

マルチユーザMIMOにおける理論解析を
用いた伝送効率向上に関する研究

A Study on Transmission Efficiency Improvement through
Theoretical Analysis in Multi-user MIMO

2020年7月

菅沼 碩文

Hirofumi SUGANUMA

博士學位論文

マルチユーザ MIMO における理論解析を
用いた伝送効率向上に関する研究

A Study on Transmission Efficiency Improvement through
Theoretical Analysis in Multi-user MIMO

2020年7月

早稲田大学大学院 基幹理工学研究科
情報理工・情報通信専攻 無線信号処理研究

菅沼 碩文

Hirofumi SUGANUMA

目次

第1章	序論	1
1.1	研究の背景と目的	1
1.2	本論文の構成	7
第2章	MU-MIMO THP の理論システム容量	9
2.1	MU-MIMO THP の動作原理	10
2.2	MU-MIMO THP における modulo loss の問題	14
2.3	modulo loss を考慮した MU-MIMO THP の理論システム容量	15
2.4	特性評価	19
2.5	まとめ	23
第3章	移動端末存在下における MU-MIMO THP の理論システム容量	24
3.1	MU-MIMO における端末移動性の影響	25
3.2	移動端末存在下における MU-MIMO THP の理論システム容量	25
3.2.1	シングルキャリア伝送を適用した場合	25
3.2.2	OFDM 伝送を適用した場合	28
3.3	特性評価	32
3.3.1	シングルキャリア伝送を適用した場合	32
3.3.2	OFDM 伝送を適用した場合	35
3.4	まとめ	38
第4章	MU-MIMO-OFDM における理論システム容量を用いた GI 長制御法	39
4.1	マルチパス遅延の差異に起因した MU-MIMO-OFDM の伝送効率の低下	40
4.2	MU-MIMO の CSI を活用した相関演算による GI 長制御	42
4.3	システム構成	46
4.4	特性評価	48
4.4.1	マルチパス遅延に差異がある場合の各種特性	48
4.4.2	CoMP が適用された場合のシステムレベル特性	55

4.5	まとめ	57
第5章	結論	58
	謝辞	61
	参考文献	62
	研究業績	69

第1章

序論

1.1 研究の背景と目的

2008年以降のスマートフォンやタブレットに代表されるスマートデバイスの普及は、文字によるリテラルコミュニケーションから、写真や動画を中心としたビジュアルコミュニケーションへの発展に拍車をかけ、モバイルサービスの需要は急激に増加し続けている [1]。図 1.1 は、我が国における月間平均モバイルトラフィックの推移を示したものである [2]。同図に示すように、我が国におけるモバイルトラフィックは、年々増加傾向にあり、直近1年では、上りと下りを合わせたトラフィックが約 1.2 倍増大していることがわかる。また、図 1.2 は、世界の IP トラフィックの推移を示したものである [3]。世界のモバイルデータトラフィックは、年平均成長率 (CAGR : Compound Annual Growth Rate) が 46% と固定 IP トラフィックの約 2 倍のペースで増大し、2022 年には、IP トラフィック全体の約 20% となる 77 エクサバイト/月にまで達することが予想されている。このようにモバイルサービスの需要が急激に増加する中、我が国において 2020 年春に商用化された第 5 世代移動通信システム (5G) [1], [4] では、eMBB (Enhanced Mobile Broadband), URLLC (Ultra Reliable and Low Latency Communications) 及び mMTC (Massive Machine Type Communications) といった多様な利用シナリオが想定されており、それらの中でも eMBB では、下り 20 Gbps のピークレートが要求されている [1], [4]–[7]。また、5G より先の第 6 世代移動通信システム (6G) では、テラビット級を実現するモバイルネットワークの更なる高速・大容量化が期待されている [8]。

モバイルネットワークにおいて更なる高速・大容量化を実現するには、複数の送受信アンテナを用いて、同時刻・同一周波数で空間多重伝送を行う MIMO (Multiple-input and Multiple-output) が有効である。図 1.3 は、移動通信システムや無線 LAN における MIMO 技術の変遷を示したものである。2009 年に策定された IEEE 802.11n [9], [10] では、無線 LAN において初めて、送受信局が 1 対 1 で MIMO 伝送を行う SU-MIMO (Single-user

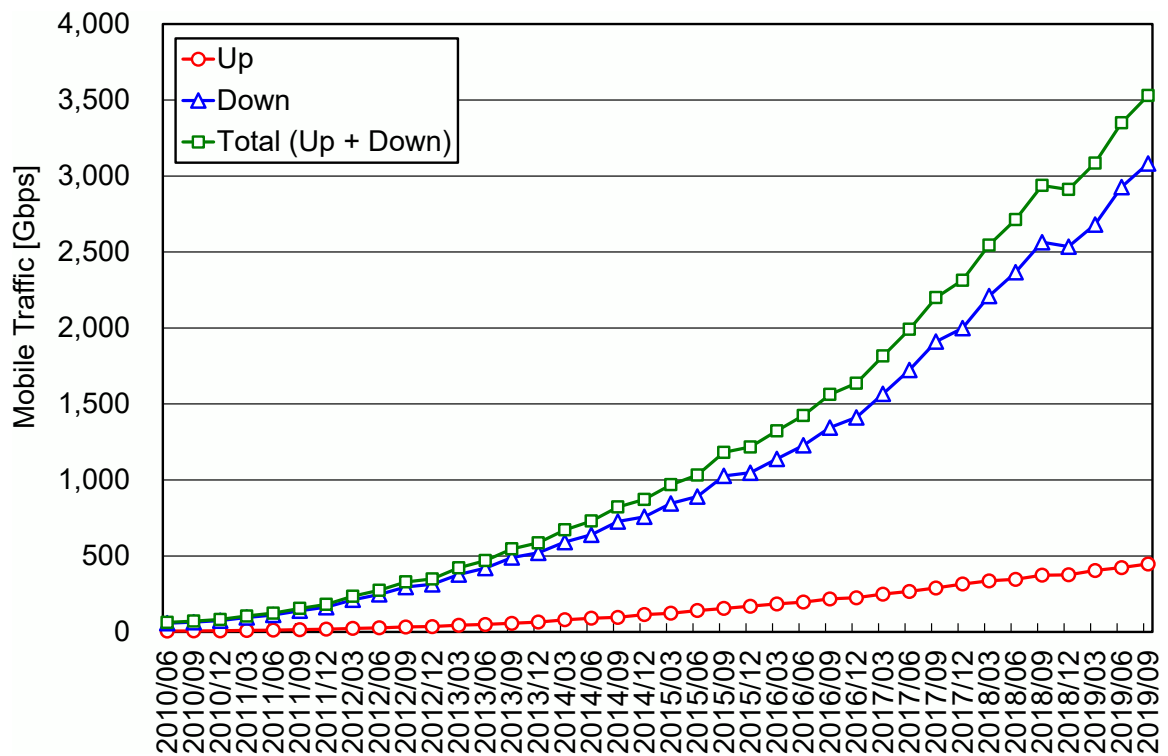


図 1.1 我が国における月間平均モバイルトラフィックの推移 [2]

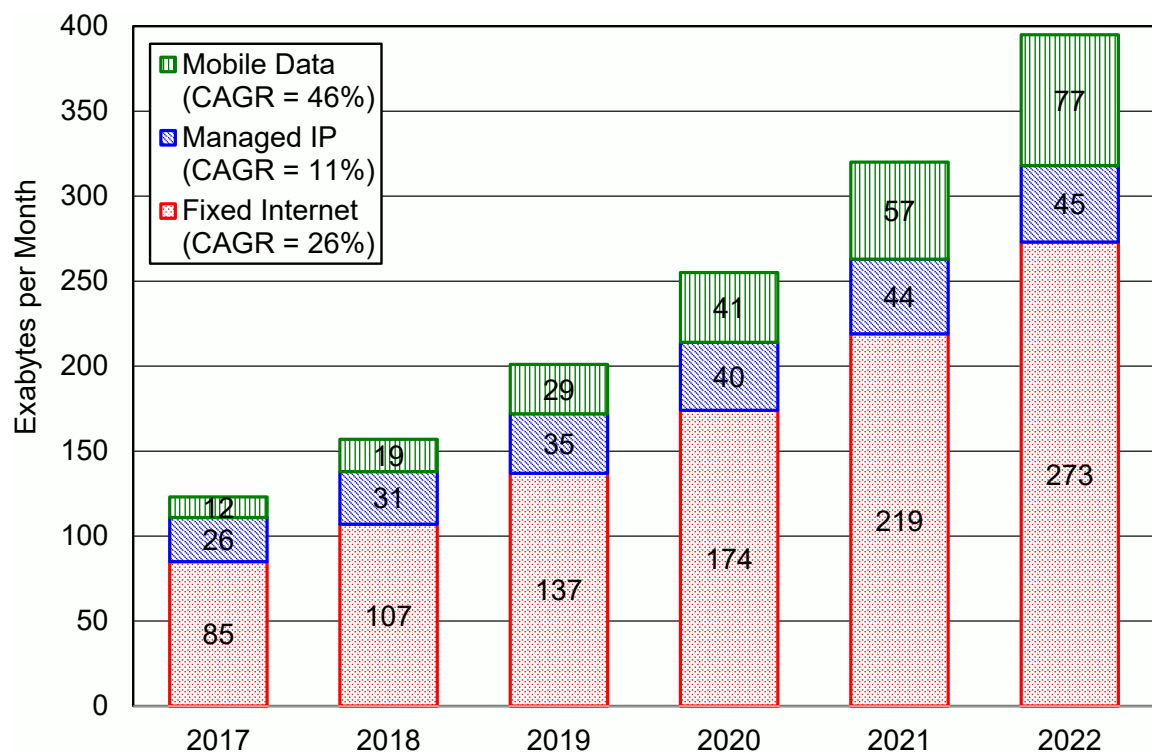


図 1.2 世界の IP トラフィックの推移 [3]

MIMO) [11]–[14] が採用されており、SU-MIMO と複数のチャネルを束ねて使用するチャネルボンディングの併用により、IEEE 802.11a/g において最大 54 Mbps であった伝送速度は、IEEE 802.11n では最大 600 Mbps と大幅に向上された [10]。ところが、SU-MIMO では、一般に小型なユーザ端末 (MS : Mobile Station) が備えられるアンテナ数は少ないことから、空間多重数が制限される問題がある。そこで、近年、基地局 (BS : Base Station) が備える複数の送信アンテナから複数のユーザ端末に対して空間多重伝送を行う MU-MIMO (Multi-user MIMO) が注目を集めている [15]–[17]。MU-MIMO は、ユーザ端末のアンテナ数を抑えつつ大容量化を実現できることから、2010 年に実用化された LTE (3.9G) より導入が図られている [18]。また、無線 LAN においては、2013 年に策定された IEEE 802.11ac ではダウンリンク MU-MIMO のみ [10], [19]、2020 年の IEEE 802.11ax では OFDMA (Orthogonal Frequency-division Multiple Access) とともにアップリンク MU-MIMO が採用され [20]、複数のユーザ端末との同時伝送によるオーバーヘッドの削減により、伝送効率の向上を実現している。また、2014 年に実用化された LTE-Advanced (4G) では、複数の基地局が協調して複数のユーザ端末と送受信を行う基地局間協調制御 (CoMP : Coordinated Multi-point) により、セルエッジにおいて深刻となるセル間干渉の低減がなされている [21]–[23]。更に、MU-MIMO は、アナログビームフォーミングと組み合わせることにより、数十から数百のアンテナ素子を用いた Massive MIMO へ容易に拡張できることから [24]、5G において重要な基盤技術として位置づけられている [7], [25]。今後もモバイルネットワークにおいて、高速・大容量化の要求が高まり続けることを考えると、2030 年に実用化が期待される 6G においても、MU-MIMO は引き続き必要不可欠な基幹技術となり、更なる高度化が求められるものと予想される [4]。

MU-MIMO では、ユーザ端末間の空間直交性を担保すべく、基地局において予め、線形あるいは非線形信号処理に基づくプレコーディングを実行する必要がある。線形プレコーディング (LP : Linear Precoding) [15], [16] は、簡易なプレコーディング法として知られ、既に IEEE 802.11ac [19] や LTE-Advanced [26] 等に適用されているが、受信機側で雑音強調に起因した伝送品質の劣化が生じる問題がある。一方、非線形プレコーディング (NLP : Non-linear Precoding) [27]–[33] は、送信信号に対して摂動ベクトルを付加することにより、雑音強調の影響を抑圧できることから、LP よりも伝送品質を高めることができる。このことから、5G やその先の 6G において、NLP は MU-MIMO の高度化に資する技術として、その適用が大いに期待されている [28], [31]–[34]。NLP の中では、Sphere Encoding を適用した VP (Vector Perturbation) [27], [28] が概ね最良の伝送特性を実現することが知られているが、VP における摂動ベクトルの探索が NP 困難となるため、計算コストの点から問題がある。一方、THP (Tomlinson-Harashima Precoding) [29]–[32] は、modulo 演算に

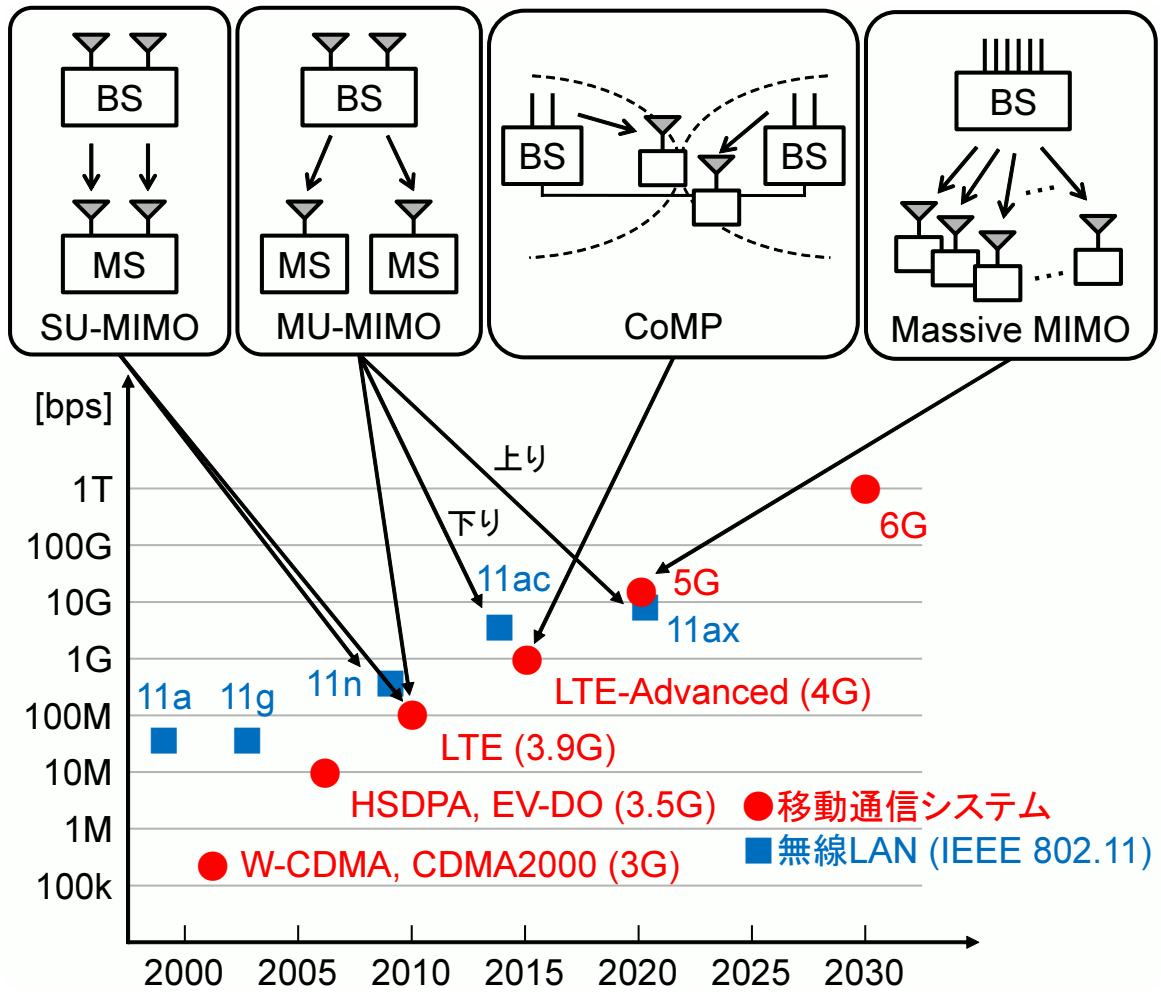


図 1.3 移動通信システムや無線 LAN における MIMO 技術の変遷

より摂動ベクトルを簡易に生成できることから、VPに代表される他のNLPよりも実用的な観点から優れた方式と考えられる。

THPのようなMU-MIMOの高度化に資する新たな方式を導入する際には、広範な適用領域を想定し、定性的な観点だけでなく、定量的な観点から評価し、その有効性を明らかにする必要がある。伝送特性評価のアプローチとしては、計算機シミュレーションと理論解析が挙げられる。計算機シミュレーションによるアプローチは、個々の通信方式やシステムパラメータに対応でき、伝送特性を単に把握するといった観点では確実な方法ではあるものの、多大な計算コストがかかる。一方、理論解析によるアプローチは、複雑なシステムでは適用が困難となるものの、対象とする通信方式の伝送特性を、連続的かつ網羅的に、低計算コストでより客観的に俯瞰できる [35], [36]。したがって、新たな方式に対して、理論解析を積極的に進めれば、様々なシステムパラメータを取り込んだ形で伝送特性評価が可能となり、その適用領域を一早く明確化することができる。

MU-MIMO THPの伝送特性の理論解析としては、これまでに簡易かつ一般的なものとして、AWGN (Additive White Gaussian Noise) チャネルに基づくシャノン容量により、雑音強調の影響のみを考慮して、理論システム容量の解析が行われてきた [29], [30], [37]。しかしながら、本解析法では、雑音の影響により、受信機側の modulo 演算において摂動ベクトルが正しく復元できずに伝送特性が劣化する、THP特有の modulo loss [38], [39] の影響が反映されない問題があった。そこで、本論文ではまず、modulo loss の影響を考慮した MU-MIMO THP のシステム容量を理論的に解析する。提案する解析法は、modulo loss の影響が mod- Λ チャネル [40], [41] として表現できることに着目しており、CNRに関わらず、modulo loss の影響を考慮した理論システム容量の取得が可能となるものと考えられる。更に、提案する解析法を用いて、送受信アンテナ数を変化させたときの MU-MIMO THP の理論システム容量を取得するとともに、それと MU-MIMO LP の理論システム容量との比較を行い、modulo loss の影響を踏まえた上での MU-MIMO THP の有効性を明らかにする。

また、MU-MIMO を移動通信システムへ適用すると、一般に、端末移動性に起因して時間選択性フェージングが発生し、伝送特性が劣化することが想定される [42], [43]、したがって、MU-MIMO THP においても、前述した modulo loss に加えて、端末移動性の影響を考慮した理論システム容量の解析が大いに期待される。しかしながら、筆者の知る限り、端末移動性の影響を考慮した解析は、MU-MIMO LP のみに留まっており [42], [43]、端末移動性が MU-MIMO THP に与える影響を理論解析により明確化することは意義あるものと考えられる。そこで、本論文では、移動端末存在下における MU-MIMO THP のシステム容量についても理論的に解析する。具体的には、まず、シングルキャリア伝送を適

用した MU-MIMO THP を対象として、端末移動性に起因した時間選択性フェージングによって生じるユーザ間干渉 (MUI : Multi-user Interference) の導出を行うとともに、その影響を mod-A チャンネルに基づく THP のシステム容量解析に反映する。更に、近年の移動通信システムでは、ブロードバンド化に伴うマルチパスフェージングの影響を、GI (Guard Interval) の挿入により克服できる OFDM (Orthogonal Frequency-division Multiplexing) 伝送が採用されていることに鑑み [44]–[46]、OFDM 伝送を適用した MU-MIMO THP についても対象として、端末移動性に起因して、MUI に加えて生じるサブキャリア間干渉 (ICI : Inter-carrier Interference) の影響を含めたシステム容量の解析を行う。また、提案する解析法を用いて、シングルキャリア伝送及び OFDM 伝送の各々を適用した場合の MU-MIMO THP の理論システム容量を、正規化最大ドップラー周波数を変化させて取得するとともに、それと MU-MIMO LP の理論システム容量との比較を行い、移動端末存在下における MU-MIMO THP の有効性を明らかにする。

一方、理論解析を確立することにより、個々の通信方式における各種システムパラメータと伝送特性との関係を低計算コストでリアルタイムに把握できることから、それにより、時々刻々と変化する無線伝搬環境に応じた通信方式の切替えが可能となり、伝送効率の向上を図ることができるものと考えられる [35], [36]。図 1.4 は、理論解析を用いた伝送効率向上の概念を示したものである。同図に示すように、理論解析を用いて、伝搬路や CNR (Carrier-to-noise Ratio) 等のシステムパラメータから各通信方式における伝送特性を算定し、常にシステム容量や BER (Bit Error Rate) を尺度とする伝送特性が良好に保持できる通信方式を選択することで、伝送効率の向上が期待できる。

そこで、本論文では、MU-MIMO の伝送効率の向上に向けた理論解析の活用を目的として、MU-MIMO に OFDM 伝送を適用した MU-MIMO-OFDM [46] を採り上げ、理論システム容量に基づき GI 長を制御する方式を提案する。通常、MU-MIMO-OFDM では、複数のユーザ端末へ同時伝送を行うことから、通常、各ユーザ端末のマルチパス遅延を把握するとともに、それらを超える GI 長を選択し、シンボル間干渉 (ISI : Inter-symbol Interference) の回避を行う [10], [47]。したがって、ユーザ端末間でマルチパス遅延に差異が生じると、マルチパス遅延の小さいユーザ端末において実効的にオーバーヘッドが増加し、伝送効率の低下が生じる問題がある。とりわけ、この問題は、セル間干渉を抑圧すべく、MU-MIMO-OFDM に CoMP が適用された場合に、遅延スプレッド [48] だけでなく伝搬遅延時間 [49], [50] も GI 長の設定に影響を与えることから、より一層深刻となる。そこで、本論文では、基地局において全ユーザ端末の伝搬路情報 (CSI : Channel State Information) が取得できるといった MU-MIMO の特長に着目し、各ユーザ端末における信号対干渉及び雑音比 (SINR : Signal-to-interference-plus-noise Ratio) を ISI の影響を受けた信号と元の所望

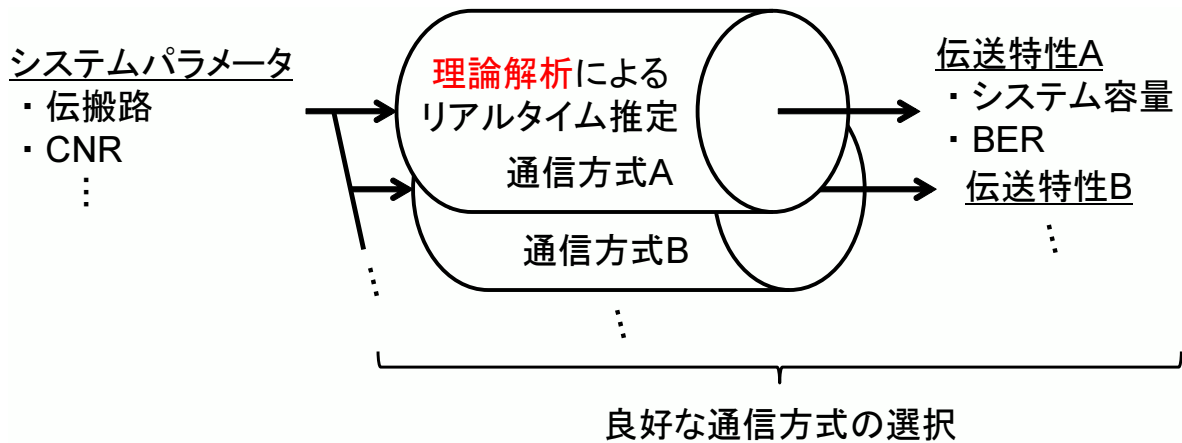


図 1.4 理論解析を用いた伝送効率向上の概念

信号との時間領域における相関演算により理論的に算出する [51] とともに、SINR から得られるシステム容量が最大となるよう GI 長を設定する方式を提案する。更に、提案方式の有効性を、GI 長を全ユーザ端末の最大マルチパス遅延に合わせる通常方式を比較対象にとって、システム容量の観点から計算機シミュレーションにより検証する。

1.2 本論文の構成

本論文は、第 1 章から第 5 章までで構成されている。以下に、各章の概要を説明する。

第 2 章では、MU-MIMO THP 特有の modulo loss を考慮したシステム容量の解析法について述べる。具体的には、まず、MU-MIMO THP の動作原理について概説し、従来のシステム容量解析では modulo loss の影響の反映がなされていない点について指摘するとともに、mod- Λ チャネルに基づき、modulo loss の影響を含めたシステム容量を理論的に解析する。更に、提案する解析法を用いて、送受信アンテナ数を変化させたときの MU-MIMO THP の理論システム容量を取得するとともに、それと MU-MIMO LP の理論システム容量との比較を行い、modulo loss の影響を踏まえた上での MU-MIMO THP の有効性を明らかにする。

第 3 章では、第 2 章の発展として、移動通信システムにおいて通常想定される端末移動性を考慮した MU-MIMO THP のシステム容量を理論的に解析する。具体的には、MU-MIMO における端末移動性の影響について述べるとともに、移動端末存在下における MU-MIMO THP の理論システム容量を、シングルキャリア伝送及び OFDM 伝送の各々を適用した場合を対象として、理論的に解析する。更に、提案する解析法を用いて、正規化最大ドップラー周波数を変化させたときの MU-MIMO THP の理論システム容量を取得するととも

