

# NOMA を用いる UAV リレー通信に適した通信プロトコルの検討

川上 純平<sup>†</sup> ヘンドリックルンバントルアン<sup>†</sup> 安達 宏一<sup>†</sup>

<sup>†</sup> 電気通信大学 先端ワイヤレス・コミュニケーション研究センター

〒182-8585 東京都調布市調布ヶ丘 1-5-1

E-mail: †{kawakami,hendrik,adachi}@awcc.uec.ac.jp

あらまし 近年、無線通信機能を搭載した無人航空機 (UAV: Unmanned Aerial Vehicle) の研究が盛んに行われている。UAV を用いる利点としては、通信距離の短縮や見通し内 (LoS: Line of Sight) となる確率が上がるという点が挙げられる。セルラーネットワークに UAV をリレー局として導入することで、基地局 (BS: Base station) から離れた位置に存在するユーザでも高いスループットを達成することができる。しかしながら、リレー通信を行う場合、直接通信とは違い、BS から UAV、UAV からユーザの 2 段階で通信を行う必要があるため、時間的リソースを 2 倍必要とする。また、UAV 特有の問題として BS と UAV 間のチャネルが良好であるため周辺セルの BS や UAV からの干渉が非常に大きくなり無視できないものとなる。本研究では BS-UAV 間チャネルが良好であることに着目し非直交多元接続 (NOMA: Non Orthogonal Multiple Access) を用いることでリレーユーザのスループットを向上させることを提案する。さらに、UAV にアレイアンテナを実装し、接続する BS へ指向性を向けつつ、周辺 BS に対してヌリングを行うことで干渉を軽減することを提案する。シミュレーション結果では、提案手法が他セルからの干渉軽減に有効であること、リレーユーザのスループットの向上に有効であることを示す。

キーワード UAV, NOMA, リレー通信, セルラーネットワーク

## NOMA based UAV relay communication protocol

Jumpei KAWAKAMI<sup>†</sup>, Hendrik LUMBANTORUAN<sup>†</sup>, and Koichi ADACHI<sup>†</sup>

<sup>†</sup> Advanced Wireless and Communication Research Center, The University of Electro-Communications

1-5-1 Chofugaoka, Chofu-shi, Tokyo 182-8585

E-mail: †{kawakami,hendrik,adachi}@awcc.uec.ac.jp

**Abstract** Applying unmanned aerial vehicle (UAV) into wireless communication systems has recently gained a lot attentions, as it gives advantages such as shorter communication distance and higher probability of having line-of-sight (LoS) condition. In this paper, UAV is deployed as relay station as it can give superior performance due to the high probability of having LoS channel compared to the fixed ground relay station. Relay communication requires time resource time of direct communication. Furthermore, as a specific problem for UAV, the interference from neighboring BSs is large due to the LoS channel between the UAV and the neighboring BSs. To tackle these problems, Relay communication requires time resource time of direct communication. Furthermore, as a specific problem for UAV, the interference from neighboring BSs is large due to the LoS channel between the UAV and the neighboring BSs. based communication protocol is proposed to improve the throughput of users by asymmetrically assigns uplink and downlink transmission via UAV relay. In order to eliminate the interference from neighboring BSs, UAV relay is equipped with array antenna to set the main beam to toward the desired BS and nulled the beam to the interfering BS(s). The simulation results elucidate the improvement of the proposed protocol over the conventional protocol.

**Key words** UAV, NOMA, Relay, Cellular Network

### 1. はじめに

セルラーネットワークでは、各セルに配置された BS がその

セル内にいるユーザに対して通信サービスを提供する。BS は固定配置となるため、BS から離れた位置にいるユーザの通信速度は低くなる問題がある。そこで、従来から BS とユーザの

通信を中継することによって、伝搬距離に従って減衰する伝搬損失を克服するリレー局の導入が検討されている [6]。しかしながら、従来から検討されているリレー局も固定配置となるため、動的に変化するユーザの配置に対して柔軟に対応することができない問題がある。そこで近年、無線通信機能を実装した無人航空機 (UAV: Unmanned Aerial Vehicle) を無線通信ネットワークやセルラーネットワークへ応用する研究が盛んに行われている [1][2][3][4]。UAV の特徴としてまず挙げられるのが、地上の基地局とは異なり動的に配置することが可能な点である。例えば、新たに通信インフラを整備することが困難な地域や、時間帯によってトラフィック量が膨大になる地域に既存の通信システムに加えて補助的に UAV を導入することで通信サービスを提供する。また、UAV は高高度を飛行するため障害物に遮られることなく地上のユーザと見通し内 (LoS: Line of Sight) 環境となりやすいため、通信路の状態が非常に良好となる。これによりユーザは UAV からの信号を、UAV はユーザからの信号を高い品質で受信することが可能となる。また、通信路品質が良く、同一の通信レートを達成するのに必要となる送信電力も低減できるため、ネットワークの電力使用効率を向上させることも可能となる。一方で、UAV を用いてリレー通信を行う場合、BS から直接通信する場合と異なり BS-UAV 間での通信と UAV-ユーザ間での通信が必要となるため 2 倍の時間的なりリソースを必要とする。つまり、直接 BS と通信するユーザと UAV を介したリレー通信を行うユーザでは図 1 単位時間あたりに通信可能なデータ量に最大 2 倍の差が生まれてしまう。

