

無線 LAN システムにおける  
高効率マルチユーザ MIMO に関する研究  
A Study on High Efficiency Multiuser  
MIMO for Wireless LAN Systems

2015 年 7 月

村 上 友 規

Tomoki MURAKAMI

博士学位論文

無線 LAN システムにおける  
高効率マルチユーザ MIMO に関する研究

A Study on High Efficiency Multiuser  
MIMO for Wireless LAN Systems

2015 年 7 月

早稲田大学大学院 基幹理工学研究科  
情報理工学専攻 無線信号処理研究

村 上 友 規

Tomoki MURAKAMI

# 目次

第 1 章	序論 .....	1
1.1	研究の背景 .....	1
1.2	課題と目的 .....	4
1.3	概要 .....	7
第 2 章	単一セルにおける複数アンテナを有する端末に対する MU-MIMO 伝送 .....	9
2.1	まえがき .....	9
2.2	システムモデル .....	12
2.3	複数アンテナを有する端末に対する MU-MIMO 伝送 .....	12
2.3.1	CSMA/CA に基づく SU-MIMO 伝送 .....	15
2.3.2	受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送 .....	16
2.3.3	受信ウェイト指定型 MU-MIMO 伝送 .....	17
2.4	受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送における受信アンテナ判定法 .....	18
2.4.1	受信アンテナ判定法 .....	19
2.4.2	受信アンテナ判定を考慮した受信アンテナ選択 .....	20
2.4.3	無線 LAN システムへの適用 .....	23
2.5	特性評価 .....	25
2.5.1	シミュレーション諸元 .....	25
2.5.2	複数アンテナを有する端末に対する MU-MIMO 伝送の評価 .....	25
2.5.3	受信アンテナ判定法の評価 .....	30
2.6	まとめ .....	34
第 3 章	複数セルにおける複数アンテナを有する端末に対する AP 連携 MU-MIMO 伝送... .....	36
3.1	まえがき .....	36
3.2	システムモデル .....	38
3.3	複数アンテナを有する端末に対する AP 連携 MU-MIMO 伝送 .....	40
3.3.1	CSMA/CA に基づく MU-MIMO 伝送 .....	42
3.3.2	端末選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送 .....	43
3.3.3	受信アンテナ選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送 .....	45
3.3.4	受信ウェイト指定型 AP 連携 MU-MIMO 伝送 .....	47
3.4	実験評価 .....	49

3.4.1	測定環境と測定条件 .....	49
3.4.2	評価結果 .....	53
3.5	まとめ .....	57
第4章	オーバーヘッドを考慮した MU-MIMO 伝送と OFDMA 伝送の切替法 .....	59
4.1	まえがき .....	59
4.2	システムモデル .....	60
4.2.1	OFDMA 伝送 .....	62
4.2.2	MU-MIMO 伝送 .....	62
4.3	MU-MIMO 伝送と OFDMA 伝送の切替法 .....	63
4.4	特性評価 .....	65
4.4.1	シミュレーション諸元 .....	65
4.4.2	シミュレーション結果 .....	67
4.5	まとめ .....	73
第5章	結論 .....	74
	謝辞 .....	76
	参考文献 .....	77
	研究業績一覧 .....	80

# 第1章 序論

## 1.1 研究の背景

スマートフォンやタブレット端末などの無線通信デバイスの爆発的な普及により、移動通信トラフィックが急激に増加している。図 1-1 は、日本における月間平均の移動通信トラフィックの推移を示しており、総務省から発表されたデータを用いて作成している[1]。この図より、移動通信トラフィックは年間約 1.5 倍で増加し、今後もさらに増加し続けることが予想される。将来無線通信システムでは、この増加し続ける移動通信トラフィックを安定的に収容することが最重要課題であり、大幅な高速化を実現する新規技術の創出が求められている。現在、高速な無線通信システムの実現に向けて、標準化プロジェクト 3GPP(Third Generation Partnership Project)では、次世代セルラシステムに向けた議論が進められている[2]。また、移動通信トラフィックのオフロードとして期待される無線 LAN(Local Area Network)システムの利用も急速に拡大しており、次世代無線 LAN システムに向けた検討が IEEE(Institute of Electrical and Electronics Engineers) 802.11 において進められている[3]。

将来無線通信システムの実現に向けては、セルラシステムと無線 LAN システムの両者の高速化が必須となるが、本研究では、その中でも移動通信トラフィックのオフロードとして重要な役割を担う無線 LAN システムの高速化に注目する。まず、具体的な技術を含めた無線 LAN システムの発展の推移について説明する。図 1-2 は、5GHz 帯の無線 LAN システムの発展の推移である。1999 年には、5GHz 帯を用いた高速無線アクセスシステムとして IEEE 802.11a(以降 11a)規格が策定された。11a では、周波数選択性フェージング環境での無線伝送特性を安定化させる直交周波数分割多重(OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing)変調方式を採用し、最大で 54Mbit/s の伝送速度を実現している[4]。2009 年に策定した IEEE 802.11n(以降 11n)規格では、シングルユーザ MIMO(SU-MIMO: Single-User Multiple Input Multiple Output)伝送とチャンネルボンディング伝送によって最大 600Mbit/s の伝送速度を実現している[5][6][7]。SU-MIMO 伝送では、複数アンテナを有するアクセスポイント(AP: Access Point)と複数アンテナを有する端末が、同一時刻と同一周波数チャンネルを用いて、最大 4 空間多重伝送の 1 対 1 伝送を実現する。一方、チャンネルボンディング伝送では、11a で規定された 20MHz の周波数チャンネルを最小単位として、1 回の伝送で同時に 2 つの周波数チャンネルを利用する。さらに、2014 年に策定した IEEE 802.11ac(以降 11ac)規格では、20MHz の周波数チャンネルを 8 つまで拡大したチャンネルボンディング伝送やマルチユーザ MIMO(MU-MIMO: Multi-User MIMO)伝送[8][9]を用いて、同一時刻と同一周波数チャンネルで 1 台の AP が複数の端末に対して MIMO 伝送を行う空間分割多元接続が採用され、最大 8 空間多重によって 6.9Gbit/s の伝送速度を実現している。そして、現在、さらなる高速

化に向けて、次世代無線 LAN 標準規格 IEEE 802.11ax(以降 11ax)のタスクグループ TGax が 2014 年 5 月に発足し、活発な議論が進められている。11ax では、無線通信システムの共通課題である電波干渉を解決すべく、無線 LAN システムの AP が一定エリア内に高密度に配置される環境下におけるエリアスループットの向上を目的の 1 つとしている。

上記に示すように、無線 LAN システムの代表的な高速化手法は、「帯域幅の拡大」と「空間多重数の増加」に大別される。「帯域幅の拡大」については、無線 LAN システムの発展とともに 20MHz から最大 160MHz まで帯域幅を拡大し、伝送速度の高速化が行われている。しかしながら、5GHz に割り当てられている日本の周波数チャンネル数は 20MHz を最小単位として 19 個と制限があることから、さらなる帯域幅の拡大には限界がある。さらに、11ax においても、160MHz を超える広帯域伝送の議論は進められていない。一方、「空間多重数の増加」については、無線 LAN システムの発展とともに搭載可能なアンテナ数が増加し、1 空間多重から最大 8 空間多重までを実現している。アンテナ数の増加によりアンテナ配置、信号処理、コストなどの問題が生じるものの、アンテナ数の増加に応じた高速化が可能となることから、「空間多重数の増加」は大幅な高速化の実現において鍵となるアプローチとして期待されている。以上を踏まえて、本研究では、「帯域幅の拡大」を必要とせず、無線通信システムの大幅な高速化が可能な「空間多重数の増加」に注目し、検討を進める。

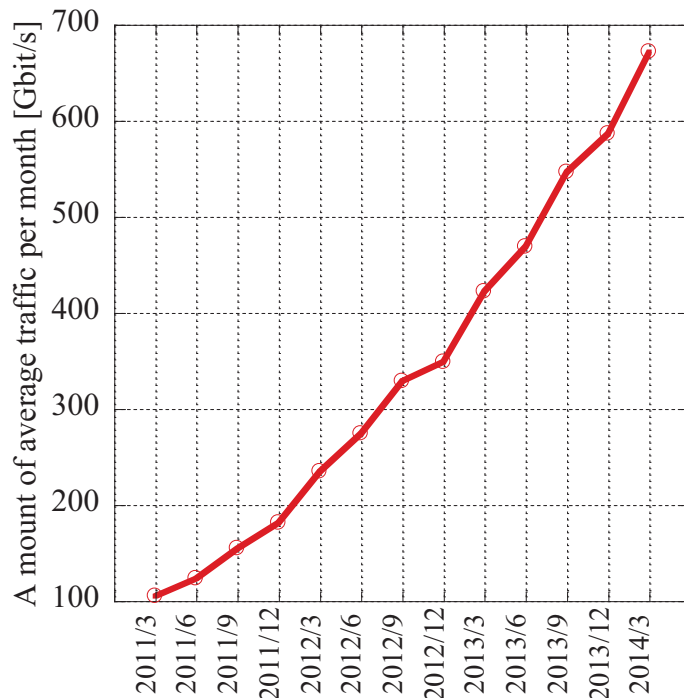


図 1-1 日本における月間平均の移動通信トラフィックの推移

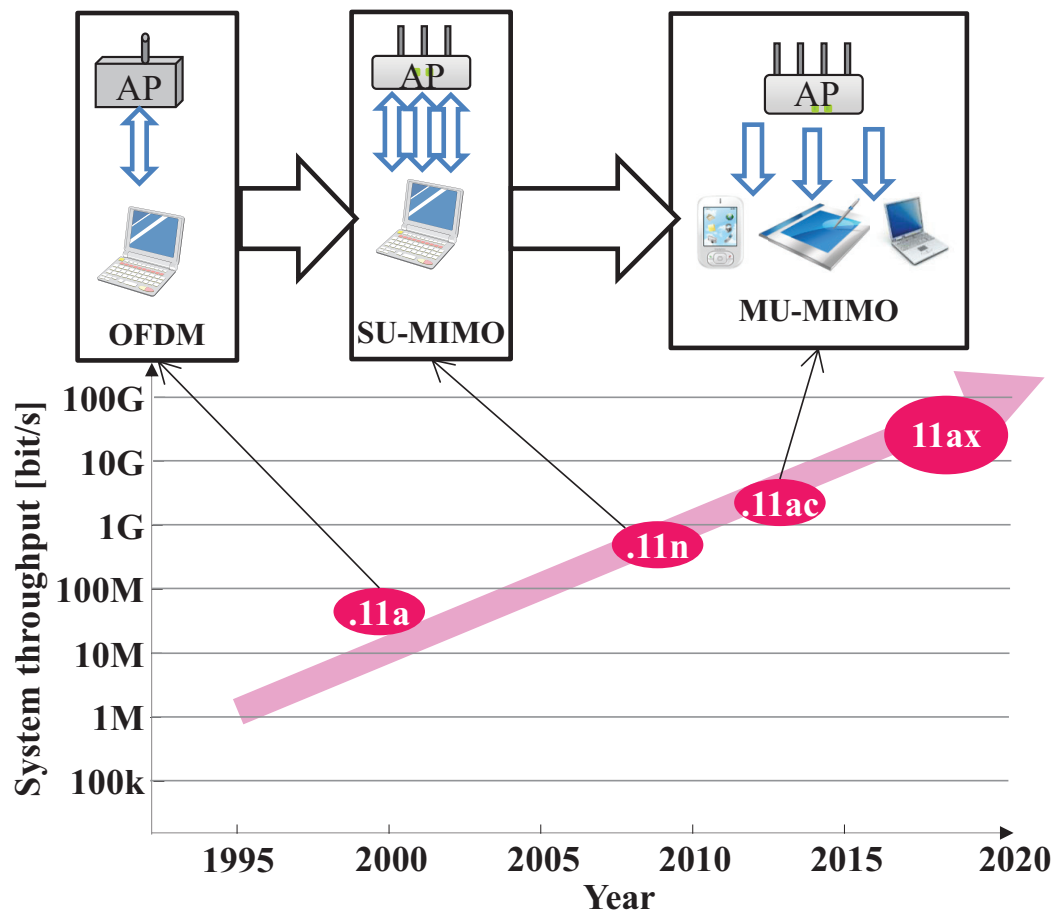


図 1-2 5GHz 帯の無線 LAN システムの発展の推移

## 1.2 課題と目的

11n で採用された SU-MIMO 伝送は、「空間多重数の増加」を実現する技術として広く知られており、法人向けの無線 LAN 機器だけでなく、家庭用の無線 LAN 機器への搭載も進んでいる[5][6]. SU-MIMO 伝送における周波数利用効率は、AP と端末の両者のアンテナ数の増加により、空間多重数の最大値が高まることにより向上する. しかしながら、SU-MIMO 伝送の空間多重数は、AP もしくは端末の少ない方のアンテナ数に制限される. 移動通信トラフィックが急増しているスマートフォンなどの端末では、省スペース化や省電力化が要求されることから、多数のアンテナを搭載させることは非常に困難である. 従って、アンテナ数が少ない端末と SU-MIMO 伝送を行う場合、空間多重数が制限され、複数アンテナを有する AP の空間多重の能力を十分に活かすことができない. 一方、11ac にオプション技術として採用された MU-MIMO 伝送では、AP が有する複数アンテナを利用した送信ビームフォーミングにより端末間干渉を抑圧することで、複数端末と同一時刻と同一周波数チャンネルで MIMO 伝送を行う[8][9]. そのため、端末が多く存在する環境において MU-MIMO 伝送を行う場合、MU-MIMO 伝送の空間多重数は AP のアンテナ数に依存することから、AP の空間多重の能力を十分に発揮することができ、結果として、AP のアンテナ数の増加に応じた空間多重数の増加が期待される. しかしながら、MU-MIMO 伝送を実システムや実環境に適用する場合、「アンテナ間の相関問題」と「伝搬チャネル情報(CSI: Channel State Information)取得のためのオーバーヘッド問題」が、MU-MIMO 伝送の周波数利用効率の低下の要因となる. そこで、本研究では、上記の課題を解決し、MU-MIMO 伝送の空間多重数の増加を最大限に発揮するための高効率 MU-MIMO 伝送について検討する.

### 課題1 アンテナ間の相関問題

MU-MIMO 伝送の周波数利用効率は、AP のアンテナと端末のアンテナの間の伝搬チャネルすなわちアンテナ間の相関に依存することが知られている. 具体的には、AP と端末のアンテナ間が低相関となることで、送信ビームフォーミングによって端末間の干渉を効率的に抑圧できることから、周波数利用効率が向上する[10]. これまでに、アンテナ間相関の低減に向けた技術として、AP アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送や端末選択型 MU-MIMO 伝送が提案されている[11]-[14]. AP アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送[11][12]では、AP が有する複数アンテナからアンテナ間相関の低減が可能となる AP のアンテナを選択し、選択したアンテナを用いて複数の端末と MU-MIMO 伝送を行う. この伝送法では、AP のアンテナ数の増加に伴いアンテナ選択の自由度が高くなることから、アンテナ数に応じた周波数利用効率の向上が期待できる. しかしながら、AP のアンテナ数の増加、アンテナのスイッチ機構の追加に伴うコストの増加、とアンテナ選択に伴う最大の空間多重数の低下がデメリット



となる。一方、端末選択型 MU-MIMO 伝送[13][14]では、複数の端末から周波数利用効率が向上する端末の組合せを選択し、選択した端末に対して MU-MIMO 伝送を行う。この伝送法では、AP に帰属する端末数の増加に伴い端末の組合せの自由度が高くなることから、端末数に応じた周波数利用効率の向上が期待できる。しかしながら、アンテナ間相関が高い端末が選択されにくくなる場合も発生するため、伝送遅延の分散が広がることがデメリットとなる。本研究では、第 1 の目的として、将来的に端末のアンテナ数が増加することを想定し、上記とは異なるアプローチである複数アンテナを有する端末に対する MU-MIMO 伝送について提案するとともに、シミュレーション評価と実験評価によって、有効性を明らかにする[15]-[20]。

## 課題2 伝搬チャネル情報(CSI)取得のためのオーバーヘッド問題

MU-MIMO 伝送では、AP が端末間干渉を抑圧するための送信ビームフォーミングを行うにあたり、事前に CSI を把握することが必要となる。11ac で規定された CSI の取得方法は、3つのステップから構成される。第 1 ステップでは、AP が CSI を取得したい端末に対して、無線 LAN 標準規格で規定される CSI 推定用の既知信号を送信する。第 2 ステップでは、各端末が AP から送信された既知信号を受信し、その受信信号から CSI を推定する。第 3 のステップでは、各端末が量子化した CSI を無線パケットに格納し、AP にフィードバックする。以上の 3つのステップによって、AP は CSI の取得を行う。具体的な MU-MIMO 伝送のフレームシーケンスは、図 1-3 である[3]。図 1-3 に示すように、AP は MU-MIMO 伝送を行う前に、CSI 推定用の既知信号の送信通知を行う NDPA(Null Data Packet Announcement)フレームを各端末に送信する。その後、CSI 推定用の既知信号である NDP フレームを各端末宛に送信する。NDP フレームを受信した各端末は、CSI を推定する。そして、1 台目の端末が、AP に対して、CSI-FB(CSI Feed Back)フレームによって量子化した CSI をフィードバックする。CSI-FB を送信していない端末については、AP から送信される BRP(Beamforming Report Poll)フレームに従い、順番に CSI-FB フレームを用いて CSI のフィードバックを行う。しかしながら、この CSI のフィードバックに関わる期間はデータ通信を行うことができないことから、オーバーヘッドとなり周波数利用効率の低下を招く。また、このオーバーヘッドは、AP のアンテナ数や端末数の増加に応じて増加するため、多数の端末と MU-MIMO 伝送を行う場合には、オーバーヘッドによる周波数利用効率の低下の影響が大きくなる。具体的には、空間多重数の増加が予想される将来無線通信システムでは、オーバーヘッドも同様に増加することから、結果として周波数利用効率の大幅な低下が問題となる[21]。そこで、本研究では、第 2 の目的として、CSI の取得に関わるオーバーヘッドに起因した周波数利用効率の低下を改善すべく、MU-MIMO 伝送に加えて、マルチユーザ伝送の 1 つの手法である OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access)伝送を採り上げ、両伝送法を適応的に



## 1.3 概要

本論文は5章から構成され、図1-4に論文構成の概略図を示す。

第1章では、無線LANシステムにおける高効率MU-MIMO伝送に関する研究の背景、MU-MIMO伝送における周波数利用効率低下の課題である「アンテナ間の相関問題」と「CSI取得のためのオーバーヘッド問題」の説明、研究の目的、最後に本論文の構成と概要を述べる。

第2章では、第1の課題である「アンテナ間の相関問題」について、1台のAPと複数の端末で構成される単一セル環境に対して、将来的に端末のアンテナ数が増加することを想定した受信アンテナ選択型MU-MIMO伝送と受信ウェイト指定型MU-MIMO伝送を提案するとともに、その有効性を明らかにする。これまで、受信アンテナ数の増加は、各端末に対する空間多重数の増加を目的としていた。一方、提案法の特徴は、複数の受信アンテナを空間多重数の増加に用いるのではなく、受信ダイバーシチ利得の向上に用いることで、MU-MIMO伝送の周波数利用効率を向上させることにある。具体的には、11ac採用のパラメータを用いたシミュレーション評価によって、提案法の適用による端末毎の周波数利用効率の向上効果を示す。さらに、上記提案法を実システムに適用する場合には、APが事前情報として各端末が用いる受信アンテナ情報や受信ウェイト情報を各端末に通知する必要がある。この情報通知に関わるオーバーヘッドは、周波数利用効率の低下を招く。そこで、本章では、オーバーヘッドを削減する方法として、提案法の1つである受信アンテナ選択型MU-MIMO伝送における受信アンテナ判定法を提案するとともに、シミュレーション評価によってその有効性を明らかにする。

第3章では、第2章に引き続き第1の課題である「アンテナ間の相関問題」について、第2章で提案した受信アンテナ選択型MU-MIMO伝送と受信ウェイト指定型MU-MIMO伝送を複数セルに拡張することを検討する。近年、無線LANシステムの需要の高まりに伴いAP設置が増加しており、結果として、一定エリア内のAP数の増加によって通信セル間の干渉(ICI: Inter-Cell Interference)が発生し、システム全体の周波数利用効率の低下が問題となっている。MU-MIMO伝送における送信ビームフォーミングは、端末間干渉の抑圧だけでなく、ICIの抑圧も可能となることから、単一セルに適用するだけでなく、複数セルに適用することも可能である。さらに、実用化の観点からも、単一セルと複数セルに対して共通の技術を適用できることは、装置構成の簡易化やコストの観点からも大きなメリットがある。そこで、本章では、第2章の提案法を複数セルへ拡張した受信アンテナ選択型AP連携MU-MIMO伝送と受信ウェイト指定型AP連携MU-MIMO伝送について検討するとともに、屋内環境で取得した実験データを用いた評価によって、その有効性を明らかにする。

第4章では、第2の課題である「CSI取得のためのオーバーヘッド問題」について、MU-MIMO

伝送に加えて、マルチユーザ伝送の1つの手法である OFDMA 伝送を採り上げ、端末数、データ長、オーバーヘッドによる周波数利用効率の低下を考慮して、適応的に両伝送法を切り替える伝送法を提案するとともに、シミュレーション評価によって、その有効性を明らかにする。

第5章では、第2章から第4章で得られた評価結果より、提案の高効率 MU-MIMO 伝送が従来法と比較して高い周波数利用効率を実現できることを示し、提案法の無線 LAN システムへの適用性と無線 LAN における有効性を結論づける。

なお、 $\mathbf{A}^T$  は  $\mathbf{A}$  の転置、 $\|\mathbf{A}\|_F$  はフロベニウスノルム、 $\mathbf{A}^H$  は  $\mathbf{A}$  のエルミート転置をそれぞれ表すものとする。

