

IRS-STLC 시스템을 위한 Greedy 양자화 위상제어

김재홍*, 정진곤^o

Greedy-Based Quantized Phase Control for IRS-STLC Systems

Jaehong Kim*, Jingon Joung^o

요약

무선 채널로 전파되는 신호 위상을 조절할 수 있는 지능형 반사 표면(IRS: intelligent reflecting surface)은 기존 통신 시스템 성능 개선을 위한 새로운 패러다임으로 주목받고 있다. 본 연구는 최대 공간 다이버시티를 제공하는 시공간 선 부호화(STLC: space-time line code) 시스템에 IRS를 적용하고, 수신 신호 대 잡음비를 최대화하는 두 가지 IRS 위상제어 설계 기법을 제안한다. 먼저, IRS 아날로그 위상제어 설계 기법으로 SDR(semidefinite relaxation) 기반 위상제어 기법을 설계한다. SDR 기반 아날로그 위상제어는 최적 비트 오류율 성능을 보이나, IRS 위상제어 소자가 증가할수록 시그널 오버헤드가 심하게 증가하는 문제가 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해, greedy 기반 양자화 위상제어 기법을 설계하고, IRS-STLC 시스템 오버헤드를 고려하여 정의한 데이터 전송량 성능을 평가하였다. 모의실험 결과, greedy 기반 양자화 위상제어 방식이 SDR 기반 위상제어 기법을 데이터 전송률 측면에서 우수하다는 것을 확인하였다. 또한, IRS 위상제어 소자 수와 SDR 성능을 얻기 위한 최소 양자화 비트 수 사이에 trade-off 관계가 성립함을 확인하였다.

Key Words : Intelligent reflecting surface, space-time line code, quantized phase control, greedy algorithm

ABSTRACT

A new paradigm called intelligent reflecting surface(IRS), which can control the phase of propagated signals, is attracting attention to enhance the performance in wireless communication systems. In this study, the IRS is applied to a (full-spatial-diversity-achieving) space-time line code(STLC) system, and two IRS phase control methods are designed to maximize the signal-to-noise ratio. First, a semidefinite relaxation(SDR)-based analog phase control method is devised. The SDR-based analog phase control method can achieve optimal bit-error-rate performance while causing significant growth in signal overhead as the number of IRS elements increases. Next, to reduce the network overhead, a greedy-based phase control method is devised, and its achievable rate defined considering the network overhead is evaluated. From simulation results, it was observed that the greedy-based phase control outperforms the SDR-base phase control for the achievable rate performance. Moreover, it was verified that there is a trade-off between the number of IRS elements and the minimum number of quantization bits to achieve the SDR performance.

* 이 논문은 2021년도 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 정보통신기획평가원의 지원(No.2021-0-00874, 시공간 선 부호 기반 차세대 무선 접속 기술 개발)과 한국연구재단의 지원(2021R1A4A4A2001316)을 받아 수행된 연구임.

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

◦ Corresponding Author : Chung-Ang University School of Electrical and Electronics Engineering, jgjoung@cau.ac.kr, 종신회원

논문번호 : 202110-261-A-RE, Received September 30, 2021; Accepted November 13, 2021; Accepted November 13, 2021

I. 서론

차세대 무선 통신 시스템을 구성할 주요 기술 중 하나로 지능형 반사 표면(IRS: intelligent reflecting surface)이 활발하게 연구되고 있다¹¹. IRS는 전력 소모가 없는 다수 수동 위상제어 소자들로 구성된 평면 구조체로, 적절한 소자별 위상제어 설계를 통해 신호 세기를 증대시키는 빔포밍 효과를 누릴 수 있다^{2,3}. 이러한 특성을 살려, IRS는 기존 통신 시스템 성능 개선을 위해 다양하게 활용되었다. 다중 안테나 시스템에 IRS를 적용하여 채널 용량 및 셀 커버리지 증대를 이루었으며⁴⁻⁶, 도청자를 고려한 보안 통신에서도 IRS가 적용되었다^{7,8}. 에너지 효율적인 시스템 설계를 위해, IRS를 활용한 무선 전력 전송 성능 개선 연구도 활발히 진행되고 있다⁹.

수동소자로 이루어진 IRS를 활용하면 낮은 비용으로 저전력 통신 시스템을 구축할 수 있으나, 채널 추정을 위한 파일럿 신호를 수신하거나, 최적 위상 제어 설계를 위한 연산 수행 능력이 갖지 못한다. 따라서 자체적인 채널 추정과 위상제어 설계가 어렵다는 단점이 있다. 이를 해결하기 위해, 기지국(BS: base station)이 추가적인 IRS 관련 채널 추정을 수행하고 IRS 최적 위상제어를 설계하여, 이를 IRS로 전송하는 과정이 이루어진다. 이러한 IRS 위상제어 전송 과정은 전체 네트워크 측면에서 오버헤드로 작용하므로, 실제 데이터 전송량 측면에서 성능 저하를 일으킬 수 있다. 특히, 많은 위상제어 소자로 이루어진 대규모 IRS 경우, 오버헤드로 인한 성능 저하가 심각하게 드러나므로 현실적인 IRS 시스템 설계를 위한 중요한 연구 주제로 주목받고 있다^{10,11}.

