

MIMO無線回線向け帯域内全二重・Amplify-and-Forward型ドローン中継の局間干渉を考慮したチャネル容量解析

倉掛 卓也, 伊藤 史人, 中川 孝之, 山岸 史弥, 中戸川 剛

あらまし メディア制作の撮影機器として頻繁に使用されるホバーインプレース無人航空機(UAV)は、マイクロ波やミリ波無線リンクのホバリング中継局としても潜在的な使用例がある。効率的な周波数使用のためには、帯域内全二重リレーを利用することが望ましい。また、UAV中継局の処理負荷を軽減するためには、増幅型・前方中継が望ましい。この場合、近傍の複数のUAV中継局間で相互干渉がある場合、信号処理による対策は困難である。そこで、平均チャネル容量の劣化を避けるために、どの程度の干渉を抑制すべきかを評価した。この結果から、二重偏波MIMOに必要な干渉抑制を定量的に決定することができた。

キーワード: チャネル容量, ドローン, 帯域内全二重中継, Amplify-and-Forward中継, MIMO

1. まえがき

バッテリー駆動、カメラ搭載、回転翼型ホバリング可能な無人航空機(UAV)、すなわちドローンの急速な商業化は、メディア制作やニュース報道に大きな影響を与えている。UAVはクレーンやヘリコプターの一部代替として機能するため、映画、テレビ番組、コマーシャルの撮影、屋外イベントの報道やニュース収集など、さまざまな場面で印象的な航空映像を素早く撮影することが可能になっている。放送局にとっても、UAVはスポーツ、天候に関連したイベント、自然災害、さらには特に到達困難な地域でのイベントをライブでカバーするための魅力的な選択肢となっている¹⁾²⁾。

UAV撮影による映像伝送では、テレビ番組の投稿にマイクロ波やミリ波の無線リンクを使用することで、高品質な映像伝送が可能になる³⁾。これらの無線リンクは、長期進化(LTE)や第5世代(5G)通信システムなどの通信システムや、Wi-Fiなどのノーレンセ要求デバイスによる無線干渉から解放され、

広い帯域を確保できるという利点がある。また、アンテナの選択の自由度など、無線の調節の面でより柔軟性がある。一方、これらのリンクの欠点は、障害物によってLoS(Line-of-Sight)リンクの確立が妨げられ、受信信号電力が著しく減衰することである。

ホバリングロータリーウイングUAVを中継機として展開することで、撮影UAV(送信元)から受信地点(宛先)へのビデオ伝送が可能になる。送信元と宛先間の障害により、信頼性の高い直接リンクが確立できない場合。マイクロ波またはミリ波無線リンクのUAV中継については、無線リンクのオペレータが複数のチャネルを占有することを好まないため、帯域内全二重(IBFD)中継⁴⁾が必要である。同時に、増幅-前進(AF)中継⁴⁾が好ましい。デコード・アンド・フォワード(DF)中継⁴⁾と比較して、AF中継は処理が簡単で消費電力が少ないことが知られており、UAVのバッテリー容量が限られており、ペイロード容量も限られているため、UAV中継に適している。

1.1 関連研究

IBFD AF UAVリレーを検討する際に考慮すべき様々な問題があり、その中で最も顕著なもの1つはループバック自己干渉(SI)である。

Received December 11, 2024; Revised March 17, 2025; Accepted March 31, 2025

†Japan Broadcasting Corporation (NHK)

(Tokyo, Japan)

【機械翻訳コンテンツの著作権について】

当サイトに掲載されている原著論文の著作権は映像情報メディア学会に帰属します。原著論文および翻訳論文の無断使用は禁止します。
引用の際には、必ず原著論文の書誌情報をご記載ください。詳細は映像情報メディア学会著作権規定をご覧ください。

Capacity Analysis of In-Band Full-Duplex Amplify-and-Forward UAV Relaying for MIMO Wireless Link with Inter-Relay Interferences

Takuya Kurakake[†] (member), Fumito Ito[†] (member), Takayuki Nakagawa[†] (member),
Fumiya Yamagishi[†] (member) and Tsuyoshi Nakatogawa[†] (member)

Abstract Hover-in-place unmanned aerial vehicles (UAVs), which are used frequently as filming equipment in media production, also have potential use cases as hovering relay stations for microwave and millimeter-wave wireless links. For efficient frequency usage, it is desirable to utilize in-band full-duplex relays. In addition, to reduce the processing load of a UAV relay station, amplify-and-forward relays are desirable. In this case, it would be difficult to take countermeasures using signal processing if there is mutual interference between multiple nearby UAV relay stations. Therefore, we evaluated how much interference should be suppressed to avoid degradation in the average channel capacity. The results enabled us to quantitatively determine the required interference suppression for dual-polarized MIMO.

Keywords: Channel Capacity, Unmanned Aerial Vehicles (UAV), In-Band Full-Duplex Relay, Amplify-and-Forward Relay, Multi-Input Multi-Output (MIMO) Transmission.

1. Introduction

The rapid commercialization of battery-powered, camera-equipped, rotary-wing-type hoverable unmanned aerial vehicles (UAVs), i.e., drones, has significantly impacted media production and news reporting. As they can function as partial substitutions for both cranes and helicopters, UAVs are making it possible to quickly capture impressive aerial footage in a variety of scenarios, including filming for movies, TV shows, and commercials, as well as outdoor event coverage and newsgathering. For broadcasters, UAVs have also become an attractive option for live coverage of sports, weather-related events, natural disasters, and even events in particularly hard-to-reach areas.¹⁾²⁾

When transmitting video from filming UAVs, the use of microwave or millimeter-wave wireless links for TV program contributions³⁾ enables high-quality video transmission. These wireless links have the advantage of being free from radio interference from communication systems such as the long-term evolution (LTE) and the fifth generation (5G) communication systems, or no-

license-required devices such as Wi-Fi, and can secure a wide bandwidth. They also have greater flexibility in terms of radio regulation, such as the freedom to choose the antenna. On the other hand, a drawback of these links is that obstacles may prevent the establishment of line-of-sight (LoS) links, which leads to severely attenuated received signal powers.

The deployment of a hovering rotary-wing UAV as a relay could enable video transmission from the filming UAV (the source) to the receiving point (the destination), in cases where a reliable direct link cannot be established due to obstructions between the source and the destination. Regarding UAV relays for the microwave or millimeter-wave wireless links, in-band full duplex (IBFD) relaying⁴⁾ is required, as the operators of the wireless links do not like to occupy multiple channels. At the same time, amplify-and-forward (AF) relaying⁴⁾ is preferred. Compared to its decode-and-forward (DF) relaying⁴⁾ counterpart, AF relaying is known for its processing simplicity and lower power consumption, which is suitable for UAV relays because UAVs have limited battery capacity and limited payload capacity.

1.1 Related Work

There are various issues to consider when considering an IBFD AF UAV relay, one of the most prominent of which is loopback self-interference (SI). Various SI

Received December 11, 2024; Revised March 17, 2025; Accepted March 31, 2025

[†]Japan Broadcasting Corporation (NHK)
(Tokyo, Japan)

そのため、様々なSI緩和やキャンセルアプローチが研究されている。⁴⁾⁵⁾⁶⁾⁷⁾⁸⁾⁹⁾¹⁰⁾

AFリレーに適用できる能動的な対策としては、時間領域キャンセル(例えば、参考文献11)12)13)14))や空間領域キャンセル(例えば、参考文献12)15)16))がある。さらに、完全にキャンセルできない残留SI(RSI)を積極的に利用する技術も検討されている(例えば、参考文献17)18)19)20)。ただし、送信側または中継側(したがって送信側のチャネル状態情報(CSI))でプリコーディングが必要な技術は、テレビ番組の投稿に使用される一方向タイプの無線リンクの中継には適用できないことに注意すべきである。

UAVリレーは、その機動性により、送信元と送信先の両方が視界内にあるエリアに柔軟に配置することができ、SIの大きさはリレーの送信電力に依存する。そこで、UAVリレーの3次元位置決めと送信電力制御を最適化する方法について検討した²¹⁾。参考文献21)の手法もCSIが事前に得られることを前提としているが、CSIを必要としない電力制御の手法も提案されている²²⁾。SIキャンセル技術を適切に利用するためには、伝搬環境を理解することも必要である。いくつかの周波数帯域については、UAV-地上伝搬経路²³⁾²⁴⁾と様々な環境における中継のSI²⁵⁾²⁶⁾のデータが得られている。

IBFDのAF中継におけるチャネル容量については、先行研究がある。例えば、ソース・リレーリンクと中継-宛先リンクの両方がSISOである場合、各伝搬経路が加法性白色ガウス雑音(AWGN)チャネル²⁷⁾で近似でき、各伝搬経路が中上-mフェージング²⁸⁾である場合の閉形式が提案されている。ソース-リレーリンクとリレー-宛先リンクの両方がMIMOであり、各CSIの状態がリレー局で完全に既知であり、SIが完全にキャンセルされる場合、平均チャネル容量²⁹⁾の観点からリレーの転送行列を最適化する方法が提案されている。また、シングルストリームプリコーディングでMIMO信号を送信する場合、事前に得られたCSIに誤差³⁰⁾が含まれる場合を考慮しながらチャネル容量を定式化することができる。しかし、我々の知る限り、CSIを必要とせず、統計的なチャネル特性のみを用いてマルチストリームMIMO伝送の平均チャネル容量を定式化した研究はない。

1.2 動機と貢献

上記の課題に加えて、UAVリレーが直面するもう一つの問題は、バッテリー駆動の回転翼UAVの飛行時間が短い(約20~40分)ことである。3.1で述べたように、ワイヤーで駆動するUAVも考えられるが、有線システムはUAVの位置決めの柔軟性と容易さを欠く。

このような背景から、我々はUAVリレーを周期的に置き換えるソリューションを提案する(セクション2の図1参照)。リレーが交換されるときにリレーサービスが中断されないようにするため、以下の手順で交換を行う。まず、UAVリレーのバッテリーレベルが低下し始めると、リレーを開始することで交換UAVが近くに送信される(付録A参照)。その後、元のUAVリレーが解除され(電波の送信を停止)、UAVが送り返される。この操作を想定した場合、UAVリレーはSIに加えてIRI(Inter-Relay Interference)の影響を受けるため、SIとIRIの影響を同時に考慮する必要がある。しかし、前述のSIキャンセル技術のほとんどは、IRIの同時存在を考慮していない。AF中継においてSIとIRIを同時に扱う技術は文献18)20)で検討されているが、これらの技術はCSIが事前に得られることを前提としており、ソース-中継リンクと中継-宛先リンクの両方が単一入力単一出力(SISO)である場合を対象としている。したがって、一方向無線リンク(例えば、参考文献32)33)上のIBFD AF中継には適用できない。)さらに、中継局に高い処理負荷を課すSIとIRIの対策は、UAV中継でのバッテリー消費という点では望ましくない。

前述したように、送信側でCSIを取得できないことや消費電力が大きいことから、一方向無線リンクを中継するUAVのSIやIRIに対抗するために、精巧な信号処理を使用することは好ましくない。本論文では、一方向多入力多出力(MIMO)伝送におけるIBFD AF中継に対するSIとIRIの影響を、平均チャネル容量の観点から定量的に評価する。したがって、IBFD AFリレーがマルチストリーム一方向MIMO無線リンクに適用されると仮定すると(例えば、参考文献32)33)、まず、各伝搬経路のチャネル行列が与えられたときの瞬時チャネル容量を定式化する。

【機械翻訳コンテンツの著作権について】

当サイトに掲載されている原著論文の著作権は映像情報メディア学会に帰属します。原著論文および翻訳論文の無断使用は禁止します。
引用の際には、必ず原著論文の書誌情報をご記載ください。詳細は映像情報メディア学会著作権規定をご覧ください。

mitigation or cancellation approaches are therefore being researched.⁴⁾⁵⁾⁶⁾⁷⁾⁸⁾⁹⁾¹⁰⁾ Active countermeasures that can be applied to AF relays include time-domain cancellation (e.g., references 11)12)13)14)) and spatial-domain cancellation (e.g., references 12)15)16)). In addition, technologies that actively utilize residual SI (RSI) that cannot be completely canceled are also being considered (e.g., references 17)18)19)20)). However, it should be noted that technologies that require precoding at the transmitter or relay (and therefore channel state information (CSI) on the transmitting side) cannot be applied to relaying the one-way type wireless links used for TV program contributions.

Owing to their mobility, UAV relays can be flexibly deployed in areas where both the source and the destination are in line of sight, and the magnitude of SI depends on the transmission power of the relay. Therefore, studies have examined ways to optimize the 3-dimensional (3-D) positioning and the transmission power control of UAV relays²¹⁾. The technique in reference 21) also assumes that CSI can be obtained in advance, but a technique for power control that does not require CSI has also been proposed²²⁾. To properly utilize SI cancellation techniques, it is also necessary to understand the propagation environment. For some frequency bands, data has been obtained on the UAV-to-ground propagation path²³⁾²⁴⁾ and SI for relays in various environments²⁵⁾²⁶⁾.

Some prior research has examined channel capacity in IBFD AF relaying. For example, when both the source-relay and relay-destination links are SISO, closed-form formulations have been proposed for cases where each propagation path can be approximated by an additive white Gaussian noise (AWGN) channel²⁷⁾ and where each propagation path is Nakagami-m fading²⁸⁾. When both the source-relay and the relay-destination links are MIMO, and the state of each CSI can be perfectly known at the relay station and SI can be completely canceled, a method has been proposed for optimizing the relay's transfer matrix from the perspective of average channel capacity²⁹⁾. In addition, when transmitting MIMO signals using single-stream precoding, the channel capacity can be formulated while taking into account the case where the CSI obtained in advance contains errors³⁰⁾. However, as far as we know, there has been no research that formulates the average channel capacity for multi-stream MIMO transmission using only the statistical channel properties without requiring CSI.

1.2 Motivation and Contributions

In addition to the challenges mentioned above, another issue facing UAV relays is the short flight time (approximately 20-40 minutes) of battery-powered rotary-wing UAVs. A UAV powered by a wire, as mentioned in 31), could be considered, but a wired system would lack flexibility and easiness of positioning the UAV.

In light of this background, we propose a solution that involves periodically replacing UAV relays (see Fig. 1 in Section 2). To ensure that the relay service is not interrupted when the relays are being replaced, the replacement is carried out in the following procedure. First, when the battery level of the UAV relay in operation begins to decrease, a replacement UAV is sent close by to begin relaying (see Appendix A). After that, the original UAV relay is deactivated (stops transmitting radio waves) and the UAV is sent back. When assuming this operation, the UAV relay is affected by inter-relay interference (IRI) in addition to SI, which means the effects of SI and IRI must be considered simultaneously. However, most of the aforementioned SI cancellation technologies do not take into account the simultaneous existence of IRIs. Techniques for simultaneously handling SI and IRI in AF relaying were examined in references 18)20), but these techniques assume that CSI can be obtained in advance, and are intended for the case where both the source-relay link and the relay-destination link are single-input single-output (SISO). Therefore, they cannot be applied to IBFD AF relaying over one-way wireless links (e.g., references 32)33)). Furthermore, SI and IRI measures that impose a high processing load on the relay station are undesirable in terms of battery consumption at the UAV relay.