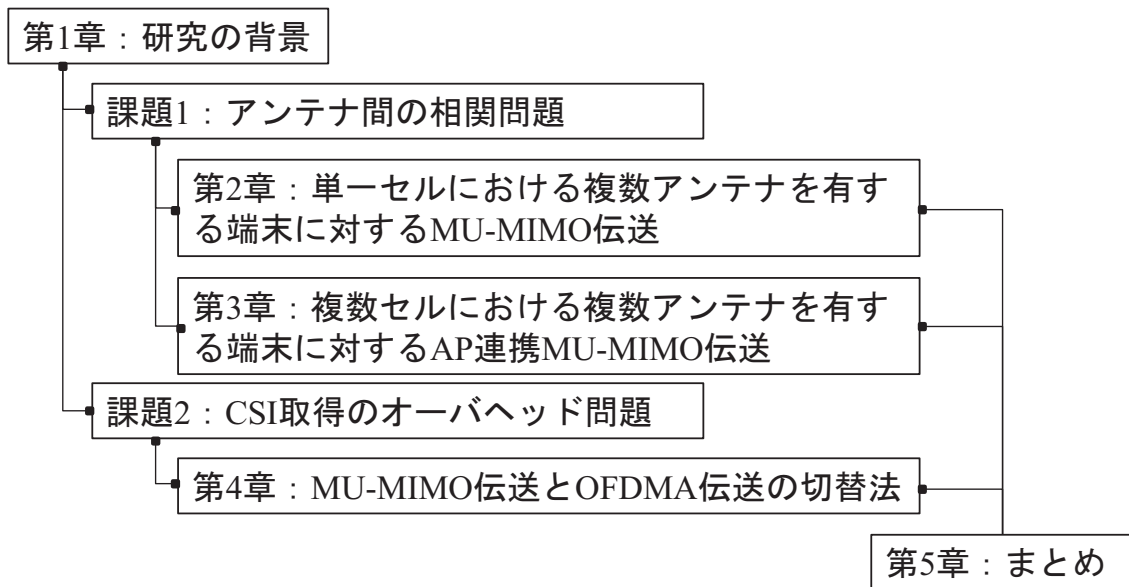


図 1-4 論文の構成

## 第2章 単一セルにおける複数アンテナを有する端末に対する MU-MIMO 伝送

本章では、第1の課題である「アンテナ間の相関問題」について、1台のAPと複数の端末で構成される単一セル環境に対して、将来的に端末のアンテナ数が増加することを想定した受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送と受信ウェイト指定型 MU-MIMO 伝送を提案するとともに、その有効性を明らかにする。これまで、受信アンテナ数の増加は、各端末に対する空間多重数の増加を目的としていた。一方、提案法の特徴は、複数の受信アンテナを空間多重数の増加に用いるのではなく、受信ダイバーシチ利得の向上に用いることで、MU-MIMO 伝送の周波数利用効率を向上させることにある。具体的には、11ac 採用のパラメータを用いたシミュレーション評価によって、提案法の適用による端末毎の周波数利用効率の向上効果を示す。さらに、上記提案法を実システムに適用する場合には、AP が事前情報として各端末が用いる受信アンテナ情報や受信ウェイト情報を各端末に通知する必要がある。この情報通知に関わるオーバーヘッドは、周波数利用効率の低下を招く。そこで、本章では、オーバーヘッドを削減する方法として、提案法の1つである受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送における受信アンテナ判定法を提案するとともに、シミュレーション評価によってその有効性を明らかにする。

### 2.1 まえがき

第1章の研究の背景で示したとおり、セルラシステムや無線 LAN システムでは、無線通信システムの高速化に向けた MU-MIMO 伝送の実用化が進んでいる[8][9]。MU-MIMO 伝送では、AP が事前に取得した AP と端末の間の CSI を用いた送信ビームフォーミングによって、端末間干渉を抑圧し、複数端末に対して同一時刻と同一周波数チャネルで空間多重伝送を実現している。特に、スマートフォンのようにアンテナ数が少ない端末に対する無線通信において、MU-MIMO 伝送は高い周波数利用効率を達成できることから、実環境での高速化が期待できる。さらなる空間多重数の増加に向けては、AP が超多数のアンテナを用いて無線通信を行う大規模アンテナシステムが検討されており、AP や基地局のアンテナ数の増加傾向は継続するものと予想される[23]。

MU-MIMO 伝送の周波数利用効率は、AP と端末の間の伝搬チャネルすなわちアンテナ間相関に依存する。特に、アンテナ間相関の低減は、周波数利用効率の向上に大きく影響することが知られている[10][24]。これまでに、アンテナ間相関の低減に向けて、AP アンテナ

選択型 MU-MIMO 伝送や端末選択型 MU-MIMO 伝送が検討されている[11]-[14]. AP アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送では, AP が有する複数アンテナから周波数利用効率が最大となるアンテナの組合せを選択することで, アンテナ間相関の低減を実現する. この周波数利用効率の向上効果は, アンテナの組合せ数の増加に伴い大幅な向上が期待できる. しかしながら, アンテナ選択を行うことによって, MU-MIMO 伝送時に用いるアンテナの総数が減少することから, 結果として, 周波数利用効率の最大値も低下する. 一方, 端末選択型 MU-MIMO 伝送では, すべての端末の組合せの中から周波数利用効率が最大となる端末の組合せを選択することで, アンテナ間相関の低減を実現する. AP アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送と同様に, 周波数利用効率の向上効果は, 端末数の組合せ数の増加に依存した効果が期待できる. しかしながら, アンテナ間相関が高い端末は選択されにくくなることから, 伝送遅延の分散が広がる可能性がある.

また, 上記の MU-MIMO 伝送法を適用した文献の多くは, すべての端末のアンテナの総数が, AP のアンテナ数以下となる環境を前提とした評価を行っている. この環境では, AP は自身のアンテナ自由度をすべての端末間干渉の抑圧に利用できることから, すべての端末に対して MU-MIMO 伝送が可能となる. しかしながら, 近年の無線通信環境では, 多種多様な無線通信デバイスの普及による端末数の増加やデバイスの機能向上による複数アンテナの搭載が進んでいる. 複数アンテナを有する端末が多数存在する環境では, AP が有するアンテナ自由度には限界があることから, すべての端末に対して MU-MIMO 伝送を行うことは困難である. そのため, 従来の無線通信システムでは時分割多元接続(TDMA: Time Division Multiple Access), CSMA/CA(Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance), や周波数多元接続(FDMA: Frequency Division Multiple Access)によって, すべての端末のアンテナの総数が AP のアンテナ数以下となる環境を生成し, SU-MIMO 伝送や MU-MIMO 伝送を行っている[2][3].

本章では, 端末数や端末のアンテナ数が増加する環境における端末毎の周波数利用効率の向上について, 受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送と受信ウエイト指定型 MU-MIMO 伝送を提案する[15]-[17]. これまで, 受信アンテナ数の増加は, 各端末で受信する空間多重数を増加させる目的が一般的であった. 一方, 提案法の特徴は, 複数の受信アンテナを空間多重数の増加に用いるのではなく, 受信ダイバーシチ利得の向上に用いることで, MU-MIMO 伝送の周波数利用効率を向上させることにある. 具体的には, 受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送では, 各端末が受信アンテナの中から 1 本のアンテナを用いて MU-MIMO 伝送の受信を行うことを前提とし, 前記条件を満たしたすべての端末の受信アンテナの組合せの中から最大の周波数利用効率となる組合せを選択し, 選択した組合せの受信アンテナに対して MU-MIMO 伝送を行う. 提案法の適用により, 受信アンテナ選択に伴う受信ダイバーシチ利得の獲得が期待される. もう 1 つの提案法である受信ウエイト指定型 MU-MIMO 伝送では, AP が各端末の受信ウエイトを指定することで, 端末における各アンテナの受信信号を合成させることを前提とする. 上記条件を前提とし, AP は受信ウエ

イトを考慮して算出した送信ウェイトを用いて MU-MIMO 伝送を行うことで、各端末では受信信号合成後の端末間干渉を抑圧する。さらに、受信ウェイト指定型 MU-MIMO 伝送は、算出された送受信ウェイトの反復更新により各端末の受信電力を増加させる特徴を有する。なお、本章では、無線 LAN システムへの適用と特性の最大化を目的として、OFDM 伝送の各サブキャリアに本提案法を適用することを想定し、シミュレーションによって提案法の有効性を明らかにする。

さらに、上記提案法を実システムに適用する場合、各端末は MU-MIMO 伝送を行う前に、端末が AP で選択された受信アンテナ情報もしくは指定された受信ウェイト情報を把握する必要がある。事前情報の取得には量子化された大量の情報を無線伝送することから、この無線伝送がオーバーヘッドとなり、周波数利用効率の低下を招く。そこで、本章では、情報通知に関わるオーバーヘッドの削減に向けて、提案法の 1 つである受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送における受信アンテナ判定法を提案する[19][20]。提案法の特徴は、量子化した情報を無線伝送するのではなく、少量の受信アンテナ判定用の信号を用いて、端末自身が簡易的な処理によってアンテナ判定を行うことにある。具体的には、AP が受信アンテナの判定精度を向上するための送信ビームフォーミング処理が施された受信アンテナ判定用信号を各端末に送信する。なお、前記送信ビームフォーミングには、AP が選択した各受信アンテナの受信電力が抑圧される送信ウェイトを用いる。そして、各端末では、各アンテナで受信したアンテナ判定用信号の受信電力の算出を行い、受信電力の比較結果から受信電力が最も小さいアンテナを AP で選択したアンテナとして判定する。また、受信アンテナ判定用信号は、数 OFDM シンボルで実現できることから、オーバーヘッドの削減が可能となる。さらに、受信アンテナの判定精度の向上に向けて、AP が事前取得した CSI から予測するアンテナ判定誤りを考慮した MU-MIMO 伝送のアンテナ選択を行う技術についても併せて提案する。最後に、本提案法の有効性を明らかにするために、シミュレーション評価を行い、その結果を示す。

第 2.2 章では、本章におけるシステムモデルを説明する。第 2.3 章では従来法である CSMA/CA に基づく SU-MIMO 伝送、提案法である受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送と受信ウェイト指定型 MU-MIMO 伝送について説明を行い、第 2.4 章では受信アンテナ情報に関わるオーバーヘッドを削減するための受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送における受信アンテナ判定法について説明する。第 2.5 章においてシミュレーション結果から提案法の有効性を示す。最後に、第 2.6 章はまとめとする。

## 2.2 システムモデル

図 2-1 は、本章におけるシステムモデルであり、1 台の AP と AP に帰属する端末-1(STA-1) ~ 端末- $M$ (STA- $M$ )の合計  $M$  台の端末で構成される通信セルが 1 つ存在する環境である。AP は、 $N$  本のアンテナを有し、2 本のアンテナを有する端末に対して、同一時刻と同一周波数チャンネルで MU-MIMO-OFDM 伝送もしくは MIMO-OFDM 伝送によって無線通信を行う。ただし、すべての端末のアンテナの総数は、AP アンテナ数の 2 倍となる環境( $N=M$ )である。この環境では、すべての端末アンテナの総数が AP アンテナ数を超えることから、一般的な MU-MIMO 伝送を行うことは困難である。図中の  $\mathbf{H}_m(k)=[\mathbf{h}_{1,m}(k)^T \ \mathbf{h}_{2,m}(k)^T]^T \in \mathbb{C}^{2 \times N}$  は、AP と  $m(m=1 \dots M)$  番目の端末の 1 番目と 2 番目のアンテナ間における  $k(k=1 \dots K)$  番目のサブキャリアの CSI である。ここで、 $\mathbf{h}_{1,m}(k)$  と  $\mathbf{h}_{2,m}(k)$  は、AP と  $m$  番目の端末の 1 番目と 2 番目のアンテナ間における  $k$  番目のサブキャリアの CSI である。なお、本章で想定する OFDM 伝送では各サブキャリアで無線信号処理を行うが、各サブキャリアにおける無線信号処理内容は共通となるため、以降の説明においてサブキャリア番号  $k$  の説明は省略するものとする。また、AP は図 1-3 に示すフレームシーケンスを用いて事前に AP とすべての端末の CSI を所有し、取得した CSI を用いて MU-MIMO-OFDM 伝送もしくは MIMO-OFDM 伝送を行うことを想定している。

## 2.3 複数アンテナを有する端末に対する MU-MIMO 伝送

本章では、複数アンテナを有する端末に対する MU-MIMO 伝送として、受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送と受信ウェイト指定型 MU-MIMO 伝送について説明する[4][15]-[17]。また、従来法として、AP が無線 LAN システムで利用される CSMA/CA に基づいて、各端末と 1 対 1 伝送を行う SU-MIMO 伝送も併せて説明する。まず、各伝送法の具体的な伝送シナリオを説明する。図 2-2 は、本章で評価する各伝送法の伝送シナリオであり、4 台の端末に対して無線伝送を行うものとする。図 2-2(a)は、CSMA/CA に基づく SU-MIMO 伝送の伝送シナリオであり、AP が異なるタイムスロットで異なる端末に対して 1 対 1 の SU-MIMO 伝送を行う。次に、図 2-2(b)は、受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送の伝送シナリオであり、AP がすべての端末に対して選択された受信アンテナに対して、全タイムスロットで MU-MIMO 伝送を行う。最後に、図 2-2(c)は、受信ウェイト指定型 MU-MIMO 伝送の伝送シナリオであり、AP がすべての端末に受信ウェイトを指定し、受信ウェイトの演算を行った後の空間に対して、全タイムスロットで MU-MIMO 伝送を行う。



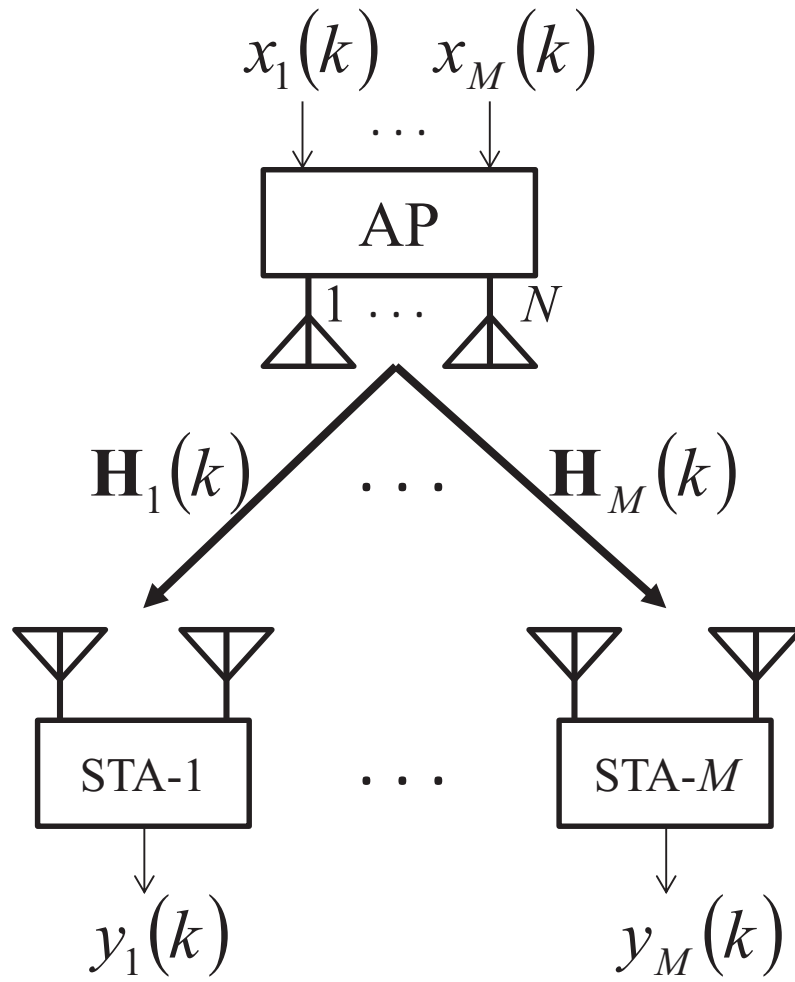
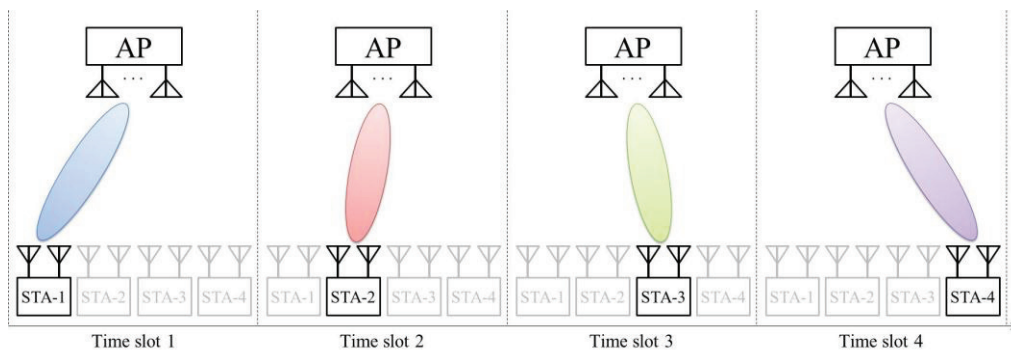
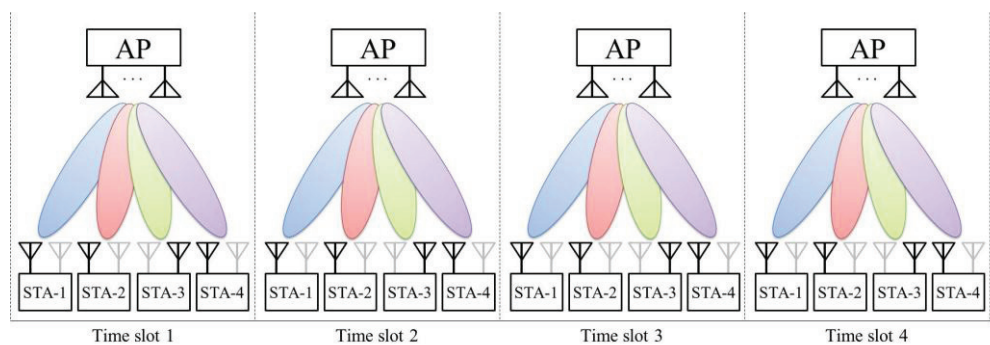


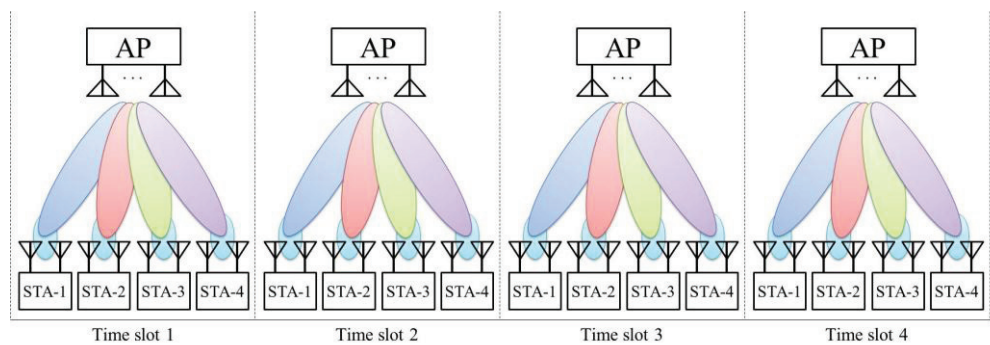
図 2-1 システムモデル



(a) CSMA/CA に基づく SU-MIMO 伝送



(b) 受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送



(c) 受信ウェイト指定型 MU-MIMO 伝送

図 2-2 伝送シナリオ

### 2.3.1 CSMA/CA に基づく SU-MIMO 伝送

本節では、従来法として、CSMA/CA に基づく SU-MIMO 伝送について説明する。本伝送法では、図 2-2(a)の伝送シナリオに示すように、AP が CSMA/CA に基づいて異なるタイムスロットに異なる端末に対して送信  $N$  本と受信 2 本を用いた 1 対 1 の SU-MIMO 伝送を行う。  $m$  番目の端末における受信信号  $\mathbf{y}_m^{SU}(k) \in \mathbb{C}^{2 \times 1}$  は、送信信号  $\mathbf{x}_m^{SU}(k) \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  を用いて式(1)のように表す。

$$\mathbf{y}_m^{SU}(k) = \mathbf{H}_m(k) \mathbf{W}_m^{SU}(k) \mathbf{x}_m^{SU}(k) + \mathbf{n}_m^{SU} \quad (1)$$

ここで、 $\mathbf{W}_m^{SU}(k) \in \mathbb{C}^{2 \times N}$  は  $m$  番目の端末に対する SU-MIMO 伝送の送信ウェイトであり、 $\mathbf{n}_m^{SU}$  は平均 0 分散  $\sigma^2$  の白色ガウス雑音ベクトルである。SU-MIMO 伝送に用いる送信ウェイトは、周波数利用効率の最大化を実現する固有モード (E-SDM: Eigenvalue Space Division Multiplexing) 伝送を想定し、式(2)に示すように  $\mathbf{H}_m(k)$  の特異値分解から算出することができる。

$$\mathbf{H}_m(k) = \mathbf{U}_m(k) \mathbf{\Sigma}_m(k) \mathbf{V}_m(k)^H \quad (2)$$

ここで、 $\mathbf{U}_m(k)$  は  $\mathbf{H}_m(k)$  の左特異ベクトルで構成される行列、 $\mathbf{\Sigma}_m(k)$  は  $\mathbf{H}_m(k)$  の固有値の平方根を対角に有する対角行列、 $\mathbf{V}_m(k)$  は  $\mathbf{H}_m(k)$  の右特異ベクトルで構成される行列である。SU-MIMO 伝送における E-SDM の送信ウェイト  $\mathbf{W}_m^{SU}(k)$  は、 $\mathbf{V}_m(k)$  の第 1 列と 2 列の右特異ベクトルで構成される。最後に、SU-MIMO 伝送における  $m$  番目の端末の周波数利用効率  $C_m^{SU}(k)$  を式(3)に示す。

$$C_m^{SU}(k) = \log_2 \det \left( \sigma^2 \mathbf{I}_2 + \frac{\mathbf{H}_m(k) \mathbf{W}_m^{SU}(k) \mathbf{W}_m^{SU}(k)^H \mathbf{H}_m(k)^H}{2} \right) \quad (3)$$

ここで、 $\mathbf{I}_2$  は  $2 \times 2$  の単位行列である。また、CSMA/CA に基づく SU-MIMO 伝送では、各端末に対して異なるタイムスロットで SU-MIMO 伝送を行うため、全タイムスロットを考慮した周波数利用効率が必要となる。式(4)は、全タイムスロットを考慮した SU-MIMO 伝送の周波数利用効率  $C_m^{SU}(k)$  であり、各タイムスロットの周波数利用効率の平均値から算出される。

$$C_m^{SU}(k) = C_m^{SU}(k) / M \quad (4)$$

以上が、CSMA/CA に基づく SU-MIMO 伝送の説明と周波数利用効率の算出方法である。

## 2.3.2 受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送

本節では、1 つ目の提案法として、受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送について説明する。受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送では、各端末が受信アンテナの中から 1 本のアンテナを用いて MU-MIMO 伝送の受信を行うことを前提とし、前記条件を満たしたすべての端末の受信アンテナの組合せの中から最大の周波数利用効率となる受信アンテナの組合せを選択し、選択した組合せの受信アンテナに対して MU-MIMO 伝送を行う。また、図 2-2(b) の伝送シナリオに示すように、AP がすべての端末の選択した受信アンテナに対して全タイムスロットで MU-MIMO 伝送を行う。全タイムスロットで伝送可能な理由は、各端末の 2 本の受信アンテナから 1 本を選択することで、AP のアンテナ自由度を用いて端末が使用するすべてのアンテナに対して干渉低減を行うことができるためである。 $m$  番目の端末における受信信号  $y_m^{MU}(k)$  は、送信信号  $x_m^{MU}(k)$  を用いて式(5)のように表す。

$$y_m^{MU}(k) = \mathbf{h}'_m(k) \sum_{j=1}^M \mathbf{w}_j^{ant}(k) x_j^{MU}(k) + n_m^{MU} \quad (5)$$