本研究では、UAV をリレー局として導入したセルラーネットワークにおいて発生するユーザ間のスループット差を解消するような上りリンク (UL: Up Link), 下りリンク (DL: Down Link) の両方を考えた新たな通信プロトコルを提案する。このプロトコルでは、BS から UAV へのパケット送信とユーザから UAV へのパケット送信を同時に行うことで、通信可能なデータ量に差が発生しないようにする。ただしこの時、BS-UAV 間の通信と UAV-ユーザ間の通信で干渉しないように、もともと割り当てられていた周波数リソースを半分に分割しなければならない。そこで、BS-UAV 間のチャンネルが LoS 環境となる点に着目し、電力領域非直交多元接続 (NOMA: Non-Orthogonal Multiple Access) [5] を用いることでリレー通信を行うユーザの使用できる周波数リソースを分割することなく通信を行えるようにする。また、UAV にアレイアンテナを実装することで他セルからの艦首を軽減し、計算機シミュレーションによる特性評価により提案手法がスループットを向上させることを示す。

本稿の構成は以下のようになっている。第 2 章でシステムモデルについて説明し、第 3 章で使用している既存技術について説明する。その後、第 4 章で提案手法について説明を行い、計算機シミュレーションを用いた提案手法の特性評価を第 5 章で行う。最後に、第 6 章で結論を述べる。

## 2. システムモデル

### 2.1 セルラーネットワークにおける UAV リレー通信

DL/UL 共に、直交周波数分割多元接続 (OFDMA: Orthogonal

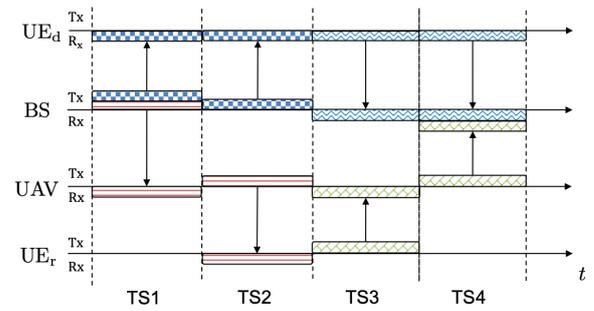


図 1 従来手法における通信プロトコル

Frequency Division Multiple Access) を用いるセルラーネットワークを想定する。総帯域幅は複数のリソースブロック (RB: Resource Block) に分割され、RB 単位で各ユーザに割り当てを行い通信を行うものとする。この時、各ユーザには BS と直接通信を行った場合と UAV を介してリレー通信を行った場合のスループットをそれぞれ比較し、大きい方の通信方式を選択させる。また、BS と直接通信するユーザ ( $UE_d$ ) と UAV を介してリレー通信を行うユーザ ( $UE_r$ ) が存在するものとする。簡単のために  $UE_d$ ,  $UE_r$  の 2 ユーザが存在する場合を考えると、UAV を導入したセルラーネットワークにおける従来の通信プロトコルは図 1 のようになる。図 1 における TS はタイムスロット (Time Slot)、模様付きのブロックはパケットを表す。UE\_r に注目すると、TS1 では BS から UAV へパケットが送信され、TS2 では UAV から UE\_r へパケットが送信される。リレー通信を行う場合のデータレート  $R_{\text{relay}}$  は次式で与えられる。

$$R_{\text{relay}} = \frac{1}{2} \min \{R_1, R_2\} \quad (1)$$

ここで、 $R_1$  は BS から UAV への通信レート、 $R_2$  は UAV から UE\_r への通信レートである。本稿では半二重通信 (Half Duplex) を想定するため、 $UE_d$  と比べると 1 つのパケットの送受信に 2 倍の時間リソースを必要とする。したがって、割り当てられた周波数リソース数が同じだった場合、直接通信とリレー通信間には、スループットも最大で 2 倍の差が発生してしまう。

### 2.2 チャンネルモデル

本稿では、BS-UAV 間、BS-ユーザ間、ユーザ-ユーザ間で異なるパスロスモデルを用いる

#### 2.2.1 UAV-ユーザ間

UAV-ユーザ間のパスロスは次式で与えられる [7]。

$$PL_{\text{UAV-User}}(r, \theta) = 20 \log \left( \frac{4\pi r f_c}{c} \right) + \eta_{\text{LoS}} P(\text{LoS}, \theta) + \eta_{\text{NLoS}} P(\text{NLoS}, \theta) \quad (2)$$

ここで、 $f_c$  は搬送波周波数 [MHz]、 $c$  は光速 [m/s]、 $\eta_{\text{LoS}}$  は LoS 環境での追加損失、 $r$  は UAV とユーザの 3 次元的な距離、 $\theta$  [deg] は UAV とユーザ間の仰角、 $\eta_{\text{NLoS}}$  は NLoS 環境における追加損失を表し、 $P(\text{LoS}, \theta)$  と  $P(\text{NLoS}, \theta)$  は以下の式で与えられる LoS 環境と NLoS 環境となる確率を表す。

$$\begin{cases} P(\text{LoS}, \theta) = \frac{1}{1+a \exp(-b(\theta-a))} \\ P(\text{NLoS}, \theta) = 1 - P(\text{LoS}, \theta) \end{cases} \quad (3)$$

ここで  $a, b$  は環境によって決まる定数を表す。

### 2.2.2 BS-UAV 間

BS-UAV 間は常に LoS 環境であると仮定する [8]. つまり, 式 (2) において  $P(\text{LoS}, \theta) = 1$  の場合と考えることができる. UAV-BS 間の三次元的な距離を  $d$  [m] としたときのパスロスは次式で与えられる.

$$PL_{\text{BS-UAV}}(d) = 20 \log \left( \frac{4\pi d f_c}{c} \right) + \eta_{\text{LoS}} \quad (4)$$

### 2.2.3 BS-ユーザ間

BS-ユーザ間のパスロスは次式で与えられる [9].

$$PL_{\text{BS-User}} = 128.1 + 37.6 \log(D) \quad (5)$$

ここで,  $D$  は BS-ユーザ間の距離 [km] を表す.