に、それと MU-MIMO LP の理論システム容量との比較を行い、移動端末存在下における MU-MIMO THP の有効性を明らかにする。

第 4 章では、MU-MIMO の伝送効率向上に向けた理論解析の活用といった視点から、MU-MIMO-OFDM を対象とした理論システム容量に基づく GI 長制御法を提案する。具体的には、マルチパス遅延の差異に起因した MU-MIMO-OFDM の伝送効率低下の問題について指摘するとともに、理論システム容量を用いた GI 長制御法を提案し、そのシステム構成について述べる。更に、提案方式の有効性を、GI 長を全ユーザ端末の最大マルチパス遅延に合わせる通常方式を比較対象にとって、計算機シミュレーションにより評価する。

第 5 章では、第 2 章から第 4 章で取得した結果をまとめるとともに、今後の課題について述べる。

第2章

MU-MIMO THPの理論システム容量

MU-MIMO (Multi-user Multiple-input and Multiple-output) では、空間多重伝送を実現すべく、基地局において予め、線形あるいは非線形信号処理に基づくプレコーディングの実行が必須となる。線形プレコーディング (LP : Linear Precoding) [15], [16] は、簡易なプレコーディング法として知られ、既に IEEE 802.11ac [19] や LTE-Advanced [26] 等に適用されているが、受信機側で雑音強調に起因した伝送品質の劣化が生じる問題がある。一方、非線形プレコーディング (NLP : Non-linear Precoding) [27]–[33] は、送信信号に対して摂動ベクトルを付加することにより、雑音強調の影響を抑圧できることから、LP よりも伝送品質を高めることができ、5G やその先の 6G に資する要素技術としても、その適用が大いに期待されている [28], [31]–[34]。NLP の中では、Sphere Encoding を適用した VP (Vector Perturbation) [27], [28] が概ね最良の伝送特性を実現することが知られているが、VP における摂動ベクトルの探索は、NP 困難となり、計算コストの観点から問題がある。一方で、THP (Tomlinson-Harashima Precoding) [29]–[32] は、modulo 演算により摂動ベクトルを簡易に生成できることから、VP に代表される他の非線形プレコーディング手法よりも実用的な観点から優れた方式と考えられる。

このように、THP は LP よりもシステム容量を拡大できる魅力を持ったプレコーディング法であるが、その一方で、低 CNR (Carrier-to-noise Ratio) 環境になると、雑音の影響により、受信機側の modulo 演算において、摂動ベクトルが正しく復元できず、伝送特性が劣化する問題がある。この劣化は modulo loss [38], [39] と呼ばれ、THP ではその影響も含めた伝送特性の評価が極めて重要となる。特に、MU-MIMO THP のシステム容量の理論解析では、これまで雑音強調の影響のみを考慮した AWGN (Additive White Gaussian Noise) チャンネルを想定しており [29], [30], [37]、低 CNR 環境で深刻となる modulo loss の影響が反映されていない問題があった。

本章では、modulo loss の影響を考慮した MU-MIMO THP のシステム容量を理論的に解析する。提案する解析法は、modulo loss の影響が mod- Λ チャンネル [40], [41] として表現

できることに着目しており，CNRに関わらず modulo loss の影響を考慮した理論システム容量の取得が可能となるものと考えられる．

以下，2.1 節と 2.2 節において，MU-MIMO THP の動作原理と modulo loss の問題について述べるとともに，2.3 節において，modulo loss の影響を考慮した理論システム容量の導出を行う．更に，2.4 節において，提案する導出法を用いて，送受信アンテナ数を変化させたときの MU-MIMO THP の理論システム容量を取得するとともに，それと MU-MIMO LP の理論システム容量との比較を行い，modulo loss の影響を踏まえた上での MU-MIMO THP の有効性を明らかにする．

2.1 MU-MIMO THP の動作原理

本節では，modulo loss の影響を考慮した理論システム容量の導出に先立ち，MU-MIMO THP の動作原理について説明する．図 2.1 は，MU-MIMO THP のシステム構成を示したものである．同図において，基地局の送信アンテナ数とユーザ端末数は，それぞれ N_t 及び N_r とし，各ユーザ端末は単一のアンテナを備え，送信ストリーム数 N_r の空間多重伝送を想定している．THP は，フィードフォワード (FF : Feedforward) フィルタ \mathbf{F} 及びフィードバック (FB : Feedback) フィルタ \mathbf{B} により構成され，FF フィルタにおいて，一方向の干渉を許容するプレコーディングを行うとともに，FB フィルタでは，ユーザ端末間の空間直交性を担保すべく，減算すべき一方向の干渉信号の生成を行う．具体的には，対象とするユーザ端末の伝搬路行列 \mathbf{H} に基づき，FF フィルタ \mathbf{F} 及び FB フィルタ \mathbf{B} の導出を行う．

一般に，伝搬路行列 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ は，LQ 分解により，下三角行列 $\mathbf{L} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ とユニタリ行列 $\mathbf{Q} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ に分解することができ，次式のように表される [30]．

$$\mathbf{H} = \mathbf{L}\mathbf{Q} \quad (2.1)$$

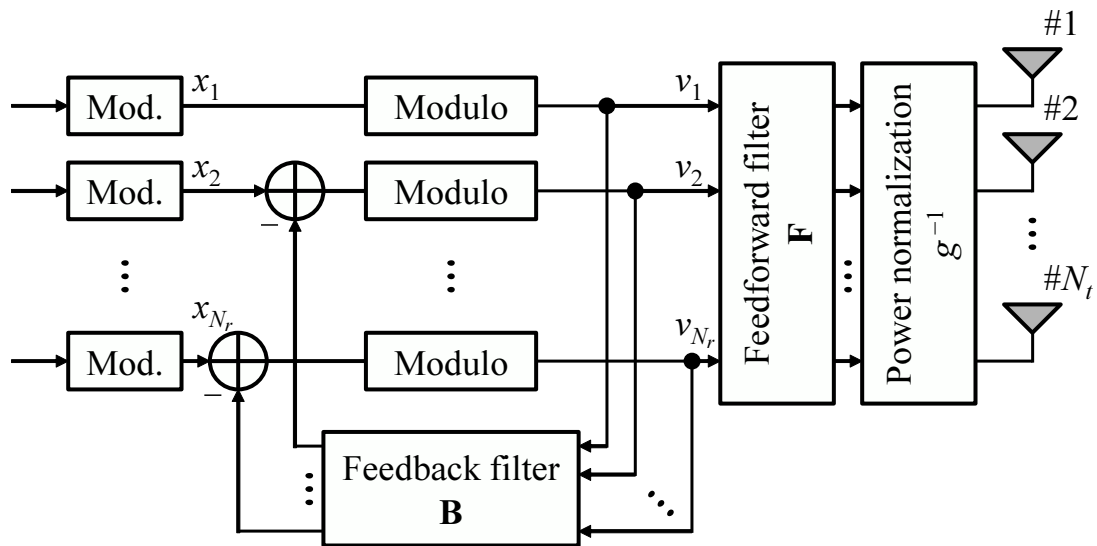
FF フィルタ \mathbf{F} 及び FB フィルタ \mathbf{B} は，式 (2.1) により得られた，下三角行列 \mathbf{L} とユニタリ行列 \mathbf{Q} により表現することができ，プレコーディング規範として Zero-forcing (ZF) を想定すると，次式のように表される．

$$\mathbf{G} = \text{diag}\{L_{11}^{-1}, \dots, L_{N_r N_r}^{-1}\} \quad (2.2)$$

$$\mathbf{F} = \mathbf{Q}^H \mathbf{G} \quad (2.3)$$

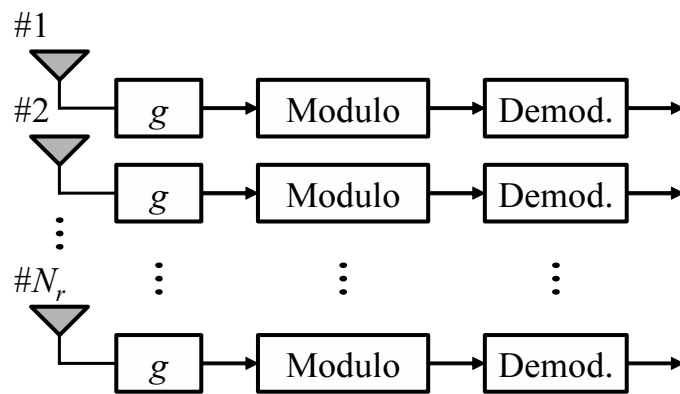
$$\mathbf{B} = \mathbf{H}\mathbf{F} - \mathbf{I} = \mathbf{L}\mathbf{G} - \mathbf{I} \quad (2.4)$$

ただし， L_{ii} は下三角行列 \mathbf{L} の i 番目の対角成分である．



Copyright © 2018 IEEE, [52] Fig. 1(a)

(a) Transmitter



Copyright © 2018 IEEE, [52] Fig. 1(b)

(b) Receiver

図 2.1 MU-MIMO THP のシステム構成

次に、THP 特有の modulo 演算が信号点遷移に与える影響について説明する。図 2.2 は、MU-MIMO THP において信号点が遷移する様子を示したものである。同図に示すように、MU-MIMO THP では、変調信号ベクトル $\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_{N_r}]^T \in \mathbb{C}^{N_r}$ に対して FB フィルタ \mathbf{B} により生成された干渉減算ベクトルが付加されることにより、送信電力の増加が生じることから、それを一定の信号電力に保持すべく、送信信号に対して modulo 演算が施される。このような信号処理は、同図中の (1) の干渉減算ベクトルが含まれた信号に対して、(2) の摂動ベクトルが付加されることで基本領域内に信号が遷移することに相当する。したがって、 i 番目のユーザ端末における modulo 演算が施された送信信号 v_i は、次式で与えられる。

$$v_i = x_i - \sum_{j=1}^{i-1} b_{ij}v_j + \tau z_i \quad (2.5)$$

ただし、 τ 、 z_i 及び b_{ij} は、それぞれ modulo 幅、 i 番目の送信信号に付加される摂動ベクトル、FB フィルタ \mathbf{B} の i 行 j 列目の成分である。ここで、他のプレコーディングと同様に、THP においても送信電力を一定に保持すべく、送信電力の正規化が必須となり、電力正規化係数 g は、次式のように与えられる。

$$g = \sqrt{\frac{\text{tr}(\mathbf{F}\mathbf{C}_v\mathbf{F}^H)}{E_{Tx}}} \quad (2.6)$$

ただし、 E_{Tx} は総送信電力、 $\mathbf{C}_v \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ は modulo 演算が施された送信信号 \mathbf{v} の共分散行列である。

一般に、MU-MIMO THP では伝送特性の更なる向上を図るため、オーダリング処理が施される [54], [55]。図 2.3 は、MU-MIMO THP におけるオーダリング処理の概念を示したものである。同図に示すように、オーダリング処理では、プレコーディングされた信号の信号対雑音比 (SNR : Signal-to-noise Ratio) が最大となるように、ユーザ端末の順番が並び替えられる。ユーザ端末が $\{k_1, k_2, \dots, k_{N_r}\}$ ($1 \leq k_i \leq N_r$) の順に並び替えられるものとする、式 (2.1) の LQ 分解は、次式のように書き換えられる。

$$\mathbf{P}\mathbf{H} = \mathbf{L}\mathbf{Q} \quad (2.7)$$

$$\mathbf{P} = [\mathbf{e}_{k_i}^T]_{i \in \{1, 2, \dots, N_r\}} \quad (2.8)$$

ただし、 $\mathbf{P} \in \{0, 1\}^{N_r \times N_r}$ は置換行列、 $\mathbf{e}_k \in \{0, 1\}^{N_r}$ は k 番目の要素が 1 である単位ベクトルである。式 (2.7) より、式 (2.3) の FF フィルタ \mathbf{F} と式 (2.6) の電力正規化係数 g は、ユーザ端末の順番によって変化することがわかる。

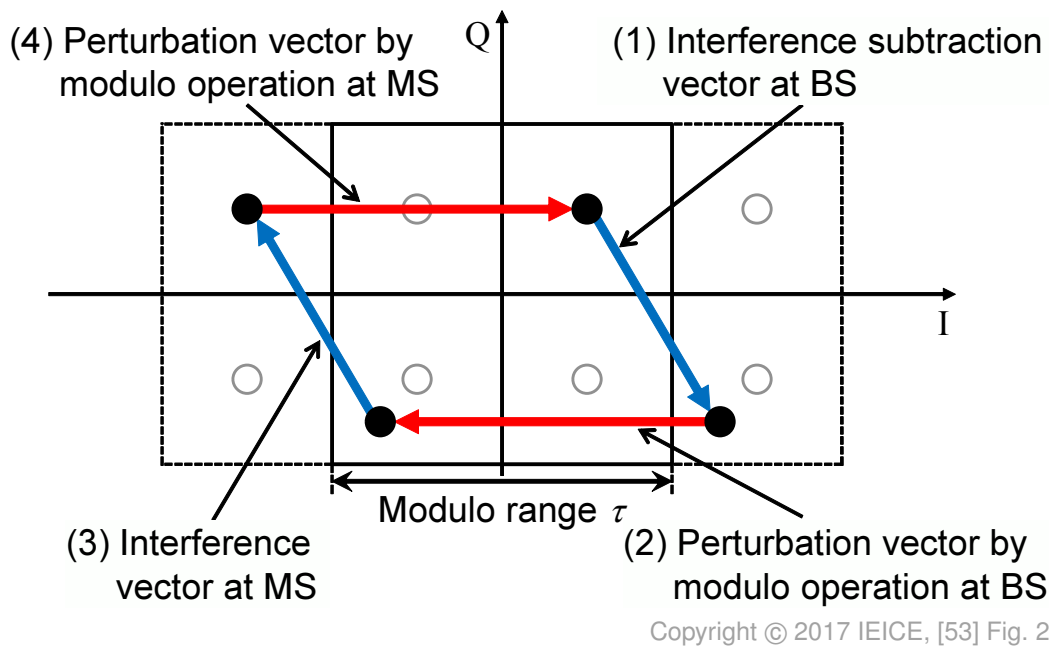


図 2.2 MU-MIMO THP における信号点遷移の様子

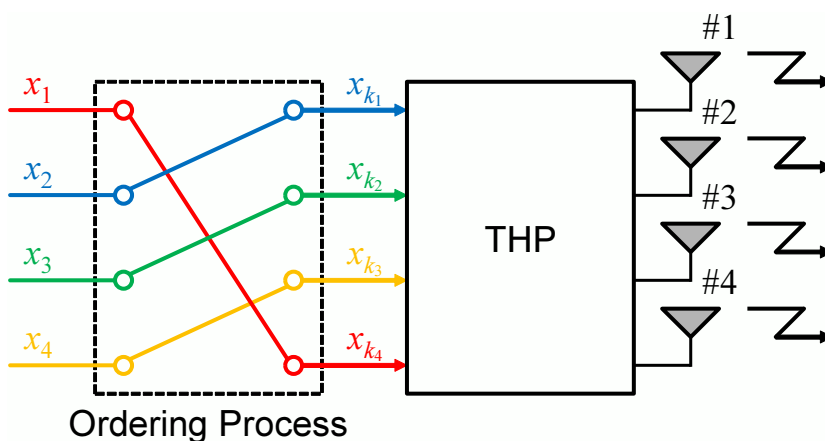


図 2.3 MU-MIMO THP におけるオーダリング処理の概念

MU-MIMO THP における SNR は、次式のように表される。

$$\begin{aligned} \text{SNR} &= \frac{E[\mathbf{x}^H \mathbf{x}]}{E[(\mathbf{g}\mathbf{n})^H \mathbf{g}\mathbf{n}]} \\ &= \frac{\sigma_x^2}{g^2 \sigma_n^2} \\ &= \frac{E_{tx}}{\text{tr}(\mathbf{F}\mathbf{C}_v\mathbf{F}^H)} \cdot \frac{\sigma_x^2}{\sigma_n^2} \end{aligned} \quad (2.9)$$

ただし、 \mathbf{n} は雑音ベクトルであり、 σ_x^2 と σ_n^2 は、それぞれ送信信号電力と雑音電力である。modulo 演算が施された送信信号 v_i が無相関であるものとする、共分散行列 \mathbf{C}_v は対角行列となることから、SNR は $\text{tr}(\mathbf{F}\mathbf{F}^H)$ に関して反比例する。ここで、 $\text{tr}(\mathbf{F}\mathbf{F}^H)$ は次式のように計算できる。

$$\text{tr}(\mathbf{F}\mathbf{F}^H) = \sum_{i=1}^{N_r} L_{ii}^{-2} \quad (2.10)$$

したがって、式 (2.10) の総和が最小となるようにユーザ端末を並び替えることにより、最適な伝送特性を得ることができる。

最適なオーダリング処理を行うには、 $N_r!$ 通りの並び方すべてを探索する必要がある。したがって、ユーザ端末の順番は、実用的には V-BLAST アルゴリズムを用いることにより、次式に示すような準最適な形で決定される [54], [55]。

$$\mathbf{A}^{(i)} = [\mathbf{h}_j]_{j \in \{1, 2, \dots, N_r\} \setminus \{k_l: l < i\}}^+ \quad (2.11)$$

$$k_i = \arg \min_j \|\mathbf{a}_j^{(i)}\|^2 \quad (2.12)$$

ただし、 $[\cdot]^+$ は一般化逆行列であり、 \mathbf{h}_j は \mathbf{H} の j 番目の行ベクトルである。また、 $\mathbf{a}_j^{(i)}$ は $\mathbf{A}^{(i)}$ の列ベクトルであり、添え字 j は、 \mathbf{H} における元々の行番号に対応する。

2.2 MU-MIMO THP における modulo loss の問題

MU-MIMO THP では、雑音の影響により、受信機側の modulo 演算において摂動ベクトルが正しく復元できず、伝送特性が劣化する問題がある。この劣化は、modulo loss と呼ばれる [38], [39]。

図 2.4 は、modulo loss の概念を示したものである。同図に示すように、(3) の電波伝搬に起因した干渉ベクトルによる遷移の後、信号点が雑音により他の領域に遷移すると、(5) のユーザ端末における modulo 演算によって信号点は元の位置に戻らず、modulo loss が

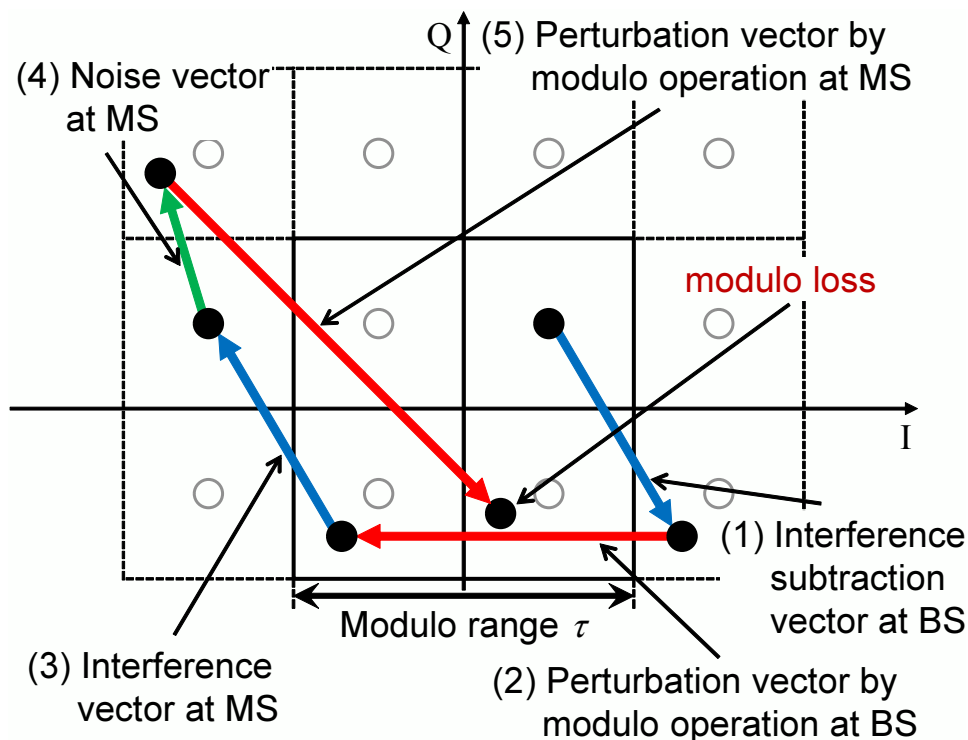


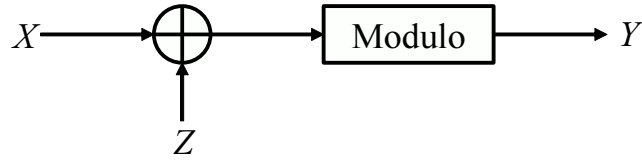
図 2.4 modulo loss の概念

生じる。この THP 特有の modulo loss の問題は、雑音の影響が大きい低 CNR 環境において、特に深刻となる。したがって、MU-MIMO THP の伝送特性の評価では、THP 特有の modulo loss の影響を考慮することが極めて重要となる。

2.3 modulo loss を考慮した MU-MIMO THP の 理論システム容量

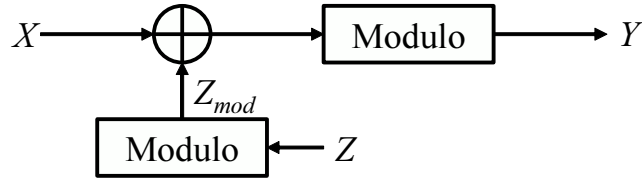
2.2 節で述べたように、MU-MIMO THP では、modulo loss の影響を含めた伝送特性の評価が極めて重要となる。簡易かつ一般的な MU-MIMO THP のシステム容量の解析としては、これまでに AWGN チャネルを想定したシャノン容量に基づき、雑音強調の影響のみを考慮して行われてきた [29], [37]。ここで、AWGN チャネルに基づく MU-MIMO THP のシステム容量は、次式で与えられる。

$$C_{sum} = \sum_{i=1}^{N_r} \log_2 \left(1 + \frac{\sigma_x^2}{g^2 \sigma_n^2} \right) \quad [\text{bps/Hz}] \quad (2.13)$$



Copyright © 2018 IEEE, [56] Fig. 4(a)

(a) mod- Λ チャンネル



Copyright © 2018 IEEE, [56] Fig. 4(b)

(b) Additive Λ -aliased WGN チャンネル

図 2.5 AWGN に modulo 演算を施したチャンネル

ところが，AWGN チャンネルに基づくアプローチは，THP 特有の modulo loss の影響が反映できない問題がある．そこで，本節では，modulo loss の影響を考慮した MU-MIMO THP の理論システム容量を導出する．具体的には，modulo loss の影響が mod- Λ チャンネル [40], [41] として表現できることに着目し，システム容量の理論解析を行うものである．

基地局におけるプレコーディング処理により，完全にフェージングによる歪みが等化され，ユーザ端末間の空間直交性が担保されるものとする．各ユーザ端末から見た MU-MIMO THP の伝搬路は，mod- Λ チャンネル [40], [41] とみなすことができる．図 2.5(a) は，mod- Λ チャンネルを示したものであり，入力 X に対して雑音 Z が付加された後に modulo 演算が施され，出力 Y を得るものである．mod- Λ チャンネルは，同図 (b) に示すように，入力 X に対して modulo 演算が施された雑音 Z_{mod} を付加した後，再び modulo 演算を行う Additive Λ -aliased WGN (White Gaussian Noise) チャンネルと等価となる [40], [41]．

電力正規化係数 g による雑音強調に留意すると，雑音 Z の確率密度関数 (PDF: Probability Density Function) $p_Z(z)$ は，次式のように表される．

$$p_Z(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi g^2 \sigma_n^2}} e^{-\frac{z^2}{2g^2 \sigma_n^2}} \quad (2.14)$$

modulo 演算が施された雑音 Z_{mod} の PDF $p_{Z_{mod}}(z_{mod})$ は，PDF $p_Z(z)$ を modulo 幅 τ の整数倍シフトしたものの基本領域 $[-\tau/2, \tau/2]$ における総和として表される．図 2.6 は，基本領域における雑音の影響を示したものである．同図より，PDF $p_{Z_{mod}}(z_{mod})$ は，次式のように表

