

고고도 재구성 표면 기반 에너지 효율적인 무인 항공기 기지국 백홀 시스템

전 흥 배*, 채 찬 병^o

Energy-Efficient RIS-Assisted Aerial Backhaul System

Hong-Bae Jeon*, Chan-Byoung Chae^o

요 약

본 논문에서는 항공기에 장착된 재구성 가능 표면(Reconfigurable intelligent surface, RIS)에 기반한 무선 백홀 구조를 제안한다. 본 논문에서는 우선 도시 지역에 일시적 트래픽 증가가 발생한 상황에서 무인 항공기 기지국(unmanned-aerial-vehicle base-station, UAV-BS)이 배치되어 그 지역의 지상 단말들을 서비스하는 상황을 가정한다. 여기서 지상의 백홀 소스에서 직접 UAV-BS로의 백홀 링크는 도시 지역의 수많은 장애물들로 인하여 전달될 수 없으므로, 본 논문에서는 항공기에 장착된 RIS로 백홀 링크를 반사시켜서 UAV-BS에 성공적으로 도달할 수 있는 알고리즘을 제안한다. 여기서 RIS의 배치와 RIS의 각 소자들의 위상 값들을 제안한 알고리즘을 통하여 최적화하여 모든 UAV-BS들의 신뢰 가능한 백홀 링크를 보장하면서 에너지 효율을 극대화시킨다. 또한 본 논문에서 제시한 알고리즘의 복잡도는 2차식 수준을 벗어나지 않으며, 이는 또한 계산상의 효율 역시 보장한다. 본 논문에서 제시한 알고리즘의 성능을 보이기 위하여 다른 RIS 배치 방식과 비교하여 시뮬레이션을 진행하였으며, 이를 통하여 본 알고리즘이 에너지 효율에 대한 우위를 접함을 보였다.

키워드 : 재구성 가능 표면, 드론 통신, 에너지 효율

Key Words : Reconfigurable intelligent surface, UAV communication, energy-efficiency

ABSTRACT

In this paper, we propose a novel wireless backhaul architecture enabled by a reconfigurable intelligent surface (RIS) mounted on the aerial platform. We assume that an immediate traffic increase occurred in an urban area, and the unmanned-aerial vehicle base-stations (UAV-BSs) are rapidly deployed to serve the ground users in the area. Since the direct backhaul link from the ground source can be blocked due to several obstacles from the urban area, we propose to reflect the backhaul signal by aerial-RIS to make it successfully reach to the UAV-BSs. We optimize the placement of aerial-RIS and the phase of each RIS element, which leads to the increase of energy-efficiency under guaranteeing the reliable backhaul link for every UAV-BS. We show that the complexity of our algorithm does not exceed the quadratic order, which implies high computational efficiency. We verify the performance of the proposed algorithm via extensive numerical evaluations and show that our method achieves an outstanding performance on energy-efficiency compared to benchmark schemes.

* 본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소가 지원하는 미래전투체계 네트워크기술 특화연구센터 사업의 일환으로 수행되었습니다. (UD190033ED)

• First Author : School of Integrated Technology, Yonsei University, hongbae08@yonsei.ac.kr, 학생회원

o Corresponding Author : School of Integrated Technology, Yonsei University, cbchae@yonsei.ac.kr, 정회원

논문번호 : 202012-339-A-RE, Received December 31, 2020; Revised February 17, 2021; Accepted February 17, 2021

I. 서론

차세대 무선 네트워크에서 기존의 지상 기지국 (base station, BS)이 장애를 일으키거나 일시적으로 특정 지역에 트래픽이 상승하여 지상 기지국의 능력으로 지상 단말을 서비스할 수 없는 경우, 무인 항공기(unmanned-aerial-vehicle, UAV)를 일시적인 기지국으로 활용하는 용도가 급부상하고 있다. 여기서 UAV의 이동성과 높은 고도가 각각 자유로운 배치와 높은 직진과(line-of-sight link, LoS link) 형성에 기여하므로, 이들의 경로와 송신 전력을 효율적으로 결정하는 알고리즘이 활발하게 연구 중에 있다^{1,2}.

UAV-BS 배치 시나리오에서 내포된 가정 중 하나로 백홀 링크의 통신 용량이 UAV-BS의 트래픽을 보조하기에 충분해야 한다는 가정이 있다. 이를 충족시키기 위하여 백홀 링크의 에너지 효율 역시 고려해야 하는데, 지상의 백홀 소스로부터 직접 백홀 링크를 UAV-BS로 전달하는 경우 지상의 수많은 장애물들로부터 비직진과(non-LoS link, NLoS link)의 발생 빈도가 높아지고, 이는 에너지 효율의 감소로 이어진다. 이는 특히 고주파 광대역 신호를 사용하는 차세대 5G/BSG 네트워크에서 더욱 큰 문제가 될 수 있다³⁻⁵.

따라서 이러한 문제를 해결하기 위하여 재구성 가능 표면 (reconfigurable intelligent surface, RIS)을 사용하여 신호를 반사시켜서 LoS link를 극대화하고 신호의 전파를 원하는 방향으로 이끌어내는 기술이 활발히 연구 중에 있다⁶. RIS는 수동 소자들로 구성된 인공 메타물질이며, 이는 도달한 신호의 진폭과 위상을 변화시킬 수 있다. 이러한 RIS는 수동 소자들로 구성되었다는 사실로부터 능동 소자를 사용했을 때에 비하여 하드웨어의 소비 전력 감소를 얻을 수 있다⁷. 그러나 많은 RIS의 관한 연구들이 주로 지상의 빌딩 또는 벽에 RIS를 장착한 상황을 가정한다^{8,9}. 하지만 이는 도시 환경의 경우 신호의 도달을 위해서 많은 반사가 이루어져야 하고, 이로부터 신호의 세기가 감소한다는 단점을 갖는다. 또한 RIS의 반사를 수행하기 위해서는 송수신단이 RIS를 기준으로 서로 같은 쪽에 위치해야 한다는 한계 역시 갖는다.