### 2.2.4 ユーザ-ユーザ間

ユーザ-ユーザ間のパスロスは次式で与えられる [11].

$$PL_{\text{User-User}} = 10\alpha \log(d_{\text{uu}}) + 20 \quad (6)$$

ここで,  $\alpha$  は定数,  $d_{\text{uu}}$  はユーザ間の距離 [m] を表す.

## 3. 既存技術

### 3.1 電力領域非直交多元接続 [5]

非直交多元接続 (NOMA: Non Orthogonal Multiple Access) では送信信号間の直交性を仮定することなく多元接続を実現する. 送信側は同一の時間・周波数リソースに複数の受信側への信号を多重して送信する. 電力領域でチャネル状態が異なる複数ユーザに対する信号を重畳し, チャネル状態が良いユーザは受信信号に対し逐次干渉除去 (SIC: Successive Interference Cancellation) を行い, 干渉となっている他ユーザへの信号を除去し, 自身の信号を復号する.

例として 2 ユーザと下りリンク通信を行う場合を考える. 送信側 (BS) は良好なチャネル状態のユーザ 1 を選択し, 次にそれよりも劣悪なチャネル状態のユーザ 2 を選択する. その後, 劣悪なチャネル状態のユーザ 2 に対する信号には大きい電力を割り当て, 良好なチャネル状態のユーザ 1 に対する信号には小さい電力を割り当てて送信する. この時, ユーザ  $i \in \{1, 2\}$  への信号を  $x_i$ , 送信電力を  $P_i$  [W] とすると, BS からの送信信号は次式で与えられる [5].

$$x = \sqrt{P_1}x_1 + \sqrt{P_2}x_2 \quad (7)$$

この時, ユーザ  $i$  の受信信号は次式で与えられる.

$$y_i = h_i x + w_i \quad (8)$$

$$= h_i \left( \sqrt{P_1}x_1 + \sqrt{P_2}x_2 \right) + w_i \quad (9)$$

ここで,  $h_i$  はユーザ  $i$  の複素チャネル係数,  $w_i \sim \text{CN}(0, N_{0,i})$  はユーザ  $i$  における加法性白色ガウス雑音 (AWGN: Additive White Gaussian Noise) であり,  $N_{0,i}$  は AWGN の片側電力スペクトル密度である. この時,  $\gamma_1 > \gamma_2$  ( $\gamma_i = |h_i|^2$ ) であることを考慮すると以下を得る.

$$\log_2 \left( 1 + \frac{P_2 \gamma_1}{P_1 \gamma_1 + W N_{0,1}} \right) > \underbrace{\log_2 \left( 1 + \frac{P_2 \gamma_2}{P_1 \gamma_2 + W N_{0,2}} \right)}_{\approx C_2} \quad (10)$$

ここで  $W$  [Hz] はユーザに割り当てられた周波数帯域幅である. また, この時の  $P_1, P_2$  はユーザ 1 が  $x_2$  を復号し, SIC を行ったあと  $x_1$  を復号できるように割り当てられる. ユーザ 2 への伝送レートを  $C_2$  より低く設定することにより, ユーザ 2 への信

号はユーザ 1 において復号できる. 良好なチャネル状態のユーザ 1 は重畳された信号を受信するが, SIC を行うことで, 所望信号を復号する. まず  $\gamma_1 > \gamma_2$  かつ  $P_1 < P_2$  であるから, ユーザ 1 は  $x_2$  を誤りなく復号することができる. その後,  $x_2$  を受信信号から減算し, 復号を行うことで,  $x_1$  を取り出すことができる. ユーザ 2 では, 受信信号に対して  $x_1$  を干渉として扱い, 復号処理を行う. この時, ユーザ 1,2 が達成可能な通信路容量  $C_1, C_2$  は以下ようになる.

$$\begin{cases} C_1 = \log_2 \left( 1 + \frac{P_1 \gamma_1}{W N_{0,1}} \right) \\ C_2 = \min \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{P_2 \gamma_2}{P_1 \gamma_2 + W N_{0,2}} \right), \log_2 \left( 1 + \frac{P_2 \gamma_1}{P_1 \gamma_1 + W N_{0,1}} \right) \right\} \end{cases} \quad (11)$$

### 3.2 アレイアンテナ

UAV をリレー局として用いた場合, 希望 BS 間のチャネル状態が良い一方で, 他セルの干渉 BS との間のチャネル状態も良好なものになってしまうため, 他セルの UAV から希望 BS, 他セルの BS から UAV への干渉が大きくなるという問題が生じる. そこで, 本稿では UAV に線形アレイアンテナ (ULA: Uniform Linear Array) を実装して他セルの BS に対してヌリングを行うことで干渉の影響を軽減する. 例として, アンテナ数  $M$  の線形アレイアンテナを考える. まず, 平面波の 3 次元空間における位相変動を表す波ベクトルを次式で定義する.

$$\mathbf{k} = \frac{2\pi}{\lambda} [\sin \theta \cos \phi, \sin \theta \sin \phi, \cos \theta]^T \quad (12)$$

$\theta$  は到来波の仰角,  $\phi$  は到来波の方位角,  $\lambda$  は到来波の波長を表す. この時, 第  $m$  番目のアンテナの位置を表すベクトルを  $\mathbf{r}_m$  とするとステアリングベクトルは次式によって表される.

$$\mathbf{h}(\mathbf{k}) = \sqrt{a} \left[ \exp(-j\mathbf{k}^T \mathbf{r}_0) \cdots \exp(-j\mathbf{k}^T \mathbf{r}_m) \cdots \exp(-j\mathbf{k}^T \mathbf{r}_{M-1}) \right]^T \quad (13)$$

ここで  $a$  は伝搬路の減衰係数を表す.

