

# 지상-공중 NOMA 기반 UAV 통신시스템의 주파수 효율 최대화 기법

강길모\*, 신오순°

## Spectral Efficiency Maximization for UAV Communication Systems Based on Ground-Aerial NOMA

Gil-Mo Kang\*, Oh-Soon Shin°

### 요약

비직교 다중접속(Non-Orthogonal Multiple Access: NOMA) 기술은 높은 주파수 효율과 대규모 연결을 지원할 수 있어 차세대 통신 네트워크 성능 향상의 주요 기술 중 하나이다. NOMA를 무인항공기(Unmanned Aerial Vehicle: UAV) 통신시스템 적용하기 위해서는 최적의 전력할당 및 부대역 스케줄링(Sub-band Scheduling)이 수반되어야 한다. 본 논문에서는 Sparse Code Multiple Access (SCMA)를 이용하는 NOMA 기반의 지상 및 UAV 통신시스템의 자원 공유 모델을 기반으로 지상 사용자에게 대한 Quality of Service (QoS) 요구사항을 만족하면서 UAV 통신시스템의 주파수 효율을 최대화하는 알고리즘을 제안한다. 먼저 SCMA 코드북 할당 최적화 알고리즘을 통해 지상 사용자의 주파수 효율을 최대화하고, UAV 통신은 지상 사용자의 QoS 요구조건을 만족하는 조건 하에서 지상 사용자와 주파수 자원을 공유하면서 주파수 효율을 최대화한다. 제안하는 최적화 문제는 UAV 통신을 위한 자원할당과 아울러 지상 사용자와 UAV의 송신 전력할당을 동시에 하는 혼합 정수(Mixed-Integer) 비볼록(Nonconvex) 문제이다. 이 문제의 해를 효율적으로 구하기 위한 방법으로 휴리스틱 탐색(Heuristic Search) 알고리즘과 1차 내부 근사화 기법을 제안한다. 모의실험을 통해 제안한 알고리즘의 수렴 특성 및 주파수 효율 성능을 검증한다.

**키워드** : 무인항공기, 비직교다중접속, SCMA, 자원할당, 상향링크

**Key Words** : Unmanned Aerial Vehicle (UAV), Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA), Sparse Code Multiple Access (SCMA), Resource Allocation, Uplink

### ABSTRACT

Non-orthogonal multiple access (NOMA) technology is considered as one of promising technologies for improving the performance of next-generation wireless networks, owing to its high spectral efficiency and capability of supporting massive connectivity. To apply NOMA to unmanned aerial vehicle (UAV) communication systems, optimal power allocation and sub-band scheduling are important. Using a ground-aerial NOMA spectrum sharing model based on sparse code multiple access (SCMA), we propose an algorithm that maximizes the overall spectral efficiency of UAV communications while satisfying quality of service (QoS)

\* 이 논문은 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2019R1A2C1084834).

• First Author : Soongsil University, School of Electronic Engineering, gm kang37@gmail.com, 학생회원

° Corresponding Author : Soongsil University, School of Electronic Engineering, os shin@ssu.ac.kr, 종신회원

논문번호 : 202208-178-A-RN, Received August 15, 2022; Revised September 27, 2022; Accepted November 9, 2022

requirements of ground users. First, the spectral efficiency of ground users is optimized via SCMA codebook assignments, and then, the spectral efficiency of UAV communications is maximized while satisfying the QoS requirements of ground users in terms of the minimum signal-to-interference-plus-noise ratio. The proposed optimization problem belongs to a mixed-integer nonconvex problem that optimizes resource allocation for UAV communications and joint power allocation for UAVs and ground users. To solve the problem efficiently, we utilize a heuristic search algorithm and the first-order inner approximation method. The convergence behavior and the spectral efficiency performance of the proposed algorithm are validated through simulation results.

## 1. 서 론

최근 화물배송, 통신망 구축, 정찰, 산불과 같은 재해방지 등의 분야에서 무인항공기(Unmanned Aerial Vehicle: UAV)의 활용성이 부각되면서 UAV 통신은 유연한 이동성과 자율성으로 인해 산업계와 학계에서 중요한 기술로 인식되고 있다<sup>[1]</sup>. 특히 Google Loon 프로젝트, Facebook의 인터넷 배달 드론<sup>[2]</sup>, AT&T의 공중 LTE 서비스와 같이 UAV의 대규모 연결을 목표로 한 프로젝트가 진행되었다. 또한 5G 통신에서는 자연재해 시 통신 인프라 구축, 밀집된 네트워크에 대한 트래픽 오프로딩, 사물인터넷을 위한 데이터 수집 등을 위해 UAV를 이용한 통신 시나리오가 연구되고 있다<sup>[3,4]</sup>. 특히 3GPP Rel. 17 표준<sup>[5-7]</sup>에서는 “5G Enhancement for UAVs”를 정의하고 UAV의 5G 연결 요구사항 충족을 위한 성능 지표와 서비스 요구사항을 도출하였다<sup>[8]</sup>.

초연결성(Massive Connectivity), 저지연(Low Latency), 높은 주파수 효율(High Spectral Efficiency)은 5G 통신 기술의 중요한 성능 요소이면서 UAV의 안전한 운용을 위해서도 중요하다<sup>[9]</sup>. 비직교 다중접속(Non-Orthogonal Multiple Access: NOMA) 기술은 동일한 주파수 자원을 다수의 단말이 공유하여 주파수 효율과 초연결성을 향상시킬 수 있는 기술로 주목받고 있다<sup>[10]</sup>. UAV를 5G 네트워크에 통합하는 과정에서 NOMA는 높은 주파수 효율과 대규모 연결을 지원하는 특성으로 인해 5G 네트워크의 유망한 후보로 간주되고 있다<sup>[11]</sup>.

NOMA는 전력 영역에서의 NOMA (Power Domain NOMA: PD-NOMA)와 코드 영역에서의 NOMA (Code Domain NOMA: CD-NOMA)로 분류할 수 있다<sup>[12]</sup>. PD-NOMA는 사용자 간의 전송전력 차이를 이용하여 순차적 간섭제거(Successive Interference Cancellation: SIC) 수신기를 통해 사용자 신호를 구분하는 기술이다<sup>[13,14]</sup>. CD-NOMA는 코드를 사용하여

사용자를 구분하는 기술로 Low Density Signature Code Division Multiple Access (LDS-CDM), Low Density Signature Orthogonal Frequency Division Multiplexing (LDS-OFDM), Sparse Code Multiple Access (SCMA) 방식이 있다. 밀집(Dense) 칩 시퀀스 기반의 기존 CDMA와는 달리 LDS-CDMA는 희소성(Sparsity)을 갖는 칩 시퀀스를 사용하여 다수의 반송파로 신호를 확산시켜 확산 이득을 얻고 희소성 특성을 통해 동일한 반송파를 사용하는 사용자의 수를 줄임으로써 검출 복잡도를 낮추는 방식이다<sup>[15]</sup>. LDS-OFDM은 LDS-CDMA 신호를 OFDM의 부분송파에 걸쳐 확산하는 구조로 다중경로 페이딩에 강한 특징을 가지고 있다.