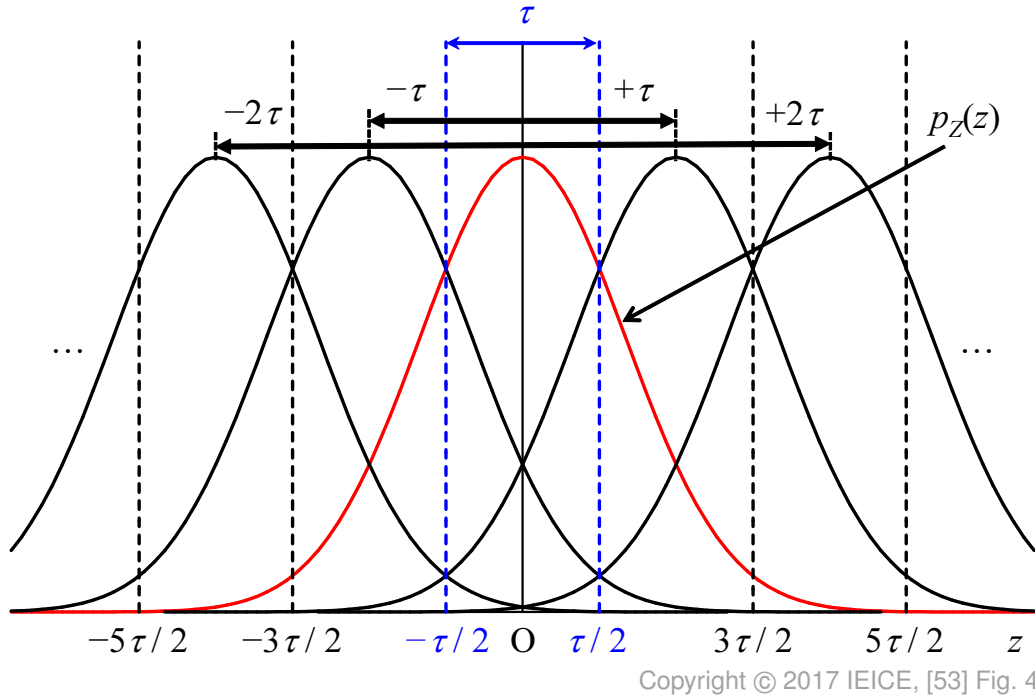


図 2.6 基本領域における雑音の影響

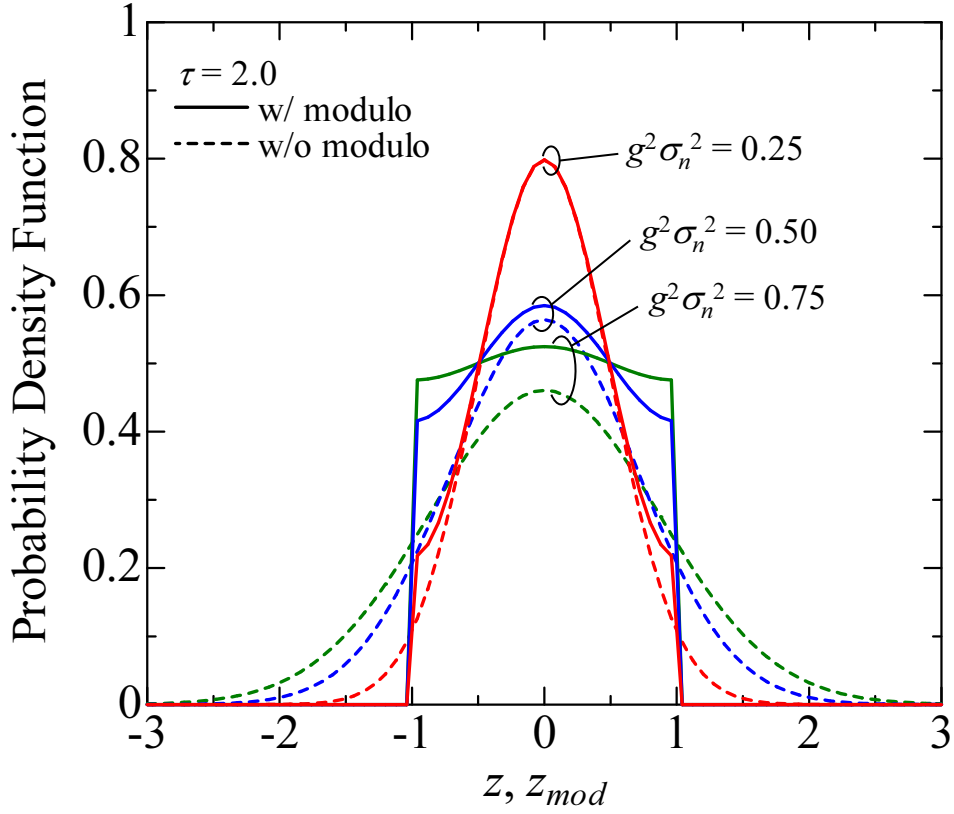
される。

$$p_{Z_{mod}}(z_{mod}) = \begin{cases} \sum_{k=-\infty}^{\infty} p_Z(z_{mod} + k\tau) & \left(-\frac{\tau}{2} < z_{mod} < \frac{\tau}{2}\right) \\ 0 & \text{(otherwise)} \end{cases} \quad (2.15)$$

図 2.7 は、modulo 演算が施された雑音の PDF $p_{Z_{mod}}(z_{mod})$ を示したものである。ここで、同図中には modulo 演算が施されない雑音の確率密度関数 $p_Z(z)$ も併せて示しており、一例として、modulo 幅を $\tau = 2.0$ と設定している。同図より、電力正規化係数 g により強調された雑音の電力 $g^2\sigma_n^2$ が比較的大きい場合、modulo 演算が施された雑音の PDF $p_{Z_{mod}}(z_{mod})$ は、基本領域 $[-\tau/2, \tau/2]$ における一様分布に近づくことがわかる。したがって、低 CNR 環境において modulo 演算が施された雑音は WGN とみなすことができず、mod- Λ チャネルあるいは Additive Λ -aliased WGN チャネルに基づくシステム容量の解析が重要となることがわかる。

mod- Λ チャネルあるいは Additive Λ -aliased WGN チャネルの通信路容量 C は、次式のように表される。

$$C = \max_{p_X(x)} I(X; Y) = \max_{p_X(x)} [H(Y) - H(Y|X)] \quad (2.16)$$



Copyright © 2018 IEEE, [56] Fig. 5

図 2.7 modulo 演算が施された雑音の PDF

ただし, $I(X; Y)$ は入力 X と出力 Y の相互情報量であり, $p_X(x)$ は入力 X の PDF である. ここで, 条件付きエントロピー $H(Y|x)$ は, 次式で与えられる.

$$\begin{aligned}
 H(Y|x) &= - \int_{-\tau/2}^{\tau/2} p'_{Z_{mod}}(y-x) \log_2 p'_{Z_{mod}}(y-x) dy \\
 &= - \int_{-\tau/2}^{\tau/2} p_{Z_{mod}}(z_{mod}) \log_2 p_{Z_{mod}}(z_{mod}) dz_{mod} \\
 &= H(Z_{mod})
 \end{aligned} \tag{2.17}$$

ただし, $p'_{Z_{mod}}(z_{mod})$ は PDF $p_{Z_{mod}}(z_{mod})$ を全領域に拡張した関数であり, 次式で与えられる.

$$p'_{Z_{mod}}(z_{mod}) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} p_Z(z_{mod} + k\tau) \quad (-\infty < z_{mod} < \infty) \tag{2.18}$$

式 (2.17) より, 条件付きエントロピー $H(Y|X)$ は次式で与えられる.

$$H(Y|X) = H(Z_{mod}) \tag{2.19}$$

式 (2.19) より, 条件付きエントロピー $H(Y|X)$ は, 確率密度関数 $p_X(x)$ に依存しないことがわかる. したがって, 式 (2.16) より, 相互情報量 $I(X; Y)$ を最大にするには, エントロピー $H(Y)$ を最大にすればよい. ここで, 出力 Y は modulo 演算により基本領域 $[-\tau/2, \tau/2]$ 上に定義され, Y が区間 $[-\tau/2, \tau/2]$ 上の一様分布に従う場合, エントロピー $H(Y)$ は最大となる. このとき, エントロピー $H(Y)$ は, 次式で与えられる.

$$H(Y) \leq \log_2 \tau \quad (2.20)$$

式 (2.16), 式 (2.19) 及び式 (2.20) より, mod- Λ チャネルの通信路容量 C は, 次式で与えられる [40], [41].

$$\begin{aligned} C &= \log_2 \tau - H(Z_{mod}) \quad [\text{bit/sample}] \\ &= 2W(\log_2 \tau - H(Z_{mod})) \quad [\text{bps}] \\ &= 2(\log_2 \tau - H(Z_{mod})) \quad [\text{bps/Hz}] \end{aligned} \quad (2.21)$$

ただし, W [Hz] は, 帯域幅である.

結局, MU-MIMO THP のシステム容量 C_{sum} は, 次式のように表される.

$$\begin{aligned} C_{sum} &= \sum_{i=1}^{N_r} 2(\log_2 \tau - H(Z_{mod})) \\ &= \sum_{i=1}^{N_r} 2 \left(\log_2 \tau + \int_{-\tau/2}^{\tau/2} p_{Z_{mod}}(z_{mod}) \log_2 p_{Z_{mod}}(z_{mod}) dz_{mod} \right) \quad [\text{bps/Hz}] \end{aligned} \quad (2.22)$$

2.4 特性評価

本節では, modulo loss の影響を考慮した上で MU-MIMO THP の有効性を検証すべく, オーダリング処理を適用しない MU-MIMO THP, オーダリング処理を適用する MU-MIMO THP 及び MU-MIMO LP をシステム容量の観点から比較・評価する. 表 2.1 は, システム諸元を示したものである. 本評価では, 各ユーザ端末が備えるアンテナ素子数を 1 とし, アンテナ間で無相関のレイリーフェージング環境を想定する. また, 伝搬路情報 (CSI : Channel State Information) は完全に推定され, CSI フィードバックにおける誤差は無視するものとする.

図 2.8 は, AWGN チャネル及び mod- Λ チャネルに基づく 8×8 MU-MIMO THP の平均 CNR 対システム容量特性を示したものである. ただし, 同図では, MU-MIMO LP のシステム容量特性も併せて示している. 同図より, AWGN チャネルに基づく MU-MIMO THP

表 2.1 システム諸元

Precoding scheme	THP, LP
Precoding criterion	ZF
Number of BS antenna elements N_t	8, 9, 10, 16, 24, 32
Number of MSs N_r	8, 16, 24, 32
Channel model	Rayleigh fading
Channel estimation	Perfect

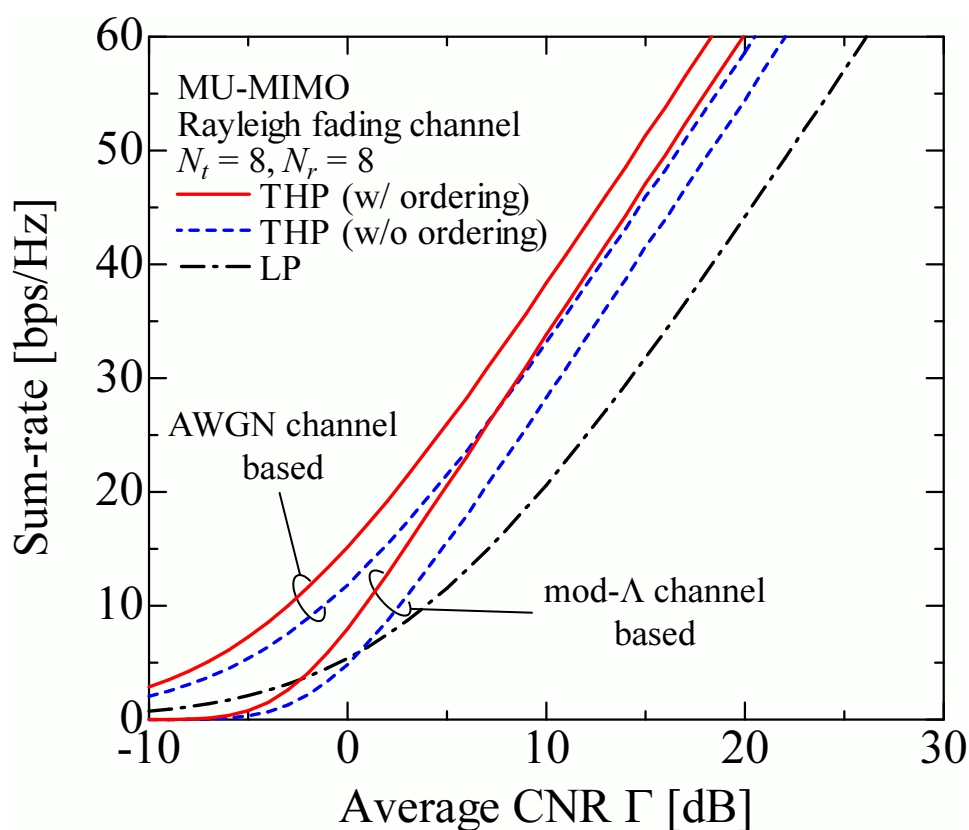


図 2.8 AWGN チャンネルと mod- Λ チャンネルに基づく平均 CNR 対システム容量特性

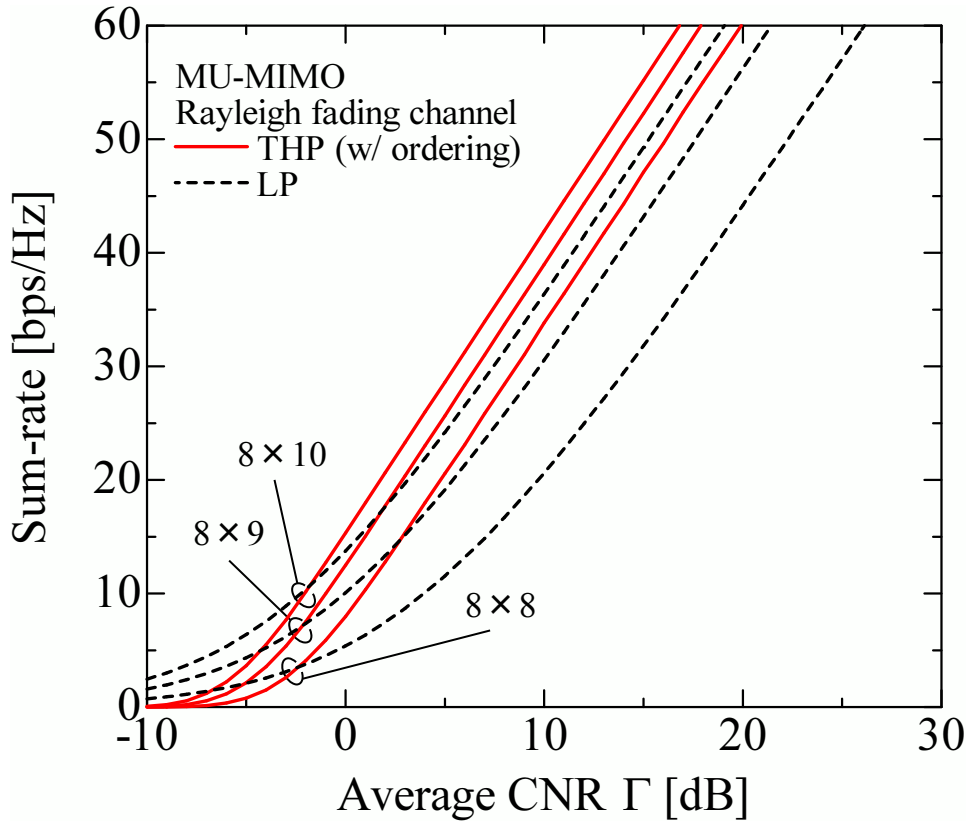


図 2.9 余剰アンテナ数を変化させた場合の平均 CNR 対システム容量特性

のシステム容量特性は、modulo loss の影響が考慮されないため、mod- Λ チャンネルに基づくそれと比較して過大に算出されることがわかる。また、低 CNR 環境では、mod- Λ チャンネルに基づく MU-MIMO THP のシステム容量特性が、MU-MIMO LP のそれと比較して劣化することがわかる。これは、低 CNR 環境における MU-MIMO THP では、modulo loss の影響が深刻となるためである。一方、高 CNR 環境では、MU-MIMO THP のシステム容量特性が MU-MIMO LP のそれと比較して良好となることがわかる。これは、MU-MIMO THP では MU-MIMO LP と比較して、雑音強調を抑圧できることに起因した結果である。更に、オーダリング処理を適用した場合の MU-MIMO THP のシステム容量特性は、オーダリング処理を適用しない場合のそれと比較して良好となることがわかる。

図 2.9 は、余剰アンテナ数を変化させた場合の MU-MIMO の平均 CNR 対システム容量特性を示したものである。ただし、同図中の MU-MIMO THP のシステム容量特性はオーダリング処理を適用した場合のものであり、mod- Λ チャンネルに基づくものとしている。また、ユーザ端末数を $N_r = 8$ と設定し、送信アンテナ数を $N_t = 8, 9, 10$ と変化させている。同図より、送信アンテナ数が大きいほど、低 CNR 環境において、MU-MIMO THP のシステム容量特性が MU-MIMO LP のそれと比較して大幅に劣化することがわかる。また、送

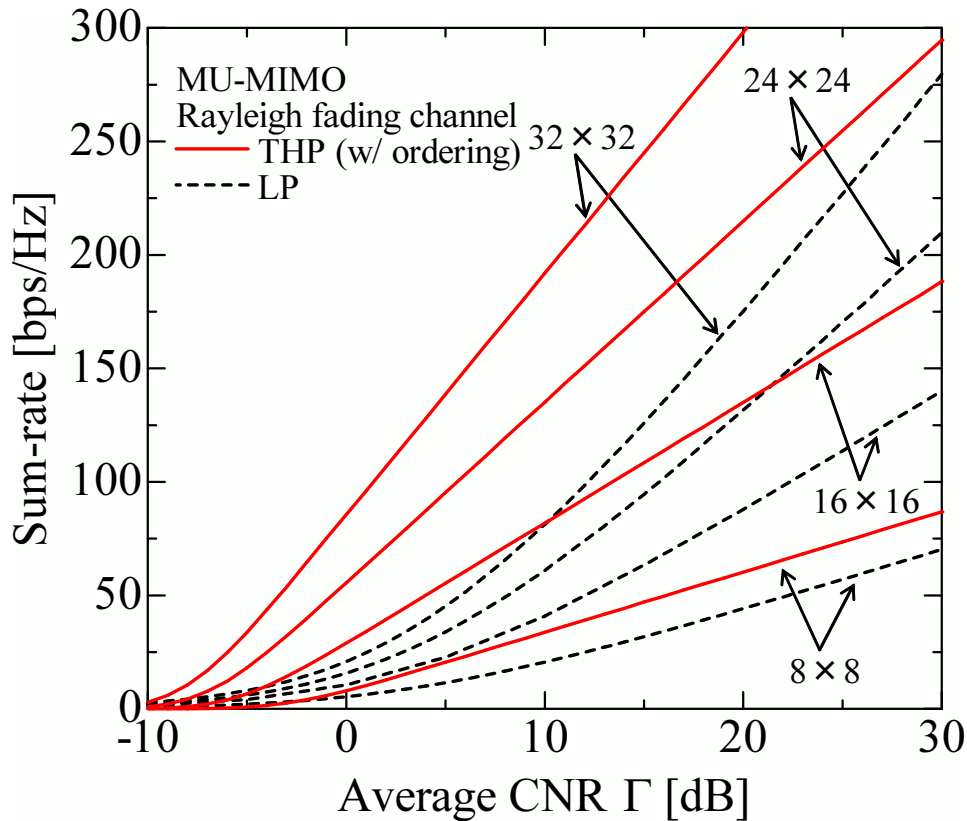


図 2.10 MIMO のアンテナ規模を変化させた場合の平均 CNR 対システム容量特性

信アンテナ数が大きいほど、高 CNR 環境において、MU-MIMO THP と MU-MIMO LP のシステム容量特性の差異が小さくなることがわかる。これは、余剰アンテナによる空間ダイバーシチ効果が大きく、MU-MIMO THP と MU-MIMO LP の雑音強調の大きさに差異がなくなることに起因した結果である。

図 2.10 は、MIMO のアンテナ規模を 8×8 、 16×16 、 24×24 及び 32×32 と変化させた場合の MU-MIMO の平均 CNR 対システム容量特性を示したものである。ただし、同図中の MU-MIMO THP のシステム容量特性は、オーダリング処理を適用した場合のものであり、mod- Λ チャネルに基づくものとしている。同図より、MIMO のアンテナ規模が大きいとき、比較的 CNR が低い場合においても MU-MIMO THP のシステム容量が、MU-MIMO LP のそれと比較して良好となることがわかる。これは、MU-MIMO THP では送受信アンテナ数が大きいほど空間ダイバーシチ効果を獲得することができ、低 CNR 環境においても modulo loss の発生が低減されることに起因した結果である。

2.5 まとめ

本章では、MU-MIMO THP の理論システム容量の解析を行った。提案する解析法では、THP 特有の modulo loss の影響が WGN ではなく mod- Λ チャンネルとなることに着目し、CNR に関わらず modulo loss の影響を踏まえた正確な MU-MIMO THP のシステム容量の算定を行うことができる。特性評価の結果、AWGN チャンネルに基づく簡易なアプローチによる MU-MIMO THP のシステム容量は、modulo loss の影響が考慮されないため、mod- Λ チャンネルに基づくそれと比較して、過大に算出されることがわかった。また、低 CNR 環境では、modulo loss により MU-MIMO THP のシステム容量は MU-MIMO LP のそれと比較して劣化するが、高 CNR 環境や送受信アンテナ数が大きい場合においては、MU-MIMO THP は MU-MIMO LP よりも優れた伝送特性が得られることがわかった。

第3章

移動端末存在下における MU-MIMO THP の理論システム容量

第2章で述べたように、MU-MIMO THP では、雑音の影響により、受信機側の modulo 演算において摂動ベクトルが正しく復元できないことに起因して、伝送特性が劣化する modulo loss が発生することから、modulo loss の影響を含めた伝送特性の評価が重要となる。簡易かつ一般的な MU-MIMO THP のシステム容量の解析としては、これまでに AWGN チャネルを想定したシャノン容量に基づき、雑音強調の影響のみを考慮して行われてきたが、低 CNR 環境で深刻となる modulo loss の影響が反映されない問題があった。そこで、第2章では、modulo loss の影響が mod- Λ チャネル [40], [41] として表現できることに着目し、MU-MIMO THP のシステム容量を導出するとともに、MU-MIMO LP を比較対象にとって、modulo loss の影響を踏まえた上での MU-MIMO THP の有効性を明らかにした。

一方、MU-MIMO を移動通信システムに適用すると、通常、端末移動性に起因して時間選択性フェージングが発生し、伝送特性が劣化することから [42], [43]、MU-MIMO THP においても、modulo loss に加えて、端末移動性の影響を考慮したシステム容量の解析が大いに期待される。しかしながら、筆者の知る限り、端末移動性の影響を考慮した解析は、MU-MIMO LP のみに留まっており [42], [43]、端末移動性が MU-MIMO THP に与える影響を理論解析により明確化することは意義あるものと考えられる。そこで、本章では、第2章の発展として、移動端末存在下における MU-MIMO THP のシステム容量を理論的に解析する。具体的には、まず、シングルキャリア伝送を適用した MU-MIMO THP を対象として、端末移動性に起因した時間選択性フェージングによって生じるユーザ間干渉 (MUI : Multi-user Interference) の導出を行うとともに、その影響を mod- Λ チャネルに基づく THP のシステム容量解析に反映する。更に、近年の移動通信システムでは、ブロードバンド化に伴うマルチパスフェージングの影響をガードインターバル (GI : Guard Interval) の挿入

により克服できる OFDM (Orthogonal Frequency-division Multiplexing) 伝送が採用されている点に鑑み [44]–[46], OFDM 伝送を適用した MU-MIMO THP を対象として, 端末移動性に起因して, MUIに加えて生じるサブキャリア間干渉 (ICI : Inter-carrier Interference) の影響を含めたシステム容量の解析を行う.

以下, 3.1 節において, MU-MIMO における端末移動性の影響について述べるとともに, 3.2 節において, 移動端末存在下における MU-MIMO THP の理論システム容量を, シングルキャリア伝送及び OFDM 伝送の各々を適用した場合を対象として, 理論的に解析する. 更に, 3.3 節において, 提案する解析法を用いて, 正規化最大ドップラー周波数を変化させたときの MU-MIMO THP の理論システム容量を取得するとともに, それと MU-MIMO LP の理論システム容量との比較を行い, 移動端末存在下における MU-MIMO THP の有効性を明らかにする.

3.1 MU-MIMO における端末移動性の影響

図 3.1 は, MU-MIMO における端末移動性の影響を示したものである. 同図に示すように, MU-MIMO では, ユーザ端末が移動することにより時間選択性フェージングが発生し, プレコーディングに用いられる伝搬路情報 (CSI : Channel State Information) と実際の伝搬路との間に誤差が生じる. この誤差により, ユーザ端末間の空間直交性が崩れ, MUI が生じ, 移動するユーザ端末における伝送特性が劣化する. 更に, OFDM 伝送を適用した場合には, 空間領域においてユーザ端末間の直交性が崩れることによる MUIに加えて, 周波数領域においてサブキャリア間の直交性が崩れることに起因した ICI が発生することから, 伝送特性の劣化はより一層深刻となる.

したがって, modulo lossに加えて, 端末移動性の影響を考慮した MU-MIMO THP のシステム容量の解析が大いに期待される.

3.2 移動端末存在下における MU-MIMO THP の 理論システム容量

3.2.1 シングルキャリア伝送を適用した場合

レイリーフェージングを想定すると, l 番目のシンボルにおける, j 番目の送信アンテナと i 番目のユーザ端末間の伝搬路値 $h_{ij,l}$ は, CSI $h_{ij,p}$ を用いて次式のように表される [42],

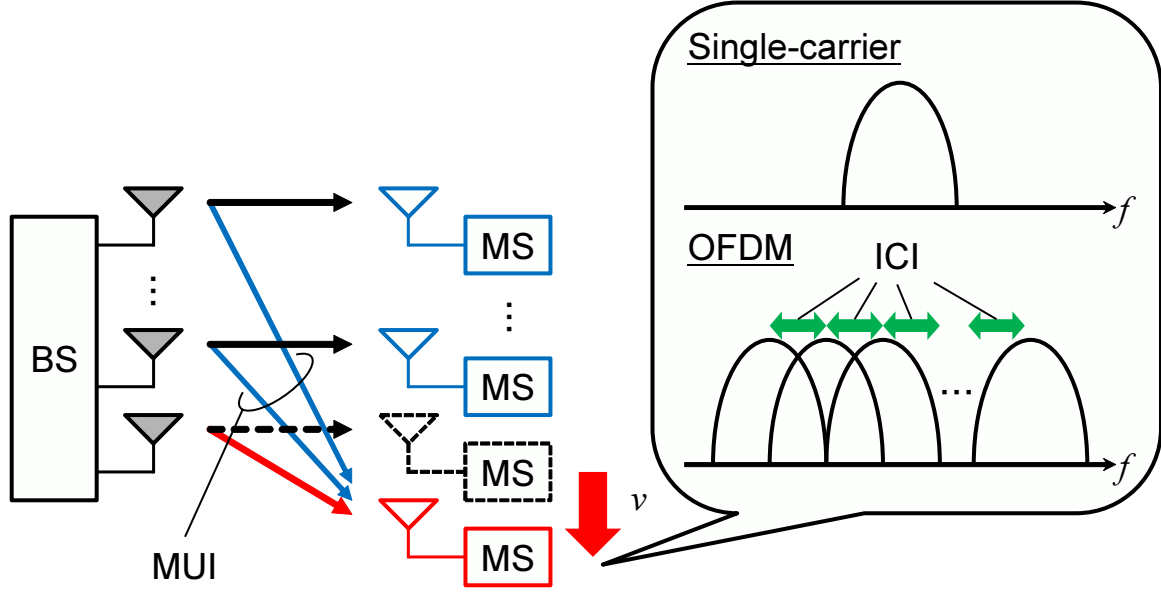


図 3.1 MU-MIMO における端末移動性の影響

[43].

$$h_{ij,l} = k_{i,l}h_{ij,p} + m_{ij,l} \quad (3.1)$$

ただし, $m_{ij,l}$ は無相関伝搬路誤差であり, 平均値 0, 分散 $(1 - k_{i,l}^2)\sigma_h^2$ の複素正規分布に従う. また, $k_{i,l}$ はレイリーフェージング伝搬路の時間相関であり, 次式で与えられる.

$$k_{i,l} = J_0(2\pi f_{D_i} T_s l) \quad (3.2)$$

ただし, $J_0(\cdot)$ は 0 次のベッセル関数であり, $f_{D_i} T_s$ は i 番目のユーザ端末の正規化最大ドップラー周波数である. 式 (3.1) より, 伝搬路行列 $\mathbf{H}_l = [h_{ij,l}] \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ は, 次式のように表される.

$$\mathbf{H}_l = \mathbf{K}_l \mathbf{H}_p + \mathbf{M}_l \quad (3.3)$$

ただし, $\mathbf{K}_l = \text{diag}(k_{1,l}, \dots, k_{N_r,l}) \in \mathbb{R}^{N_r \times N_r}$, $\mathbf{H}_p = [h_{ij,p}] \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ 及び $\mathbf{M}_l = [m_{ij,l}] \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ は, それぞれ時間相関行列, CSI 行列及び無相関伝搬路誤差行列である.