As mentioned above, it is not advisable to use elaborate signal processing to counter the SI and IRI of UAV relaying over one-way wireless links due to the inability to obtain CSI on the transmitting side and the high power consumption. In this paper, we quantitatively evaluate the impact of SI and IRI on IBFD AF relaying in one-way multi-input multi-output (MIMO) transmission in terms of average channel capacity. Therefore, assuming that an IBFD AF relay is applied to a multi-stream one-way MIMO wireless link (e.g., references 32)33)), we first formulate the instantaneous channel capacity when the channel matrix of each propagation path is given. Next, we use simulation to obtain the average channel capacity by

次に、シミュレーションを用いて、各伝搬経路を統計的に変化させ、上式に基づいて瞬時チャネル容量を計算し、その平均値をとることで、平均チャネル容量を求める。これを半二重の場合と比較することで、許容されるSIとIRIの推定値を得ることができる。

我々の主な貢献は以下のように要約される：

1) 電池駆動の回転翼UAVの飛行時間の短さを克服するために、定期的にUAVリレーを置き換えるソリューションを提案し、SIとIRIを同時に扱うものとして、このソリューションの問題点を整理する。

2) SIとIRIの存在下で、IBFD AF MIMOリレーの容量を測定した。

3) 撮影用UAVから固定受信ステーションへ中継するUAVの許容SIとIRIのガイドラインを示す。

1.3 論文の構成

本稿の残りの部分は以下のように構成されている。本論文の第2節では、無線リンクに適用されるUAVリレーのTV番組への貢献のユースケースを説明し、システムモデルを提示する。セクション3では、平均チャネル容量を得るために、各伝搬経路のチャネル行列が与えられたときに、IBFD AF MIMO中継の瞬時チャネル容量を定式化する。セクション4では、撮影UAVからUAVリレーを経由して固定受信局へ信号伝送を仮定したパラメータを用いた数値結果を示し、許容SIとIRIのガイドラインを説明する。最後に、セクション5で簡単なまとめと今後の課題についての言及を行い、結論とする。

2 システムモデル

図1に示すように、移動ノードである1つの送信元(S)、固定基地局である1つの送信先(D)、および1つまたは2つのUAVリレー(s)(R)を持つ1段リレーシステムを考える。RはIBFD AF送信モードで動作し、SとRは同じ時間周波数リソースを使用する。通常のリレーは1台であるが、UAVを交換する場合、リレーは2台あり、SIだけでなくIRIも考慮する必要がある。SはDにデータを送信することを意図しているが、SとD間の直接的なリンクは物理的な障害物や障壁によってブロックされ、データ伝送はUAVリレーを介してのみ確立できる。SはBアンテナ、DはNアンテナを装備している。1つのUAVリレーはN個の送信アンテナとN個の受信アンテナを持つ。 H_{SR} 、 H_{RD} 、 H_{RR} はそれぞれS→Rチャネル行列、R→Dチャネル行列、ループバックSI(2リレーの場合はIRI)チャネル行列を表す。

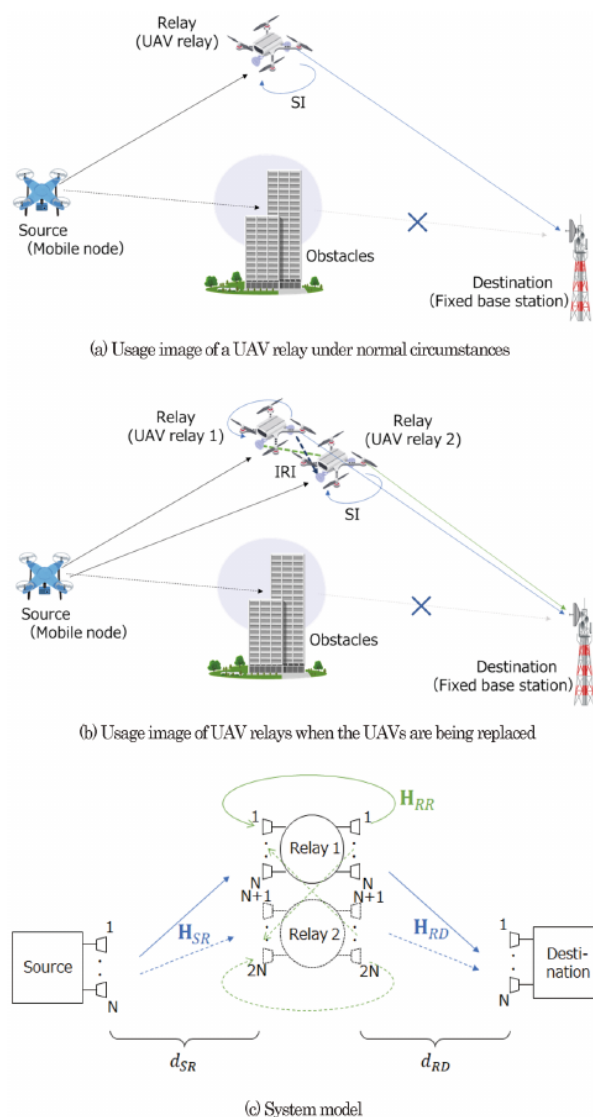


図.1 使用イメージとシステムモデル

したがって、 H_{SR} 、 H_{RD} 、 H_{RR} の大きさは、1リレーの場合はそれぞれ $N \times N$ 、 $2N \times N$ 、 $N \times 2N$ 、 $2N \times 2N$ となる。SとR、RとD、SとDの距離をそれぞれ d_{SR} 、 d_{RD} 、 d_{SD} とする。 d_{SR} と d_{RD} の和距離を d_{total} とする。S→Dの直接リンクは強く減衰するので、RはS→Dの線に配置できないので、 $d_{total} > d_{SD}$ 。システムはプリコーディングを使用しないため、Sは一般的な電力伝送を採用し、Rは無視できる処理遅延を持つと仮定する。

$s(i)$ 、 $r_i(i)$ 、 $r_o(i)$ 、 $y(i)$ はそれぞれ離散時間 iT における送信信号ベクトル、中継入力信号ベクトル、中継出力信号ベクトル、受信信号ベクトルを表す。リレー入力と目的地入力のノイズベクトルをそれぞれ $n_R(i)$ と $n_D(i)$ とし、両者を平均ゼロの複素加法性白色ガウス雑音としてモデル化する。

statistically varying each propagation path and calculating the instantaneous channel capacity based on the above formula and taking the average. By comparing this with the half-duplex case, an estimate of the allowable SI and IRI can be obtained.

Our main contributions are summarized as follows:

- 1) We propose a solution that periodically replaces UAV relays to overcome the short flight time of battery-powered rotary-wing UAVs, and organize the issues of this solution as simultaneously handling SI and IRI.
- 2) We formulate the instantaneous channel capacity of IBFD AF MIMO relaying in the presence of SI and IRI.
- 3) We present the guidelines for allowable SI and IRI for UAV relaying from a filming UAV to a fixed receiving station.

1.3 Article Organization

The remainder of the paper is organized as follows. In Section 2 of this paper, we explain the use case of the UAV relay applied to the wireless link for TV program contribution, and present the system model. In Section 3, we formulate the instantaneous channel capacity of IBFD AF MIMO relaying when the channel matrix of each propagation path is given, in order to obtain the average channel capacity. In Section 4, we present the numerical results using parameters assuming signal transmission from a filming UAV to a fixed receiving station via a UAV relay, and explain the guidelines for allowable SI and IRI. Finally, we conclude in Section 5 with a brief summary and mention of future work.

2. System Model

We consider a one-stage relay system with one source (S), which is a mobile node, one destination (D), which is a fixed base station, and one or two UAV relay(s) ($\mathcal{R}$), as shown in Fig. 1. $\mathcal{R}$ works in the IBFD AF transmission mode, and both S and $\mathcal{R}$ use the same time-frequency resource. Under normal circumstances, there is one relay, but when the UAVs are being replaced, there are two relays, and we need to consider not only SI but also IRI. S intends to transmit data to D , but the direct link between S and D is blocked by physical obstacles or barriers and data transmission can be only established via the UAV relay(s). S is equipped with B antennas, and D is also equipped with N antennas. One UAV relay has N transmit antennas and N receive antennas. $\mathbf{H}_{SR}$, $\mathbf{H}_{RD}$, and $\mathbf{H}_{RR}$ denote the $S \rightarrow \mathcal{R}$ channel matrix, $\mathcal{R} \rightarrow D$ channel matrix, and loopback SI (and IRI in the two-

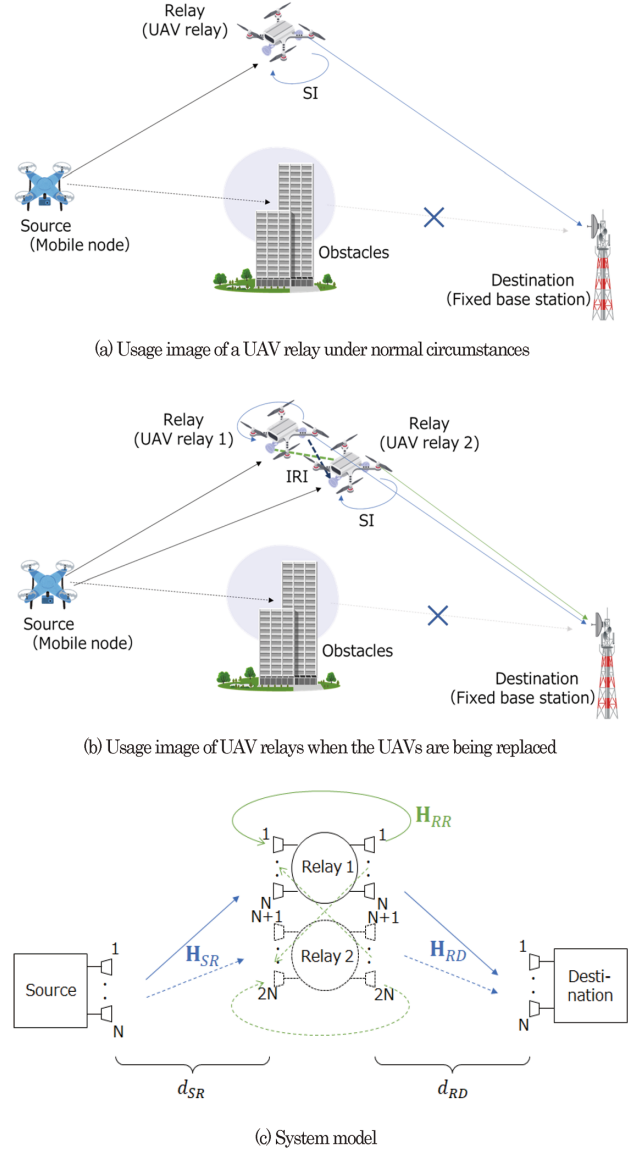


Fig.1 Usage images and system model.

relay case) channel matrix, respectively. Hence, the size of $\mathbf{H}_{SR}$, $\mathbf{H}_{RD}$, and $\mathbf{H}_{RR}$ is $N \times N$ in the one-relay case and $2N \times N$, $N \times 2N$, and $2N \times 2N$, respectively, in the two-relay case. The distance between S and $\mathcal{R}$, $\mathcal{R}$ and D , and S and D is denoted as d_{SR} , d_{RD} , and d_{SD} , respectively. The sum distance of d_{SR} and d_{RD} is denoted as d_{total} . As the direct link of $S \rightarrow D$ is strongly attenuated, $\mathcal{R}$ cannot be placed in the line of $S \rightarrow D$ and thus $d_{total} > d_{SD}$. We assume that S adopts a uniform power transmission, as the system does not use precoding, and that $\mathcal{R}$ has a negligible processing delay.

We use $\mathbf{s}(i)$, $\mathbf{r}_i(i)$, $\mathbf{r}_o(i)$, and $\mathbf{y}(i)$ to respectively denote the transmit signal vector, the relay input signal vector, the relay output signal vector, and the receive signal vector at discrete time iT , where T is a symbol duration time. The noise vector at the relay input and at the

ベクトル $s(i)$, $y_i(i)$, $n_D(i)$ は $\mathbb{C}^{N \times 1}$ に属し、ベクトル $r_i(i)$, $r_o(i)$, $n_R(i)$ は 1 回の再生の場合は $\mathbb{C}^{N \times 1}$ に、2 回の再生の場合は $\mathbb{C}^{2N \times 1}$ に属す。以下、 H_{RR} の大きさを $M \times M$ とし、 M は 1 リレーの場合は N 、2 リレーの場合は $2N$ に等しいとする。

本論文では、共役転置を $(-)^{\dagger}$ とし、行列の行列式を $\det(-)$ とする。 $E(-)$ は期待値演算子を表す。 I_j はサイズ j の恒等行列、 $0_{k \times l}$ はサイズ $k \times l$ のゼロ行列、 $(-)^{-1}$ は $(-)$ の逆行列を示す。 $X(m, n)$ は行列 X の (m, n) 成分を示す。

3 容量解析

容量解析のために、 H_{SR} 、 H_{RD} 、 H_{RR} を準静的フラットフェージングチャネルと仮定して、IBF D AF MIMO 中継の瞬時チャネル容量を定式化する。

図1に示すシステムモデルによれば、 R は S 、ループバック SI (2 リレーの場合は IRI)、ノイズによって送信された信号の組み合わせを受信する。

したがって、次が得られる。

$$r_i(i) = H_{SR}s(i) + H_{RR}r_o(i) + n_R(i), \quad (1)$$

$$r_o(i) = g r_i(i), \quad (2)$$

$$y(i) = H_{RD}r_o(i) + n_D(i), \quad (3)$$

ここで、 g は R のゲインを示す。

次に、式から $s(i)$ と $y(i)$ の関係を求める。(1)-(3)、容量は相互情報量 $I[s(i), y(i)]$ の最大値である。したがって

$$y(i) = Hs(i) + n(i), \quad (4)$$

where

$$H = H_{RD} \cdot g \cdot (I_M - g H_{RR})^{-1} \cdot H_{SR}, \quad (5)$$

(6) 式(6)は、リレーの SI、IRI、ゲインの影響を受けて受信機に到達するリレー熱雑音と、受信機熱雑音の和である。

H_{SR} , H_{RD} , H_{RR} が準静的フラットフェージングチャネルであるという条件の下では、3つ(したがって H も)とも瞬時チャネル容量を計算する目的で定数行列と考えることができる。 $n(i)$ は $s(i)$ に依存しない複素ガウス過程であり、 $n_R(i)$ と $n_D(i)$ は互いに独立で $s(i)$ に依存しない複素ガウス過程である。

$E(n(i)) = 0_{N \times 1}$, $E(n_R(i)) = 0_{M \times 1}$, $E(n_D(i)) = 0_{N \times 1}$ であるから。 $n(i)$ の自己相関行列は次のように定義される。

(7) $E(s(i)) = 0$ とすると、 $s(i)$ の自己相関行列は次のように定義される。

$$R_s := E(s(i) \cdot s(i)^{\dagger}). \quad (8)$$

以上の条件から、式(4)より、 $E(y(i)) = 0_{N \times 1}$ となり、 $y(i)$ の自己相関行列は次式で定義される。

$$R_y := E(y(i) \cdot y(i)^{\dagger}). \quad (9)$$

$n(i)$ は $s(i)$ に依存しない複素ガウス過程であるため、 $y(i)$ が複素ガウス過程であるという条件のもとで相互情報 $I[s(i), y(i)]$ が最大化される。したがって、瞬時チャネル容量 C_i [bit/s/Hz] は以下のようにになる³⁴⁾ (付録B参照):

$$C_i = \log_2 \det(R_y) - \log_2 \det(R_n) \\ = \log_2 \det(R_n^{-1} R_y). \quad (10)$$

$s(i)$ が複素ガウス過程であるならば、 $y(i)$ は式(4)から必然的に複素ガウス過程である。

H_{SR} 、 H_{RD} 、 H_{RR} を C_i と関連付けるために、式(10)を変形する。 $n(i)$ と $s(i)$ は統計的に独立なので、 $E(s(i) - n(i)^{\dagger}) = 0_{N \times N}$ 、 $E(n(i) - s(i)^{\dagger}) = 0_{N \times N}$ 。したがって、式(4)と式(7)-(9)から、次のようになる。

$$R_y = H R_s H^{\dagger} + R_n. \quad (11)$$

R_s については、 S は CSI を持たないので、 S に一様な電力割り当てを仮定し、それによって次のようになる。

$$R_s = (P/N) I_N, \quad (12)$$

ここで、 P は S の平均総送信電力である。 R_n については、式から(6)と(7)、

$$R_n = \sigma_n \left((H_{RD} \cdot g \cdot (I_M - g H_{RR})^{-1}) \cdot (H_{RD} \cdot g \cdot (I_M - g H_{RR})^{-1})^{\dagger} + I_N \right), \quad (13)$$

$E(n_R(i) - n_D(i)^{\dagger}) = 0_{M \times N}$, $E(n_D(i) - n_R(i)^{\dagger}) = 0_{N \times M}$, $E(n_R(i) - n_R(i)^{\dagger}) = \sigma_n I_N$, $E(n_D(i) - n_D(i)^{\dagger}) = \sigma_n I_N$, ここで σ_n は各受信アンテナの熱雑音電力である。式(11)と式(12)を式(10)に代入すると、次のようになる。

$$C_i = \log_2 \left(\det(I_N + (P/N) R_n^{-1} \cdot H \cdot H^{\dagger}) \right). \quad (14)$$

式で得られる瞬時チャネル容量 C_i について。(5)、(13)、(14)において、平均チャネル容量 C_a は、チャネルモデルに応じて H_{SR} 、 H_{RD} 、 H_{RR} を変化させながら、 C_i を平均化することで得られる。

4. 数値計算結果

容量解析は、どのような通信システムにおいても重要な性能指標である。本節では、第3節で示した平均チャネル容量を d_{total} の関数として調べる。

destination input is denoted as $\mathbf{n}_R(i)$ and $\mathbf{n}_D(i)$, respectively, and both are modeled as complex additive white Gaussian noise with zero mean. The vectors $\mathbf{s}(i)$, $\mathbf{y}_i(i)$, and $\mathbf{n}_D(i)$ belong to $\mathbb{C}^{N \times 1}$, and the vectors $\mathbf{r}_i(i)$, $\mathbf{r}_o(i)$, and $\mathbf{n}_R(i)$ belong to $\mathbb{C}^{N \times 1}$ in the one-relay case or $\mathbb{C}^{2N \times 1}$ in the two-relay case. Hereafter, the size of $\mathbf{H}_{RR}$ is denoted by $M \times M$, where M equals N in the one-relay case and $2N$ in the two-relay case.

