

하이브리드 지능형 반사 표면을 활용한 다중 사용자 통신 시스템 성능 평가

김재홍, 정진곤*

중앙대학교 전자전기공학과

{kjhct9606; jgjoung}@cau.ac.kr

Performance Evaluation of Hybrid Reconfigurable Intelligent Surface-Aided Multiuser Communication Systems

Jaehong Kim and Jingon Joung*

Department of Electrical and Electronics Engineering, Chung-Ang University

요약

본 연구에서는 입사 신호 중 특정 비율을 수신하는 동시에 남은 비율을 반사하는 하이브리드 지능형 반사표면 (HRIS: hybrid reconfigurable intelligent surface)를 도입하여, 다중 사용자 통신 시스템 합 전송률 성능을 평가한다. 합 전송률을 최대화하는 최적 송신 범포밍 및 HRIS 위상제어 벡터 설계 문제는 목적함수 및 제약조건이 갖는 비불록성으로 인해 직접적으로 풀이하기 어렵다. 이를 해결하기 위해, 본 연구에선 weighted minimum mean squared error 방식으로 문제를 등가 변환한 후, alternating optimization 기법을 활용하여 최적 해를 구한다. 모의실험을 통해 합 전송률 성능을 평가한 결과, 최적 송신 범포밍 및 HRIS 위상제어 벡터 설계를 통해, 무작위 범포밍 및 위상제어 기법 대비 높은 성능을 달성함을 확인하였다. 또한, 합 전송률을 최대화하는 최적 신호 수신 비율(또는 센싱 비율)이 존재하며, 사용자 단말 수가 증가함에 따라 최적 센싱 비율이 증가함을 확인하였다.

I. 서론

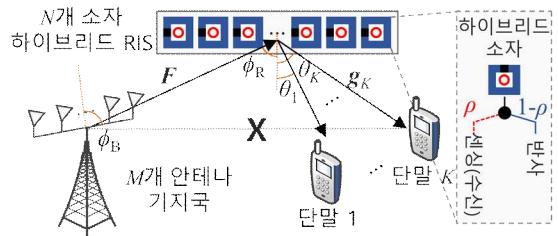
지능형 반사 표면 (IRS: intelligent reflecting surface 혹은 RIS: reconfigurable intelligent surface)는 낮은 비용으로 무선 통신 성능을 향상할 수 있어 학계에서 많은 주목을 받고 있다 [1]. 하지만, 입사 신호에 대한 반사만 가능한 수동 RIS는 극심한 경로 손실로 인해 채널 추정이 어렵다는 문제가 있다. 이를 해결하기 위해, 각 소자가 입사하는 신호 중 일부를 특정 센싱 비율만큼 수신하고, 나머지를 반사하는 하이브리드 RIS (HRIS: hybrid RIS)가 최근 제안되었다 [1]. 이러한 HRIS는 수신 신호를 통한 채널 추정이 가능하므로, 수동 RIS 대비 높은 채널 추정 정확도를 얻으며, 스스로 위상제어를 수행한다는 장점이 있다 [2].

본 연구에서는 HRIS를 활용한 다중 사용자 시스템을 소개하고, 최적 송신 범포밍 및 HRIS 위상제어 벡터를 설계하여 얻을 수 있는 합 전송률 성능을 평가한다. 모의실험 결과, 송신 범포밍 및 HRIS 위상제어 벡터 최적화를 통해, 합 전송률 성능을 개선할 수 있으며, 합 전송률을 최대화하는 최적 센싱 비율이 존재함을 확인하였다. 또한, 단말 수가 증가함에 따라, 최대 합 전송률 달성을 위한 최적 센싱 비율이 증가함을 확인하였다.

II. HRIS를 활용한 다중 사용자 시스템 모델

본 연구에서는 M 개 안테나를 갖는 기지국이 단일 안테나를 갖는 K 개 단말을 지원하는 통신 시스템을 고려한다. 그림 1과 같이, 기지국과 단말 사이 채널이 방해물로 인해 소실되었을 때, N 개 하이브리드 소자를 갖는 HRIS를 배치하여 하향 링크 데이터 전송을 수행할 수 있다.