SCMA는 칩 시퀀스를 사용자 신호에 곱하는 LDS-OFDM과는 달리 사용자의 정보 비트를 희소성을 갖는 다차원 복소 코드워드에 맵핑하는 방식을 사용한다. 이를 통해 최대 1.53dB의 다차원 신호 성장도 성형 이득(Multi-Dimensional Constellation Shaping Gain)을 얻을 수 있다<sup>[16]</sup>. 또한 코드워드의 희소성을 이용하여 Maximum Likelihood (ML) 검출 기법의 성능에 근접하는 저복잡도 Message Passing Algorithm (MPA) 기반의 검출 기법을 적용할 수 있다. MPA는 다수의 직교 주파수에 확산된 신호에서 직교자원 노드와 사용자 노드 간 신뢰 메시지를 교환하는 구조로 검출 성능을 극대화할 수 있다<sup>[17]</sup>.

NOMA를 UAV 네트워크에 적용하기 위해서는 해결해야 할 몇 가지 연구 과제가 있다. 송신부의 완벽한 중첩 코딩, 수신부의 SIC와 MPA는 물론 최적의 전력할당 및 부대역 스케줄링(Sub-band Scheduling)이 수반되어야 한다<sup>[10]</sup>. 최근 UAV 통신 시스템에 NOMA를 적용하기 위한 연구가 활발히 진행되고 있다. [18]에서는 UAV가 공중기지국 역할을 하는 경우 IoT 단말의 상향링크 전송률 합계를 최대화하기 위한 NOMA 기반 자원할당 및 비행 궤적 최적화 알고리즘을 제안하였다. [19]에서는 UAV의 에너지 이용 효율

을 향상시키면서 사용자 용량을 증가시키기 위해 최소 에너지 효율 최대화 방법을 통한 NOMA 기반 스케줄링과 송신전력할당 알고리즘을 제안하였다. 대부분의 연구가 NOMA 기반의 UAV간의 통신 혹은 UAV를 이용한 지상 단말의 중계에 초점을 맞추고 있어, 지상 통신과 UAV 통신 간의 공존을 위한 NOMA 기술에 대한 연구도 필요하다.

본 논문에서는 상향링크 NOMA 시스템 기반의 지상 통신과 UAV 통신 간의 자원 공유 모델을 고려한다. 지상 사용자의 QoS 요구사항을 만족하면서 UAV 통신의 주파수 효율을 최대화하는 알고리즘을 제안한다. 먼저 지상 사용자의 SCMA 코드북 할당 최적화 알고리즘을 통해 지상 사용자의 주파수 효율을 최대화하고, UAV는 지상 사용자의 자원을 공유하면서 주파수 효율을 최대화한다. 제안하는 최적화 문제는 UAV를 위한 자원할당과 지상 사용자와 UAV의 전력할당이 동시에 이루어지는 혼합 정수(Mixed Integer) 비볼록(Non-convex) 최적화 문제이다. 본 논문에서는 이 문제의 해를 효율적으로 구하기 위한 휴리스틱(Heuristic) 알고리즘과 1차 내부 근사화(Inner Approximation) 접근 방식을 제안한다.

제안한 방식은 다음과 같은 장점을 갖는다. 첫째, UAV 통신에 대한 주파수 효율 최대화는 연결된 지상 사용자의 자원할당을 다시 하지 않고 독립적으로 수행할 수 있다. 둘째, SCMA를 활용함으로써 지상 사용자 간의 상호 간섭에서 자유롭고, 공간적으로 지상 사용자로부터 멀리 떨어진 UAV가 SCMA 코드북을 재사용하여 간섭의 영향을 줄이고, 지상 사용자와 UAV 전력할당이 동시에 이루어지기 때문에 지상 사용자의 QoS 요구사항을 만족시킬 수 있다. 마지막으로 최적화 알고리즘의 단순한 목적 함수를 통해 특정 사용자를 네트워크에서 해제하거나 수용할 수 있으며, 다중 사용자의 동시 요청 처리는 물론 계산 복잡도를 낮출 수 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 II장에서는 지상-공중통신 NOMA 시스템 모델을 소개하고, 시스템의 신호 모델과 간섭 모델을 살펴본다. III장에서는 지상-공중통신 NOMA 시스템 모델의 주파수 효율 최대화 문제를 제시하고, 지상 사용자의 SCMA 코드북 할당 알고리즘을 소개한다. IV장에서는 지상-공중통신 NOMA 주파수 효율 합계 최대화 알고리즘을 제안하고, 알고리즘의 복잡도를 분석한다. V장에서는 모의 실험을 통해 알고리즘의 수렴 특성과 주파수 효율 성능을 검증한다. 마지막으로 VI장에서 결론을 맺는다.

## II. 지상-공중 NOMA 시스템 모델

본 논문에서는 그림 1과 같이  $N$ 개의 지상 단말과  $M$ 쌍의 UAV가 지상 통신자원을 공유하는 상향링크 SCMA 기반 지상-공중 통신 네트워크를 고려하였다. 공중 네트워크에서는 단일 송신 안테나를 갖춘  $M$ 개의 UAV 쌍이 존재하며 각 쌍은 송신 UAV (UAV-Tx)와 근접한 수신 UAV (UAV-Rx)로 구성된다. 지상 셀룰러 네트워크에서는  $N_g$ 개의 수신 안테나를 갖춘 지상 기지국(Base Station: BS)과 단일 송신 안테나를 갖춘  $N$ 개의 지상단말(Ground User Equipment: gUE)이 존재한다.  $m$ 번째 UAV를  $A_m$ ,  $m \in \mathbb{M} \equiv \{1, 2, \dots, M\}$ 으로 표시하고,  $n$ 번째 gUE를  $G_n$ ,  $n \in \mathbb{N} \equiv \{1, 2, \dots, N\}$ 으로 표시한다.

SCMA 코드북은  $L(L < K)$  개의 0이 아닌 값을 갖는 Sparse 벡터로 이루어진  $K$  차원 복소 코드워드이다. BS는 SCMA 기술을 적용하여 gUE로부터의 신호를 디코딩한다. 여기서, gUE의 수는 SCMA 코드북의 최대 코드워드 수( $J$ )를 초과하지 않는 것으로 가정한다. 즉,  $N \leq J = \binom{K}{L}$ . 각 주파수 자원 당 다중화 되는

코드워드 수는  $d_f = \binom{K-1}{L-1}$ 이다. 따라서 하나의 gUE에는 SCMA 코드북에서 하나의 코드워드가 할당될 수 있고, 각 주파수 자원에는 최대  $d_f$ 개의 gUE가 할당될 수 있다. UAV 통신의 경우 UAV 쌍이 gUE가 할당된  $K$ 개의 주파수 자원 중 일부에 기회적으로 할당된다. 짧은 전송 블록의 시간 동안 UAV의 채널이 변하지 않는 신호 모델을 가정할 때,  $k$ 번째 주파수 자원에서  $n$ 번째 지상 통신 단말에 대한 기지국 수신 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