Throughout this paper, the conjugate transpose is denoted by $(\cdot)^\dagger$, while the determinant of a matrix is denoted by $\det(\cdot)$. We use $\mathcal{E}(\cdot)$ to denote the expectation operator. $\mathbf{I}_j$ is the identity matrix of size j , $\mathbf{0}_{k \times l}$ is the zero matrix of size $k \times l$, and $(\cdot)^{-1}$ indicates the inverse matrix of $(\cdot)$. $\mathbf{X}(m, n)$ indicates the (m, n) -component of matrix $\mathbf{X}$.

3. Capacity Analysis

For capacity analysis, we formulate the instantaneous channel capacity of IBFD AF MIMO relaying, assuming that $\mathbf{H}_{SR}$, $\mathbf{H}_{RD}$, and $\mathbf{H}_{RR}$ are quasi-static flat fading channels.

According to the system model shown in Fig. 1, $\mathcal{R}$ receives a combination of the signal transmitted by $\mathcal{S}$, loopback SI (and IRI in the two-relay case) and noise. Thus, we obtain

$$\mathbf{r}_i(i) = \mathbf{H}_{SR}\mathbf{s}(i) + \mathbf{H}_{RR}\mathbf{r}_o(i) + \mathbf{n}_R(i), \quad (1)$$

$$\mathbf{r}_o(i) = g\mathbf{r}_i(i), \quad (2)$$

$$\mathbf{y}(i) = \mathbf{H}_{RD}\mathbf{r}_o(i) + \mathbf{n}_D(i), \quad (3)$$

where g indicates the gain of $\mathcal{R}$.

The next step is to obtain the relation of $\mathbf{s}(i)$ and $\mathbf{y}(i)$ from Eqs. (1)-(3), as the capacity is the maximum of the mutual information $I[\mathbf{s}(i), \mathbf{y}(i)]$. Hence,

$$\mathbf{y}(i) = \mathbf{H}\mathbf{s}(i) + \mathbf{n}(i), \quad (4)$$

where

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_{RD} \cdot g \cdot (\mathbf{I}_M - g\mathbf{H}_{RR})^{-1} \cdot \mathbf{H}_{SR}, \quad (5)$$

$$\mathbf{n}(i) = (\mathbf{H}_{RD} \cdot g \cdot (\mathbf{I}_M - g\mathbf{H}_{RR})^{-1})\mathbf{n}_R(i) + \mathbf{n}_D(i). \quad (6)$$

Eq. (6) is the sum of the relay thermal noise that reaches the receiver after being affected by the SI, IRI, and gains of the relays, and the receiver thermal noise.

Under the condition that $\mathbf{H}_{SR}$, $\mathbf{H}_{RD}$, and $\mathbf{H}_{RR}$ are quasi-static flat fading channels, all three (and therefore also $\mathbf{H}$) can be considered as constant matrices for the purposes of calculating the instantaneous channel capacity. $\mathbf{n}(i)$ is a complex Gaussian process independent of $\mathbf{s}(i)$, as $\mathbf{n}_R(i)$ and $\mathbf{n}_D(i)$ are complex Gaussian processes independent of each other and of $\mathbf{s}(i)$. $\mathcal{E}(\mathbf{n}(i)) = \mathbf{0}_{N \times 1}$,

since $\mathcal{E}(\mathbf{n}_R(i)) = \mathbf{0}_{M \times 1}$ and $\mathcal{E}(\mathbf{n}_D(i)) = \mathbf{0}_{N \times 1}$. The autocorrelation matrix of $\mathbf{n}(i)$ is defined as

$$\mathbf{R}_n := \mathcal{E}(\mathbf{n}(i) \cdot \mathbf{n}(i)^\dagger). \quad (7)$$

Supposing $\mathcal{E}(\mathbf{s}(i)) = \mathbf{0}$, the autocorrelation matrix of $\mathbf{s}(i)$ is defined as

$$\mathbf{R}_s := \mathcal{E}(\mathbf{s}(i) \cdot \mathbf{s}(i)^\dagger). \quad (8)$$

Under the above conditions, from Eq. (4), $\mathcal{E}(\mathbf{y}(i)) = \mathbf{0}_{N \times 1}$, and the autocorrelation matrix of $\mathbf{y}(i)$ is defined as

$$\mathbf{R}_y := \mathcal{E}(\mathbf{y}(i) \cdot \mathbf{y}(i)^\dagger). \quad (9)$$

As $\mathbf{n}(i)$ is a complex Gaussian process independent of $\mathbf{s}(i)$, the mutual information $I[\mathbf{s}(i), \mathbf{y}(i)]$ is maximized under the condition that $\mathbf{y}(i)$ is a complex Gaussian process. Thus, the instantaneous channel capacity C_i [bit/s/Hz] is as follows³⁴⁾ (see Appendix B):

$$\begin{aligned} C_i &= \log_2 \det(\mathbf{R}_y) - \log_2 \det(\mathbf{R}_n) \\ &= \log_2 \det(\mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{R}_y). \end{aligned} \quad (10)$$

If $\mathbf{s}(i)$ is a complex Gaussian process, then $\mathbf{y}(i)$ is necessarily a complex Gaussian process from Eq. (4).

To associate $\mathbf{H}_{SR}$, $\mathbf{H}_{RD}$, and $\mathbf{H}_{RR}$ with C_i , we transform Eq. (10). Since $\mathbf{n}(i)$ and $\mathbf{s}(i)$ are statistically independent, $\mathcal{E}(\mathbf{s}(i) \cdot \mathbf{n}(i)^\dagger) = \mathbf{0}_{N \times N}$ and $\mathcal{E}(\mathbf{n}(i) \cdot \mathbf{s}(i)^\dagger) = \mathbf{0}_{N \times N}$. Hence, from Eqs. (4) and (7)-(9), we obtain

$$\mathbf{R}_y = \mathbf{H}\mathbf{R}_s\mathbf{H}^\dagger + \mathbf{R}_n. \quad (11)$$

As for $\mathbf{R}_s$, since $\mathcal{S}$ has no CSI, we assume a uniform power allocation at $\mathcal{S}$, thereby obtaining

$$\mathbf{R}_s = (P/N)\mathbf{I}_N, \quad (12)$$

where P is the average total transmission power of $\mathcal{S}$. As for $\mathbf{R}_n$, from Eqs. (6) and (7),

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_n &= \sigma_n \left((\mathbf{H}_{RD} \cdot g \cdot (\mathbf{I}_M - g\mathbf{H}_{RR})^{-1}) \cdot \right. \\ &\quad \left. (\mathbf{H}_{RD} \cdot g \cdot (\mathbf{I}_M - g\mathbf{H}_{RR})^{-1})^\dagger + \mathbf{I}_N \right), \end{aligned} \quad (13)$$

since $\mathcal{E}(\mathbf{n}_R(i) \cdot \mathbf{n}_D(i)^\dagger) = \mathbf{0}_{M \times N}$, $\mathcal{E}(\mathbf{n}_D(i) \cdot \mathbf{n}_R(i)^\dagger) = \mathbf{0}_{N \times M}$, $\mathcal{E}(\mathbf{n}_R(i) \cdot \mathbf{n}_R(i)^\dagger) = \sigma_n \mathbf{I}_N$, and $\mathcal{E}(\mathbf{n}_D(i) \cdot \mathbf{n}_D(i)^\dagger) = \sigma_n \mathbf{I}_N$, where σ_n is the thermal noise power of each receiving antenna. By substituting Eqs. (11) and (12) into Eq. (10), we obtain

$$C_i = \log_2 \left(\det(\mathbf{I}_N + (P/N)\mathbf{R}_n^{-1} \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^\dagger) \right). \quad (14)$$

For the instantaneous channel capacity C_i obtained by Eqs. (5), (13), and (14), the average channel capacity C_a is obtained by averaging C_i , varying $\mathbf{H}_{SR}$, $\mathbf{H}_{RD}$, and $\mathbf{H}_{RR}$ according to their channel model.

4. Numerical Results

The capacity analysis is an important performance measure in any communication system. In this section, we investigate the average channel capacity presented in Section 3 as a function of d_{total} .

4.1 シミュレーション条件

UAVは、2.5GHz帯の視線方向環境で仰角が大きい場合、10以上であることを示した¹⁰⁾¹¹⁾。

マイクロ波(6.5GHz)無線リンク³³⁾とミリ波(42GHz)無線リンク³²⁾について、二重偏波MIMO技術($N = 2$)を用いたIBFD AF中継の平均チャネル容量を評価した。

主なシミュレーションパラメータを表1に示す。伝搬モデルとして、KファクターKを10または0、 H_{SR} と H_{RD} の減衰係数を2とした距離依存経路損失(自由空間経路損失と同じ)、および-10dBの交差偏波結合を持つ準静的平坦中神ライスフェージングを用いた。主(LoS)成分の両偏波が受信アンテナに位相的に到達することを最悪のケースと仮定する。 H_{RR} の経路損失はシミュレーションパラメータとして与えられる。SIに関しては、 H_{RR} の経路損失の値は次のように定義される。

$$L_{SI} := \mathcal{E}(|\mathbf{H}_{RR}(j,j)|^2), \quad (15)$$

where $1 \leq j \in \mathbb{N} \leq M$. As for IRI, the value of the path loss of $\mathbf{H}_{RR}$ is defined as

$$\begin{aligned} L_{IRI} &:= \mathcal{E}(|\mathbf{H}_{RR}(1,3)|^2) \\ &= \mathcal{E}(|\mathbf{H}_{RR}(3,1)|^2) \\ &= \mathcal{E}(|\mathbf{H}_{RR}(2,4)|^2) \\ &= \mathcal{E}(|\mathbf{H}_{RR}(4,2)|^2). \end{aligned} \quad (16)$$

H_{RR} の経路損失には干渉キャンセル技術の効果が含まれる。KファクターKについては、地上とUAVの間、およびUAVの間の測定値

表1 シミュレーションパラメータ

Instantaneous fading	Quasi-static flat Nakagami Rice fading (K-factor $\mathcal{K}$: 10 or 0)	
Path loss	$\mathbf{H}_{SR}$, $\mathbf{H}_{RD}$: Distance-dependent path loss according to free-space propagation characteristics $\mathbf{H}_{RR}$: Given as simulation parameters	
Cross-polarization coupling of dual-polarized MIMO	-10 dB	
Transmission power	$\mathcal{S}$: 0.5 W $\mathcal{R}$: 0.5 W /one UAV relay	
Carrier frequency	6.5 GHz	42 GHz
Bandwidth (BW)	18 MHz	120 MHz
Tx. antenna gain	$\mathcal{S}$: 7.8 dBi $\mathcal{R}$: 7.8 dBi	$\mathcal{S}$: 11.3 dBi $\mathcal{R}$: 11.3 dBi
Rx. antenna gain	$\mathcal{R}$: 7.8 dBi $\mathcal{D}$: 22.7 dBi	$\mathcal{R}$: 11.3 dBi $\mathcal{D}$: 39.5 dBi
Receiver noise figure (NF)	4 dB ($=10 \log_{10} NF$)	7 dB ($=10 \log_{10} NF$)
Receiver thermal noise power	$k_B \cdot T \cdot BW \cdot NF$ (k_B : Boltzmann constant, T (= 300 K): absolute temperature)	
d_{SR}	100 m or 200 m	
d_{total}	0.5–5 km	

Kファクターは周波数が高くなるにつれて増加する傾向があるので、ここでは10に設定する。 H_{RR} をレイリー分布としてモデル化するためにKファクター0を用いる。これは、いくつかのSI(とIRI)緩和技術を適用した場合、残差SIはレイリー分布とみなされ、主成分(LoS)はキャンセルされるからである³⁵⁾³⁶⁾。クロスポラリゼーション結合に関しては、UAVの姿勢変動と伝搬路特性の影響を考慮し、-10dBと仮定する。マイクロ波無線リンクのシステム帯域幅は18MHz、ミリ波無線リンクのシステム帯域幅は120MHzとし、参考文献³²⁾³³⁾のチャネル間隔を参照する。各アンテナ利得にはフィード損失が含まれる。SとRは移動ノードであるため、アンテナサイズが小さいので、SとRのアンテナ利得はDのアンテナ利得より小さい。SとRのアンテナ利得は、マイクロ波のパッチアンテナとミリ波のホーンアンテナに典型的と考えられる値に設定されている。Dのアンテナ利得は、各周波数帯域の放物線アンテナに典型的と考えられる値に設定される。受信ノイズの数値は、各周波数帯域で典型的と考えられる値に設定されている。距離 d_{SR} は100mまたは200mに固定する。距離 d_{total} は d_{SD} によって0.5kmから5kmまで変化する。移動局からのテレビ番組配信のためのマイクロ波またはミリ波無線リンクは通常数km以内に動作するからである。ゲインgは、リレーが自動ゲイン制御を用いて受信信号を出力レベル0.5Wまで増幅すると仮定し、距離に応じて値を設定した。しかし、この点では、gを調整しても、干渉が大きい場合にはR出力を0.5Wにすることができない場合がある。

4.2 シミュレーション結果

まず、IBFD AF中継の平均チャネル容量 C_a を、通常時(すなわち、1リレー時)の半二重(HD)AF中継の平均チャネル容量 C_a と比較する。HD AF中継の平均容量は、 $H_i/2$ を平均化し、 $H_R = 0$ とした後、チャネルモデルに応じて H_{SR} と H_{RD} を変化させることで得られる。

図2と図3はそれぞれ、マイクロ波(6.5GHz)とミリ波(6.5GHz)の平均チャネル容量を示している。

4.1 Simulation Conditions

We evaluate the average channel capacity of IBFD AF relaying for the microwave (6.5 GHz) wireless link³³⁾ and the millimeter-wave (42 GHz) wireless link³²⁾, where a dual-polarized MIMO technique ($N = 2$) is used.

