

시공간 선 부호 시스템을 위한 격자 기반 IRS 위상 할당 기법

김재홍*, 정진곤^o

Grid-Based IRS Phase Mapping Method for Space-Time Line Coded Systems

Jaehong Kim*, Jingon Joung^o

요약

테라헤르츠 통신 시스템이 갖는 경로 손실 문제를 개선하기 위해, 다수 수동소자로 구성된 지능형 반사 표면(IRS: intelligent reflecting surface) 연구가 활발히 이루어지고 있다. 한편, 최대 공간 다이버시티 이득을 제공하는 시공간 선 부호(STLC: space-time line code)에 IRS를 적용하여 수신기 채널 추정 부담을 줄이는 시스템이 최근 제안되었다. 하지만 실시간 채널 정보를 활용하는 기존 IRS 위상제어는 채널 추정 및 시그널링 오버헤드가 IRS 위상제어 소자 수에 비례하므로 매우 많은 수의 위상제어 소자로 구성된 대규모 IRS 시스템에 적용이 어렵다. 본 연구에선 채널 추정 및 시그널링 오버헤드가 IRS 소자 수에 무관한 새로운 격자 기반 IRS 위상 할당 기법을 제안한다. 제안하는 기법은 주어진 커버리지를 균일 크기 격자로 나누고, 각 격자에 대해 최적인 위상제어 벡터를 설계하여 IRS 제어기에 저장한다. 이때 IRS 제어기는 수신기로부터 격자 정보만을 피드백 받아 저장된 위상제어 벡터를 할당하여, IRS 위상제어 소자 수가 아닌 설계한 격자 개수에 비례하는 시그널링 오버헤드를 갖고, 커버리지 확보를 위한 최소 격자 수를 설계하여 시그널링 오버헤드를 줄일 수 있다. 대규모 IRS 시스템의 시그널링 오버헤드 감소를 통해, 제안하는 격자 기반 IRS 위상 할당 기법이 기존 채널 기반 IRS 위상제어 기법보다 높은 데이터 전송률을 연음을 모의실험을 통해 확인하였다.

Key Words : Intelligent reflecting surface, space-time line code, grid, mapping, signaling overhead

ABSTRACT

To overcome the severe pathloss of the terahertz communication systems, an intelligent reflecting surface (IRS) that is composed of many passive components has been vigorously studied. On the other hand, the IRS is applied to a full-spatial-diversity achieving space-time line code system to reduce the channel estimation burden at the receiver side. However, the existing IRS phase control that requires the instantaneous channel state information is difficult to directly apply to the large-scale IRS systems with an enormous number of IRS phase control elements, because the channel estimation and signaling overhead are proportional to the number of IRS elements. In this study, we proposed a new grid-based IRS phase mapping method, in which the given coverage is partitioned into the identical-size grids and the optimal phase control vector is designed for each

※ 이 논문은 과학기술정보통신부의 재원으로 한국연구재단의 지원(2021R1A4A2001316, 2022R1A2C1003750)과 정보통신기획평가원의 지원(No.2021-0-00874, No.2022-0-00635)을 받아 수행된 연구임

• First Author : Chung-Ang University Department of Electrical and Electronics Engineering, kjhct9606@cau.ac.kr, 학생회원

◦ Corresponding Author : Chung-Ang University Department of Electrical and Electronics Engineering, jgjoung@cau.ac.kr, 종신회원
 논문번호 : 202205-097-A-RN, Received May 10, 2022; Revised July 6, 2022; Accepted July 21, 2022

grid. Consequently, the signaling overhead becomes proportional to the number of grids. Through designing the descent number of grids, the signaling overhead for the IRS phase control can be significantly reduced, resulting in the throughput increase as verified by the simulation.

I. 서론

높은 주파수 대역을 활용하는 차세대 무선 통신 시스템은 반사, 회절, 그리고 투과되어 도달하는 비가시선 (NLoS: non-line-of-sight) 채널이 극심한 경로 손실을 겪으므로, 일정한 커버리지를 보장하기 위해선 가시선 (LoS: line-of-sight) 채널 확보가 중요하다^[1]. 커버리지 증대를 위해, 분산 안테나 시스템 및 중계기를 추가 배치할 수 있으나, 전체 네트워크 구축비용과 송신 전력이 증가하는 문제가 있다. 이를 극복하기 위해, 입사하는 신호를 반사시켜 원하는 방향으로 빔을 형성할 수 있는 지능형 반사 표면 (IRS: intelligent reflecting surface) 연구가 최근 학계에서 주목받고 있다^[2]. 다수 수동 위상제어 소자로 구성된 IRS는 낮은 전력으로 인위적인 가시선 채널을 형성할 수 있기 때문에, 밀리미터 및 테라 헤르츠 대역 통신 시스템에 적용하는 연구가 진행되었다^[3-6]. 또한, IRS는 기존 다중 안테나 및 중계기와 달리 능동 RF (radio frequency) 소자를 거의 사용하지 않으므로, 낮은 하드웨어 설계 비용으로 여러 IRS를 배치할 수 있다^[7].

하지만 능동 RF 소자 활용을 최소화하여 IRS를 설계함으로써 채널 추정과 IRS 제어 시그널링 오버헤드가 증가한다는 단점이 발생한다. 파일럿 신호 감지를 독립적으로 할 수 없는 IRS를 위해, 송수신기가 IRS 관련 채널을 대신 추정해야 한다. 이때 IRS 위상제어 소자 수 N 에 비례하는 파일럿 전송이 필요하므로, 기존 다중 안테나 시스템 대비 높은 채널추정 오버헤드가 나타난다^[8]. 기존 다중 입·출력 시스템에선 송·수신기 모두 채널 정보를 획득해야하므로, 더욱 심각한 채널 추정 오버헤드가 발생한다. 이를 고려하여, 수신기에서 별도 채널 추정을 수행하지 않는 시공간 선 부호화 (STLC: space-time line code) 시스템^[9]에 IRS를 적용한 연구가 진행되었다^[10]. STLC는 기존 시공간 블록 부호 기법에 대칭적인 기술로 수신기에서 별도 채널 추정 없이 최대 공간 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 기법이다^[9-14]. 연구^[10]에선 IRS-STLC 시스템 수신 신호 대 잡음비 (SNR: signal-to-noise ratio)를 최대화하고, 이로 인한 커버리지 증대 효과를 확인하였다. 수동 IRS 위상제어에 대한 unit-modulus 제약 조

건을 완화하는 UCR (unit-modulus constraint relaxation) 기법을 제안하고, UCR 기법이 낮은 복잡도로 효율적인 아날로그 위상제어를 수행함을 확인하였다.

한편, 채널 추정을 수행한 송수신기는 이를 활용하여 IRS 위상제어 벡터를 설계하고, 이를 IRS 제어기로 전송한다. IRS 제어기는 별도 피드백 채널을 통해 오류 없이 IRS 제어 정보를 수신한다고 가정한다^[15]. IRS는 제어 시그널링 피드백 전까지 최적 위상제어를 수행할 수 없으므로, 제어 시그널링 오버헤드로 인해 실제 데이터 전송량이 줄어든다. IRS 제어 피드백을 통해 IRS 각 소자 당 위상제어 값을 전송하는 경우, 시그널링 오버헤드는 QN 에 비례한다. 이때 Q 는 위상 값 전송을 위한 양자화 비트 수로, 설계한 아날로그 위상 값을 2^Q 단계로 양자화하여 전송함을 의미한다. 따라서 정교한 IRS 빔 형성을 위해 Q 를 높게 설정해야 하지만 시그널링 오버헤드가 증가한다. 이러한 시그널링 오버헤드를 고려하여, IRS 양자화 위상제어를 설계하는 greedy 기반 위상제어 기법이 제안되었다^[16,17]. 연구^[17]에선 $Q=4$ 인 양자화 위상제어 기법이 아날로그 위상제어와 거의 동일한 비트 오류율 (BER: bit-error-rate) 성능을 보이며, N 이 큰 대규모 IRS를 활용할 경우, Q 를 낮게 설정하면 낮은 오버헤드로 효율적인 데이터 전송이 가능함을 실험적으로 확인하였다.