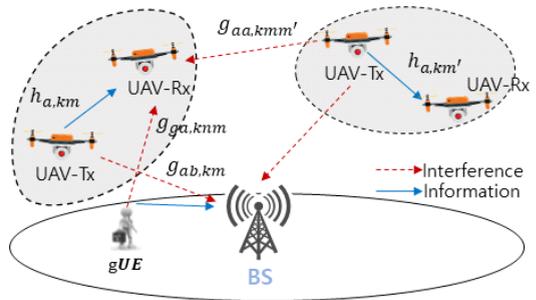


그림 1. Ground-UAV NOMA 시스템 모델  
Fig. 1. Ground-UAV NOMA system model

$$y_{g, kn}(\mathbf{p}_g, \mathbf{p}_a) = p_{g, kn} h_{g, kn} x_{g, kn} + \sum_{m=1}^M p_{a, km} g_{ag, km} x_{a, km} + z_{g, kn} \quad (1)$$

여기서  $p_{g, kn}^2$  과  $p_{a, km}^2$  은 각각  $k$  번째 주파수 자원에서  $n$  번째 gUE와  $m$  번째 UAV의 전송전력을 나타낸다.  $h_{g, kn} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$  는  $n$  번째 gUE와 기지국 간 링크의 복소채널을 나타내며,  $g_{ag, km} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$  는  $m$  번째 UAV로부터 기지국으로 방사되는 전파 간섭의 복소채널을 나타낸다.  $x_{g, kn}$  은 gUE의 송신 심볼로  $\|x_{g, kn}\|^2 = 1$  로 정규화한다. 마찬가지로  $x_{a, km}$  은  $m$  번째 UAV의 송신 심볼로  $\|x_{a, km}\|^2 = 1$  로 정규화한다.  $z_{g, kn} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$  는 평균이 0, 분산이  $\sigma_{kn}^2$  인 Additive White Gaussian Noise (AWGN) 벡터를 나타낸다.  $k$  번째 주파수 자원에서  $m$  번째 UAV 통신의 수신신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y_{a, km}(\mathbf{p}_g, \mathbf{p}_a) = p_{a, km} h_{a, km} x_{a, km} + \sum_{n=1}^N \beta_{kn} p_{g, kn} g_{ga, km} x_{g, kn} + \sum_{\substack{m'=1 \\ m' \neq m}}^M p_{a, km'} g_{a, km'm} x_{a, km'} + z_{a, km} \quad (2)$$

여기서  $h_{a, km} \in \mathbb{C}$  은  $k$  번째 주파수 자원에서  $m$  번째 UAV 통신링크의 복소채널을 나타내고,  $g_{ga, km} \in \mathbb{C}$  은  $n$  번째 gUE로부터 UAV-Rx 방향으로 방사되는 전파 간섭의 복소채널을 나타낸다.  $g_{a, km'm}$  은  $k$  번째 주파수 자원을 공유하는  $m'$  번째 UAV-Tx 단말이  $m$  번째 UAV-Rx 방향으로 방사하는 전파 간섭의 복소채널을 나타낸다. 식 (2)의 둘째 줄에서  $\beta_{kn} \in \{0, 1\}$  은  $k$  번째 자원과  $n$  번째 gUE에 할당되는 Predefined SCMA 코드워드 할당 벡터이다.

식 (1)로부터 BS에서 gUE의 신호대간섭및잡음비 (Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio: SINR)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\gamma_{g, kn}(\mathbf{p}_g, \mathbf{p}_a) = \frac{p_{g, kn}^2 \|h_{g, kn}\|^2}{\sum_{m=1}^M p_{a, km}^2 \|g_{ag, km}\|^2 + \sigma_{g, kn}^2} \quad (3)$$

여기서  $\mathbf{p}_g = [p_{g, kn}]_{k \in \mathbb{K}, n \in \mathbb{N}}$ ,  $\mathbf{p}_a = [p_{a, km}]_{k \in \mathbb{K}, m \in \mathbb{M}}$  는 각각 gUE와 UAV의 전력 변수 행렬을 나타낸다.

SCMA와 다중안테나 MPA Decoder의 간섭제거 특성에 따라 gUE들 간의 간섭은 무시할 수 있다고 가정한다<sup>17)</sup>. 또한 식 (2)의  $k$  번째 주파수 자원에서  $m$  번째 UAV-Rx의 SINR은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\gamma_{a, km}(\mathbf{p}_g, \mathbf{p}_a) = \frac{p_{a, km}^2 \|h_{a, km}\|^2}{I_{a, km}(\mathbf{p}_g, \mathbf{p}_a)}, \quad (4)$$

$$I_{a, km}(\mathbf{p}_g, \mathbf{p}_a) = \sum_{n=1}^N \beta_{kn} p_{g, kn}^2 \|g_{ga, km}\|^2 + \sum_{\substack{m'=1 \\ m' \neq m}}^M p_{a, km'}^2 \|g_{a, km'm}\|^2 + \sigma_{a, km}^2 \quad (5)$$

식 (4)의  $I_{a, km}$  은  $k$  번째 자원에서  $m$  번째 UAV-Rx가 받는 간섭과 잡음의 합을 나타낸다. 이는 식 (5)와 같이 표현할 수 있으며, gUE의 코드워드 할당과 동일 자원을 사용하는 다른 UAV 통신 링크에 따라 결정된다. 따라서  $k$  번째 자원에서  $m$  번째 UAV 통신 링크의 주파수 효율(Spectral Efficiency: SE)을 nats/s 단위로 표현하면 다음과 같다.

$$R_{a, km} = \ln(1 + \gamma_{a, km}(\mathbf{p}_g, \mathbf{p}_a)) \quad (6)$$

본 논문의 목적은 식 (5)의 간섭을 고려하여 gUE의 코드워드 할당과 공중에서의 주파수 재사용 및 전력할당을 함으로써 지상-UAV 통신 NOMA 시스템의 주파수 효율을 최대화하는 것이다. 기지국에서는 채널 추정 및 gUE, UAV로부터의 보고를 통해 모든 링크의 채널정보를 알고 있다는 가정 하에 최적화를 수행한다. 3장에서는 지상-공중통신 NOMA 시스템의 주파수 효율 최대화를 위한 gUE 코드워드 할당 문제와 UAV의 사용자 선택 및 전력할당 문제를 제시한다.

### III. 지상-공중 통신 주파수 효율 최대화 문제

3.1 헝가리안 알고리즘 기반의 gUE 코드워드 할당  
SCMA는 코드워드의 희소성으로 인해 하나의 OFDM 부반송파를 공유하는 사용자의 수는  $d_f$  이며, 한 사용자의 신호는  $d_v$  개의 OFDM 부반송파에 확산되어 전파된다. 본 논문에서는 <sup>16)</sup>에서 제안한 SCMA 코드북을 적용하였다. SCMA 코드북의 인자 그래프 (Factor Graph) 행렬은 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\beta = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

여기서  $\beta_{k,n} = 1$ 는  $k$ 번째 직교 자원에  $n$ 번째 사용자가 할당됨을 의미한다. 또한 인자 그래프 행렬에서의 열(column)은 코드워드를 의미한다. gUE의 전송률 합계 (Sum Rate)를 최대화하는 코드워드 할당 문제는 다음과 같이 표현된다<sup>20</sup>.

$$\beta_n^* = \arg \max_{\beta} \sum_{k=1}^K \ln \left( 1 + \sum_{j=1}^J \beta_{k,j} \frac{p_{g,kn}^2 \|h_{g,kn}\|^2}{\sigma_{g,kn}^2} \right) \quad (8)$$

식 (8)의 문제는 Bipartite Matching Problem으로<sup>20</sup>과 같이 헝가리안(Hungarian) 알고리즘을 통해 해를 구할 수 있다. 헝가리안 알고리즘은 완전 탐색(Exhaustive Search) 알고리즘과 동일한 성능을 얻을 수 있으며, 변수의 개수가  $n$ 인 경우의 계산 복잡도는  $O(n^3)$ 으로 완전 탐색 알고리즘의 복잡도  $n!$ 보다 낮은 복잡도를 달성할 수 있다.