이러한 한계들을 극복하기 위하여 본 논문에서는 항공 플랫폼에 재구성 표면을 장착하여 백홀 신호를 고고도에서 반사시켜서 UAV-BS로 전달하면서 동시에 송신 전력을 최소화함으로써 에너지 효율을 극대화 시키는 알고리즘을 제안한다. 본 논문과 같이 공중에 RIS를 배치할 경우 송수신단에서 모든 지역으로 RIS를 통하여 신호를 보낼 수 있고, RIS가 장착된 고고도

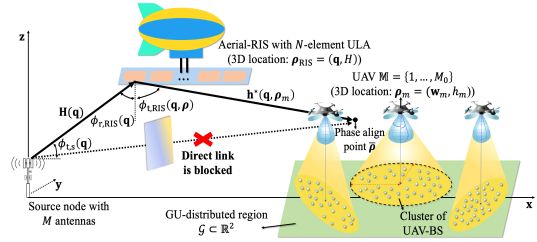


그림 1. 고고도 플랫폼에 장착된 RIS 기반의 UAV-BS 네트워크

Fig. 1. UAV-BS access network with aerial-RIS backhaul link.

플랫폼으로부터 높은 LoS link 확률과 이로 인한 에너지 효율의 증대 역시 얻을 수 있다. 또한 RIS의 수동 소자들이 비교적 적은 전력을 소모하므로 항공 플랫폼에 고고도 중계기를 사용하는 등의 능동 소자에 기반한 기존의 시나리오에 비하여 중계기의 전력 소모에 있어서도 우위를 점할 수 있다. 본 논문의 제안한 알고리즘은 백홀 소스의 송신 전력을 최소화하기 위하여 RIS의 위치와 소자들의 위상을 결정하며, 그 복잡도 역시 2차 이하로 매우 낮게 주어진다. 또한 시뮬레이션을 통하여 다른 RIS 배치 방식과 비교하여 본 논문의 알고리즘이 에너지 효율에서 우위를 점한다는 것 역시 보였다.

II. 문제 정의

본 논문에서는 도시 환경의 특정 공간 ohm 과 그 중심 ρ_{ohm} 에 대하여 이에 속한 N_0 개의 지상 단말이 UAV-BS $M = \{1, \dots, M_0\}$ 에 의하여 서비스받는 상황을 가정한다. UAV-BS m 의 3차원 좌표 $\rho_m = (w_m, h_m)$ 은 2차원 좌표 w_m 과 높이 h_m 으로 구성되며, 각 UAV-BS는 정지 상태로 지상 단말들 위를 비행하면서 서로 겹치지 않도록 단말들을 서비스한다. 여기서 본 논문에서는 [2]에서 제안한 타원 클러스터링을 통한 지상 단말에 대한 서비스를 가정하였으며, 이를 통하여 상기한 조건을 만족시키면서 UAV-BS의 송신 전력을 크게 낮출 수 있다.

RIS를 통한 UAV-BS로의 백홀 링크의 경우 백홀 소스는 원점에 위치하며 M개의 안테나로 구성된 uniform-linear-array (ULA)를 가정한다. 각 안테나는 안테나 이득 G_s 를 가지며 서로 d_s 만큼 떨어져 있다. 또한 공중에 위치한 RIS는 N개의 수동 소자들로 구성되어 있으며 ULA 구조로 d_{RIS} 만큼 서로 떨어져 있고 고정된 높이 H에 위치한다고 가정한다. RIS의 3차

원 좌표는 $\rho_{\text{RIS}} = (\mathbf{q} \ H)$ 로써 주어지며, 본 논문에서는 RIS에서 도달 영역까지의 거리 $\|\rho_{\text{RIS}} - \rho_G\|_2$ 가 매우 멀고 백홀 소스에서 UAV-BS로의 직접적인 통신 링크가 막혔다고 가정하였다. 그리고 고고도에 위치한 RIS로부터 백홀 링크는 오직 LoS link만 존재한다고 가정하였으며, 이로부터 소스-RIS와 RIS-UAV m 사이의 채널 이득은 각각 아래와 같이 주어진다.

여기서 β_0 는 거리가 1m일 때의 기준 이득이다. 따라서 UAV-BS m 의 백홀 용량은 아래와 같이 주어진다.

여기서 B 는 백홀 링크의 대역폭이고 본 논문에서는 이를 UAV-BS의 수 M_0 개 만큼 등분한 주파수 분할 다중접속을 가정하며, σ^2 은 잡음의 세기이고 Θ 는 RIS의 위상 변화에 대응하는 대각행렬이며 아래와 같이 주어진다.

$$\Theta = \text{diag}(e^{j\theta_1}, \dots, e^{j\theta_N})$$

$$(\theta_n \in [0, 2\pi): n\text{번째 소자의 위상}) \quad (3)$$

또한 \mathbf{v}_m 은 UAV-BS m 과 백홀 소스의 송신 전력 P_m 에 대응하는 단위 전력 신호 s_m 의 precoding 벡터이며, 이로부터 전체 송신 신호는 $\mathbf{x} = \sum_{m \in \mathbb{M}} \mathbf{v}_m \sqrt{P_m G_s} s_m$ 과 같이 주어진다. 그리고 $\mathbf{H}(\mathbf{q}), \mathbf{h}^*(\mathbf{q}, \cdot)$ 는 각각 백홀 소스-RIS와 RIS-UAV 간의 채널이며 소스의 안테나와 RIS 소자들이 모두 ULA 구조를 가지므로 아래와 같이 주어진다.

여기서 λ 는 백홀 링크의 파장이고, $\mathbf{a}_{t,s}, \mathbf{a}_{t,\text{RIS}}, \mathbf{a}_{r,\text{RIS}}$ 는 각각 소스와 RIS의 송신 배열 응답 (transmit array response)과 RIS의 수신 배열 응답 (receive array response)이고, $\phi_{t,s}, \phi_{t,\text{RIS}}, \phi_{r,\text{RIS}}$ 는 각각 소스와 RIS에서의 신호의 출발각

(angle-of-departure, AoD)과 RIS에서의 신호의 도착각 (angle-of-arrival, AoA)이다.