ここで、 $\mathbf{w}_j^{ant}(k) \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  は  $j$  番目 ( $j=0 \dots M$ ) の端末に対する受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送用の送信ウェイトであり、 $n_m^{MU}$  は平均 0 分散  $\sigma^2$  の白色ガウス雑音である。また、受信アンテナの選択法については、ランダムに選択する方法とすべての受信アンテナの組合せの中から最も周波数利用効率が高い組合せを選択する方法の基本的な 2 種類のアプローチについて検討する。AP と受信アンテナが選択された端末に対応する CSI を  $\mathbf{h}'_m(k) \in \mathbb{C}^{1 \times N}$  とし、すべての端末において受信アンテナを選択された後の CSI を結合した CSI の集合体を  $\mathbf{H}'(k) = [\mathbf{h}'_1(k)^T \dots \mathbf{h}'_m(k)^T \dots \mathbf{h}'_M(k)^T]^T$  とする。MU-MIMO 伝送における送信ウェイト算出方法は、計算量が比較的少なく、一般的に広く利用される ZF (Zero Forcing) 法を想定している。式(6)と(7)に ZF 法を用いた場合の送信ウェイト  $\mathbf{W}^{ant}(k)$  の算出方法を示す。

$$\mathbf{W}^{ant}(k) = \hat{\mathbf{W}}^{ant}(k) / \|\hat{\mathbf{W}}^{ant}(k)\|_F = [\mathbf{w}_1^{ant}(k) \quad \dots \quad \mathbf{w}_m^{ant}(k) \quad \dots \quad \mathbf{w}_M^{ant}(k)] \quad (6)$$

$$\hat{\mathbf{W}}^{ant}(k) = \mathbf{H}'(k)^H (\mathbf{H}'(k) \mathbf{H}'(k)^H)^{-1} \quad (7)$$

ただし、MU-MIMO 伝送における各端末に分配する送信電力は、端末間の公平性を考慮して等電力とする。最後に、受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送を用いた場合の  $m$  番目の端末における周波数利用効率  $C_m^{ant}(k)$  は、式(8)で計算される。

$$C_m^{ant}(k) = \log_2 \det \left( \sigma^2 + \mathbf{h}'_m(k) \mathbf{w}_m^{ant}(k) \mathbf{w}_m^{ant}(k)^H \mathbf{h}'_m(k)^H \right. \\ \left. \left( \sigma^2 + \sum_{j=1, j \neq m}^M \mathbf{h}'_m(k) \mathbf{w}_j^{ant}(k) \mathbf{w}_j^{ant}(k)^H \mathbf{h}'_m(k)^H \right)^{-1} \right) \quad (8)$$

以上が、受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送の説明と周波数利用効率の算出方法であり、受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送の適用により、受信アンテナ選択に伴う受信ダイバーシチ利得の獲得が期待される。

### 2.3.3 受信ウェイト指定型 MU-MIMO 伝送

本節では、2 つ目の提案法として、受信ウェイト指定型 MU-MIMO 伝送について説明する。受信ウェイト指定型 MU-MIMO 伝送では、AP が各端末の受信ウェイトを指定することで、端末における各アンテナの受信信号を合成させることを前提とする。上記条件のもと、AP は受信ウェイトを考慮して算出した送信ウェイトを用いて MU-MIMO 伝送を行うことで、各端末では受信信号合成後の端末間干渉を抑圧する。さらに、受信ウェイト指定型 MU-MIMO 伝送は、算出された送受信ウェイトの反復更新により各端末の受信電力を増加させる特徴を有する。また、図 2-2(c) の伝送シナリオに示すように、AP はすべての端末に対して受信ウェイトを指定し、受信ウェイトの演算を行った後の空間に対して全タイムスロットにおいて MU-MIMO 伝送を行う。まず、 $m$  番目の端末における初期受信ウェイトを  $\mathbf{u}_m^{(0)}(k)$  とする。なお、初期受信ウェイトは、受信電力向上を目的として、 $\mathbf{H}_m(k)$  の特異値分解から算出される第 1 固有値に対応する左特異ベクトルとする。 $m$  番目の端末における受信信号  $y_m^{MU}(k)$  は、送信信号  $x_m^{MU}(k)$  を用いて式(9)で表すことができる。

$$y_m^{MU}(k) = \mathbf{u}_m^{(i)}(k) \mathbf{H}_m(k) \sum_{j=1}^M \mathbf{w}_j^{(i)}(k) x_j(k) + n_m(k) \quad (9)$$

ここで、 $\mathbf{w}_j^{(i)}(k) \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  は  $j$  番目の端末に受信ウェイト指定型 MU-MIMO 伝送の送信ウェイトであり、 $i$  は送受信ウェイトの更新回数である。送受信ウェイトの更新の方法の説明に際して、まず、送受信ウェイトを更新しない場合の ZF 法に基づく送信ウェイトを説明する。式(10)に初期受信ウェイトを指定した場合の CSI を統合した CSI の集合体  $\mathbf{H}^{(0)}(k)$  を定義する。

$$\mathbf{H}^{(0)}(k) = \left[ \mathbf{H}_1^T(k) \mathbf{u}_1^{(0)}(k)^H \quad \cdots \quad \mathbf{H}_m^T(k) \mathbf{u}_m^{(0)}(k)^H \quad \cdots \quad \mathbf{H}_M^T(k) \mathbf{u}_M^{(0)}(k)^H \right] \quad (10)$$

定義した CSI の集合体  $\mathbf{H}^{(0)}(k)$  を用いて、ZF 法を適用した更新回数が 0 回における送信ウェイトは式(11)と(12)から算出される。なお、前記送信ウェイトの算出方法は、第 2.3.2 節で説明した ZF 法の算出方法と同様であり、ZF 法に特別な計算処理を加えることが無いことか

ら，大幅な計算量の増加は発生しない．

$$\mathbf{W}^{(0)}(k) = \hat{\mathbf{W}}^{(0)}(k) / \|\hat{\mathbf{W}}^{(0)}(k)\|_F = [\mathbf{w}_1^{(0)}(k) \ \cdots \ \mathbf{w}_m^{(0)}(k) \ \cdots \ \mathbf{w}_M^{(0)}(k)] \quad (11)$$

$$\hat{\mathbf{W}}^{(0)}(k) = \mathbf{H}^{(0)}(k)^H (\mathbf{H}^{(0)}(k) \mathbf{H}^{(0)}(k)^H)^{-1} \quad (12)$$

以上が，更新回数が 0 回における送受信ウエイトである．次に，送受信ウエイトの反復更新の方法について説明する．送受信ウエイトの更新を行う目的は，送受信ウエイトの更新により受信電力を徐々に増加させ，最終的に受信電力を最大化することにある．具体的には，まず，1 回目の更新後の受信ウエイト  $\mathbf{u}_k^{(1)}(k)$  を  $\mathbf{H}_m(k) \mathbf{w}_m^{(0)}(k)$  の特異値分解から算出される第 1 固有値に対応する左特異ベクトルとして更新を行う．次に，更新回数が 0 回と同様に，上記受信ウエイトを用いて式(10)~(12)から送信ウエイトを算出する．算出された送信ウエイト  $\mathbf{W}^{(1)}(k)$  が，1 回の更新を行った送信ウエイトである．以降，同様の計算により任意の回数の更新を行った送信ウエイトと受信ウエイトを算出することができる．また，更新の計算は，端末内で追加の計算を行う必要がなく，AP 内に閉じた計算で実現できるため，AP と端末間で信号の無線伝送のやりとりを行うこと無く更新が可能となる．従って，無線伝送のやりとりに伴う周波数利用効率の低下は発生しない．以上を踏まえて，受信ウエイト指定型 MU-MIMO 伝送法を用いた場合の  $m$  番目の端末における周波数利用効率  $C_m^{(i)}(k)$  は，式(13)で計算される．ただし，送信ウエイトと受信ウエイトの更新回数は， $i$  とする．

$$C_m^{(i)}(k) = \log_2 \det \left( \sigma^2 + \mathbf{u}_m^{(i)}(k)^H \mathbf{H}_m(k) \mathbf{w}_m^{(i)}(k) \mathbf{w}_m^{(i)}(k)^H \mathbf{H}_m(k)^H \mathbf{u}_m^{(i)}(k) \right. \\ \left. \left( \sigma^2 + \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{u}_m^{(i)}(k)^H \mathbf{H}_m(k) \mathbf{w}_j^{(i)}(k) \mathbf{w}_j^{(i)}(k)^H \mathbf{H}_m(k)^H \mathbf{u}_m^{(i)}(k) \right)^{-1} \right) \quad (13)$$

以上が，受信ウエイト指定型 MU-MIMO 伝送の説明と周波数利用効率の算出方法であり，受信ウエイト指定型 MU-MIMO 伝送の適用によって，受信信号の合成に伴う受信ダイバーシチ利得の獲得が期待される．

## 2.4 受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送における受信アンテナ判定法

第 2.3 章で提案した受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送と受信ウエイト指定型 MU-MIMO 伝送の説明では，物理層における無線伝送の仕組みについて説明した．実システムに両提案法を適用するためには，事前に，各端末がサブキャリア毎の選択された受信アンテナ情

報やサブキャリア毎の指定された受信ウェイト情報を把握しておく必要がある。つまり、この情報取得のための無線伝送が追加で必要となることから、情報通知に伴うオーバーヘッドが周波数利用効率を低下させる。そこで、本章では、情報通知に関わるオーバーヘッドの大幅削減が可能な受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送に注目し、数 OFDM シンボルの少ないオーバーヘッドを用いて端末自身がアンテナの判定を行う受信アンテナ判定法を提案する [19][20]。さらなる受信アンテナの判定精度の向上に向けて、AP が CSI から予測するアンテナ判定誤りを考慮した MU-MIMO 伝送のアンテナ選択を行う方法についても併せて提案する。

## 2.4.1 受信アンテナ判定法

本節では、受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送における受信アンテナ判定法について説明する。受信アンテナ判定法の特徴は、量子化した情報を無線伝送するのではなく、少量の受信アンテナ判定用の信号を用いて、端末自身が、簡易な判定処理によってアンテナ判定を行うことにある。具体的には、まず、AP が受信アンテナの判定精度を向上するための送信ビームフォーミング処理が施された受信アンテナ判定用信号を各端末に送信する。なお、前記送信ビームフォーミングには、AP が選択した各受信アンテナの受信電力が抑圧される送信ウェイトを用いる。そして、各端末では、各アンテナで受信したアンテナ判定用信号の受信電力の算出を行い、受信電力の比較結果から受信電力が小さいアンテナを AP で選択したアンテナとして判定する。具体的には、各端末は、式(14)のように各アンテナで受信した受信アンテナ判定用信号の受信電力を算出し、最小の受信電力が算出された受信アンテナを AP が選択した受信アンテナ  $\mathbf{h}_m''(k)$  として判定する。図 2-3 は、アンテナ判定のイメージであり、図中の○は端末が判定したアンテナを示し、×は判定しなかったアンテナを示す。図 2-3 に示すように、各端末は、AP から送信される受信アンテナ判定用信号を各アンテナで受信し、サブキャリア毎に受信アンテナ判定を行う。

$$\begin{cases} \mathbf{h}_m''(k) = \mathbf{h}_{1,m}(k) & \text{if } \|\mathbf{h}_{1,m}(k)\mathbf{w}'^{ant}(k) + n_m^{MU}\| \leq \|\mathbf{h}_{2,m}(k)\mathbf{w}'^{ant}(k) + n_m^{MU}\| \\ \mathbf{h}_m''(k) = \mathbf{h}_{2,m}(k) & \text{if } \|\mathbf{h}_{1,m}(k)\mathbf{w}'^{ant}(k) + n_m^{MU}\| > \|\mathbf{h}_{2,m}(k)\mathbf{w}'^{ant}(k) + n_m^{MU}\| \end{cases} \quad (14)$$

ここで、 $\mathbf{w}'^{ant}(k)$  は受信アンテナ判定用信号専用の送信ウェイトである。従って、受信アンテナ判定用信号は、アンテナ判定専用の信号であることから、この信号に乗算する送信ウェイトは、MU-MIMO 伝送とは異なる方法によって算出しても構わない。本章における受信アンテナ判定用信号における送信ウェイトは、式(15)から(17)を用いて算出する。送信ウェイトは、端末における受信アンテナ判定の精度を向上することを目的として、AP が選択した受信アンテナにおける受信電力を抑圧する方針で算出される。具体的には、CSI の集合体

$\mathbf{H}(k)$ の最小固有値に対応する右特異ベクトルをアンテナ判定用信号の送信ウェイトとすることで、APが選択した各受信アンテナにおける受信電力の合計値が最小となることが期待される。

$$\mathbf{w}'^{ant}(k) = \mathbf{v}'_N(k) \quad (15)$$

$$\mathbf{H}'(k) = \mathbf{U}'(k)\mathbf{\Sigma}'(k)\mathbf{V}'(k)^H \quad (16)$$

$$\mathbf{V}'(k) = [\mathbf{v}'_1(k) \ \cdots \ \mathbf{v}'_N(k)] \quad (17)$$

ここで、 $\mathbf{U}'(k) \in \mathbb{C}^{N \times N}$ は $\mathbf{H}'(k)$ の左特異ベクトルの集合行列、 $\mathbf{\Sigma}'(k) \in \mathbb{C}^{N \times N}$ は $\mathbf{H}'(k)$ の固有値の平方根を対角に有する対角行列、 $\mathbf{V}'(k) \in \mathbb{C}^{N \times N}$ は右特異ベクトルの集合行列である。受信アンテナ判定法を用いた場合の $m$ 番目の端末における周波数利用効率は、式(18)で計算される。

$$C_m^{ant}(k) = \log_2 \det \left( \sigma^2 + \mathbf{h}_m''(k) \mathbf{w}_m^{ant}(k) \mathbf{w}_m^{ant}(k)^H \mathbf{h}_m''(k)^H \right. \\ \left. \left( \sigma^2 + \sum_{j=1, j \neq m}^M \mathbf{h}_m''(k) \mathbf{w}_j^{ant}(k) \mathbf{w}_j^{ant}(k)^H \mathbf{h}_m''(k)^H \right)^{-1} \right) \quad (18)$$

以上が、受信アンテナ判定法の説明と周波数利用効率の算出方法であり、受信アンテナ判定法の適用により、少量の受信アンテナ判定用信号で事前情報を取得することができることから、オーバーヘッドの削減が期待できる。しかしながら、実環境における課題として、周波数選択性フェージング、シャドーイング、や雑音などの伝搬環境に影響による受信アンテナの判定誤りがある。

## 2.4.2 受信アンテナ判定を考慮した受信アンテナ選択

前節で説明したように、実環境では、周波数選択性フェージング、シャドーイング、や雑音などの伝搬環境の影響によって受信アンテナの判定誤りが発生する可能性がある。そこで、本節では、受信アンテナのさらなる判定精度の向上を目的として、事前取得したCSIから予測するアンテナ判定誤りを考慮したMU-MIMO伝送の受信アンテナ選択を行う伝送法を提案する。本提案法では、まず、APが式(18)を用いて端末で判定される受信アンテナ $\mathbf{h}_m''(k)$ の予測を行う。

$$\begin{cases} \mathbf{h}_m'''(k) = \mathbf{h}_{1,m}(k) & \text{if } \|\mathbf{h}_{1,m}(k) \mathbf{w}'^{ant}(k)\| \leq \|\mathbf{h}_{2,m}(k) \mathbf{w}'^{ant}(k)\| \\ \mathbf{h}_m'''(k) = \mathbf{h}_{2,m}(k) & \text{if } \|\mathbf{h}_{1,m}(k) \mathbf{w}'^{ant}(k)\| > \|\mathbf{h}_{2,m}(k) \mathbf{w}'^{ant}(k)\| \end{cases} \quad (18)$$



そして、AP が予測した受信アンテナを用いた場合の周波数利用効率は、式(19)のように算出できる。この周波数利用効率は、受信アンテナの判定誤りによる周波数利用効率の低下効果を表現している。例えば、受信アンテナの判定誤りが発生しない場合には、理想的な MU-MIMO 伝送の周波数利用効率が算出される。一方、判定誤りが発生する場合には、誤った受信アンテナの用いることから、端末間干渉電力が増大するため、周波数利用効率が低下する。最終的に選択する受信アンテナは、受信アンテナの組合せの中から、式(19)を用いて算出した  $m$  番目の端末における周波数利用効率が最大となる受信アンテナの組合せを算出し、その受信アンテナに対して MU-MIMO 伝送を行う。

$$C_m^{ant}(k) = \log_2 \det \left( \sigma^2 + \mathbf{h}_m^m(k) \mathbf{w}_m^{ant}(k) \mathbf{w}_m^{ant}(k)^H \mathbf{h}_m^m(k)^H \right. \\ \left. \left( \sigma^2 + \sum_{j=1, j \neq m}^M \mathbf{h}_m^m(k) \mathbf{w}_j^{ant}(k) \mathbf{w}_j^{ant}(k)^H \mathbf{h}_m^m(k)^H \right)^{-1} \right) \quad (19)$$

$$s_{max}(k) = \arg \max_s \left( \sum_{m=1}^M C_m^{ant}(k) \right) \quad (20)$$

以上が、受信アンテナの判定誤りを考慮した受信アンテナ選択に関する説明と周波数利用効率の算出方法であり、本手法を適用することで、周波数利用効率とアンテナ判定の精度の両方が高くなることが期待される。

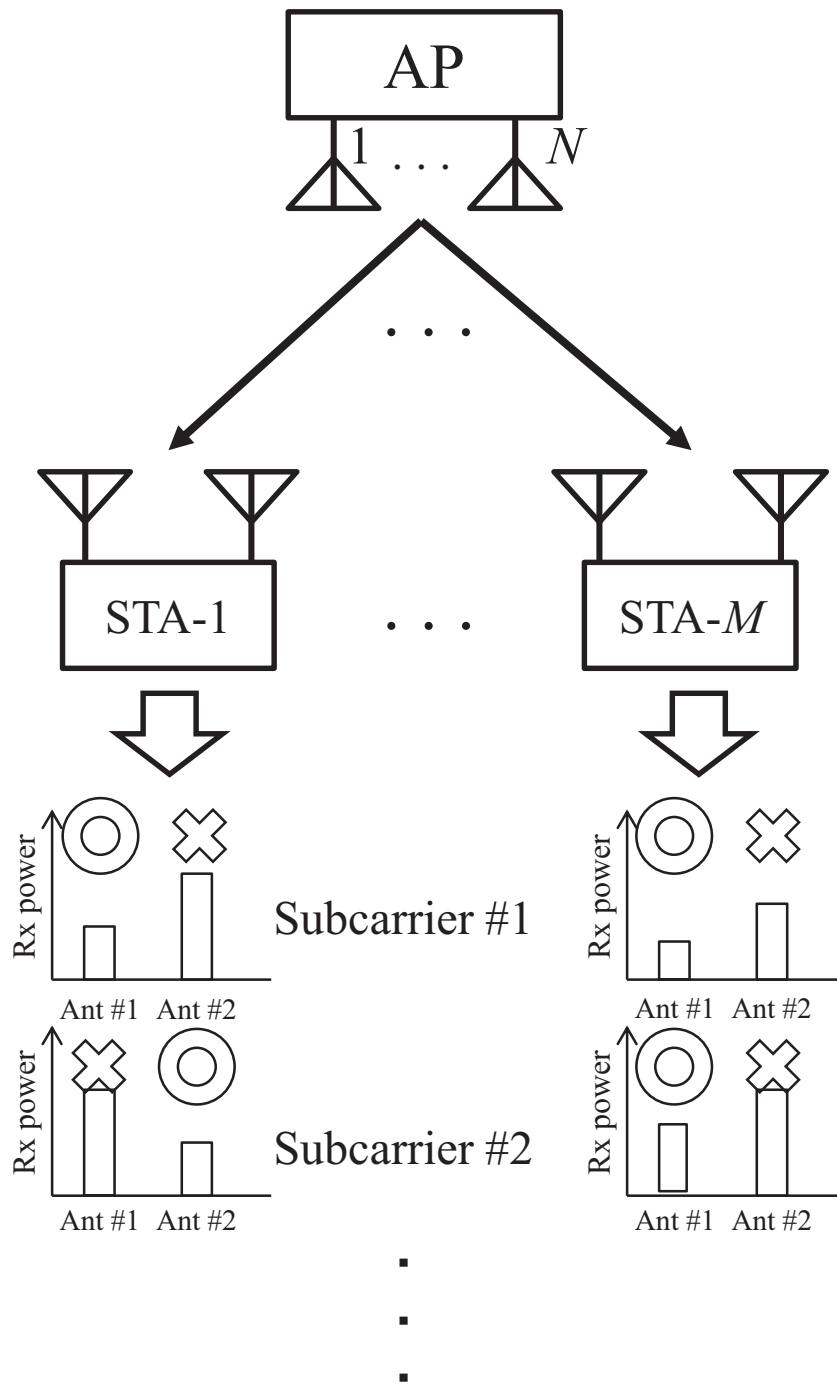


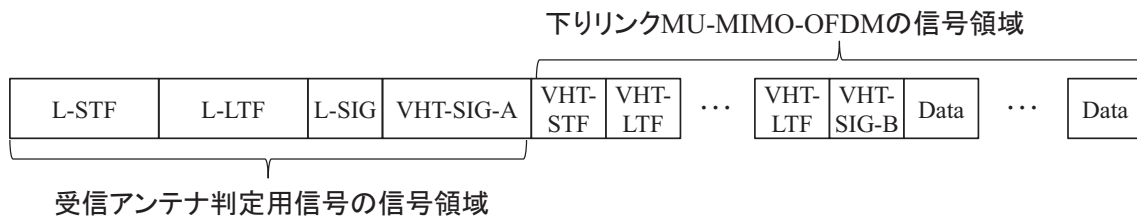
図 2-3 アンテナ判定法のイメージ

## 2.4.3 無線 LAN システムへの適用

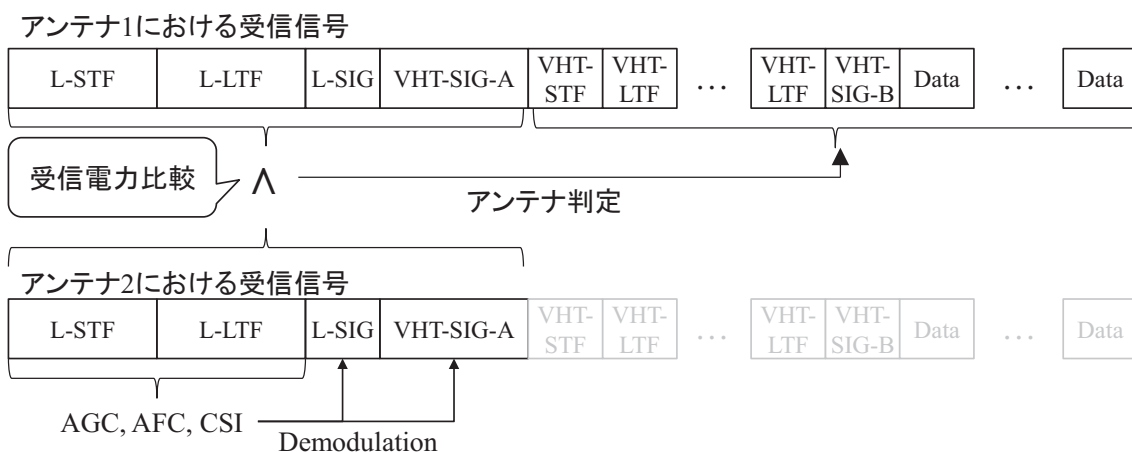
本節では、受信アンテナ判定法を 11ac に適用した場合のフレームフォーマットを紹介する。図 2-4(a)と 2-4(b)は、提案法を適用した場合のフレームフォーマットと受信信号の処理方法である。図 2-4(a)に示すように、11ac のフレームフォーマットの先頭には、後方互換性を担保するために、従来規格で規定された L-STF(Legacy Short Training Field), L-LTF(Legacy Long Training Field), L-SIG(Legacy SIGnal field)が含まれる。従来規格の信号の後方には、11ac 規格で規定された VHT-SIG-A(Very High Throughput SIGnal field A), VHT-STF, VHT-LTF, VHT-SIG-B, およびデータが配置される。ここで、11ac で規定された MU-MIMO 伝送を可能とする信号領域は、VHT-STF からデータ信号の終わりまでであり、この信号領域に対して、MU-MIMO-OFDM 伝送の送信ビームフォーミングが適用される。このフレームフォーマットにおいて、提案法の受信アンテナ判定用信号は、L-STF から VHT-SIG-A とし、この信号領域に対して受信アンテナ判定用の送信ビームフォーミング処理が行われる。ただし、11ac の規定では、L-STF から VHT-SIG-A の信号領域には、送信ビームフォーミングを適用することができない。従って、提案法を適用する場合には、規格の改定が必要となる。