### 3.2 UAV 통신 주파수 효율 최대화

본 절에서는 gUE의 Quality of Service (QoS) 만족을 위한 SINR 제약조건과 사용자 선택 및 전력할당 제약조건을 갖는 UAV 통신의 주파수 효율 합계 최대화 문제를 아래와 같이 제시한다.

$$\text{maximize}_{\alpha, \mathbf{p}_g, \mathbf{p}_a} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M \alpha_{km} R_{a,km} \quad (9.1)$$

$$s.t. \quad p_{a,km}^2 \leq P_a^{\max}, k \in \mathbb{K}, m \in \mathbb{M}, \quad (9.2)$$

$$p_{g,kn}^2 \leq P_g^{\max}, k \in \mathbb{K}, n \in \mathbb{N}, \quad (9.3)$$

$$\alpha_{km} \in \{0, 1\}, k \in \mathbb{K}, m \in \mathbb{M}, \quad (9.4)$$

$$\|\alpha_m\|_1 \leq S, m \in \mathbb{M}, \quad (9.5)$$

$$\gamma_{g,kn}(\mathbf{p}_g, \mathbf{p}_a) \geq \beta_{kn} \bar{\gamma}_{g,kn}, k \in \mathbb{K}, n \in \mathbb{N} \quad (9.6)$$

식 (9.2)-(9.3)은 전력할당 제약조건으로  $P_{a,km}^{\max}$ 와  $P_{g,kn}^{\max}$ 는 각각  $k$ 번째 자원에서  $m$ 번째 UAV와  $n$ 번째 gUE의 최대 전송전력을 나타낸다. 식 (9.4)-(9.6)은 사용자 선택 제약조건으로 최적화 변수  $\alpha_{km}$ 은  $k$ 번째 자원에서  $m$ 번째 UAV에 대한 선택 변수로서  $\alpha_{km} = 1$ 은 해당 UAV가 선택된 상태를 의미하며,  $\alpha_{km} = 0$ 는 선택되지 않은 상태를 의미한다. 여기서

$\alpha_m = [\alpha_{km}]_{k \in \mathbb{K}}$ 와  $\alpha \equiv [\alpha_m]_{m \in \mathbb{M}}$ 로 정의되고  $S$  ( $S \leq K$ )는 각 UAV에 할당될 수 있는 최대 자원의 수를 의미한다. 식 (9.6)은 gUE의 SINR QoS 제약조건으로  $\bar{\gamma}_{g,kn}$ 는 각각  $k$ 번째 자원에서  $n$ 번째 gUE의 문턱 SINR을 의미한다. 제안하는 UAV의 SE 최대화 문제에서 목적함수는 비오목(Non-concave) 함수이며, 제약조건 식 (9.4)-(9.5)에 이진(Binary) 변수가 존재하고, 제약조건 식 (9.6)은 비볼록(Non-convex) 함수이다. 따라서 식 (9)는 혼합정수계획 비볼록 최적화 문제(Mixed-Integer Non-convex Optimization Problem)에 해당된다. IV장에서는 UAV 통신의 SE 합계 최대화 문제를 효율적으로 해결하기 위한 내부 근사 방법과 휴리스틱 알고리즘을 결합한 최적화 알고리즘을 제안한다.

## IV. UAV 통신 주파수 효율 최대화 알고리즘

$g(x) = \ln(1+1/x)$ ,  $x > 0$ 인 로그 함수를 정의하면,  $g(x)$ 의 헤시안(Hessian)이 양의 정부호 행렬(Positive Define Matrix)이므로  $g(x)$ 는 볼록 함수이다<sup>21</sup>. 따라서  $g(x)$ 의 오목 하한(Concave Minorant, Concave Lower Bound)는 1차 테일러 시리즈(Taylor Series)를 이용하여 아래와 같이 선형 근사화할 수 있다.

$$\begin{aligned} g(x) &\geq g(\bar{x}) + g'(\bar{x})(x - \bar{x}) \\ &\geq \ln\left(1 + \frac{1}{\bar{x}}\right) + \frac{1}{\bar{x} + 1} - \frac{x}{\bar{x}^2 + \bar{x}} \end{aligned} \quad (10)$$

식 (10)을 식 (9)의 비볼록 목적함수  $R_{a,km}$ 에 적용하면  $R_{a,km}$ 의 오목하한  $\tilde{R}_{a,km}^{(i+1)}$ 를 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{R}_{a,km}^{(i+1)} &:= \ln\left(1 + \gamma_{a,km}^{(i)}\right) + \frac{\gamma_{a,km}^{(i)}}{\gamma_{a,km}^{(i)} + 1} \\ &\quad - \frac{(\gamma_{a,km}^{(i)})^2 I_{a,km}(\mathbf{p}_g, \mathbf{p}_a)}{(\gamma_{a,km}^{(i)} + 1) \|h_{a,km}\|^2 2p_{a,km}^{(i)} p_{a,km} - (p_{a,km}^{(i)})^2} \end{aligned} \quad (11)$$

여기서  $i$ 는 연속 프로그래밍 알고리즘(Successive Programming Algorithm)의 반복 횟수를 나타낸다.  $\tilde{R}_{a,km}^{(i)}$ 가 오목함수이기 때문에  $\tilde{R}_{a,km}^{(i)}$ 의 최댓값에서

$R_{a,km}$ 와 동일한 값을 갖게 된다. 따라서 반복을 통해 오목화한 함수는 (9)의 목적함수의 최대값에 근접 혹은 동일한 값으로 수렴한다<sup>22)</sup>. 따라서 최적화 문제 (9)를 풀기 위한  $(i+1)$  번째 반복에서 연속 프로그램 알고리즘은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\text{maximize}_{\alpha, \mathbf{p}_g, \mathbf{p}_a} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M \alpha_{km} \tilde{R}_{a,km}^{(i)} \quad (12.1)$$

$$\text{s.t.} \quad p_{a,km}^2 \leq P_a^{\max}, k \in \mathbb{K}, m \in \mathbb{M}, \quad (12.2)$$

$$p_{g,kn}^2 \leq P_g^{\max}, k \in \mathbb{K}, n \in \mathbb{N}, \quad (12.3)$$

$$\alpha_{km} \in [0, 1], k \in \mathbb{K}, m \in \mathbb{M}, \quad (12.4)$$

$$\|\alpha_m\|_1 \leq S, m \in \mathbb{M}, \quad (12.5)$$

$$\gamma_{g,kn}(\mathbf{p}_g, \mathbf{p}_a) \geq \beta_{kn} \bar{\gamma}_{g,kn}, k \in \mathbb{K}, n \in \mathbb{N} \quad (12.6)$$

하지만 최적화 문제 (12)에는 이산 변수  $\alpha$ 가 목적 함수와 제약조건에 남아있기 때문에 여전히 혼합정수 계획 비볼록 문제이다. 따라서 본 논문에서는 최적화 문제 (12)에 대한 해를 효과적으로 도출하기 위해 2단계로 구성된 반복적인 휴리스틱 알고리즘을 제안한다. 첫 번째 단계에서는 볼록 카디널리티 (Convex-Cardinality)의  $\ell_1$  정규화(Regularization) 방법을 통해 이산 변수  $\alpha^*$ 를 찾는다. 두 번째 단계에서는 주어진  $\alpha^*$ 에 대하여 연속 2차 프로그래밍 알고리즘(Successive Quadratic Programming Algorithm)을 이용하여 전송전력 해( $\mathbf{p}_g^*, \mathbf{p}_a^*$ )를 찾는다.