The major simulation parameters are listed in Table 1. As the propagation model, we used quasi-static flat Nakagami Rice fading with the K-factor $\mathcal{K}$ of 10 or 0, distance-dependent path loss (same as the free-space path loss) with the decay factor of 2 for $\mathbf{H}_{SR}$ and $\mathbf{H}_{RD}$, and -10 dB cross-polarization coupling of dual-polarized MIMO. We assume that both polarizations of the main (LoS) component reach the receive antennas in phase as the worst case. The path loss of $\mathbf{H}_{RR}$ is given as simulation parameters. As for SI, the value of the path loss of $\mathbf{H}_{RR}$ is defined as

$$L_{SI} := \mathcal{E}(|\mathbf{H}_{RR}(j, j)|^2), \quad (15)$$

where $1 \leq j \in \mathbb{N} \leq M$. As for IRI, the value of the path loss of $\mathbf{H}_{RR}$ is defined as

$$\begin{aligned} L_{IRI} &:= \mathcal{E}(|\mathbf{H}_{RR}(1, 3)|^2) \\ &= \mathcal{E}(|\mathbf{H}_{RR}(3, 1)|^2) \\ &= \mathcal{E}(|\mathbf{H}_{RR}(2, 4)|^2) \\ &= \mathcal{E}(|\mathbf{H}_{RR}(4, 2)|^2). \end{aligned} \quad (16)$$

The path loss of $\mathbf{H}_{RR}$ includes the effects of interference cancellation techniques. Regarding the K-factor $\mathcal{K}$, measurements between ground and UAV and between

UAVs have shown that it is greater than 10 when the elevation angle is not large in a line-of-sight environment in the 2.5-GHz band¹⁰⁾¹¹⁾. Since the K-factor tends to increase as the frequency increases, we set it to 10 here. We use the K-factor of 0 to model $\mathbf{H}_{RR}$ as a Rayleigh distribution, as the residual SI is considered to be Rayleigh distribution when some SI (and IRI) mitigation techniques are applied, and the main (LoS) component is cancelled³⁵⁾³⁶⁾. As for cross-polarization coupling, we assume -10 dB, taking into account the effects of UAV attitude fluctuations and propagation channel characteristics. The total transmission power of the source and the UAV relay is 0.5 W. We assume an 18-MHz system bandwidth for the microwave wireless link, and a 120-MHz system bandwidth for the millimeter-wave wireless link, referring the channel spacing of references³²⁾³³⁾. Each antenna gain includes feeder losses. The antenna gains of S and $\mathcal{R}$ are smaller than that of $\mathcal{D}$, since S and $\mathcal{R}$ are mobile nodes and therefore have small antenna sizes. The antenna gains of S and $\mathcal{R}$ are set to values considered typical of patch antennas for microwave and horn antennas for millimeter-wave. The antenna gains of $\mathcal{D}$ are set to values considered typical of parabola antennas for each frequency band. The receiver noise figure is set to a value considered typical for each frequency band. The distance d_{SR} is fixed at 100 m or 200 m. The distance d_{total} varies from 0.5 km to 5 km according to d_{SD} , as microwave or millimeter-wave wireless links for TV program contributions from mobile stations typically operate within a few kilometers. The gain g was set to a value according to the distance, assuming that the relay amplifies the received signal to the output level of 0.5 W using automatic gain control. In this regard, however, even if g is adjusted, it may not be possible to make the $\mathcal{R}$ output 0.5 W when the interference is large.

4.2 Simulation Results

First, we compare the average channel capacity C_a of IBFD AF relaying to that of half-duplex (HD) AF relaying under normal circumstances (i.e., the one-relay case). The average capacity of HD AF relaying is obtained by averaging $C_i/2$, varying $\mathbf{H}_{SR}$ and $\mathbf{H}_{RD}$ according to their channel model after setting $\mathbf{H}_{RR} = \mathbf{0}$, as S and $\mathcal{R}$ use a different time resource or different frequency resource when $\mathcal{R}$ works in the HD AF transmission mode.

Figures 2 and 3 respectively show the average channel capacity for the microwave (6.5 GHz) and the millimeter-

Table 1 Simulation parameters.

Instantaneous fading	Quasi-static flat Nakagami Rice fading (K-factor $\mathcal{K}$: 10 or 0)	
Path loss	$\mathbf{H}_{SR}$, $\mathbf{H}_{RD}$: Distance-dependent path loss according to free-space propagation characteristics $\mathbf{H}_{RR}$: Given as simulation parameters	
Cross-polarization coupling of dual-polarized MIMO	-10 dB	
Transmission power	S : 0.5 W $\mathcal{R}$: 0.5 W /one UAV relay	
Carrier frequency	6.5 GHz	42 GHz
Bandwidth (BW)	18 MHz	120 MHz
Tx. antenna gain	S : 7.8 dBi $\mathcal{R}$: 7.8 dBi	S : 11.3 dBi $\mathcal{R}$: 11.3 dBi
Rx. antenna gain	$\mathcal{R}$: 7.8 dBi $\mathcal{D}$: 22.7 dBi	$\mathcal{R}$: 11.3 dBi $\mathcal{D}$: 39.5 dBi
Receiver noise figure (NF)	4 dB ($=10 \log_{10} NF$)	7 dB ($=10 \log_{10} NF$)
Receiver thermal noise power	$k_B \cdot T \cdot BW \cdot NF$ (k_B : Boltzmann constant, T (= 300 K): absolute temperature)	
d_{SR}	100 m or 200 m	
d_{total}	0.5–5 km	

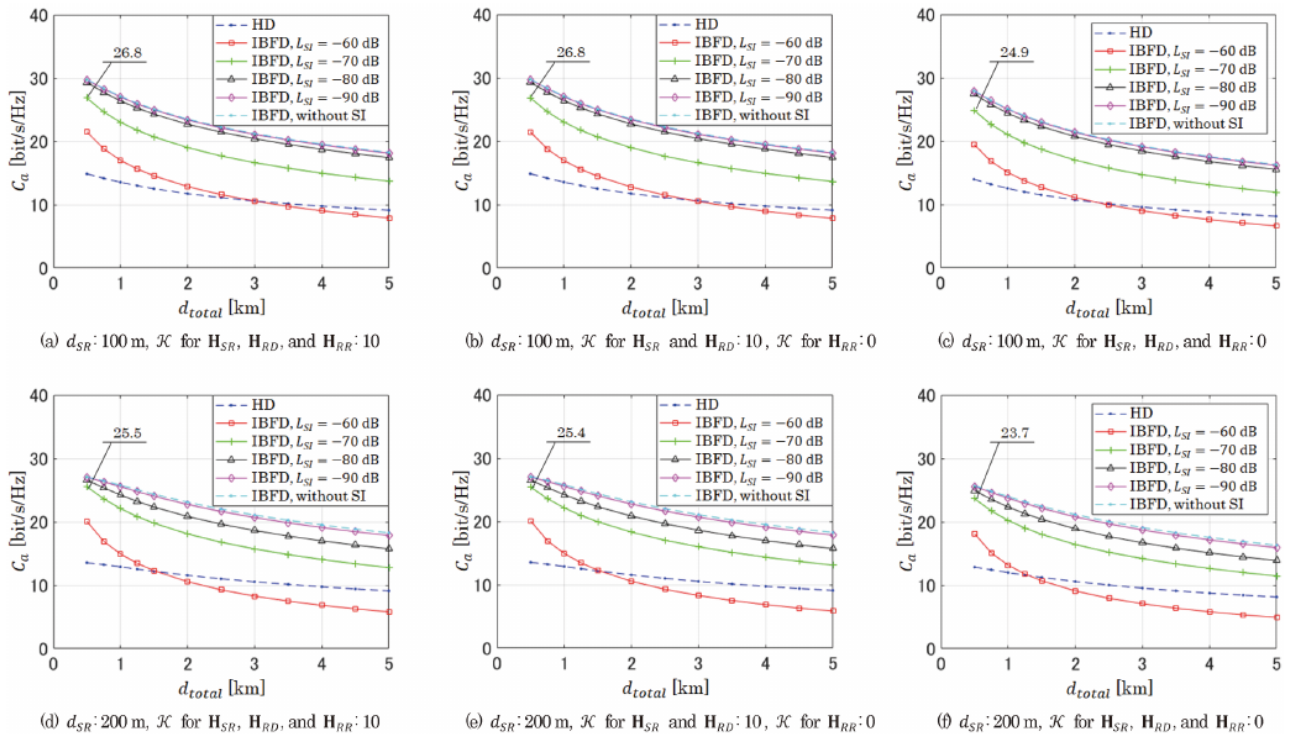


Fig.2 マイクロ波(6.5GHz)無線リンク中継の平均チャネル容量を d_{total} の関数として示す。 H_{RR} のKファクターがHDよりもIBFDの方が優れた特性が得られるように L_{SI} を設定した場合の影響を明らかにするために、 d_{total} が0.5kmの場合のチャネル容量を数値で示す。

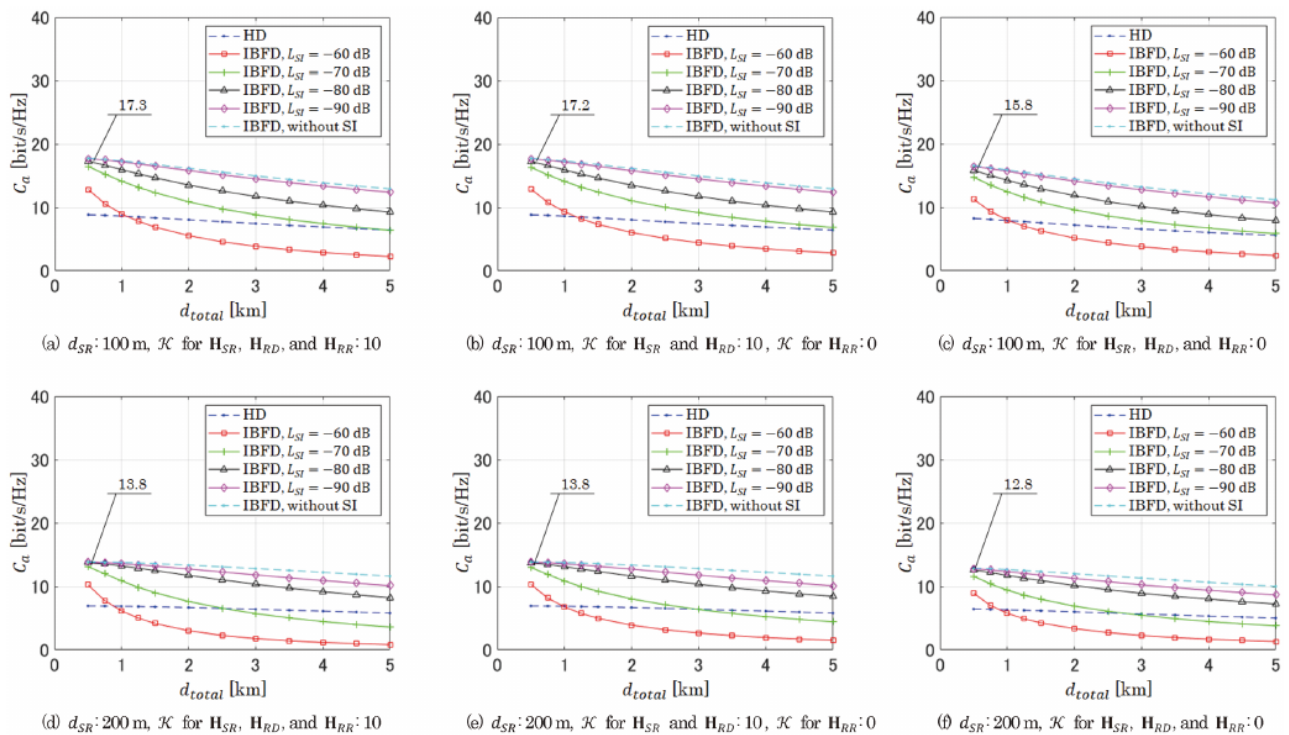


図.3 ミリ波(42GHz)無線リンク中継の平均チャネル容量と d_{total} の関係。 H_{RR} のKファクターがHDよりもIBFDの方が優れた特性が得られるように L_{SI} を設定した場合の影響を明らかにするために、 d_{total} が0.5kmの場合のチャネル容量を数値で示す。

波(42GHz)無線リンク中継を d_{total} の関数として表した。距離 d_{SR} 、K因子 K 、SI経路損失 L_{SI} の値をパラメータとして割り当てる。

比較のため、 H_{SR} と H_{RD} のKファクターを0とした結果も掲載した。距離 d_{SR} は100mまたは200mに固定されている。

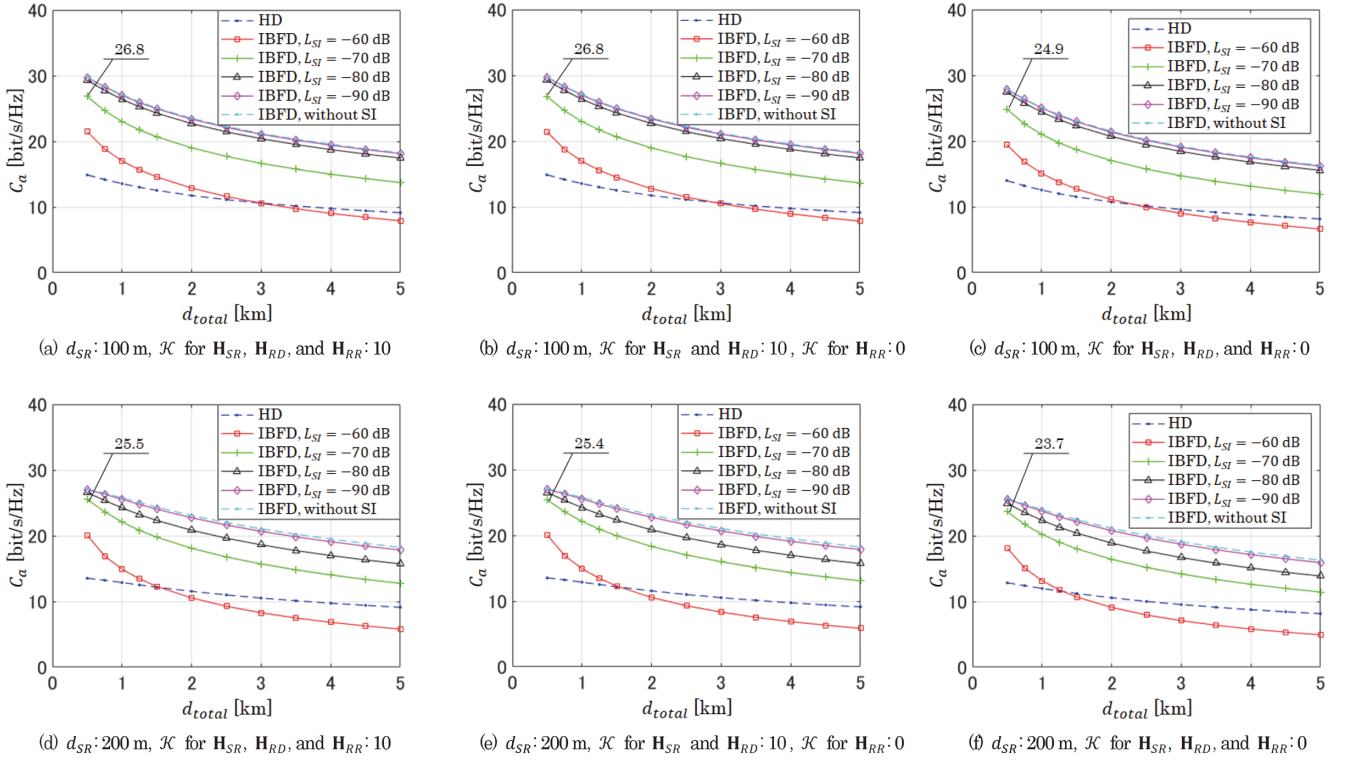


Fig.2 Average channel capacity for the microwave (6.5 GHz) wireless link relaying as a function of d_{total} . To clarify the effect of the K-factor for $\mathbf{H}_{RR}$ when the L_{SI} is set so as to obtain better characteristics in IBFD than in HD, the channel capacity when d_{total} equals 0.5 km is shown numerically.