MU-MIMO THP では, l 番目のシンボルにおける受信信号ベクトル $\mathbf{y}_l = [y_{1,l}, \dots, y_{N_r,l}]^T \in \mathbb{C}^{N_r}$ は, 式 (3.3) を用いることにより, 次式のように表される.

$$\mathbf{y}_l = \mathbf{H}_l \mathbf{F} \mathbf{v}_l + \mathbf{g} \mathbf{n}_l$$

$$\begin{aligned}
&= \mathbf{K}_l \mathbf{H}_p \mathbf{F} \mathbf{v}_l + \mathbf{M}_l \mathbf{F} \mathbf{v}_l + \mathbf{g} \mathbf{n}_l \\
&= \mathbf{K}_l \mathbf{x}_l + \mathbf{M}_l \mathbf{F} \mathbf{v}_l + \mathbf{g} \mathbf{n}_l
\end{aligned} \tag{3.4}$$

ただし, $\mathbf{v}_l = [v_{1,l}, \dots, v_{N_r,l}]^T \in \mathbb{C}^{N_r}$, $\mathbf{x}_l = [x_{1,l}, \dots, x_{N_r,l}]^T \in \mathbb{C}^{N_r}$ 及び $\mathbf{n}_l = [n_{1,l}, \dots, n_{N_r,l}]^T \in \mathbb{C}^{N_r}$ は, それぞれ l 番目のシンボルにおける modulo 演算後の送信信号ベクトル, 変調信号ベクトル及び雑音ベクトルである. i 番目のユーザ端末に着目すると, 受信信号 $y_{i,l}$ は, 次のように表される.

$$y_{i,l} = k_{i,l} x_{i,l} + \sum_{q=1}^{N_r} \sum_{j=1}^{N_t} m_{i,j,l} f_{jq} v_{q,l} + g n_{i,l} \tag{3.5}$$

ここで, 式 (3.5) の第 1 項は所望信号成分, 第 2 項は干渉信号成分, 第 3 項は雑音成分である. したがって, 所望信号電力 P_D , 干渉信号電力 P_I 及び雑音電力 P_N は, それぞれ次式で与えられる.

$$\begin{aligned}
P_D &= E[|k_{i,l} x_{i,l}|^2] \\
&= k_{i,l}^2 \sigma_x^2
\end{aligned} \tag{3.6}$$

$$\begin{aligned}
P_I &= E \left[\left| \sum_{q=1}^{N_r} \sum_{j=1}^{N_t} m_{i,j,l} f_{jq} v_{q,l} \right|^2 \right] \\
&= \sum_{q=1}^{N_r} \sum_{j=1}^{N_t} |f_{jq}|^2 (1 - k_{i,l}^2) \sigma_h^2 \sigma_v^2
\end{aligned} \tag{3.7}$$

$$\begin{aligned}
P_N &= E[|g n_{i,l}|^2] \\
&= g^2 \sigma_n^2
\end{aligned} \tag{3.8}$$

ただし, σ_v^2 は, FB フィルタが施された送信信号の電力である.

以上より, i 番目のユーザ端末の l 番目のシンボルにおける信号対干渉及び雑音比 (SINR : Signal to Interference-plus-noise Ratio) $\gamma_{i,l}$ は, 次式で与えられる.

$$\begin{aligned}
\gamma_{i,l} &= \frac{P_D}{P_I + P_N} \\
&= \frac{k_{i,l}^2 \sigma_x^2}{\sum_{q=1}^{N_r} \sum_{j=1}^{N_t} |f_{jq}|^2 (1 - k_{i,l}^2) \sigma_h^2 \sigma_v^2 + g^2 \sigma_n^2}
\end{aligned} \tag{3.9}$$

第 2 章で述べたように, THP 特有の modulo loss の影響を含めたシステム容量は, mod- Λ チャネルに基づき導出することができる. ここで, mod- Λ チャネルの通信路容量は, 次式

で与えられる [40], [41].

$$C = 2(\log_2 \tau - H(Z_{mod})) \quad [\text{bps/Hz}] \quad (3.10)$$

ただし, $H(Z_{mod})$ は, modulo 演算が施された WGN のエントロピーである. したがって, エントロピー $H(Z_{mod})$ を求めるために, modulo 演算が施された WGN の PDF $p_{Z_{mod}}(z_{mod})$ を導出する必要がある.

ここで, 式 (3.7) と式 (3.8) より, WGN の PDF $p_Z(z)$ は, 次式のように表される.

$$p_Z(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi(P_I + P_N)}} e^{-\frac{z^2}{2(P_I + P_N)}} \quad (3.11)$$

modulo 演算が施された WGN の PDF $p_{Z_{mod}}(z_{mod})$ は, PDF $p_Z(z)$ を modulo 幅 τ の整数倍シフトしたものの基本領域 $[-\tau/2, \tau/2]$ における総和として表される. したがって, modulo 演算が施された WGN の PDF $p_{Z_{mod}}(z_{mod})$ は, 次式で与えられる.

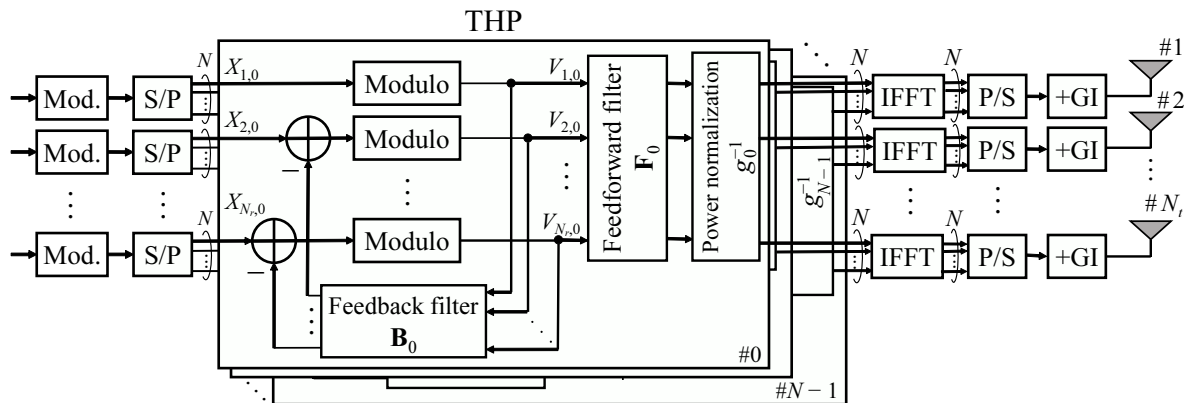
$$p_{Z_{mod}}(z_{mod}) = \begin{cases} \sum_{k=-\infty}^{\infty} p_Z(z_{mod} + k\tau) & \left(-\frac{\tau}{2} < z_{mod} < \frac{\tau}{2}\right) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (3.12)$$

結局, 移動端末存在下の MU-MIMO THP のシステム容量 C_{sum} は, 次式のように表される.

$$\begin{aligned} C_{sum} &= \sum_{i=1}^{N_r} 2(\log_2 \tau - H(Z_{mod})) \\ &= \sum_{i=1}^{N_r} 2 \left(\log_2 \tau + \int_{-\tau/2}^{\tau/2} p_{Z_{mod}}(z_{mod}) \log_2 p_{Z_{mod}}(z_{mod}) dz_{mod} \right) \quad [\text{bps/Hz}] \end{aligned} \quad (3.13)$$

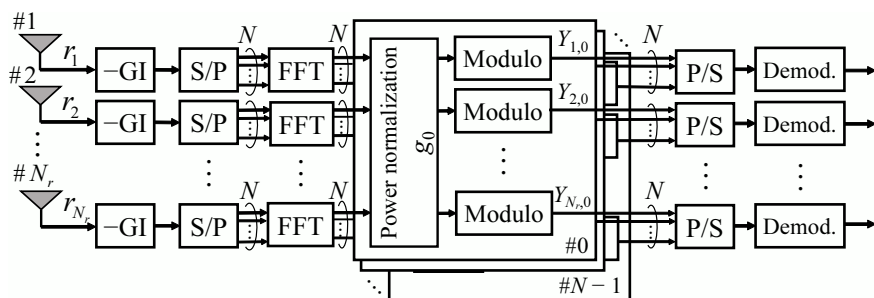
3.2.2 OFDM 伝送を適用した場合

図 3.2 は, MU-MIMO-OFDM THP のシステム構成を示したものである. 同図において, サブキャリア数, 基地局の送信アンテナ数及びユーザ端末数は, それぞれ N , N_t 及び N_r とし, 各ユーザ端末は単一のアンテナを備え, 送信ストリーム数 N_r の空間多重伝送を想定している. MU-MIMO-OFDM THP では, ユーザ端末間の空間直交性を担保すべく, 基地局側において, FF フィルタ $\mathbf{F}_p \in \mathbb{C}^{N_t \times N_r}$ 及び FB フィルタ $\mathbf{B}_p \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ によるプレコーディングがサブキャリア毎に施される. 特に, THP では, FB フィルタにより生成された干渉減算ベクトルが付加されることにより, 送信電力の増加が生じることから, それを一定の信号電力に保持すべく, 送信信号に対して modulo 演算が施される. また, FF フィル



Copyright © 2020 IEICE, [57] Fig. 1

(a) Transmitter



Copyright © 2020 IEICE, [57] Fig. 1

(b) Receiver

図 3.2 MU-MIMO-OFDM THP のシステム構成

タにより、送信電力が変化することから正規化が必須となり、 p 番目のサブキャリアにおける電力正規化係数 g_p は、次式のように与えられる。

$$g_p = \sqrt{\frac{\text{tr}(\mathbf{F}_p \mathbf{C}_{\mathbf{V}_p} \mathbf{F}_p^H)}{N_r \sigma_x^2}} \quad (3.14)$$

ただし、 $\mathbf{C}_{\mathbf{V}_p} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ は modulo 演算が施された送信信号 $\mathbf{V}_p \in \mathbb{C}^{N_r}$ の共分散行列であり、 σ_x^2 は送信信号電力である。プレコーディングが施された信号は、逆高速フーリエ変換 (IFFT : Inverse Fast Fourier Transform) により、シンボル周期 T_s の時間領域 OFDM 信号に変換され、基地局の各送信アンテナから送信される。

レイリーフェージングを想定すると、伝搬路行列 $\mathbf{H}(t, f) \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ は、時間 Δt 前の伝搬路行列 $\mathbf{H}(t - \Delta t, f) \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ と相関があり、次式のように表される [42], [43]。

$$\mathbf{H}(t, f) = \mathbf{K}_{\Delta t} \mathbf{H}(t - \Delta t, f) + \mathbf{M}_{\Delta t} \quad (3.15)$$

ただし, $\mathbf{K}_{\Delta t} = \text{diag}(k_{1,\Delta t}, \dots, k_{N_r, \Delta t}) \in \mathbb{R}^{N_r \times N_r}$ と $\mathbf{M}_{\Delta t} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ は, それぞれ時間相関行列と無相関伝搬路誤差行列である. ここで, $\mathbf{K}_{\Delta t}$ の対角成分は, 次式で与えられる.

$$k_{i,\Delta t} = J_0(2\pi f_{D_i} \Delta t) \quad (3.16)$$

ただし, f_{D_i} は, i 番目のユーザ端末の最大ドップラー周波数である. また, $\mathbf{M}_{\Delta t}$ の各成分は, 平均値 0, 分散 $(1 - k_{i,\Delta t}^2)\sigma_h^2$ の複素正規分布に従う.

CSI とプレコーディングされたデータ信号の送信との間に Δt だけの時間差があるとすると, 時間領域受信信号ベクトル $\mathbf{r}(t) \in \mathbb{C}^{N_r}$ は, 次式のように表される.

$$\begin{aligned} \mathbf{r}(t) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} g_k^{-1} e^{j\frac{2\pi k}{T_s} t} \mathbf{H}(t, k/T_s) \mathbf{F}_k \mathbf{V}_k + \mathbf{z}(t) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} g_k^{-1} e^{j\frac{2\pi k}{T_s} t} (\mathbf{K}_{\Delta t} \mathbf{H}(t - \Delta t, k/T_s) + \mathbf{M}_{\Delta t}) \mathbf{F}_k \mathbf{V}_k + \mathbf{z}(t) \end{aligned} \quad (3.17)$$

ただし, $\mathbf{z}(t) \in \mathbb{C}^{N_r}$ は, 雑音ベクトルである. また, $\mathbf{H}(t - \Delta t, k/T_s)$ は CSI 行列であり, \mathbf{F}_k に整合する.

高速フーリエ変換 (FFT : Fast Fourier Transform) が施された後, p 番目のサブキャリアにおける周波数領域受信信号ベクトル $\mathbf{Y}_p = [Y_{1,p}, \dots, Y_{N_r,p}]^T \in \mathbb{C}^{N_r}$ は, 次式のように表される.

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_p &= g_p \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi p n}{N}} \mathbf{r}\left(n\frac{T_s}{N}\right) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\mathbf{K}_{\Delta t} \mathbf{H}\left(n\frac{T_s}{N} - \Delta t, \frac{p}{T_s}\right) + \mathbf{M}_{\Delta t} \right) \mathbf{F}_p \mathbf{V}_p \\ &\quad + \frac{g_p}{N} \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq p}}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} g_k^{-1} e^{j\frac{2\pi(k-p)n}{N}} \left(\mathbf{K}_{\Delta t} \mathbf{H}\left(n\frac{T_s}{N} - \Delta t, \frac{k}{T_s}\right) + \mathbf{M}_{\Delta t} \right) \mathbf{F}_k \mathbf{V}_k + g_p \mathbf{Z}_p \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\mathbf{K}_{\Delta t} \mathbf{H}\left(n\frac{T_s}{N} - \Delta t, \frac{p}{T_s}\right) \right) \mathbf{F}_p \mathbf{V}_p + \mathbf{M}_{\Delta t} \mathbf{F}_p \mathbf{V}_p \\ &\quad + \frac{g_p}{N} \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq p}}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} g_k^{-1} e^{j\frac{2\pi(k-p)n}{N}} \left(\mathbf{K}_{\Delta t} \mathbf{H}\left(n\frac{T_s}{N} - \Delta t, \frac{k}{T_s}\right) + \mathbf{M}_{\Delta t} \right) \mathbf{F}_k \mathbf{V}_k + g_p \mathbf{Z}_p \\ &= \mathbf{K}_{\Delta t} \mathbf{X}_p + \mathbf{M}_{\Delta t} \mathbf{F}_p \mathbf{V}_p \\ &\quad + \frac{g_p}{N} \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq p}}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} g_k^{-1} e^{j\frac{2\pi(k-p)n}{N}} \left(\mathbf{K}_{\Delta t} \mathbf{H}\left(n\frac{T_s}{N} - \Delta t, \frac{k}{T_s}\right) + \mathbf{M}_{\Delta t} \right) \mathbf{F}_k \mathbf{V}_k + g_p \mathbf{Z}_p \end{aligned} \quad (3.18)$$

ただし、 $\mathbf{X}_p = [X_{1,p}, \dots, X_{N_r,p}]^T \in \mathbb{C}^{N_r}$ と $\mathbf{Z}_p = [Z_{1,p}, \dots, Z_{N_r,p}]^T \in \mathbb{C}^{N_r}$ は、それぞれ p 番目のサブキャリアにおける変調信号ベクトルと雑音ベクトルである。

ここで、 i 番目のユーザ端末に着目すると、受信信号ベクトル $Y_{i,p}$ は、次式のように表される。

$$Y_{i,p} = k_{i,\Delta t} X_{i,p} + \mathbf{m}_{i,\Delta t} \mathbf{F}_p \mathbf{V}_p + \frac{g_p}{N} \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq p}}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} g_k^{-1} e^{j \frac{2\pi(k-p)n}{N}} \left(k_{i,\Delta t} \mathbf{h}_i \left(n \frac{T_s}{N} - \Delta t, \frac{k}{T_s} \right) + \mathbf{m}_{i,\Delta t} \right) \mathbf{F}_k \mathbf{V}_k + g_p Z_{i,p} \quad (3.19)$$

ただし、 $\mathbf{m}_{i,\Delta t}$ と $\mathbf{h}_i(\cdot, \cdot)$ は、それぞれ $\mathbf{M}_{\Delta t}$ と $\mathbf{H}(\cdot, \cdot)$ の i 番目の行ベクトルである。式(3.19)より、受信信号 $Y_{i,p}$ は所望信号成分、MUI成分、ICI成分及び雑音成分により構成されることがわかり、各成分の電力は次式のように計算できる。

$$P_D = E[|k_{i,\Delta t} X_{i,p}|^2] = k_{i,\Delta t}^2 \sigma_x^2 \quad (3.20)$$

$$P_{MUI} = E[|\mathbf{m}_{i,\Delta t} \mathbf{F}_p \mathbf{V}_p|^2] = \text{tr}(\mathbf{F}_p \mathbf{F}_p^H) (1 - k_{i,\Delta t}^2) \sigma_h^2 \sigma_v^2 \quad (3.21)$$

$$P_{ICI} = E \left[\left| \frac{g_p}{N} \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq p}}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} g_k^{-1} e^{j \frac{2\pi(k-p)n}{N}} \left(k_{i,\Delta t} \mathbf{h}_i \left(n \frac{T_s}{N} - \Delta t, \frac{k}{T_s} \right) + \mathbf{m}_{i,\Delta t} \right) \mathbf{F}_k \mathbf{V}_k \right|^2 \right] \\ = \frac{g_p^2 k_{i,\Delta t}^2 N_r \sigma_h^2 \sigma_x^2}{N^2} \left[N(N-1) - 2 \sum_{n=1}^{N-1} (N-n) J_0 \left(2\pi f_{D_i} \frac{T_s}{N} n \right) \right] \quad (3.22)$$

$$P_N = E[|g_p Z_{i,p}|^2] = g_p^2 \sigma_n^2 \quad (3.23)$$

ただし、 σ_v^2 と σ_n^2 は、それぞれ modulo 演算後の送信信号電力と雑音電力である。

以上より、 i 番目のユーザ端末の p 番目のサブキャリアにおける SINR $\gamma_{i,p,\Delta t}$ は、次式で与えられる。

$$\gamma_{i,p,\Delta t} = \frac{P_D}{P_{MUI} + P_{ICI} + P_N} \quad (3.24)$$

結局、移動端末存在下における MU-MIMO-OFDM THP のシステム容量は、mod- Λ チャネルに基づく理論解析により、次式のように表される。

$$C_{sum} = \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} \sum_{i=1}^{N_r} 2 \left(\log_2 \tau + \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} p(z_{mod}) \log_2 p(z_{mod}) dz_{mod} \right) \quad [\text{bps/Hz}] \quad (3.25)$$

$$p(z_{mod}) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi(P_{MUI} + P_{ICI} + P_N)}} \exp \left(-\frac{(z_{mod} + l\tau)^2}{2(P_{MUI} + P_{ICI} + P_N)} \right) \quad (3.26)$$

3.3 特性評価

3.3.1 シングルキャリア伝送を適用した場合

本項では、SINR とシステム容量の観点から、シングルキャリア伝送を適用した MU-MIMO THP と LP を比較し、移動端末存在下の MU-MIMO THP の有効性を検証する。表 3.1 は、システム諸元を示したものである。本評価では、各ユーザ端末が備えるアンテナ素子数を 1 とし、アンテナ間で無相関のレイリーフェージング環境を想定する。また、CSI は完全に推定され、CSI フィードバックにおける誤差や遅延は無視するものとする。

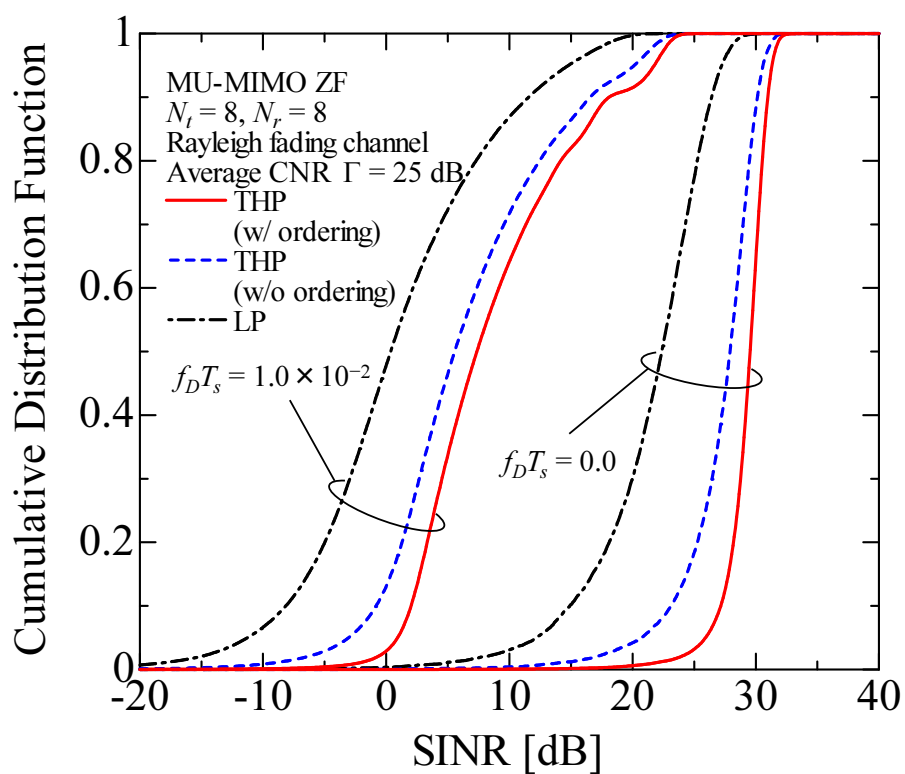
図 3.3 は、正規化最大ドップラー周波数 $f_D T_s$ を変化させたときの 8×8 MU-MIMO の SINR の累積分布関数 (CDF : Cumulative Distribution Function) を示したものである。ただし、同図では、平均 CNR を 25 dB に設定している。同図より、MU-MIMO THP の SINR は、 $f_D T_s$ に関わらず、MU-MIMO LP のそれと比較して良好となり、SINR の観点では、MU-MIMO THP が受ける端末移動性の影響は小さいことがわかる。これは、MU-MIMO THP では雑音と同様に、MUI の強調が抑えられることに起因した結果である。

図 3.4 は、正規化最大ドップラー周波数 $f_D T_s$ を変化させたときの 8×8 MU-MIMO の平均 CNR 対システム容量特性を示したものである。同図より、 $f_D T_s$ に関わらず、低 CNR 環境では、modulo loss に起因して MU-MIMO THP のシステム容量特性は MU-MIMO LP のそれと比較して劣化するが、高 CNR 環境では、雑音強調を抑えられる MU-MIMO THP の伝送特性は良好となることがわかる。また、高 CNR 環境では、MU-MIMO THP と LP のシステム容量特性の差は、 $f_D T_s$ が大きくなるにつれて、小さくなることがわかる。これは、MU-MIMO THP では、端末移動性による SINR の低下に起因して、modulo loss の影響を大きく受けるためである。

図 3.5 は、 8×8 及び 16×16 MU-MIMO の正規化最大ドップラー周波数 $f_D T_s$ 対システム容量特性を示したものである。ただし、同図では、平均 CNR を 25 dB に設定している。同図より、MIMO のアンテナ規模に関わらず、 $f_D T_s$ が増加するにつれて、MU-MIMO THP と LP のシステム容量特性の差は小さくなることがわかる。また、MIMO のアンテナ規模が大きいほど、空間ダイバーシチ効果を獲得できることから、MU-MIMO THP のシステム容量特性は、MU-MIMO LP のそれと比較して、良好となることがわかる。