#### 4.1 볼록 카디널리티의 $\ell_1$ 정규화를 통한 $\alpha$ 최적해 구하기

먼저 최적화 문제 (12)의 최적점을  $\mathbf{x}^* = \{\alpha^*, \mathbf{p}_g^*, \mathbf{p}_a^*\}$ 라 할 때 만약  $\alpha_{km}^* = 0$  이면, 할당되는 UAV의 송신 전력은 0으로 수렴된다( $p_{a,km}^* = 0$ ). 따라서  $\alpha_{km}^* = 1$ 인 경우 UAV의 송신전력  $p_{a,km}^* > 0$ 이어야 하고, 반대로  $p_{a,km}^* = 0$ 일 때는  $\alpha_{km}^*$ 의 값에 관계없이  $R_{a,km}^* = 0$ 이 된다. 따라서 최적의  $\alpha$ 는 송신전력  $\mathbf{p}_a$  값에 매우 의존적이며 이러한 의존적 관계를 이용해 제약조건 식 (12.4)-(12.5)를  $\text{card}(\mathbf{p}_{a,m}) \leq S, m \in \mathbb{M}$ 으로 나타낼 수 있다. 여기서  $\text{card}(\mathbf{x})$ 는 행렬  $\mathbf{x}$ 의 0이 아닌 원소 수를 나타내며,  $\mathbf{p}_{a,m} = [p_{a,km}]_{k \in \mathbb{K}}$ 이다. 이를 이용하여 최적화 문제 (12)를 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\text{maximize}_{\mathbf{p}_g, \mathbf{p}_a} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M \tilde{R}_{km}^{a,(i)} \quad (13.1)$$

$$\text{s.t.} \quad p_{a,km}^2 \leq P_a^{\max}, k \in \mathbb{K}, m \in \mathbb{M}, \quad (13.2)$$

$$p_{g,kn}^2 \leq P_g^{\max}, k \in \mathbb{K}, n \in \mathbb{N}, \quad (13.3)$$

$$\gamma_{g,kn}(\mathbf{p}_g, \mathbf{p}_a) \geq \beta_{kn} \bar{\gamma}_{g,kn}, k \in \mathbb{K}, n \in \mathbb{N}, \quad (13.4)$$

$$\text{card}(\mathbf{p}_{a,m}) \leq S, m \in \mathbb{M} \quad (13.5)$$

여기서 식 (13.5)는 준오목 카디널리티(Quasi-concave Cardinality) 제약조건으로 일반적으로 볼록 카디널리티 (Convex Cardinality) 문제는 NP-hard 문제이다. 따라서 본 논문에서는 휴리스틱 탐색 (Heuristic Search) 방법을 통해 문제를 해결하고자 한다. 먼저  $(i+1)$  번째 반복에서  $\ell_1$  정규화 페널티 함수를 적용한 최적화 문제는 다음과 같다.

$$\text{maximize}_{\mathbf{p}_g, \mathbf{p}_a} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M \tilde{R}_{a,km}^{(i)} - \sum_{m=1}^M \delta_m \left\| (\text{diag}(\mathbf{p}_{a,m}^{(i)}) + \mu \mathbf{I})^{-1} \mathbf{p}_{a,m} \right\|_1 - S \quad (14.1)$$

$$\text{s.t.} \quad p_{a,km}^2 \leq P_a^{\max}, k \in \mathbb{K}, m \in \mathbb{M}, \quad (14.2)$$

$$p_{g,kn}^2 \leq P_g^{\max}, k \in \mathbb{K}, n \in \mathbb{N}, \quad (14.3)$$

$$\gamma_{g,kn}(\mathbf{p}_g, \mathbf{p}_a) \geq \beta_{kn} \bar{\gamma}_{g,kn}, k \in \mathbb{K}, n \in \mathbb{N} \quad (14.4)$$

여기서  $\delta_m$ 은  $\text{card}(\tilde{\mathbf{p}}_{a,m}) = S$ 가 되는 최솟값을 나타내고,  $\tilde{\mathbf{p}}_{a,m} = [\tilde{p}_{a,km}]_{k \in \mathbb{K}}, \tilde{\mathbf{p}}_a = [\tilde{p}_{a,km}]_{k \in \mathbb{K}, m \in \mathbb{M}}$ 는 UAV 전송전력 해를 나타낸다. 상수  $\mu = \sqrt{P_a^{\max}}$ 로 설정하였다<sup>24)</sup>. 문턱값을  $\Delta_m = \delta_m \max_{k \in \mathbb{K}} \{\tilde{p}_{a,km}\}$ 라 정의할 때  $\Delta_m$  이상의  $\tilde{\mathbf{p}}_a$  요소 개수가  $S$ 개 되도록  $\delta_m$ 과  $\Delta_m$ 을 선형적으로 찾을 수 있다.  $\Delta_m$ 을 이용하여  $K-S$ 개의 정수 집합  $K'_m = \{k \in \mathbb{K} \mid \tilde{p}_{a,km} < \Delta_m\}$ 을 정의하면, 변수  $\alpha$ 는 아래와 같이 결정할 수 있다.

$$\alpha_{km} = \begin{cases} 0, & \text{if } k \in K'_m \\ 1, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (15)$$

#### 4.2 연속 2차 프로그래밍을 통한 $(\mathbf{p}_g, \mathbf{p}_a)$ 최적해 구하기

두 번째 단계에서  $(\mathbf{p}_g, \mathbf{p}_a)$ 를 찾기 위해 식 (15)를 통해 구한  $\alpha^*$ 를 문제 (12)에 대입한 볼록 문제를 반복적으로 해결하는 방법을 사용한다.  $(i+1)$ 번째 반복에서의 최적화 문제는 다음과 같이 공식화된다.