한편, 최대 공간 다이버시티 이득을 얻는 시공간 선 부호화(STLC: space-time line code) 기법이 제안되었다¹²⁻¹⁴. STLC는 기존 Alamouti 코드라고도 알려진 시공간 블록 부호화 기법과 대칭적인 환경에서 적용 가능한 다이버시티 기법이다. 즉, 송신단은 추정된 채널 상태 정보(CSI: channel state information)를 활용하여 STLC 인코딩을 수행하며, 수신단은 완전한 CSI 없이 선형 결합만으로 최대 다이버시티 이득을 얻으며 정보 심볼을 검출한다. 채널 추정이 없는 간단한 STLC 수신단 구조를 활용하여, 다양한 시스템에 STLC가 적용되었다. 먼저 다중 사용자를 고려한 STLC 시스템 연구가 다수 진행되었다¹⁵⁻²¹. 또한, 물리 계층 보안 통신²²⁻²⁴ 과 중계기를 활용한 협력 통신 시스템²⁵⁻²⁷에도 STLC가 적용된 바 있다. 최근엔 이동체 관련 통신 시스템²⁸, ²⁹에 STLC가 적용되는

최대화하는 IRS 위상제어를 설계하고 IRS로 전달한다. 수신 SNR 최대화 문제는 간단한 1×2 IRS-STLC 시스템으로 선행 연구^{30,31}가 수행되었다. 먼저, 연구³⁰에서는 최적 IRS 위상제어 기법으로 SDR(semidefinite relaxation) 기반 아날로그 위상제어 기법과, 낮은 복잡도로 SDR 기법에 준하는 성능을 보이는 unit-modulus constraint relaxation 기법을 제안하였다. 하지만 IRS 아날로그 위상제어 기법은 N 이 커질수록 위상제어 정보 전송 오버헤드가 급증하는 문제가 있다. 이를 고려하여 연구³¹는 오버헤드를 줄이기 위한 IRS 양자화 위상제어 기법인 greedy 기반 위상제어 기법을 제안하였다.

본 연구는 기존 연구³¹를 확장하여, 다중 송신 안테나 IRS-STLC 시스템 수신 SNR 최대화 문제를 고려한다. 비트 오류율(BER: bit-error-rate) 성능 비교 결과, SDR 기반 아날로그 위상제어가 $M \times 2$ STLC 시스템에서도 수신 SNR을 최대화하는 최적 위상제어 기법임을 확인하였다. 반면, greedy 기반 양자화 위상제어 기법은 4-비트 이상으로 양자화해야만 SDR 기반 위상제어 성능에 도달하며, BER 성능이 수렴하였다. IRS 위상제어 전송 오버헤드를 고려한 현실적인 성능 비교를 위해, 새로운 데이터 전송량 모델을 정의하고, SDR과 greedy 기반 위상제어 기법을 비교한다. 모의실험 결과, N 이 증가함에 따라 greedy 기반 위상제어 기법이 SDR 기반 위상제어 성능을 능가하며, $N=400$ 인 대규모 IRS에선 1-비트 greedy 기법이 최적 데이터 전송률 성능에 도달함을 확인하였다. 마지막으로, SDR 성능 도달을 위한 최소 양자화 비트 수를 확인한 결과, IRS 위상제어 소자 수와 greedy 양자화 비트 수 사이에 트레이드오프(trade-off) 관계가 성립함을 확인하였다.

본 논문에서 사용하는 표기법을 다음과 같이 정리한다. 윗 첨자 ‘ T ’, ‘ H ’ 그리고 ‘ $*$ ’는 각각 전치, 켈레 전치 그리고 복소 켈레 연산을 의미한다. \otimes 는 크로네커 곱 연산자이다. \mathbf{I}_N 은 $N \times N$ 단위 행렬을 의미한다. $\|\mathbf{x}\|$ 는 벡터 \mathbf{x} 에 대한 Euclidean norm을 의미한다. $\text{Re}\{\mathbf{x}\}$ 와 $\text{Im}\{\mathbf{x}\}$ 은 각각 허수 벡터 \mathbf{x} 에 대한 실수부 성분 벡터와 허수부 성분 벡터를 의미한다.

II. IRS-STLC 채널 및 신호 모델

2.1 채널 모델

그림 1과 같이, M 개 송신 안테나를 갖는 BS가 두

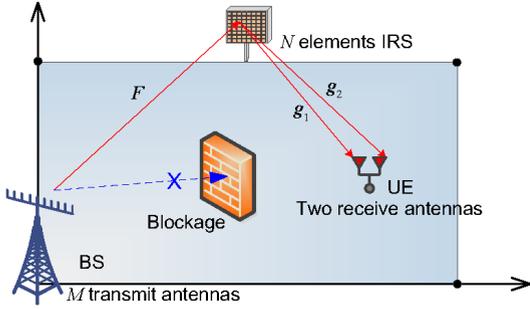


그림 1. IRS를 활용한 $M \times 2$ STLC 시스템 모델
Fig. 1. IRS-aided $M \times 2$ STLC system model.

개 수신 안테나를 갖는 UE로 데이터를 전송하는 $M \times 2$ 하향링크 시스템을 고려한다. BS와 UE 사이 직접 경로는 건물과 같은 물리적 장애물로 인해 없다고 가정하며, N 개 위상제어 소자를 갖는 IRS를 배치함으로써 인위적인 가시선 경로를 구축한다. 이때, BS는 채널 추정을 통해 모든 CSI를 알고 있다고 가정하며, 최적 IRS 위상제어를 설계한다. BS에서 설계된 IRS 위상제어 정보는 정해진 BS-IRS 시그널링 링크를 통해 IRS로 전달한다.

m 째 송신 안테나에서 n 째 위상제어 소자로 이어지는 BS-IRS 채널을 $f_{n,m}$ 으로 표기하며, BS-IRS 채널 행렬은 $\mathbf{F} = [f_1 f_2 \dots f_M] \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 이다. 여기서, $f_m = [f_{1,m} f_{2,m} \dots f_{N,m}]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 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 가시선 (LoS: line-of-sight)이 확보된 Rician 채널로 모델링한다. 따라서 채널 \mathbf{F} 와 \mathbf{g}_i 를 다음과 같이 형성한다:

$$\mathbf{F} = \sqrt{\eta(\ell_{B,R})} \left(\sqrt{\frac{K_F}{1+K_F}} \mathbf{F}^{LoS} + \sqrt{\frac{1}{1+K_F}} \mathbf{F}^{NLoS} \right) \in \mathbb{C}^{N \times M} \quad (1a)$$

$$\mathbf{g}_i = \sqrt{\eta(\ell_{R,U})} \left(\sqrt{\frac{K_g}{1+K_g}} \mathbf{g}_i^{LoS} + \sqrt{\frac{1}{1+K_g}} \mathbf{g}_i^{NLoS} \right) \in \mathbb{C}^{N \times 1} \quad (1b)$$