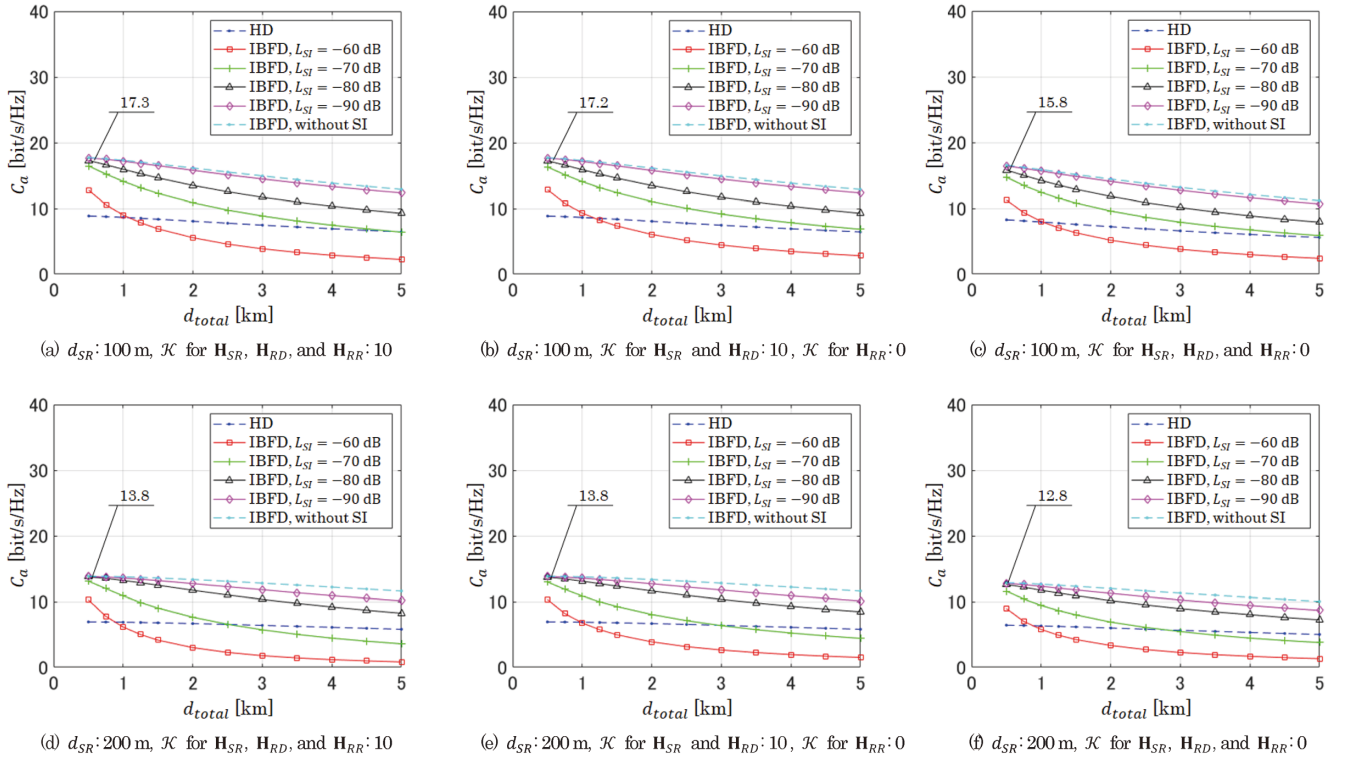


Fig.3 Average channel capacity for the millimeter-wave (42 GHz) wireless link relaying as a function of d_{total} . To clarify the effect of the K-factor for $\mathbf{H}_{RR}$ when the L_{SI} is set so as to obtain better characteristics in IBFD than in HD, the channel capacity when d_{total} equals 0.5 km is shown numerically.

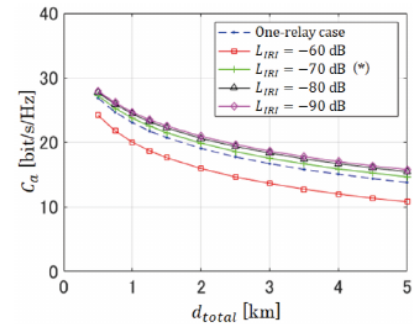
wave (42 GHz) wireless link relaying as a function of d_{total} . The distance d_{SR} , K-factor $\mathcal{K}$, and value of the SI path loss L_{SI} are assigned as parameters. For comparison, we have

included results with the K-factor of 0 for $\mathbf{H}_{SR}$ and $\mathbf{H}_{RD}$. The distance d_{SR} is fixed at 100 m or 200 m, since S and $\mathcal{R}$ have small antennas and thus the shorter d_{SR} , the better

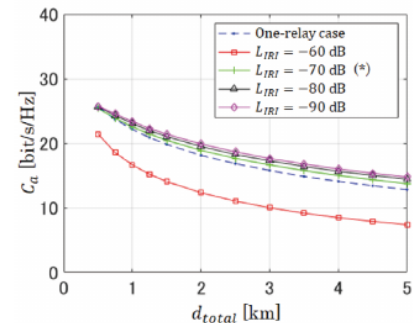
これはSとRがアンテナが小さいため、 d_{SR} が短いほど性能が良いからである。 H_{RR} のKファクターは平均チャンネル容量 C_a にほとんど影響を与えないが、 L_{SI} は C_a に大きな影響を与えることがわかる。 H_{SR} と H_{RD} のKファクター0の平均チャンネル容量 C_a は、 H_{SR} と H_{RD} のKファクター10の平均チャンネル容量 C_a より小さいが、 L_{SI} の C_a への影響傾向に変化はない。マイクロ波無線リンクに関しては、図2から、HDよりもIBFDで優れた特性を得るためには、 L_{SI} を約-70dBに抑制する必要があることがわかる。ミリ波無線リンクについては、HDよりもIBFDでより良い特性を得るためには、 L_{SI} を約-80dBに抑制する必要があることがわかる。

次に、UAVを交換した場合のUAV中継の平均チャンネル容量に対するIRIの影響を評価する。以上のように、マイクロ波(6.5GHz)無線リンク用のIBFD AF中継には、-70dB以下の出力で L_{SI} が必要である。平均チャンネル容量 C_a と伝送距離 d_{total} の関係は、 L_{SI} を-70dBと-80dBに固定した場合のパラメータとして L_{IRI} を用いて得られる。 H_{SR} 、 H_{RD} 、 H_{RD} のKファクターは10である。結果を図4に示す。比較のため、IRIがない場合(UAVリレーが1つある場合)の特徴を青い破線で示す。 L_{IRI} を L_{SI} と同レベルまで抑制することで、中継局間の干渉による悪影響を防ぐことができることがわかる。この条件に対応する L_{IRI} は凡例にアスタリスクで示されている。また、 d_{SR} が100mでも200mでもこの傾向は変わらないことがわかる。 L_{IRI} と L_{SI} が同じ値である場合、UAVリレーが2つあるときの方が、1つあるときよりも性能が若干良くなる。その理由は、UAVリレーが2つある場合、UAVリレーの総送信電力が2倍になるためと考えられる。

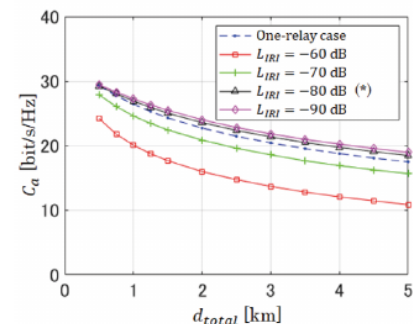
次に、ミリ波(42GHz)無線リンク用のIBFD AF中継の場合について説明する。前述したように、IBFD AF中継は-80dB以下の出力で L_{SI} を必要とする。 L_{SI} を-80dBと-90dBに固定した場合について、 L_{IRI} をパラメータとして平均チャンネル容量と伝送距離の関係を求めた。結果を図5に示す。比較のため、IRIがない場合(中継局が1箇所ある場合)の特徴を青破線で示す。マイクロ波リンクの場合と同様に、 L_{IRI} を L_{SI} と同レベルまで抑制することで、中継局間の干渉が有害な影響を及ぼしなくなることは明らかである。



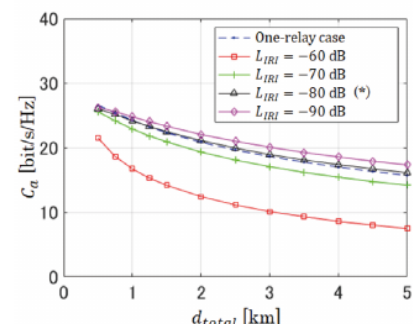
(a): L_{SI} : -70 dB, d_{SR} : 100 m



(b): L_{SI} : -70 dB, d_{SR} : 200 m



(c): L_{SI} : -80 dB, d_{SR} : 100 m



(d): L_{SI} : -80 dB, d_{SR} : 200 m

図.4 マイクロ波(6.5GHz)無線リンクの2リレー時の平均チャンネル容量。(*)は、 L_{IRI} が L_{SI} と同じレベルであることを示し、その条件下では中継局間の干渉が有害な影響を防止できる。

の効果がある。また、 d_{SR} が100mでも200mでもこの傾向は変わらないことがわかる。 L_{SI} が-90dBのとき、 d_{total} が小さいとき、1つのリレーの特性が最も良くなる。この部分については、付録Cでさらに説明する。

performance. We observe that the K-factor for $\mathbf{H}_{RR}$ has almost no effect on the average channel capacity C_a , while L_{SI} has a significant influence on C_a . Though the average channel capacity C_a with the K-factor of 0 for $\mathbf{H}_{SR}$ and $\mathbf{H}_{RD}$ is smaller than that with the K-factor of 10 for $\mathbf{H}_{SR}$ and $\mathbf{H}_{RD}$, there is no change in the tendency of L_{SI} 's influence on C_a . As for the microwave wireless link, from Fig. 2, we can see that in order to obtain better characteristics in IBFD than in HD, the L_{SI} needs to be suppressed to about -70 dB. Regarding the millimeter-wave wireless link, it can be seen that to obtain better characteristics in IBFD than in HD, it is necessary to suppress the L_{SI} to about -80 dB.

Second, we assess the impact of IRI on the average channel capacity for UAV relaying when the UAVs are being replaced. As shown above, IBFD AF relaying for the microwave (6.5 GHz) wireless link requires L_{SI} with an output of -70 dB or less. The relationship between the average channel capacity C_a and the transmission distance d_{total} is obtained with the L_{IRI} as a parameter for the cases where the L_{SI} is fixed at -70 dB and -80 dB. The K-factor for $\mathbf{H}_{SR}$, $\mathbf{H}_{RD}$, and $\mathbf{H}_{RD}$ is 10. The results are shown in Fig. 4. For comparison, the characteristics when there is no IRI (when there is one UAV relay) are shown with a blue dashed line. It can be seen that by suppressing L_{IRI} to the same level as L_{SI} , the adverse effects of interference between relay stations can be prevented. The L_{IRI} that corresponds to this condition is indicated with an asterisk in the legend. It can also be seen that this trend remains the same whether d_{SR} is 100 m or 200 m. When L_{IRI} and L_{SI} have the same values, the performance is slightly better when there are two UAV relays than when there is one. The reason may be that the total transmission power of the UAV relays is doubled when there are two UAV relays.

Next, we discuss the case of IBFD AF relaying for the millimeter-wave (42 GHz) wireless link. As described earlier, IBFD AF relaying requires L_{SI} with an output of -80 dB or less. The relationship between the average channel capacity and the transmission distance is obtained with the L_{IRI} as a parameter for the cases where the L_{SI} is fixed at -80 dB and -90 dB. The results are shown in Fig. 5. For comparison, the characteristics when there is no IRI (when there is one relay station) are shown with a blue dashed line. As in the case of microwave links, it is clear that by suppressing L_{IRI} to the same level as L_{SI} , interference between relay stations can be prevented from having a detrimental

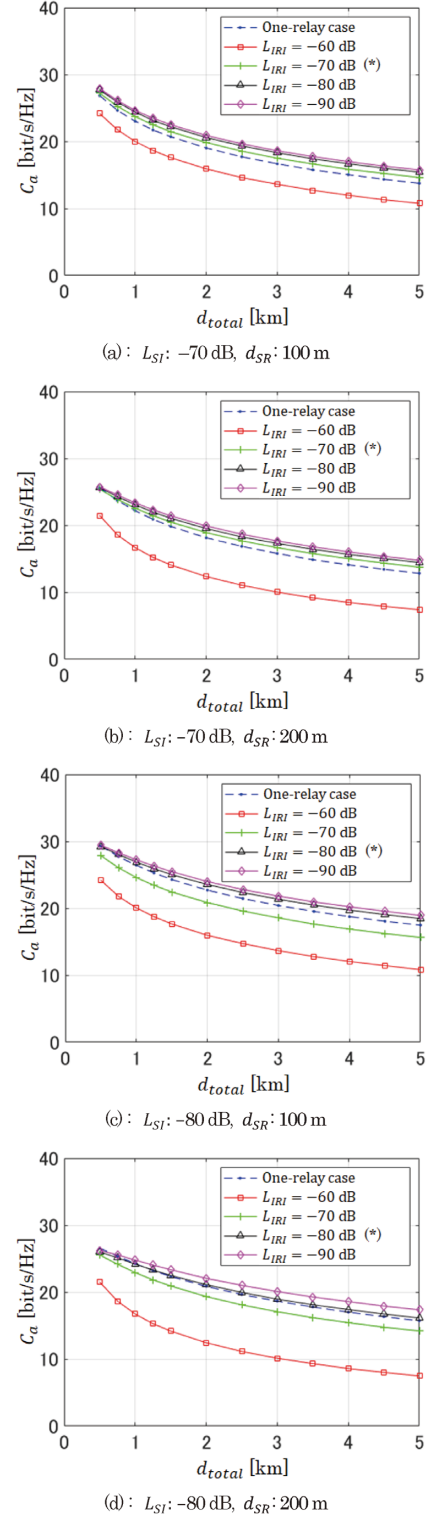


Fig.4 Average channel capacity for the microwave (6.5 GHz) wireless link in the two-relay case. (*) indicates that L_{IRI} is the same level as L_{SI} , in that condition interference between relay stations can be prevented from having a detrimental effect.

effect. It can also be seen that this trend remains the same whether d_{SR} is 100 m or 200 m. When L_{SI} is -90 dB, the characteristics of one relay are best when d_{total} is small. This part is discussed further in Appendix C.