표 1. 제약하는 UAV 통신 주파수 효율 최대화 문제에 대한 HS 기반 반복 알고리즘

Table 1. Proposed Iterative Algorithm based on HS for SR Maximization Problem of UAV Communications

---

1: Initialization: Set  $\epsilon = 10^{-3}$ ,  $\tilde{R}_{s,1}^{(0)} = -\infty$

2: Initial point: Randomly  $(\mathbf{p}_g^{(0)}, \mathbf{p}_a^{(0)})$

3: Repeat

Solve (12) to obtain  $\tilde{R}_{s,1}^{(i+1)}$ , and solution  $(\mathbf{p}_g^*, \mathbf{p}_a^*)$ ,

Update  $\mathbf{p}_g^{(i+1)} = \mathbf{p}_g^*$  and  $\mathbf{p}_a^{(i+1)} = \mathbf{p}_a^*$ ,

Set  $i += 1$

Until  $\tilde{R}_{s,1}^{(i)} - \tilde{R}_{s,1}^{(i-1)} < \epsilon$

4: Update  $\tilde{\mathbf{p}}_a = \mathbf{p}_a^{(i)}$

5: Find  $\delta_m, \Delta_m$ , and the sets  $K'_m \forall m$

6: Find  $\alpha^*$  in (13)

7: Set  $i = 0$ ,  $\tilde{R}_{s,2}^{(0)} = -\infty$

8: Repeat

Solve (14) to obtain  $\tilde{R}_{s,2}^{(i+1)}$ , and solution  $(\mathbf{p}_g^*, \mathbf{p}_a^*)$ ,

Update  $\mathbf{p}_g^{(i+1)} = \mathbf{p}_g^*$  and  $\mathbf{p}_a^{(i+1)} = \mathbf{p}_a^*$ ,

Set  $i += 1$

Until  $\tilde{R}_{s,2}^{(i)} - \tilde{R}_{s,2}^{(i-1)} < \epsilon$

9: Output: The solution collects  $\alpha^*$  in step 6, and  $(\mathbf{p}_g^*, \mathbf{p}_a^*) = (\mathbf{p}_g^{(i)}, \mathbf{p}_a^{(i)})$ , while the achievable rate is given by  $\tilde{R}_{s,2}^{(i)}$ .

---

$$\underset{\mathbf{p}_g, \mathbf{p}_a}{\text{maximize}} \quad \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M \tilde{R}_{a,km}^{(i)} \quad (16.1)$$

$$\text{s.t.} \quad p_{g,km}^2 \leq P_g^{\max}, k \in \mathbb{K}, n \in \mathbb{N}, \quad (16.2)$$

$$\gamma_{g,km}(\mathbf{p}_g, \mathbf{p}_a) \geq \beta_{kn} \bar{\gamma}_{g,km}, k \in \mathbb{K}, n \in \mathbb{N}, \quad (16.3)$$

$$p_{a,km}^2 \leq P_a^{\max}, k \in \mathbb{K} \setminus K'_m, m \in \mathbb{M}, \quad (16.4)$$

$$p_{a,km} = 0, k \in K'_m, m \in \mathbb{M}, \quad (16.5)$$

식 (16)의 전력할당 최적화 문제는 식 (16.5)의 제약조건을 통해  $\mathbf{p}_a$ 는  $\alpha$ 의 0이 아닌 원소 패턴에 따라 전력할당 최적화가 이루어지며, 반면에 나머지 0 원소 패턴에 해당하는  $\mathbf{p}_a$ 는 0의 값을 가지게 된다. 최적화 문제 (14)와 (16)은 감소하지 않는 목적함수 값을 생성하고, Karush-Kuhn-Tucker 수렴 조건을 충족한다 [22,23]. 반복 알고리즘에 대한 수렴 구현은  $i$ 번째와  $(i+1)$ 번째 반복에 대한 연속적인 목적함수 값의 차이가  $\epsilon = 10^{-3}$  보다 작을 때 수렴이라고 판단하고 반복

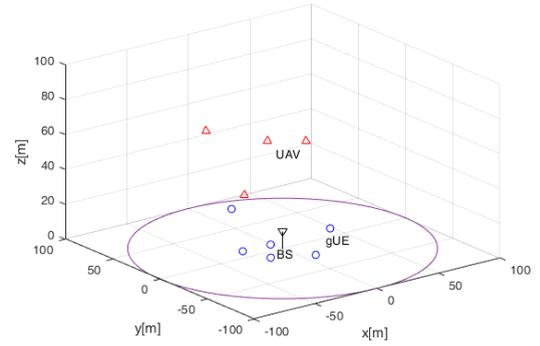


그림 2. 모의실험 셀 환경

Fig. 2. Cell environment for simulations

을 종료한다. 수렴 후, 최적화 문제 (16)의 최적 근사해 (Nearly-Optimal Solution)  $(\mathbf{p}_g^*, \mathbf{p}_a^*)$ 를 얻을 수 있다.

제약한 알고리즘을 표 1에 정리하여 제시하였다. 최적화 문제 (14)와 (16)은 선형 제약조건과 SOC (Second Order Cone) 제약조건으로 이루어져 있으며, [24]에 따라 최적화 문제 (14), (16)의 복잡도는 Big-O Notation을 이용하여 각각  $O(c_1^{2.5}(v^2 + c_1))$ ,  $O(c_2^{2.5}(v^2 + c_2))$ 로 표현된다. 여기서  $v = K(N+M)$ 는 최적화 문제의 변수 수이며 두 문제가 동일한 값을 갖는다. 또한  $c_1$ 과  $c_2$ 는 제약 조건의 수로  $c_1 = 3K(N+M)$ ,  $c_2 = 3KN + (2K+S)M$ 이다.

## V. 모의실험 결과

제약한 알고리즘의 성능을 평가하기 위해 그림 2와 같이 셀 중심에 있는 기지국으로부터 반경 100 m 이내에 무작위로 배치된 6개의 상향링크 gUE가 있는 SCMA 기반 지상 네트워크를 가정한다. A2A 통신 시스템은  $M$ 개 UAV 링크로 구성되며 gUE와  $K=4$  자원을 공유한다. 각 UAV의 비행고도는 20m에서 100m 사이에 균일 분포 값을 가진다. SCMA 방식에 사용되는 코드북의 코드워드에 매핑되어  $L=S=2$ 개의 자원에 할당될 수 있다. gUE에서 BS로 또는 UAV 사이의 링크에 대한 채널 벡터는  $\mathbf{h} = \sqrt{10^{-PL_{LoS}/10}} \hat{\mathbf{h}}$ 로 생성되며,  $\hat{\mathbf{h}}$ 는 K-factor가 5인 라이시안(Rician) 분포를 따르는 복소채널을 나타낸다. 여기서  $PL_{LoS} = 103.8 + 20.9 \log_{10} d_{LoS}$ 는  $d_{LoS}$  통신 거리의 가시선(Line-of-Sight: LoS) 경로손실을 의미한다[25]. UAV-Tx에서 BS로의 간섭과, gUE에서 UAV-Rx로의 간섭 채널은  $\mathbf{g} = \sqrt{10^{-PL_{NLoS}/10}} \hat{\mathbf{g}}$ 로 나타내며,  $\hat{\mathbf{g}}$ 는

표 2. 모의실험 파라미터  
Table 2. Simulation Parameters

| 파라미터                                  | 값           |
|---------------------------------------|-------------|
| 셀 반경                                  | 100 m       |
| 대역폭                                   | 10 MHz      |
| 비행고도                                  | (20, 100) m |
| 잡음 전력밀도                               | -174 dBm/Hz |
| 최대 송신 전력                              | 23 dBm      |
| $N$ (gUE 수)                           | 6           |
| $K$ (자원 수)                            | 4           |
| $M$ (UAV 수)                           | (2, 3)      |
| $L$ (코드워드 1의 개수)                      | 2           |
| $S$ (UAV 할당 자원 수)                     | 2           |
| $\bar{\gamma}$ (gUE SINR requirement) | 10 dB       |

레이리(Rayleigh) 분포를 따르는 복소채널을 나타내고,  $PL_{NLoS} = 145.4 + 37.5 \log_{10} d_{NLoS}$ 는 NLoS 경로 손실을 나타낸다. 자세한 모의실험 파라미터는 표 2에 나타내었다. 전체  $K$  자원을 가진 모든 UAV의 총 전송률을  $\ln(2)$  로 나누어 SE를 bps/Hz 단위로 표시하였다. 성능을 평가하기 위해 제안한 알고리즘을 랜덤(Random) 할당 방식, Greedy 알고리즘 및 모든 조합에 대한 완전 탐색 방식과 비교 분석한다.