여기서 $\eta(\ell)$ 는 거리 ℓ 에 따른 경로 손실을 의미하며, $\ell_{B,R}$ 과 $\ell_{R,U}$ 는 각각 BS-IRS와 IRS-UE 사이 거리를

의미한다. K_F 와 K_g 는 각각 채널 \mathbf{F} 와 \mathbf{g}_i 에 해당하는 Rician factor를 의미한다. $\mathbf{F}^{LoS} = [f_1^{LoS} f_2^{LoS} \dots f_M^{LoS}] \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 과 $\mathbf{g}_i^{LoS} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 은 각 채널 성분 중 LoS 성분을 의미하며, $\mathbf{F}^{NLoS} = [f_1^{NLoS} f_2^{NLoS} \dots f_M^{NLoS}] \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 과 $\mathbf{g}_i^{NLoS} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 은 비가시선(NLoS: non-LoS) 성분을 의미한다. 채널 벡터 $f_m^{NLoS} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 과 $\mathbf{g}_i^{NLoS} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 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 구조이며, 송·수신 안테나는 uniform linear array 구조이다. 따라서 BS와 IRS 사이 LoS 채널 $f_m^{LoS} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 을 다음과 같이 생성한다³²⁾:

$$f_m^{LoS} = \exp\left(-\frac{j2\pi d}{\lambda_W}(m-1)\sin\theta_{AoD,B}\right) \times \mathbf{a}_v(\theta_{AoA,R}, \phi_{AoA,R}) \otimes \mathbf{a}_h(\theta_{AoA,R}, \phi_{AoA,R})$$

여기서, $\theta_{AoA,R}$ 와 $\phi_{AoA,R}$ 은 각각 IRS 도래각(AoA: angle of arrival) 중 방위각과 고각을 의미하며, $\theta_{AoD,B}$ 는 IRS 출발각(AoD: angle of departure)에 대한 방위각을 의미한다. 또한, d 는 안테나 (또는 IRS 위상제어 소자) 사이 이격 거리를 의미하며, λ_W 는 캐리어 신호 파장을 의미한다. IRS 수평과 수직 성분에 대한 위상 조향 벡터 $\mathbf{a}_v(\theta, \phi) \in \mathbb{C}^{N_v \times 1}$ 과 $\mathbf{a}_h(\theta, \phi) \in \mathbb{C}^{N_h \times 1}$ 에 대한 n 째 원소를 각각 다음과 같이 정의한다:

$$\begin{aligned} a_{v,n}(\theta, \phi) &= \exp\left(\frac{j2\pi d}{\lambda_W}(n-1)\cos\theta\cos\phi\right), \\ n &\in \{1, \dots, N_v\}, \\ a_{h,n}(\theta, \phi) &= \exp\left(-\frac{j2\pi d}{\lambda_W}(n-1)\sin\theta\cos\phi\right), \\ n &\in \{1, \dots, N_h\}. \end{aligned}$$

같은 방식으로, IRS와 UE 사이 LoS 채널 $\mathbf{g}_i^{LoS} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 은 다음과 같이 생성한다³²⁾:

$$\mathbf{g}_i^{\text{LoS}} = \exp\left(-\frac{j2\pi d}{\lambda_W}(i-1)\sin\theta_{\text{AoA,U}}\right) \times \mathbf{a}_v(\theta_{\text{AoD,R}}, \phi_{\text{AoD,R}}) \otimes \mathbf{a}_h(\theta_{\text{AoD,R}}, \phi_{\text{AoD,R}})$$

여기서, $\theta_{\text{AoD,R}}$ 와 $\phi_{\text{AoD,R}}$ 은 각각 IRS AoD에 대한 방위각과 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 벡터는 다음과 같이 표현할 수 있다:

$$\boldsymbol{\psi} = [\psi_1 \ \psi_2 \ \dots \ \psi_N]^T = [e^{j\chi_1} \ e^{j\chi_2} \ \dots \ e^{j\chi_N}]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}. \quad (2)$$

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

$$\mathbf{h}_i^H = \mathbf{g}_i^H \text{diag}(\boldsymbol{\psi}) \mathbf{F}, \quad i \in \{1, 2\}, \quad (3)$$

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

기지국이 모든 채널 상태 정보를 획득하여, IRS 위상제어 벡터를 설계했다고 가정하면, (3)에서 정의한 합성 채널 이득을 활용하여 STLC 인코딩 행렬을 다음과 같이 형성할 수 있다:

$$\mathbf{H}_{(1:M)} = [\mathbf{H}_1^T \ \dots \ \mathbf{H}_m^T \ \dots \ \mathbf{H}_M^T]^T \in \mathbb{C}^{2M \times 2}, \quad (4)$$

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.

(4)를 통해 STLC 심볼을 다음과 같이 생성한다¹¹⁾:

$$[s_{1,1}^* \ s_{1,2} \ \dots \ s_{M,1}^* \ s_{M,2}]^T = \frac{1}{\sqrt{\gamma_{2M}}} \mathbf{H}_{(1:M)} \begin{bmatrix} x_1^* \\ x_2 \end{bmatrix}, \quad (5)$$

x_k 는 k 째 정보 심볼이며 ($k \in \{1, 2\}$), $\mathbb{E}[|x_k^2|] = \sigma_x^2 = P$ 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 $\sum_{m=1}^M \mathbb{E}[|s_{m,1}|^2] = \sum_{m=1}^M \mathbb{E}[|s_{m,2}|^2] = P$ 를 만족시킨다.