본 논문에서는 백홀 송신 전력 $\sum_{m \in \mathbb{M}} P_m$ 을 최소화하기 위하여 고정된 P_m 에 대하여 먼저 수신 신호 대 잡음 비 (received signal-to-noise ratio, received SNR) $\gamma_m = \frac{P_m G_s |\mathbf{h}^*(\mathbf{q}, \rho_m) \Theta \mathbf{H}(\mathbf{q}) \mathbf{v}_m|^2}{\sigma^2}$ 를 최대화 시키는 \mathbf{v}_m 을 결정하며, 이는 동일한 통신 용량을 달성하기 위한 송신 전력의 감소를 가져온다. 그리고 이는 아래 정리 1과 같이 주어진다.

정리 1) γ_m 을 최대화하는 \mathbf{v}_m 은 아래와 같이 주어진다.

$$\mathbf{v}_m = \mathbf{v} = \frac{\mathbf{a}_{t,s}(\phi_{t,s}(\mathbf{q}))}{\|\mathbf{a}_{t,s}(\phi_{t,s}(\mathbf{q}))\|_2} \quad (\forall m \in \mathbb{M}). \quad (5)$$

증명) $\mathbf{h}^*(\mathbf{q}, \rho_m) \Theta \mathbf{H}(\mathbf{q}) = \mathbf{X}$ 라 정의하면 γ_m 은

$$\gamma_m = \frac{P_m G_s}{\sigma^2} \mathbf{v}_m^* \mathbf{X}^* \mathbf{X} \mathbf{v}_m \quad (6)$$

과 같이 쓸 수 있으며, (3)으로부터 $\mathbf{X}^* \mathbf{X}$ 는

$$\mathbf{X}^* \mathbf{X} = C_0 \mathbf{a}_{t,s}(\phi_{t,s}(\mathbf{q})) \mathbf{a}_{t,s}^*(\phi_{t,s}(\mathbf{q})) \quad (7)$$

와 같이 상수 C_0 를 사용하여 표현할 수 있다. 그리고 (7)으로부터 $\mathbf{X}^* \mathbf{X}$ 는 rank가 1인 행렬이면서 0이 아닌 고유값 - 고유 벡터 $\left(C_0 \|\mathbf{a}_{t,s}(\phi_{t,s}(\mathbf{q}))\|_2^2, \frac{\mathbf{a}_{t,s}(\phi_{t,s}(\mathbf{q}))}{\|\mathbf{a}_{t,s}(\phi_{t,s}(\mathbf{q}))\|_2} \right)$ 를 갖는다. 따라

$$\beta_s(\mathbf{q}) = \frac{\beta_0}{\|\rho_{\text{RIS}}\|_2}, \quad \beta(\mathbf{q}, \rho_m) = \frac{\beta_0}{\|\rho_{\text{RIS}} - \rho_m\|_2}. \quad (1)$$

$$R_m = \frac{B_b}{M_0} \log_2 \left(1 + \frac{P_m G_s |\mathbf{h}^*(\mathbf{q}, \rho_m) \Theta \mathbf{H}(\mathbf{q}) \mathbf{v}_m|^2}{\sigma^2} \right). \quad (2)$$

$$\mathbf{H}(\mathbf{q}) = \sqrt{\beta_s(\mathbf{q})} e^{-j \frac{2\pi \|\rho_{\text{RIS}}\|_2}{\lambda}} \mathbf{a}_{r,\text{RIS}}(\phi_{r,s}(\mathbf{q})) \mathbf{a}_{t,s}^*(\phi_{t,s}(\mathbf{q}))$$

$$\mathbf{h}^*(\mathbf{q}, \rho_m) = \sqrt{\beta(\mathbf{q}, \rho_m)} e^{-j \frac{2\pi \|\rho_{\text{RIS}} - \rho_m\|_2}{\lambda}} \times \mathbf{a}_{t,\text{RIS}}^*(\phi_{t,\text{RIS}}(\mathbf{q}, \rho_m)). \quad (4)$$

서 Rayleigh-Ritz 정리에 의하여 정리 1의 결과를 얻는다. ■

따라서 정리 1로부터 maximum-ratio transmission (MRT) 방식이 소스에서 RIS로 신호를 전송할 때 사용되며 γ_m 은 이로부터

와 같이 쓸 수 있고 여기서 $\overline{d_{\text{RIS}}} = \frac{d_{\text{RIS}}}{\lambda}$ 이다. 따라서 고정된 P_m 에 대하여 γ_m 를 최대화하는 관점에서의 최적의 RIS의 위상 $\{\theta_n^*\}_{n=1}^N$ 을 반사된 신호들이 모두 ρ_m 에 같은 위상으로 도달하도록 임의의 위상 $\bar{\theta}$ 에 대하여 아래와 같이 설정해 주면 된다.

그러나 본 논문에서는 M_0 대의 UAV-BS를 가정하였으므로 이러한 $\{\theta_n^*\}_{n=1}^N$ 들은 모든 m 에 따라서 다르게 주어진다. 따라서 본 논문에서는 이들 사이의 Pareto 최적점을 얻을 수 있는 위상 기준점 $\bar{\rho}$ 를 찾는 것을 목표로 한다. 즉, 주어진 \mathbf{q} $\bar{\rho}$ 에 대하여 $\{\theta_n^*\}_{n=1}^N$ 을 와 같이 설정함으로써 RIS에서 반사된 신호들을 모두 $\bar{\rho}$ 에 도달시킨다. 그리고 위 (9)를 (7)에 대입하면 γ_m 은

$$\gamma_m = \frac{P_m G_s \beta_0^2 M}{\sigma^2 \|\rho_{\text{RIS}} - \rho_m\|_2 \|\rho_{\text{RIS}}\|_2^2} g(\Delta\phi_m(\bar{\rho})) \quad (11)$$

와 같이 쓸 있으며, 여기서 $g(\Delta\phi_m(\bar{\rho}))$ 는 위상이 $\bar{\rho}$

로 정렬되어 있는 상황에서 RIS의 ρ_m 으로의 수동 빔포밍 이득 (passive beamforming gain)이며 아래와 같다.

$$g(\Delta\phi_m(\bar{\rho})) = \left| \frac{\sin(\pi \overline{N d_{\text{RIS}}} \Delta\phi_m(\bar{\rho}))}{\sin(\pi \overline{d_{\text{RIS}}} \Delta\phi_m(\bar{\rho}))} \right|^2. \quad (12)$$