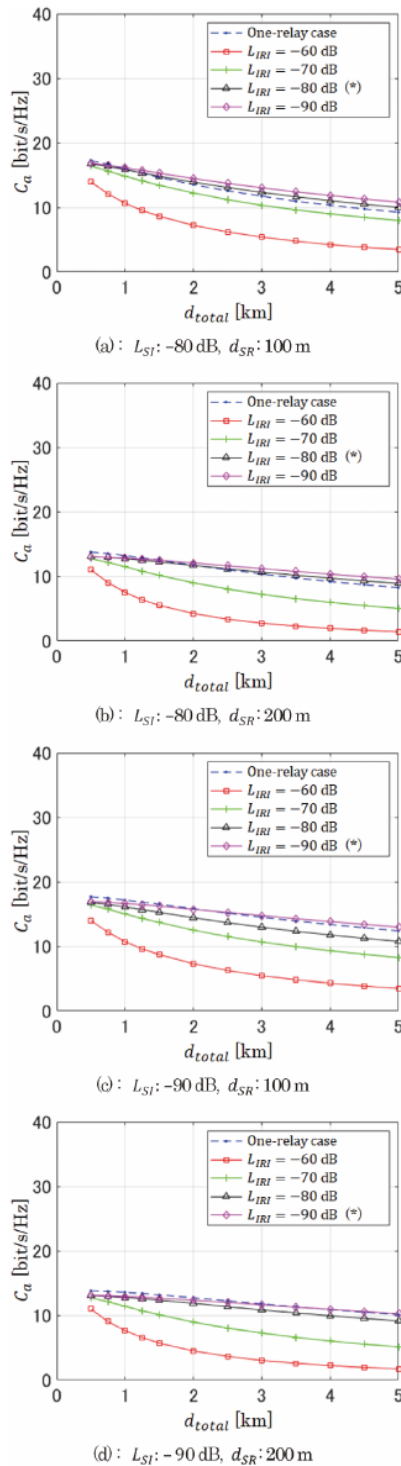


図.5 ミリ波(42GHz)無線リンクの2リレー時の平均チャネル容量。(*)は、 L_{IRI} が L_{SI} と同じレベルであることを示し、その条件下では中継局間の干渉が有害な影響を防止できる。

5 むすび

本論文では、マイクロ波またはミリ波無線リンク用のUAV中継システムの基本的な研究を実施し、送信元と送信先の間の障害物のために信頼性の高い直接リンクを確立することができないTVプログラムの制作を行った。

リレー方式は、帯域内フルデュプレックス(IBFD)方式と増幅・前方(AF)方式をベースに、高い周波数利用効率と低消費電力を活用している。UAVの飛行時間の短さに対する対策として、定期的にUAVのリレーを交換することを提案した。この場合、UAVリレーが置き換えられる際に、ループバック自己干渉(SI)に加えて、リレー間干渉(IRI)が発生する可能性がある。そこで、まずIBFD AF中継において、SIとIRIが存在する場合のチャネル容量を定式化した。この式を用いて、SIとIRIが平均チャネル容量に与える影響をコンピュータシミュレーションにより明らかにした。送信元とUAV中継が小さなアンテナを持ち、宛先が大きなアンテナを持つと仮定した研究では、半二重(HD)中継よりも優れた性能を得るためのガイドラインは、SI L_{SI} の経路損失を、二重偏波MIMOマイクロ波(6.5GHz帯)リンクでは-70dB未満、二重偏波MIMOミリ波(42GHz帯)リンクでは-80dB未満に抑えることである。また、IRIのガイドラインは、 L_{SI} と同程度にIRI L_{IRI} のパスロスを抑制することである。しかし、IRIの存在により残留SIを十分に減衰させることが困難な場合、UAV中継局を交換する際に電波の同時放射を防ぐ対策が必要になる場合がある。

今後の課題としては、実環境における中継局アンテナ(SI、IRI)間の干渉の定量的評価や、干渉キャンセル技術の開発などが挙げられる。ミリ波リンクの場合、 d_{total} が短くても平均チャネル容量が小さく、特に d_{SR} が200mのときは多段中継も考慮しなければならない。また、本研究では平均チャネル容量を考慮したが、伝搬環境の変化速度が遅い場合、チャネル容量が平均チャネル容量を下回る期間が長く存在する可能性がある。したがって、実際の伝搬環境を理解することも必要である。

References

- 1) NBC NEWS: "New Drone Video Captures Scale of Haiti Hurricane Damage" (2016) [Online]. Available: <http://www.nbcnews.com/video/new-drone-video-captures-scale-of-haiti-hurricane-damage-784114243853>
- 2) NHK World Japan: "Heavy rain in northeastern Japan: What's happened so far" (2024) [Online]. Available: <https://www3.nhk.or.jp/nhkworld/en/news/backstories/3485/index.html>
- 3) ITU-R SG6: "Technical parameters, operational characteristics and deployment scenarios of SAB/SAP as utilized in broadcasting", Rep.

【機械翻訳コンテンツの著作権について】

当サイトに掲載されている原著論文の著作権は映像情報メディア学会に帰属します。原著論文および翻訳論文の無断使用は禁止します。引用の際には、必ず原著論文の書誌情報をご記載ください。詳細は映像情報メディア学会著作権規定をご覧ください。

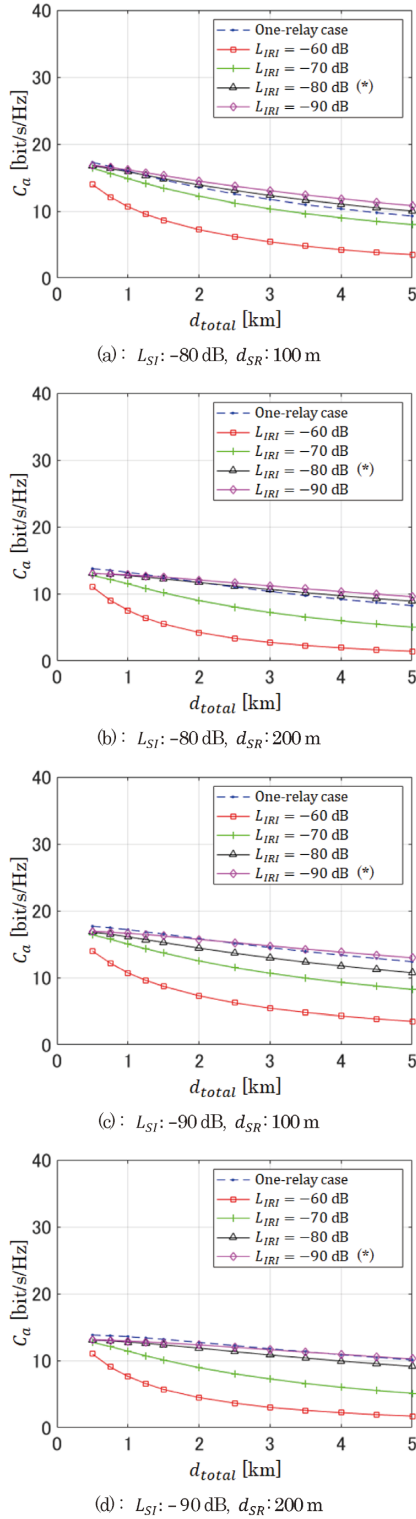


Fig.5 Average channel capacity for the millimeter-wave (42 GHz) wireless link in the two-relay case. (*) indicates that L_{IRI} is the same level as L_{SI} , in that condition interference between relay stations can be prevented from having a detrimental effect.

5. Conclusion

In this paper, we conducted a basic study of a UAV relaying system for microwave or millimeter-wave wireless links in the production of TV program, where a

reliable direct link cannot be established due to obstructions between the source and the destination. The relay method is based on the in-band full-duplex (IBFD) and amplify-and-forward (AF) methods to take advantage of their high frequency utilization efficiency and low power consumption. As a countermeasure to the short flight time of UAVs, we proposed periodically replacing the UAV relays. In this case, inter-relay interference (IRI) may occur in addition to loopback self-interference (SI) when the UAV relays are being replaced. Therefore, we first formulated the channel capacity in the presence of SI and IRI in IBFD AF relaying. Using this formula, the impacts of SI and IRI on the average channel capacity were clarified by computer simulation. In a study assuming that the source and the UAV relays have small antennas and the destination has large antennas, the guideline to obtain a better performance than half-duplex (HD) relaying is to keep the path loss of SI L_{SI} to less than -70 dB for dual-polarized MIMO microwave (6.5-GHz band) links and less than -80 dB for dual-polarized MIMO millimeter wave (42-GHz band) links. Also, the guideline for IRI is to suppress the path loss of IRI L_{IRI} to the same extent as L_{SI} . However, if it is difficult to sufficiently attenuate residual SI due to the presence of IRI, measures may be necessary to prevent simultaneous emission of radio waves when replacing UAV relay stations.

Future challenges include quantitative evaluation of the interference between relay station antennas (SI and IRI) in real-world environments and the development of interference cancellation techniques. In the case of millimeter wave links, the average channel capacity is small even when d_{total} is short, especially when d_{SR} is 200 m, so multi-stage relaying must also be considered. In addition, we considered the average channel capacity in this work, but if the rate of change in the propagation environment is slow, there may be a long period of time during which the channel capacity falls below the average channel capacity. Therefore, it is also necessary to understand the actual propagation environment.

References

- 1) NBC NEWS: "New Drone Video Captures Scale of Haiti Hurricane Damage" (2016) [Online]. Available: <http://www.nbcnews.com/video/new-drone-video-captures-scale-of-haiti-hurricane-damage-784114243853>
- 2) NHK World Japan: "Heavy rain in northeastern Japan: What's happened so far" (2024) [Online]. Available: <https://www3.nhk.or.jp/nhkworld/en/news/backstories/3485/index.html>
- 3) ITU-R SG6: "Technical parameters, operational characteristics and deployment scenarios of SAB/SAP as utilized in broadcasting", Rep.

- 4) G. Liu, F.R. Yu, H. Ji, V.C. M. Leung and X. Li: "In-Band Full-Duplex Relaying: A Survey, Research Issues and Challenges", IEEE Commun. Surveys Tuts., 17, 2, pp.500-524 (2nd Quart., 2015)
- 5) C.D. Nwankwo, L. Zhang, A. Quddus, M.A. Imran and R. Tafazolli: "A survey of self-interference management techniques for single frequency full duplex systems", IEEE Access, 6, pp.30242-30268 (2018)
- 6) K.E. Kolodziej, B.T. Perry and J.S. Herd: "In-Band Full-Duplex Technology: Techniques and Systems Survey", IEEE Trans. Microwave Theory Techn. 67, 7, pp.3025-3041 (2019)
- 7) M. Mohammadi, Z. Mobini, D. Galappaththige and C. Tellambura: "A Comprehensive Survey on Full-Duplex Communication: Current Solutions, Future Trends and Open Issues", IEEE Commun. Surveys Tuts., 25, 4, pp.2190-2244 (4th Quart., 2023)
- 8) B. Smida, A. Sabharwal, G. Fodor, G.C. Alexandropoulos, H.A. Suraweera and C.-B. Chae: "Full-duplex wireless for 6G: Progress brings new opportunities and challenges", IEEE J. Sel. Areas Commun., 41, 9, pp.2729-2750 (2023)
- 9) A. Nagulu, N. Reiskarimian, T. Chen, S. Garikapati, I. Kadota, T. Dinc, S.L. Garimella, M. Kohli, A.S. Levin, G. Zussman and H. Krishnaswamy: "Doubling Down on Wireless Capacity: A Review of Integrated Circuits, Systems and Networks for Full Duplex", Proceedings of the IEEE, 112, 5, pp.405-432 (2024)
- 10) B. Smida, R. Wichman, K.E. Kolodziej, H.A. Suraweera, T. Riihonen, A. Sabharwal: "In-Band Full-Duplex: The Physical Layer", Proceedings of the IEEE, 112, 5, pp.433-462 (2024)
- 11) H. Hamazumi, K. Imamura, N. Iai, K. Shibuya and M. Sasaki: "A study of a loop interference canceller for the relay stations in an SFN for digital terrestrial broadcasting", Proc. IEEE Globecom, 1, pp.167-171 (Dec. 2000)
- 12) T. Riihonen, S. Werner and R. Wichman: "Mitigation of loopback self-interference in full-duplex MIMO relays", IEEE Trans. Signal Process., 59, 12, pp.5983-5993 (2011)
- 13) E. Antonio-Rodríguez, S. Werner, R. López-Valcarce, T. Riihonen and R. Wichman: "Wideband full-duplex MIMO relays with blind adaptive self-interference cancellation", Signal Process., 130, pp.74-85 (2017)
- 14) K. Muranov, M.A. Islam, B. Smida and N. Devroye: "On Deep Learning Assisted Self-Interference Estimation in a Full-Duplex Relay Link", IEEE Wireless Commun. Lett., 10, 12, pp.2762-66 (2021)
- 15) J. Sangiamwong, T. Asai, J. Hagiwara, Y. Okumura and T. Ohya: "Joint multi-filter design for full-duplex MU-MIMO relaying", Proc. IEEE 69th Veh. Technol. Conf., pp.1-5 (2009)
- 16) O. Taghizadeh, S. Stanczak, H. Iimori and G.T. F. De Abreu: "Full-duplex amplify-and-forward MIMO relaying: Design and performance analysis under erroneous CSI and hardware impairments", IEEE Open J. Commun. Soc., 2, pp.1249-1266 (2021)
- 17) I. Krikidis, H.A. Suraweera, S. Yang and K. Berberidis: "Full-duplex relaying over block fading channel: A diversity perspective", IEEE Trans. Wireless Commun., 11, 12, pp.4524-4535, Dec (2012)
- 18) F.-S. Tseng, C.-T. Lin, W.-L. Lin and K.-Y. Chen: "Finite-order filter designs of source and multiple full-duplex relays for cooperative communications in presence of frequency-selective fading and inter-relay interference", IEEE Trans. Commun., 70, 5, pp.3377-3391 (2022)
- 19) C.-T. Lin, F.-S. Tseng and T. C.-Y. Chang: "Finite-Order Space-Time Source and Relay Filter Design for Wideband Full-Duplex MIMO Relaying with MMSE Criterion", IEEE Trans. Commun., 71, 11, pp.6593-6604 (2023)
- 20) P. Yang, X.-G. Xia, Q. Qu, H. Wang and Y. Liu: "A Joint Design for Full-duplex OFDM AF Relay System with Precoded Short Guard Interval", IEEE Trans. Veh. Technol., Early Access, DOI: 10.1109/TVT.2024.3426540 (2024)
- 21) L. Zhu, J. Zhang, Z. Xiao, X. Cao, X.-G. Xia and R. Schober: "Millimeter-wave full-duplex UAV relay: Joint positioning beamforming and power control", IEEE J. Sel. Areas Commun., 38, 9, pp.2057-2073 (2020)
- 22) N. Nomikos, T. Charalambous and R. Wichman: "Bandit-based power control in full-duplex cooperative relay networks", Proc. IEEE Int. Conf. Commun (ICC), pp.1-6 (2021)
- 23) M. Badi, J. Wensowitch, D. Rajan and J. Camp: "Experimentally analyzing diverse antenna placements and orientations for UAV communications", IEEE Trans. Veh. Technol., 69, 12, pp.14989-15004 (2020)
- 24) J. Rodríguez-Piñero, T. Domínguez-Bolaño, X. Cai, Z. Huang and X. Yin: "Air-to-ground channel characterization for low-height UAVs in realistic network deployments", IEEE Trans. Antennas Propag., 69, 2, pp.992-1006 (2021)
- 25) K. Haneda, J. Järveläinen, A. Karttunen and J. Putkonen: "Self-interference channel measurements for in-band full-duplex street-level backhaul relays at 70 GHz", Proc. IEEE PIMRC, pp.199-204 (2018)
- 26) F. Chen, R. Morawski and T. Le-Ngoc: "Self-interference channel characterization for wideband 2x2 MIMO full-duplex transceivers using dual-polarized antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 66, 4, pp.1967-1976 (2018)
- 27) T. Riihonen, S. Werner and R. Wichman: "Comparison of full-duplex and half-duplex modes with a fixed amplify-and-forward relay", Proc. IEEE Wireless Commun. Networking Conf., Apr. 5-8 (2009)
- 28) Z. Shi, S. Ma, F. Hou and K.W. Tam: "Analysis on full duplex amplify-and-forward relay networks under Nakagami fading channels", Proc. of IEEE Global Communications Conference (Globecom) (Dec. 2015)
- 29) Y.Y. Kang and J.H. Cho: "Capacity of MIMO wireless channel with full-duplex amplify-and-forward relay", 2009 IEEE 20th International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications, pp.117-121 (2009)
- 30) A. Almradi, K.A. Hamdi: "Ergodic Capacity Analysis of MIMO Full Duplex Relaying with Imperfect CSI", 2015 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), pp.1-6 (2015)
- 31) Y. Huo, X. Dong, T. Lu, W. Xu and M. Yuen: "Distributed and multilayer UAV networks for next-generation wireless communication and power transfer: A feasibility study", IEEE Internet Things J., 6, 4, pp.7103-7115 (2019)
- 32) ARIB: "Millimeter-Wave Band Portable Digital Transmission System for Ultra High Definition Television Program Contribution", English, ARIB, STD-B43, v3.0-E1 (2022)
- 33) ARIB: "Microwave Band Portable OFDM Digital Transmission System for Ultra High Definition Television Program Contribution", English, ARIB, STD-B71, v1.1-E1 (2021)
- 34) G. Foschini and M. Gans: "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas", Wireless Personal Communications, 6, pp.311-335 (1998)
- 35) M. Mohammadi, B.K. Chalise, H.A. Suraweera, C. Zhong, G. Zheng and I. Krikidis: "Throughput analysis and optimization of wireless-powered multiple antenna full-duplex relay systems", IEEE Trans. Commun., vol. 64, no. 4, pp.1769-1785 (2016)
- 36) H. Suraweera, I. Krikidis, G. Zheng, C. Yuen and P.J. Smith: "Low-complexity end-to-end performance optimization in MIMO full-duplex relay systems", IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 13, no. 2, pp.913-927 (2014)
- 37) P. Lancaster and M. Tismenetsky: "The Theory of Matrices", Academic Press, pp.46 (1985)