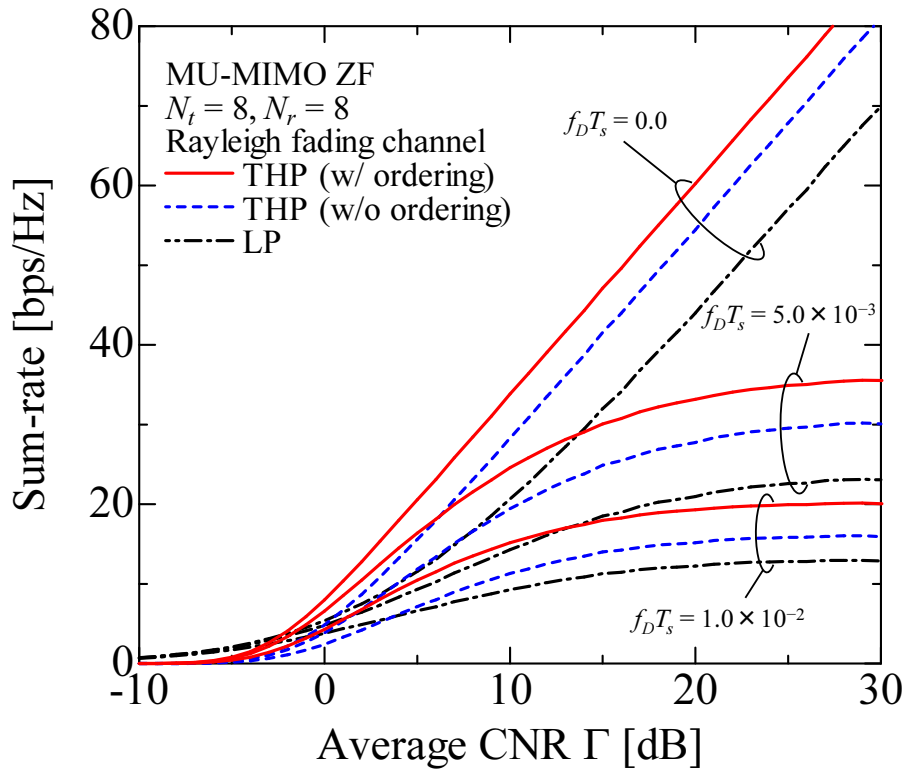
表 3.1 システム諸元

Precoding scheme	THP, LP
Precoding criterion	ZF
Number of BS antenna elements N_t	8, 16
Number of MSs N_r	8, 16
Channel model	Rayleigh fading
Channel estimation	Perfect
Frame configuration	1 pilot symbol + 10 data symbol



Copyright © 2018 IEEE, [52] Fig. 3

図 3.3 SINR の累積分布関数 (CDF)



Copyright © 2018 IEEE, [52] Fig. 4

図 3.4 平均 CNR 対システム容量特性

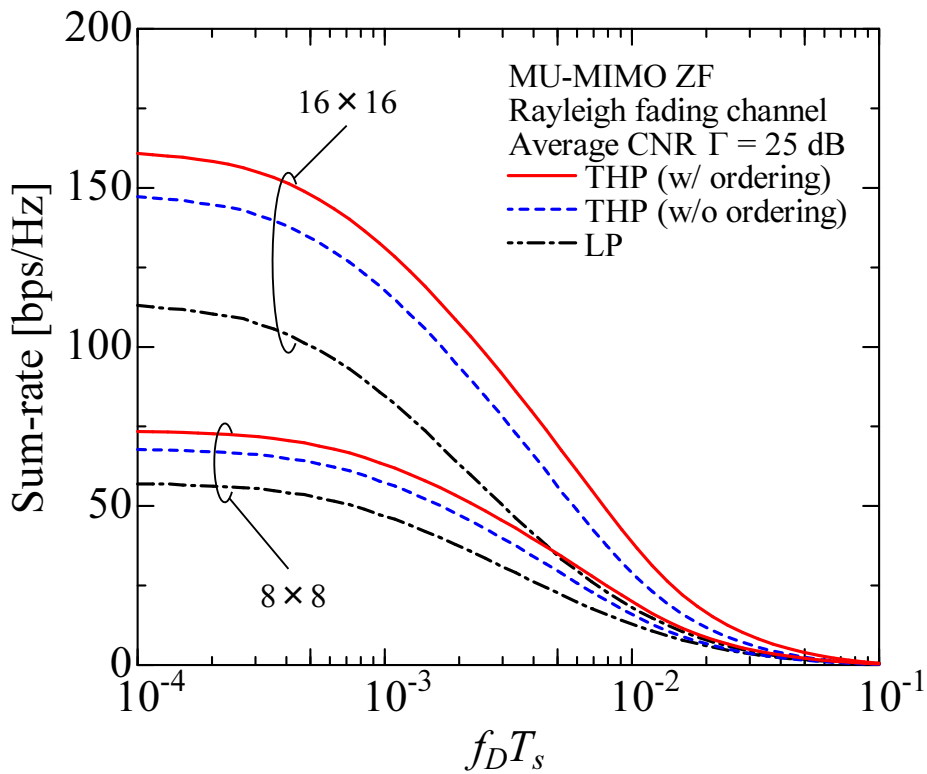


図 3.5 正規化最大ドップラー周波数 $f_D T_s$ 対システム容量特性

3.3.2 OFDM 伝送を適用した場合

本項では、SINR とシステム容量の観点から、MU-MIMO-OFDM THP と LP を比較し、移動端末存在下の MU-MIMO-OFDM THP の有効性を検証する。表 3.2 は、システム諸元を示したものである。本評価では、各ユーザ端末が備えるアンテナ素子数を 1 とし、伝搬路として、アンテナ間で無相関の 16 波指数関数近似モデルを想定する。ここで、サンプリング周期 $T_{sam} (= T_s/N)$ で正規化された遅延スプレッドは、 $\tau_{rms} = 1.0T_{sam}$ とする。また、CSI は完全に推定され、CSI フィードバックにおける誤差や遅延は無視するものとする。更に、MU-MIMO-OFDM THP では、伝送特性を向上させるべく、オーダリング処理 [54], [55] が施されるものとする。

図 3.6 は、正規化最大ドップラー周波数 $f_D T_{sam}$ とサブキャリア数 N を変化させたときの 8×8 MU-MIMO-OFDM の SINR の CDF を示したものである。ただし、同図では、平均 CNR を 25 dB に設定している。同図より、MU-MIMO-OFDM THP の SINR は、 $f_D T_{sam}$ に関わらず、MU-MIMO-OFDM LP のそれと比較して良好となることがわかる。これは、MU-MIMO-OFDM THP では雑音と同様に、MUI や ICI の強調が抑えられることに起因した結果である。また、プレコーディング方式に関わらず、サブキャリア数 N が増大すると、ICI の影響が大きくなることから、SINR は低下することがわかる。

図 3.7 は、 8×8 及び 16×16 MU-MIMO-OFDM の正規化最大ドップラー周波数 $f_D T_{sam}$ 対システム容量特性を示したものである。ただし、同図では、サブキャリア数を $N = 256$ 、平均 CNR を 25 dB に設定している。同図より、MIMO のアンテナ規模に関わらず、 $f_D T_{sam} > 10^{-4}$ のとき、MU-MIMO-OFDM THP と LP のシステム容量特性の差は小さくなることがわかる。これは、MU-MIMO-OFDM THP では、端末移動性により MUI や ICI が大きくなることに起因して、modulo loss の影響を大きく受けるためである。また、MIMO のアンテナ規模が大きいほど、空間ダイバーシチ効果を獲得できることから、MU-MIMO-OFDM THP のシステム容量特性は、MU-MIMO-OFDM LP のそれと比較して、良好となることがわかる。

表 3.2 システム諸元

Number of sub-carriers N	64, 256
Precoding scheme	THP, LP
Precoding criterion	ZF
Number of BS antenna elements N_t	8, 16
Number of MSs N_r	8, 16
Channel model	16-ray exponentially decaying Rayleigh fading
Delay spread τ_{rms}	$1.0T_{sam}$
Channel estimation	Perfect
Frame configuration	1 pilot symbol + 1 data symbol

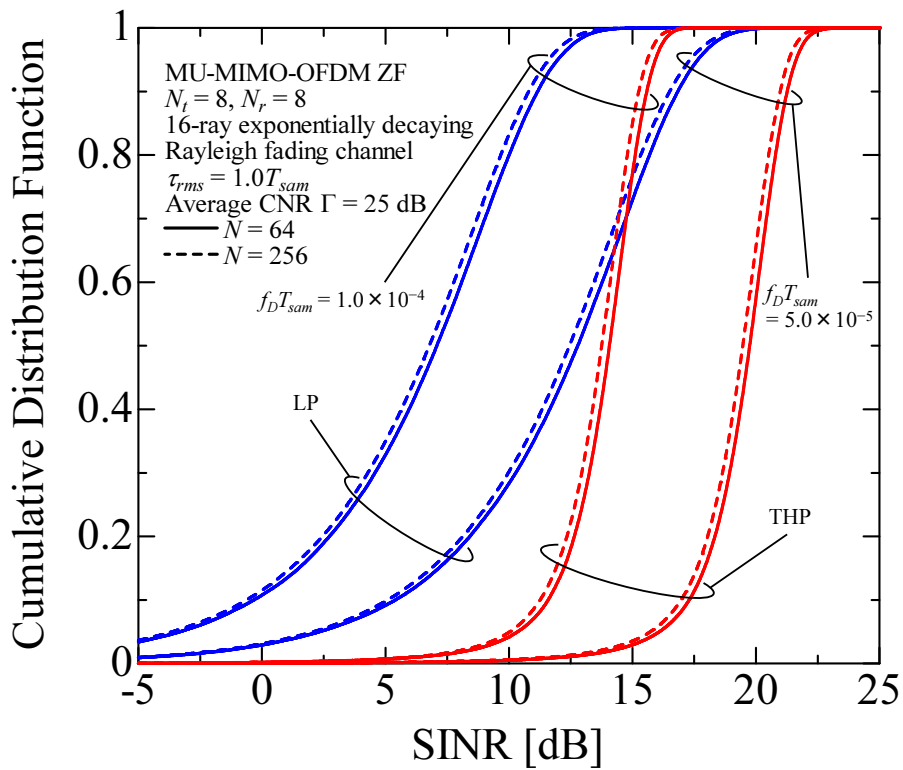


図 3.6 SINR の累積分布関数 (CDF)

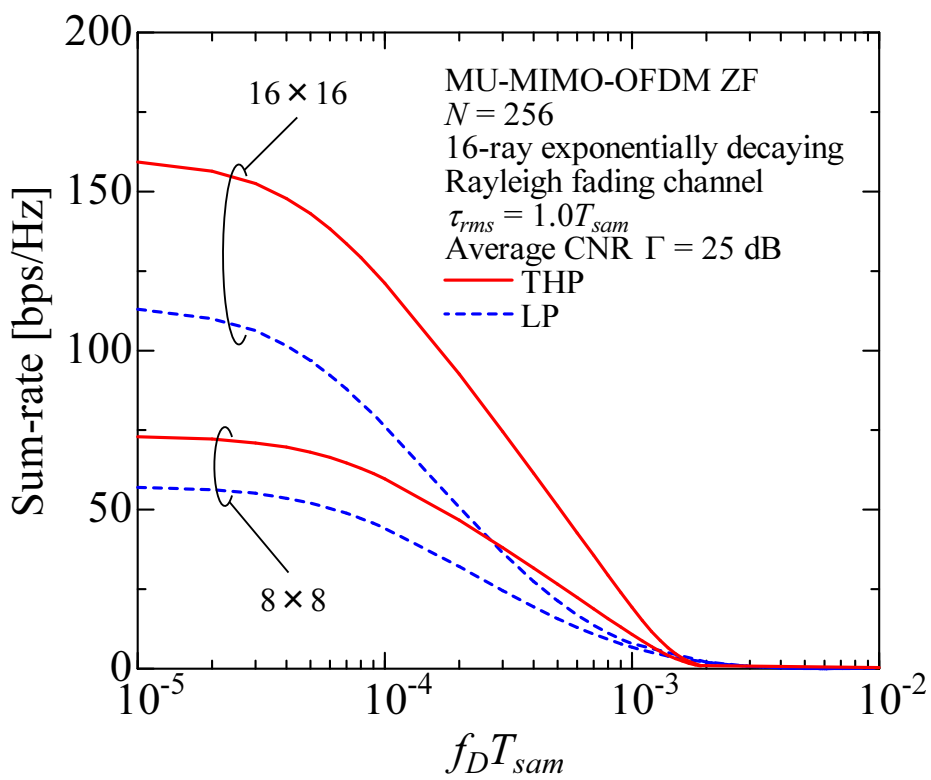


図 3.7 正規化最大ドップラー周波数 $f_D T_{sam}$ 対システム容量特性

3.4 まとめ

本章では、第2章の発展として、移動通信システムにおいて通常想定される端末移動性を考慮した MU-MIMO THP の理論システム容量を解析した。本解析は、端末移動性に起因した MUI 及び ICI を導出し、その影響を $\text{mod-}\Lambda$ チャネルに基づく THP のシステム容量解析へ反映するものである。特性評価の結果、MIMO のアンテナ規模に関わらず、正規化最大ドップラー周波数が増加するにつれて、MUI や ICI による SINR の低下に起因して MU-MIMO THP と MU-MIMO LP のシステム容量の特性差が小さくなるものの、MU-MIMO THP のシステム容量が依然として MU-MIMO LP よりも良好となることがわかった。また、OFDM 伝送を適用した場合、プレコーディング方式に関わらず、サブキャリア数 N が増大すると、ICI の影響が大きくなることから、SINR は低下することがわかった。

第4章

MU-MIMO-OFDMにおける理論システム容量を用いたGI長制御法

MU-MIMO-OFDMは、空間多重の実現とマルチパスフェージングの克服を両立できることから、無線通信の高速・大容量化に極めて有効である [46]。MU-MIMO-OFDMでは、通常、複数のユーザ端末へ同時伝送を行うことから、接続する全ユーザ端末の伝搬路状況を考慮したGI長の設定が重要となる。具体的には、マルチパスフェージングに起因したシンボル間干渉 (ISI : Inter-symbol Interference) の影響を回避すべく、全ユーザ端末のマルチパス遅延を超えるGI長の設定が必要となる。特に、IEEE 802.11acあるいはLTE-Advancedでは、置局条件により伝搬路状況が異なる点に着目し、各ユーザ端末のマルチパス遅延を把握するとともに、それらを超えるGI長を選択し、ISIを回避する方式が適用されている [10], [47]。ところが、このアプローチでは、同時伝送する複数のユーザ端末間でマルチパス遅延に差異が生じる場合、それが最大となるユーザ端末に合わせてGI長の設定がなされることから、マルチパス遅延の小さいユーザ端末において、実効的にオーバーヘッドが増加し、伝送効率の低下が生じる問題がある。とりわけ、この問題は、セル間干渉を抑圧すべく、MU-MIMO-OFDMに基地局間協調制御 (CoMP : Coordinated Multi-point) が適用された場合に、遅延スプレッド [48] だけでなく伝搬遅延時間 [49], [50] もGI長の設定に影響を与えることから、より一層深刻となるものと考えられる。

本章では、MU-MIMOの伝送効率向上に向けた理論解析の活用といった視点から、MU-MIMO-OFDMにおけるユーザ端末間のマルチパス遅延の差異に起因した伝送効率の低下を軽減すべく、理論システム容量に基づくGI長制御法を提案する。提案方式は、MU-MIMOでは基地局において全ユーザ端末のCSIが取得できる点に着目し、各ユーザ端末におけるSINRをISIの影響を受けた信号と元の所望信号との時間領域における相関演算により理論的に算出する [51] とともに、SINRから得られるシステム容量が最大となるようGI長を設定するものである。提案方式は、文献 [10], [47] の全ユーザ端末の中で最大となる

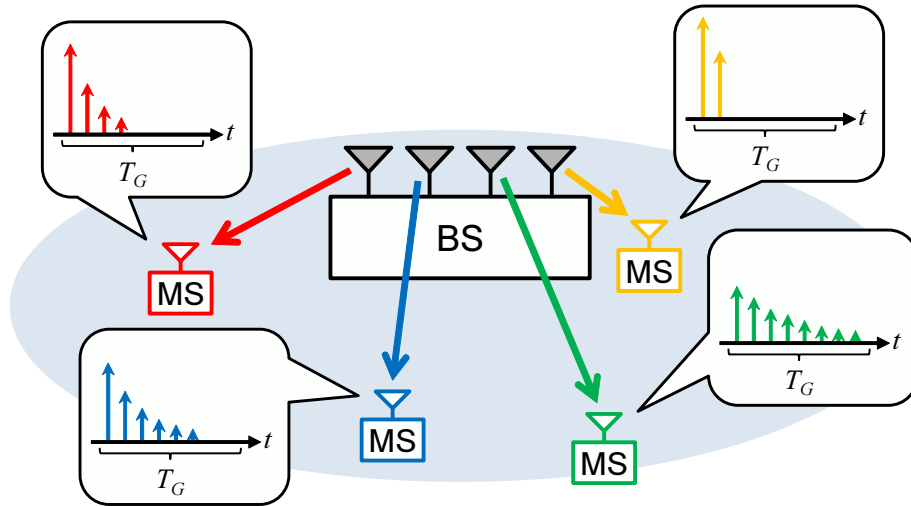
マルチパス遅延に合わせてGI長を設定する通常の方式とは異なり、ISIの影響を一部許容した上で、システム容量が常に最大となるようにGI長を設定できることから、通常方式よりも実効的にGI長を短縮でき、伝送効率の向上が期待できる。

以下、4.1節において、マルチパス遅延の差異に起因したMU-MIMO-OFDMの伝送効率低下の問題について述べた後、4.2節と4.3節において、提案方式とそのシステム構成について説明する。更に、4.4節において、提案方式の有効性を、GI長を全ユーザ端末の最大マルチパス遅延に合わせる通常方式を比較対象にとり、計算機シミュレーションにより評価する。

4.1 マルチパス遅延の差異に起因したMU-MIMO-OFDMの伝送効率の低下

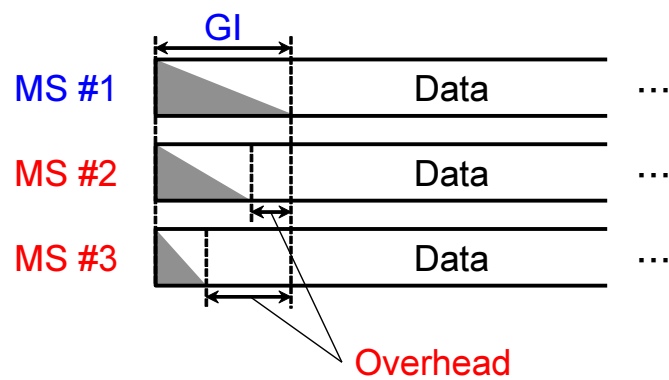
図4.1は、MU-MIMO伝送におけるユーザ端末の伝搬環境を模式的に示したものである。MU-MIMOでは、基地局から互いに空間的に離れたユーザ端末に対して、同時伝送が行われることから、ユーザ端末間でマルチパス遅延に差異が生じることが想定される。また、MU-MIMO-OFDMにCoMPが適用され各ゾーン半径が大きくなると、マルチパス遅延[48]だけでなく伝搬遅延時間[49],[50]もユーザ端末間の伝搬環境の差異に影響を与えるものと考えられる。

図4.2は、ユーザ端末間でマルチパス遅延に差異がある場合に、MU-MIMO-OFDMの信号が受信される様子を示したものである。同図に示すように、通常、MU-MIMO-OFDMでは、全ユーザ端末でシンボル構成を同一とし、ISIの影響を回避すべく、マルチパス遅延が最大となるユーザ端末に合わせてGI長を設定することが必須となることから、ユーザ端末間の伝搬環境に差異が生じると、マルチパス遅延の小さいユーザ端末において、実効的にオーバーヘッドが増加し、伝送効率が低下する問題がある。具体的には、通常のMU-MIMO-OFDMでは、マルチパス遅延が最大となるユーザ端末#1に応じてGI長を設定することから、全ユーザ端末においてISIの影響を完全に抑圧できるものの、マルチパス遅延の小さいユーザ端末#2及び#3においては、GIの後半部分がオーバーヘッドとなり、伝送効率の低下が問題となる。したがって、このような伝送効率の低下をいかにして軽減し、MU-MIMO-OFDM全体のシステム容量を向上させるかを検討することは重要と考えられる。



Copyright © 2019 IEICE, [58] Fig. 1

図 4.1 MU-MIMO におけるユーザ端末の伝搬環境



Copyright © 2019 IEICE, [58] Fig. 2

図 4.2 MU-MIMO-OFDM においてマルチパス遅延に差異がある場合の信号受信

4.2 MU-MIMOのCSIを活用した相関演算によるGI長制御

本節では、ユーザ端末間でマルチパス遅延に差異が生じた場合のMU-MIMO-OFDMの伝送効率向上を目的として、MU-MIMOが基地局側でCSIを取得できる点に着目し、そのCSIからシステム全体のシステム容量を相関演算により理論的に算定するとともに、その算定値に基づき最大のシステム容量となるようGI長を制御する方式を提案する。図4.3は、提案方式の概念を示したものである。同図に示すように、提案方式は、基地局側において、全ユーザ端末のCSIからGI長を変化させたときのSINRを相関演算により算出するとともに、それをシステム容量に写像し、最大のシステム容量を達成するGI長を決定するものである。

ここでは、提案方式を実現する上で鍵となるMU-MIMO-OFDMの理論システム容量の算定に先立ち、基本的なプレコーディング方式であるLPを想定し、各サブキャリアにおいて実行されるMU-MIMO LPの信号処理について説明する。図4.4は、MU-MIMO LPの送受信側の信号処理を示したものである。同図において、基地局の送信アンテナ数とユーザ端末数は、それぞれ N_t 及び N_r とし、各ユーザ端末は単一のアンテナを備え、送信ストリーム数 N_r の空間多重伝送を想定している。同図に示すように、基地局では、送信信号にウェイト行列を予め乗積することにより、ユーザ端末間の空間直交性を担保するプレコーディングが施される。ここで、プレコーディング規範としてZFを想定すると、ウェイト行列 $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_r}$ は、次式で与えられる。

$$\mathbf{W} = \mathbf{H}^H(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1} \quad (4.1)$$

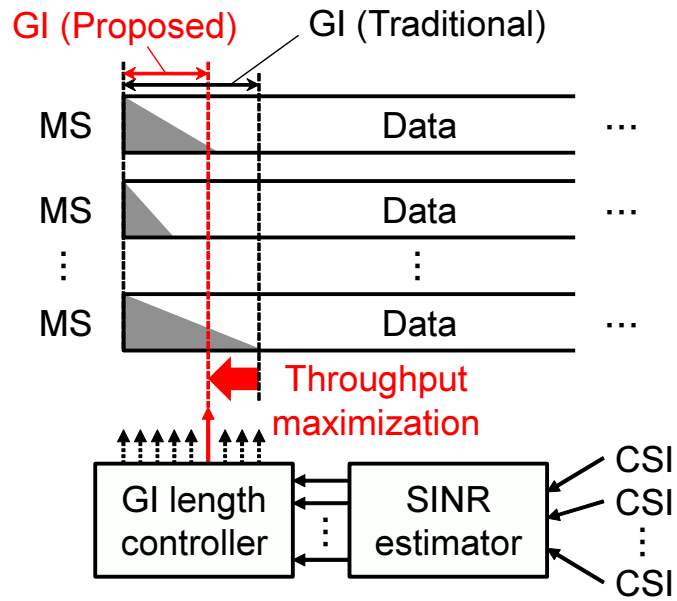
ただし、 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ は伝搬路行列である。なお、プレコーディングでは、ウェイト行列の乗積により送信電力が変動する点に鑑み、通常、送信電力の正規化が施され、ユーザ端末 $\#m$ における電力正規化係数 g_m は、次式のように表される。

$$g_m = \sqrt{\mathbf{w}_m^H \mathbf{w}_m} \quad (4.2)$$

ただし、 \mathbf{w}_m はウェイト行列 \mathbf{W} の m 番目の列ベクトルである。

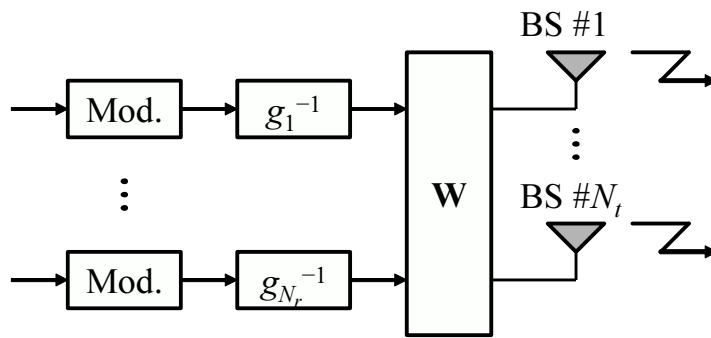
以上を踏まえ、MU-MIMO-OFDMの理論システム容量の算出法について次に説明する。具体的には、基地局送信側において、ISIの影響を受けた信号と元の所望信号の両方を時間領域でCSIを用いて生成し、それらの相互相関からシステム容量を決定づけるSINRを理論的に算出するものである。

図4.5は、送信側で行われるISIの影響を受けた信号の生成方法を示したものである。同図に示すように、まず、通常のMU-MIMO-OFDMと同様に、周波数領域で任意の所望



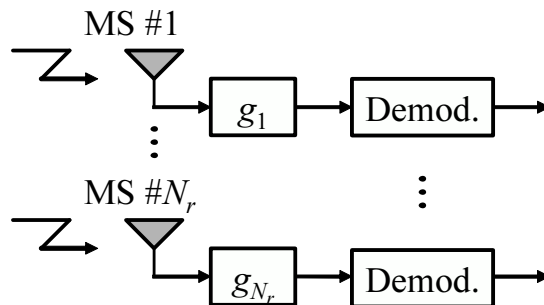
Copyright © 2019 IEICE, [58] Fig. 3

図 4.3 提案方式の概念



Copyright © 2019 IEICE, [58] Fig. 4(a)

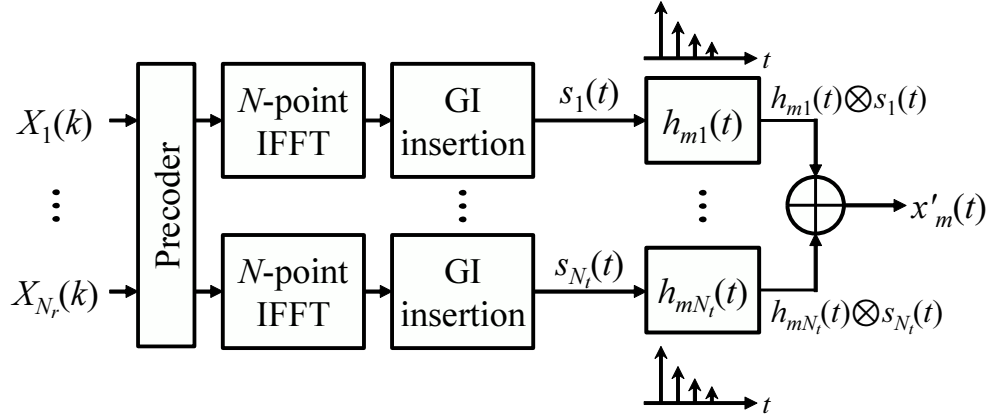
(a) Transmitter



Copyright © 2019 IEICE, [58] Fig. 4(b)

(b) Receiver

図 4.4 MU-MIMO LP の基本的なシステム構成



Copyright © 2019 IEICE, [58] Fig. 5

図 4.5 提案方式における ISI の影響を受けた信号の生成方法

信号 $X_m(k)$ ($m = 1, 2, \dots, N_r$) に対するプレコーディングを行った後、IFFT 処理と GI の挿入を行うことにより、各送信アンテナの時間領域信号を生成する。次に、基地局の送信アンテナ # n における送信信号 $s_n(t)$ ($n = 1, 2, \dots, N_t$) と CSI から得られる伝搬路のインパルス応答 $h_{mn}(t)$ との畳み込み演算を行うことにより、ユーザ端末 # m において ISI の影響を受けた信号 $x'_m(t)$ ($m = 1, 2, \dots, N_r$) を算出する。したがって、ISI の影響を受けた信号 $x'_m(t)$ は、次式のように表現される。

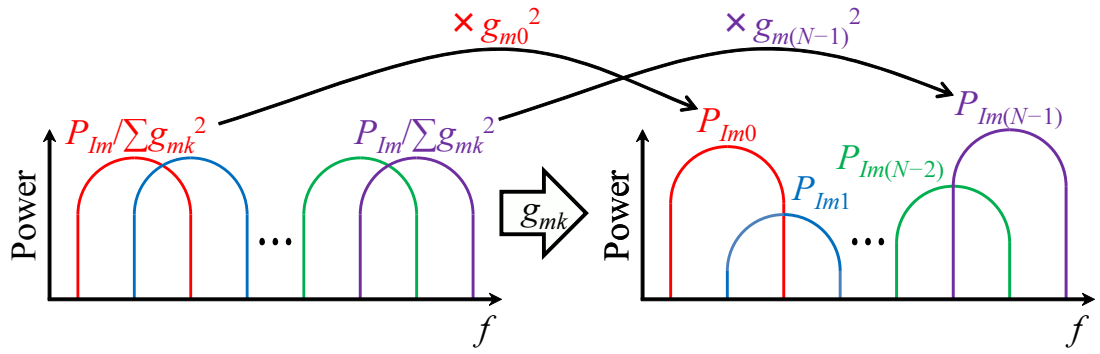
$$\begin{aligned}
 x'_m(t) &= \sum_{n=1}^{N_t} h_{mn}(t) \otimes s_n(t) \\
 &= \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{l=0}^{L-1} h_{mn}(\tau_l) s_n(t - \tau_l)
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

ただし、 τ_l ($l = 0, 1, \dots, L-1$) は、伝搬路のインパルス応答における有効パスの遅延時間である。

$X_m(k)$ に IFFT 処理を施すことにより得られる時間領域の所望信号 $x_m(t)$ に加えて、式 (4.3) により ISI の影響を受けた信号 $x'_m(t)$ が得られることから、相互相関係数 α_m が算出でき、次式のように与えられる [51].