여기서 $\overline{N}(\leq N)$ 은 활성화된 RIS 소자의 수이고 $\Delta\phi_m = \sin(\phi_{\text{t,RIS}}(\mathbf{q}, \rho_m)) - \sin(\phi_{\text{t,RIS}}(\mathbf{q}, \bar{\rho}))$ 는 $\bar{\rho}$ 와 ρ_m 사이의 sin-AoD 차이이다. (12)의 g 는 $\text{sin}^2(\cdot)$ 함수와 같은 형태를 가지며 최대 이득은 \overline{N}^2 이고 반전력 빔폭 (half-power beamwidth, HPBW) $\Delta\phi_{\text{HPBW}} \approx \frac{0.8858}{\overline{N d_{\text{RIS}}}$ [10] 밖에서는 거의 0으로 수렴한다. 따라서 본 논문에서는 추후 \overline{N} 을 최대화하면서 $\bar{\rho}$ 와 \mathbf{q}_m 를 미세하게 조정하여 $g(\Delta\phi_m(\bar{\rho}))$ 를 모든 m 에 대하여 최대화하는 것을 목표로 한다.

주어진 UAV-BS들에게 안정적으로 백홀 링크를 제공하기 위해서는 백홀 링크의 통신 용량이 UAV-BS의 쓰루풋(throughput) $\{C_m\}_{m \in \mathbb{M}}$ 보다 크거나 같아야 한다 ($R_m \geq C_m (\forall m \in \mathbb{M})$). 따라서 주어진 식을 참고하면 송신 전력 P_m 은 아래와 같은 조건을 만족해야 한다.

따라서 이로부터 백홀 송신 전력 최소화 문제는 아래와 같이 주어진다.

그러나 위 문제 (14)는 빔포밍 이득 g 이 블록성

$$\gamma_m = \frac{P_m G_s \beta_0^2 M}{\sigma^2 \|\rho_{\text{RIS}}\|_2 \|\rho_{\text{RIS}} - \rho_m\|_2} \times \left| \sum_{n=1}^N \exp[j(\theta_n + 2\pi(n-1)\overline{d_{\text{RIS}}}] (\sin(\phi_{\text{t,RIS}}(\mathbf{q}, \rho_m)) - \sin(\phi_{\text{r,s}}(\mathbf{q}))) \right|^2 \quad (8)$$

$$\theta_n^*(\mathbf{q}, \rho_m) = \bar{\theta} - 2\pi(n-1)\overline{d_{\text{RIS}}} (\sin(\phi_{\text{t,RIS}}(\mathbf{q}, \rho_m)) - \sin(\phi_{\text{r,s}}(\mathbf{q}))). \quad (9)$$

$$\theta_n^*(\mathbf{q}, \bar{\rho}) = \bar{\theta} - 2\pi(n-1)\overline{d_{\text{RIS}}} (\sin(\phi_{\text{t,RIS}}(\mathbf{q}, \bar{\rho})) - \sin(\phi_{\text{r,s}}(\mathbf{q}))). \quad (10)$$

$$P_m \geq \left(\frac{M_0}{B_b} C_m - 1 \right) \frac{\sigma^2 \|\rho_{\text{RIS}} - \rho_m\|_2 \|\rho_{\text{RIS}}\|_2}{G_s \beta_0^2 M g(\Delta\phi_m(\bar{\rho}))} (\forall m \in \mathbb{M}). \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{q}, \bar{\rho}, \{P_m\}_{m \in \mathbb{M}}} & \sum_{m \in \mathbb{M}} P_m \\ \text{s.t. } P_m & \geq \left(\frac{M_b}{2} C_m - 1 \right) \frac{\sigma^2 \left(\|\rho_{\text{RIS}} - \rho_m\|_2^2 + \|\rho_{\text{RIS}}\|_2^2 \right)}{G_s \beta_0^2 M g(\Delta \phi_m(\bar{\rho}))} \quad (\forall m \in \mathbb{M}). \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} & \|\rho_{\text{RIS}} - \rho_m\|_2^2 + \|\rho_{\text{RIS}}\|_2^2 \\ & = (H^2 + \|\mathbf{q}_m\|_2^2) ((H - h_m)^2 + \|\mathbf{q}_m - \mathbf{w}_m\|_2^2). \end{aligned} \quad (15)$$

$$\xi_{m,k} = \frac{1}{2} + 2 \sqrt{-\frac{a}{3}} \cos \left(\frac{1}{3} \cos^{-1} \left(\frac{3b}{2a} \sqrt{\frac{-3}{a}} \right) - \frac{2}{3} \pi k \right). \quad (18)$$

(convexity)을 갖지 않고 비선형성 역시 매우 높으므로 직접 풀기 힘들다. 따라서 본 논문에서는 위 문제의 제약조건의 우변의 분자를 최소화하고 분모를 최대화함으로써 P_m 의 하한 (lower-bound)을 최소화하는 방식에서의 접근을 제안한다.

III. 제안한 알고리즘

3.1 \mathbf{q} 의 결정을 통한 분자의 최소화

RIS의 위치를 $\rho_{\text{RIS}} = (\mathbf{q}_m, H)$ 와 같이 두면 문제 (14)의 제한 조건의 분자는 아래와 같이 쓸 수 있다.