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

$$\begin{bmatrix} r_{1,1} & r_{1,2} \\ r_{2,1} & r_{2,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^H \\ \mathbf{h}_2^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{1,1} & s_{1,2} \\ \vdots & \vdots \\ s_{M,1} & s_{M,2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_{1,1} & z_{1,2} \\ z_{2,1} & z_{2,2} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

여기서, $r_{m,t}$ 는 m 째 수신 안테나가 시간 t 에 수신 신호이며, $z_{m,t}$ 는 가우시안 잡음 요소로 평균이 0이며, 분산이 σ_z^2 인 복소 정규 분포를 따른다. 네 수신 신호는 다음과 같은 STLC 선형 결합 과정을 거친다:

$$r_{1,1} + r_{2,2}^* = \sqrt{\gamma_{2M}} x_1 + z_{1,1} + z_{2,2}^*, \quad (7a)$$

$$r_{2,1}^* - r_{1,2} = \sqrt{\gamma_{2M}} x_2 + z_{2,1}^* - z_{1,2}. \quad (7b)$$

STLC 인코딩 행렬이 갖는 직교성으로 인해, 정보 심볼 x_1 과 x_2 는 서로 분리되며 실효 채널 이득 $\sqrt{\gamma_{2M}}$ 을 얻는다. (7a)와 (7b)을 활용하여 각각 최대 우도 추정을 수행하면, 정보 심볼 x_1 과 x_2 를 추정할 수 있다.

III. 수신 SNR 최적화 문제 정의

수신 SNR을 최대화하기 위한 최적 IRS 위상제어 벡터 $\boldsymbol{\psi}$ 를 설계한다. 수신 SNR 최적화 문제를 정의하기에 앞서, 수신 SNR은 (7)에 따라 다음과 같이 쓸 수 있다:

$$\text{SNR} = \frac{\gamma_{2M} P}{2\sigma_z^2}. \quad (8)$$

실효 채널 이득 γ_{2M} 은 (3)을 활용하여 다음과 같이 유도할 수 있다:

$$\begin{aligned}
 \gamma_{2M} &= \|\mathbf{h}_1\|^2 + \|\mathbf{h}_2\|^2 \\
 &= \|\mathbf{F}^H \text{diag}(\psi) \mathbf{g}_1\|^2 + \|\mathbf{F}^H \text{diag}(\psi) \mathbf{g}_2\|^2 \\
 &= \|\mathbf{F}^H \text{diag}(\mathbf{g}_1) \boldsymbol{\psi}^*\|^2 + \|\mathbf{F}^H \text{diag}(\mathbf{g}_2) \boldsymbol{\psi}^*\|^2 \\
 &= \boldsymbol{\psi}^T (\text{diag}(\mathbf{g}_1)^H \mathbf{F} \mathbf{F}^H \text{diag}(\mathbf{g}_2)) \boldsymbol{\psi}^* \\
 &= \boldsymbol{\psi}^H \mathbf{M}_c \boldsymbol{\psi},
 \end{aligned} \tag{9}$$

여기서 실효 채널 행렬 $\mathbf{M}_c \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 은 다음과 같이 정의한다:

$$\mathbf{M}_c = (\text{diag}(\mathbf{g}_1)^H \mathbf{F} \mathbf{F}^H \text{diag}(\mathbf{g}_2))^* \tag{10}$$

(8)에서 쓴 수신 SNR에서 송신 전력 P 와 잡음 전력 σ_z^2 가 주어진다면, 수신 SNR 최적화 문제는 실효 채널 이득 γ_{2M} 최적화 문제와 동일하다. 따라서 수신 SNR 최적화 문제는 다음과 같이 쓸 수 있다:

$$\max_{\boldsymbol{\psi} \in \mathbb{C}^{N \times 1}} \boldsymbol{\psi}^H \mathbf{M}_c \boldsymbol{\psi}, \tag{11a}$$

$$\text{s.t. } |\psi_n| = 1, \forall n \in \mathcal{A} = \{1, 2, \dots, N\}. \tag{11b}$$

문제 (11)은 non-convex이며 NP-hard 문제^[33]이므로, 본 연구는 (11)에 대한 근접 최적해를 얻기 위한 효율적인 두 가지 IRS 위상제어 기법을 제시한다.

IV. IRS 위상제어 기법

4.1 SDR 기반 IRS 아날로그 위상제어

문제 (11)에서 행렬 \mathbf{M}_c 와 벡터 $\boldsymbol{\psi}$ 에 대한 rank-1 실수 행렬을 다음과 같이 정의한다:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \text{Re}\{\mathbf{M}_c\} & -\text{Im}\{\mathbf{M}_c\} \\ \text{Im}\{\mathbf{M}_c\} & \text{Re}\{\mathbf{M}_c\} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{2N \times 2N}, \tag{12a}$$

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \text{Re}\{\boldsymbol{\psi}\} \\ \text{Im}\{\boldsymbol{\psi}\} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{Re}\{\boldsymbol{\psi}\} \\ \text{Im}\{\boldsymbol{\psi}\} \end{bmatrix}^T \in \mathbb{R}^{2N \times 2N}. \tag{12b}$$

(12b)에서 정의한 \mathbf{Q} 에 대한 rank-1 제약조건을 완화하면 (11)을 다음과 같은 SDR 문제로 변형할 수 있다:

$$\max_{\mathbf{Q} \in \mathbb{R}^{2N \times 2N}} \text{tr}(\mathbf{M}\mathbf{Q}) \tag{13a}$$

$$\text{s.t. } \mathbf{Q}_{n,n} + \mathbf{Q}_{n+N,n+N} = 1, \forall n \in \mathcal{A}. \tag{13b}$$

Convex 문제인 (12)는 다양한 최적화 문제로 풀 수 있다. 이후 (11b)를 만족하기 위해, Gaussian randomization을 통해 \mathbf{Q} 가 rank-1 행렬이 되도록 만들면, (11)에 대한 근접 최적해를 얻을 수 있다^[33].