그림 3은 (14)와 (16)에서 제안한 자원 및 전력 할당 알고리즘의 수렴 특성을 나타내었다. 제안된 두 알고리즘 모두 5번 이하의 반복에서 수렴 값에 도달하는 것을 알 수 있다. 직관적으로 알고리즘 (14)는 UAV가  $K$ 개의 모든 자원을 사용하기 때문에 목적함수 값이 (16)보다 높다. 하지만 알고리즘이 동일한 반복 횟수로 수렴이 되어도 자원할당 변수를 도출하는

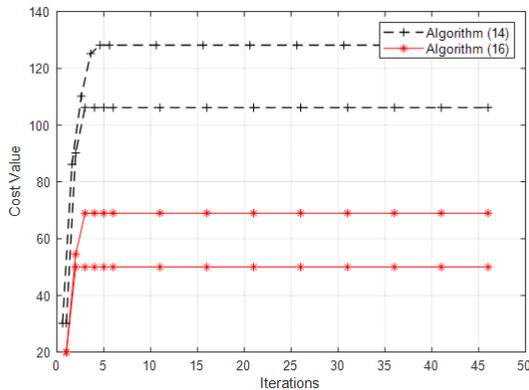


그림 3. 제안한 알고리즘의 수렴 특성  
Fig. 3. Convergence behavior of the proposed algorithm

방법에 따라 전체 알고리즘의 복잡도가 다르다.  $\tau$ 를 반복 횟수라고 하면 제안한 알고리즘의 복잡도는  $\tau O(c_1^{2.5}(v^2 + c_1) + c_2^{2.5}(v^2 + c_2))$ 으로 랜덤 할당 알고리즘의 복잡도  $\tau O(c_2^{2.5}(v^2 + c_2))$ 의 거의 2배이다. 한편, 완전 탐색 알고리즘의 복잡도는  $\binom{K}{S}^M \tau O(c_2^{2.5}(v^2 + c_2))$ 으로  $M$ 에 대해 지수적으로 증가한다.

그림 4는  $P_{max}$  값에 따른  $M=2, 3$ 일 때 UAV 링크 합계 SE를 보여준다. 완전 탐색 알고리즘은 다른 두 가지 알고리즘 보다 성능이 뛰어난 최적값을 보여준다. 반대로 랜덤 할당 알고리즘은 가장 낮은 성능을 가지면서 알고리즘의 성능 하한선이라 볼 수 있다. 제안한 알고리즘은 채널티 함수가 선형이기 때문에 랜덤 할당 알고리즘보다 우수한 SE 성능을 제공할 뿐만 아니라 복잡도가 낮아 UAV 시스템에 적합하다.

그림 5는 UAV 링크의 수  $M$ 에 따른 제안한 알고

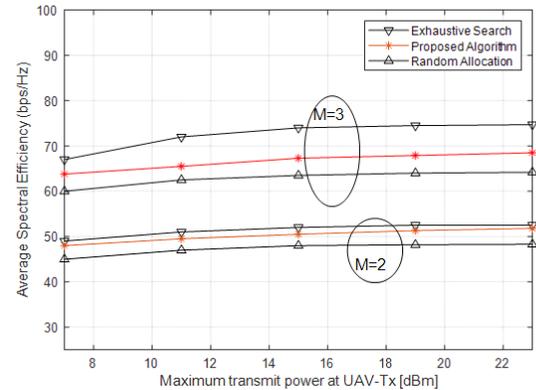


그림 4. 최대 전송전력에 따른 피수 효율 성능  
Fig. 4. Spectral efficiency vs. maximum transmit power

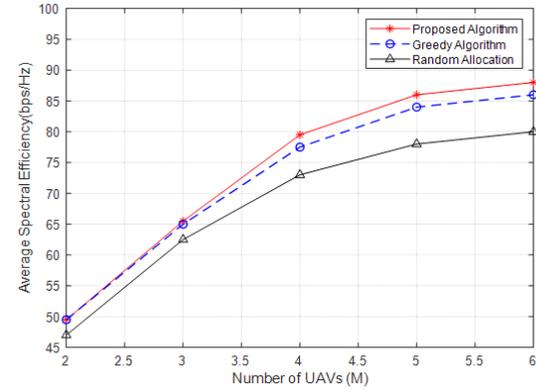


그림 5. UAV 수에 따른 주파수 효율 성능  
Fig. 5. Spectral efficiency vs. the number of UAV links

리즘과 Greedy 알고리즘, 랜덤 할당 알고리즘의 UAV 링크 합계 SE를 보여준다. UAV 링크의 수가 적을 때는 간섭의 영향이 적기 때문에 제안한 알고리즘과 Greedy 알고리즘이 유사한 성능을 보인다. 하지만 UAV 링크의 수가 증가하면 제안한 알고리즘이 간섭에 강한 특성 때문에 Greedy 알고리즘 대비 우수한 성능을 달성할 수 있음을 확인할 수 있다.

## VI. 결 론

본 논문에서는 상향링크 NOMA 기반의 지상링크와 UAV 공중링크의 주파수 효율 최대화 알고리즘을 제안하였다. 제안한 UAV의 SE 최대화 문제는 혼합 정수 비볼록 최대화 문제로 공식화되고, gUE의 QoS 요구 사항에 따라 UAV의 주파수 자원 및 전력 할당이 이루어진다. 이 문제를 해결하기 위해서 본 논문에서는 휴리스틱 알고리즘과 내부 근사화 방식을 사용한 저복잡도의 반복 알고리즘을 제안하였다. 제안한 UAV의 SE 합 최대화 알고리즘의 성능을 현실적인 매개변수를 사용한 모의실험 결과를 통해 확인하였다. 본 논문에서 제안한 알고리즘은 랜덤 할당 방식과 비교할 때 약 2배의 복잡도를 갖지만 상당한 성능 향상을 얻을 수 있음을 확인하였다.

## References

[1] E. W. Frew and T. X. Brown, "Airborne communication networks for small unmanned aircraft systems," in *Proc. IEEE*, vol. 96, no. 12, pp. 2008-2027, Dec. 2008. (<https://doi.org/10.1109/JPROC.2008.2006127>)

[2] M. Mozaffari, et al., "Wireless communication using unmanned aerial vehicles (UAVs): Optimal transport theory for hover time optimization," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 16, no. 12, pp. 8052-8066, Dec. 2017. (<https://doi.org/10.1109/TWC.2017.2756644>)

[3] M. Kobayashi, "Experience of infrastructure damage caused by the great east Japan earthquake and countermeasures against future disasters," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 3, pp. 23-29, Mar. 2014. (<https://doi.org/10.1109/MCOM.2014.6766080>)

[4] Y. Zeng, R. Zhang, and T. J. Lim, "Wireless communications with unmanned aerial

vehicles: Opportunities and challenges," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 54, no. 5, pp. 36-42, May 2016.

