing using steerable analog antenna arrays,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 68, no. 1, pp. 671-685, 2018.

도 희 동 (Heedong Do)

2018년 2월 : 포항공과대학교 수학 학사
2020년 2월 : 포항공과대학교 전자 전기공학 석사
2023년 2월 : 포항공과대학교 전자 전기공학 박사
2023 년 3월~현재 : 고려대학교 정보통신기술연구소 박사후연구원
<관심분야> 다중안테나 통신

오 상 배 (Sang Bae Oh)

2003년 8월 : 중앙대학교 전자전기 공학 학사
2007년 8월 : 중앙대학교 전자전기 공학 석사
2015년 4월~ 현재 : LIG넥스원 수석연구원
<관심분야> 위상배열 안테나

신 정 진 (JungJin Shin)

2015년 2월 : 홍익대학교 컴퓨터공 학과 학사
2015년 1월~현재 : LIG넥스원 선임연구원
<관심분야> 위상배열안테나

문 성 진 (Sungjin Moon)

2012년 2월 : 한양대학교 전자통신 컴퓨터공학 학사
2014년 2월 : 한양대학교 전자컴퓨 터통신공학 석사
2019년 2월 : 한양대학교 전자컴퓨 터통신공학 박사
2019년 3월~현재 : 국방과학연구소 선임연구원
<관심분야> 위상배열안테나

박 병 철 (Byung-Chul Park)

2008년 2월 : 홍익대학교 전자전기 공학부 학사
2010년 2월 : 홍익대학교 전자정보 통신공학과 석사
2015년 2월 : 홍익대학교 전자정보 통신공학과 박사
2015년 3월~현재 : 국방과학연구소 선임연구원
<관심분야> 위성통신 안테나

이 남 윤 (Namyoon Lee)

2006년 2월 : 고려대학교 전파통신 학 학사
2008년 2월 : 한국과학기술원 전자 전기공학 석사
2014 년 2월 : The University of Texas at Austin 전자컴퓨터공학 박사
2008년 2월~2011년 6월 : 삼성전자 선임연구원
2014년 12월~2015년 5월 : 노키아 Senior Researcher
2015년 5월~2016년 2월 : 인텔 Research Scientist
2016년 2월~2022년 2월 : 포항공대 교수
2022년 3월~현재 : 고려대학교 교수
<관심분야> 다중안테나 통신