여기서 [11]의 논리로 문제 (15)의 해 \mathbf{q}_m^* 는 $\mathbf{q}_m^* = \xi_m \mathbf{w}_m$ ($\xi_m \in \mathbb{R}$)의 꼴을 갖는다. 그리고 이를 대입하면 위 식은

$$\begin{cases} f(\xi_m) = \|\mathbf{w}_m\|_2^4 (\xi_m + \zeta_1^2) ((1 - \xi_m)^2 + \zeta_2^2) \\ \zeta_1 = \frac{H}{\|\mathbf{w}_m\|_2}, \quad \zeta_2 = \frac{|H - h_m|}{\|\mathbf{w}_m\|_2} \end{cases} \quad (16)$$

와 같이 쓸 수 있고, 위 f 의 최솟값을 찾기 위해서 방정식 $f'(\xi_m) = 0$ 의 판별식을 구해보면

$$\begin{cases} \Delta = \left(\frac{a}{3}\right)^3 + \left(\frac{b}{2}\right)^2 \\ a = \frac{1}{2}(\zeta_1^2 + \zeta_2^2) - \frac{1}{4}, \quad b = \frac{1}{4}(\zeta_2^2 - \zeta_1^2) \end{cases} \quad (17)$$

과 같이 주어진다. 그리고 RIS에서 도달 영역까지의 거리 $\|\rho_{\text{RIS}} - \rho_G\|_2$ 가 매우 멀다는 가정으로부터 $\|\mathbf{w}_m\|_2$ 역시 같은 정도로 주어지고, 이로부터 $a < 0, b \ll 1$ 이 되어 $\Delta < 0$ 을 얻을 수 있다. 따라서 이 경우 삼차 방정식 $f'(\xi_m) = 0$ 은 아래와 같은 세 실근 $\{\xi_{m,k}\}_{k=0}^2$

을 갖는다.

또한 [11]의 결과로부터 RIS를 소스가 위치한 원점에 가깝게 배치하는 것이 ($\mathbf{q}_m^* = 0$) RIS 소자들을 전부 사용할 수 있게 되어 (full-array, $\bar{N} = N$) 최소 SNR을 최대화할 수 있고 소스의 송신 전력의 감소로 이어질 수 있다. 따라서 위 (18)로부터 $\xi_m = \min_k \xi_{m,k}$ 와 같이 설정함으로써 원하는 $\mathbf{q}_m^* = \xi_m \mathbf{w}_m$ 을 얻을 수 있다. 본 논문에서 추가적으로 시뮬레이션을 진행한 결과 $\|\mathbf{w}_m\|_2 > 1000\text{m}$, $\zeta_2 < \zeta_1 < 10^{-1}$ 의 수준에서 $\xi_m \approx 10^{-2}$ 정도의 값을 얻을 수 있었고, 이로부터 앞서 구한 \mathbf{q}_m^* 이 원점에 매우 근접하다는 사실을 얻을 수 있다. 또한 이 경우 sin-AoD 차이 $\Delta \phi_m$ 이 $\mathbf{q}_m^* = 0$ 인 경우와 비교할 때 차이가 10^{-4} 이하로 거의 변화가 없다. 따라서 본 알고리즘에서 제시한 방법을 사용할 시 $\mathbf{q}_m^* = 0$ 에 비해 추가적인 성능 향상 역시 얻을 수 있다.

위와 같은 방법으로 모든 m 에 대하여 \mathbf{q}_m^* 을 구한 후 이들에 대한 Pareto 최적점 \mathbf{q}^* 를 구해야 한다. 본 논문에서는 $\{\mathbf{q}_m^*\}_{m \in \mathbb{M}}$ 에 대한 정보를 바탕으로 아래와 같이 ℓ_2 -norm의 차이의 합을 minimization하는 Global criterion method^[12]을 생각할 수 있다.

$$\min_{\mathbf{q}} \sum_{m \in \mathbb{M}} \|\mathbf{q}_m^* - \mathbf{q}\|_2 \quad (19)$$

위 문제 (19)은 Fermat-Torricelli 문제로 볼록성을 가지며 Weiszfeld의 알고리즘^[11]을 통해서 효율적으로

1) 만일 $h_m = 0 (\forall m \in \mathbb{M})$ 이면 $\zeta_1 = \zeta_2 = \zeta$ 로 같아지고 $\xi = \frac{1}{2} - \sqrt{\frac{1}{4} - \zeta^2}$ 을 얻는다. 따라서 위와 같이 $\|\mathbf{w}_m\|_2$ 이 충분히 클 경우 $\xi \rightarrow 0$ 이 되어 같은 결과를 얻는다.

풀 수 있다. 따라서 이로부터 모든 $m \in \mathbb{M}$ 에 대하여 분자를 suboptimal하게 최소화하는 \mathbf{q}^* 를 얻을 수 있다.

3.2 $\bar{\rho}$ 와 θ 의 결정을 통한 분모의 최대화

식 (12)로부터 $\Delta\phi_m(\cdot) = 0$ 일 때 (14)의 제한 조건의 분모(g)가 최대화되고, 이는 곧 $\bar{\rho} = \rho_m$ 과 같다. 따라서 앞서 1절과 같은 논리로 모든 $\{g(\Delta\phi_m(\bar{\rho}))\}_{m \in \mathbb{M}}$ 을 최대화하는 위상 기준점 $\bar{\rho}$ 를 찾는 것이 목표이다. 여기서 $\|\rho_{\text{RIS}} - \rho_G\|_2$ 가 충분히 크고 \mathbf{q}^* 가 원점과 가까우므로 앞서 정의한 sin-AoD 차이를 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$|\Delta\phi_m(\bar{\rho})| \approx \|\rho_m - \bar{\rho}\|_2 \quad (\forall m \in \mathbb{M}) \quad (20)$$

따라서 (20)으로부터 1절과 같은 방식으로 아래와 같은 Fermat-Torricelli 문제를 생각할 수 있고, 이로부터 full-array ($\bar{N} = N$) 구조에서의 위상 기준점 $\bar{\rho}^*$ 를 찾을 수 있다.

$$\min_{\bar{\rho}} \sum_{m \in \mathbb{M}} \|\rho_m - \bar{\rho}\|_2. \quad (21)$$

위 문제로부터 구한 $\bar{\rho}^*$ 로부터 만일 $\max_m |\Delta\phi_m(\bar{\rho}^*)| \leq \frac{\Delta\phi_{\text{HPBW}}}{2}$ 이 성립하면 모든 UAV-BS들이 beamforming gain g 의 HPBW에 들어오므로 위 full-array 구조를 그대로 사용할 수 있고, 이로부터 RIS의 위상 $\{\theta_n^*(\mathbf{q}^*, \bar{\rho}^*)\}_{n=1}^N$ 을 (10)으로부터 구할 수 있다. 하지만 만일 그렇지 않을 경우 HPBW에서 벗어나는 UAV-BS가 존재하므로 $\bar{N} < N$ 인 sub-array 구조를 선택해야 한다. 즉, UAV-BS들의 집합 \mathbb{M} 을 자연수 L 에 대하여 부분집합 $\{\mathbb{M}_i\}_{i=1}^L$ 로 나누는데, 여기서 \mathbb{M}_i 는

$$\Delta\phi_m(\bar{\rho}^*) \in \frac{\max_m |\Delta\phi_m(\bar{\rho}^*)|}{L} \quad (i-1, i] = I_i \quad (22)$$