4.2 Greedy 기반 IRS 양자화 위상제어

IRS 양자화 위상제어 기법은, 양자화 위상값 후보 집합에서 소자별 최적 위상제어 값을 선택하는 greedy 알고리즘을 적용할 수 있다. 먼저, Q -비트 균일 양자화를 통한 2^Q 개 위상값 후보는 집합 \mathbf{X} 에 속한다:

$$\mathbf{X} = \left\{ 0, \frac{1}{2^Q} 2\pi, \frac{2}{2^Q} 2\pi, \dots, \frac{2^Q - 1}{2^Q} 2\pi \right\}. \tag{14}$$

양자화된 IRS 위상제어로 제한된 수신 SNR 최적화 문제는 다음과 같이 쓰인다:

$$\max_{\boldsymbol{\psi}} \boldsymbol{\psi}^H \mathbf{M}_c \boldsymbol{\psi} \tag{15a}$$

$$\text{s.t. } \psi_n = e^{j\chi_n}, \chi_n \in \mathbf{X}, \forall n \in \mathcal{A}. \tag{15b}$$

문제 (15)를 위한 greedy 기반 설계 기법은 알고리즘 1에서 요약한다.

알고리즘 1: Greedy 기반 IRS 위상 제어 설계.

- 1 **입력:** 채널 정보 (\mathbf{F} , \mathbf{g}_1 , \mathbf{g}_2), 양자화 비트 Q
 - 2 **출력:** 양자화된 위상제어 벡터, $\boldsymbol{\psi}_{gre}^* = [e^{j\chi_1^*} \ e^{j\chi_2^*} \ \dots \ e^{j\chi_N^*}]^T$.
 - 3 **초기화:** $\chi_n = 0, \forall n \in \mathcal{A}$, 위상후보 \mathbf{X} (14)
 - 4 \mathbf{M}_c 계산 (10)
 - 5 for $n=1$ to N **실행**
 - 6 $\chi_n^* = \underset{\chi_n \in \mathbf{X}}{\text{argmax}} \boldsymbol{\psi}^H \mathbf{M}_c \boldsymbol{\psi}$.
 - 7 $\chi_n \leftarrow \chi_n^*$.
 - 8 **반환:** $\boldsymbol{\psi}_{gre}^* = [e^{j\chi_1^*} \ e^{j\chi_2^*} \ \dots \ e^{j\chi_N^*}]^T$.
-

4.3 BER 성능 비교

양자화 비트 수에 따른 greedy 기반 양자화 위상제어 기법과 SDR 기반 위상제어 기법 16-quadrature amplitude modulation(QAM) BER 성능을 비교한다. BS는 송신 안테나 한 개 또는 두 개를 활용하여 송신 전력 $P=25$ dBm으로 전송하며, IRS 위상제어 소자 수 N 은 100 개와 324 개를 사용하였다. 모의실험에서 사용한 파라미터는 표 1과 같다.

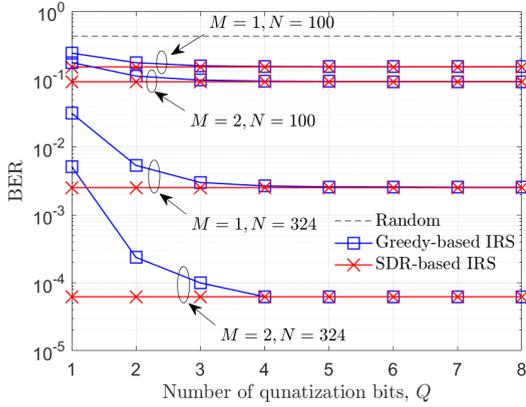


그림 2. 양자화 비트 수에 따른 16-QAM BER 성능 비교 ($P=25$ dBm, $N \in \{100, 324\}$, $M \in \{1, 2\}$)
 Fig. 2. 16-QAM BER performance comparison over the number of quantization bits, Q , $P=25$ dBm, $N \in \{100, 324\}$, and $M \in \{1, 2\}$.

표 1. 모의실험 환경 파라미터
 Table 1. Simulation environment parameters.

Parameters	Values
Coverage area	$500 \times 250 \text{ m}^2$
BS/IRS location	$(0, 0, 10) / (250, 250, 5) \text{ m}$
Bandwidth	10MHz
Wavelength, λ_W	0.12m
K factor	10dB
Noise figure	-174 dBm/Hz
Pathloss, $\eta(\ell)$	$-18 - 20 \log_{10}(f_c) - 22 \log_{10}(\ell)$

그림 2에서 송신 안테나 수 M 과 IRS 소자 수 N 이 증가할수록 BER 성능이 향상됨을 확인할 수 있다. 모든 M 과 N 에 대해, SDR 기반 위상제어 기법이 greedy 기반 위상제어 기법을 능가하며, M 과 N 이 증가할수록 SDR 기법과 greedy 기법 성능 차이가 증가함을 알 수 있다. 하지만 $Q \geq 4$ 일 때, greedy 기반 위상제어가 SDR 위상제어 기법 BER 성능에 도달하며, 이후엔 그 성능이 수렴하는 것을 확인할 수 있다.

SDR 아날로그 위상제어는 수신 SNR을 최대화하는 최적 위상제어를 설계하며 BER 측면에서 우수한 성능을 보이나, 설계한 아날로그 위상 정보를 IRS로 전송하는 과정에서 심각한 오버헤드 문제를 갖는다. 이에 본 연구는, IRS-STLC 시스템 오버헤드를 반영한 데이터 전송률을 정의하고, SDR과 greedy 기반 위상제어 설계 기법 데이터 전송률을 비교한다.

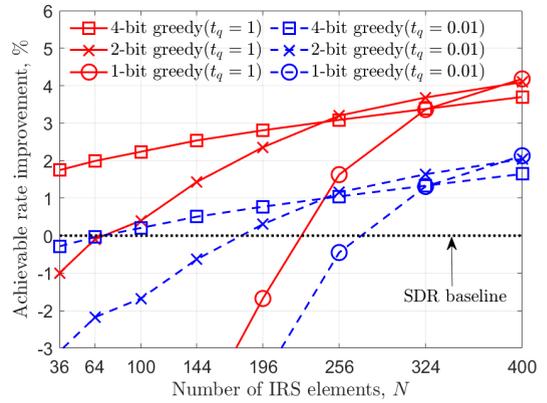


그림 3. SDR 대비 greedy 기법 데이터 전송률 개선 비율 ($M=2$, $Q \in \{1, 2, 4\}$, $\xi=1$, $t_q \in \{1, 0.01\}$)
 Fig. 3. Achievable rate improvement rate of the greedy-based method over the SDR-based method, $M=2$, $Q \in \{1, 2, 4\}$, $\xi=1$, $t_q \in \{1, 0.01\}$.