#### 3.2.1 最小二乗誤差によるアンテナの重み付け

アレイアンテナの各アンテナに重みをつけることで任意の指向性を得ることができる. 任意の方向に指向性を向けつつ干渉源の方向にヌルを向けるために, アレイ出力と希望出力間の誤差を最小とするような最小二乗誤差法 (MMSE: Minimum Mean Square error) 重み  $\mathbf{w}_{\text{MMSE}}$  を考える. アレイアンテナに対する所望波の到来方位角が  $\phi_d$ , 到来仰角が  $\theta_d$  のときのステアリングベクトルを  $\mathbf{h}(\phi_d, \theta_d)$  とすると, アレイ入力信号は次式のように表される.

$$\mathbf{y} = s_d \mathbf{h}(\phi_d, \theta_d) + \sum_{i=0}^{L-1} s_i \mathbf{h}(\phi_i, \theta_i) + \mathbf{w} \quad (14)$$

ここで,  $s_d$  は所望波の参照信号を表し,  $s_i, \mathbf{h}(\phi_i, \theta_i)$  はそれぞれ  $i$  番目の干渉波の参照信号とステアリングベクトルを表す.  $\mathbf{w}$  は雑音ベクトルを表す. この時, アレイ出力は次式で与えられる.

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{w}^H \mathbf{y} \quad (15)$$

実際の出力と希望出力間の誤差を次式で定義する.

$$e = s_d - \tilde{\mathbf{y}} \quad (16)$$

この誤差を用いて評価関数  $J$  (MSE: Mean Square Error) は以下で与えられる.

$$\begin{aligned}
J &= \mathbb{E}[ee^*] \\
&= \mathbb{E}\left[(s_d - \mathbf{w}^H \mathbf{y})(s_d - \mathbf{w}^H \mathbf{y})^*\right] \\
&= \mathbf{w}^H \mathbb{E}[\mathbf{y}\mathbf{y}^H] \mathbf{w} + \mathbb{E}[s_d s_d^*] - \mathbf{w}^H \mathbb{E}[\mathbf{y} s_d^*] - \mathbb{E}[s_d \mathbf{y}^H] \mathbf{w}
\end{aligned} \quad (17)$$

ここで、 $\mathbb{E}$  は期待値操作を表す。 $\mathbf{y}$  の自己相関関数行列  $\mathbf{R}_{yy}$  と信号電力  $\sigma_d^2$ 、 $\mathbf{y}$  と  $s_d^*$  の相互相関ベクトル  $\boldsymbol{\theta}$  をそれぞれ次式で定義する。

$$\begin{cases} \mathbf{R}_{yy} \triangleq \mathbb{E}[\mathbf{y}\mathbf{y}^H] \\ \sigma_d^2 \triangleq \mathbb{E}[s_d s_d^*] \\ \boldsymbol{\theta} \triangleq \mathbb{E}[\mathbf{y} s_d^*] \end{cases} \quad (18)$$

式 (18) を式 (17) に代入することで次式を得る。

$$J = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{yy} \mathbf{w} + \sigma_d^2 - \mathbf{w}^H \boldsymbol{\theta} + \boldsymbol{\theta}^H \mathbf{w} \quad (19)$$

式 (19) は  $\mathbf{w}$  に対する二次計画であるので凸型最適化問題に帰結する。式 (19) を  $\mathbf{w}$  について偏微分すると次式を得る。

$$\nabla J = 2\mathbf{R}_{yy} \mathbf{w} - 2\boldsymbol{\theta} \quad (20)$$

$\nabla J = 0$  として  $\mathbf{w}$  について解くと以下の重みベクトルを得る。

$$\mathbf{w}_{\text{MMSE}} = \mathbf{R}_{yy}^{-1} \boldsymbol{\theta} \quad (21)$$

### 3.3 半波長ダイポールアンテナ

本研究で UAV に搭載するアンテナは半波長ダイポールアンテナを用いる。半波長ダイポールアンテナとは、アンテナエレメント長を波長の  $\frac{1}{2}$  としたダイポールアンテナのことで、電波の送信方向、及び到来方向の仰角を  $\theta$ 、方位角を  $\phi$ 、半波長ダイポールアンテナのチルト角を  $\alpha$  とするとアンテナ利得は次式によって与えられる [10] :

$$G(\theta, \phi) = 1.641(\cos \theta \cos \phi \sin \alpha - \sin \theta \cos \alpha)^2 \frac{\cos^2(\pi\xi/2)}{(1 - \xi^2)^2} \quad (22)$$