하지만 실시간 채널 정보를 활용하는 기존 채널 기반 IRS 위상제어 (CBPC: channel-based IRS phase control)은 여전히 IRS 위상제어 소자 수 N 에 비례하는 오버헤드를 가지므로, 대규모 IRS에 적용이 제한적이다. 이에 따라, 본 연구에선 낮은 IRS 채널 추정 및 제어 시그널링 오버헤드를 갖는 새로운 격자 기반 IRS 위상 할당 (GBPM: grid-based IRS phase mapping) 기법을 제안한다^[18]. 제안하는 GBPM은 IRS-STLC 시스템 커버리지를 여러 균일 크기 격자로 나누고, 각 격자에 위치한 사용자 단말 (UE: user equipment)에 대해 평균 수신 SNR을 최대화하는 IRS 위상제어 벡터를 설계한다. 설계한 격자 당 최적 위상제어 벡터는 하향링크 데이터 송·수신 단계 이전에 미리 설계한 후, IRS 제어기에 저장한다. IRS 제어기는 UE로부터 제어 시그널링을 피드백 받아 저장한 위상

제어 벡터를 할당한다. 이때 UE가 전송하는 제어 시그널링은 격자 정보이며, 이는 설계한 격자 개수에 비례한다. 또한 제안하는 GBPM은 IRS 위상제어 소자당 채널 추정을 수행하지 않으므로, 기존 CBPC와 달리 N 에 비례하지 않는 낮은 오버헤드를 갖는다.

모의실험 결과, 특정 격자 개수 이상 활용한 GBPM 기법이 CBPC와 대등한 BER 성능을 보이며, 데이터 전송률 측면에서는 GBPM이 기존 CBPC보다 우월함을 확인하였다. 특히 N 이 증가할수록 기존 CBPC 대비 제안하는 GBPM이 높은 성능 개선 효과를 보이며, 대규모 IRS 시스템에서 효과적인 기법임을 확인하였다.

위 첨자 ‘ H ’, ‘ T ’, ‘ $*$ ’는 각각 행렬 및 벡터에 대한 복소켈레 전치, 전치, 복소 켈레 연산자를 의미한다. \otimes 와 \odot 는 각각 Kronecker product와 요소별 곱셈 연산자이다. $E[x]$ 는 확률 변수 x 에 대한 기댓값을 의미하며, $CN \sim (\mu, \sigma^2)$ 은 평균 μ , 분산 σ^2 를 갖는 복소 정규 분포를 의미한다. \mathbf{I}_N 은 $N \times N$ 차원 항등행렬이며, $\text{mod}(a, b)$ 는 모듈로 연산자로 정수 a 를 정수 b 로 나눈 나머지를 의미한다. $\lfloor x \rfloor$ 는 $x \in \mathbb{R}$ 보다 큰 최소 정수를 의미한다.

II. IRS-STLC 채널 및 신호 모델

본 연구에선 M 개 송신 안테나를 갖는 기지국 (BS: base station)과 두 수신 안테나를 갖는 UE 사이 하향링크 통신 시스템을 고려한다. 그림 1과 같이, $D \times D \text{ m}^2$ 커버리지 내에 위치한 BS와 UE 사이엔 건물이나 산과 같은 지형적 장애물이 존재하여 직접

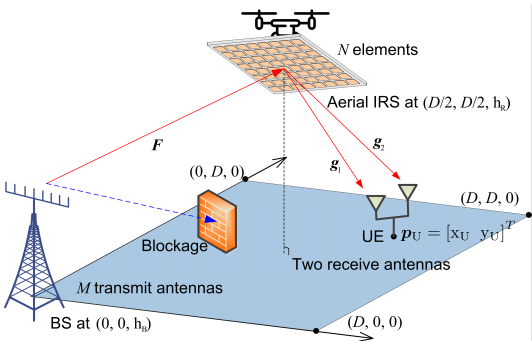


그림 1. 송신 안테나 M 개를 갖는 BS, 두 개 수신 안테나를 갖는 UE, 그리고 N 개 소자를 갖는 IRS로 구성된 $D \times D \text{ m}^2$ 커버리지 IRS-STLC 하향링크 시스템
Fig. 1. $D \times D \text{ m}^2$ coverage IRS-STLC downlink systems with M antennas BS, two antennas UE, and N -element IRS.

적인 통신이 불가능하다. 이때 N 개 위상제어 소자를 갖는 IRS를 적절하게 배치하면 인위적인 LoS 채널을 구축하여 하향링크 데이터 송신을 지원할 수 있다. 그림 1과 같이 무인 이동체 등을 활용하여 IRS를 공중에 배치하면, IRS가 비교적 넓은 반사각을 확보하여 지상에 위치한 많은 UE를 지원할 수 있다^[9]. 본 논문에서 고려한 BS와 IRS는 각각 $(0, 0, h_B) \text{ m}$ 와 $(D/2, D/2, h_R) \text{ m}$ 에 고정되어 있다고 가정하며, UE 위치는 $\mathbf{p}_U = [x_U \ y_U]^T$ 로 표기한다.

2.1 IRS-STLC 채널 모델

송신 안테나 m 에서 n 째 위상제어 소자로 이어지는 BS-IRS 채널을 $f_{n,m}$ 으로 표기하며 ($m \in \{1, \dots, M\}$, $n \in \{1, \dots, N\}$), BS-IRS 채널 행렬은 $\mathbf{F} = [\mathbf{f}_1 \ \mathbf{f}_2 \ \dots \ \mathbf{f}_M] \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 이다. 여기서, $\mathbf{f}_m = [f_{1,m} \ f_{2,m} \ \dots \ f_{N,m}]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 은 m 째 송신 안테나에서 IRS로 이어지는 채널 벡터를 의미한다. 또한, n 째 IRS 위상제어 소자에서 i 째 UE 안테나로 이어지는 채널을 $g_{i,n}$ 로 표기하며, IRS에서 i 째 수신 안테나로 이어지는 채널 벡터를 $\mathbf{g}_i = [g_{i,1} \ g_{i,2} \ \dots \ g_{i,N}]^H \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 로 표기한다 ($i \in \{1, 2\}$). 본 연구에서는, BS-IRS와 IRS-UE 링크 모두 LoS가 확보된 Rician 채널로 모델링한다. 따라서 채널 \mathbf{F} 와 \mathbf{g}_i 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{F} = \sqrt{\eta_F} \left(\sqrt{\frac{\kappa_F}{1 + \kappa_F}} \bar{\mathbf{F}} + \sqrt{\frac{1}{1 + \kappa_F}} \tilde{\mathbf{F}} \right), \quad (1a)$$

$$\mathbf{g}_i = \sqrt{\eta_g} \left(\sqrt{\frac{\kappa_g}{1 + \kappa_g}} \bar{\mathbf{g}}_i + \sqrt{\frac{1}{1 + \kappa_g}} \tilde{\mathbf{g}}_i \right). \quad (1b)$$