次に、端末における受信アンテナ判定の手順を説明する。図 2-4(b)に示すように、端末が AP から送信された信号をそれぞれのアンテナで受信するものとする。次に、端末は各アンテナで受信した信号の中から受信アンテナ判定用の信号領域である L-STF から VHT-SIG-A の信号を抽出し、抽出した信号領域の受信電力をアンテナ毎に算出する。次に、算出した各アンテナの受信電力を比較し、最小の受信電力となるアンテナを検出することでアンテナの判定を行う。同時に、端末では L-SIG 以降の信号を復調するために必要となる変調方式、符号化率、フレーム長などの情報を、最大の受信電力となるアンテナで受信した信号から取得する。検出したアンテナを用いて L-STF から VHT-SIG-A の復調を行わない理由は、受信アンテナ判定用信号には、選択した受信アンテナに対して受信電力が抑圧される送信ビームフォーミング処理が施されているためである。つまり、検出したアンテナにおける受信電力は、無線信号の復調に必要な受信電力を下回る可能性があり、必要な情報を取得することができなくなる。そこで、復調に必要な情報を残るアンテナから受信される L-STF から VHT-SIG-A を用いて取得することで、この問題を解決している。最終的に、端末は L-STF から VHT-SIG-A から取得した情報を用いて、判定したアンテナから受信される信号を用いて復調処理を行う。

以上が、11ac に受信アンテナ判定法を適用した場合のフレームフォーマットと受信信号処理であり、これまでのフレームフォーマットを大幅に修正することなく、受信アンテナ判定を行うことができる。従って、実用的かつ大幅なオーバーヘッドの削減が期待される。



(a) フレームフォーマット



(b) 受信信号処理方法

図 2-4 提案法を適用した際のフレームフォーマットと受信信号処理方法

## 2.5 特性評価

### 2.5.1 シミュレーション諸元

単一セルを想定した複数アンテナを有する端末に対する MU-MIMO 伝送法の有効性を明らかにするために、受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送、受信ウエイト指定型 MU-MIMO 伝送、と従来法として CSMA/CA に基づく SU-MIMO 伝送についてシミュレーション評価を行う。各伝送の伝送シナリオは、図 2-2 に示す。また、表 2-1 は、シミュレーション諸元である。表 2-1 に示すように、AP アンテナ数は 4 本であり、端末アンテナ数は 2 本である。そして、AP は合計 4 台の端末に対して、MIMO-OFDM 伝送もしくは MU-MIMO-OFDM 伝送を行う。本研究では、無線 LAN システムへの適用を目指した研究であるため、無線 LAN システムで利用される 20MHz 帯域幅と 52 個のサブキャリアを用いた。端末における信号電力対雑音電力比(SNR: Signal to Noise power Ratio)は、屋内無線 LAN システムの通信環境を想定し、変調方式に依存しない搬送波電力対雑音電力比(CNR: Carrier to Noise power Ratio)に基づき 10dB から 30dB の間で変化させている。また、伝送チャンネルは、多数のマルチパスによってフェージングが発生する屋内環境を想定し、アンテナ間の空間相関やサブキャリア間の周波数相関が無相関となる i.i.d.(independent, identically distributed)レイリーフェージングチャンネルとしている。上記環境を想定した理由は、急速に普及する無線 LAN システムが多様な場所で利用されていることを背景に、安定した無線 LAN サービスの提供に向けて、その中でも伝搬環境が劣悪となる上記マルチパスフェージング環境における提案法の有効性を評価するためである。試行回数は 1000 回であり、異なる伝搬環境において各シナリオの端末毎の周波数利用効率を比較した。

### 2.5.2 複数アンテナを有する端末に対する MU-MIMO 伝送の評価

CSMA/CA に基づく SU-MIMO 伝送、受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送、と受信ウエイト指定型 MU-MIMO 伝送の比較評価の前に、受信ウエイト指定型 MU-MIMO 伝送における送受信ウエイト更新が端末毎の周波数利用効率に与える影響について明らかにする。図 2-5 は、送受信ウエイトの更新回数に対する端末毎の周波数利用効率の平均値の特性評価結果である。なお、各端末における平均 SNR は 10dB, 20dB, と 30dB とした。まず、平均 SNR が 30dB の場合、送受信ウエイトの更新数の増加に伴い周波数利用効率の平均値が増加することがわかる。これは、送受信ウエイトの更新により、AP と各端末の間で形成される信号

空間内の受信電力が送受信ウエイトの更新とともに最大化されるためである。具体的には、15 回程度の更新回数で周波数利用効率の平均値が飽和され、更新回数が 0 回の場合と比較すると、飽和領域に達した周波数利用効率の平均値は、1.5bit/s/Hz 増加することがわかる。平均 SNR が 10dB もしくは 20dB の場合においても、30dB の結果と同様の結果を確認できることから、SNR の大小にかかわらず送受信ウエイトの更新回数の増加に伴い周波数利用効率の平均値が増加することがわかる。また、各 SNR における周波数利用効率の平均値が飽和する更新回数は、ほぼ一致することから、SNR に応じた更新回数の調整は必要ないことがわかる。以上より、送受信ウエイトの更新回数の増加は、受信ウエイト指定型 MU-MIMO 伝送の周波数利用効率の向上に大きく影響することを示した。なお、以降の評価における受信ウエイト指定型 MU-MIMO 伝送の送受信ウエイトの更新回数は、本結果から算出した周波数利用効率が飽和状態となる 30 回を用いるものとする。

次に、CSMA/CA に基づく SU-MIMO 伝送(SU-MIMO)、受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送(MU-MIMO with antenna selection)、と受信ウエイト指定型 MU-MIMO 伝送(MU-MIMO with weight assignment)を用いた場合の端末毎の周波数利用効率の向上効果を示す。図 2-6 は、平均 SNR に対する各伝送法における端末毎の周波数利用効率の平均値特性である。まず、平均 SNR の増加に伴い各伝送法の周波数利用効率の平均値が増加するが、SU-MIMO 伝送の周波数利用効率の増加率は、他の伝送法よりも小さいことがわかる。これは、SU-MIMO 伝送の単位時間当たりの空間多重数が、端末のアンテナ数の制限から、他の伝送法の空間多重数の半数となることに起因する。そして、比較評価した伝送法の中で、最も高い周波数利用効率を達成する伝送法は、受信ウエイト指定型 MU-MIMO 伝送であることがわかる。これは、端末のすべての受信アンテナを使用し、受信ダイバーシチ利得を最大限に獲得したためである。次点の周波数利用効率を実現した伝送法は、受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送である。受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送に用いた受信アンテナの選択基準は、ランダム選択と最適選択の 2 種類であり、最適選択を適用することで、高い周波数利用効率を実現している。これは、受信アンテナ選択から発生する選択利得により低相関となるアンテナの組合せを選択できたためである。その結果、受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送の周波数利用効率は、最大の周波数利用効率を達成する受信ウエイト指定型 MU-MIMO 伝送に迫る高い周波数利用効率を達成している。

また、無線 LAN システムにおける評価を行うにあたり、周波数利用効率の平均値の向上効果の評価するだけでなく、低い周波数利用効率の端末の向上効果の評価することは、無線通信システムをサービス展開する上で非常に重要である。図 2-7 に平均 30dB の SNR の場合の端末毎の周波数利用効率の累積分布(CDF: Cumulative Distribution Function)特性を示す。この結果より、受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送と受信ウエイト指定型 MU-MIMO 伝送は、従来法である CSMA/CA に基づく SU-MIMO 伝送と比較して、低い周波数利用効率から高い周波数利用効率のすべての端末に対して、高い向上効果を示している。具体的には、周波数利用効率の累積分布の中央値において、受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送は

4bit/s/Hz 向上し，受信ウェイト指定型 MU-MIMO 伝送は 5bit/s/Hz 向上することがわかる．また，周波数利用効率の累積分布の 10%値において，受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送は 4.2bit/s/Hz 向上し，受信ウェイト指定型 MU-MIMO 伝送は 4.5bit/s/Hz 向上することがわかる．以上より，受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送と受信ウェイト指定型 MU-MIMO 伝送は，端末アンテナ数と SNR によらず，CSMA/CA に基づく SU-MIMO 伝送に比べて高い周波数利用効率を実現できることが明らかとなった．

表 2-1 シミュレーション諸元

パラメータ	値
AP のアンテナ数	4
帯域幅 (サブキャリア数)	20MHz (52)
端末のアンテナ数	2
端末数	4
平均 SNR	10~30dB
伝搬チャネル	i.i.d.

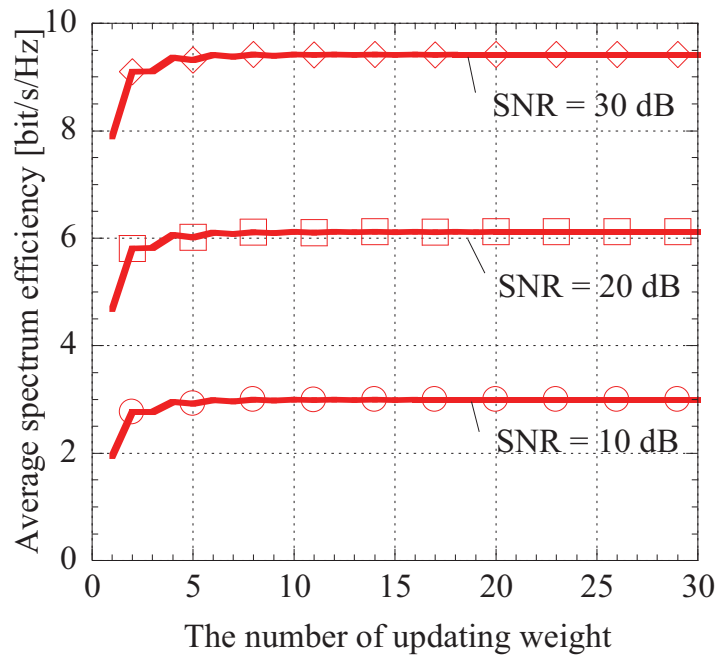


図 2-5 送受信ウェイトの更新回数に対する端末毎の周波数利用効率の平均値特性

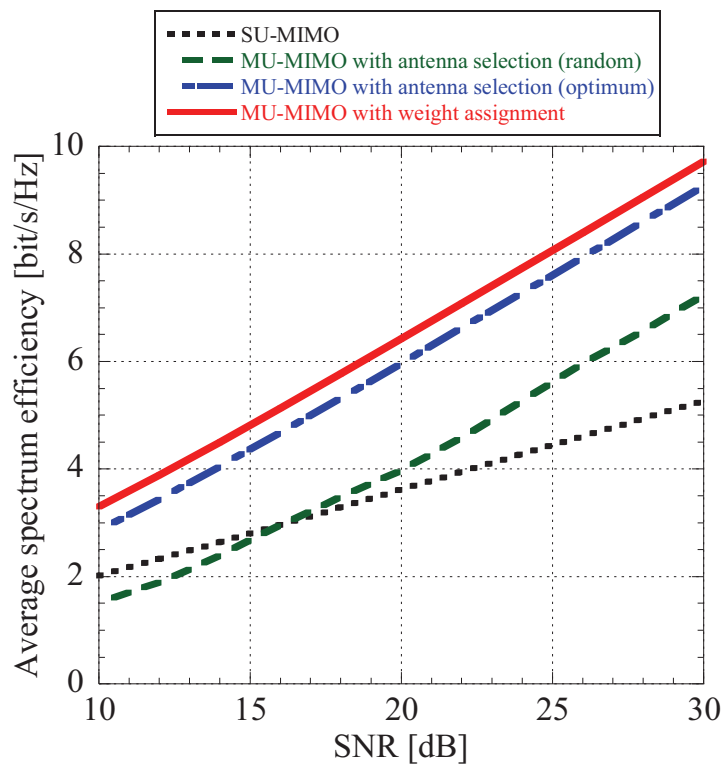


図 2-6 SNR に対する端末毎の周波数利用効率の平均値特性



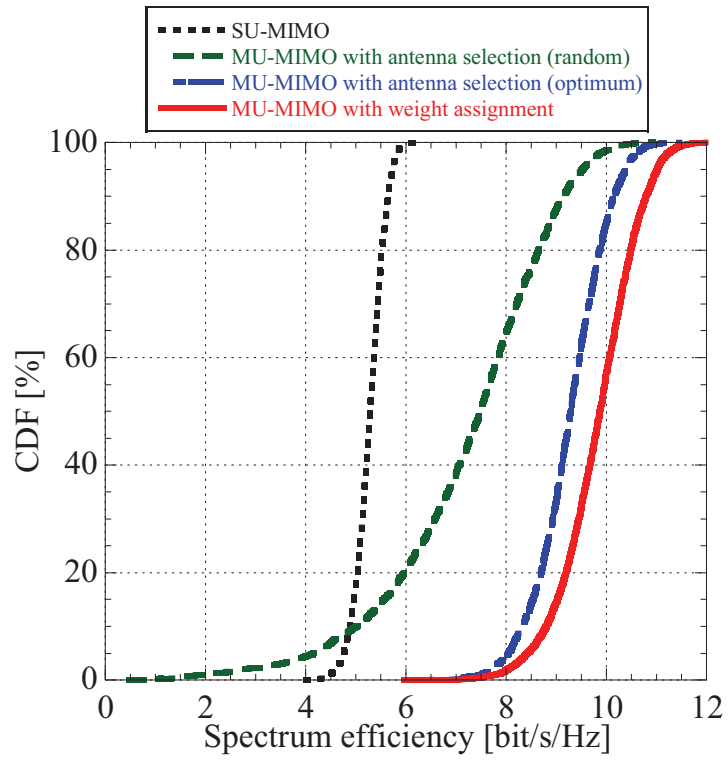


図 2-7 端末毎の周波数利用効率の累積分布特性

## 2.5.3 受信アンテナ判定法の評価

本節では、まず、受信アンテナ情報の通知に関わるオーバーヘッドの削減効果を示す。図 2-8 は、端末数の増加に対する受信アンテナ情報の通知に関わるオーバーヘッド時間の特性である。一般的に、AP から端末に対して受信アンテナ情報を通知する場合には、受信アンテナ情報を量子化し、無線パケットに格納して無線伝送する。図 2-9 は、量子化した受信アンテナ情報を 11ac のフレームフォーマットに格納した場合の例である。同図に示すように、受信ウェイト選択型 MU-MIMO 伝送では、各端末にサブキャリア毎の受信アンテナ情報を通知する必要があり、その情報を L-SIG もしくは VHT-SIG-A に格納することになる。L-SIG もしくは VHT-SIG-A に情報を格納する理由は、VHT-STF 以降の信号領域には、MU-MIMO 伝送の送信ビームフォーミング処理が施されることから、VHT-STF 以前に受信アンテナ情報を通知する必要があるためである。なお、11ac で規定される L-SIG と VHT-SIG-A で用いられる変調方式と符号化率は、BPSK と 1/2 が用いられる。図 2-8 で示したオーバーヘッド時間は、上記前提条件と表 2-1 に示すシミュレーション諸元から算出した。図 2-8 の結果より、量子化した情報を通知する従来法(Conventional)は、端末数の増加に比例して多くの受信アンテナ情報を通知する必要があることから、オーバーヘッドが大幅に増加することがわかる。近年、注目される大規模アンテナシステムへの適用を想定すると、さらなるオーバーヘッドが生じる可能性が高いため、周波数利用効率が大幅に低下する。一方、提案法(Proposal)では、図 2-4 に示すように、L-STF から VHT-SIG-A の信号領域を受信アンテナ判定用の信号として置き換えることから、端末数の増加に依存することない固定のオーバーヘッドとなる。以上より、提案法は、少量のオーバーヘッドで実現できるため、周波数利用効率の向上が期待できるものと考えられる。

最後に、受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送における受信アンテナ判定法が、周波数利用効率の向上に与える影響を示す。図 2-10 は受信アンテナ判定法を適用した場合の端末毎の周波数利用効率の累積分布特性であり、図 2-11 は受信アンテナ判定の正解率である。本シミュレーション評価では、3 つの判定法の比較によって、提案法の有効性を示す。1 つ目と 2 つ目は、受信アンテナ判定用信号に対する送信ビームフォーミングを適用する方法(w/ BF)と適用しない方法(w/o BF)であり、3 つ目が、端末における受信アンテナ判定を考慮したアンテナ選択を行った場合(Proposal)である。図 2-10 の結果から、まず、送信ビームフォーミングを適用しない場合(w/o BF)、周波数利用効率が非常に低いことがわかる。これは、図 2-11 に示すように、端末において受信アンテナの判定誤りが 50%近く発生しているためである。また、累積分布特性が複数の分布の組合せのような特性となる理由は、端末における 50%の受信アンテナの判定誤りを仮定すると、判定誤りが発生する端末の組合せ数は  $2^4$  通りと限られているためである。次に、受信アンテナ判定用信号に対して送信ビームフォーミングを適用した結果(w/ BF)では、送信ビームフォーミングを適用しない場合と比較して、周波数利用効率の累積分布の 10%値において約 120%の周波数利用効率の向上が期待で

きることがわかる。しかしながら、図 2-11 に示すように、周波数選択性フェージングやシャドーイングなどの伝搬環境によっては、受信アンテナ判定の誤りが発生するため、最適アンテナ選択を適用した受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送の周波数利用効率との差分は依然として大きい。最後に、端末における受信アンテナ判定を考慮したアンテナ選択を行った場合(Proposal)には、最適アンテナ選択を行った結果に概ね同等の周波数利用効率を実現している。これは、受信アンテナ判定の誤りを AP におけるアンテナ選択により大幅に抑えたためである。具体的には、送信ビームフォーミングを適用した場合と比較して、周波数利用効率の累積分布の 10%値において約 80%向上することがわかった。また、図 2-11 に示すように受信アンテナ判定の正解率はほぼ 100%となり、高精度に受信アンテナ判定を行うことができる。以上より、受信アンテナ判定を考慮したアンテナ選択の周波数利用効率の特性が最も良好となり、従来法と比較して大幅な特性向上が期待できることが明らかとなった。