$$\xi = \sin \theta \cos \phi \sin \alpha + \cos \theta \cos \alpha \quad (23)$$

## 4. 提案手法

### 4.1 通信プロトコル

図 1 において、TS1 では BS が送信している間  $\text{UE}_r$  は待機状態となるが、提案手法では割り当てられた周波数リソースを半分に分割し、一方を BS から UAV への通信に、もう一方を  $\text{UE}_r$  から UAV への通信に用いる。同様に、TS2 では UAV が  $\text{UE}_r$  からのパケットを BS へ、BS からのパケットを  $\text{UE}_r$  へ送信する。図 2 に提案する通信プロトコルの送受信状況を示す。こうすることで  $\text{UE}_r$  は  $\text{UE}_d$  と同じ時間リソースでパケットを送受信できる。しかし、この場合 BS-UAV 間と UAV- $\text{UE}_r$  間での干渉を避けるために、周波数リソースを半分に分割して割り当てる。したがって、達成可能となるスループットは従来の方法と変わらない。そこで、BS と UAV 間のチャンネルが良好であることから NOMA を導入し、スループットの向上を図る。図 2 における TS1 を STEP1、TS2 を STEP2 とし、それぞれ説明する。

#### 4.1.1 STEP1

図 3(a) に STEP1 における送受信の流れと周波数割当及び電力割当の方法を示す。BS は同じリソースブロックに  $\text{UE}_d$  への信号と  $\text{UE}_r$  への信号を重畳して送信する。UAV は受信した信号に対し SIC を行うことで  $\text{UE}_r$  への信号を復号する。 $\text{UE}_d$  はそのまま受信信号を復号する。 $\text{UE}_r$  は割り当てられたリソースブロックを用いて UAV にパケットを送信する。この時の BS か

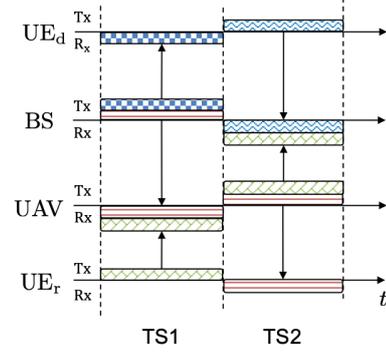


図2 提案プロトコル

ら UAV に対する送信電力  $P_{\text{BS} \rightarrow \text{UAV}}$  は次式によって決定する。

$$P_{\text{BS} \rightarrow \text{UAV}} = \min\left(\frac{WN_0}{\gamma_{\text{BS} \leftrightarrow \text{UAV}}} (2^{C_{\text{max}}} - 1), P_{\text{max,BS}}\right) \quad (24)$$

ここで、 $C_{\text{max}}$  [bps/Hz] は最大伝送レート、 $W$  [Hz] はリソースブロックの帯域幅、 $\gamma_{\text{BS} \leftrightarrow \text{UAV}}$  は BS-UAV 間のチャンネル利得、 $P_{\text{max,BS}}$  は一つのリソースブロックに割り当てられた BS の最大送信電力を表す。また、 $\min\{x, y\}$  は  $x, y$  の小さい方を返す関数である。 $P_{\text{BS} \rightarrow \text{UAV}}$  を決定後、 $\text{UE}_d$  に対する送信電力  $P_{\text{BS} \rightarrow \text{UE}_d}$  を次式によって決定する。

$$P_{\text{BS} \rightarrow \text{UE}_d} = \min\left\{\frac{WN_0 + P_{\text{BS} \rightarrow \text{UAV}} \gamma_{\text{BS} \leftrightarrow \text{UE}_d}}{\gamma_{\text{BS} \leftrightarrow \text{UE}_d}} (2^{C_{\text{max}}} - 1), P_{\text{max,BS}} - P_{\text{BS} \rightarrow \text{UAV}}\right\} \quad (25)$$

ここで、 $\gamma_{\text{BS} \rightarrow \text{UE}_d}$  は BS- $\text{UE}_d$  間のチャンネル利得を表す。一方で、 $\text{UE}_r$  から UAV への送信電力  $P_{\text{UE}_r \rightarrow \text{UAV}}$  を次式によって決定する。

$$P_{\text{UE}_r \rightarrow \text{UAV}} = \min\left(\frac{WN_0}{\gamma_{\text{UE}_r \leftrightarrow \text{UAV}}} (2^{C_{\text{max}}} - 1), P_{\text{max,UE}_r}\right) \quad (26)$$

ここで、 $P_{\text{max,UE}_r}$  はリソースブロックあたりの  $\text{UE}_r$  の最大送信電力、 $\gamma_{\text{UE}_r \leftrightarrow \text{UAV}}$  は UAV- $\text{UE}_r$  間のチャンネル利得を表す。このときの BS から  $\text{UE}_d$  への伝送レート  $C_{\text{BS} \rightarrow \text{UE}_d}$  は UAV が SIC を行う際の通信路容量  $C_{\text{UAV}}^d$  に制限され、次式で与えられる。

$$C_{\text{BS} \rightarrow \text{UE}_d} = \min(C_{\text{UAV}}^d, C_d) \quad (27)$$

ここで、

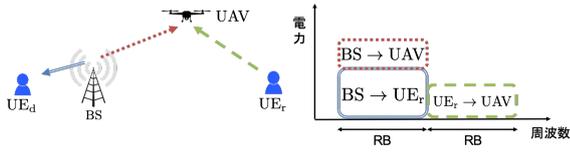
$$\begin{cases} C_{\text{UAV}}^d = \log_2\left(1 + \frac{P_{\text{BS} \rightarrow \text{UE}_d} \gamma_{\text{BS} \rightarrow \text{UAV}}}{P_{\text{BS} \rightarrow \text{UAV}} \gamma_{\text{BS} \rightarrow \text{UAV}} + I_{\text{icell} \rightarrow \text{UAV}} + WN_0}\right) \\ C_d = \log_2\left(1 + \frac{P_{\text{BS} \rightarrow \text{UE}_d} \gamma_{\text{BS} \rightarrow \text{UE}_d}}{P_{\text{BS} \rightarrow \text{UAV}} \gamma_{\text{BS} \rightarrow \text{UE}_d} + I_{\text{icell} \rightarrow \text{UE}_d} + WN_0}\right) \end{cases} \quad (28)$$