V. 데이터 전송률 모델 및 비교

5.1 데이터 전송률 모델

BS에서 IRS로 전송하는 위상제어 오버헤드를 고려하여, 하향링크 데이터 전송률을 다음과 같이 정의한다:

$$R = (1-p)M_B \frac{T - t_p - t_c}{t_s T} \text{ [bits/sec]}. \quad (16)$$

여기서, p 는 비트 오류율, M_B 는 변조 심볼당 비트 수, t_s 는 심볼 시간, 그리고 T 는 하향링크 전송 시간을 의미한다. 수동소자로 이루어진 IRS는 자체적인 트레이닝 기반 채널 추정기가 어려우므로, UE 각 안테나에서 전송한 직교 파일럿 신호를 활용하여, BS-IRS-UE 채널 $g_{i,n} f_{n,m}$ 을 추정한다. 이때, 각 UE 안테나 별 N 파일럿 신호를 전송하므로^[34], 이를 반영한 채널 추정 오버헤드는 $t_p = \xi(2N)t_s$ 로 모델링할 수 있다. 여기서 ξ 는 채널 추정 정확도와 비례하는 채널 추정 오버헤드 가중치를 나타낸다 ($\xi \geq 1$).

BS에서 설계된 IRS 위상제어 정보는 신뢰할 만 한 시그널링 링크를 통해 IRS로 전송되며, 이때 IRS 위상제어 오버헤드는 t_c 로 표기한다. BS가 IRS로 전송하는 위상제어 정보는 오류 없는 전송이 가능하다고 가정하면, $t_c = \frac{NQ}{M_R} + 2^Q t_q$ 로 나타낼 수 있다. 여기서, M_R 은 위상제어 정보 전송에 사용한 변조 심볼당 비

트 수를 의미한다. t_q 는 아날로그-디지털 컨버터 (ADC: analog-to-digital converter)가 소모하는 단일 비트 양자화 시간을 의미한다³⁵⁾. 따라서 데이터 전송량 모델은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$R = (1-p)M_B \left(\frac{1}{t_s} - \frac{\xi(2N)}{T} - \frac{NQ}{M_R T} - \frac{2^Q t_q}{t_s T} \right) \quad [\text{bits/sec}]. \quad (17)$$

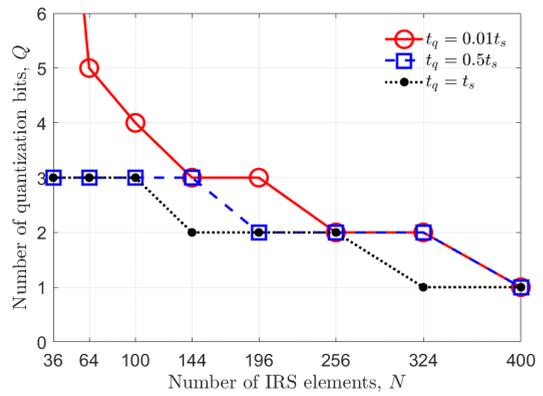
5.2 데이터 전송량 비교

여러 모의실험을 통해, IRS-STLC 시스템에서 SDR 아날로그 위상제어 기법과 greedy 기반 양자화 위상제어 기법에 대한 데이터 전송량을 비교한다. 모의실험은 표 1에 제시된 파라미터를 사용한다.

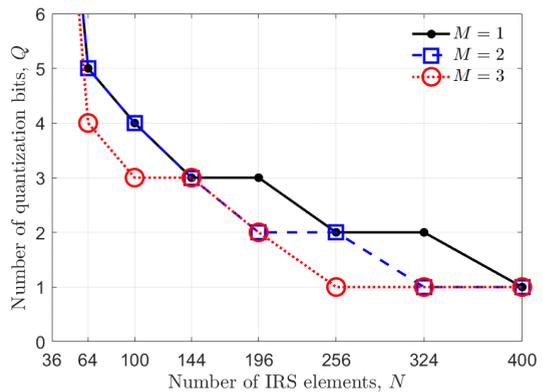
그림 3은 $M=2$ 일 때, Q -비트 greedy 기법에 대한 SDR 기반 아날로그 위상제어 기법 대비 데이터 전송량 개선 비율을 비교한 결과이다. 데이터 전송량은 (17)을 따르며, $t_s = 0.1 \mu\text{sec}$, $T = 20 \text{m sec}$, $\xi = 1$, 그리고 $M_R = 1$ (binary phase-shift keying)으로 설정하였다. SDR 기반 아날로그 위상제어 기법은 설계한 위상에 대해 12-비트 양자화를 수행하며 ($Q=12$), 양자화에 따르는 BER 성능 열화가 발생하지 않는다고 가정한다. 모의실험 결과, greedy 기반 위상제어 기법은 양자화 비트 수와 관계없이 N 이 커질수록 SDR 대비 성능 개선 비율이 증가함을 확인할 수 있다. ADC 샘플링 성능에 따라, 상대적으로 높은 단일 비트 양자화 시간 ($t_q = 1$)을 소모하는 경우가 상대적으로 낮은 경우 ($t_q = 0.01$)에 비해 greedy 기법 성능 개선 비율이 높음을 확인할 수 있다. 또한, $N \leq 256$ 구간에서 4-비트 greedy 기법이 가장 높은 성능을 보이나, $N = 400$ 에서 1-비트 greedy 기법이 최적 성능을 보이며, 이는 ADC 성능과 관계없이 드러나는 경향임을 알 수 있다.