을 만족시키는 UAV-BS들의 집합이고 이들은 L 등분된 RIS의 소자들에 각각 대응한다. 그리고 L 은 아래 조건을 만족시키는 최소의 자연수로서 결정되며 각 sub-array에서 HPBW를 넘어가는 UAV-BS가 존재하

알고리즘 1. RIS 백홀 송신 전력 최소화 알고리즘

- 1) $\xi_m = \min_k \xi_{m,k}$ 을 (17)을 통하여 찾는다.
- 2) $\mathbf{q}_m^* = \xi_m \mathbf{w}_m$ 을 구하고 (18)로부터 \mathbf{q}^* 를 구한다.
- 3) (20)으로부터 $\bar{\rho}^*$ 를 구한다.
- 4) $\frac{\Delta\phi_{\text{HPBW}}}{2}$ 와 $\max_m |\Delta\phi_m(\bar{\rho}^*)|$ 를 비교한다.
- 5) 만일 $\frac{\Delta\phi_{\text{HPBW}}}{2} \geq \max_m |\Delta\phi_m(\bar{\rho}^*)|$ 이면 full-array 구조를 선택하고 ($L = 1$), RIS의 위상 $\{\theta_n^*(\mathbf{q}^*, \bar{\rho}^*)\}_{n=1}^N$ 을 (9)로부터 구한다.
- 6) 만일 $\frac{\Delta\phi_{\text{HPBW}}}{2} < \max_m |\Delta\phi_m(\bar{\rho}^*)|$ 이면 sub-array 구조를 선택하고, L 을 (22)를 통하여 구한 다음 RIS 소자들을 L 등분하고 \mathbb{M} 을 (21)을 만족하도록 $\{\mathbb{M}_i\}_{i=1}^L$ 로 분할한다. 그리고 각 \mathbb{M}_i 에 대하여 $\bar{\rho}_i^*$ 을 (23)을 통하여 구하고, 이에 대응하는 RIS 소자들의 위상 $\{\{\theta_n^*(\mathbf{q}^*, \bar{\rho}_i^*)\}_{n \in i\text{th-array}}\}_{i=1}^L$ 을 (9)로부터 구한다.
- 7) 최적의 백홀 송신 전력 $\{P_m^*\}_{m \in \mathbb{M}}$ 을 (24)로부터 얻는다.

지 않음을 보장한다^[11].

$$L \geq \sqrt{(\max_m |\Delta\phi_m(\bar{\rho}^*)|) \frac{2}{\Delta\phi_{\text{HPBW}}}}, \quad \frac{N}{L} \in \mathbb{Z}. \quad (23)$$

따라서 (20), (21)와 1절과 같은 논리를 적용하여

표 1. 시뮬레이션 변수 설정
Table 1. Simulation parameters.

변수	설명	값
B_0	백홀 링크의 대역폭	50 [MHz]
M_0	UAV-BS의 수	≥ 4 [1]
Ohm	목표 도시 지역	500×500 [m]
ρ_{Ohm}	Ohm 의 중심 (언급되지 않은 경우)	$[10^3, 0, 0]^T$ [m]
G_s	백홀 소스의 안테나 이득	[16]
H	RIS의 높이 (언급되지 않은 경우)	150 [m]
N	RIS 소자의 수 (언급되지 않은 경우)	300
M	백홀 소스의 안테나 수	16
(d_s, d_{RIS})	소스의 안테나와 RIS 소자끼리의 간격	$(\frac{\lambda}{2}, \frac{\lambda}{10})$

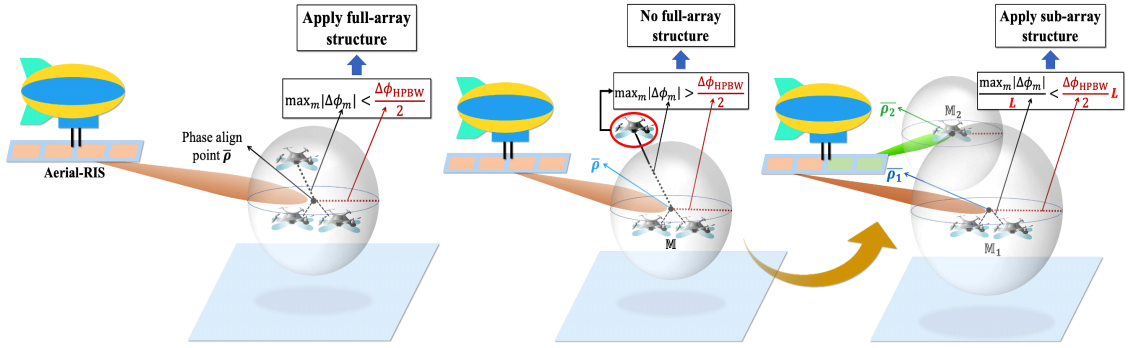


그림 2. 반전력 빔폭과 최대 sin-AoD 차이에 기반한 고고도 RIS의 모드 결정
 Fig. 2. Mode selection of aerial-RIS with respect to HPBW and maximum sin-AoD deviation.

아래와 같은 Fermat-Toricelli 문제를 모든 $i \in \{1, \dots, L\}$ 에 대하여 풀어서 L 개의 위상 기준점 $\{\bar{\rho}_i\}_{i=1}^L$ 을 찾고 이에 대응하는 RIS 소자들의 위상 $\{\{\theta_n^*(\mathbf{q}^*, \bar{\rho}_i)\}_{n \in \text{ith sub-array}}\}_{i=1}^L$ 을 (10)으로부터 각각 구할 수 있다.

$$\min_{\bar{\rho}_i} \sum_{m \in \mathbb{M}_i} \|\rho_m - \bar{\rho}_i\|_2 \quad (\forall i \in \{1, \dots, L\}) \quad (24)$$

이러한 full 또는 sub-array 구조의 결정 과정을 위 그림 2와 같이 나타낼 수 있다.