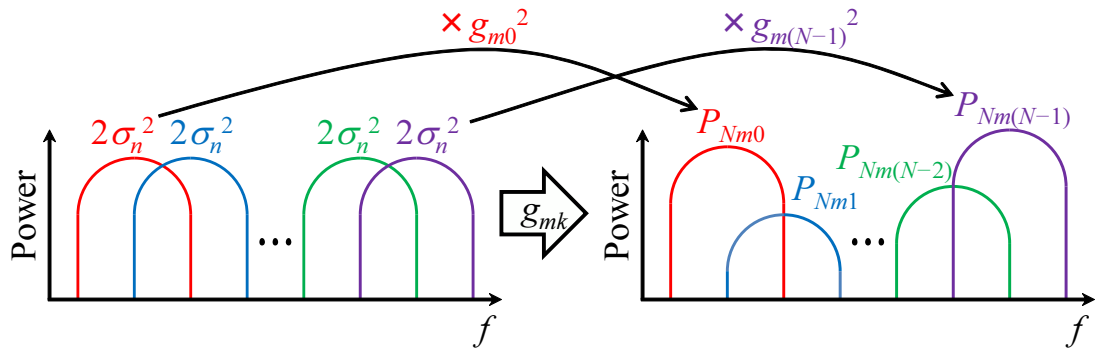
$$\alpha_m = \frac{E[x_m^*(t)x'_m(t)]}{\sqrt{E[|x_m(t)|^2]E[|x'_m(t)|^2]}} \tag{4.4}$$

式 (4.4) の結果を用いることにより、所望信号電力 P_{Dm} と ISI 電力 P_{Im} は、それぞれ次式



Copyright © 2019 IEICE, [58] Fig. 6(a)

(a) ISI



Copyright © 2019 IEICE, [58] Fig. 6(b)

(b) Noise

図 4.6 MU-MIMO-OFDM における非所望信号成分の強調

のように算出できる.

$$P_{Dm} = |\alpha_m|^2 \cdot R_{x'_m x'_m}(0) \quad (4.5)$$

$$P_{Im} = R_{x'_m x'_m}(0) - P_{Dm} = (1 - |\alpha_m|^2) \cdot R_{x'_m x'_m}(0) \quad (4.6)$$

ただし, $R_{x'_m x'_m}(0)$ は $x'_m(t)$ の自己相関であり, 受信信号電力に相当する.

図 4.6 は, ISI 及び雑音成分が強調される様子を示したものである. 同図に示すように, MU-MIMO-OFDM では, サブキャリア毎にプレコーディング処理が行われることから, 各サブキャリアの電力正規化係数 g_{mk} による非所望信号成分の強調を考慮し, SINR を算出する必要がある. したがって, サブキャリア # k の ISI 電力 P_{Imk} と雑音電力 P_{Nmk} は, それぞれ次式のように与えられる.

$$P_{Imk} = g_{mk}^2 / \left(\sum_{k=0}^{N-1} g_{mk}^2 \right) \cdot P_{Im} \quad (4.7)$$

$$P_{Nmk} = g_{mk}^2 \cdot 2\sigma_n^2 \quad (4.8)$$

ただし、 N はサブキャリア数、 σ_n^2 は雑音の分散である。結局、ユーザ端末 # m におけるサブキャリア # k の SINR $\gamma_m(k)$ は、次式のように算出できる。

$$\gamma_m(k) = \frac{P_{Dm}/N}{P_{Imk} + P_{Nmk}} \quad (4.9)$$

式 (4.9) の結果を用いることにより、全ユーザ端末を考慮したシステム容量 C_{sum} は、シャノン容量の式から次式で与えられる。

$$C_{sum} = \frac{T_s}{T_s + T_G} \sum_{m=1}^{N_r} \left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \log_2(1 + \gamma_m(k)) \right] \quad [\text{bps/Hz}] \quad (4.10)$$

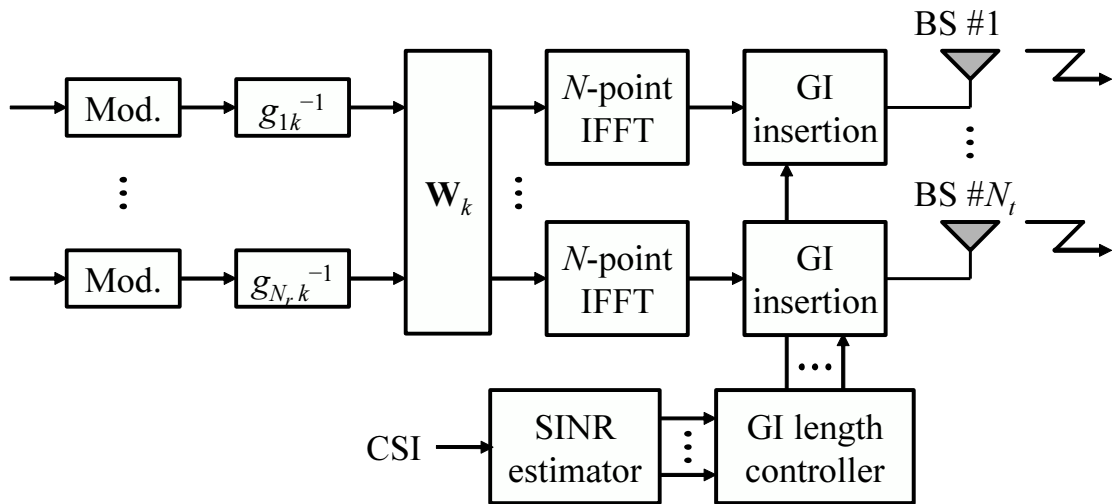
ただし、 T_s と T_G は、それぞれ OFDM シンボル長と GI 長である。

以上より、式 (4.4) に示す ISI の影響を受けた信号と元の所望信号との相関演算により、GI 長 T_G を変化させたときの全体のシステム容量 C_{sum} が算出できることがわかる。提案方式は、式 (4.10) により得られる C_{sum} が最大となる T_G を実際の伝送に適用し、オーバーヘッドの削減をねらいとするものである。なお、ここでは、シャノン容量の式を用いて、システム容量を算出しているが、SINR と MCS (Modulation and Coding Scheme) とを関係づけるテーブルを用いても算出は可能であり、実用的な観点から有効となるものと考えられる。

4.3 システム構成

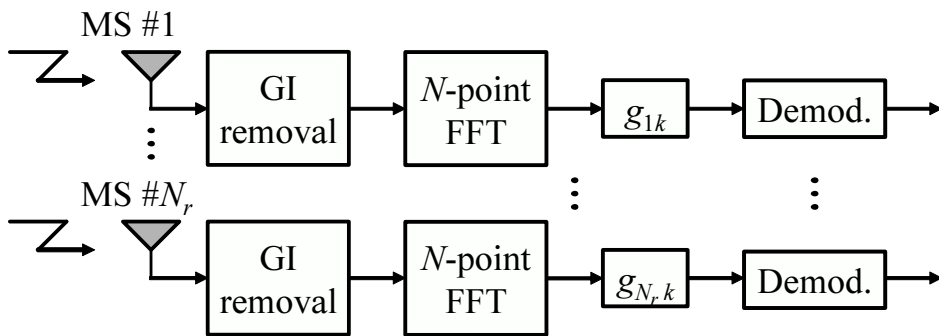
図 4.7 は、提案方式のシステム構成を示したものである。4.2 節で述べたように、基地局送信側では、まず、ユーザ端末からフィードバックされた CSI を用いて ISI の影響を受けた信号をユーザ端末毎に仮想的に生成するとともに、それと元の信号との相関演算により SINR を取得し、システム容量を算定する。更に、全体のシステム容量が最大となる GI 長を決定し、それを全ユーザ端末に通知する。MU-MIMO-OFDM 伝送については、プレコーディングされた送信信号を IFFT 処理により時間領域 OFDM 信号に変換した後、基地局送信側で決定した GI 長を付加し、基地局の各送信アンテナから送信する。

一方、受信するユーザ端末側では、通知された長さの GI を受信信号から除去した後、FFT 処理を行うことにより送信データを復調する。



Copyright © 2019 IEICE, [58] Fig. 7(a)

(a) Transmitter



Copyright © 2019 IEICE, [58] Fig. 7(b)

(b) Receiver

図 4.7 提案方式のシステム構成

4.4 特性評価

本節では、提案方式の有効性を、GI長を全ユーザ端末の最大マルチパス遅延に合わせてISIの影響を完全に抑圧する通常方式を比較対象にとって、システム容量の観点から計算機シミュレーションにより検証する。具体的には、同時伝送する複数のユーザ端末間でマルチパス遅延に差異が生じる場合について、提案方式の有効性をリンクレベルで評価するとともに、CoMPの適用により、伝搬遅延時間の影響も加味され、ユーザ端末間の遅延の影響がより一層深刻となる場合の有効性を無線ゾーンを考慮したシステムレベルで評価する。

4.4.1 マルチパス遅延に差異がある場合の各種特性

表 4.1 は、計算機シミュレーションの諸元を示したものである。同表において、 T_{sam} は OFDM 信号のサンプリング周期であり、伝搬路モデルとして、最大遅延時間が $32T_{sam}$ の指数関数近似モデルを想定する。ここで、 T_{sam} で正規化した遅延スプレッド τ_{rms} は、次式のような確率密度関数 $p(\tau_{rms})$ に従い、ユーザ端末間で差異を有するものとする [59].

$$p(\tau_{rms}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma\tau_{rms}} \exp\left(-\frac{(\ln \tau_{rms} - \mu)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (4.11)$$

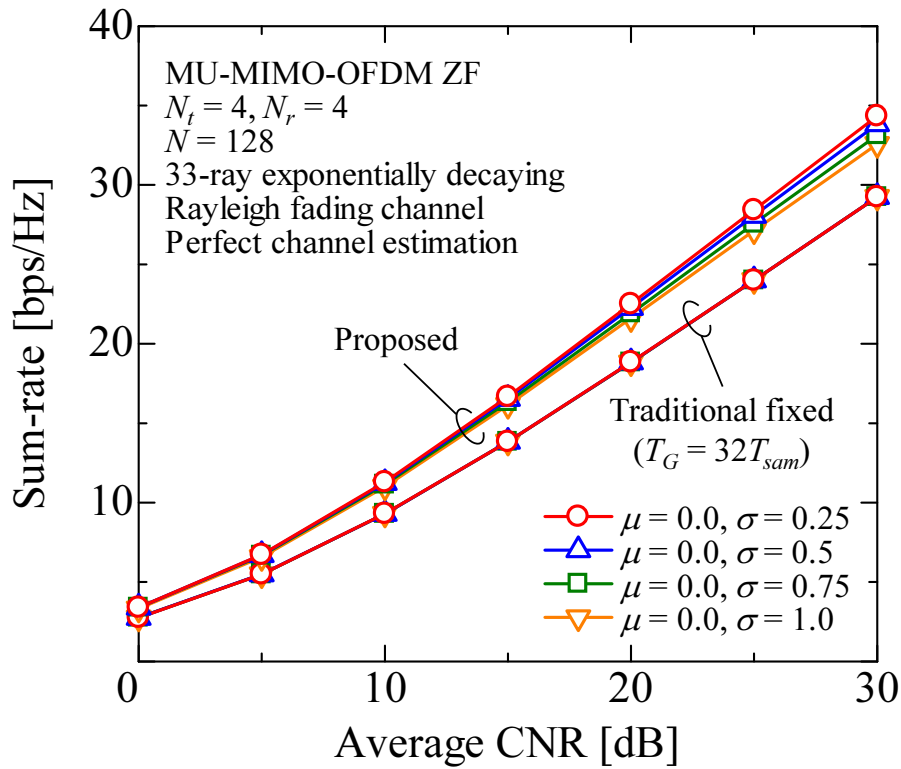
ただし、 μ と σ は、それぞれ $\ln \tau_{rms}$ の平均値と標準偏差である。これに伴い、通常方式では、パイロットシンボルとデータシンボルともに GI 長を ISI の影響のない $T_G = 32T_{sam}$ に設定する一方、提案方式では、パイロットシンボルの GI 長を $T_G = 32T_{sam}$ に固定し、データシンボルでは、 T_G を $1T_{sam}$ から $32T_{sam}$ の間で制御できるものとする。また、MIMO のアンテナ規模としては、 4×4 及び 8×8 を想定し、ユーザ端末側における CSI 推定およびユーザ端末から基地局への CSI フィードバックは理想的に行われるものとする。

(a) 平均 CNR 対システム容量特性

図 4.8 は、提案方式の平均 CNR 対システム容量特性を示したものである。同図より、MIMO のアンテナ規模に関わらず、提案方式のシステム容量特性は、GI 長を $T_G = 32T_{sam}$ に設定して ISI を完全に抑圧できる通常方式と比較して良好となり、特に平均 CNR = 25 dB において、提案方式により、システム容量特性が最大で 18 % 向上することがわかる。これは、提案方式がシステム容量の観点から GI 長を制御でき、結果として時間利用効率が向上するためである。また、遅延スプレッド τ_{rms} の分散が小さくなるほど、GI 長を短縮できることから、提案方式のシステム容量特性が高まることがわかる。

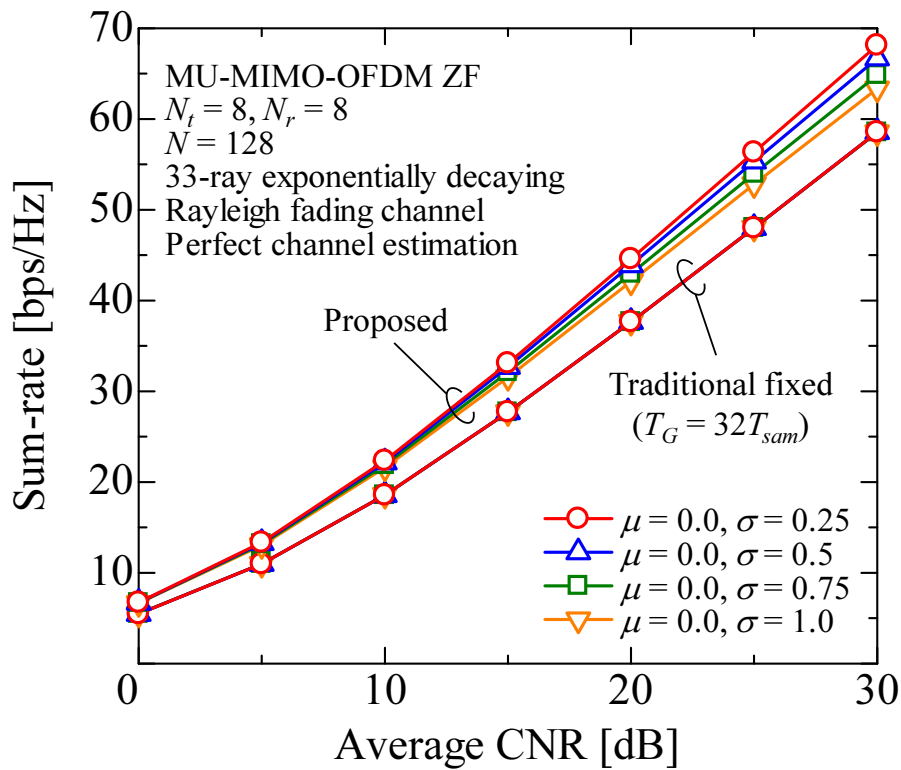
表 4.1 シミュレーション諸元

Number of sub-carriers N	128
Guard interval length T_G	$1T_{sam} - 32T_{sam}$
Precoding scheme	LP
Precoding criterion	ZF
Number of BS antenna elements N_t	4, 8
Number of MSs N_r	4, 8
Channel model	33-ray exponentially decaying Rayleigh fading
Channel estimation	Perfect



Copyright © 2019 IEICE, [58] Fig. 8(a)

(a) 4×4



Copyright © 2019 IEICE, [58] Fig. 8(b)

(b) 8×8

図 4.8 提案方式の平均 CNR 対システム容量特性

(b) GI 長制御の分解能がシステム容量に与える影響

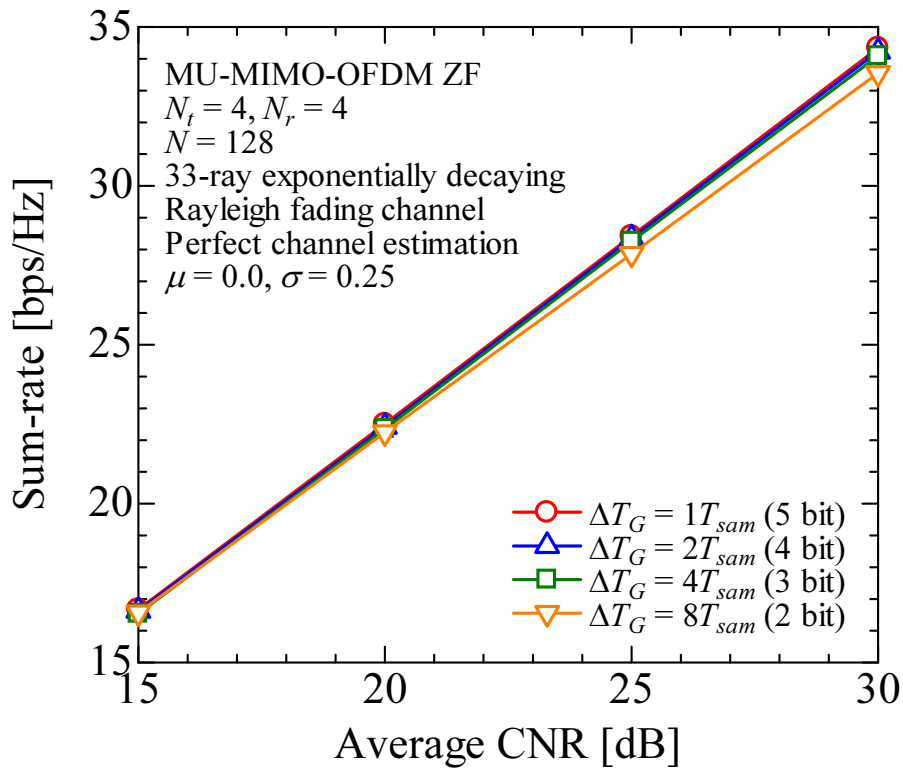
提案方式では、基地局からユーザ端末に対して GI 長の通知が必要となるが、サンプリング周期 $1T_{sam}$ の幅で GI 長を制御すると、最大システム容量となる GI 長を高精度に決定できるものの、GI 長の候補数が大きくなることから、下り回線の通知情報量が大きくなる問題がある。したがって、提案方式では、制御する GI 長の幅 ΔT_G をなるべく大きくし、通知に必要なビット数を抑えることが望ましい。

図 4.9 は、提案方式において、GI 長制御の分解能 ΔT_G を変化させた場合の平均 CNR 対システム容量特性を示したものである。なお、同図において、 $(\mu, \sigma) = (0.0, 0.25)$ に設定しており、通知に必要なビット数は、 $\log_2(32T_{sam}/\Delta T_G)$ のように算定できる。同図より、MIMO のアンテナ規模に関わらず、分解能 ΔT_G を大きくすると、提案方式のシステム容量特性の劣化が見られるものの、 $\Delta T_G = 4T_{sam}$ 程度、すなわち 3 bit 程度の情報量の増加を許容すれば、最も精度高く GI 長を制御できる $\Delta T_G = 1T_{sam}$ の場合と同等のシステム容量特性を保持できることがわかる。

(c) MCS テーブルの適用がシステム容量に与える影響

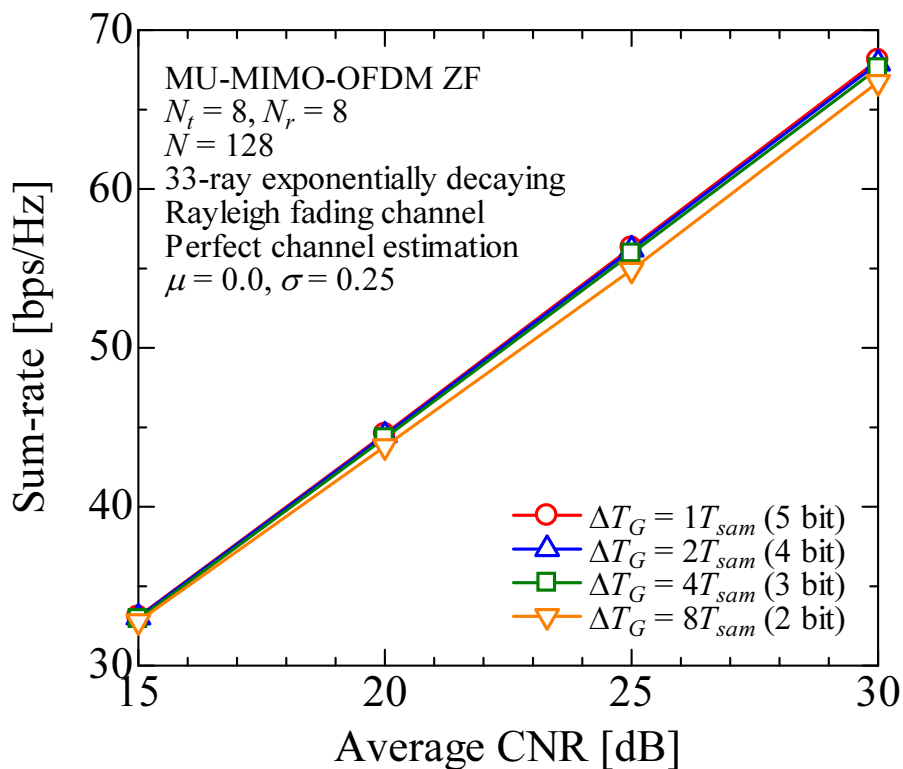
次に、これまでのシャノン容量の式によるシステム容量の算定ではなく、より実用的な観点から MCS テーブルを用いてシステム容量を算定した際の提案方式の有効性を検証する。ここで、MCS テーブルとしては、一例として、IEEE 802.11ac における MCS と所要 SINR [19], [60] の関係を用いるものとする。表 4.2 は、本評価で用いる MCS と所要 SINR の関係を示したものである。本評価において、所要 SINR には、式 (4.9) により得られる SINR $\gamma_m(k)$ を全サブキャリアで平均化した値を用いるものとする。