여기서 η_F 와 η_g 는 각각 채널 $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 와 $\mathbf{g}_i \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 에 대한 경로 손실을 의미하며, κ_F 와 κ_g 는 각각 채널 \mathbf{F} 와 \mathbf{g}_i 에 해당하는 Rician factor를 의미한다. $\bar{\mathbf{F}} = [\bar{\mathbf{f}}_1 \ \bar{\mathbf{f}}_2 \ \dots \ \bar{\mathbf{f}}_M] \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 과 $\bar{\mathbf{g}}_i \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 은 각 채널 성분 중 LoS 성분을 의미하며, $\tilde{\mathbf{F}} = [\tilde{\mathbf{f}}_1 \ \tilde{\mathbf{f}}_2 \ \dots \ \tilde{\mathbf{f}}_M] \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 과 $\tilde{\mathbf{g}}_i \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 은 비가시선 성분을 의미한다. 채널 벡터 $\tilde{\mathbf{f}}_m \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 과 $\tilde{\mathbf{g}}_i \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 은 평균이 0이며 공분산 행렬이 \mathbf{I}_N 인 정규 복소 가우시안 분포를 따른다. IRS는 가로 N_h 개와 세로 N_v 개, 총 $N = N_h N_v$ 개 위상제어 소자를 갖는 uniform rectangular array (URA) 구조이며, 송-수신

안테나는 uniform linear array (ULA) 구조이다. 따라서 BS와 IRS 사이 LoS 채널 $\bar{\mathbf{F}} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 을 다음과 같이 생성한다[20].

$$\bar{\mathbf{F}} = \mathbf{a}_R(\theta_{\text{AoA},R}, \phi_{\text{AoA},R}) \mathbf{a}_B^H(\theta_{\text{AoD},B}). \quad (2)$$

이때, $\theta_{\text{AoA},R}$ 와 $\phi_{\text{AoA},R}$ 은 각각 IRS 도래각 (AoA: angle of arrival) 중 방위각과 고각을 의미하며, $\theta_{\text{AoD},B}$ 는 IRS 출발각 (AoD: angle of departure)에 대한 방위각을 의미한다. 또한, $\mathbf{a}_R(\theta, \phi) \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 과 $\mathbf{a}_B(\theta) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 은 각각 IRS와 BS가 형성하는 위상조향 벡터를 의미하며, URA 모델을 따르는 IRS 위상조향 벡터는 다음과 같이 구성할 수 있다.

$$\mathbf{a}_R(\theta, \phi) = \mathbf{a}_v(\theta, \phi) \otimes \mathbf{a}_h(\theta, \phi). \quad (3)$$

여기서, $\mathbf{a}_v(\theta, \phi) \in \mathbb{C}^{N_v \times 1}$ 과 $\mathbf{a}_h(\theta, \phi) \in \mathbb{C}^{N_h \times 1}$ 은 각각 IRS 수평과 수직 성분에 대한 위상 조향 벡터이다. 각 벡터에 대한 l 째 원소를 각각 다음과 같이 구성할 수 있다 ($l \in \{1, \dots, N_v\}$, $k \in \{1, \dots, N_h\}$):

$$a_{v,l}(\theta, \phi) = \exp\left(\frac{j2\pi d}{\lambda_W}(l-1)\cos\theta\cos\phi\right), \quad (4a)$$

$$a_{h,k}(\theta, \phi) = \exp\left(-\frac{j2\pi d}{\lambda_W}(k-1)\sin\theta\cos\phi\right). \quad (4b)$$

안테나 (또는 IRS 위상제어 소자) 사이 이격 거리는 d 로 나타내며, $\lambda_W = c/f_c$ 는 캐리어 주파수 f_c 와 빛의 속도 c 로부터 계산한 파장을 나타낸다. 한편, ULA로 모델링한 BS 위상조향 벡터에 대한 m 째 원소는 다음과 같이 구성할 수 있다 ($m \in \{1, \dots, M\}$).

$$a_{B,m}(\theta) = \exp\left(\frac{j2\pi d}{\lambda_W}(m-1)\sin\theta_{\text{AoD},B}\right). \quad (5)$$

(2)와 같은 방식으로, IRS와 UE 사이 LoS 채널 $\bar{\mathbf{g}}_i \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 은 다음과 같이 생성한다[20].

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{g}}_i &= \mathbf{a}_R(\theta_{\text{AoD},R}, \phi_{\text{AoD},R}) \\ &\times \exp\left(\frac{j2\pi d}{\lambda_W}(i-1)\sin\theta_{\text{AoA},U}\right), i \in \{1, 2\}. \end{aligned} \quad (6)$$

여기서, $\theta_{\text{AoD},R}$ 와 $\phi_{\text{AoD},R}$ 은 각각 IRS AoD에 대한 방

위각과 고각을 의미하며, $\theta_{\text{AoA},U}$ 는 UE AoA에 대한 방위각을 의미한다.

n 째 IRS 위상제어 소자가 만드는 위상 변이를 $\chi_n \in [0, 2\pi)$ 로 표기할 때, IRS 위상제어 벡터 $\boldsymbol{\psi} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 은 다음과 같이 표현할 수 있다:

$$\boldsymbol{\psi} = [\psi_1 \ \psi_2 \ \dots \ \psi_N]^T = [e^{j\chi_1} \ e^{j\chi_2} \ \dots \ e^{j\chi_N}]^T. \quad (7)$$

따라서 BS에서 IRS를 거쳐 i 째 수신 안테나로 도달하는 합성 채널 벡터는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{h}_i^H = \mathbf{g}_i^H \text{diag}(\boldsymbol{\psi}) \mathbf{F}, \quad i \in \{1, 2\}. \quad (8)$$

여기서, $\mathbf{h}_i = [h_{i,1} \ h_{i,2} \ \dots \ h_{i,M}]^H \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 이며, $h_{i,m}$ 은 m 째 송신 안테나와 i 째 수신 안테나 사이 합성 채널 이득을 의미한다.

2.2 IRS-STLC 신호 모델

BS가 모든 채널 상태 정보를 획득하여, IRS 위상제어 벡터를 설계했다고 가정하면, (8)에서 정의한 합성 채널 이득을 활용하여 STLC 인코딩 행렬을 다음과 같이 형성할 수 있다.

$$\mathbf{H}_{(1:M)} = [\mathbf{H}_1^T \ \dots \ \mathbf{H}_m^T \ \dots \ \mathbf{H}_M^T]^T \in \mathbb{C}^{2M \times 2}. \quad (9)$$

여기서, $\mathbf{H}_m = \begin{bmatrix} h_{1,m} & h_{2,m} \\ h_{2,m}^* & -h_{1,m}^* \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$ 를 의미한다.

(9)를 통해 STLC 심볼을 다음과 같이 생성한다[9]:

$$[s_{1,1}^* \ s_{1,2} \ \dots \ s_{M,1}^* \ s_{M,2}]^T = \frac{1}{\sqrt{\gamma_{2M}}} \mathbf{H}_{(1:M)} \begin{bmatrix} x_1^* \\ x_2 \end{bmatrix}. \quad (10)$$

x_k 는 k 째 정보 심볼이며 ($k \in \{1, 2\}$), $E[|x_k^2|] = \sigma_x^2 = P$ 를 만족한다. $s_{m,t}$ 는 m 째 송신 안테나가 시간 t 에 송신하는 STLC 심볼이다 ($m \in \{1, \dots, M\}$, $t \in \{1, 2\}$). $\gamma_{2M} = \|\mathbf{h}_1\|^2 + \|\mathbf{h}_2\|^2$ 은 송신 전력 정규화 요소로, STLC 심볼 $s_{m,t}$ 에 대해

$$\sum_{m=1}^M E[|s_{m,1}|^2] = \sum_{m=1}^M E[|s_{m,2}|^2] = P$$
를 만족시킨다.