기지국과 HRIS 사이 채널, 그리고 HRIS와 k 째 단말 사이 채널은 각각 $\mathbf{F} = \sqrt{\eta_F}(\sqrt{\kappa_F/(1+\kappa_F)}\bar{\mathbf{F}} + \sqrt{1/(1+\kappa_F)}\check{\mathbf{F}})$ 와 $\mathbf{g}_k = \sqrt{\eta_g}(\sqrt{\kappa_g/(1+\kappa_g)}\bar{\mathbf{g}}_k + \sqrt{1/(1+\kappa_g)}\check{\mathbf{g}}_k)$ 이다. 여기서 κ_F 와 κ_g 는 각각 채널 \mathbf{F} 와 \mathbf{g}_k 에 해당하는 Rician factor이며, η_F 와 η_g 는 각 채널이 겪는 경로 손실을 의미한다. 기지국과 HRIS가 균일 선형 배열 구조를 갖는다고 가정하면, 채널 \mathbf{F} 와 \mathbf{g}_k 에 해당하는 가시선 채널 성분은 각각



[그림 1] M 개 안테나를 갖는 기지국과 K 개 단일 안테나 단말 사이 하이브리드 RIS를 배치한 다중 사용자 통신 시스템.

$\bar{\mathbf{F}} = \mathbf{b}(\phi)\mathbf{a}^T(\varphi) \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 과 $\bar{\mathbf{g}}_k = \mathbf{b}(\theta_k) \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 로 표현할 수 있다. 이 때, φ , ϕ , 그리고 θ_k 는 각각 HRIS로부터 입사하는 신호를 기지국이 바라보는 도래각, 기지국으로부터 입사하는 신호를 HRIS가 바라보는 도래각, 그리고 k 째 단말로부터 입사하는 신호를 HRIS가 바라보는 도래각을 의미한다. $\mathbf{b}(x) \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 과 $\mathbf{a}(x) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 는 각각 HRIS와 기지국 위상 조향 벡터로 $\mathbf{b}(x)$ 의 n 째 요소는 $e^{-j2\pi d(n-1)\sin x/\lambda}$, $\mathbf{a}(x)$ 의 m 째 요소는 $e^{-j2\pi d(m-1)\sin x/\lambda}$ 이다. d 와 $\lambda = c/f_c$ 는 각각 인접 안테나 및 소자 간격과 신호 파장을 의미하며, f_c 와 c 캐리어 주파수와 빛의 속도이다. 한편,

$\check{\mathbf{F}} = [\check{\mathbf{f}}_1 \check{\mathbf{f}}_2 \cdots \check{\mathbf{f}}_M] \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 과 $\check{\mathbf{g}}_k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 은 비가시선 채널 성분으로 $\check{\mathbf{f}}_m$ 과 $\check{\mathbf{g}}_k$ 는 평균이 0이고 공분산 행렬이 \mathbf{I}_N 인 복소 정규 분포를 따른다. 한편, HRIS 센싱 비율을 $\rho \in [0,1]$ 라고 정의하며, 각 소자는 전체 입사 신호 전력 중 ρ 를 수신(혹은 센싱)하며, 나머지 $1-\rho$ 만큼 반사한다. 각 소자는 입사 신호가 갖는 위상을 $\chi_n \in [0, 2\pi]$ 만큼 변화시킬 수 있으며, 이를 나타내는 HRIS 위상제어 벡터는 $\psi = [\psi_1 \cdots \psi_N]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 이며, $\psi_n = e^{j\chi_n}$ 이다. 기지국에서 송신 범포밍 벡터 $\mathbf{w} = \sum_{k=1}^K \mathbf{w}_k$ 를 사용할 경우, k 째 단말이 얻는 하향 링크 수신 SINR은 다음과 같이 쓸 수 있다:

$$\text{SINR}_k(\rho, \psi, \mathbf{W}) = \frac{(1-\rho)P_B |\mathbf{g}_k^H \text{diag}(\psi) \mathbf{F} \mathbf{w}_k|^2}{\sigma_n^2 + \sum_{j \neq k} (1-\rho)P_B |\mathbf{g}_k^H \text{diag}(\psi) \mathbf{F} \mathbf{w}_j|^2}, \quad (1)$$

여기서, P_B 와 σ_n^2 는 각각 기지국 송신 전력과 단말이 겪는 잡음 전력을 의미한다. 또한, k 째 단말을 위한 송신 범포밍 벡터 \mathbf{w}_k 는 $\|\mathbf{w}_k\|^2 = 1$ 을 만족하며, $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1 \cdots \mathbf{w}_K] \in \mathbb{C}^{M \times K}$ 이다.