3.3 $\{P_m\}_{m \in \mathbb{M}}$ 의 결정

1절과 2절로부터 RIS의 위치와 위상 기준점을 모두 정했으므로, 이를 원래 문제 (14)에 적용하면 제한 조건의 우변이 모두 상수가 된다. 따라서 송신 전력 P_m 을 제한 조건에서 등호를 만족하도록 아래와 같이 설정해 줌으로써 최종적인 백홀 송신 전력을 얻을 수 있다.

$$P_m^* = \frac{\left(\frac{M_0}{B_b} - 1 \right) \sigma^2 \left(\|\rho_{\text{RIS}}^* - \rho_m\|_2^2 + \|\rho_{\text{RIS}}^*\|_2^2 \right)}{G_s \beta_0^2 M g(\Delta \phi_m^*)}$$

$$\Delta \phi_m^* = \begin{cases} \Delta \phi_m(\bar{\rho}^*) & (\text{full-array}) \\ \Delta \phi_m(\bar{\rho}_i^*) & (\text{sub-array}) \quad (m \in \mathbb{M}_i) \end{cases}$$

$$\rho_{\text{RIS}}^* = (\mathbf{q}^* \ H) \quad (24)$$

그리고 지금까지 1~3절의 알고리즘을 알고리즘 1과 같이 요약할 수 있다.

3.4 제안한 알고리즘의 복잡도

제안한 알고리즘의 복잡도는 3개의 절차로 나뉘어 생각할 수 있다. 먼저 3장 1절의 경우 $\{\xi_m\}_{m \in \mathbb{M}}$ 을 결정하는 과정은 (18)을 통하여 한번에 계산 가능하므로 $O(M_0)$ 으로 주어지고, 이로부터 \mathbf{q}^* 를 결정하는 과정은 Weiszfeld 알고리즘으로부터 $O(I_F M_0)^{[13]}$ (I_F : Weiszfeld 알고리즘에서 반복 횟수)로 주어진다. 3장 2절의 경우 각 i 번째 sub-array마다 (24)를 복잡도 $O(I_F |\mathbb{M}_i|)$ 로써 풀어야 하며, 모두 합하면 $\{\bar{\rho}_i^*\}_{i=1}^L$ 을 구하는 복잡도는 $\sum_{i=1}^L O(I_F |\mathbb{M}_i|) = O(I_F M_0)$ 로 주어진다.

그리고 이는 $L=1$ 에 대응하는 full-array 구조의 경우에도 성립한다. 그리고 RIS 소자들의 위상을 (10)으로부터 결정하는 복잡도는 $O(N)$ 으로 주어진다.

3장 3절의 경우 위 결과로부터 $\{P_m^*\}_{m \in \mathbb{M}}$ 을 (25)로부터 결정하는 과정은 $O(M_0)$ 으로 주어진다. 따라서 전체 복잡도는 위 3개의 과정을 모두 고려하면 $O(I_F M_0 + N)$ 으로 주어지며, 이는 2차를 넘지 않으므로 본 논문에서 제안한 알고리즘이 복잡도 측면에서도 효율적임을 확인할 수 있다.

IV. 성능 평가 및 분석

제안한 알고리즘의 성능을 확인하기 위하여 Ohm 에서의 10^3 개의 독립적인 지상 단말의 분포를 가정하고, sub-6 GHz 채널^[14] 백홀을 가정하였다. 그리고 비교를 위하여 RIS의 2차원 위치를 지상 단말이 분포한 영역과 원점에 위치한 source 사이의 중간 지점 $\frac{1}{2} \rho_{Ohm}$ 에 두고 위상 기준점을 제안한 알고리즘과 같

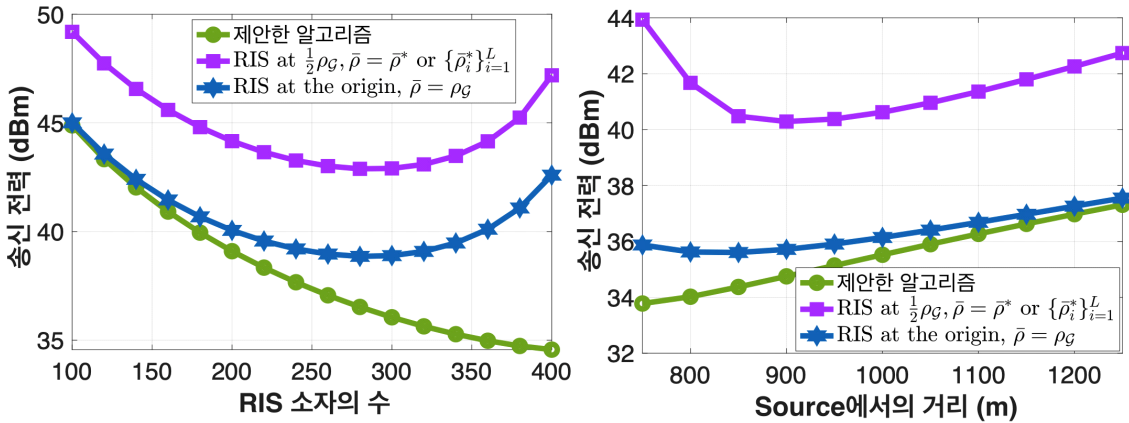


그림 3. (a) RIS 소자의 수 (b) 백홀 소스에서 ρ_{ohm} 까지의 거리에 따른 백홀 링크의 송신 전력
 Fig. 3. Transmit power of the backhaul link according to (a) the number of RIS elements and (b) the distance from the source.

은 방식으로 설정하는 방식과, RIS의 2차원 좌표를 원점으로 설정하고 위상 기준점을 지상 단말들이 분포한 영역의 중심 ρ_{ohm} 에 두는 방식을 고려하였다.

그림 3(a)는 RIS 소자의 수 N 에 따른 백홀 링크의 송신 전력을 나타낸 그래프이다. 위 그래프로부터 제안한 알고리즘을 사용했을 시 기존의 방식에 비하여 최대 10 ~ 12 dB의 전력 이득을 얻을 수 있다. 또한, 충분히 큰 N 에 대해서도 제안한 알고리즘은 낮은 송신 전력을 보장하지만, 기존 알고리즘들의 경우 특정 값을 넘어가면 오히려 송신 전력이 증가하여 성능의 하락을 가져옴을 확인할 수 있다.