(10)에서 생성한 STLC 심볼을 송신하면, IRS에 반사되어 두 수신 안테나에서 수신된 심볼은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{bmatrix} r_{1,1} & r_{1,2} \\ r_{2,1} & r_{2,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^H \\ \mathbf{h}_2^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{1,1} & s_{1,2} \\ \vdots & \vdots \\ s_{M,1} & s_{M,2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_{1,1} & z_{1,2} \\ z_{2,1} & z_{2,2} \end{bmatrix}, \quad (11)$$

여기서, $r_{m,t}$ 는 m 째 수신 안테나가 시간 t 에 수신 신호이며, $z_{m,t}$ 는 가우시안 잡음 요소로 $CN(0, \sigma_z^2)$ 를 따른다. 네 수신 신호는 다음과 같은 STLC 선형 결합 과정을 거친다.

$$r_{1,1} + r_{2,2}^* = \sqrt{\gamma_{2M}} x_1 + z_{1,1} + z_{2,2}^*, \quad (12a)$$

$$r_{2,1}^* - r_{1,2} = \sqrt{\gamma_{2M}} x_2 + z_{2,1}^* - z_{1,2}. \quad (12b)$$

STLC 인코딩 행렬이 갖는 직교성으로 인해, 정보 심볼 x_1 과 x_2 는 서로 분리되며 실효 채널 이득 $\sqrt{\gamma_{2M}}$ 을 얻는다. (12a)와 (12b)을 활용하여 각각 최대 우도 추정을 수행하면, 정보 심볼 x_1 과 x_2 를 추정할 수 있다. 이때, 수신 SNR은 (12)에 따라 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\text{SNR} = \frac{\gamma_{2M} P}{2\sigma_z^2}. \quad (13)$$

III. 격자 위치 기반 IRS 위상제어 설계

본 장에선 수신 SNR을 최대화하는 IRS 위상제어 벡터를 설계한다. (13)에서 확인할 수 있듯이, 수신 SNR 최대화 문제는 실효 채널 이득 γ_{2M} 최대화 문제로 이어진다. 따라서 기존 CBPC 연구에선 이러한 실효 채널 이득을 최대화하는 문제를 정의하고, 최적 IRS 위상제어 벡터를 설계한다^{14,17}. 이러한 수신 SNR 최대화 문제는 목적함수가 위상제어 벡터 ψ 에 대한 이차식 형태이며, ψ 는 unit-modulus 제약 조건을 갖는, non-convex인 동시에 NP-hard 문제이다. 이를 효과적으로 풀기 위해, unit-modulus 제약 조건을 완화하여 위상제어를 설계하는 UCR 기법이 제안되었다¹⁴. 하지만 CBPC 기법은 매시간 슬롯마다 합성 채널(8)을 추정해야 하므로, N 이 큰 대규모 IRS 시스템에서 심각한 채널 추정 오버헤드를 갖는다. 또한, CBPC는 QN 에 비례하는 IRS 제어 시그널링 오버헤드를 갖는다¹⁷. 이러한 오버헤드를 줄이기 위해, 본 논문은 주어진 통신 커버리지를 균일한 격자로 나누고, k 째 격자 위치에서 얻는 평균 γ_{2M} 을 최대화하는 위상제어 벡터 ψ_k 설계 기법을 소개한다.

3.1 커버리지 격자 설계

그림 2에서와 같이, 주어진 $D \times D \text{ m}^2$ 커버리지를 K 개 $d_g \times d_g \text{ m}^2$ 크기 정사각형 격자로 나눈다 ($K = (D/d_g)^2$). 형성한 k 째 격자 중심위치를 벡터 $\mathbf{p}_k = [x_k \ y_k]^T \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$ 로 나타내며, x_k 와 y_k 는 다음과 같이 쓸 수 있다 ($k \in \{1, \dots, K\}$):

$$x_k = d_g [\text{mod}(k-1, \sqrt{K}) + 0.5], \quad (14a)$$

$$y_k = d_g \left(\left\lceil \frac{k}{\sqrt{K}} \right\rceil - 0.5 \right). \quad (14b)$$

이렇게 나타낸 모든 격자 중심위치 \mathbf{p}_k 에 대해, 평균 SNR을 최대화하는 IRS 위상제어 벡터 설계 방식을 다음 절에서 소개한다.

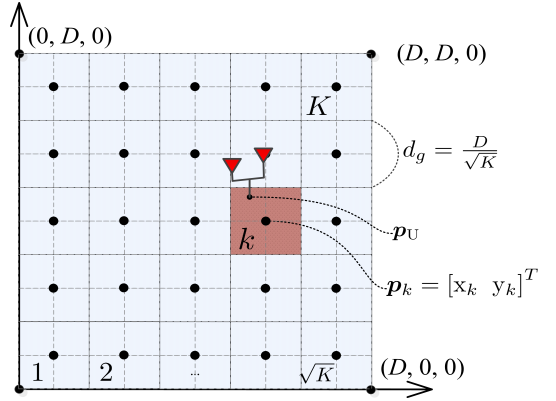


그림 2. K 개 균일 크기 $d_g \times d_g \text{ m}^2$ 격자로 나눈 $D \times D \text{ m}^2$ 커버리지와 k 째 중심위치 벡터 \mathbf{p}_k .
Fig. 2. $D \times D \text{ m}^2$ coverage with K $d_g \times d_g \text{ m}^2$ uniform grids and the k th central location vector \mathbf{p}_k .

3.2 평균 SNR 최대화를 위한 IRS 위상제어 설계

본 절에서는, 격자 중심위치 \mathbf{p}_k 에서 평균 수신 SNR을 최대화하는 위상제어 벡터 ψ_k 를 설계한다. 송신 전력 P 와 잡음 전력 σ_z^2 가 주어진 상황에서, 평균 수신 SNR 최대화는 평균 γ_{2M} 최대화 문제와 같다. (13)에 따라, 평균 γ_{2M} 는 다음과 같이 유도할 수 있다²¹:

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[\gamma_{2M}] &= \frac{2M\eta_g\eta_F}{(\kappa_g + 1)(\kappa_F + 1)} \\ &\quad \times \left\{ \kappa_g \kappa_F |\Lambda(\psi_k)|^2 + N(\kappa_g + \kappa_F + 1) \right\}. \end{aligned} \quad (15)$$

자세한 유도 과정은 부록에서 확인할 수 있으며, $A(\psi_k)$ 는 다음과 같이 정의한다:

$$A(\psi_k) = \mathbf{a}_R^H(\theta_{AoA,R}, \phi_{AoA,R}) \text{diag}(\psi^H) \times \mathbf{a}_R(\theta_{AoD,R}, \phi_{AoD,R}) \quad (16)$$

(15)에 따라, 최대 평균 수신 SNR은 $|A(\psi)|$ 를 최대화하여 얻을 수 있음을 알 수 있다. $|A(\psi_k)|$ 는 코시-슈바르츠 부등식을 통해 페이지 하단에 위치한 (17)과 같이 쓸 수 있다. 코시-슈바르츠 등호 성립 조건에 따라, 격자 k 에서 (17)을 최대화하는 위상제어 벡터는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\psi_k = \mathbf{a}_R^*(\theta_{AoA,R}, \phi_{AoA,R}) \odot \mathbf{a}_R(\theta_{AoD,R}, \phi_{AoD,R}). \quad (18)$$

여기서, 도래각 성분 $\theta_{AoA,R}$ 과 $\phi_{AoA,R}$ 은 IRS에 대한 BS 상대 위치에 따라 결정되므로, 격자 중심위치 \mathbf{p}_k 와 관계없이 일정한 값을 갖는다. 반면, $\theta_{AoD,R}$ 과 $\phi_{AoD,R}$ 은 IRS에 대한 UE 상대 위치에 따라 결정되므로, (18)의 ψ_k 가 \mathbf{p}_k 로부터 계산됨을 알 수 있으며^[22], 설계한 ψ_k 를 모두 IRS에 저장한다.