III. 송신 범포밍 및 HRIS 위상제어 최적화 기법

HRIS가 수신하는 단말 상향 링크 파일럿 신호는 $\mathbf{Y}_k = \sqrt{\rho P_U} \mathbf{g}_k \mathbf{x}^H + \mathbf{Z}_k$ 로 쓸 수 있다. 이때, $\mathbf{x}_k = [x_{k,1} \cdots x_{k,Q}]^H \in \mathbb{C}^{Q \times 1}$ 은 길이가 Q 인 Zadoff-Chu 수열이다; P_U 는 단말의 송신 전력; $\mathbf{Z}_k \in \mathbb{C}^{N \times Q}$ 는 각 열벡터가 $CN(\mathbf{0}, \sigma_z^2 I_N)$ 을 따르는 가산성 백색 잡음 벡터다. 대표적인 도래각 추정 기법인 multiple signal classification 알고리즘을 활용하면, HRIS 수신 신호 $\mathbf{Y}_k \in \mathbb{C}^{N \times Q}$ 로부터 도래각 $\{\theta_k\}$ 를 추정할 수 있다 [2]. 추정한 도래각을 활용하여, 채널 \mathbf{g}_k 를 $\tilde{\mathbf{g}}_k = \sqrt{\eta_g \kappa_g / (1 + \kappa_g)} \mathbf{b}(\tilde{\theta}_k)$ 로 재구성할 수 있다.

HRIS 제어기가 기지국과 HRIS 사이 채널인 \mathbf{F} 를 알고 있다고 가정할 때, 추정한 채널 정보를 활용하여 최적 위상제어를 수행할 수 있다. 센싱 비율 ρ 가 고정되었을 때, 합 전송률을 최대화하는 최적 송신 범포밍 벡터 및 HRIS 위상제어 벡터 설계 문제는 아래와 같이 쓸 수 있다:

$$\max_{\psi, \mathbf{W}} \quad \sum_{k=1}^K \log_2 (1 + \text{SINR}_k(\rho, \psi, \mathbf{W})) \quad (2a)$$

$$\text{s.t.} \quad |\psi_n| = 1, \forall n \in \{1, \dots, N\}, \text{tr}(\mathbf{W} \mathbf{W}^H) \leq 1. \quad (2b)$$

(2b)는 HRIS unit-modulus와 송신 전력 제약을 나타낸다. 위 문제는 비선형 제약 조건 아래에 최적화 변수 ψ 와 \mathbf{W} 가 복잡하게 얹혀 있는 non-convex 문제이다. 또한, \log 함수와 SINR에 있는 분수꼴 형태로 인해 비선형성으로 직접 풀이하기 어렵다. 이를 효과적으로 풀이하기 위해, weighted minimum mean squared error (WMMSE) 방식을 활용하여, (2a)를 다음과 같이 변환할 수 있다 [3]:

$$\min_{\{\varpi_k\}, \{u_k\}, \psi, \mathbf{W}} \sum_{k=1}^K (\varpi_k e_k - \log(\varpi_k)). \quad (3)$$

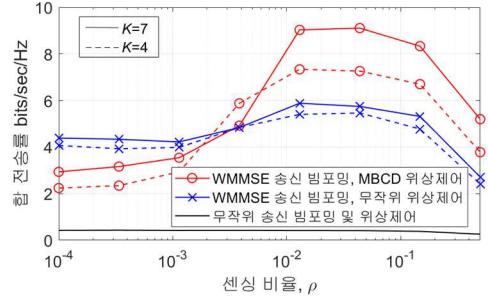
여기서, $\{\varpi_k\}$ 와 $\{u_k\}$ 는 WMMSE 변환에서 발생하는 여유 변수이다. 최적화 변수 중 하나를 골라 순환하여 최적화하는 alternating optimization 기법을 활용할 경우, 다음을 통해 최적 ϖ_k 와 u_k 를 얻을 수 있다:

$$u_k = \frac{\sqrt{(1-\rho)P_B} \mathbf{g}_k^H \text{diag}(\psi) \mathbf{F} \mathbf{w}_k}{\sigma_n^2 + (1-\rho)P_B \sum_{k=1}^K |\mathbf{g}_k^H \text{diag}(\psi) \mathbf{F} \mathbf{w}_k|^2}, \quad \varpi_k = e_k^{-1}. \quad (4)$$