ここで  $I_{\text{icell} \rightarrow \text{UAV}}$  は干渉セル (BS,  $\text{UE}_r$ ) から UAV に入ってくる干渉、 $I_{\text{icell} \rightarrow \text{UE}_d}$  は干渉セル (BS,  $\text{UE}_r$ ) から  $\text{UE}_d$  に入る干渉を表す。SIC 後の BS から UAV への通信路容量  $C_{\text{BS} \rightarrow \text{UAV}}$  と  $\text{UE}_r$  から UAV の通信路容量  $C_{\text{UE}_r \rightarrow \text{UAV}}$  は次式で与えられる。

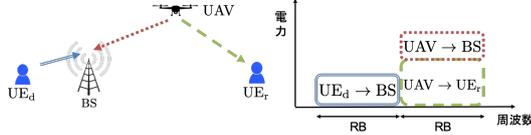
$$\begin{cases} C_{\text{BS} \rightarrow \text{UAV}} = \log_2\left(1 + \frac{P_{\text{BS} \rightarrow \text{UAV}} \gamma_{\text{BS} \leftrightarrow \text{UAV}}}{WN_0 + I_{\text{icell} \rightarrow \text{UAV}}}\right) \\ C_{\text{UE}_r \rightarrow \text{UAV}} = \log_2\left(1 + \frac{P_{\text{UE}_r \rightarrow \text{UAV}} \gamma_{\text{UAV} \leftrightarrow \text{UE}_r}}{WN_0 + I_{\text{icell} \rightarrow \text{UAV}}}\right) \end{cases} \quad (29)$$

#### 4.1.2 STEP2

図 3(b) に STEP2 における送受信の流れと周波数割当及び電力割当の方法を示す。UAV は同じリソースブロックに  $\text{UE}_r$  への信号と  $\text{UE}_r$  からの信号を重畳して  $\text{UE}_r$  と BS へ送信する。BS が UAV から受信した信号には、STEP1 において BS が UAV へ送った信号が含まれるので、BS は受信した信号に対し理想的に SIC を行えるものとする。その後、 $\text{UE}_r$  からの信号を復号す



(a) STEP1 における送受信の流れと帯域、電力の割当方法



(b) STEP2 における送受信の流れと帯域、電力の割当方法

図3 提案プロトコルにおける送受信の流れと帯域、電力の割当方法。一方で、 $UE_r$  は UAV から受信した信号をそのまま復号する。 $UE_d$  は割り当てられたリソースブロックを用いて BS へパケットを送信する。このときの UAV から BS に対する送信電力  $P_{UAV \rightarrow BS}$  を次式によって決定する。

$$P_{UAV \rightarrow BS} = \min\left(\frac{WN_0}{\gamma_{BS \leftrightarrow UAV}}(2^{C_{\max}} - 1), P_{\max, UAV}\right) \quad (30)$$

ここで  $P_{\max, UAV}$  はリソースブロックあたりの UAV の最大送信電力を表す。 $P_{UAV \rightarrow BS}$  を決定した後、UAV から  $UE_r$  に対する送信電力  $P_{UAV \rightarrow UE_r}$  を次式によって決定する。

$$P_{UAV \rightarrow UE_r} = \min\left(\frac{WN_0 + P_{UAV \rightarrow BS} \gamma_{UAV \leftrightarrow UE_r}}{\gamma_{UAV \leftrightarrow UE_r}}(2^{C_{\max}} - 1), P_{\max, UAV} - P_{UAV \rightarrow BS}\right) \quad (31)$$

また、 $UE_d$  の送信電力  $P_{UE_d \rightarrow BS}$  を次式によって決定する。

$$P_{UE_d \rightarrow BS} = \min\left(\frac{WN_0}{\gamma_{BS \leftrightarrow UE_d}}(2^{C_{\max}} - 1), P_{\max}\right) \quad (32)$$

SIC 後の UAV から BS への通信路容量  $C_{UAV \rightarrow BS}$  と UAV から  $UE_r$  への通信路容量  $C_{UAV \rightarrow UE_r}$ 、 $UE_d$  から BS への通信路容量  $C_{UE_d \rightarrow BS}$  はそれぞれ次式で与えられる。

$$\begin{cases} C_{UAV \rightarrow BS} = \log_2\left(1 + \frac{P_{UAV \rightarrow BS} \gamma_{BS \leftrightarrow UAV}}{WN_0 + I_{\text{cell} \rightarrow BS}}\right) \\ C_{UAV \rightarrow UE_r} = \log_2\left(1 + \frac{P_{UAV \rightarrow UE_r} \gamma_{UAV \leftrightarrow UE_r}}{P_{UAV \rightarrow BS} \gamma_{UAV \leftrightarrow UE_r} + WN_0 + I_{\text{cell} \rightarrow UE_r}}\right) \\ C_{UE_d \rightarrow BS} = \log_2\left(1 + \frac{P_{UE_d \rightarrow BS} \gamma_{BS \leftrightarrow UE_d}}{WN_0 + I_{\text{cell} \rightarrow BS}}\right) \end{cases} \quad (33)$$