UE는 별도 측위 시스템을 통해 \mathbf{p}_U 를 오차 없이 추정할 수 있다고 가정한다. 이때, UE는 모든 \mathbf{p}_k 중 \mathbf{p}_U 와 가장 가까운 격자 중심위치 인덱스 \hat{k} 을 다음과 같이 구한다.

$$\hat{k} = \underset{k \in \{1, \dots, K\}}{\text{argmin}} \|\mathbf{p}_U - \mathbf{p}_k\|. \quad (19)$$

UE가 추정한 \hat{k} 를 IRS 제어기로 피드백하면, IRS 제어기는 미리 저장한 모든 위상제어 벡터 ψ_k 중 $\psi_{\hat{k}}$ 을 할당함으로써 적절한 위상제어를 수행한다.

IV. IRS 위상 할당 기법 데이터 전송률 모델

제안하는 GBPM은 기존 CBPC 기법 대비 낮은 IRS 제어 시그널링 오버헤드 비트 수 b_c 와 채널 추정 오버헤드 비트 수 b_p 를 가진다. 기존 CBPC 기법은 각 수신 안테나가 IRS 소자 당 채널을 추정하기 위해 $N\xi$ 에 비례하는 파일럿 전송이 필요하나, 제안하는

GBPM은 (10)에서 설명한 STLC 심볼 생성을 위한 합성채널 추정을 위한 파일럿 전송 2ξ 만 필요로 한다. 여기서, Q 는 기존 채널 기반 IRS 위상제어 시그널링을 위한 양자화 비트 수이며, $\xi \geq 1$ 는 채널 추정 정확도에 비례하는 파라미터이다. IRS 소자 당 최적 위상을 전송하는 기존 CBPC는 시그널링 오버헤드가 NQ 에 비례하나, 제안하는 GBPM은 UE가 파악한 격자 인덱스 \hat{k} 만을 전송하므로, 오버헤드 비트 수 $g = \lceil \log_2 K \rceil$ 를 갖는다. 이러한 오버헤드 비트 수는 표 1에 정리하였으며, 이를 통해 제안하는 GBPM이 IRS 위상제어 소자 수인 N 에 무관함을 확인할 수 있다. 이러한 두 가지 시스템 오버헤드를 고려한 데이터 전송률 모델은 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$R = (1-p)M_B \left(1 - \frac{(b_p + b_c)t_s}{T}\right) \text{ [bits/s/Hz]}. \quad (20)$$

여기서, p 는 비트 오류율이며, M_B 는 변조 심볼당 비트 수를 의미한다. t_s 와 T 는 각각 샘플링 시간과 하향 링크 전송 시간을 의미한다.

표 1. 기존 CBPC와 제안하는 GBPM 시스템 오버헤드 비트 수 비교
Table 1. Comparisons of the number of overhead bits between the conventional CBPC and proposed GBPM systems.

Methods	Control signaling, b_c	Channel estimation, b_p
Conv. CBPC	NQ (BS→IRS)	$2N\xi$
Proposed GBPM	$g = \lceil \log_2 K \rceil$ (UE→IRS)	2ξ

V. 모의실험 결과

모의실험을 통해 제안하는 GBPM과 기존 CBPC 기법 사이 BER과 데이터 전송률 성능을 비교한다. 성능 비교를 위한 CBPC 기법은 UCR^[10]과 greedy^[17] 기반 위상제어 기법을 고려하였다. 모의실험을 위해 UE 위치는 커버리지 내에 무작위로 4,000 번 생성하였으며, 사용한 파라미터는 표 2에 정리하였다. 여기서, ℓ_F 과 ℓ_g 는 각각 BS-IRS와 IRS-UE 사이 거리를 의미한다.

$$|A(\psi_k)| = \left| \frac{\psi_k^H \mathbf{a}_R^*(\theta_{AoA,R}, \phi_{AoA,R}) \odot \mathbf{a}_R(\theta_{AoD,R}, \phi_{AoD,R})}{\|\psi_k^H\| \|\mathbf{a}_R^*(\theta_{AoA,R}, \phi_{AoA,R}) \odot \mathbf{a}_R(\theta_{AoD,R}, \phi_{AoD,R})\|} \right| \quad (17)$$

표 2. 모의실험 환경 파라미터
Table 2. Simulation environment parameters.

Parameters	Values
Coverage length	$D = 300\text{m}$
BS / IRS location	$(0, 0, 10) / (150, 150, 200)\text{m}$
Bandwidth, W	10MHz
Downlink duration, T	20ms
Sampling time, t_s	$0.1\mu\text{s}$
Wavelength, λ_W	0.12m
κ_a factor, $a \in \{F, g\}$	10dB
Noise figure	-174 dBm/Hz
Pathloss, η_a , $a \in \{F, g\}$	$-18 - 20\log_{10}(f_c)$ $- 22\log_{10}(\ell_a)$

그림 3은 제안한 GBPM과 CBPC 기법에 대한 BER 비교 결과이다. 기존 CBPC-UCR 기법은 실시간 채널 정보를 활용하여 아날로그 위상 제어를 수행하여 가장 우수한 BER 성능을 보였으며, $Q=4$ 인 CBPC-greedy 또한 이에 준하는 성능을 보였다. GBPM 경우, 상대적으로 높은 g 를 활용하여 격자를 작게 설계해야 성능 열화를 줄일 수 있음을 확인하였다. 예를 들어, $g=9$ 인 GBPM은 $Q=2$ 인 CBPC-greedy와 비슷한 성능을 얻으나, $g=6$ 또는 7인 경우, 심각한 성능 열화를 보였다. 이를 통해, 실제 UE 위치와 선택한 격자 중심위치 오차, 즉 $\|p_U - p_M\|$ 이 커짐에 따라 부정확한 위상을 갖는 위상제어 벡터로 할당됨을 확인할 수 있다.

그림 4와 5에선 CBPC-UCR 대비 GBPM 기법에

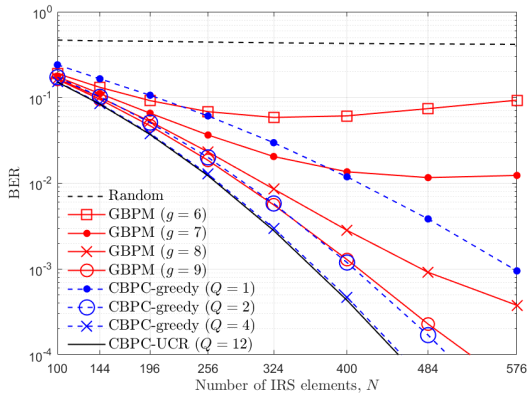


그림 3. 제안하는 GBPM과 기존 CBPC 기법 BER 비교 ($M=1$, $Q \in \{1, 2, 4\}$, $g = \{6, 7, 8, 9\}$, $P=30\text{dBm}$)
Fig. 3. BER comparisons between the proposed GBPM and conventional CBPC methods, ($M=1$, $Q \in \{1, 2, 4\}$, $g = \{6, 7, 8, 9\}$, $P=30\text{dBm}$).

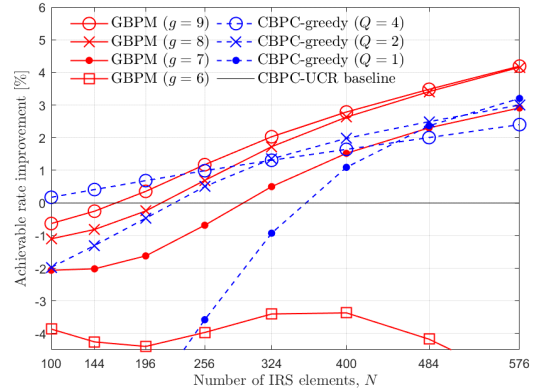


그림 4. CBPC-UCR 대비 GBPM 기법 데이터 전송률 개선도 비교 ($M=1$, $Q \in \{1, 2, 4\}$, $g = \{6, 7, 8, 9\}$, $P=30\text{dBm}$, $\xi=1$)

Fig. 4. Comparisons of the achievable rate improvement of the GBPM over the CBPC-UCR methods, ($M=1$, $Q \in \{1, 2, 4\}$, $g = \{6, 7, 8, 9\}$, $P=30\text{dBm}$, $\xi=1$).