그림 3(b)는 백홀 소스에서 ρ_{ohm} 까지의 거리 $\|\rho_{ohm}\|_2$ 에 따른 백홀 링크의 송신 전력을 나타낸 그래프이다. 위 결과로부터 본 알고리즘을 적용할 시 추가적인 송신 전력 감소의 이득을 얻을 수 있다. 또한 거리 $\|\rho_{ohm}\|_2$ 가 가까운 경우에도 본 알고리즘은 낮은 송신 전력을 유지하는 반면, 기존 알고리즘들의 경우 RIS와의 거리가 상대적으로 짧기 때문에 sub-array 구조를 택하면서 peak gain에서의 손실을 보거나, 단순히 $\bar{\rho} = \rho_{ohm}$ 로 두므로써 $\frac{\Delta\phi_{HPBW}}{2} < \max_m |\Delta\phi_m(\bar{\rho})|$ 와 같은 상황이 발생하기 때문에 송신 전력이 증가하는 양상을 보인다.

V. 결론

본 논문에서는 고고도 플랫폼에 RIS를 장착하여 낮은 송신 전력으로 UAV-BS들을 백홀링할 수 있는

알고리즘을 제안하였다. 제안한 알고리즘은 우선 UAV-BS의 통신 용량을 커버할 수 있는 송신 전력의 하한을 유도하였고, 송신 전력에 대한 최적화 문제를 앞서 구한 하한을 최소화하는 방식으로 해결하였다. 여기서 분포의 빔포밍 이득과 분자의 거리의 곱(경로 손실) 값들을 여러 UAV-BS들에 대하여 RIS array 분할과 Fermat-Torricelli 문제를 통하여 최적화하면서 RIS의 최적의 위치와 위상 기준점을 찾아낼 수 있었다. 본 논문에서는 또한 제안한 알고리즘의 복잡도가 2차식을 넘지 않는다는 사실로부터 계산상에 있어서 이점을 가짐을 유도하였다. 그리고 시뮬레이션 결과로부터 제안한 알고리즘이 기존의 방식들에 비하여 더 낮은 송신 전력을 확보할 수 있다는 사실 역시 확인하였다. 본 논문의 결과를 통하여 차세대 이동통신 네트워크에서의 촉망받는 두 기술인 RIS 기반 통신과 UAV 네트워크와의 시너지 효과를 확인할 수 있었으며, 향후 더 고도화된 활용 예시들을 통하여 관련 기술들의 발전을 기대할 수 있을 것이다^{7,15,16}.

References

- [1] Y. Zeng, et al., “Wireless communications with unmanned aerial vehicles: opportunities and challenges,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 54, no. 5, pp. 36-42, May 2016.
- [2] H.-B. Jun, T. Jung, and C.-B. Chae, “Energy-efficient deployment of multiple UAVs using ellipse clustering to establish base stations,” in *Proc. KICS Winter Conf.*, pp.

- 369-370, 2019.
- [3] M.-S. Sim, et al., "Deep learning-based mmWave beam selection for 5G NR/6G with sub-6 GHz channel information: Algorithms and prototype validation," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 51634-51646, 2020.
- [4] Y.-G Lim, et al., "Map-based millimeter-wave channel models: An overview, data for B5G evaluation and machine learning," *IEEE Wireless Commun.*, vol. 27, no. 4, pp. 54-62, Aug. 2020.
- [5] J. Jang, et al., "Smart small cell with hybrid beamforming for 5G: Theoretical feasibility and prototype results," *IEEE Wireless Commun.*, vol. 23, no. 6, pp. 124-131, Dec. 2016.
- [6] E. Basar, et al., "Wireless communications through reconfigurable intelligent surfaces," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 116753-116773, 2019.
- [7] L. Dai, et al., "Reconfigurable intelligent surface-based wireless communications: Antenna design, prototyping, and experimental results," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 45913-45923, 2020.
- [8] 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.
- [9] Y. Han, et al., "Large intelligent surface-assisted wireless communication exploiting statistical CSI," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 18, no. 8, pp. 4157-4170, Aug. 2019.
- [10] R. C. Hansen, *Phased Array Antennas*, Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, 2009.
- [11] H. Lu, et al., "Enabling panoramic full-angle reflection via aerial intelligent reflecting surface," in *Proc. IEEE ICC Wkshps.*, pp. 1-6, 2020.
- [12] K. Miettinen, *Nonlinear Multiobjective Optimization*, Dordrecht, Netherlands: Kluwer Academic Publishers, 1998.
- [13] E. Weiszfeld and F. Plastria, "On the point for which the sum of the distance to n given points is minimum," *Ann. Oper. Res.*, vol. 167, no. 1, pp. 7-41, Mar. 2009.
- [14] *Study on Channel Model for Frequencies From 0.5 to 100 GHz*, Document 3GPP TR 38.901, Oct. 2009.
- [15] S.-C. Noh, et al., "Energy-efficient deployment of multiple UAVs using ellipse clustering to establish base stations," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 9, no. 8, Aug. 2020.
- [16] S.-M. Kim, et al., "Opportunism in spectrum sharing for beyond 5G with sub-6 GHz: A concept and its application to duplexing," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 148877-148891, 2020.

전 홍 배 (Hong-Bae Jeon)



2017년 8월 : 연세대학교 전기전
자공학부 졸업
2017년 9월~현재 : 연세대학교
글로벌융합공학부 석박통합
과정
<관심분야> 무선통신, 드론 통
신, RIS, 광통신공학

[ORCID:0000-0001-7522-8745]

채 찬 병 (Chan-Byoung Chae)



2008년 : 미국 텍사스오스틴 전
기컴퓨터공학과 박사
2008년~2009년 : 하버드 대학
박사 후 연구원
2009년~2011년 : 미국 벨 연구
소 책임연구원
2011년~현재 : 연세대학교 언더
우드 특훈교수

<관심분야> 무선 네트워크

[ORCID:0000-0001-9561-3341]