(<https://doi.org/10.1109/MCOM.2016.7470933>)

- [5] 3GPP, "Unmanned aerial system (UAS) support in 3GPP," Tech. Spec. 22.125 v17.1.0, Dec. 2019.
- [6] 3GPP, "Service requirements for the 5G system," Tech. Spec. 22.261 v18.1.0, Dec. 2019.
- [7] 3GPP, "Enhancement for unmanned aerial vehicles (Release 17)," Tech. Report 22.829 v17.1.0, Sep. 2019.
- [8] H. Lee, J. S. Bae, S. J. Bahng, and H. S. Lee, "Standardization trends for operation of unmanned aerial vehicles based on 5G," *Electron. & Telecommun. Trends*, vol. 36, no. 4, pp. 13-22, Sep. 2021. (<https://doi.org/2021.10.22648/ETRI.2021.J.360402>)
- [9] F. Boccardi, "Five disruptive technology directions for 5G," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 2, pp. 74-80, Feb. 2014. (<https://doi.org/10.1109/MCOM.2014.6736746>)
- [10] S. R. Islam, J. M. Kim, and K. S. Kwak, "On non-orthogonal multiple access (NOMA) in 5G systems," *J. KICS*, vol. 40, no. 12, pp. 2549-2558, Dec. 2015. (<https://doi.org/10.7840/kics.2015.40.12.2549>)
- [11] Z. Ding, et al., "Application of non-orthogonal multiple access in LTE and 5G networks," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 55, no. 2, pp. 185-191, Feb. 2017. (<https://doi.org/10.1109/MCOM.2017.1500657CM>)
- [12] L. Dai, B. Wang, Y. Yuan, S. Han, C. L. I, and Z. Wang, "Non-orthogonal multiple access for 5G: Solutions, challenges, opportunities, and future research trends," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 53, no. 9, pp. 74-81, Sep. 2015. (<https://doi.org/10.1109/MCOM.2015.7263349>)
- [13] M. Irfan, J. W. Kim, and S. Y. Shin, "Spectral and energy efficient spatially modulated non-orthogonal multiple access (NOMA) for 5G," *J. KICS*, vol. 40, no. 8, pp. 1507-1514, Aug. 2015.

- <https://doi.org/10.7840/kics.2015.40.8.1507>
- [14] S. Sen, N. Santhapuri, R. R. Choudhury, and S. Nelakuditi, "Successive interference cancellation: A back-of-the-envelope perspective," in *Proc. 9th ACM SIGCOMM Wkshp. Hot Topics in Netw.*, pp. 1-6, Oct. 2010.  
(<https://doi.org/10.1145/1868447.1868464>)
- [15] R. Hoshyar, F. P. Wathan, and R. Tafazolli, "Novel low-density signature for synchronous CDMA systems over AWGN channel," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 56, no. 4, pp. 1616-1626, Apr. 2008. (10.1109/TSP.2007.909320)
- [16] H. Nikopour and H. Baligh, "Sparse code multiple access," in *Proc IEEE 24th Inter. Symp. PIMRC*, pp. 332-336, Sep. 2013.  
(<https://doi.org/10.1109/PIMRC.2013.6666156>)
- [17] G.-M. Kang, H. M. Kim, Y. Shin, and O.-S. Shin, "Performance analysis of signal detection based on message passing algorithm in uplink sparse code multiple access systems with multiple antennas," *J. KICS*, vol. 43, no. 3, pp. 497-505, Mar. 2018.  
(<https://doi.org/10.7840/kics.2018.43.3.497>)
- [18] Z. Na, Y. Liu, J. Shi, C. Liu, and Z. Gao, "UAV-supported clustered NOMA for 6G-enabled Internet of things: Trajectory planning and resource allocation," *IEEE Internet Things J.*, vol. 8, no. 20, pp. 15041-15048, Oct. 2021.  
(<https://doi.org/10.1109/IJOT.2020.3004432>)
- [19] X. Liu, Z. Liu, and M. Zhou, "Fair energy-efficient resource optimization for green multi-NOMA-UAV assisted Internet of things," *IEEE Trans. Green Commun. Netw.*, Nov. 2021.  
(<https://doi.org/10.1109/TGCN.2021.3130075>)
- [20] G.-M. Kang, H. M. Kim, and O.-S. Shin, "Optimal codeword assignment scheme in uplink SCMA systems," in *Proc. KIEES Fall Conf.*, vol. 27, no. 1, Nov. 2017.
- [21] H. V. Nguyen, V.-D. Nguyen, O. A. Dobre, and O.-S. Shin, "Sum rate maximization based on sub-array antenna selection in a full-duplex system," in *Proc. IEEE GLOBECOM*, pp. 1-6, Dec. 2017,  
(<https://doi.org/10.1109/GLOCOM.2017.8254806>)
- [22] X. Mu, S. Lid, and Y. Zhang, "A successive quadratic programming algorithm for SDP relaxation of the binary quadratic programming," *Bulletin of the Korean Math. Soc.*, vol. 42, no. 4, pp. 837-849, Nov. 2005.  
(<https://doi.org/10.4134/BKMS.2005.42.4.837>)
- [23] E. J. Candès, M. B. Wakin, and S. P. Boyd, "Enhancing sparsity by reweighted  $\ell_1$  minimization," *J. Fourier Anal. & Appl.*, vol. 14, no. 5, pp. 877-905, Dec. 2008.  
(<https://doi.org/10.1007/s00041-008-9045-x>)
- [24] D. Peaucelle, D. Henrion, Y. Labit, and K. Taitz, "User's guide for SeDuMi interface 1.04," in *Proc. LAAS-CNRS*, Toulouse, France, Jun. 2002.
- [25] 3GPP, "Evolved universal terrestrial radio access (E-UTRA): Further advancements for E-UTRA physical layer aspects (Release 9)," Tech. Spec. 36.814 v9.0.0, 2010.

강길모 (Gil-Mo Kang)



2013년 2월: 숭실대학교 정보통신전자공학부 졸업  
2015년 2월: 숭실대학교 전자공학과 석사  
2021년 8월: 숭실대학교 정보통신융합학과 박사  
2022년 3월~현재: AP위성(주) 선임연구원

<관심분야> 통신시스템, 통신이론, 통신신호처리  
(ORCID:0000-0002-6893-1261)

신 오 순 (Oh-Soon Shin)



1998년 2월 : 서울대학교 전기  
공학부 졸업

2000년 2월 : 서울대학교 전기  
공학부 석사

2004년 3월 : 서울대학교 전기·  
컴퓨터공학부 박사

2004년 3월~2005년 9월 : 미국

Harvard University 박사후연구원

2006년 4월~2007년 8월 : 삼성전자 통신연구소 책임  
연구원

2007년 9월~현재 : 숭실대학교 전자정보공학부 교수

<관심분야> 통신시스템, 통신이론, 통신신호처리

(ORCID:0000-0002-6984-8240)