그림 4에선 SDR 위상제어 기법으로 달성 가능한 데이터 전송량과 같은 성능을 위해 필요한 greedy 기반 위상제어 기법 최소 양자화 비트 수를 확인한다. 그림 4(a)는 단일 송신 안테나일 때, ADC 성능 차이에서 비롯한 서로 다른 t_q 에 대해 비교하였다. 그림 3에서 확인할 수 있듯이, ADC 샘플링 성능이 상대적으로 낮은 경우 (t_q 가 높은 경우), greedy 기반 위상제어는 적은 양자화 비트 수만으로 SDR 성능에 도달할 수 있다. 예를 들어, $N=144$ 일 때 $t_q = t_s$ 인 ADC는 $t_q = 0.5t_s$ 인 ADC에 비해 한 비트 낮은 양자화를 수행하여도 SDR 기법과 같은 성능을 얻을 수 있다. 그

림 4(b)는 $t_q = 0.01t_s$ 로 고정된 환경에서, 여러 송신 안테나 수에 따른 최소 양자화 비트 수를 비교하였다. 실험 결과, 더 많은 송신 안테나를 활용할수록 더 낮은 양자화 비트 수로도 SDR 성능에 도달할 수 있음을 확인하였다. 예를 들어, $N=196$ 인 IRS를 사용할 때, 단일 송신 안테나 시스템은 3-비트 양자화가 필요하나, 두 송신 안테나 시스템에선 2-비트 양자화로 SDR과 같은 성능에 도달할 수 있다. 따라서 다중 송신 안테나를 활용한 IRS-STLC 시스템은 상대적으로 낮은 양자화 비트를 사용하는 greedy 기반 위상제어로도 효율적인 데이터 전송 성능을 얻을 수 있음을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 4. SDR 데이터 전송량을 얻기 위한 greedy 방식 최소 양자화 비트 수. (a) $M=1$ 일 때, $t_q = 0.01t_s, 0.5t_s$ 와 t_s . (b) $t_q = 0.01t_s$ 일 때, $M \in \{1, 2, 3\}$

Fig. 4. Minimum required quantization bits of greedy-based method to obtain the achievable rate of SDR-based method. (a) When $M=1$, $t_q = 0.01t_s, 0.5t_s$, and t_s . (b) When $t_q = 0.01t_s$, $M \in \{1, 2, 3\}$.

마지막으로 그림 4(a)와 4(b)를 통해, IRS 위상제어 소자 수 N 과 최소 양자화 비트 수 Q 사이에 trade-off가 성립함을 확인할 수 있다. 즉, IRS 소자 수 N 을 줄이기 위해선 더 높은 양자화 비트 수를 채택해야 주어진 성능에 도달할 수 있다. 예를 들어, $N=64$ 인 소규모 IRS 시스템은 상대적으로 오버헤드가 낮아 양자화 비트 수를 높이며 (17)에서 낮은 비트 오류율 p 를 얻을 수 있다. 따라서 $Q=3$ 에서 최적 데이터 전송률 얻을 수 있다. 하지만 $N=256$ 인 대규모 IRS 경우, 양자화 비트 수 증가로 얻는 비트 오류율 p 감소량보다 위상제어 오버헤드 t_c 증가가 크다. 따라서 상대적으로 낮은 1-비트 양자화 위상제어를 채택해야 최적 데이터 전송률을 얻을 수 있으며, 이를 그림 4에서 확인할 수 있다.

VI. 결 론

본 논문은 IRS-STLC 시스템 수신 SNR을 최대화하기 위해, SDR 기반 아날로그 위상제어와 greedy 기반 양자화 위상제어 기법을 제안한다. SDR 기법은 우수할 BER 개선 효과를 보이나, 위상제어 소자 수가 증가할수록 오버헤드가 급격히 증가한다. 따라서 본 논문은 IRS 위상제어 오버헤드를 고려한 현실적인 데이터 전송량 모델을 정의하고, greedy 기반 양자화 위상제어 기법과 SDR 기반 아날로그 위상제어 기법 성능을 비교하였다. 모의실험 결과, $N=400$ 인 대규모 IRS 위상제어에선 1-비트 greedy 위상제어 기법이 데이터 전송률 측면에서 가장 효과적임을 확인하였다. 또한, 송신 안테나 수가 증가할수록 낮은 양자화 비트 수로도 기존 아날로그 양자화 위상제어 기법 성능에 도달할 수 있음을 확인하였다. 마지막으로, IRS 위상제어 소자 수 N 과 양자화 비트 수 Q 사이엔 trade-off 관계가 성립하므로, 상대적으로 낮은 위상제어 소자 수를 갖는 IRS-STLC 시스템은 높은 비트 수의 양자화 기법 채택이 필요함을 확인하였다.

References

[1] S. Gong, X. Lu, D. T. Hoang, D. Niyato, L. Shu, D. I. Kim, and Y.-C. Liang, "Toward smart wireless communications via intelligent reflecting surfaces: A contemporary survey," *IEEE Commun. Surveys Tuts.*, vol. 22, no. 4, pp. 2283-2314, Fourthquarter, 2020.

[2] Q. Wu and R. Zhang, "Intelligent reflecting surface enhanced wireless network via joint active and passive beamforming," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 18, no. 11, pp. 5394-5409, Nov. 2019.

[3] 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.

[4] S. Zhang and R. Zhang, "Capacity characterization for intelligent reflecting surface aided MIMO communication," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 38, no. 8, pp. 1823-1838, Aug. 2020.

[5] L. Yang, Y. Yang, M. O. Hasna, and M.-S. Alouini, "Coverage, probability of SNR gain, and DOR analysis of RIS-aided communication systems," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 9, no. 8, pp. 1268-1272, Aug. 2020.

[6] H. Ibrahim, H. Tabassum, and U. T. Nguyen, "Exact coverage analysis of intelligent reflecting surfaces with Nakagami- M channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 70, no. 1, pp. 1072-1076, Jan. 2021.

[7] M. Cui, G. Zhang, and R. Zhang, "Secure wireless communication via intelligent reflecting surface," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 8, no. 5, pp. 1410-1414, Oct. 2019.

[8] J. Chen, Y.-C. Liang, Y. Pei, and H. Guo, "Intelligent reflecting surface: A programmable wireless environment for physical layer security," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 82599-82612, 2019.