図 4.10 は、MCS テーブルを提案方式に適用した場合の平均 CNR 対システム容量特性を示したものである。ただし、同図では、GI 長制御の分解能を $\Delta T_G = 4T_{sam}$ に設定している。同図より、MIMO のアンテナ規模や CNR に関わらず、提案方式のシステム容量特性は、GI 長を $T_G = 32T_{sam}$ に設定した通常方式と比較して良好となり、特に平均 CNR = 25 dB において、提案方式により、システム容量特性が最大で 19% 向上することがわかる。このことから、GI 長 $T_G = 32T_{sam}$ に対して、3bit 程度の分解能で GI 長制御を行い、システム容量算定には MCS テーブルを適用するといった現実的な想定下においても、提案方式は有効となるものと考えられる。



Copyright © 2019 IEICE, [58] Fig. 10(a)

(a) 4×4



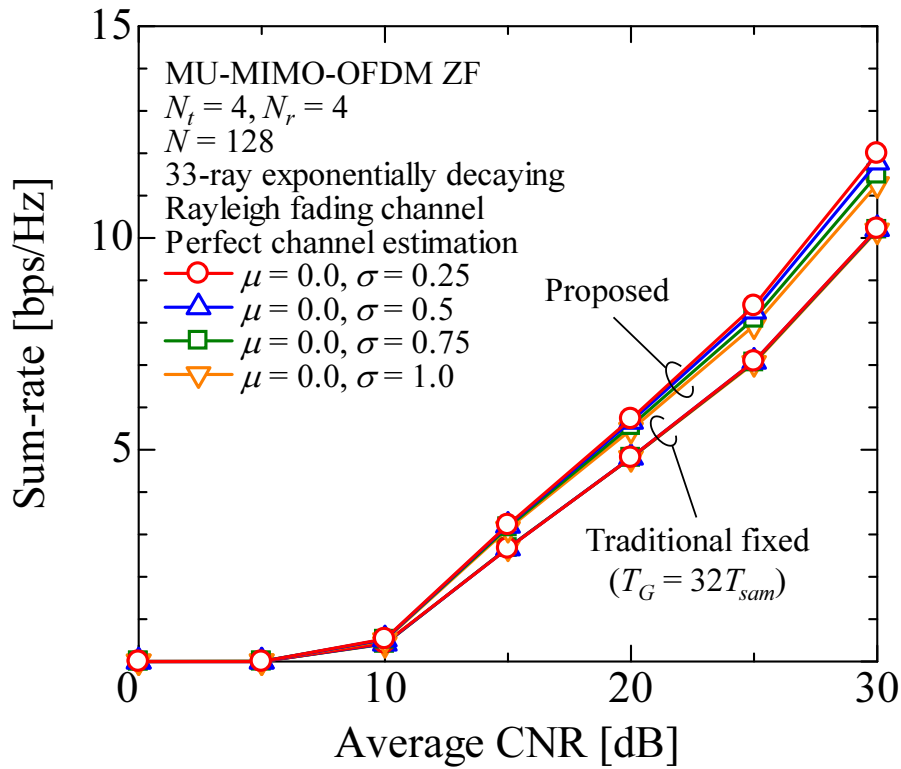
Copyright © 2019 IEICE, [58] Fig. 10(b)

(b) 8×8

図 4.9 GI 長制御の分解能をパラメータにとったときの平均 CNR 対システム容量特性

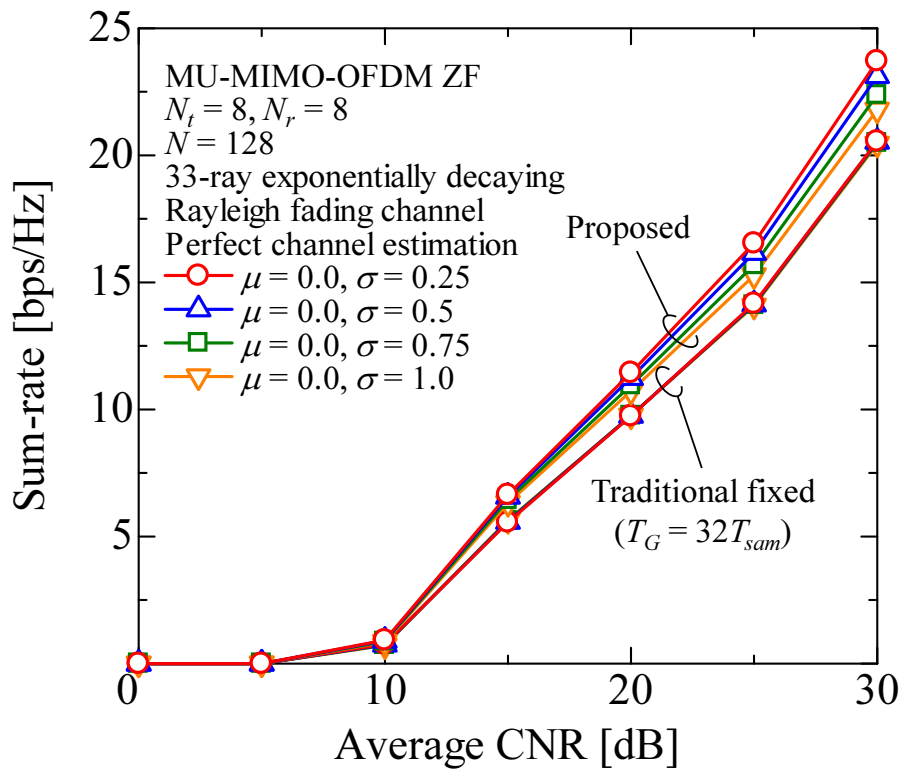
表 4.2 IEEE802.11ac における MCS と所要 SINR の関係 [19], [58], [60]

MCS index	Modulation	Coding rate	Required SINR [dB]
MCS 0	BPSK	1/2	11.0
MCS 1	QPSK	1/2	13.5
MCS 2	QPSK	3/4	18.0
MCS 3	16QAM	1/2	21.0
MCS 4	16QAM	3/4	26.0
MCS 5	64QAM	2/3	31.0
MCS 6	64QAM	3/4	33.5
MCS 7	64QAM	5/6	36.0
MCS 8	256QAM	3/4	37.0
MCS 9	256QAM	5/6	41.0



Copyright © 2019 IEICE, [58] Fig. 11(a)

(a) 4×4



Copyright © 2019 IEICE, [58] Fig. 11(b)

(b) 8×8

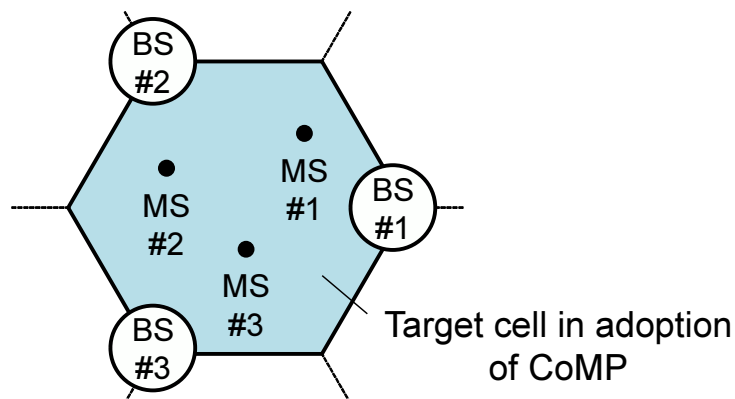
図 4.10 MCS を適用した場合の平均 CNR 対システム容量特性

4.4.2 CoMPが適用された場合のシステムレベル特性

4.4.1 項では、ユーザ端末間でマルチパス遅延に差異がある場合における提案方式の有効性をリンクレベルで評価した。更に、CoMPがMU-MIMO-OFDMに適用され、ゾーン半径が大きくなると、マルチパス遅延の差異だけでなく、伝搬遅延時間の差異も影響を与えることから、このような現実的な環境を想定した提案方式の有効性評価は極めて重要なものと考えられる。本項では、比較的ゾーン半径が大きいMU-MIMO-OFDMにCoMPが適用された場合の提案方式の適用効果を、最大マルチパス遅延に合わせてGI長を設定する通常方式を比較対象にとってシステムレベルで評価する。

図4.11と表4.3は、本特性評価で想定する、MU-MIMO-OFDMに基づくCoMPシステムと計算機シミュレーションの諸元をそれぞれ示したものである。同図において、半径 R の協調セル内で、単一のアンテナを具備した3基地局が一様に分布するユーザ端末に対して、3送信ストリームの協調送信を行うことを想定する。

図4.12は、提案方式のシステム容量のCDFを示したものである。同図より、提案方式により、システム容量特性が通常方式と比較して良好となり、セル半径 R が大きくなる程、その効果が顕著となることがわかる。これは、セル半径の拡大に伴い、最大マルチパス遅延をベースとした通常方式ではオーバーヘッドが増加するものの、提案方式では、GI長をシステム容量が最大となるように常に設定できることから、実効的にオーバーヘッドを削減できることに起因した結果である。

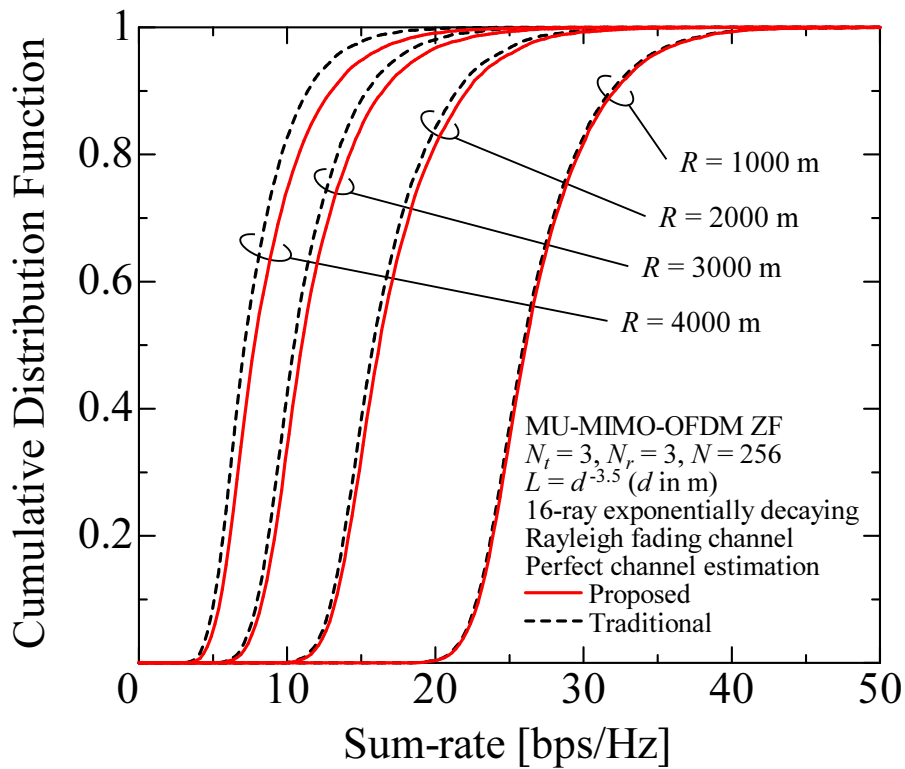


Copyright © 2019 IEICE, [58] Fig. 12

図 4.11 本特性評価で想定する CoMP が適用された無線ゾーン

表 4.3 シミュレーション諸元

Number of sub-carriers N	256
Total bandwidth $B (= 1/T_{sam})$	3.84 [MHz]
Sub-carrier bandwidth B_{sc}	15 [kHz]
Transmit power	12 [W]
Precoding scheme	LP
Precoding criterion	ZF
Number of BS antenna elements N_t	3
Number of MSs N_r	3
Path loss model	$L = d^{-3.5}$ (d in m)
Channel model	16-ray exponentially decaying Rayleigh fading
Delay spread τ_{rms}	$4.0T_{sam}$
Channel estimation	Perfect
Thermal noise density	-174 [dBm/Hz]
Noise figure	10 [dB]



Copyright © 2019 IEICE, [58] Fig. 13

図 4.12 提案方式のシステム容量の累積分布関数 (CDF)

4.5 まとめ

本章では、MU-MIMO-OFDMを対象として、ユーザ端末間のマルチパス遅延の差異に起因した伝送効率の低下を軽減すべく、理論システム容量に基づくGI長制御法の提案を行った。具体的には、ユーザ端末の中で最大となるマルチパス遅延にGI長を設定し、ISIの影響を回避する通常方式とは異なり、基地局において全ユーザ端末の伝搬路情報の取得が可能となるMU-MIMOの特長を利用して、ISIの影響を含めたSINRを時間領域の相関演算により理論的に算出するとともに、SINRから得られるシステム容量が最大となるようGI長を設定するものである。

特性評価の結果、提案方式により、ISIの影響を含めたSINRの推定がユーザ端末毎に可能となり、通常方式よりもシステム容量の向上を図れることがわかった。なお、ユーザ端末へのGI長の通知については、 $T_G = 32T_{sam}$ に対して、 $\Delta T_G = 4T_{sam}$ 程度の間隔、すなわち信号伝送に先立って高々3 bit程度の情報量の通知により、最も精度の高い $\Delta T_G = 1T_{sam}$ の分解能で通知した場合と同等のシステム容量特性を保持できることがわかった。また、提案方式では、SINRに基づくシステム容量の算定について、シャノン容量の式だけでなく、既存システムで適用されている所要SINRとMCSの関係を示すテーブルも利用できることがわかった。更に、マルチパス遅延だけでなく伝搬遅延時間の影響も生じるCoMPシステムに提案方式を適用すると、通常方式よりも高いシステム容量を達成でき、セル半径の拡大に伴い、その効果が顕著となることがわかった。

第5章

結論

2008年のスマートデバイスの普及以降、モバイルサービスの需要は急激に増加し続けており、モバイルネットワークの更なる高速・大容量化が期待されている。MU-MIMOは、ユーザ端末のアンテナ数を抑えたままモバイルネットワークの高速・大容量化を実現でき、2030年に実用化が期待される6Gにおいても、更なる高度化が求められるものと予想される。MU-MIMOの高度化に当たっては、まず、性能向上に資する新たな方式について、広範な適用領域を想定し、定性的な観点だけでなく、定量的な観点から評価し、その有効性を明らかにすることが重要である。更に、理論解析により、個々の通信方式における各種システムパラメータと伝送特性との関係を低計算コストでリアルタイムに把握できることを利用して、時々刻々と変化する無線伝搬環境に応じた通信方式の切替えへの活用も伝送効率向上の点から大いに期待される。

本論文では、MU-MIMOの伝送特性の理論解析として、5Gだけでなく6Gでもその導入が期待されるTHPを採り上げ、伝送特性の理論解析手法を確立するとともに、理論解析を用いたMU-MIMOの伝送効率の向上に向けて、理論システム容量を用いたGI長制御に関する提案を行った。各章の要点は、以下に示すとおりである。

第2章では、MU-MIMO THP特有の modulo loss の影響を考慮したシステム容量を理論的に解析した。提案した解析法は、modulo loss の影響が mod- Λ チャネルとして表現できることに着目しており、CNRに関わらず modulo loss の影響を考慮した理論システム容量の取得が可能となる。特性評価の結果、AWGNチャネルに基づく簡易なアプローチによるMU-MIMO THPのシステム容量は、modulo loss の影響が考慮されないため、mod- Λ チャネルに基づくそれと比較して、過大に算出されることがわかった。また、低CNR環境では、modulo loss によりMU-MIMO THPのシステム容量はMU-MIMO LPのそれと比較して劣化するが、高CNR環境や送受信アンテナ数が大きい場合においては、MU-MIMO THPはMU-MIMO LPよりも優れた伝送特性が得られることがわかった。

第3章では、第2章の発展として、移動通信システムにおいて通常想定される端末移動

性を考慮した MU-MIMO THP のシステム容量を理論的に解析した。具体的には、まず、シングルキャリア伝送を適用した MU-MIMO THP を対象として、端末移動性に起因した時間選択性フェージングによって生じる MUI の導出を行うとともに、その影響を mod- Λ チャンネルに基づく THP のシステム容量解析に反映した。更に、OFDM 伝送を適用した MU-MIMO THP を対象として、端末移動性に起因して、MUI に加えて生じる ICI の影響を含めたシステム容量の解析を行った。特性評価の結果、MIMO のアンテナ規模に関わらず、正規化最大ドップラー周波数が増加するにつれて、MUI や ICI による SINR の低下に起因して MU-MIMO THP と MU-MIMO LP のシステム容量の特性差が小さくなるものの、MU-MIMO THP のシステム容量が依然として MU-MIMO LP よりも良好となることがわかった。また、OFDM 伝送を適用した場合、プレコーディング方式に関わらず、サブキャリア数が増大すると、ICI の影響が大きくなることから、SINR は低下することがわかった。

第 4 章では、MU-MIMO の伝送効率向上に向けた理論解析の活用といった視点から、MU-MIMO-OFDM におけるユーザ端末間のマルチパス遅延の差異に起因した伝送効率の低下を軽減すべく、理論システム容量に基づく GI 長制御法を提案した。提案方式は、ユーザ端末の中で最大となるマルチパス遅延に GI 長を設定し、ISI の影響を回避する通常方式とは異なり、基地局において全ユーザ端末の伝搬路情報の取得が可能となる MU-MIMO の特長を利用して、ISI の影響を含めた SINR を時間領域の相関演算により理論的に算出するとともに、SINR から得られるシステム容量が最大となるよう GI 長を設定するものである。特性評価の結果、提案方式により、ISI の影響を含めた SINR の推定がユーザ端末毎に可能となり、通常方式よりもシステム容量の向上を図れることがわかった。なお、ユーザ端末への GI 長の通知については、 $T_G = 32T_{sam}$ に対して、 $\Delta T_G = 4T_{sam}$ 程度の間隔、すなわち信号伝送に先立って高々 3 bit 程度の情報量の通知により、最も精度の高い $\Delta T_G = 1T_{sam}$ の分解能で通知した場合と同等のシステム容量特性を保持できることがわかった。また、提案方式では、SINR に基づくシステム容量の算定について、シャノン容量の式だけでなく、既存システムで適用されている所要 SINR と MCS の関係を示すテーブルも利用できることがわかった。更に、マルチパス遅延だけでなく伝搬遅延時間の影響も生じる CoMP システムに提案方式を適用すると、通常方式よりも高いシステム容量を達成でき、セル半径の拡大に伴い、その効果が顕著となることがわかった。

今後の研究課題として、以下のものが挙げられる。

- アンテナ配置が MU-MIMO-OFDM THP のシステム容量に与える影響の理論解析とその妥当性の評価
- 移動端末存在下における MU-MIMO-OFDM THP の理論システム容量を用いた効率

的なユーザスケジューリング技術の提案

- 理論システム容量を用いた GI 長制御法の MU-MIMO-OFDM THP への適用とその有効性の評価

謝辞

本論文は、早稲田大学基幹理工学部情報通信学科教授 前原文明博士の御指導の下に行った研究をまとめたものです。前原教授には、私が学部生の頃から本研究を実施する機会を与えて頂き、終始熱心な御指導、御鞭撻及び御激励を賜りました。また、研究を通じて、物事の考え方や捉え方、取り組むべき姿勢を御教示下さり、国内外の学会発表や企業との共同研究等、数多くの成長の機会を頂きました。心より厚く御礼申し上げます。

また、本論文をまとめるに当たり、有益なる御指導、御助言を頂きました早稲田大学基幹理工学部情報通信学科教授 甲藤二郎博士ならびに信州大学工学部電子情報システム工学科教授 笹森文仁博士に深く感謝申し上げます。

本研究の遂行に当たり、有益な御指導、御助言を賜りましたシャープ株式会社研究開発事業本部通信・映像技術研究所 浜口泰弘氏、留場宏道博士、小野寺毅氏に深く感謝致します。また、熱心な御討論を通じて数々の有益なる御教示を頂きました前原研究室の皆様にも深く感謝致します。特に、卒業論文研究及び本研究において親身な御指導を賜りました丸小倫己氏(現 株式会社NTT ドコモ)、本研究のみならず様々な研究課題に対して共に取り組み、御尽力頂きました蛭間信博氏(現 日本放送協会)、基幹理工学部情報通信学科助手 新保薫子氏、理論解析全般に関して有益な御助言を頂き、研究室の運営を支えて下さった齋藤周平氏、MU-MIMOに関して多くの御教示を頂きました山口隆裕氏(現 日本放送協会)、OFDMに関して有益なる御議論を頂きました水谷亮太氏(現 株式会社テレビ朝日)に、心から感謝致します。

最後に、本研究の途上、終始暖かく支えてくれた家族に心から感謝致します。

参考文献

- [1] 総務省, “令和元年版情報通信白書,” <https://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/ja/r01/pdf/01honpen.pdf>, July 2019.
- [2] 総務省, “我が国の移動通信トラヒックの現状,” <https://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/field/data/gt010602.xlsx>, Sept. 2019.
- [3] Cisco, “Cisco visual networking index: Global mobile data traffic forecast update, 2017–2022,” Feb. 2019.
- [4] J. Lee, E. Tejedor, K. Ranta-aho, H. Wang, K.-T. Lee, E. Semaan, E. Mohyeldin, J. Song, C. Bergljung, and S. Jung, “Spectrum for 5G: Global status, challenges, and enabling technologies,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, no. 3, pp. 12–18, Mar. 2018.
- [5] Recommendation ITU-R M.2083-0, “IMT vision — Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond,” Sept. 2015.
- [6] 3GPP TR 38.913 v14.2.0, “Study on scenarios and requirements for next generation access technologies,” Mar. 2017.
- [7] M. Shafi, A. F. Molisch, P. J. Smith, T. Haustein, P. Zhu, P. D. Silva, F. Tufvesson, A. Benjebbour, and G. Wunder, “5G: A tutorial overview of standards, trials, challenges, deployment, and practice,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 35, no. 6, pp. 1201–1221, June 2017.
- [8] Z. Zhang, Y. Xiao, Z. Ma, M. Xiao, Z. Ding, X. Lei, G. K. Karagiannidis, and P. Fan, “6G wireless networks: Vision, requirements, architecture, and key technologies,” *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 14, no. 3, pp. 28–41, Sept. 2019.
- [9] Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications: Enhancements for higher throughput, IEEE Standard 802.11n, Oct. 2009.
- [10] E. Perahia and R. Stacey, *Next Generation Wireless LANs: 802.11n and 802.11ac*, Cambridge University Press, 2013.

- [11] A. J. Paulraj, D. A. Gore, R. U. Nabar, and H. Bolcskei, “An overview of MIMO communications — A key to gigabit wireless,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 92, no. 2, pp. 198–218, Feb. 2004.
- [12] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela, “V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel,” *Proc. 1998 URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics (ISSSE 1998)*, pp. 295–300, Oct. 1998.
- [13] J. B. Andersen, “Array gain and capacity for known random channels with multiple element arrays at both ends,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 18, no. 11, pp. 2172–2178, Nov. 2000.
- [14] X. Zhu and R. D. Murch, “Performance analysis of maximum likelihood detection in a MIMO antenna system,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 2, pp. 187–191, Feb. 2002.
- [15] T. Haustein, C. von Helmolt, E. Jorswieck, V. Jungnickel, and V. Pohl, “Performance of MIMO systems with channel inversion,” *Proc. IEEE 55th Vehicular Technology Conference (VTC 2002-Spring)*, vol. 1, pp. 35–39, May 2002.
- [16] Q. H. Spencer, C. B. Peel, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, “An introduction to the multi-user MIMO downlink,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, no. 10, pp. 60–67, Oct. 2004.
- [17] G. Bauch and G. Dietl, “Multi-user MIMO for achieving IMT-Advanced requirements,” *Proc. 2008 International Conference on Telecommunications (ICT 2008)*, pp. 1–7, June 2008.
- [18] 3GPP TS 36.213 v8.3.0, “Evolved universal terrestrial radio access (E-UTRA); Physical layer procedures,” May 2008.
- [19] Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications: Enhancements for very high throughput for operation in bands below 6GHz, IEEE Standard 802.11ac, Dec. 2013.
- [20] E. Khorov, A. Kiryanov, A. Lyakhov, and G. Bianchi, “A tutorial on IEEE 802. high efficiency WLANs,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 21, no. 1, pp. 197–216, Sept. 2018.

- [21] M. Sawahashi, Y. Kishiyama, A. Morimoto, D. Nishikawa, and M. Tanno, "Coordinated multipoint transmission/reception techniques for LTE-advanced," *IEEE Wireless Communications*, vol. 17, no. 3, pp. 26–34, June 2010.
- [22] R. Irmer, H. Droste, P. Marsch, M. Grieger, G. Fettweis, S. Brueck, H.-P. Mayer, L. Thiele, and V. Jungnickel, "Coordinated multipoint: Concepts, performance, and field trial results," *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, no. 2, pp. 102–111, Feb. 2011.
- [23] D. Lee, H. Seo, B. Clerckx, E. Hardouin, D. Mazzarese, S. Nagata, and K. Sayana, "Coordinated multipoint transmission and reception in LTE-advanced: Deployment scenarios and operational challenges," *IEEE Communications Magazine*, vol. 50, no. 2, pp. 148–155, Feb. 2012.
- [24] F. Sofrabi and W. Yu, "Hybrid digital and analog beamforming design for large-scale antenna arrays," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 10, no. 3, pp. 501–513, Apr. 2016.
- [25] M. Sakai, K. Nakagawa, H. Iura, N. Iwayama, A. Okazaki, N. Nonaka, S. Suyama, J. Mashino, A. Okamura, and Y. Okumura, "Indoor experimental trial on hybrid 16-beam spatial-multiplexing for high SHF wide-band massive MIMO in 5G," *Proc. IEEE 88th Vehicular Technology Conference (VTC 2018-Fall)*, pp. 1–5, Aug. 2018.
- [26] 3GPP TS 36.213 v10.0.0, "Evolved universal terrestrial radio access (E-UTRA); Physical layer procedures," Dec. 2010.
- [27] B. M. Hochwald, C. B. Peel, and A. L. Swindlehurst, "A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication-part II: Perturbation," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, no. 3, pp. 537–544, Mar. 2005.
- [28] H. Tomeba, T. Onodera, M. Kubota, F. Maehara, and F. Takahata, "Vector perturbation using signal space conversion assisted vector ranking algorithm," *Proc. 2014 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC 2014)*, pp. 537–544, Apr. 2014.
- [29] C. Windpassinger, R. F. H. Fischer, T. Vencel, and J. B. Huber, "Precoding in multiantenna and multiuser communications," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, no. 4, pp. 1305–1316, July 2004.