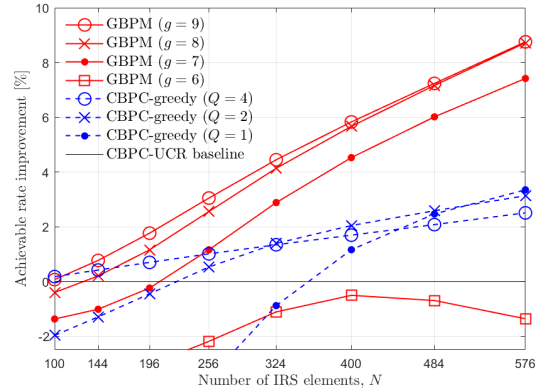


그림 5. CBPC-UCR 대비 GBPM 기법 데이터 전송률 개선도 비교 ($M=1$, $Q \in \{1, 2, 4\}$, $g = \{6, 7, 8, 9\}$, $P=30\text{dBm}$, $\xi=8$)

Fig. 5. Comparisons of the achievable rate improvement of the GBPM over the CBPC-UCR methods, ($M=1$, $Q \in \{1, 2, 4\}$, $g = \{6, 7, 8, 9\}$, $P=30\text{dBm}$, $\xi=8$).

대한 데이터 전송률 개선도를 비교한다. $\xi=1$ 로 채널 추정 오버헤드가 상대적으로 낮은 IRS-STLC 시스템에서 성능을 그림 4에서 비교한다. 그림 3과 같이 성능 열화가 심하게 드러나는 $g=6$ 을 제외한 다른 GBPM 기법은 $N \geq 324$ 인 경우, 기존 CBPC-UCR 기법을 능가함을 확인할 수 있다. 특히, $g \geq 8$ 인 경우, UCR 대비 오버헤드를 낮춘 CBPC-greedy 기법보다 GBPM 기법이 더 높은 성능을 보임을 알 수 있다.

그림 5에선 채널추정 오버헤드가 상대적으로 큰 IRS 시스템을 고려하여 $\xi=8$ 로 설정하고, 그 성능을 비교한다. $\xi=8$ 인 경우에도 $g=6$ 인 GBPM 기법은 성능 열화가 심각한 것을 확인할 수 있다. 하지만,

$g \geq 7$ 인 경우, 기존 CBPC 대비 오버헤드를 크게 줄이며 $N \geq 256$ 인 IRS 시스템에서 기존 모든 CBPC 기법을 능가하는 것을 볼 수 있다. 따라서 제안하는 GBPM이 CBPC 기법보다 대규모 IRS 시스템에 적합한 것을 확인할 수 있다.

그림 6과 7에선 제안하는 GBPM과 기존 CBPC에 대한 데이터 전송률 CDF (cumulative distribution function)을 확인한다. CDF 결과는 $300 \times 300 \text{ m}^2$ 커버리지에 무작위로 생성한 4,000 UE에 대한 데이터 전송률 성능 분포도를 나타낸다. 그림 6(a)와 (b)는 각각 채널 추정 오버헤드를 $\xi=1$ 과 $\xi=8$ 로 설정하였으며, $N=196$ 이다. 제안하는 GBPM 기법은 g 가 클수록, 기존 CBPC는 Q 가 증가할수록 데이터 전송률 성능이 증가하는 것을 확인할 수 있다. 채널 추정 오버헤드가 상대적으로 낮은 $\xi=1$ 인 경우, $g=9$ 인 GBPM은 기존 UCR 기법보다 우월하나 $Q=4$ 인 greedy 기법보다 낮은 성능을 보임을 알 수 있다. 하지만 채널 추정 오버헤드가 큰 $\xi=8$ 인 경우, $g \geq 8$ 인 GBPM이 모든 CBPC 기법을 능가함을 확인할 수 있다.

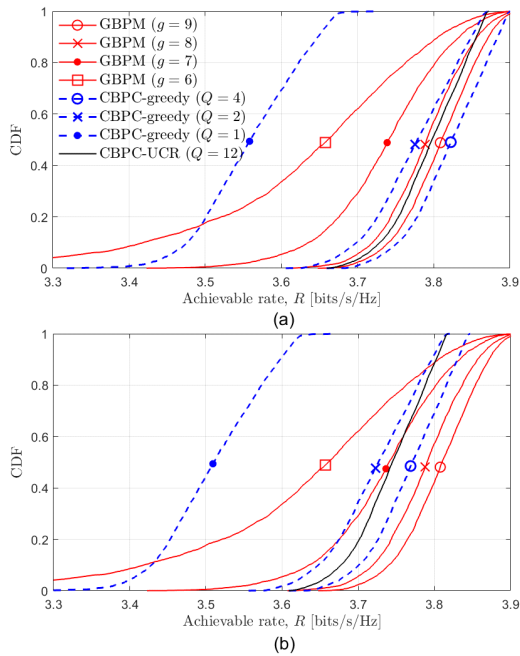


그림 6. 제안하는 GBPM, 기존 CBPC-greedy, CBPC-UCR에 대한 CDF 비교 ($M=1$, $Q \in \{1, 2, 4\}$, $g = \{6, 7, 8, 9\}$, $P=30 \text{ dBm}$, $N=196$) (a) $\xi=1$, (b) $\xi=8$)
 Fig. 6. CDF comparisons between the proposed GBPM, CBPC-greedy, and CBPC-UCR, ($M=1$, $Q \in \{1, 2, 4\}$, $g = \{6, 7, 8, 9\}$, $P=30 \text{ dBm}$, $N=196$) (a) $\xi=1$, (b) $\xi=8$).

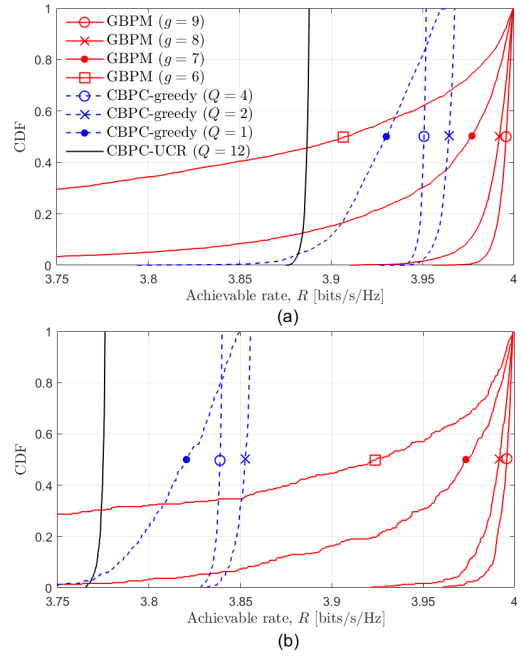


그림 7. 제안하는 GBPM, 기존 CBPC-greedy, CBPC-UCR에 대한 CDF 비교 ($M=1$, $Q \in \{1, 2, 4\}$, $g = \{6, 7, 8, 9\}$, $P=30 \text{ dBm}$, $N=400$) (a) $\xi=1$, (b) $\xi=8$)
 Fig. 7. CDF comparisons between the proposed GBPM, CBPC-greedy, and CBPC-UCR, ($M=1$, $Q \in \{1, 2, 4\}$, $g = \{6, 7, 8, 9\}$, $P=30 \text{ dBm}$, $N=400$) (a) $\xi=1$, (b) $\xi=8$).