[9] C. Pan, H. Ren, K. Wang, M. Elkashlan, A. Nallanathan, J. Wang, and L. Hanzo, "Intelligent reflecting surface aided MIMO broadcasting for simultaneous wireless information and power transfer," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 38, no. 8, pp. 1719-1734, Aug. 2020.

[10] A. Zappone, M. Di Renzo, F. Shams, X. Qian, and M. Debbah, "Overhead-aware design of

- reconfigurable intelligent surfaces in smart radio environments,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 20, no. 1, pp. 126-141, Jan. 2021.
- [11] M. Di Renzo, M. Debbah, D.-T. Phan-Huy, A. Zappone, M.-S. Alouini, C. Yuen, V. Sciancalepore, G. C. Alexandropoulos, J. Hoydis, H. Gacanin, J. de Rosny, A. Bounceur, G. Lerosey, and M. Fink, “Smart radio environments empowered by reconfigurable AI meta-surfaces: An idea whose time has come” *EURASIP J. Wireless Commun. Netw.*, vol. 129, pp. 1-20, May 2019.
- [12] J. Joung, “Space-time line code,” *IEEE Access*, vol. 6, pp. 1023-1041, 2018.
- [13] J. Joung, “Space-time line code,” in *Proc. KICS Winter Conf.*, Jeongseon, Korea, Jan. 2018.
- [14] S.-C. Lim and J. Joung, “Performance analysis on the space-time line code,” in *Proc. KICS Fall Conf.*, Seoul, Korea, Nov. 2019.
- [15] J. Joung, “Space-time line code for massive MIMO and multiuser systems with antenna allocation,” *IEEE Access*, vol. 6, pp. 962-979, 2018.
- [16] J. Joung and E. Jeong, “Multiuser space-time line code with optimal and suboptimal power allocation methods,” *IEEE Access*, vol. 6, pp. 51766-51775, 2018.
- [17] J. Joung, “Space-time line code for massive antenna systems,” in *Proc. KICS Summer Conf.*, Jeju, Korea, Jun. 2018.
- [18] J.-B. Seo, H. Jin, J. Joung, and B. C. Jung, “Uplink NOMA random access systems with space-time line code,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 69, no. 4, pp. 4522-4526, Apr. 2020.
- [19] K.-H. Lee, J. S. Yeom, B. C. Jung, and J. Joung, “Uplink non-orthogonal multiple access with space-time line codes,” *J. KICS*, vol. 44, no. 5, pp. 1015-1023, Jun. 2019.
- [20] J. Joung, “Random space-time line code with proportional fairness scheduling,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 35253-35262, 2020.
- [21] J. Joung and J. Choi, “Multiuser space-time line codes with transmit antenna selection,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 71930-71939, 2020.
- [22] J. Choi, J. Joung, and B. C. Jung, “Space-time line code for enhancing physical layer security of multiuser MIMO uplink transmission,” *IEEE Syst. J.*, vol. 15, no. 3, pp. 3336-3347, Sep. 2021.
- [23] J. Choi, J. Joung, and Y.-S. Cho, “Artificial-noise-aided space-time line code for enhancing physical layer security of multiuser MIMO downlink transmission,” *IEEE Syst. J.* (early access articles)
- [24] J. Choi, J. Joung, and B. C. Jung, “Space-time line code for enhancing physical layer security of multiuser MIMO uplink transmission,” *IEEE Syst. J.*, vol. 15, no. 3, pp. 3336-3347, Sep. 2021.
- [25] J. Joung, “Energy efficient space-time line coded regenerative two-way relay under per-antenna power constraints,” *IEEE Access*, vol. 6, pp. 47026-47035, 2018.
- [26] J. Joung and J. Choi, “Space-time line codes with power allocation for regenerative two-way relay systems,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 68, no. 5, pp. 4884-4893, May 2019.
- [27] J. H. Yoon, J. S. Yeom, B. C. Jung, and J. Joung, “A cooperative communication system with distributed space-time line codes for multi-relay node environments,” in *Proc. KICS Summer Conf.*, Jeju, Korea, Jun. 2018.
- [28] H. Yu and J. Joung, “Frame structure design for vehicular-to-roadside unit communications using space-time line code under time-varying channels,” *IEEE Syst. J.*, vol. 15, no. 2, pp. 4884-4893, May 2019.
- [29] J. Joung, H. Yu, and J. Zhao, “Bandwidth design for energy efficient unmanned aerial vehicle using space-time line code,” *IEEE Syst. J.*, vol. 15, no. 2, pp. 3154-3157, Jun. 2021.
- [30] J. Kim and J. Joung, “RIS phase control for space-time line coded systems,” in *Proc. JCCI*, Pusan, Korea, Apr. 2021.

- [31] J. Kim and J. Joung, "Greedy-based quantized phase control for IRS-STLC," in *Proc. KICS Summer Conf.*, Jeju, Korea, Jun. 2021.
- [32] 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.
- [33] Z. Luo, W. Ma, A. M. So, Y. Ye, and S. Zhang, "Semidefinite relaxation of quadratic optimization problems," *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 27, no. 3, pp. 20-34, May 2010.
- [34] Z. Wang, L. Liu, and S. Cui, "Channel estimation for intelligent reflecting surface assisted multiuser communications: Framework, algorithms, and analysis," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 19, no. 10, pp. 6607-6620, Oct. 2020.
- [35] R. H. Walden, "Analog-to-digital converter survey and analysis," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 17, no. 4, pp. 539-550, Apr. 1999.

김 재 흥 (Jaehong Kim)



2021년 2월: 중앙대학교 전자
전기공학부 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 전파
공학과 졸업
2003년 2월: KAIST 전자전산
학과 석사
2007년 2월: KAIST 전자전산
학과 박사

2007년 3월~2008년 8월: KAIST BK 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 부교수
<관심분야> 무선통신, 통신 신호처리, 기계학습
[ORCID:0000-0002-9551-1123]