付録

A. 動作中のUAVリレーのホットリプレースの可能性

アンテナ指向性の観点から、中継が交換されるときに中継サービスが中断されないようにするために、2つのUAV中継がどの程度離れている必要があるかを推定する。本研究では、ミリ波無線リンクの固定受信時のアンテナ指向性が最も狭くなっている。

- ITU-R BT.2344-3 (Mar. 2023)
- 4) G. Liu, F.R. Yu, H. Ji, V.C. M. Leung and X. Li: "In-Band Full-Duplex Relaying: A Survey, Research Issues and Challenges", *IEEE Commun. Surveys Tuts.*, 17, 2, pp.500-524 (2nd Quart., 2015)
- 5) C.D. Nwankwo, L. Zhang, A. Quddus, M.A. Imran and R. Tafazolli: "A survey of self-interference management techniques for single frequency full duplex systems", *IEEE Access*, 6, pp.30242-30268 (2018)
- 6) K.E. Kolodziej, B.T. Perry and J.S. Herd: "In-Band Full-Duplex Technology: Techniques and Systems Survey", *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.* 67, 7, pp.3025-3041 (2019)
- 7) M. Mohammadi, Z. Mobini, D. Galappaththige and C. Tellambura: "A Comprehensive Survey on Full-Duplex Communication: Current Solutions, Future Trends and Open Issues", *IEEE Commun. Surveys Tuts.*, 25, 4, pp.2190-2244 (4th Quart., 2023)
- 8) B. Smida, A. Sabharwal, G. Fodor, G.C. Alexandropoulos, H.A. Suraweera and C.-B. Chae: "Full-duplex wireless for 6G: Progress brings new opportunities and challenges", *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 41, 9, pp.2729-2750 (2023)
- 9) A. Nagulu, N. Reiskarimian, T. Chen, S. Garikapati, I. Kadota, T. Dinc, S.L. Garimella, M. Kohli, A.S. Levin, G. Zussman and H. Krishnaswamy: "Doubling Down on Wireless Capacity: A Review of Integrated Circuits, Systems and Networks for Full Duplex", *Proceedings of the IEEE*, 112, 5, pp.405-432 (2024)
- 10) B. Smida, R. Wichman, K.E. Kolodziej, H.A. Suraweera, T. Riihonen, A. Sabharwal: "In-Band Full-Duplex: The Physical Layer", *Proceedings of the IEEE*, 112, 5, pp.433-462 (2024)
- 11) H. Hamazumi, K. Imamura, N. Iai, K. Shibuya and M. Sasaki: "A study of a loop interference canceller for the relay stations in an SFN for digital terrestrial broadcasting", *Proc. IEEE Globecom*, 1, pp.167-171 (Dec. 2000)
- 12) T. Riihonen, S. Werner and R. Wichman: "Mitigation of loopback self-interference in full-duplex MIMO relays", *IEEE Trans. Signal Process.*, 59, 12, pp.5983-5993 (2011)
- 13) E. Antonio-Rodríguez, S. Werner, R. López-Valcarce, T. Riihonen and R. Wichman: "Wideband full-duplex MIMO relays with blind adaptive self-interference cancellation", *Signal Process.*, 130, pp.74-85 (2017)
- 14) K. Muranov, M.A. Islam, B. Smida and N. Devroye: "On Deep Learning Assisted Self-Interference Estimation in a Full-Duplex Relay Link", *IEEE Wireless Commun. Lett.*, 10, 12, pp.2762-66 (2021)
- 15) J. Sangiamwong, T. Asai, J. Hagiwara, Y. Okumura and T. Ohya: "Joint multi-filter design for full-duplex MU-MIMO relaying", *Proc. IEEE 69th Veh. Technol. Conf.*, pp.1-5 (2009)
- 16) O. Taghizadeh, S. Stanczak, H. Iimori and G.T. F. De Abreu: "Full-duplex amplify-and-forward MIMO relaying: Design and performance analysis under erroneous CSI and hardware impairments", *IEEE Open J. Commun. Soc.*, 2, pp.1249-1266 (2021)
- 17) I. Krikidis, H.A. Suraweera, S. Yang and K. Berberidis: "Full-duplex relaying over block fading channel: A diversity perspective", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 11, 12, pp.4524-4535, Dec (2012)
- 18) F.-S. Tseng, C.-T. Lin, W.-L. Lin and K.-Y. Chen: "Finite-order filter designs of source and multiple full-duplex relays for cooperative communications in presence of frequency-selective fading and inter-relay interference", *IEEE Trans. Commun.*, 70, 5, pp.3377-3391 (2022)
- 19) C.-T. Lin, F.-S. Tseng and T. C.-Y. Chang: "Finite-Order Space-Time Source and Relay Filter Design for Wideband Full-Duplex MIMO Relaying with MMSE Criterion", *IEEE Trans. Commun.*, 71, 11, pp.6593-6604 (2023)
- 20) P. Yang, X.-G. Xia, Q. Qu, H. Wang and Y. Liu: "A Joint Design for Full-duplex OFDM AF Relay System with Precoded Short Guard Interval", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Early Access, DOI: 10.1109/TVT.2024.3426540 (2024)
- 21) L. Zhu, J. Zhang, Z. Xiao, X. Cao, X.-G. Xia and R. Schober: "Millimeter-wave full-duplex UAV relay: Joint positioning beamforming and power control", *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 38, 9, pp.2057-2073 (2020)
- 22) N. Nomikos, T. Charalambous and R. Wichman: "Bandit-based power control in full-duplex cooperative relay networks", *Proc. IEEE Int. Conf. Commun. (ICC)*, pp.1-6 (2021)
- 23) M. Badi, J. Wensowitch, D. Rajan and J. Camp: "Experimentally analyzing diverse antenna placements and orientations for UAV communications", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 69, 12, pp.14989-15004 (2020)
- 24) J. Rodríguez-Piñero, T. Domínguez-Bolaño, X. Cai, Z. Huang and X. Yin: "Air-to-ground channel characterization for low-height UAVs in realistic network deployments", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 69, 2, pp.992-1006 (2021)
- 25) K. Haneda, J. Järveläinen, A. Karttunen and J. Putkonen: "Self-interference channel measurements for in-band full-duplex street-level backhaul relays at 70 GHz", *Proc. IEEE PIMRC*, pp.199-204 (2018)
- 26) F. Chen, R. Morawski and T. Le-Ngoc: "Self-interference channel characterization for wideband 2x2 MIMO full-duplex transceivers using dual-polarized antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 66, 4, pp.1967-1976 (2018)
- 27) T. Riihonen, S. Werner and R. Wichman: "Comparison of full-duplex and half-duplex modes with a fixed amplify-and-forward relay", *Proc. IEEE Wireless Commun. Networking Conf.*, Apr. 5-8 (2009)
- 28) Z. Shi, S. Ma, F. Hou and K.W. Tam: "Analysis on full duplex amplify-and-forward relay networks under Nakagami fading channels", *Proc. of IEEE Global Communications Conference (Globecom)* (Dec. 2015)
- 29) Y.Y. Kang and J.H. Cho: "Capacity of MIMO wireless channel with full-duplex amplify-and-forward relay", 2009 IEEE 20th International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications, pp.117-121 (2009)
- 30) A. Almradi, K.A. Hamdi: "Ergodic Capacity Analysis of MIMO Full Duplex Relaying with Imperfect CSI", 2015 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), pp.1-6 (2015)
- 31) Y. Huo, X. Dong, T. Lu, W. Xu and M. Yuen: "Distributed and multilayer UAV networks for next-generation wireless communication and power transfer: A feasibility study", *IEEE Internet Things J.*, 6, 4, pp.7103-7115 (2019)
- 32) ARIB: "Millimeter-Wave Band Portable Digital Transmission System for Ultra High Definition Television Program Contribution", English, ARIB, STD-B43, v3.0-E1 (2022)
- 33) ARIB: "Microwave Band Portable OFDM Digital Transmission System for Ultra High Definition Television Program Contribution", English, ARIB, STD-B71, v1.1-E1 (2021)
- 34) G. Foschini and M. Gans: "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas", *Wireless Personal Communications*, 6, pp.311-335 (1998)
- 35) M. Mohammadi, B.K. Chalise, H.A. Suraweera, C. Zhong, G. Zheng and I. Krikidis: "Throughput analysis and optimization of wireless-powered multiple antenna full-duplex relay systems", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 64, no. 4, pp.1769-1785 (2016)
- 36) H.A. Suraweera, I. Krikidis, G. Zheng, C. Yuen and P.J. Smith: "Low-complexity end-to-end performance optimization in MIMO full-duplex relay systems", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 13, no. 2, pp.913-927 (2014)
- 37) P. Lancaster and M. Tismenetsky: "The Theory of Matrices", Academic Press, pp.46 (1985)

Appendix

A. Feasibility of Hot-replacement of Operating UAV Relays

We estimate, from the perspective of antenna directivity, how far apart the two UAV relays need to be to ensure that the relay service is not interrupted when the relays are being replaced. In our study, the antenna directivity of fixed reception of the millimeter wave wireless link is narrowest. As a concrete example, we

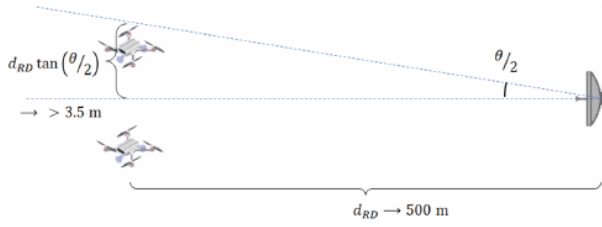


Fig. A1 2つのUAVリレーとパラボラアンテナの関係。

具体的な例として、固定受信のために直径 $D = 60$ cm のパラボラアンテナを使用することを考える。半値幅(3dB角、度) θ は次式で表される。

$$\theta \approx 70\lambda/D, \quad (A1)$$

ここで、 λ は波長である。ミリ波無線リンクでは、 $\theta \sim 0.83$ である。このときのアンテナ利得は約46dBiである。パラボラアンテナと2台のUAV間の距離 d_{RD} が500mの場合、2台のUAVリレーがパラボラアンテナの半値幅内にある条件は、図A1に示すように、パラボラ中心軸から $\pm d_{RD} \tan(\theta/2) \doteq 3.6$ m以内であることである。したがって、リレーが約5m離れて交換されている場合、リレーサービスは中断されないと予想される。

B. デリバティブ。キャパシティの計算式

参考文献34)によれば、送信信号ベクトルがそれぞれガウス分布を持つ統計的に独立した N 個の等電力成分で構成される場合、容量の一般的な基本式は以下ようになる：

$$C_i = \log_2 \left(\frac{\det(\mathbf{R}_s) \cdot \det(\mathbf{R}_y)}{\det(\mathbf{R}_u)} \right), \quad (B1)$$

where

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_u &:= \mathcal{E} \left(\begin{pmatrix} s(i) \\ y(i) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} s(i) \\ y(i) \end{pmatrix}^\dagger \right) \\ &= \mathcal{E} \left(\begin{pmatrix} s(i) \cdot s(i)^\dagger & s(i) \cdot y(i)^\dagger \\ y(i) \cdot s(i)^\dagger & y(i) \cdot y(i)^\dagger \end{pmatrix} \right). \end{aligned} \quad (B2)$$

式(4)、(8)、(9)を式(B2)に代入すると、次のようになる。

$$\mathbf{R}_u = \begin{pmatrix} \mathbf{R}_s & \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{H}^\dagger \\ \mathbf{H} \cdot \mathbf{R}_s & \mathbf{R}_y \end{pmatrix}. \quad (B3)$$

$\det(\mathbf{R}_u)$ を計算するには、参考文献37)の以下の恒等式を用いる)：

$$\det \begin{pmatrix} X & Y \\ Z & W \end{pmatrix} = \det(X) \cdot \det(W - Z \cdot X^{-1} \cdot Y), \quad (B4)$$

これは X が非特異であることを必要とし、 X と W は正方形である必要があるが、同じ大きさである必要はない。式(B3)と式(B4)から、次が得られる。

$$\begin{aligned} \det(\mathbf{R}_u) &= \det(\mathbf{R}_s) \cdot \det(\mathbf{R}_y - \mathbf{H} \cdot \mathbf{R}_s^{-1} \cdot \mathbf{H}^\dagger) \\ &= \det(\mathbf{R}_s) \cdot \det(\mathbf{R}_n), \end{aligned} \quad (B5)$$

ここで、式(11)を用いる。したがって、式(B1)に式(B5)を代入すると

$$\begin{aligned} C_i &= \log_2 \left(\frac{\det(\mathbf{R}_y)}{\det(\mathbf{R}_n)} \right) \\ &= \log_2 \det(\mathbf{R}_y) - \log_2 \det(\mathbf{R}_n) \\ &= \log_2 \left(\det(\mathbf{R}_y) \cdot \det(\mathbf{R}_n^{-1}) \right) \\ &= \log_2 \det(\mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{R}_y). \end{aligned} \quad (b6)$$

C. SIとIRIを用いない二重偏波MIMOリレー、 2×2 MIMOリレー、SISOリレーの容量

ミリ波無線リンクにおいて、SIとIRIが小さい場合に、1リレーの場合が最も良い性能を示す。したがって、SIもIRIもない状況を考える。この問題が二重偏波MIMO中継に特有であるかどうかを判断するために、 2×2 MIMO中継やSISO中継と比較する。さらに、伝搬特性の影響を評価するために、 K ファクターが0の場合との比較を行った。図C1は、 d_{SR} が200mの場合の平均チャネル容量を d_{total} の関数として示したものである。中継を行わない一方方向通信の場合と同様に、 2×2 MIMOでは K ファクターが K ファクター0より性能が良いが、二重偏波MIMOとSISOでは K ファクター0が K ファクター0より性能が良い。これは、二重偏波MIMOとSISOでは、マルチパスリッチチャネルが必ずしも性能向上をもたらさないことを示している。二重偏波MIMOとSISOの場合、0と比較して K ファクターが10の場合のチャネル容量の改善を見ると、1リレーの方が2リレーの場合よりも優れていることがわかる。ミリ波無線リンクのSIとIRIが小さい場合でも、この現象が観察されると予想される。

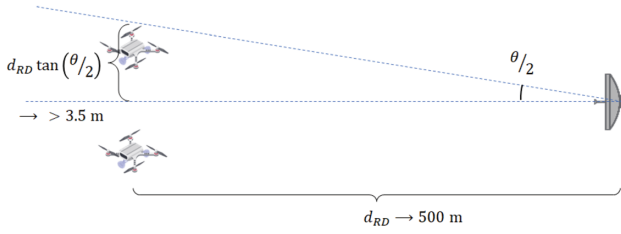


Fig.A1 Relationship of the two UAV relays and the parabolic antenna.

consider using a parabolic antenna with diameter $D = 60$ cm for the fixed reception. The half-power beamwidth (3-dB angle in degrees) θ is expressed as

$$\theta \approx 70\lambda/D, \quad (\text{A1})$$

where λ is the wavelength. In the millimeter wave wireless link, $\theta \approx 0.83$. The antenna gain at this time is approximately 46 dBi. If the distance d_{RD} between the parabolic antenna and the two UAVs is 500 m, the condition for the two UAV relays to be within the half-power beamwidth of the parabolic antenna is that they are within $\pm d_{RD} \tan(\theta/2) \approx 3.6$ m of the parabolic central axis, as shown in Fig. A1. Thus, it is expected that the relay service will not be interrupted when the relays are approximately 5 m apart and are being replaced, as a gain of over 40 dBi can be obtained for both UAV relays.