- [30] K. Zu, R. de Lamare, and M. Haardt, “Multi-branch Tomlinson-Harashima precoding design for MU-MIMO systems: Theory and algorithms,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 62, no. 3, pp. 939–951, Mar. 2014.
- [31] T. Maruko, T. Yamaguchi, T. Yoshimura, H. Tomeba, T. Onodera, and F. Maehara, “Efficient combination of multi-user MIMO THP and user selection based on spatial orthogonality,” *Proc. 2016 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC 2016)*, pp. 1–5, Apr. 2016.
- [32] X. Wang, X. Hou, H. Jiang, A. Benjebbour, Y. Saito, Y. Kishiyama, J. Qiu, H. Shen, C. Tang, T. Tian, and T. Kashima, “Large scale experimental trial of 5G mobile communication systems — TDD massive MIMO with linear and non-linear precoding schemes,” *Proc. IEEE 27th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC 2016)*, pp. 1–5, Sept. 2016.
- [33] F. Hasegawa, H. Nishimoto, N. Song, M. Enescu, A. Taira, A. Okazaki, and A. Okamura, “Non-linear precoding for 5G NR,” *Proc. 2018 IEEE Conference on Standards for Communications and Networking (CSCN 2018)*, pp. 1–7, Oct. 2018.
- [34] Report ITU-R M.2320-0, “Future technology trends of terrestrial IMT systems,” Nov. 2014.
- [35] 前原文明, “無線システムにおける理論解析の意義とその魅力,” *IEICE Fundamentals Review*, vol. 7, no. 1, pp. 60–71, July 2013.
- [36] F. Maehara, H. Tomeba, and T. Onodera, “Combination strategy based on theoretical aspects for effective and efficient wireless communications,” *Proc. 2018 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS 2018)*, pp. 313–318, Nov. 2018.
- [37] M. Huang, S. Zhou, and J. Wang, “Analysis of Tomlinson-Harashima precoding in multiuser MIMO systems with imperfect channel state information,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 57, no. 5, pp. 2856–2867, Sept. 2008.
- [38] K. Takeda, H. Tomeba, and F. Adachi, “Single-carrier HARQ using joint THP and FDE,” *Proc. IEEE 66th Vehicular Technology Conference (VTC 2007-Fall)*, pp. 1188–1192, Oct. 2007.

- [39] K. Nishimura, T. Maruko, H. Tomeba, T. Onodera, M. Kubota, F. Maehara, and F. Takahata, "A novel modulo loss suppression scheme employing theoretical BER formula for MU-MIMO THP systems," *Proc. IEEE 82nd Vehicular Technology Conference (VTC 2015-Fall)*, pp. 1–5, Sept. 2015.
- [40] G. D. Forney, M. D. Trott, and S. Y. Chung, "Sphere-bound-achieving coset codes and multilevel coset codes," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 46, no. 3, pp. 820–850, May 2000.
- [41] R. F. H. Fischer, "The modulo-lattice channel: The key feature in precoding schemes," *AEU International Journal of Electronics and Communications*, vol. 59, no. 4, pp. 244–253, June 2005.
- [42] K. T. Truong and R. W. Heath, "Effects of channel aging in massive MIMO systems," *Journal of Communications and Networks*, vol. 15, no. 4, pp. 338–351, Aug. 2013.
- [43] A. K. Papazafeiropoulos, "Impact of general channel aging conditions on the downlink performance of massive MIMO," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 2, pp. 1428–1442, Feb. 2017.
- [44] R. V. Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House, 2000.
- [45] S. Hara and R. Prasad, *Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications*, Artech House, 2003.
- [46] M. Jiang and L. Hanzo, "Multiuser MIMO-OFDM for next-generation wireless systems," *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 7, pp. 1430–1469, July 2007.
- [47] G. Ku and J. M. Walsh, "Resource allocation and link adaptation in LTE and LTE Advanced: A tutorial," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 17, no. 3, pp. 1605–1633, Dec. 2014.
- [48] K. Manolakis, S. Jaeckel, E. S. Marquez, and V. Jungnickel, "Impact of path loss and delay spread on base station cooperation," *Proc. 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 2011)*, pp. 3764–3768, Apr. 2011.

- [49] V. Kotsch, W. Rave, and G. Fettweis, “ISI analysis in network MIMO OFDM systems with insufficient cyclic prefix length,” *Proc. 7th International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS 2010)*, pp. 189–193, Sept. 2010.
- [50] V. Kotsch and G. Fettweis, “On synchronization requirements and performance limitations for CoMP systems in large cells,” *Proc. 8th International Workshop on Multi-Carrier Systems & Solutions (MC-SS 2011)*, pp. 1–5, May 2011.
- [51] 中村瞬, 前原文明, “理論ビット誤り率を用いた MIMO-OFDM シンボル間干渉抑圧法,” *信学論 (B)*, vol. J98-B, no. 11, pp. 1233–1237, Nov. 2015.
- [52] H. Suganuma, Y. Shimbo, N. Hiruma, H. Tomeba, T. Onodera, and F. Maehara, “Theoretical system capacity of multi-user MIMO THP in the presence of terminal mobility,” *Proc. IEEE 88th Vehicular Technology Conference (VTC 2018-Fall)*, pp. 1–5, Aug. 2018.
- [53] 菅沼碩文, 蛭間信博, 留場宏道, 小野寺毅, 前原文明, “MU-MIMO THP のシステム容量の理論解析,” *信学技報*, RCS2017-148, Aug. 2017.
- [54] C. Windpassinger, T. Vencel, and R. F. H. Fischer, “Precoding and loading for BLAST-like systems,” *Proc. 2003 IEEE International Conference on Communications (ICC 2003)*, vol. 5, pp. 3061–3065, May 2003.
- [55] M. Joham, J. Brehmer, and W. Utschick, “MMSE approaches to multiuser spatio-temporal Tomlinson-Harashima precoding,” *Proc. 5th International ITG Conference on Source and Channel Coding (SCC 2004)*, pp. 387–394, Jan. 2004.
- [56] H. Suganuma, N. Hiruma, and F. Maehara, “Theoretical performance evaluation of system capacity in multi-user MIMO THP with ordering,” *Proc. 2018 Wireless Telecommunications Symposium (WTS 2018)*, pp. 1–6, Apr. 2018.
- [57] R. Mizutani, Y. Shimbo, H. Suganuma, H. Tomeba, T. Onodera, and F. Maehara, “Theoretical system capacity of multi-user MIMO-OFDM THP in the presence of terminal mobility,” *IEICE Communications Express*, vol. 9, no. 4, pp. 117–122, Apr. 2020.
- [58] 菅沼碩文, 齋藤周平, 丸小倫己, 前原文明, “MU-MIMO-OFDM における理論システム容量を用いたガードインターバル長制御法,” *信学論 (B)*, vol. J102-B, no. 8, pp. 659–668, Aug. 2019.

- [59] L. J. Greenstein, V. Erceg, Y. S. Yeh, and M. V. Clark, "A new path-gain/delay-spread propagation model for digital cellular channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 46, no. 2, pp. 477–485, May 1997.
- [60] 坂田佳謙, 村上友規, 鷹取泰司, 溝口匡人, 前原文明, "MU-MIMO-OFDMA 伝送における不均一なトラヒック及び受信電力を考慮したリソース割り当て法," *信学論 (B)*, vol. J98-B, no. 7, pp. 707–716, July 2015.

研究業績

ジャーナル論文

- [1] R. Mizutani, Y. Shimbo, H. Suganuma, H. Tomeba, T. Onodera, and F. Maehara, “Theoretical system capacity of multi-user MIMO-OFDM THP in the presence of terminal mobility,” *IEICE Communications Express*, vol. 9, no. 4, pp. 117–122, Apr. 2020.
- [2] K. Taguchi, R. Mizutani, Y. Shimbo, H. Suganuma, and F. Maehara, “Theoretical performance evaluation of MU-MIMO THP with user scheduling,” *IEICE Communications Express*, vol. 8, no. 11, pp. 439–444, Nov. 2019.
- [3] 菅沼碩文, 齋藤周平, 丸小倫己, 前原文明, “MU-MIMO-OFDMにおける理論システム容量を用いたガードインターバル長制御法,” *信学論 (B)*, vol. J102-B, no. 8, pp. 659–668, Aug. 2019.
- [4] S. Saito, H. Suganuma, and F. Maehara, “Theoretical derivation method of bit error rate for coded SC-FDE transmission,” *IEICE Communications Express*, vol. 6, no. 5, pp. 182–187, May 2017.

国際会議

- [1] S. Saito, Y. Ito, H. Suganuma, K. Ogawa, and F. Maehara, “Performance analysis of polarized OAM multiplexing considering the effect of polarization interference,” *Proc. 2020 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops 2020)*, pp. 1–6, June 2020.
- [2] S. Ozaku, Y. Shimbo, H. Suganuma, and F. Maehara, “Adaptive repetition control using terminal mobility for uplink grant-free URLLC,” *Proc. IEEE 91st Vehicular Technology Conference (VTC 2020-Spring)*, pp. 1–5, May 2020.

- [3] K. Kojima, Y. Shimbo, H. Sukanuma, and F. Maehara, “Deep learning based CoMP transmission method using vehicle position information for taxi radio systems,” *Proc. 2020 International Conference on Artificial Intelligence in Information and Communication (ICAIIIC 2020)*, pp. 253–256, Feb. 2020.
- [4] H. Sukanuma, S. Saito, K. Ogawa, and F. Maehara, “Inter-mode interference suppression employing even-numbered modes for UCA-based OAM multiplexing,” *Proc. 2019 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps 2019)*, pp. 1–6, Dec. 2019.
- [5] H. Sukanuma, H. Suenaga, and F. Maehara, “Hybrid multiple access using simultaneously NOMA and OMA,” *Proc. 2019 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS 2019)*, pp. 1–2, Dec. 2019.
- [6] S. Ozaku, Y. Shimbo, H. Sukanuma, and F. Maehara, “Repetition control method using terminal mobility for uplink grant-free URLLC,” *Proc. 2019 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS 2019)*, pp. 1–2, Dec. 2019.
- [7] S. Yamashita, H. Sukanuma, T. Murakami, Y. Takatori, and F. Maehara, “Centralized resource allocation method for multiuser MIMO capable wireless LANs,” *Proc. 22nd International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC 2019)*, pp. 1–5, Nov. 2019.
- [8] S. Saito, H. Sukanuma, K. Ogawa, and F. Maehara, “Performance analysis of OAM-MIMO using SIC in the presence of misalignment of beam axis,” *Proc. 2019 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops 2019)*, pp. 1–6, May 2019.
- [9] S. Saito, H. Sukanuma, K. Ogawa, and F. Maehara, “Performance enhancement of OAM-MIMO using successive interference cancellation,” *Proc. IEEE 89th Vehicular Technology Conference (VTC 2019-Spring)*, pp. 1–5, Apr. 2019.
- [10] Y. Shimbo, H. Sukanuma, H. Tomeba, T. Onodera, and F. Maehara, “Efficient proportional fairness scheduling method using user distribution in MU-MIMO THP,” *Proc. IEEE 89th Vehicular Technology Conference (VTC 2019-Spring)*, pp. 1–5, Apr. 2019.

- [11] E. N. Maung, Y. Shimbo, H. Suganuma, and F. Maehara, “Low complexity fair user scheduling employing spatial orthogonality for MU-MIMO systems,” *Proc. 26th International Conference on Telecommunications (ICT 2019)*, pp. 437–441, Apr. 2019.
- [12] S. Saito, H. Suganuma, K. Ogawa, and F. Maehara, “Influence of the number of uniform circular arrays on system capacity in OAM multiplexing,” *Proc. 21st International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC 2018)*, pp. 268–272, Nov. 2018.
- [13] R. Mizutani, Y. Shimbo, H. Suganuma, and F. Maehara, “Impact of power normalization on system-level performance in MU-MIMO with user scheduling,” *Proc. 2018 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2018)*, pp. 1–2, Oct. 2018.
- [14] H. Suganuma, Y. Shimbo, N. Hiruma, H. Tomeba, T. Onodera, and F. Maehara, “Theoretical system capacity of multi-user MIMO THP in the presence of terminal mobility,” *Proc. IEEE 88th Vehicular Technology Conference (VTC 2018-Fall)*, pp. 1–5, Aug. 2018.
- [15] Y. Shimbo, N. Hiruma, H. Suganuma, and F. Maehara, “Control overhead reduction method employing frequency correlation for MU-MIMO-OFDM THP with user scheduling,” *Proc. IEEE 87th Vehicular Technology Conference (VTC 2018-Spring)*, pp. 1–5, June 2018.
- [16] H. Suganuma, N. Hiruma, and F. Maehara, “Theoretical performance evaluation of system capacity in multi-user MIMO THP with ordering,” *Proc. 2018 Wireless Telecommunications Symposium (WTS 2018)*, pp. 1–6, Apr. 2018.
- [17] H. Suganuma, S. Saito, T. Maruko, and F. Maehara, “Inter-symbol interference suppression scheme employing periodic signals in coded network MIMO-OFDM systems,” *Proc. 2017 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS 2017)*, pp. 42–44, Jan. 2017.
- [18] H. Suganuma, T. Maruko, and F. Maehara, “Inter-symbol interference suppression scheme employing periodic signals in network MIMO-OFDM systems,” *Proc. 2016 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2016)*, pp. 276–277, Oct. 2016.

研究会

- [1] K. Kojima, Y. Shimbo, H. Sukanuma, and F. Maehara, “An application of deep learning to CoMP transmission employing vehicle position information in taxi radio systems,” *IEICE Technical Report*, RCS2019-355, Mar. 2020.
- [2] 伊藤有希, 齋藤周平, 菅沼碩文, 小川賀代, 前原文明, “OAM 多重伝送における偏波干渉の影響評価,” 信学技報, RCS2019-402, Mar. 2020.
- [3] 田中風我, 山下颯磨, 菅沼碩文, 前原文明, “集中制御型無線LANにおける MU-MIMO リソース割り当てに関する検討,” 信学技報, RCS2019-403, Mar. 2020.
- [4] 熊谷雄太, 権田尚哉, 小作伸一, 菅沼碩文, 前原文明, “チャネル利得を用いたアップリンク SCMA/OFDMA ユーザクラスタリングに関する検討,” 信学技報, RCS2019-404, Mar. 2020.
- [5] 中村敦也, 新保薫子, 齋藤周平, 菅沼碩文, 前原文明, 前原文明, “端末移動性を用いた SC-FDE 判定帰還型伝搬路推定の特性改善に関する検討,” 信学技報, RCS2019-405, Mar. 2020.
- [6] 小作伸一, 新保薫子, 菅沼碩文, 前原文明, “アップリンク Grant-Free URLLC における端末移動性を用いた繰り返し送信制御法,” 信学技報, RCS2019-238, Dec. 2019.
- [7] 菅沼碩文, 齋藤周平, 小川賀代, 前原文明, “OAM 多重伝送における偶数モードを用いたモード間干渉抑圧法に関する検討,” 信学技報, RCS2019-213, Nov. 2019.
- [8] 権田尚哉, 小作伸一, 菅沼碩文, 前原文明, “SCMA と OFDMA を同時に活用したアップリンクユーザ割り当てに関する一検討,” 信学技報, SRW2019-37, Nov. 2019.
- [9] 齋藤周平, 伊藤有希, 菅沼碩文, 小川賀代, 前原文明, “複数UCAを用いたOAM多重伝送において搬送波周波数がシステム容量に与える影響,” 信学技報, SRW2019-38, Nov. 2019.
- [10] R. Mizutani, Y. Shimbo, H. Sukanuma, H. Tomeba, T. Onodera, and F. Maehara, “A study on theoretical system capacity of MU-MIMO-OFDM THP in the presence of terminal mobility,” *IEICE Technical Report*, RCS2019-165, Aug. 2019.
- [11] 齋藤周平, 菅沼碩文, 小川賀代, 前原文明, “UCAによるOAM-MIMO伝送においてアンテナ軸ずれがシステム容量に与える影響,” 映情学技報, BCT2019-61, July 2019.

- [12] 伊藤有希, 齋藤周平, 菅沼碩文, 小川賀代, 前原文明, “複数のUCAを用いたOAM多重伝送においてアンテナ軸ずれがシステム容量に与える影響に関する検討,” 信学技報, RCS2019-101, July 2019.
- [13] 田口華蓮, 水谷亮太, 新保薫子, 菅沼碩文, 前原文明, “PFスケジューリングを考慮したMU-MIMO THPの理論システム容量,” 信学技報, RCS2019-49, June 2019.
- [14] E. N. Maung, Y. Shimbo, H. Suganuma, and F. Maehara, “A study on low complexity fair user scheduling employing spatial orthogonality for MU-MIMO systems,” *IEICE Technical Report*, RCS2019-13, Apr. 2019.
- [15] 新保薫子, 菅沼碩文, 留場宏道, 難波秀夫, 小野寺毅, 前原文明, “OFDM方式における圧縮センシング外挿を用いた伝搬路推定に関する検討,” 映情学技報, BCT2019-40, Mar. 2019.
- [16] 末永大明, 菅沼碩文, 前原文明, “NOMAとOMAを同時に活用したユーザ要求に基づく無線リソース割り当て法に関する一検討,” 信学技報, RCS2018-283, Mar. 2019.
- [17] 菅沼碩文, 新保薫子, 留場宏道, 小野寺毅, 前原文明, “移動端末存在下においてアンテナ配置がMU-MIMOの理論システム容量に与える影響,” 信学技報, RCS2018-287, Mar. 2019.
- [18] 山下颯磨, 菅沼碩文, 村上友規, 鷹取泰司, 前原文明, “MU-MIMOが適用された無線LANにおけるAP選択とスケジューリングに関する一検討,” 信学技報, RCS2018-259, Feb. 2019.
- [19] 齋藤周平, 菅沼碩文, 小川賀代, 前原文明, “UCAによるOAM-MIMO伝送への逐次干渉除去の適用に関する一検討,” 信学技報, RCS2018-221, Dec. 2018.
- [20] 新保薫子, 菅沼碩文, 前原文明, “PFスケジューリングを適用したMU-MIMO THPにおけるユーザ分布を用いた計算コスト削減法に関する一検討,” 信学技報, WBS2018-68, Dec. 2018.
- [21] 齋藤周平, 菅沼碩文, 小川賀代, 前原文明, “OAM多重へのUCA多重数がシステム容量に与える影響,” 信学技報, SRW2018-31, Nov. 2018.
- [22] 新保薫子, 菅沼碩文, 前原文明, “MU-MIMO-OFDM THPのオーダーリング削減法へのレベル交差に基づく遅延スプレッド推定法の適用効果に関する一検討,” 信学技報, RCS2018-129, July 2018.

- [23] 新保薫子, 菅沼碩文, 前原文明, “レベル交差を用いた周波数選択性及び時間選択性の推定法に関する一検討,” 信学技報, WBS2018-4, May 2018.
- [24] 菅沼碩文, 新保薫子, 蛭間信博, 留場宏道, 小野寺毅, 前原文明, “移動端末存在下における MU-MIMO THP の理論システム容量に関する検討,” 信学技報, RCS2018-32, May 2018.
- [25] 末永大明, 菅沼碩文, 蛭間信博, 天堤拓郎, 前原文明, “NOMA と OMA を同時に活用した無線リソース割り当て法に関する検討,” 信学技報, RCS2017-313, Jan. 2018.
- [26] 西田紘基, 菅沼碩文, 前原文明, “OFDM と FBMC が混在するシステムにおける隣接チャネル間干渉特性,” 信学技報, SRW2017-50, Nov. 2017.
- [27] 菅沼碩文, 蛭間信博, 留場宏道, 小野寺毅, 前原文明, “MU-MIMO THP のシステム容量の理論解析,” 信学技報, RCS2017-148, Aug. 2017.
- [28] 齋藤周平, 菅沼碩文, 前原文明, “システムレベルにおける OFDM と SC-FDE の理論通信路容量比較評価に関する検討,” 信学技報, SRW2016-87, Mar. 2017.
- [29] 齋藤周平, 菅沼碩文, 前原文明, “SC-FDE における誤り訂正を考慮した理論ビット誤り率の解析に関する一検討,” 信学技報, WBS2016-42, Oct. 2016.
- [30] 菅沼碩文, 齋藤周平, 丸小倫己, 前原文明, “ネットワーク MIMO-OFDM におけるシンボル間干渉抑圧に関する検討,” 映情学技報, BCT2016-62, July 2016.

全国大会

- [1] 中村敦也, 新保薫子, 齋藤周平, 菅沼碩文, 前原文明, “端末移動性を用いた SC-FDE 判定帰還型伝搬路推定の特性改善に関する一検討,” 信学総大, B-5-1, Mar. 2020.
- [2] 伊藤有希, 齋藤周平, 菅沼碩文, 小川賀代, 前原文明, “OAM 多重伝送における偏波干渉の影響,” 信学総大, B-5-47, Mar. 2020.
- [3] 熊谷雄太, 権田尚哉, 小作伸一, 菅沼碩文, 前原文明, “チャンネル利得を用いたアップリンク SCMA/OFDMA ユーザクラスタリングに関する一検討,” 信学総大, B-5-93, Mar. 2020.
- [4] 田中風我, 山下颯磨, 菅沼碩文, 前原文明, “集中制御型無線 LAN における MU-MIMO リソース割り当てに関する一検討,” 信学総大, B-5-142, Mar. 2020.

- [5] 菅沼碩文, 齋藤周平, 丸小倫己, 前原文明, “ネットワーク MIMO-OFDM における理論システム容量を用いた GI 長制御法,” 信学ソ大, B-5-27, Sept. 2019.
- [6] 新保薫子, 菅沼碩文, 留場宏道, 難波秀夫, 小野寺毅, 前原文明, “OFDM 方式における圧縮センシング外挿を用いた MMSE 伝搬路推定法の一検討,” 信学ソ大, BS-2-8, Sept. 2019.
- [7] 新保薫子, 菅沼碩文, 留場宏道, 難波秀夫, 小野寺毅, 前原文明, “OFDM 方式における圧縮センシング外挿を用いた伝搬路推定に関する一検討,” 信学総大, B-5-35, Mar. 2019.
- [8] 田口華蓮, 水谷亮太, 新保薫子, 菅沼碩文, 前原文明, “PF スケジューリングを考慮した MU MIMO THP のシステム容量特性,” 信学総大, B-5-43, Mar. 2019.
- [9] 田端寛樹, 西田紘基, 菅沼碩文, 前原文明, “非同期システム間干渉を考慮した FBMC と OFDM のシステム容量評価,” 信学総大, B-5-48, Mar. 2019.
- [10] 伊藤有希, 齋藤周平, 菅沼碩文, 小川賀代, 前原文明, “複数の UCA を用いた OAM 多重伝送においてアンテナ軸ずれがシステム容量に与える影響,” 信学総大, B-5-106, Mar. 2019.
- [11] 菅沼碩文, 新保薫子, 留場宏道, 小野寺毅, 前原文明, “有相関フェージング環境における MU-MIMO THP の理論システム容量,” 信学ソ大, B-5-3, Sept. 2018.
- [12] 山下颯磨, 菅沼碩文, 村上友規, 鷹取泰司, 前原文明, “MU-MIMO が適用された無線 LAN における AP 選択法に関する検討,” 信学ソ大, B-5-102, Sept. 2018.
- [13] 齋藤周平, 菅沼碩文, 小川賀代, 前原文明, “UCA による OAM 伝送においてモード多重数がシステム容量に与える影響,” 信学ソ大, BS-4-9, Sept. 2018.
- [14] 蛭間信博, 菅沼碩文, 留場宏道, 難波秀夫, 小野寺毅, 前原文明, “アップリンク OFDMA におけるガードインターバル短縮に関する一検討,” 信学総大, B-5-27, Mar. 2018.
- [15] 菅沼碩文, 齋藤周平, 丸小倫己, 前原文明, “MU-MIMO-OFDM における ISI を許容した伝送効率向上に関する一検討,” 信学総大, B-5-40, Mar. 2018.
- [16] 水谷亮太, 新保薫子, 蛭間信博, 菅沼碩文, 前原文明, “電力正規化からみた MU-MIMO とスケジューリング技術の結合特性,” 信学総大, B-5-41, Mar. 2018.

- [17] 西田紘基, 菅沼碩文, 前原文明, “OFDM と FBMC において隣接チャネル間干渉が伝送特性に与える影響,” 信学ソ大, B-5-7, Sept. 2017.
- [18] 末永大明, 菅沼碩文, 蛭間信博, 天堤拓郎, 前原文明, “NOMA と OMA を同時に活用した無線リソース割り当てに関する一検討,” 信学ソ大, B-5-22, Sept. 2017.
- [19] 菅沼碩文, 蛭間信博, 留場宏道, 小野寺毅, 前原文明, “MU-MIMO THP の理論システム容量の導出法,” 信学ソ大, B-5-64, Sept. 2017.
- [20] 齋藤周平, 菅沼碩文, 前原文明, “誤り訂正を考慮した SC-FDE のビット誤り率の理論解析に関する検討,” 信学ソ大, B-5-23, Sept. 2016.
- [21] 菅沼碩文, 丸小倫己, 前原文明, “ネットワーク MIMO-OFDM におけるシンボル間干渉抑圧に関する一検討,” 信学総大, B-5-104, Mar. 2016.

受賞

- 電子情報通信学会 2019 年度 学術奨励賞, Mar. 2020.
- 2020 International Conference on Artificial Intelligence in Information and Communication (ICAIIIC 2020) Excellent Paper Award, Feb. 2020.
- IEEE VTS Tokyo Chapter 2018 Young Researcher's Encouragement Award, Aug. 2018.
- 電子情報通信学会 2017 年度 無線通信システム研究会 奨励賞, May 2018.

研究費・助成金

- 電気通信普及財団, 2019 年 10 月期 海外渡航旅費援助, Oct. 2019, 総額 18 万円.