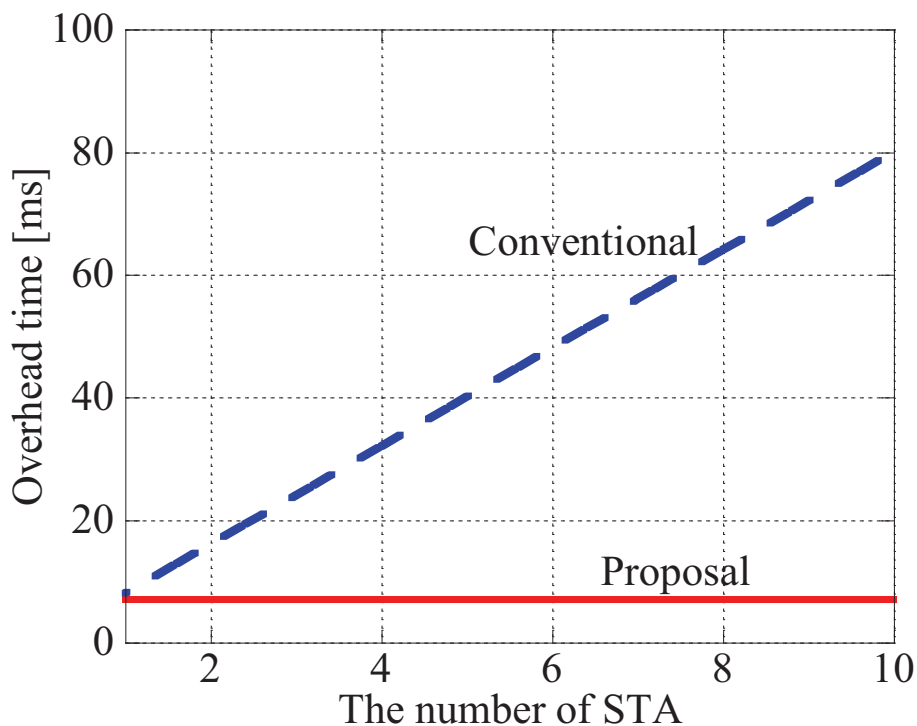


図 2-8 端末数に対するオーバーヘッド特性

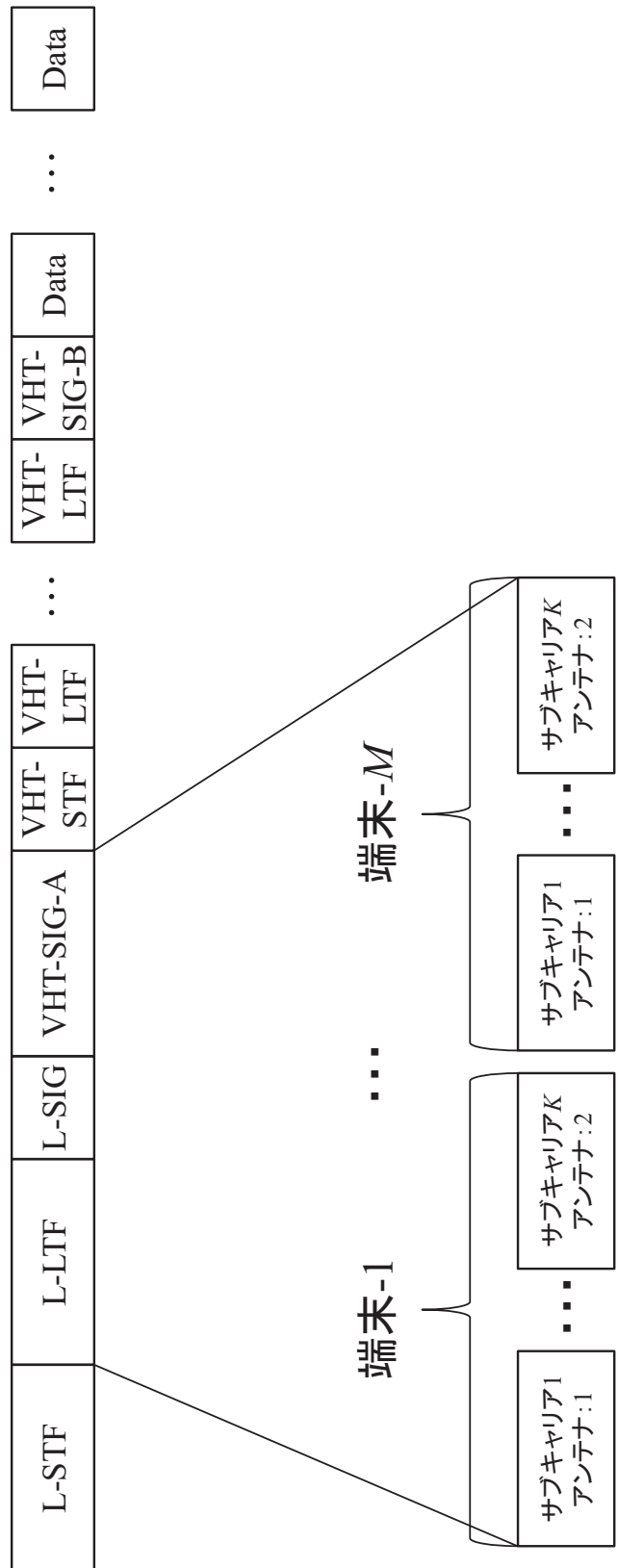


図 2-9 量子化した受信アンテナ情報の格納したフレームフォーマットの例

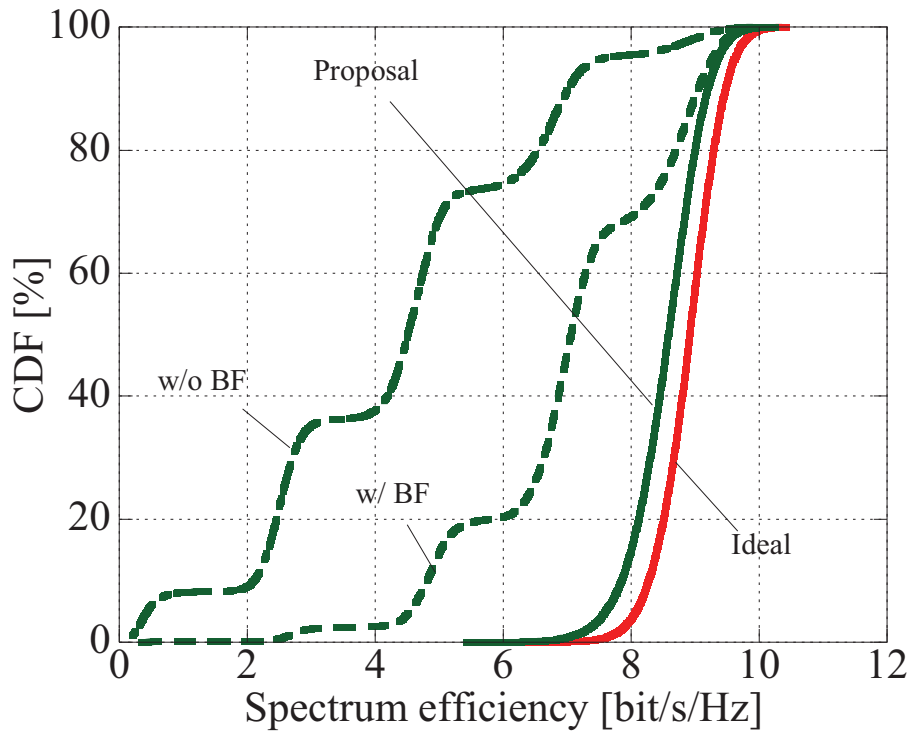


図 2-10 端末毎の周波数利用効率の累積分布特性

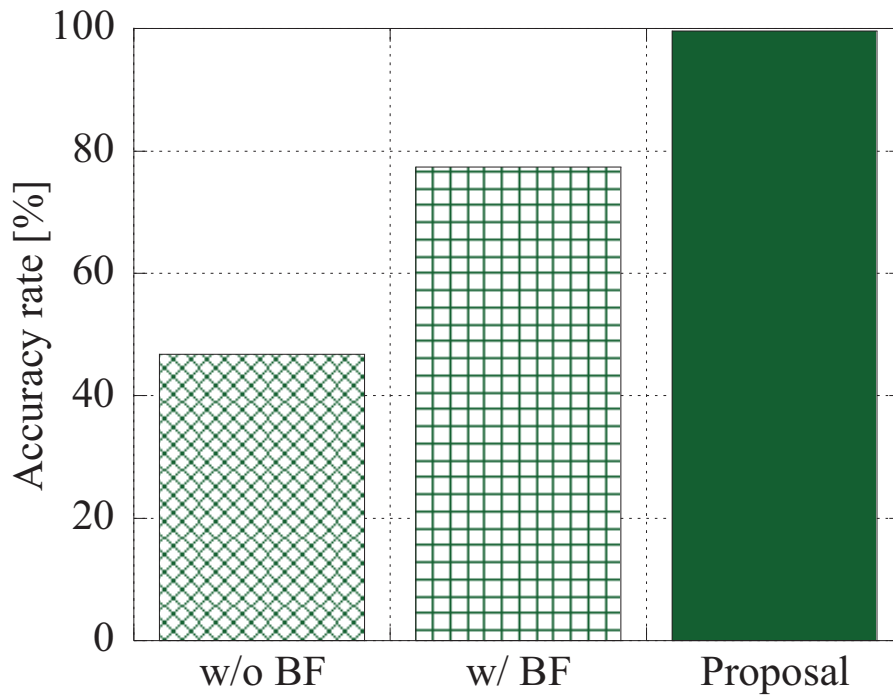


図 2-11 各伝送法における受信アンテナ判定の正解率

## 2.6 まとめ

第2章では、第1の課題である「アンテナ間の相関問題」について、単一セルにおける複数アンテナを有する端末に対する受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送と受信ウェイト指定型 MU-MIMO 伝送を提案した。提案法の特徴は、端末の複数の受信アンテナを空間多重数の増加に用いるのではなく、受信ダイバーシチ利得の向上に用いることで、MU-MIMO 伝送の空間多重の能力を最大化させることである。具体的には、受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送では、各端末が受信アンテナの中から1本のアンテナを用いて MU-MIMO 伝送の受信を行うことを前提とし、前記条件を満たしたすべての端末の受信アンテナの組合せの中から最大の周波数利用効率となる組合せを選択し、MU-MIMO 伝送を行う。一方、受信ウェイト指定型 MU-MIMO 伝送では、端末において各アンテナの受信信号を合成することを前提とし、受信ウェイトを考慮した送信ウェイトを用いて MU-MIMO 伝送を行う。さらに、算出された送受信ウェイトの反復更新を行うことで、各端末の受信電力を増加させる特徴を有する。

また、上記提案法における実用化の課題には、事前情報の通知に伴うオーバーヘッドの問題がある。この問題に対して、受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送を対象とした受信アンテナ判定法を提案した。受信アンテナ判定法では、量子化した情報を無線伝送するのではなく、少量の受信アンテナ判定用の信号を用いて、端末自身が簡易な判定処理によって受信アンテナ判定を行うことを特徴として有する。さらに、送信ビームフォーミング処理が施された受信アンテナ判定用信号を用いる方法と CSI から予測するアンテナ判定誤りを考慮した MU-MIMO 伝送のアンテナ選択を行う方法によって、受信アンテナの判定精度を向上させることができる。

受信ウェイト指定型 MU-MIMO 伝送における送受信ウェイトの更新回数に関する評価では、15 回程度の更新回数によって端末毎の周波数利用効率の平均値が飽和し、0 回更新と飽和状態の周波数利用効率の平均値を比較すると、1.5bit/s/Hz 向上することがわかった。これは、送受信ウェイトの更新により、AP と各端末の間で形成される信号空間内の受信電力が送受信ウェイトの更新回数の増加に伴い最大化されることが要因である。以上の結果より、送受信ウェイトの更新は、受信ウェイト指定型 MU-MIMO 伝送の端末毎の周波数利用効率を大きく向上できることが明らかとなった。

次に、受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送と受信ウェイト指定型 MU-MIMO 伝送の有効性を明らかにすべく、従来法である CSMA/CA に基づく SU-MIMO 伝送を比較対象とした端末毎の周波数利用効率の向上に関する評価を行った。評価結果より、周波数利用効率の累積分布の中央値において、従来と比較して、受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送は 4bit/s/Hz 向上し、受信ウェイト指定型 MU-MIMO 伝送は 5bit/s/Hz 向上することがわかった。これは、端末が有する複数のアンテナを受信ダイバーシチ利得の向上に用いることで、MU-MIMO

伝送の効果を最大限に発揮したことに起因すると考えられる。以上の結果より、受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送と受信ウエイト指定型 MU-MIMO 伝送は、CSMA/CA に基づく SU-MIMO 伝送に比べて高い端末毎の周波数利用効率を実現することが明らかとなった。

最後に、受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送における受信アンテナ判定法の評価では、まず、量子化した情報を無線伝送する従来法と比較して、提案法は端末数に依存することなく固定のオーバーヘッドで実現できることから、端末数が増加する環境において大幅なオーバーヘッド削減を行うことができることがわかった。さらに、受信アンテナ判定用への送信ビームフォーミングと受信アンテナ判定誤りを考慮した AP におけるアンテナ選択法を適用することで、受信アンテナ判定の正解率がほぼ 100%に達し、判定誤りの無い最適アンテナ選択を行った場合の特性に概ね同等の端末毎の周波数利用効率を実現できることがわかった。以上の結果より、提案法は従来法と比較して大幅な端末毎の周波数利用効率の向上が期待できることが明らかとなった。

## 第3章 複数セルにおける複数アンテナを有する端末に対する AP 連携 MU-MIMO 伝送

本章では、第2章に引き続き第1の課題である「アンテナ間の相関問題」について、第2章で提案した受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送と受信ウェイト指定型 MU-MIMO 伝送を複数セルに拡張することを検討する。近年、無線 LAN システムの需要の高まりに伴い AP 設置が増加しており、結果として、一定エリア内の AP 数の増加によって通信セル間の干渉 (ICI: Inter-Cell Interference) が発生し、システム全体の周波数利用効率の低下が問題となっている。MU-MIMO 伝送における送信ビームフォーミングは、端末間干渉の抑圧だけでなく、ICI の抑圧も可能となることから、単一セルに適用するだけでなく、複数セルに適用することも可能である。さらに、実用化の観点からも、単一セルと複数セルに対して共通の技術を適用できることは、装置構成の簡易化やコストの観点からも大きなメリットがある。そこで、本章では、第2章の提案法を複数セルへ拡張した受信アンテナ選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送と受信ウェイト指定型 AP 連携 MU-MIMO 伝送について検討するとともに、屋内環境で取得した実験データを用いた評価によって、その有効性を明らかにする。

### 3.1 まえがき

現在、多種多様な携帯端末に無線 LAN デバイスが搭載されており、無線 LAN システムの需要が高まっている。この需要に対応すべく、駅やレストランなどの公衆エリアにおいて AP の設置が急速に増加している。無線 LAN システムの AP は、通信キャリアやユーザ自身によって低コストで簡易に設置できるため、一定エリア内に非常に多くの AP が設置される場合が発生する。無線 LAN システムに割り当てられる周波数チャネル数を超えて AP の設置を行った場合、同一の周波数チャネルを利用する通信セルのオーバーラップが生じ、ICI が発生する。このような環境において、無線 LAN システムでは、CSMA/CA に基づいて ICI を回避しながら、異なるタイムスロットで無線通信を行う。しかしながら、時間リソースには制限があるため、オーバーラップする通信セルが増加するほどシステム全体の周波数利用効率は低下することになる[25]。さらに、無線 LAN システムは、帯域幅の拡大によって高速化を進めていることから、近接する通信セルと同一周波数チャネルを用いる可能性が高くなり、結果として、さらなる通信セルのオーバーラップが発生する。

オーバーラップする通信セルにおけるシステム全体の周波数利用効率の向上を実現すべく、連携して複数 AP の送信電力制御を行う AP 連携送信電力制御技術が提案されている[26][27]。



複数 AP の送信電力制御によって、効果的に ICI を抑圧できることから、周波数利用効率の向上効果を得ることができる。一方で、送信電力制御は、所望の端末に対する受信電力も同時に抑圧されることから、基地局配置などのセル設計を綿密に行うセルラシステムでは、周波数利用効率の向上効果は高いが、ユーザ自身で AP を配置する無線 LAN システムでは、AP や端末の設置環境が多様となるために、その効果が限定的となる。上記とは異なるアプローチとして、各 AP が施す送信ビームフォーミングにより、ICI を抑圧する AP 連携送信ビームフォーミング制御技術の検討も行われている[25][28]-[31]。送信ビームフォーミングは、所望の端末に対する受信電力を大幅に劣化させることなく、ICI を抑圧できることから、周波数利用効率の向上効果が高い。上記に示す複数 AP の連携制御を実システムに適用する場合には、制御の複雑さを考慮する必要がある。連携制御には、データや CSI を完全に共有する集中制御[25][28]と一部の情報を共有する分散制御[29]-[31]に大別されるが、自律分散制御で動作する無線 LAN システムには、共有する情報量が少なく、高精度な同期処理が不要な分散制御における連携が必須となる。

これまでに、分散制御を前提として、MU-MIMO 伝送で用いる送信ビームフォーミングを複数 AP に拡張し、ICI の抑圧と MU-MIMO 伝送を同時に行う AP 連携 MU-MIMO 伝送が提案されている[32]。この伝送法では、単一セルにおける MU-MIMO 伝送で用いる送信ウェイトを算出する際に、ICI が問題となる端末との間の CSI を加えて ZF 法を用いた送信ウェイトの計算を行う。この処理により、簡易に ICI の抑圧を実現することができる。さらに、AP 間で交換する情報は、AP と自身の通信セルの端末との間の CSI と近接する通信セルの端末との間の CSI であり、各端末への送信データを共有する必要はない。従って、AP 間の情報交換における通信量を大幅に削減できることから、無線 LAN システムと親和性の高い伝送法であると考えられる。そして、第 2 章での説明と同様に、近年の通信環境では、多種多様な無線デバイスの普及による端末数の増加と高速化に向けた端末への複数アンテナの搭載が進んでいる。上記環境を最大限に活用し、AP 連携 MU-MIMO 伝送の空間多重数を最大化することは、単一セルにおける周波数利用効率の向上と同様に重要である。

そこで、本章では、第 2 章で提案した複数のアンテナを有する端末に対する MU-MIMO 伝送法（受信アンテナ選択型と受信ウェイト指定型）を複数セルに拡張し、その有効性を明らかにする。まず、受信アンテナ選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送では、すべての端末が選択された 1 本のアンテナを用いて MU-MIMO 伝送の受信を行うことを前提とし、各 AP は、前記条件を満たしたすべて受信アンテナの組合せの中から最大の周波数利用効率となる組合せを選択し、選択した組合せの受信アンテナに対して AP 連携 MU-MIMO 伝送を行う。第 2 章の提案法との差分は、送信ウェイト算出を行う際に、自身と近接する端末における選択された受信アンテナにおける CSI を加えることであり、少ない変更で実現することができる。一方、受信ウェイト指定型 AP 連携 MU-MIMO 伝送では、各 AP が各端末の受信ウェイトを指定することで、端末における各アンテナの受信信号を合成させることを前提とする。上記条件のもと、各 AP は受信ウェイトを考慮して算出した送信ウェイトを用いて

MU-MIMO 伝送を行うことで、各端末では受信信号の合成後の端末間干渉を抑圧する。なお、第 2 章の提案法との差分は、送信ウエイトを算出する際に、自身と近接する端末における受信信号の合成を考慮した CSI を加えることであり、こちらも少ない変更で実現することができる。さらに、第 2 章で提案した送受信ウエイトの反復更新も同様に適用することができる。提案法の有効性を明らかにするため、2 つの通信セルがオーバーラップする屋内環境で測定した実伝搬チャネルを用いたシミュレーション解析によって、拡張した提案法のシステム全体の周波数利用効率の向上効果を示す。

第 3.2 章では、2 つの通信セルがオーバーラップするシステムモデルについて述べる。第 3.3 章では、従来法である複数セルの AP が CSMA/CA に基づいて異なるタイムスロットで MU-MIMO 伝送を行う伝送法、受信アンテナ選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送、と受信ウエイト指定型 AP 連携 MU-MIMO 伝送について説明し、さらに、各伝送法における送信ウエイトとシステム全体の周波数利用効率の算出方法について述べる。第 3.4 章では、実験諸元と取得した CSI を用いた実験解析結果を示し、提案法の有効性を明らかにする。第 3.5 章はまとめとする。

## 3.2 システムモデル

図 3-1 は、2 つの通信セルがオーバーラップする第 3 章のシステムモデルである。本モデルでは、AP-1 とこれに帰属する端末-1,1(STA-1,1)～端末-1,M(STA-1,M)の合計  $M$  台の端末で構成される通信セルと AP-2 とこれに帰属する端末-2,1(STA-2,1)～端末-2,M(STA-2,M)の合計  $M$  台の端末で構成される通信セルが、近接するオーバーラップ通信セルの環境である。各通信セルの AP と端末のアンテナ数は、 $N$  本と 2 本とし、同一時刻と同一周波数チャネルを用いて MU-MIMO-OFDM 伝送によって無線通信を行う。ただし、AP アンテナ数とすべての端末の台数が、等しい環境を想定する( $N=2M$ )。また、AP 間の時刻同期と中心周波数同期は事前に確保されているものとする。 $\mathbf{H}_{1,m}(k)$ と  $\mathbf{H}_{2,m}(k) \in \mathbb{C}^{2 \times N}$  は、AP-1 と端末-1, $m$  の間、と AP-2 と端末-2, $m$  の間の CSI である。 $\mathbf{G}_{1,m}(k)$ と  $\mathbf{G}_{2,m}(k) \in \mathbb{C}^{2 \times N}$  は、AP-1 と近接する通信セルの端末-2, $m$  の間、と AP-2 と近接する端末-1, $m$  の間の CSI である。さらに、ICI が存在する環境下では CSI の推定誤差による周波数利用効率への影響も重要となるため、CSI 推定誤差を考慮し、CSI の推定誤差を有する CSI は、式(21)と定義する。

$$\begin{cases} \mathbf{H}'_{1,m}(k) = \mathbf{H}_{1,m}(k) + \mathbf{E}_{1,m}(k) \\ \mathbf{H}'_{2,m}(k) = \mathbf{H}_{2,m}(k) + \mathbf{E}_{2,m}(k) \end{cases}, \quad \begin{cases} \mathbf{G}'_{1,m}(k) = \mathbf{G}_{1,m}(k) + \mathbf{E}_{1,m}(k) \\ \mathbf{G}'_{2,m}(k) = \mathbf{G}_{2,m}(k) + \mathbf{E}_{2,m}(k) \end{cases} \quad (21)$$

本システムモデルでは、それぞれの CSI は事前に異なる時間で推定されることを想定する

ことから、CSI の推定誤差は、CSI 推定時の雑音電力に起因するものとし、 $\mathbf{E}_{1,m}(k)$ と  $\mathbf{E}_{2,m}(k)$  として、 $m$  番目の端末における平均 0 分散  $\sigma_E^2$  の白色ガウス雑音を仮定する[33][34].

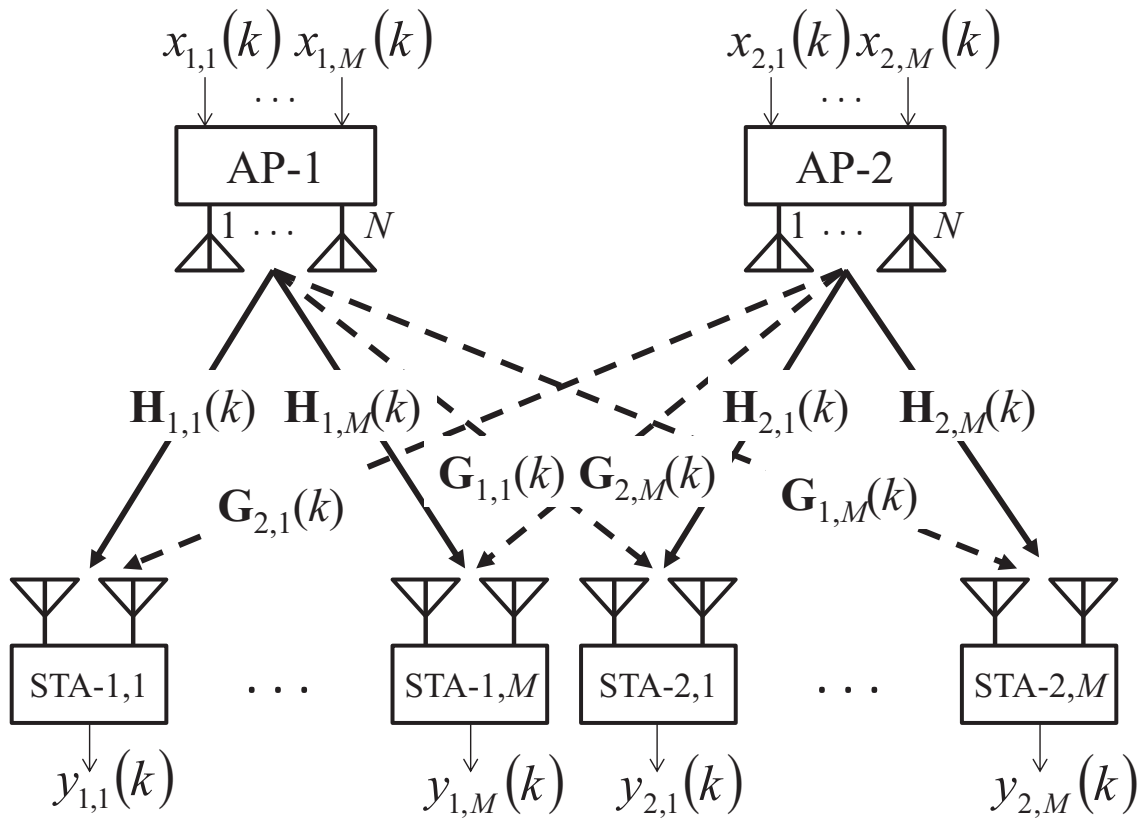
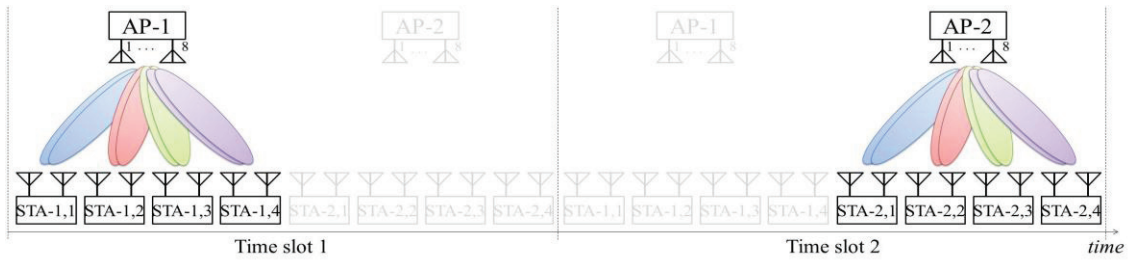