N 이 큰 대규모 IRS 시스템을 고려하여, 그림 7에선 $N=400$ 인 IRS-STLC 시스템에 대한 데이터 전송률 CDF 성능을 비교한다. $\xi=1$ 인 그림 7(a)에서 $g=6$, 즉 $K=64$ 인 경우, 극심한 위치 오차로 인한 IRS 빔 형성 성능 열화로, 전체 UE 생성 위치 중 약 30%에 해당하는 UE가 얻는 데이터 전송률이 3.75 bits/s/Hz 미만임을 알 수 있다. 하지만 $g \geq 7$ 인 GBPM 기법은 CDF 0.5 기준으로 모든 CBPC 기법을 능가하였다. 특히 $g=9$ 인 GBPM은 기존 UCR 대비 오버헤드를 줄이며 약 0.1 bits/s/Hz 높은 성능을 얻음을 확인할 수 있다. 이러한 성능 개선은 오버헤드가 클수록 증가하여, 그림 7(b)에서 $\xi=8$ 인 경우, $g=9$ 인 GBPM이 기존 UCR 대비 0.2 bits/s/Hz 이상 높은 데이터 전송률을 보임을 확인하였다. 따라서 제안하는 GBPM이 기존 CBPC 기법보다 대규모 IRS 시스템에 적합함을 확인하였다.

VI. 결론

본 연구에선 최대 공간 다이버시티 이득을 제공하

는 STLC 시스템에 IRS를 적용하고, IRS-STLC 시스템이 갖는 채널 추정 및 시그널링 오버헤드를 고려하였다. 실시간 채널 정보를 활용하는 기존 IRS-STLC 위상제어 기법은 위상제어 소자 수 N 에 비례하는 높은 오버헤드를 갖는다. 이를 줄이기 위해, 본 논문에선 오버헤드가 위상제어 소자 수에 비례하지 않는 새로운 격자 기반 IRS 위상 할당 기법을 제안한다. 제안 기법은 주어진 통신 커버리지를 균일한 크기의 격자로 나누어, 각 격자 중심위치에서 평균 SNR을 최대화하는 위상제어 벡터를 설계한다. 설계한 위상제어 벡터를 미리 저장한 IRS 제어기는 UE로부터 격자 인덱스를 피드백 받아 최적 위상을 할당하므로, 격자 개수의 로그 스케일에 비례하는 낮은 오버헤드를 갖는다. 모의실험을 통해 BER 성능을 비교한 결과, $g=9$ 인 제안 기법이 $Q=2$ 인 기존 greedy 위상제어 기법과 대등한 성능을 보임을 확인하였다. 오버헤드를 고려한 데이터 전송률 비교 결과, 위상제어 소자 수 N 과 채널 추정 오버헤드 파라미터 ξ 가 증가할수록 기존 기법 대비 높은 성능 개선을 보임으로써, 제안한 격자 기반 IRS 위상 할당 기법이 대규모 IRS 시스템에 적합한 기법임을 확인하였다.

부 록

먼저 k 째 중심격자위치에서 형성된 합성 채널 벡터 \mathbf{h}_i 는 (1)-(8)에 따라 다음과 같이 유도할 수 있다:

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_i^H &= \mathbf{g}_i^H \text{diag}(\boldsymbol{\psi}_k) \mathbf{F} \\ &= \sqrt{\frac{\eta_g \eta_F}{(1+\kappa_g)(1+\kappa_F)}} \\ &\quad \times (\sqrt{\kappa_g \kappa_F} \tilde{\mathbf{g}}_i^H \tilde{\boldsymbol{\Psi}}_k \tilde{\mathbf{F}} + \sqrt{\kappa_F} \tilde{\mathbf{g}}_i^H \tilde{\boldsymbol{\Psi}}_k \tilde{\mathbf{F}} \\ &\quad + \sqrt{\kappa_g} \tilde{\mathbf{g}}_i^H \tilde{\boldsymbol{\Psi}}_k \tilde{\mathbf{F}} + \tilde{\mathbf{g}}_i^H \tilde{\boldsymbol{\Psi}}_k \tilde{\mathbf{F}}). \end{aligned} \quad (21)$$

여기서, $\tilde{\boldsymbol{\Psi}}_k \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 은 벡터 $\boldsymbol{\psi}_k$ 에 대한 대각화 행렬을 의미한다 ($\tilde{\boldsymbol{\Psi}}_k = \text{diag}(\boldsymbol{\psi}_k)$). 실효 채널 이득에 대한 기댓값 $E[\gamma_{2,M}]$ 은 다음과 같이 쓸 수 있으며,

$$\begin{aligned} E[\gamma_{2,M}] &= E[\|\mathbf{h}_1\|^2 + \|\mathbf{h}_2\|^2] \\ &= E[\|\mathbf{h}_1\|^2] + E[\|\mathbf{h}_2\|^2] \\ &= E[\mathbf{h}_1^H \mathbf{h}_1] + E[\mathbf{h}_2^H \mathbf{h}_2]. \end{aligned} \quad (22)$$

여기서 $E[\mathbf{h}_i^H \mathbf{h}_i]$, $i \in \{1, 2\}$ 는 (21)에 따라 다음과 같이 유도할 수 있다:

$$\begin{aligned} E[\mathbf{h}_i^H \mathbf{h}_i] &= \frac{\eta_g \eta_F}{(1+\kappa_g)(1+\kappa_F)} \\ &\quad \times (\kappa_g \kappa_F E[\|\tilde{\mathbf{g}}_i^H \tilde{\boldsymbol{\Psi}}_k \tilde{\mathbf{F}}\|^2] + \kappa_F E[\|\tilde{\mathbf{g}}_i^H \tilde{\boldsymbol{\Psi}}_k \tilde{\mathbf{F}}\|^2] \\ &\quad + \kappa_g E[\|\tilde{\mathbf{g}}_i^H \tilde{\boldsymbol{\Psi}}_k \tilde{\mathbf{F}}\|^2] + E[\|\tilde{\mathbf{g}}_i^H \tilde{\boldsymbol{\Psi}}_k \tilde{\mathbf{F}}\|^2]) \\ &= \frac{\eta_g \eta_F}{(1+\kappa_g)(1+\kappa_F)} \\ &\quad \times (\kappa_g \kappa_F M |\Lambda(\boldsymbol{\psi}_k)|^2 + \kappa_F MN + \kappa_g MN + MN). \end{aligned} \quad (23)$$

(23) 중 둘째 등호는 다음에 따라 성립한다:

$$\begin{aligned} E[\|\tilde{\mathbf{g}}_i^H \tilde{\boldsymbol{\Psi}}_k \tilde{\mathbf{F}}\|^2] &= M |\mathbf{a}_R^H(\theta_{\text{AoA},R}, \phi_{\text{AoA},R}) \boldsymbol{\Psi}_k^H \\ &\quad \times \mathbf{a}_R(\theta_{\text{AoD},R}, \phi_{\text{AoD},R}) \\ &\quad \times e^{j(\hat{g} \pi d / \lambda_w)(i-1) \sin \theta_{\text{AoA},U}}|^2 \\ &= M |\Lambda(\boldsymbol{\psi}_k)|^2, \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} E[\|\tilde{\mathbf{g}}_i^H \tilde{\boldsymbol{\Psi}}_k \tilde{\mathbf{F}}\|^2] &= \text{Tr}\{\tilde{\mathbf{F}}^H \tilde{\boldsymbol{\Psi}}_k^H E[\tilde{\mathbf{g}}_i \tilde{\mathbf{g}}_i^H] \tilde{\boldsymbol{\Psi}}_k \tilde{\mathbf{F}}\} \\ &= MN, \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} E[\|\tilde{\mathbf{g}}_i^H \tilde{\boldsymbol{\Psi}}_k \tilde{\mathbf{F}}\|^2] &= \tilde{\mathbf{g}}_i^H \tilde{\boldsymbol{\Psi}}_k E[\tilde{\mathbf{F}} \tilde{\mathbf{F}}^H] \tilde{\boldsymbol{\Psi}}_k \tilde{\mathbf{g}}_i \\ &= MN, \end{aligned} \quad (26)$$

$$\begin{aligned} E[\|\tilde{\mathbf{g}}_i^H \tilde{\boldsymbol{\Psi}}_k \tilde{\mathbf{F}}\|^2] &= E[\tilde{\mathbf{g}}_i^H \tilde{\boldsymbol{\Psi}}_k \tilde{\mathbf{F}} \tilde{\mathbf{F}}^H \tilde{\boldsymbol{\Psi}}_k \tilde{\mathbf{g}}_i] \\ &= MN. \end{aligned} \quad (27)$$

따라서 실효 채널 이득에 대한 기댓값 $E[\gamma_{2,M}]$ 은 (15)로 유도할 수 있다.