이때, $e_k = \sigma_n^2 |u_k^*|^2 + P_B |1 - \sqrt{1-\rho} u_k^* \mathbf{g}_k^H \text{diag}(\psi) \mathbf{F} \mathbf{w}_k|^2 + (1-\rho) P_B \sum_{j \neq k} |u_k^* \mathbf{g}_k^H \text{diag}(\psi) \mathbf{F} \mathbf{w}_j|^2$ 이다. 이후, \mathbf{W} 를 최적화하는 문제는 이차식 제약 조건을 갖는 정규 이차 계획법 문제로 Lagrange multiplier 기법으로 풀이할 수 있다. 마지막으로, \mathbf{W} 를 고정하여 ψ 를 최적화하는 문제는 unit-modulus 제약 조건을 갖는 이차 계획법 문제로, 기존 modified block coordinate descent (MBCD) 기법으로 풀이할 수 있다 [4].

IV. 모의실험을 통한 성능 평가

본 장에선 모의실험을 통해, HRIS를 활용한 다중 사용자 시스템 합 전



[그림 2] HRIS 센싱 비율에 따른 합 전송률 성능 비교 ($K=4,7$).

송률 성능을 평가한다. 모의실험에 사용한 파라미터는 다음과 같다: $N=36$, $M=8$, $Q=N+1$, $d=\lambda/2$, $f_c=5\text{GHz}$, $\kappa_F=\kappa_g=10\text{dB}$, $\sigma_z^2=\sigma_n^2=-104\text{dBm}$, $P_{BS}=43\text{dBm}$, $P_{UE}=10\text{dBm}$, $\theta_k=10(k-1)$. 한편, 기지국에서 HRIS 사이 거리는 1000m, 그리고 HRIS와 각 단말 사이 거리는 20m이다.

HRIS 센싱 비율에 따른 합 전송률 성능은 그림 2에서 확인할 수 있다. 모의실험 결과, III장에서 설명한 송신 범포밍 및 HRIS 위상제어 기법이 비교 기법인 무작위 범포밍 및 위상제어 기법을 능가함을 확인하였다. 한편, 합 전송률 성능을 최대화하는 최적 ρ 가 존재함을 실험적으로 보였다. 또한, 최적 ρ 적용 시, 단말 수 K 가 증가함에 따라 합 전송률이 증가하며, 최대 합 전송률 달성을 위한 최적 ρ 가 증가하는 것을 확인하였다.

V. 결론

본 연구에선 HRIS를 활용한 다중 사용자 시스템이 얻는 합 전송률 성능을 평가하였다. 합 전송률을 최대화하는 HRIS 위상제어 벡터 및 기지국 송신 범포밍 최적화 문제가 갖는 복잡한 비볼록성 문제를 해결하기 위해, WMMSE 및 alternating optimization 기법을 활용하여 최적 해를 얻었다. 모의실험 결과, 합 전송률 성능을 최대화하는 최적 ρ 가 존재함을 확인하였다. 또한, 단말 수 K 가 증가함에 따라, 합 전송률이 증가하며, 최대 합 전송률 달성을 위한 최적 ρ 가 증가함을 확인하였다.

ACKNOWLEDGMENT

본 연구성과는 과학기술정보통신부(RS-2024-00405510)와 2025년도 교육부(RS-2025-25397301) 지원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임.

참고문헌

- [1] E. Basar et al., "Reconfigurable intelligent surfaces for 6G: Emerging hardware architectures, applications, and open challenges," *IEEE Veh. Technol. Mag.*, vol. 19, no. 3, pp. 27-47, Sep. 2024.
- [2] T. Choi, J. Kim, H.-G. Lee, K. Adachi, and J. Joung, "DOA-based hybrid reconfigurable intelligent surface phase-shift design for achievable rate enhancement," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, accepted.
- [3] Y. Kim, S. Han, J. Joung, J. Kim, J. Zhao, and J. Choi, "Enhanced multiuser space-time line code for downlink multiple antenna transmission," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 73, no. 6, pp. 3909-3923, Jun. 2025.
- [4] J. Kim, J. Choi, J. Joung, and Y. C. Liang, "Modified block coordinate descent method for intelligent reflecting surface-aided space-time line coded systems," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 11, no. 9, pp. 1820-1824, Sep. 2022.