図 3-1 システムモデル

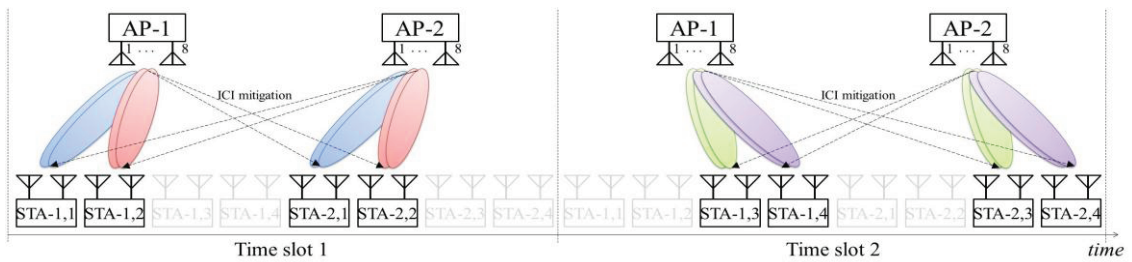
### 3.3 複数アンテナを有する端末に対する AP 連携 MU-MIMO 伝送

本章で注目する AP 連携 MU-MIMO 伝送とは、2つの通信セルがオーバーラップする環境において、MU-MIMO 伝送で用いる送信ビームフォーミングを複数セルに拡張し、ICI の抑圧と MU-MIMO 伝送を同時に行うものである[32]。この伝送法では、単一セルにおける MU-MIMO 伝送で用いる送信ウェイトを算出する際に、ICI が問題となる端末との間の CSI を加えて ZF 法を用いた送信ウェイトの計算を行う。この処理により、簡易に ICI の抑圧を実現することができる。さらに、AP 間で交換する情報は、AP と自身の通信セルの端末との間の CSI と近接する通信セルの端末との間の CSI であり、各端末への送信データを共有する必要はない。従って、AP 間の情報交換における通信量を大幅に低減できることから、無線 LAN システムと親和性の高い伝送法であると考えられる。そして、第 2 章での説明と同様に、近年の通信環境では、多種多様な無線デバイスの普及による端末数の増加と高速化に向けた端末への複数アンテナの搭載が進んでいる。上記環境を最大限に活用し、AP 連携 MU-MIMO 伝送の空間多重度を最大化することは、単一セルにおける周波数利用効率の向上と同様に重要である。続いて、AP 連携を前提とした受信アンテナ選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送と受信ウェイト指定型 AP 連携 MU-MIMO 伝送の説明について行う。さらに、従来法として、CSMA/CA に基づいて異なるタイムスロットで各 AP が所望の複数の端末に対して MU-MIMO 伝送を行う伝送法と端末を選択し AP 連携 MU-MIMO 伝送を行う伝送法についても説明する。

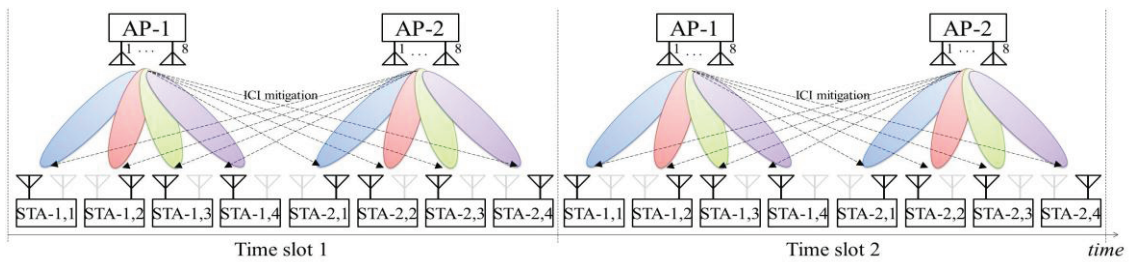
図 3-2 は、本章で評価する 4 つの伝送法の伝送シナリオである。この例では、AP のアンテナ数を 8 本、端末のアンテナ数を 2 本、各通信セルの端末数を 4 台と想定している。図 3-2(a)は、CSMA/CA に基づく MU-MIMO 伝送のシナリオであり、各 AP が、自身のアンテナ自由度を最大限に利用して異なるタイムスロットで 4 台の端末に対して MU-MIMO 伝送を行う。図 3-2(b)は、すべての端末に伝送を行うために端末選択を行った場合の AP 連携 MU-MIMO 伝送のシナリオであり、各 AP が選択した半数の 2 台の端末に対して、AP 連携 MU-MIMO 伝送を行い、次のタイムスロットでは残る端末に対して、AP 連携 MU-MIMO 伝送を行う。図 3-2(c)は、受信アンテナ選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送のシナリオであり、各 AP が、4 台の端末の選択した受信アンテナに対して、すべてのタイムスロットで AP 連携 MU-MIMO 伝送を行う。図 3-4(d)は、受信ウェイト指定型 AP 連携 MU-MIMO 伝送のシナリオであり、各 AP は 4 台の端末に受信ウェイトを指定し、受信ウェイトの演算を行った後の空間に対して、すべてのタイムスロットで AP 連携 MU-MIMO 伝送を行う。



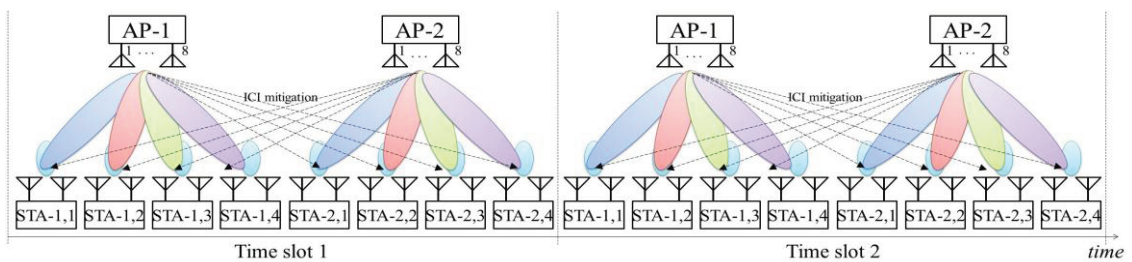
(a) CSMA/CA に基づく MU-MIMO 伝送



(b) 端末選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送



(c) 受信アンテナ選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送



(d) 受信ウエイト指定型 AP 連携 MU-MIMO 伝送

図 3-2 伝送シナリオ

### 3.3.1 CSMA/CA に基づく MU-MIMO 伝送

本節では、CSMA/CA に基づく MU-MIMO 伝送について説明する。本伝送法では、図 3-2(a) の伝送シナリオに示すように、CSMA/CA に基づいて各 AP が異なるタイムスロットを用いて MU-MIMO 伝送を行う。なお、各 AP が MU-MIMO 伝送を行う場合には、自身のアンテナ自由度を最大限に利用するために、4 台の端末に対して MU-MIMO 伝送を行う。各通信セルの  $m$  番目の端末における受信信号  $\mathbf{y}_{1,m}(k)$  と  $\mathbf{y}_{2,m}(k) \in \mathbb{C}^{2 \times 1}$  は、送信信号  $\mathbf{x}_{1,m}(k)$  と  $\mathbf{x}_{2,m}(k) \in \mathbb{C}^{2 \times 1}$  を用いて、式(22)のように表す。

$$\begin{cases} \mathbf{y}_{1,m}(k) = \mathbf{H}_{1,m}(k) \sum_{j=1}^M \mathbf{w}_{1,j}^{CSMA}(k) \mathbf{x}_{1,j}(k) + \mathbf{n}_{1,m} \\ \mathbf{y}_{2,m}(k) = \mathbf{H}_{2,m}(k) \sum_{j=1}^M \mathbf{w}_{2,j}^{CSMA}(k) \mathbf{x}_{2,j}(k) + \mathbf{n}_{2,m} \end{cases} \quad (22)$$

ここで、 $\mathbf{W}_{1,k}^{CSMA}(k)$  は AP-1 から端末-1, $m$  に対する MU-MIMO 伝送の送信ウエイト、 $\mathbf{W}_{2,k}^{CSMA}(k)$  は AP-2 から STA-2, $m$  に対する MU-MIMO 伝送の送信ウエイトであり、 $\mathbf{n}_{1,m}$  と  $\mathbf{n}_{2,m}$  は平均 0 分散  $\sigma^2$  の白色ガウス雑音ベクトルである。次に、ブロック対角化法[35]を用いた MU-MIMO 伝送用の送信ウエイトの算出方法を説明する。まず、式(23)に所望の端末である  $m$  番目の端末を含まない CSI を統合した CSI の集合体を  $\Theta_{1,m}(k)$  と  $\Theta_{2,m}(k)$  として、定義する。

$$\begin{cases} \Theta_{1,m}(k) = [\mathbf{H}'_{1,1}(k)^T & \cdots & \mathbf{H}'_{1,m-1}(k)^T & \mathbf{H}'_{1,m+1}(k)^T & \cdots & \mathbf{H}'_{1,M}(k)^T]^T \\ \Theta_{2,m}(k) = [\mathbf{H}'_{2,1}(k)^T & \cdots & \mathbf{H}'_{2,m-1}(k)^T & \mathbf{H}'_{2,m+1}(k)^T & \cdots & \mathbf{H}'_{2,M}(k)^T]^T \end{cases} \quad (23)$$

この CSI の集合体  $\Theta_{1,m}(k)$  と  $\Theta_{2,m}(k)$  は、特異値分解によって式(24)のように変換される。

$$\begin{cases} \Theta_{1,m}(k) = \mathbf{U}_{1,m}(k) [\Sigma_{1,m}(k) & \mathbf{0}] \mathbf{V}_{1,m}^{(s)}(k) & \mathbf{V}_{1,m}^{(n)}(k) \Big]^H \\ \Theta_{2,m}(k) = \mathbf{U}_{2,m}(k) [\Sigma_{2,m}(k) & \mathbf{0}] \mathbf{V}_{2,m}^{(s)}(k) & \mathbf{V}_{2,m}^{(n)}(k) \Big]^H \end{cases} \quad (24)$$

ここで、 $\mathbf{U}_{1,m}(k)$  と  $\mathbf{U}_{2,m}(k) \in \mathbb{C}^{2(M-1) \times 2(M-1)}$  は  $\Theta_{1,m}(k)$  と  $\Theta_{2,m}(k)$  の左特異ベクトルで構成される行列、 $\Sigma_{1,m}(k)$  と  $\Sigma_{2,m}(k) \in \mathbb{C}^{2(M-1) \times 2(M-1)}$  は  $\Theta_{1,m}(k)$  と  $\Theta_{2,m}(k)$  の固有値の平方根を対角に有する対角行列、 $\mathbf{V}_{1,m}^{(s)}(k)$  と  $\mathbf{V}_{2,m}^{(s)}(k) \in \mathbb{C}^{N \times 2(M-1)}$  は  $\Theta_{1,m}(k)$  と  $\Theta_{2,m}(k)$  の右特異ベクトルで構成される  $\Theta_{1,m}(k)$  と  $\Theta_{2,m}(k)$  の信号空間、 $\mathbf{V}_{1,m}^{(n)}(k)$  と  $\mathbf{V}_{2,m}^{(n)}(k) \in \mathbb{C}^{N \times 2}$  は  $\mathbf{0}$  行列に対するヌル空間である。ここで、 $\mathbf{V}_{1,m}^{(n)}(k)$  と  $\mathbf{V}_{2,m}^{(n)}(k)$  が、所望の端末以外の端末に対する干渉を抑圧する送信ウエイトとなる。以上を踏まえた送信ウエイトは式(25)で表される。ただし、端末の公平性を考慮して電力配分は等電力配分とする。

$$\begin{cases} \mathbf{W}_{1,m}^{CSMA}(k) = \mathbf{V}_{1,k}^{(n)}(k)/\sqrt{N} \\ \mathbf{W}_{2,m}^{CSMA}(k) = \mathbf{V}_{2,m}^{(n)}(k)/\sqrt{N} \end{cases} \quad (25)$$

最後に、CSMA/CA に基づく MU-MIMO 伝送法における  $m$  番目の端末の周波数利用効率  $C_{1,m}^{CSMA}(k)$  と  $C_{2,m}^{CSMA}(k)$  は、式(26)で算出される。また、システム全体の周波数利用効率は、通信セルが 2 つ存在する環境となるため 2 倍のタイムスロットが必要であることを考慮すると式(27)で算出される。

$$\begin{cases} C_{1,m}^{CSMA}(k) = \log_2 \det \left( \mathbf{I}_2 + \mathbf{H}_{1,m}(k) \mathbf{W}_{1,m}^{CSMA}(k) \mathbf{W}_{1,m}^{CSMA}(k)^H \mathbf{H}_{1,m}(k)^H \right. \\ \quad \left. \left( \sigma^2 \mathbf{I}_2 + \left( \sum_{j=1, j \neq m}^M \mathbf{H}_{1,m}(k) \mathbf{W}_{1,j}^{CSMA}(k) \mathbf{W}_{1,j}^{CSMA}(k)^H \mathbf{H}_{1,m}(k)^H \right) \right)^{-1} \right) \\ C_{2,m}^{CSMA}(k) = \log_2 \det \left( \mathbf{I}_2 + \mathbf{H}_{2,m}(k) \mathbf{W}_{2,m}^{CSMA}(k) \mathbf{W}_{2,m}^{CSMA}(k)^H \mathbf{H}_{2,m}(k)^H \right. \\ \quad \left. \left( \sigma^2 \mathbf{I}_2 + \left( \sum_{j=1, j \neq m}^M \mathbf{H}_{2,m}(k) \mathbf{W}_{2,j}^{CSMA}(k) \mathbf{W}_{2,j}^{CSMA}(k)^H \mathbf{H}_{2,m}(k)^H \right) \right)^{-1} \right) \end{cases} \quad (26)$$

$$C^{CSMA}(k) = \sum_{m=1}^M (C_{1,m}(k) + C_{2,m}(k)) / 2 \quad (27)$$

以上が、CSMA/CA に基づく MU-MIMO 伝送の説明と周波数利用効率の算出方法であり、本章で比較対象となる従来法である。

### 3.3.2 端末選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送

本節では、もう 1 つの従来法として、端末選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送について説明する。本伝送法では、図 3-2(b)の伝送シナリオに示すように、各 AP が、自身の通信セルのすべての端末から半数( $L=M/2$ )の端末を選択し、選択した端末に対して AP 連携 MU-MIMO 伝送を行う。なお、本研究では、すべての端末に無線通信を行うことを前提とすることから、選択されなかった端末に対しては、次のタイムスロットで AP 連携 MU-MIMO 伝送を行う。ここで、半数の端末と AP 連携 MU-MIMO 伝送が可能な理由は、AP が有するアンテナ自由度で対応可能な最大の端末数が半数となるためである。本伝送における端末の選択法基準としては、ランダムとすべての組合せの中から最も周波数利用効率が高い端末の組合せを選択する 2 つのアプローチを想定している。AP と自通信セル内で選択した端末の CSI (推定誤差を含む) を  $\hat{\mathbf{H}}_{1,1}(k)$  から  $\hat{\mathbf{H}}_{1,L}(k) \in \mathbb{C}^{2 \times N}$  と  $\hat{\mathbf{H}}_{2,1}(k)$  から  $\hat{\mathbf{H}}_{2,L}(k) \in \mathbb{C}^{2 \times N}$  とし、AP と近接通信セルの端末の CSI (推定誤差を含む) を  $\hat{\mathbf{G}}_{1,1}(k)$  から  $\hat{\mathbf{G}}_{1,L}(k) \in \mathbb{C}^{2 \times N}$  と  $\hat{\mathbf{G}}_{2,1}(k)$  から  $\hat{\mathbf{G}}_{2,L}(k)$

$\in \mathbb{C}^{2 \times N}$  とする. 各通信セルの  $l$  番目の端末における受信信号  $\hat{\mathbf{y}}_{1,l}(k)$  と  $\hat{\mathbf{y}}_{2,l}(k)$  は, 送信信号  $\hat{\mathbf{x}}_{1,l}(k)$  と  $\hat{\mathbf{x}}_{2,l}(k)$  を用いて式(28)のように表す.

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{y}}_{1,l} = \hat{\mathbf{H}}_{1,l}(k) \sum_{j=1}^L \mathbf{W}_{1,j}^{sel}(k) \hat{\mathbf{x}}_{1,j}(k) + \hat{\mathbf{G}}_{2,l}(k) \sum_{j=1}^L \mathbf{W}_{2,j}^{sel}(k) \hat{\mathbf{x}}_{2,j}(k) + \mathbf{n}_{1,l} \\ \hat{\mathbf{y}}_{2,l} = \hat{\mathbf{H}}_{2,l}(k) \sum_{j=1}^L \mathbf{W}_{2,j}^{sel}(k) \hat{\mathbf{x}}_{2,j}(k) + \hat{\mathbf{G}}_{1,l}(k) \sum_{j=1}^L \mathbf{W}_{1,j}^{sel}(k) \hat{\mathbf{x}}_{1,j}(k) + \mathbf{n}_{2,l} \end{cases} \quad (28)$$

ここで,  $\mathbf{W}_{1,l}^{sel}(k)$  は AP-1 から端末-1, $l$  への AP 連携 MU-MIMO 伝送の送信ウエイト,  $\mathbf{W}_{2,l}^{sel}(k)$  は AP-2 から端末-2, $l$  への AP 連携 MU-MIMO 伝送の送信ウエイトである. 式(28)の第 1 項は同一通信セルの信号成分であり, 第 2 項は近接する通信セル内の端末宛の信号成分である. 次に, 端末選択型 MU-MIMO 伝送の送信ウエイトの算出方法を説明する. まず, 式(29)に AP と近接通信セルの端末における CSI と所望の  $l$  番目の端末を除く CSI を統合した集合体を  $\hat{\Theta}_{1,l}(k)$  と  $\hat{\Theta}_{2,l}(k)$  と定義する.

$$\begin{cases} \hat{\Theta}_{1,l}(k) = [\hat{\mathbf{H}}_{1,1}^T \ \cdots \ \hat{\mathbf{H}}_{1,l-1}^T \ \hat{\mathbf{H}}_{1,l+1}^T \ \cdots \ \hat{\mathbf{H}}_{1,L}^T \ \hat{\mathbf{G}}_{1,1}^T \ \cdots \ \hat{\mathbf{G}}_{1,L}^T]^T \\ \hat{\Theta}_{2,l}(k) = [\hat{\mathbf{H}}_{2,1}^T \ \cdots \ \hat{\mathbf{H}}_{2,l-1}^T \ \hat{\mathbf{H}}_{2,l+1}^T \ \cdots \ \hat{\mathbf{H}}_{2,L}^T \ \hat{\mathbf{G}}_{2,1}^T \ \cdots \ \hat{\mathbf{G}}_{2,L}^T]^T \end{cases} \quad (29)$$

さらに, この CSI の集合体  $\hat{\Theta}_{1,l}(k)$  と  $\hat{\Theta}_{2,l}(k)$  は, 特異値分解を行うことにより式(30)のように変換される.

$$\begin{cases} \hat{\Theta}_{1,l}(k) = \hat{\mathbf{U}}_{1,l}(k) [\hat{\Sigma}_{1,l}(k) \ \mathbf{0}] [\hat{\mathbf{V}}_{1,l}^{(s)}(k) \ \hat{\mathbf{V}}_{1,l}^{(n)}(k)]^H \\ \hat{\Theta}_{2,l}(k) = \hat{\mathbf{U}}_{2,l}(k) [\hat{\Sigma}_{2,l}(k) \ \mathbf{0}] [\hat{\mathbf{V}}_{2,l}^{(s)}(k) \ \hat{\mathbf{V}}_{2,l}^{(n)}(k)]^H \end{cases} \quad (30)$$

ここで,  $\hat{\mathbf{U}}_{1,l}(k)$  と  $\hat{\mathbf{U}}_{2,l}(k) \in \mathbb{C}^{2(2L-1) \times 2(2L-1)}$  は  $\hat{\Theta}_{1,l}(k)$  と  $\hat{\Theta}_{2,l}(k)$  の左特異ベクトルで構成される行列,  $\hat{\Sigma}_{1,l}(k)$  と  $\hat{\Sigma}_{2,l}(k) \in \mathbb{C}^{2(2L-1) \times 2(2L-1)}$  は  $\hat{\Theta}_{1,l}(k)$  と  $\hat{\Theta}_{2,l}(k)$  の固有値の平方根を対角に有する対角行列,  $\hat{\mathbf{V}}_{1,l}^{(s)}(k)$  と  $\hat{\mathbf{V}}_{2,l}^{(s)}(k) \in \mathbb{C}^{N \times 2(2L-1)}$  は  $\hat{\Theta}_{1,l}(k)$  と  $\hat{\Theta}_{2,l}(k)$  の右特異ベクトルで構成される  $\hat{\Sigma}_{1,l}(k)$  と  $\hat{\Sigma}_{2,l}(k)$  の信号空間,  $\hat{\mathbf{V}}_{1,l}^{(n)}(k)$  と  $\hat{\mathbf{V}}_{2,l}^{(n)}(k) \in \mathbb{C}^{N \times 2}$  は  $\mathbf{0}$  行列に対するヌル空間である. ここで,  $\hat{\mathbf{V}}_{1,l}^{(n)}(k)$  と  $\hat{\mathbf{V}}_{2,l}^{(n)}(k)$  が, 近接通信セルの端末と自通信セルの他端末への干渉を抑圧する送信ウエイトとなる. 以上を踏まえた最終的な送信ウエイトは, 式(31)で表される. ただし, 端末の公平性を考慮して電力配分は等電力配分とする.

$$\begin{cases} \mathbf{W}_{1,l}^{sel}(k) = \hat{\mathbf{V}}_{1,l}^{(n)}(k) / \sqrt{N/2} \\ \mathbf{W}_{2,l}^{sel}(k) = \hat{\mathbf{V}}_{2,l}^{(n)}(k) / \sqrt{N/2} \end{cases} \quad (31)$$

最後に, 端末選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送を適用した場合における,  $l$  番目の端末の周波数利用効率  $C_{1,m}^{sel}(k)$  と  $C_{2,m}^{sel}(k)$  は, 式(32)で算出される. また, システム全体の周波数利用