ここで、 $I_{\text{cell} \rightarrow BS}$  は干渉セル (UAV,  $UE_d$ ) から BS に入る干渉、 $I_{\text{cell} \rightarrow UE_r}$  は干渉セル (UAV,  $UE_d$ ) から  $UE_r$  に入る干渉を表す。

#### 4.1.3 ユーザペアリング

提案プロトコルでは  $UE_d$  と  $UE_r$  の 2 ユーザをそれぞれペアとして選び、図3のように信号を電力領域で重畳する必要がある。ペアの選び方は、BS に接続しているユーザの中で最もチャネルの良いユーザと最もチャネルの悪いユーザを選択し、ペアとする。残ったユーザの中で同様にチャネル状態が最良と最悪の 2 ユーザをペアリングしていく。1 ユーザ残った場合は BS と直接通信した場合と、リレー通信をした場合でスループットが大きい方を選択し、NOMA を用いないで通信を行う。

#### 4.2 アレイアンテナによる干渉除去

式 (29) から分かるように、STEP1 において UAV が希望 BS からの信号を受信する際に、他セルからの干渉  $I_{\text{cell} \rightarrow UAV}$  を受ける。一方、式 (33) から分かるように、STEP2 において BS が希望 UAV から信号を受信する際には、他セルに存在する UAV からの干渉  $I_{\text{cell} \rightarrow BS}$  を受ける。アンテナの重みは接続 BS から

表1 シミュレーション諸元

BS 数	19
BS あたりの UAV 数	6
ユーザ数	1000
繰り返し回数	10000
搬送波周波数 $f_c$	2.0 [GHz]
最大通信路容量 $C_{\max}$	6.0 [bps/Hz]
ユーザの最大送信電力	13 [dBm]
UAV の最大送信電力	13 [dBm]
BS の最大送信電力	23 [dBm]
UAV の高度	100 [m]
BS のアンテナ高度	15 [m]
UAV のアンテナ数 $M$	8, 20
正規化アンテナ間隔 $\Delta_n$	$\frac{1}{2}$
各アンテナのチルト角 $\alpha$	15 [deg]
雑音電力スペクトル密度 $N_0$	-174 [dBm/Hz]
式 4 における係数 ( $a, b$ )	(4.88, 0.43)
式 6 における係数 $\alpha$	4.0
$(\eta_{\text{LoS}}, \eta_{\text{NLoS}})$	(0.1, 21.0)

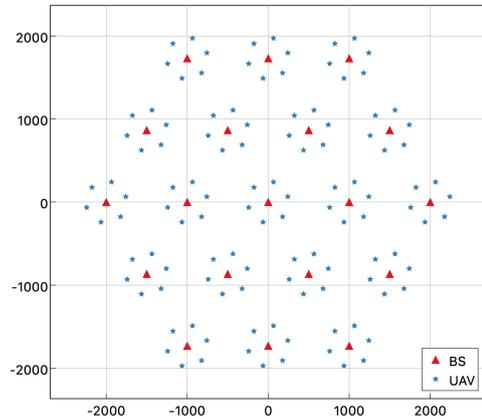


図4 BS と UAV の配置

の信号を所望波、干渉セルの BS からの信号を干渉として式 12~式 21 から計算する。BS と UAV 間のチャネルは LoS となるため、到来方向を容易に算出することが可能であるとする。

## 5. 計算機シミュレーション

表1にシミュレーション諸元を示す。帯域幅 20[MHz] を 100 個のリソースブロックに分割しすべてのセルで 20[MHz] の帯域幅を使用する。リソースブロックの帯域幅は 180[kHz] とした。最大通信路容量は 64QAM に相当する 6.0[bps/Hz] とした。さらに最大分解能を得るために搬送波波長で正規化したアンテナ間距離を  $\Delta_n = \frac{1}{2}$  とした。図4のように複数 BS と UAV を展開し、干渉の影響を考慮するため中心 BS(0,0) のみに注目した。半径 2500[m] の円内にユーザを一樣に分布し、提案したプロトコルで通信を行った場合のスループットの特性を確認した。また、UAV のアンテナ数が 8 個のときアレイアンテナによってヌリングが行える BS は 7 個までなので、接続 BS の隣接セルの BS にのみヌリングを行った。アンテナ数が 20 個のときはヌリングが行える BS は 19 個までなので、接続 BS 以外のすべての BS に対してヌリングを行った。図5に  $UE_d$  の総合デー