References

- [1] C. Lin and G. Y. Li, "Terahertz communications: An array-of-subarrays solution," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 54, no. 12, pp. 124-131, Dec. 2016. (<https://doi.org/10.1109/MCOM.2016.1600306CM>)
- [2] C. Han, A. O. Bicen, and I. F. Akyildiz, "Multi-ray channel modeling and wideband characterization for wireless communications in the terahertz band," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 14, no. 5, pp. 2402-2412, May 2015. (<https://doi.org/10.1109/TWC.2014.2386335>)
- [3] Q. Wu, S. Zhang, B. Zheng, C. You, and R. Zhang, "Intelligent reflecting surface-aided wireless communications: A tutorial," *IEEE*

- Trans. Commun.*, vol. 69, no. 5, pp. 3313-3351, May 2021.
(<https://doi.org/10.1109/TCOMM.2021.3051897>)
- [4] B. Ning, Z. Chen, W. Chen, Y. Du, and J. Fang, "Terahertz multi-user massive MIMO with intelligent reflecting surface: Beam training and Hybrid beamforming," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 70, no. 2, pp. 1376-1393, Feb. 2021.
(<https://doi.org/10.1109/TVT.2021.3052074>)
- [5] D. Zhao, H. Lu, Y. Wang, H. Sun, and Y. Gui, "Joint power allocation and user association optimization for IRS-assisted mmWave systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 21, no. 1, pp. 577-590, Jan. 2022.
(<https://doi.org/10.1109/TWC.2021.3098447>)
- [6] H. Niu, Z. Chu, F. Zhou, C. Pan, D. W. K. Ng, and H. X. Nguyen, "Double intelligent reflecting surface-assisted multi-user MIMO mmwave systems with hybrid precoding," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 71, no. 2, pp. 1575-1587, Feb. 2022.
(<https://doi.org/10.1109/TVT.2021.3131514>)
- [7] W. Mei and R. Zhang, "Distributed beam training for intelligent reflecting surface enabled multi-hop routing," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 10, no. 11, pp. 2489-2493, Nov. 2021.
(<https://doi.org/10.1109/LWC.2021.3104613>)
- [8] Y. Yang, B. Zheng, S. Zhang, R. Zhang, "Intelligent reflecting surface meets OFDM: Protocol design and rate maximization," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 68, no. 7, pp. 4522-4535, Jul. 2020.
(<https://doi.org/10.1109/TCOMM.2020.2981458>)
- [9] J. Joung, "Space-time line code," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 1023-1041, Feb. 2018.
(<https://doi.org/10.1109/ACCESS.2017.2777528>)
- [10] J. Kim, J. Joung, and K. Lim, "Intelligent reflecting surface-aided space-time line coded systems," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 11, no. 2, pp. 245-249, Feb. 2022.
(<https://doi.org/10.1109/LWC.2021.3124916>)
- [11] J. Joung and J. Choi, "Multiuser space-time line codes with transmit antenna selection," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 71930-71939, Apr. 2020.
(<https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2987068>)
- [12] J. Joung, "Random space-time line code with proportional fairness scheduling," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 35253-35262, Feb. 2020.
(<https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2975133>)
- [13] S.-C. Lim and J. Joung, "Full-rate space-time line code for four receive antennas," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 11, no. 3, pp. 602-606, Mar. 2022.
(<https://doi.org/10.1109/LWC.2021.3137796>)
- [14] J. Choi and J. Joung, "Generalized space-time line code with receive combining for MIMO systems," *IEEE Syst. J.*, vol. 16, no. 2, pp. 1897-1908, Jun. 2022.
(<https://doi.org/10.1109/JSYST.2021.3060134>)
- [15] C. You, B. Zheng, and R. Zhang, "Channel estimation and passive beamforming for intelligent reflecting surface: Discrete phase shift and progressive refinement," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 38, no. 11, pp. 2604-2620, Nov. 2020.
(<https://doi.org/10.1109/JSAC.2020.3007056>)
- [16] J. Kim and J. Joung, "Greedy-based quantized phase control for IRS-STLC systems," in *Proc. KICS Summer Conf.*, Jeju, Korea, Jun. 2021.
- [17] J. Kim and J. Joung, "Greedy-based quantized phase control for IRS-STLC systems," *J. KICS*, vol. 47, no. 1, pp. 188-197, Jan. 2022.
(<https://doi.org/10.7840/kics.2022.47.1.188>)
- [18] J. Kim, J. Joung, and J. Kim, "Grid location-based aerial IRS-phase mapping method with low overhead for channel estimation and signaling," in *Proc. KICS Winter Conf.*, Pyeongchang, Korea, Feb. 2022.
- [19] C. You, Z. Kang, Y. Zeng, and R. Zhang, "Enabling smart reflection in integrated air-ground wireless network: IRS meets UAV," *IEEE Wirel. Commun.*, vol. 28, no. 6, pp. 138-144, Dec. 2021.
(<https://doi.org/10.1109/MWC.001.2100148>)
- [20] J. Wang, Y.-C. Liang, J. Joung, X. Yuan, and

X. Wang, "Joint beamforming and reconfigurable intelligent surface design for two-way relay networks," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 69, no. 8, pp. 5620-5634, Aug. 2021.

(<https://doi.org/10.1109/TCOMM.2021.3078524>)

- [21] K. Zhi, C. Pan, H. Ren, and K. Wang, "Power scaling law analysis and phase shift optimization of RIS-aided massive MIMO systems with statistical CSI," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 70, no. 5, pp. 3558-3574, May 2022.

(<https://doi.org/10.1109/TCOMM.2022.3162580>)

- [22] X. Hu, C. Zhong, Y. Zhang, X. Chen, and Z. Zhang, "Location information aided multiple intelligent reflecting surface systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 68, no. 12, pp. 7948-7962, Dec. 2020.

(<https://doi.org/10.1109/TCOMM.2020.3020577>)

김 재 흥 (Jaehong Kim)



2021년 2월 : 중앙대학교 전자전기공학부 졸업

2021년 3월~현재 : 중앙대학교 전자전기공학과 석사과정

<관심분야> Space-Time Code, Intelligent Reflecting Surface

[ORCID:0000-0003-2190-3535]

정 진 곤 (Jingon Joung)



2001년 2월 : 연세대학교 전파공학부 졸업

2003년 2월 : KAIST 전자전산학과 석사

2007년 2월 : KAIST 전자전산학과 박사

2007년 3월~2008년 8월 : KAIST, 박사후연구원

2007년 8월~2008년 8월 : (주)루미콤, 위촉연구원

2008년 9월~2009년 9월 : UCLA, 박사후연구원

2009년 10월~2016년 2월 : I2R, Singapore, 연구원

2016년 3월~현재 : 중앙대학교 전자전기공학부 교수

<관심분야> 무선통신, 통신 신호처리, 기계학습

[ORCID:0000-0002-9551-1123]