効率は、式(33)で算出される。

$$\begin{cases}
C_{1,l}^{sel}(k) = \log_2 \det(\sigma^2 \mathbf{I}_2 + \hat{\mathbf{H}}_{1,l}(k) \mathbf{W}_{1,l}^{sel}(k) \mathbf{W}_{1,l}^{sel}(k)^H \hat{\mathbf{H}}_{1,l}(k)^H \\
\left( \sigma^2 \mathbf{I} + \left( \sum_{j=1, j \neq l}^L \hat{\mathbf{H}}_{1,j}(k) \mathbf{W}_{1,j}^{sel}(k) \mathbf{W}_{1,j}^{sel}(k)^H \hat{\mathbf{H}}_{1,j}(k)^H + \sum_{j=1}^L \hat{\mathbf{G}}_{2,j}(k) \mathbf{W}_{2,j}^{sel} \mathbf{W}_{2,j}^{sel}(k)^H \hat{\mathbf{G}}_{2,j}(k)^H \right) \right)^{-1} \Big) \\
C_{2,l}^{sel}(k) = \log_2 \det(\sigma^2 \mathbf{I}_2 + \hat{\mathbf{H}}_{2,l}(k) \mathbf{W}_{2,l}^{sel}(k) \mathbf{W}_{2,l}^{sel}(k)^H \hat{\mathbf{H}}_{2,l}(k)^H \\
\left( \sigma^2 \mathbf{I} + \left( \sum_{j=1, j \neq l}^L \hat{\mathbf{H}}_{2,j}(k) \mathbf{W}_{2,j}^{sel}(k) \mathbf{W}_{2,j}^{sel}(k)^H \hat{\mathbf{H}}_{2,j}(k)^H + \sum_{j=1}^L \hat{\mathbf{G}}_{1,j}(k) \mathbf{W}_{1,j}^{sel} \mathbf{W}_{1,j}^{sel}(k)^H \hat{\mathbf{G}}_{1,j}(k)^H \right) \right)^{-1} \Big)
\end{cases} \quad (32)$$

$$C^{sel} = \sum_{l=1}^L (C_{1,l}^{sel} + C_{2,l}^{sel}) \quad (33)$$

以上が、端末選択型 MU-MIMO 伝送の説明と周波数利用効率の算出方法であり、本章で比較対象とする従来法である。

### 3.3.3 受信アンテナ選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送

本節では、1つ目の提案法として、受信アンテナ選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送について説明する。本伝送法では、図 3-2(c)に示す伝送シナリオのように、各 AP が各端末で選択した 1 本の受信アンテナに対して、すべてのタイムスロットで AP 連携 MU-MIMO 伝送を行う。受信アンテナの選択基準としては、ランダムとすべての組合せの中から最も周波数利用効率が高い組合せを選択する 2 つアプローチを想定している。受信アンテナを選択した端末に対応する自通信セル内の CSI (推定誤差を含む) を  $\mathbf{h}'_{1,l}$  から  $\mathbf{h}'_{1,k} \in \mathbb{C}^{1 \times N}$  と  $\mathbf{h}'_{2,1}$  から  $\mathbf{h}'_{2,m} \in \mathbb{C}^{1 \times N}$  とし、近接通信セルとの CSI (推定誤差を含む) を  $\mathbf{g}'_{1,1}$  から  $\mathbf{g}'_{1,k} \in \mathbb{C}^{1 \times N}$  と  $\mathbf{g}'_{2,1}$  から  $\mathbf{g}'_{2,k} \in \mathbb{C}^{1 \times N}$  とする。各通信セルの  $m$  番目の端末における受信信号  $y_{1,m}(k)$  と  $y_{2,m}(k)$  は、送信信号  $x_{1,m}(k)$  と  $x_{2,k}(k)$  を用いて式(34)のように表す。

$$\begin{cases}
y_{1,m}(k) = \mathbf{h}'_{1,m}(k) \sum_{j=1}^M \mathbf{w}_{1,j}^{ant}(k) x_{1,j}(k) + \mathbf{g}'_{2,m}(k) \sum_{j=1}^M \mathbf{w}_{2,j}^{ant}(k) x_{2,j}(k) + n_{1,m} \\
y_{2,m}(k) = \mathbf{h}'_{2,m}(k) \sum_{j=1}^M \mathbf{w}_{2,j}^{ant}(k) x_{2,j}(k) + \mathbf{g}'_{1,m}(k) \sum_{j=1}^M \mathbf{w}_{1,j}^{ant}(k) x_{1,j}(k) + n_{2,m}
\end{cases} \quad (34)$$

ここで、 $\mathbf{w}_{1,m}^{ant}(k)$  は AP-1 から端末-1, $m$  への AP 連携 MU-MIMO 伝送の送信ウェイト、 $\mathbf{w}_{2,m}^{ant}(k)$  は AP-2 から端末-2, $m$  への AP 連携 MU-MIMO 伝送の送信ウェイトである。式(34)の第 1 項は同一通信セルの信号成分であり、第 2 項は近接する通信セルの端末宛の信号成分である。

次に, 受信アンテナ選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送の送信ウエイトの算出方法を説明する. 式(35)に近接通信セルとの CSI と所望の  $m$  番目の端末を除く CSI を統合した集合体を  $\Theta'_{1,i}(k)$  と  $\Theta'_{2,i}(k)$  として定義する.

$$\begin{cases} \Theta'_{1,m}(k) = [\mathbf{h}'_{1,1}{}^T & \cdots & \mathbf{h}'_{1,m-1}{}^T & \mathbf{h}'_{1,m+1}{}^T & \cdots & \mathbf{h}'_{1,M}{}^T & \mathbf{g}'_{1,1}{}^T & \cdots & \mathbf{g}'_{1,M}{}^T]^T \\ \Theta'_{2,m}(k) = [\mathbf{h}'_{2,1}{}^T & \cdots & \mathbf{h}'_{2,m-1}{}^T & \mathbf{h}'_{2,m+1}{}^T & \cdots & \mathbf{h}'_{2,M}{}^T & \mathbf{g}'_{2,1}{}^T & \cdots & \mathbf{g}'_{2,M}{}^T]^T \end{cases} \quad (35)$$

さらに, この CSI の集合体  $\Theta'_{1,i}(k)$  と  $\Theta'_{2,i}(k)$  は, 特異値分解を行うことにより式(36)のように変換される.

$$\begin{cases} \Theta'_{1,m}(k) = \mathbf{U}'_{1,m}(k) [\boldsymbol{\Sigma}'_{1,m}(k) & \mathbf{0} [\mathbf{V}'_{1,m}{}^{(s)}(k) & \mathbf{V}'_{1,m}{}^{(n)}(k)]^H \\ \Theta'_{2,m}(k) = \mathbf{U}'_{2,m}(k) [\boldsymbol{\Sigma}'_{2,m}(k) & \mathbf{0} [\mathbf{V}'_{2,m}{}^{(s)}(k) & \mathbf{V}'_{2,m}{}^{(n)}(k)]^H \end{cases} \quad (36)$$

ここで,  $\mathbf{U}'_{1,m}(k)$  と  $\mathbf{U}'_{2,m}(k) \in \mathbb{C}^{(2M-1) \times (2M-1)}$  は  $\Theta'_{1,i}(k)$  と  $\Theta'_{2,i}(k)$  の左特異ベクトルで構成される行列,  $\boldsymbol{\Sigma}'_{1,m}(k)$  と  $\boldsymbol{\Sigma}'_{2,m}(k) \in \mathbb{C}^{(2M-1) \times (2M-1)}$  は  $\Theta'_{1,i}(k)$  と  $\Theta'_{2,i}(k)$  の固有値の平方根を対角に有する対角行列,  $\mathbf{V}'_{1,m}{}^{(s)}(k)$  と  $\mathbf{V}'_{2,m}{}^{(s)}(k) \in \mathbb{C}^{N \times (2M-1)}$  は  $\Theta'_{1,i}(k)$  と  $\Theta'_{2,i}(k)$  の右特異ベクトルで構成される  $\boldsymbol{\Sigma}'_{1,m}(k)$  と  $\boldsymbol{\Sigma}'_{2,m}(k)$  の信号空間,  $\mathbf{V}'_{1,m}{}^{(n)}(k)$  と  $\mathbf{V}'_{2,m}{}^{(n)}(k) \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  は  $\mathbf{0}$  行列に対するヌル空間である. ここで,  $\mathbf{V}'_{1,m}{}^{(n)}(k)$  と  $\mathbf{V}'_{2,m}{}^{(n)}(k)$  が, 近接通信セルの端末と自通信セルの他端末への干渉を抑圧する送信ウエイトとなる. 以上を踏まえ, 受信アンテナ選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送の送信ウエイトは, 式(37)で表される. ただし, 端末の公平性を考慮して電力配分は等電力配分とする.

$$\begin{cases} \mathbf{w}_{1,m}^{ant} = \mathbf{V}'_{1,m}{}^{(n)}(k) / \sqrt{N/2} \\ \mathbf{w}_{2,m}^{ant} = \mathbf{V}'_{2,m}{}^{(n)}(k) / \sqrt{N/2} \end{cases} \quad (37)$$

式(37)を用いてアンテナ選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送を用いた場合の  $m$  番目の端末における周波数利用効率  $C_{1,m}^{ant}(k)$  と  $C_{2,m}^{ant}(k)$  は, 式(38)で算出される. また, システム全体の周波数利用効率は, 式(39)で算出される.

$$\begin{cases} C_{1,m}^{ant}(k) = \log_2 \det \left( \sigma^2 + \mathbf{h}'_{1,m}(k) \mathbf{w}_{1,m}^{ant}(k) \mathbf{w}_{1,m}^{ant}(k)^H \mathbf{h}'_{1,m}(k)^H \right. \\ \left. \left( \sigma^2 + \left( \sum_{j=1, j \neq m}^M \mathbf{h}'_{1,m}(k) \mathbf{w}_{1,j}^{ant}(k) \mathbf{w}_{1,j}^{ant}(k)^H \mathbf{h}'_{1,m}(k)^H + \sum_{i=1}^M \mathbf{g}'_{2,m}(k) \mathbf{w}_{2,j}^{ant}(k) \mathbf{w}_{2,j}^{ant}(k)^H \mathbf{g}'_{2,m}(k)^H \right) \right)^{-1} \right) \\ C_{2,m}^{ant}(k) = \log_2 \det \left( \sigma^2 + \mathbf{h}'_{2,m}(k) \mathbf{w}_{2,m}^{ant}(k) \mathbf{w}_{2,m}^{ant}(k)^H \mathbf{h}'_{2,m}(k)^H \right. \\ \left. \left( \sigma^2 + \left( \sum_{j=1, j \neq m}^M \mathbf{h}'_{2,m}(k) \mathbf{w}_{2,j}^{ant}(k) \mathbf{w}_{2,j}^{ant}(k)^H \mathbf{h}'_{2,m}(k)^H + \sum_{i=1}^M \mathbf{g}'_{1,m}(k) \mathbf{w}_{1,j}^{ant}(k) \mathbf{w}_{1,j}^{ant}(k)^H \mathbf{g}'_{1,m}(k)^H \right) \right)^{-1} \right) \end{cases} \quad (38)$$

$$C^{ant}(k) = \sum_{m=1}^M (C_{1,m}^{ant}(k) + C_{2,m}^{ant}(k)) \quad (39)$$

以上が、受信アンテナ選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送の説明と周波数利用効率の算出方法であり、本伝送法を用いることによって、受信アンテナ選択に伴う受信ダイバーシチ利得の獲得が期待される。

### 3.3.4 受信ウエイト指定型 AP 連携 MU-MIMO 伝送

本節では、2つ目の提案法として、受信ウエイト指定型 AP 連携 MU-MIMO 伝送について説明する。本伝送法では、図 3-4(d)の伝送シナリオに示すように、各 AP が各端末に受信ウエイトを指定し、受信ウエイトの演算を行った後の空間に対して、すべてのタイムスロットで AP 連携 MU-MIMO 伝送を行う。さらに、送受信ウエイトを反復計算することで周波数利用効率の向上を図る。各通信セルの  $m$  番目の端末における受信信号  $y_{1,m}(k)$  と  $y_{2,m}(k)$  は、送信信号  $x_{1,m}(k)$  と  $x_{2,m}(k)$  を用いて式(40)のように表す。

$$\begin{cases} y_{1,m}(k) = \mathbf{u}_{1,m}^{(i)}(k) \left( \mathbf{H}_{1,m}(k) \sum_{j=1}^M \mathbf{w}_{1,j}^{(i)}(k) x_{1,j}(k) + \mathbf{G}_{2,m}(k) \sum_{j=1}^M \mathbf{w}_{2,j}^{(i)}(k) x_{2,j}(k) \right) + n_{1,m} \\ y_{2,m}(k) = \mathbf{u}_{2,m}^{(i)}(k) \left( \mathbf{H}_{2,m}(k) \sum_{j=1}^M \mathbf{w}_{2,j}^{(i)}(k) x_{2,j}(k) + \mathbf{G}_{1,m}(k) \sum_{j=1}^M \mathbf{w}_{1,j}^{(i)}(k) x_{1,j}(k) \right) + n_{2,m} \end{cases} \quad (40)$$

ここで、 $\mathbf{u}_{1,m}^{(i)}(k)$  と  $\mathbf{u}_{2,m}^{(i)}(k)$  は  $i$  回更新を行った受信ウエイト、 $\mathbf{w}_{1,m}^{(i)}(k)$  と  $\mathbf{w}_{2,m}^{(i)}(k)$  は  $i$  回更新を行った AP 連携 MU-MIMO 伝送の送信ウエイトである。また、なお、初期受信ウエイトは、受信電力向上を目的として  $\mathbf{H}_{1,m}(k)$  と  $\mathbf{H}_{2,m}(k)$  の特異値分解から算出される第 1 固有値に対応する右特異ベクトルとする。式(41)に受信ウエイトを指定した場合の他通信セルとの CSI と所望の  $m$  番目の端末を除く CSI を統合した CSI の集合体を  $\Theta_{1,m}''(k)$  と  $\Theta_{2,m}''(k)$  として定義する。

$$\begin{cases} \Theta_{1,m}''(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{1,1}^{rT}(k) \mathbf{u}_{1,1}^{(i)}(k)^H & \cdots & \mathbf{H}_{1,m-1}^{rT}(k) \mathbf{u}_{1,m-1}^{(i)}(k)^H & \mathbf{H}_{1,m+1}^{rT}(k) \mathbf{u}_{1,m+1}^{(i)}(k)^H & \cdots & \mathbf{H}_{1,M}^{rT}(k) \mathbf{u}_{1,M}^{(i)}(k)^H \\ \mathbf{G}_{1,1}^{rT}(k) \mathbf{u}_{2,1}^{(i)}(k)^H & \cdots & \mathbf{G}_{1,M}^{rT}(k) \mathbf{u}_{2,M}^{(i)}(k)^H \end{bmatrix}^T \\ \Theta_{2,m}''(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{2,1}^{rT}(k) \mathbf{u}_{2,1}^{(i)}(k)^H & \cdots & \mathbf{H}_{2,m-1}^{rT}(k) \mathbf{u}_{2,m-1}^{(i)}(k)^H & \mathbf{H}_{2,m+1}^{rT}(k) \mathbf{u}_{2,m+1}^{(i)}(k)^H & \cdots & \mathbf{H}_{2,M}^{rT}(k) \mathbf{u}_{2,M}^{(i)}(k)^H \\ \mathbf{G}_{2,1}^{rT}(k) \mathbf{u}_{1,1}^{(i)}(k)^H & \cdots & \mathbf{G}_{2,M}^{rT}(k) \mathbf{u}_{1,M}^{(i)}(k)^H \end{bmatrix}^T \end{cases} \quad (41)$$

さらに、この伝搬チャネル行列の集合体  $\Theta_{1,m}''(k)$  と  $\Theta_{2,m}''(k)$  は、特異値分解を行うことにより下記のように変換される。

$$\begin{cases} \Theta''_{1,m}(k) = \mathbf{U}''_{1,m}(k) [\Sigma''_{1,m}(k) \quad \mathbf{0}] \mathbf{V}''_{1,m}(k) \mathbf{V}''_{1,m}(k)^H \\ \Theta''_{2,m}(k) = \mathbf{U}''_{2,m}(k) [\Sigma''_{2,m}(k) \quad \mathbf{0}] \mathbf{V}''_{2,m}(k) \mathbf{V}''_{2,m}(k)^H \end{cases} \quad (42)$$

ここで、 $\mathbf{U}''_{1,m}(k)$ と $\mathbf{U}''_{2,m}(k) \in \mathbb{C}^{(2M-1) \times (2M-1)}$ は $\Theta''_{1,m}(k)$ と $\Theta''_{2,m}(k)$ の左特異ベクトルで構成される行列、 $\Sigma''_{1,m}(k)$ と $\Sigma''_{2,m}(k) \in \mathbb{C}^{(2M-1) \times (2M-1)}$ は $\Theta''_{1,m}(k)$ と $\Theta''_{2,m}(k)$ の固有値の平方根を対角に有する対角行列、 $\mathbf{V}''_{1,m}(k)$ と $\mathbf{V}''_{2,m}(k) \in \mathbb{C}^{N \times (2M-1)}$ は $\Theta''_{1,m}(k)$ と $\Theta''_{2,m}(k)$ の右特異ベクトルで構成される $\Sigma''_{1,m}(k)$ と $\Sigma''_{2,m}(k)$ の信号空間、 $\mathbf{V}''_{1,m}(k)$ と $\mathbf{V}''_{2,m}(k) \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ は $\mathbf{0}$  行列に対するヌル空間である。ここで、 $\mathbf{V}''_{1,m}(k)$ と $\mathbf{V}''_{2,m}(k)$ が、近接通信セルの端末と自通信セルの他端末への干渉を抑圧する送信ウエイトとなる。以上を踏まえ、受信ウエイト指定型 AP 連携 MU-MIMO 伝送の送信ウエイトは、式(43)で表される。ただし、端末の公平性を考慮して電力配分は等電力配分とする。

$$\begin{cases} \mathbf{w}_{1,m}^{(i)}(k) = \mathbf{V}''_{1,m}(k) / \sqrt{N/2} \\ \mathbf{w}_{2,m}^{(i)}(k) = \mathbf{V}''_{2,m}(k) / \sqrt{N/2} \end{cases} \quad (43)$$

次に、送受信ウエイト更新法を説明する。送受信ウエイト更新法では、第 2 章の送受信ウエイト更新法と同様に送受信ウエイトの更新により受信電力を徐々に増加させ、最終的に受信電力を最大化する受信ウエイトを算出することを目的とする。具体的には、まず、更新後の受信ウエイト $\mathbf{u}_{1,m}^{(i+1)}(k)$ と $\mathbf{u}_{2,m}^{(i+1)}(k)$ を $\mathbf{H}'_{1,m}(k)\mathbf{w}_{1,m}^{(i)}(k)$ と $\mathbf{H}'_{1,m}(k)\mathbf{w}_{2,m}^{(i)}(k)$ の特異値分解から算出される第 1 固有値に対応する左特異ベクトルとして更新を行う。次に、上記受信ウエイトを用いて式(41)から(43)を同様に計算する。得られた送信ウエイト $\mathbf{w}_{1,m}^{(i+1)}(k)$ と $\mathbf{H}'_{1,m}(k)\mathbf{w}_{2,m}^{(i+1)}(k)$ を更新後の送信ウエイトとする。以降、同様の計算を行うことで任意の回数で更新した送受信ウエイトを算出することができる。また、本更新の計算は AP 内に閉じた形で実施できることから、AP と端末間で信号のやりとりを行うことなく送受信ウエイトを更新できる。以上を踏まえて、AP 連携 MU-MIMO 伝送を用いた場合の  $m$  番目の端末における周波数利用効率 $C_{1,m}^{(i)}(k)$ と $C_{2,m}^{(i)}(k)$ は、算出した送信ウエイトを用いて式(44)で表される。また、システム全体の周波数利用効率は、式(45)で算出され、送受信ウエイト更新回数は  $i$  である。

$$\left\{ \begin{aligned}
C_{1,m}^{(i)}(k) &= \log_2 \det \left( \sigma^2 + \mathbf{u}_{1,m}^{(i)}(k)^H \mathbf{H}_{1,m}(k) \mathbf{w}_{1,m}^{(i)}(k) \mathbf{w}_{1,m}^{(i)}(k)^H \mathbf{H}_{1,m}(k)^H \mathbf{u}_{1,m}^{(i)}(k) \right. \\
&\quad \left( \sigma^2 + \mathbf{u}_{1,m}^{(i)}(k)^H \left( \sum_{j=1, j \neq m}^M \mathbf{H}_{1,m}(k) \mathbf{w}_{1,j}^{(i)}(k) \mathbf{w}_{1,j}^{(i)}(k)^H \mathbf{H}_{1,m}(k)^H \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \sum_{j=1}^M \mathbf{G}_{2,m}(k) \mathbf{w}_{2,j}^{(i)}(k) \mathbf{w}_{2,j}^{(i)}(k)^H \mathbf{G}_{2,m}(k)^H \right) \mathbf{u}_{1,m}^{(i)}(k) \right)^{-1} \\
C_{2,m}^{(i)}(k) &= \log_2 \det \left( \sigma^2 + \mathbf{u}_{2,m}^{(i)}(k)^H \mathbf{H}_{2,m}(k) \mathbf{w}_{2,m}^{(i)}(k) \mathbf{w}_{2,m}^{(i)}(k)^H \mathbf{H}_{2,m}(k)^H \mathbf{u}_{2,m}^{(i)}(k) \right. \\
&\quad \left( \sigma^2 + \mathbf{u}_{2,m}^{(i)}(k)^H \left( \sum_{j=1, j \neq m}^M \mathbf{H}_{2,m}(k) \mathbf{w}_{2,j}^{(i)}(k) \mathbf{w}_{2,j}^{(i)}(k)^H \mathbf{H}_{2,m}(k)^H \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \sum_{j=1}^M \mathbf{G}_{1,m}(k) \mathbf{w}_{1,j}^{(i)}(k) \mathbf{w}_{1,j}^{(i)}(k)^H \mathbf{G}_{1,m}(k)^H \right) \mathbf{u}_{2,m}^{(i)}(k) \right)^{-1}
\end{aligned} \right. \quad (44)$$

$$C^{(i)}(k) = \sum_{m=1}^M (C_{1,m}^{(i)}(k) + C_{2,m}^{(i)}(k)) \quad (45)$$

以上が、受信ウェイト指定型 AP 連携 MU-MIMO 伝送の説明と周波数利用効率の算出方法であり、本伝送法を用いることによって、受信信号の合成に伴う受信ダイバーシチ利得の獲得が期待される。

### 3.4 実験評価

本章では、ICIによってシステム全体の周波数利用効率の低下が問題となる2つの通信セルがオーバーラップする環境を想定した時の、AP 連携を前提とした受信アンテナ選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送と受信ウェイト指定型 AP 連携 MU-MIMO 伝送の有効性を、屋内のオーバーラップ通信セル環境における実験によって取得したCSIの解析結果から明らかにする。

#### 3.4.1 測定環境と測定条件

図3-3は、本測定で用いたMIMO-OFDMの測定機であり、送信アンテナ8本の送信機と受信アンテナ2本の受信機で構成される。CSIの推定で用いる送信信号は、11aで規定されたショートプリアンプルとロングプリアンプルをベースとし、8本の送信アンテナから同時に送信を可能とする拡張を行い、前記信号の送受信を行うことで、20MHz帯域で合計52サブキャリアのCSIを受信アンテナ毎に取得することが可能である[36]。図3-4は、本実験を