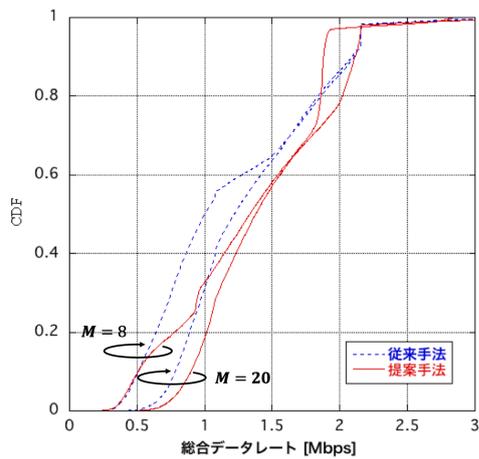


図5 UE<sub>d</sub>の総合データレート

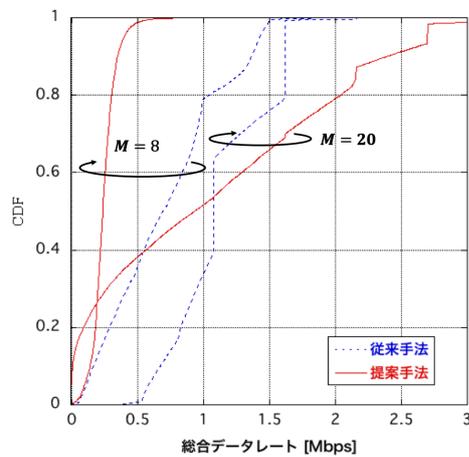


図6 UE<sub>r</sub>の総合データレート

タレートの CDF(Cumulative Distribution Function) 特性を示す。提案プロトコルは UE<sub>d</sub> ではなく UE<sub>r</sub> のスループットを向上させるためのものであるから、UE<sub>d</sub> のスループットが低下することなく UE<sub>r</sub> のスループットが向上することが結果としては望ましい。しかしながら、図5から提案手法は UE<sub>d</sub> のスループットの向上にも寄与していることが分かる。従来手法における UE<sub>d</sub> の DL 通信では他セルの BS と UAV が干渉するのに対し提案手法では他セルの BS と UE<sub>r</sub> が干渉する。UAV からの干渉より UE<sub>r</sub> からの干渉の影響のほうが小さいためスループットが向上すると考えられる。次に、図6に UE<sub>r</sub> の総合データレートの CDF 特性を示す。アンテナ数が8個のときは他セルの BS 及び UAV からの干渉の影響が除去できず、特に BS-UAV 間の通信効率が悪くなるため UE<sub>r</sub> の全体のスループット特性が悪くなる。アンテナ数を20とすると、BS と UAV に入る干渉の影響が小さくなるため効率的な通信が行えるようになる。しかし、アレイアンテナのアンテナ数を増やすとサイドローブの利得が下がってしまうため、アンテナ数を8,20としていくとサイドローブが小さくなっていく影響で UAV-UE<sub>r</sub> 間チャンネル利得が劣化してしまう。そのため、アンテナ数20の時の UE<sub>r</sub> の総合データレートは図6のように UAV-UE<sub>r</sub> 間チャンネルが良好になるユーザのスループットは向上するが、スループットが低

下してしまうユーザも発生してしまうと考えられる。

## 6. 結 論

本研究では、UAV がリレー局として導入されたセルラーネットワークにおいて用いる NOMA を組み合わせた新たな通信プロトコルを提案し、その特性を計算機シミュレーションによって確認した。UAV が周辺の BS に対して正しくヌリングを行う事ができれば、提案した手法がスループットを向上させることが分かった。しかしながら、アンテナ数が増加することで UE<sub>r</sub> に対するアレイ利得が小さくなってしまふことが多くなるため UAV-UE<sub>r</sub> 間のスループットがボトルネックになってしまう。リレー通信の効率をさらに向上させるために、周辺セルからの干渉を軽減しつつ、UE<sub>r</sub> へのチャンネル利得を向上させるような対策をさらに行う予定である。

## 7. 謝 辞

本研究の一部は JSPS KAKENHI Grant Number JP18K04127 によって行われた。

## 文 献

- [1] 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.
- [2] E. Kalantari, H. Yanikomeroglu, and A. Yongacoglu, "On the number and 3D placement of drone base stations in wireless cellular networks," in *Proc 2016 IEEE 84th Veh. Tech. Conf. (VTC-Fall)*, Montreal, QC, 2016, pp. 1-6.
- [3] W. Shi et al., "Multiple drone-Cell deployment analyses and optimization in drone assisted radio access networks," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 12518-12529, 2018.
- [4] R. I. Bor-Yaliniz, A. El-Keyi, and H. Yanikomeroglu, "Efficient 3-D placement of an aerial base station in next generation cellular networks," in *Proc 2016 IEEE Int. Conf. on Commun. (ICC)*, Kuala Lumpur, 2016, pp. 1-5.
- [5] Y. Saito, Y. Kishiyama, A. Benjebbour, T. Nakamura, A. Li, and K. Higuchi, "Non-orthogonal multiple access (NOMA) for cellular future radio access," in *Proc 2013 IEEE 77th Veh. Tech. Conf. (VTC Spring)*, Dresden, 2013, pp. 1-5.
- [6] B. Choi, S. J. Bae, K. Cheon, A. Park, and M. Y. Chung, "Relay selection and resource allocation schemes for Effective utilization of relay zones in relay-based cellular networks," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 15, no. 4, pp. 407-409, Apr.2011.
- [7] A. Al-Hourani, S. Kandeepan, and S. Lardner, "Optimal LAP altitude for maximum coverage," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 3, no. 6, pp. 569-572, Dec. 2014.
- [8] A. Al-Hourani and K. Gomez, "Modeling cellular-to-UAV path-loss for suburban environments," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 7, no. 1, pp. 82-85, Feb. 2018.
- [9] ETSI, "LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Radio Frequency (RF) Requirements for LTE Pico Node B (3GPP) TR 36.931 version 9.0.0 Release 9", ETSI TR 136 931 V9.0.0, pp.10-11, May, 2011
- [10] T. Taga, "Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments," *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, vol. 39, no. 2, pp. 117-131, May 1990.
- [11] D. Feng, L. Lu, Y. Yuan-Wu, G. Y. Li, G. Feng, and S. Li, "Device-to-Device Communications Underlying Cellular Networks," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 61, no. 8, pp. 3541-3551, Aug. 2013.