B. Derivation: Formula for Capacity

According to reference 34), when the transmitted signal vector is composed of N statistically independent equal power components each with a Gaussian distribution, a general basic formula for capacity is as follows:

$$C_i = \log_2 \left(\frac{\det(\mathbf{R}_s) \cdot \det(\mathbf{R}_y)}{\det(\mathbf{R}_u)} \right), \quad (\text{B1})$$

where

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_u &:= \mathcal{E} \left(\begin{pmatrix} s(i) \\ y(i) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} s(i) \\ y(i) \end{pmatrix}^\dagger \right) \\ &= \mathcal{E} \left(\begin{pmatrix} s(i) \cdot s(i)^\dagger & s(i) \cdot y(i)^\dagger \\ y(i) \cdot s(i)^\dagger & y(i) \cdot y(i)^\dagger \end{pmatrix} \right). \end{aligned} \quad (\text{B2})$$

By substituting Eqs. (4), (8), and (9) into Eq. (B2), we obtain

$$\mathbf{R}_u = \begin{pmatrix} \mathbf{R}_s & \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{H}^\dagger \\ \mathbf{H} \cdot \mathbf{R}_s & \mathbf{R}_y \end{pmatrix}. \quad (\text{B3})$$

To calculate $\det(\mathbf{R}_u)$, we use the following identity from reference 37):

$$\det \begin{pmatrix} \mathbf{X} & \mathbf{Y} \\ \mathbf{Z} & \mathbf{W} \end{pmatrix} = \det(\mathbf{X}) \cdot \det(\mathbf{W} - \mathbf{Z} \cdot \mathbf{X}^{-1} \cdot \mathbf{Y}), \quad (\text{B4})$$

which requires that $\mathbf{X}$ be nonsingular, and while $\mathbf{X}$ and $\mathbf{W}$ need to be square, they do not need to be of the same size. From Eqs. (B3) and (B4), we obtain

$$\begin{aligned} \det(\mathbf{R}_u) &= \det(\mathbf{R}_s) \cdot \det(\mathbf{R}_y - \mathbf{H} \cdot \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{H}^\dagger) \\ &= \det(\mathbf{R}_s) \cdot \det(\mathbf{R}_n), \end{aligned} \quad (\text{B5})$$

where we use Eq. (11). Thus, by substituting Eq. (B5) into Eq. (B1),

$$\begin{aligned} C_i &= \log_2 \left(\frac{\det(\mathbf{R}_y)}{\det(\mathbf{R}_n)} \right) \\ &= \log_2 \det(\mathbf{R}_y) - \log_2 \det(\mathbf{R}_n) \\ &= \log_2 (\det(\mathbf{R}_y) \cdot \det(\mathbf{R}_n^{-1})) \\ &= \log_2 \det(\mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{R}_y). \end{aligned} \quad (\text{b6})$$

C. Capacity for Dual-polarized MIMO Relaying, 2×2 MIMO Relaying, and SISO Relaying without SI and IRI

The one-relay case has the best performance when the SI and IRI are small in the millimeter wave wireless links. Thus, we consider a situation where there is no SI and no IRI. To determine if this issue is specific to dual-polarized MIMO relaying, we compare it with 2×2 MIMO relaying and SISO relaying. In addition, to assess the impact of propagation characteristics, a comparison is made with the case where the K-factor is 0. Figure C1 shows the average channel capacity as a function of d_{total} when d_{SR} is 200 m. As in the case of one-way communication without relaying, in 2×2 MIMO, a K-factor of 0 gives a better performance than a K-factor of 10, while in dual-polarized MIMO and SISO, a K-factor of 10 gives a better performance than a K-factor of 0. This indicates that in dual-polarized MIMO and SISO, multipath-rich channels do not necessarily provide a better performance. When looking at the channel capacity improvement for a K factor of 10 compared to 0 in the cases of dual-polarized MIMO and SISO, we observe that the one-relay case is better than the two-relay case. This phenomenon is expected to be observed even when the SI and IRI are small in the millimeter wave wireless links.

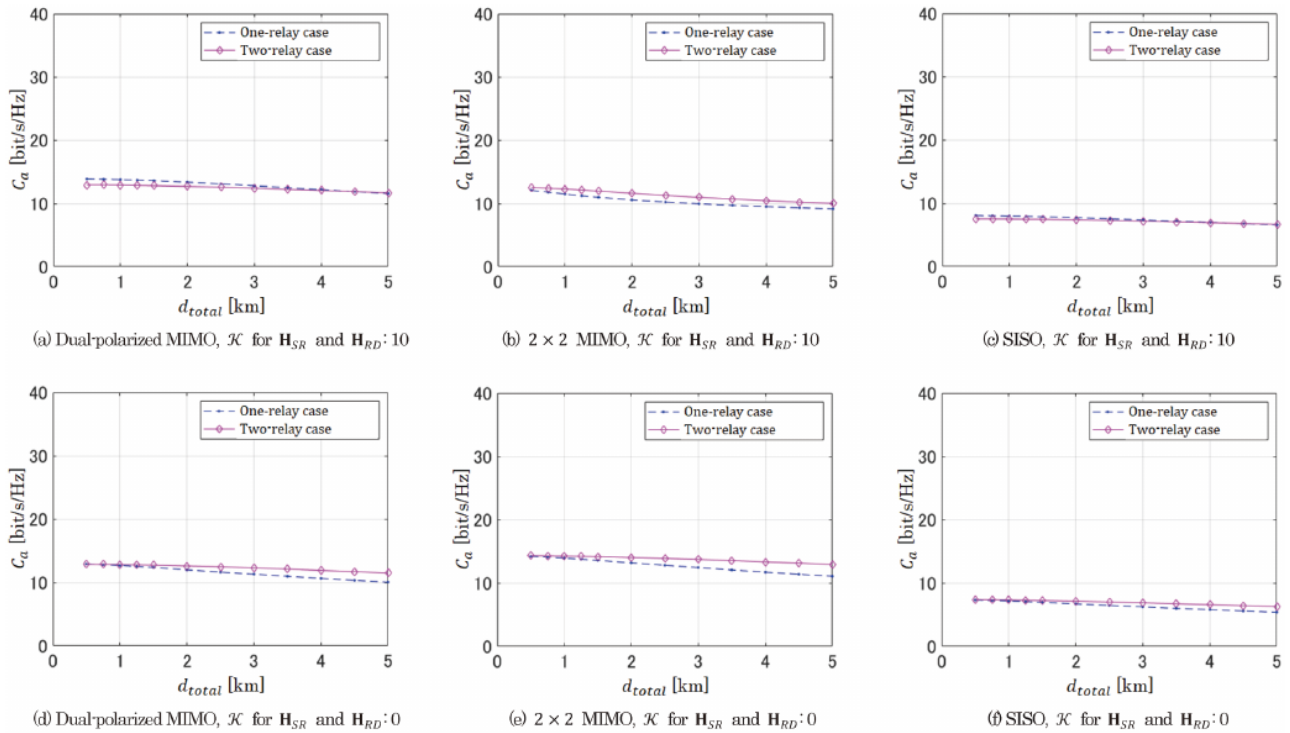


図. C1 SI と IRI を用いないミリ波 (42GHz) 無線リンク中継の平均チャネル容量を d_{total} (d_{SR} : 200 m) の関数として示す。



Takuya Kurakake received B.E. and M.E. degrees from the University of Tokyo, Tokyo, Japan, and a Ph.D. from the University of Electro-Communications, Tokyo, Japan in 1992, 1994, and 2014. He joined Japan Broadcasting Corporation (NHK) in 1994. He has mainly been engaged in the research and development of an optical transmission system for cable television and digital cable television, and a 4K/8K UHDTV program production system using IP-networks. He received the Ichimura Prize in Science in 2005, and the Best Paper of the IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE) 2013 in 2013.



Fumito Ito received B.E. and M.E. degrees from Keio University, Japan, in 2003 and 2005. He joined Japan Broadcasting Corporation (NHK), Tokyo, Japan, in 2005. Since 2013, he has been at NHK Science and Technology Research Laboratories (STRL), where he has been engaged in the research and development of wireless links for program contributions. He is currently a principal research engineer in the Advanced Transmission Systems Research Division of NHK STRL. He is a member of the Institute of Image Information and Television Engineers (ITE).



Takayuki Nakagawa received a B.E. degree from Waseda University in 1995 and joined NHK the same year. Since 2019, he has been with the Science & Technology Research Laboratories, where he is engaged in research on wireless transmission systems of broadcasting programs and program materials.



Fumiya Yamagishi received B.E. and M.E. degrees from the University of Electro-Communications, Tokyo, Japan in 2012 and 2014. He joined Japan Broadcasting Corporation (NHK) in 2014. He has mainly been engaged in the research and development of 4K/8K UHDTV wireless cameras using millimeter waves.



Tsuyoshi Nakatogawa received B.E. and M.E. degrees from Yokohama National University, Kanagawa, Japan, in 1998 and 2000. He joined Japan Broadcasting Corporation (NHK) in 2000. He has mainly been engaged in the research and development of a 4K/8K UHDTV transmission system for professional media program production.

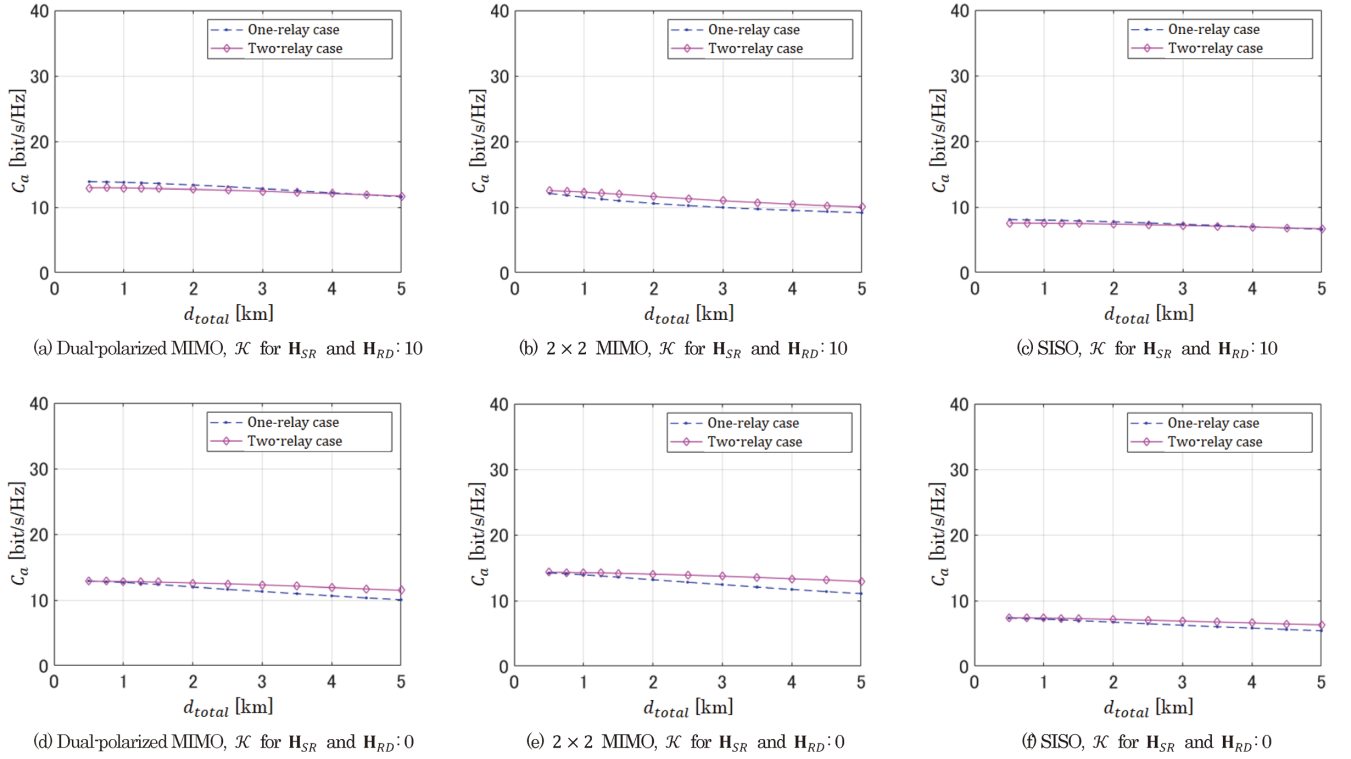


Fig.C1 Average channel capacity for the millimeter-wave (42 GHz) wireless link relaying without SI and IRI as a function of d_{total} (d_{SR} : 200 m).



Takuya Kurakake received B.E. and M.E. degrees from the University of Tokyo, Tokyo, Japan, and a Ph.D. from the University of Electro-Communications, Tokyo, Japan in 1992, 1994, and 2014. He joined Japan Broadcasting Corporation (NHK) in 1994. He has mainly been engaged in the research and development of an optical transmission system for cable television and digital cable television, and a 4K/8K UHD TV program production system using IP-networks. He received the Ichimura Prize in Science in 2005, and the Best Paper of the IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE) 2013 in 2013.



Fumito Ito received B.E. and M.E. degrees from Keio University, Japan, in 2003 and 2005. He joined Japan Broadcasting Corporation (NHK), Tokyo, Japan, in 2005. Since 2013, he has been at NHK Science and Technology Research Laboratories (STRL), where he has been engaged in the research and development of wireless links for program contributions. He is currently a principal research engineer in the Advanced Transmission Systems Research Division of NHK STRL. He is a member of the Institute of Image Information and Television Engineers (ITE).



Takayuki Nakagawa received a B.E. degree from Waseda University in 1995 and joined NHK the same year. Since 2019, he has been with the Science & Technology Research Laboratories, where he is engaged in research on wireless transmission systems of broadcasting programs and program materials.



Fumiya Yamagishi received B.E. and M.E. degrees from the University of Electro-Communications, Tokyo, Japan in 2012 and 2014. He joined Japan Broadcasting Corporation (NHK) in 2014. He has mainly been engaged in the research and development of 4K/8K UHD TV wireless cameras using millimeter waves.



Tsuyoshi Nakatogawa received B.E. and M.E. degrees from Yokohama National University, Kanagawa, Japan, in 1998 and 2000. He joined Japan Broadcasting Corporation (NHK) in 2000. He has mainly been engaged in the research and development of a 4K/8K UHD TV transmission system for professional media program production.