行った四日市市内にある 1 人暮らし用のアパートの外観であり，アパート内の 2 階の隣り合う 2 つの部屋を用いることによって，通信セルのオーバーラップを模擬した．図 3-5 は，隣り合う部屋のレイアウトと送信機と受信機の測定場所であり，各部屋に AP を想定する送信機を 1 基，端末を想定する 1 基の受信機を各部屋 4 か所で移動させながら配置し，同一部屋内と部屋の壁を挟んだすべての組合せに対して CSI を 0.5 秒間隔で 100 回測定した．なお，本研究では，伝搬環境の変動が比較的小さい屋内環境における無線通信を想定することから，本実験においても，送受信機の移動や外乱の変動特性が少ない環境で測定を行った．また，部屋の大きさは，4.4m×3m×3m(横×縦×高)である．実験パラメータは，表 3-1 に示すように実験局免許を有する中心周波数 4.85GHz，帯域 20MHz を用いて実験を行った．無線 LAN システムが利用する 5GHz などの周波数を用いずに，実験局免許を用いた理由は，既存システムの周波数帯を用いる場合には，測定機以外の装置からの干渉信号によって，正確な CSI を推定できない恐れがあるためである．使用したアンテナは，送受信ともに無指向性のスリーブアンテナであり，アンテナ配置間隔は AP と端末共に半波長間隔の 3cm とした．

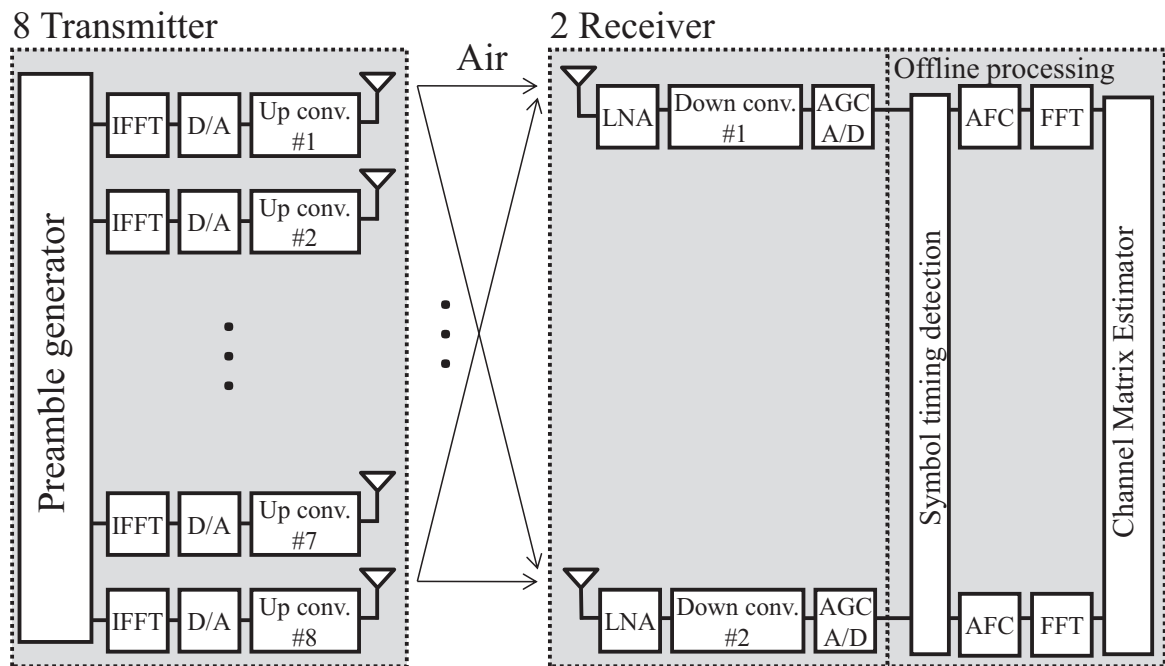


図 3-3 MIMO-OFDM 測定機の構成



図 3-4 測定アパート

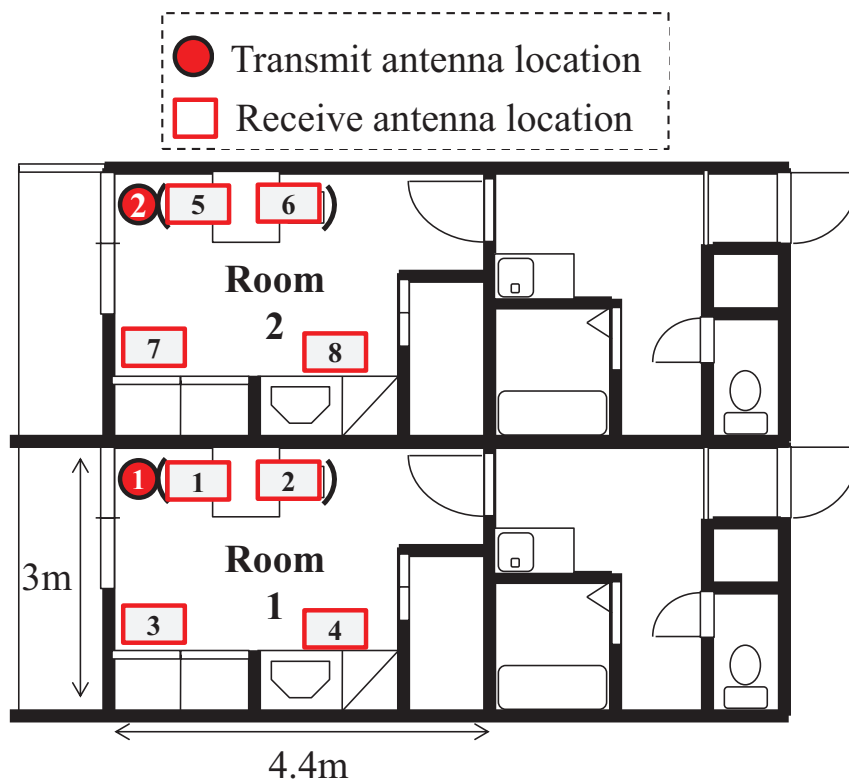


図 3-5 測定アパートの部屋環境

表 3-1 実験パラメータ

パラメータ	値
中心周波数	4.85GHz
帯域幅 (サブキャリア数)	20MHz (52)
AP のアンテナ数	8
アンテナ間隔	半波長
端末のアンテナ数	2
アンテナ高	0.9 m
送信電力	9dBm



## 3.4.2 評価結果

本節では、CSMA/CAに基づくMU-MIMO伝送、端末選択型AP連携MU-MIMO伝送、受信アンテナ選択型AP連携MU-MIMO伝送、と受信ウエイト指定型AP連携MU-MIMO伝送を対象として、システム全体の周波数利用効率の向上効果を実環境で取得したCSIを用いたシミュレーションにより明らかにする。なお、実験環境で取得したCSIの実験データには、APと同一部屋内の端末におけるCNRがおおよそ30dB~50dBの間で、APと隣接部屋内の端末におけるCSRがおおよそ20~30dBの間で推移するデータが含まれる。また、図3-2の伝送シナリオに示した通り、各伝送法の評価条件を一定とすることを目的として、2つのタイムスロットで伝送を行うことを想定している。APのアンテナ数を8本、端末のアンテナ数を2本、各通信セルの端末数を4台とする。さらに、端末選択型と受信アンテナ選択型AP連携MU-MIMO伝送における端末もしくは受信アンテナの選択基準は、ランダムに選択する方法と最も周波数利用効率が高い端末の組み合わせを選択するアプローチを想定している。また、CSIの推定誤差がシステム全体の周波数利用効率に与える影響を明らかにするために、CSIの推定誤差のパラメータである $\sigma_E^2$ は、CSIの推定の影響がない0とCSIの推定誤差が雑音電力と同等となる $\sigma^2$ の2種類の値を用いるものとする。

図3-6は、送受信ウエイトの更新回数に対する受信ウエイト指定型AP連携MU-MIMO伝送(AP coordinated MU-MIMO with receive weight assignment)のシステム全体の周波数利用効率である。図3-6の結果より、CSIの推定誤差に依存することなく、送受信ウエイトの更新回数の増加に伴い、周波数利用効率が向上することがわかる。これは、受信ウエイトを想定した送信ウエイトの算出によって近接セルへの干渉を抑圧できるだけでなく、送受信ウエイトを考慮した信号空間内の受信電力を送受信ウエイトの更新によって、受信電力の最大化が可能となるためである。また、本提案法におけるシステム全体の周波数利用効率は、 $\sigma_E^2=0$ において15回程度、 $\sigma_E^2=\sigma^2$ において20回程度の更新で飽和することがわかる。具体的な効果としては、飽和状態におけるシステム全体の周波数利用効率は、更新0回と比較すると、 $\sigma_E^2=0$ において10bit/s/Hz、 $\sigma_E^2=\sigma^2$ において13bit/s/Hz向上できる。さらに、この結果より、飽和状態となる更新回数がCSIの推定誤差の減少に伴い少なくなることから、CSI推定をより高精度に行うことが、更新に伴う送受信ウエイトの計算量の低減につながるものと考えられる。次に、端末選択型AP連携MU-MIMO伝送(AP coordinated MU-MIMO with station selection (optimum))と受信アンテナ選択型AP連携MU-MIMO伝送(AP coordinated MU-MIMO with antenna selection (optimum))を含めた比較評価では、受信ウエイト指定型AP連携MU-MIMO伝送のシステム全体の周波数利用効率は、2回の更新で端末選択型AP連携MU-MIMO伝送を上回り、3回の更新で受信アンテナ選択AP連携MU-MIMO伝送を上回ることがわかる。つまり、少ない更新回数でこれらの伝送法よりも高い周波数利用効率を達成できることから、受信アンテナ指定型AP連携MU-MIMO伝送は、計算量を大幅に増加

させることなく、複数セルにおいて最も高い周波数利用効率の向上を実現できることが明らかとなった。

図 3-7 は、CSI 推定が理想時( $\sigma_E^2=0$ )の各伝送シナリオにおけるシステム全体の周波数利用効率の累積分布である。なお、本図は、測定回数  $100 \times$  サブキャリア数 52 個分のすべての周波数利用効率の計算結果を包含したものである。受信ウェイト指定型 AP 連携 MU-MIMO 伝送の送受信ウェイト更新の回数は 30 回とした。まず、図 3-7 の結果より、AP 連携 MU-MIMO 伝送を用いた各伝送シナリオは、CSMA/CA(MU-MIMO with CSMA/CA)に基づく MU-MIMO 伝送と同等、もしくは高い周波数利用効率を示している。従って、実際の通信セルがオーバーラップする屋内環境においても、AP 連携 MU-MIMO 伝送法を用いることで周波数利用効率の向上が期待できるものと考えられる。次に、AP 連携 MU-MIMO 伝送における従来法と提案法を比較評価する。まず、端末選択型と受信アンテナ選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送における選択法(ランダム選択(random)と最適選択(optimum))の違いに注目する。まず、端末選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送では、ランダム選択において、最適選択の周波数利用効率の向上効果が小さいことがわかる。本研究では、端末の公平性の観点から、各通信セルのすべての端末と無線通信を行うことを前提している。この前提条件では、すべての端末と AP 連携 MU-MIMO 伝送を行うための端末の組合せ数が 9 通りと少ないため、選択の自由度が小さくなることから、周波数利用効率の向上効果も小さくなるものと考えられる。次に、受信アンテナ選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送(ランダム選択)では、端末選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送(ランダム選択)と比較して、周波数利用効率の累積分布の中央値において 2bit/s/Hz 低下している。この低下の理由は、所望端末以外への干渉電力を抑圧しなければならない受信アンテナ数が異なるためである。具体的には、端末選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送では、各端末に 2 空間多重伝送を行うことから、干渉抑圧を行う受信アンテナ数は受信アンテナ選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送よりも 1 つ少ない。そのため、残ったアンテナ自由度数を所望端末への伝送に利用することができることから、周波数利用効率が向上する。一方、受信アンテナ選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送(最適選択)では、端末選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送(最適選択)と比較して、周波数利用効率の累積分布の中央値において、4bit/s/Hz 向上している。これは、受信アンテナ選択の組合せ数が 256 となり、多数の組合せの効果により、空間ダイバーシチ利得が得られたためと考えられる。また、受信アンテナ選択のメリットとして、1 回のタイムスロットですべての端末と無線通信を行うことができることから、伝送遅延の分散値の低下が期待できる。最後に、受信ウェイト指定型 AP 連携 MU-MIMO 伝送について注目する。図 3-7 の結果より、受信ウェイト指定型 AP 連携 MU-MIMO 伝送は、すべての伝送シナリオの中で最も高いシステム全体の周波数利用効率を示している。例えば、周波数利用効率の累積分布の中央値において、CSMA/CA よりも 20bit/s/Hz 高く、受信アンテナ選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送(最適選択)よりも 6bit/s/Hz 高いことがわかる。また、周波数利用効率の累積分布の 10%値においても、CSMA/CA よりも 25bit/s/Hz 高く、受信アンテナ選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送(最適選択)よりも 8bit/s/Hz

高いことから、受信ウェイト指定型 AP 連携 MU-MIMO 伝送は安定して高い周波数利用効率を実現できることがわかる。また、受信アンテナ選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送と同様に、伝送遅延の観点からも有効な手法である。以上の結果より、第 2 章の結果と同様に、受信ウェイト指定型 AP 連携 MU-MIMO 伝送の適用が、最大のシステム全体の周波数利用効率を達成することにつながるものと考えられる。

図 3-8 は、 $\sigma_E^2 = \sigma^2$  とした場合の各伝送シナリオにおけるシステム全体の周波数利用効率の累積分布であり、測定回数  $100 \times$  サブキャリア数 52 分の周波数利用効率を算定したものである。端末選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送(ランダム選択)と受信アンテナ選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送(ランダム選択)の比較では、CSI の推定誤差の影響で周波数利用効率が劣化し、CSMA/CA よりも劣化もしくは概ね同等の特性となることがわかる。この劣化の要因は、AP 連携 MU-MIMO 伝送を用いる場合には、2 台の AP から送信することから、CSI の推定誤差による干渉量も単一 AP の伝送と比較して 2 倍となるためである。しかし、端末選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送(最適選択)、受信アンテナ選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送(最適選択)、と受信ウェイト指定型 AP 連携 MU-MIMO 伝送においては、CSI の推定誤差が存在する場合でも、CSMA/CA よりも高い周波数利用効率を実現できることがわかる。具体的には、周波数利用効率の累積分布の 10% 値において、CSMA/CA に基づく MU-MIMO 伝送と比較して、端末選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送では 5bit/s/Hz 高く、受信アンテナ選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送では 7bit/s/Hz 高く、受信ウェイト指定型 AP 連携 MU-MIMO 伝送では 20bit/s/Hz 高くなることがわかる。以上の結果から、提案法は、CSI 推定に誤差がある場合においても、従来法よりも高いシステム全体の周波数利用効率を実現できることが明らかとなった。

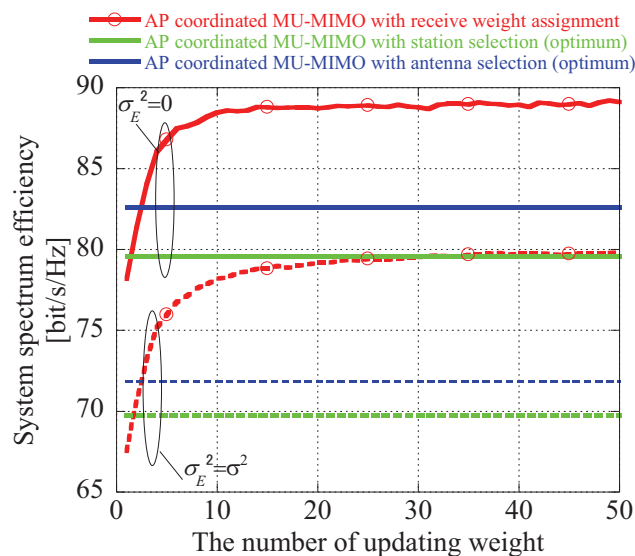


図 3-6 送受信ウェイトの更新回数に対する受信ウェイト指定型 AP 連携 MU-MIMO 伝送システム全体の周波数利用効率の特性

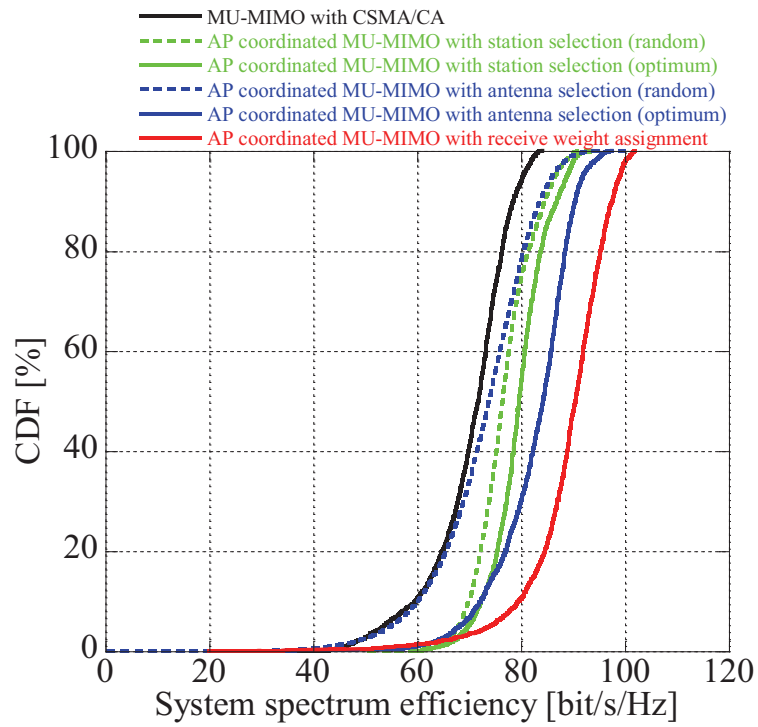


図 3-7 CSI 推定誤差  $\sigma_E^2=0$  の場合のシステム全体の周波数利用効率の累積分布

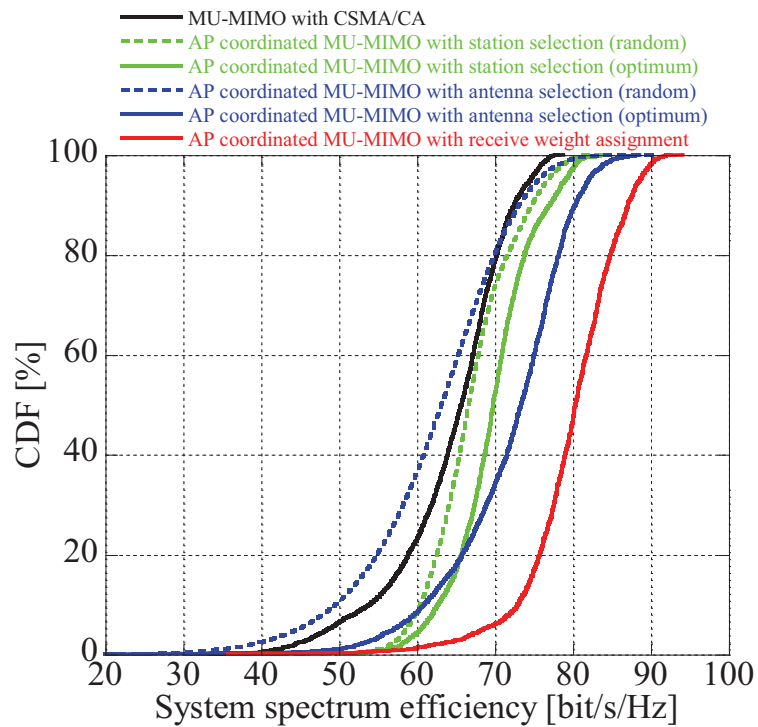


図 3-8 CSI 推定誤差  $\sigma_E^2=\sigma^2$  の場合のシステム全体の周波数利用効率の累積分布

### 3.5 まとめ

第3章では、第1の課題である「アンテナ間の相関問題」について、第2章の提案法を複数セルに拡張するとともに、その有効性を評価した。1つ目の提案法である受信アンテナ選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送では、すべての端末が選択された1本のアンテナを用いて MU-MIMO の受信を行うことを前提とし、各 AP は、前記条件を満たしたすべて受信アンテナの組合せの中から最大の周波数利用効率となる組合せを選択し、選択した組合せの受信アンテナに対して送信を行う。第2章の提案法との差分は、送信ウェイトを算出する際に、自身と近接する端末における選択された受信アンテナにおける CSI を加えることであり、少ない変更で実現することができることにある。2つ目の提案法である受信ウェイト指定型 AP 連携 MU-MIMO 伝送では、各 AP が各端末の受信ウェイトを指定することで、端末における各アンテナの受信信号を合成させることを前提とする。上記条件のもと、各 AP が受信ウェイトを考慮して算出した送信ウェイトを用いて MU-MIMO 伝送を行うことで、各端末において受信信号合成後の端末間干渉を抑圧する。なお、第2章の提案法との差分は、送信ウェイトを算出する際に、自身と近接する端末における受信信号の合成を考慮した CSI を加えることであり、この少ない変更によって、拡張した提案法のシステム全体の周波数利用効率の向上を実現することができる。また、第2章で提案した送受信ウェイトの反復更新も同様に適用することができる。さらに、提案法の有効性を明らかにするべく、2つの通信セルがオーバーラップする屋内環境で測定した CSI を用いて評価した。

受信ウェイト指定型 AP 連携 MU-MIMO 伝送における送受信ウェイトの更新回数に関する評価では、第2章での結果と同様に15回程度でシステム全体の周波数利用効率の平均値が飽和しており、更新0回と比較すると、CSI 推定誤差が無い場合、10bit/s/Hz の向上が可能となることがわかった。また、CSI 推定誤差を  $\sigma_e^2 = \sigma^2$  とした場合においても、13bit/s/Hz の向上が可能となることがわかった。以上の結果より、受信ウェイト指定型 AP 連携 MU-MIMO 伝送では、更新回数の増加に伴いシステム全体の周波数利用効率の向上効果を得られることが明らかとなった。

次に、将来的に端末アンテナ数が増加することを背景に、すべての端末のアンテナの総数が AP アンテナ数の2倍以上となる環境を想定した受信アンテナ選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送と受信ウェイト指定型 AP 連携 MU-MIMO 伝送の評価を行った。評価の結果より、第2章と同様に受信ウェイト指定型 AP 連携 MU-MIMO 伝送が最も高いシステム全体の周波数利用効率を実現することが明らかとなった。具体的には、周波数利用効率の累積分布の中央値において、受信ウェイト指定型 AP 連携 MU-MIMO 伝送は、CSMA/CA に基づく MU-MIMO 伝送よりも 20bit/s/Hz 高く、受信アンテナ選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送(最適選択)よりも 6bit/s/Hz 高いことがわかった。また、周波数利用効率の累積分布の10%値においても、同様の傾向が見られ、CSMA/CA に基づく MU-MIMO 伝送よりも 25bit/s/Hz

高く, 受信アンテナ選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送(最適選択)よりも 8bit/s/Hz 高くなることがわかった. そのため, 受信ウエイト指定型 AP 連携 MU-MIMO 伝送は, 安定して高いシステム全体の周波数利用効率を実現できることが明らかとなった. さらに, CSI の推定誤差が存在する場合でも, 周波数利用効率の累積分布の 10%値において, CSMA/CA に基づく MU-MIMO 伝送と比較して, 端末選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送では 5bit/s/Hz 高く, 受信アンテナ選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送では 7bit/s/Hz 高く, 受信ウエイト指定型 AP 連携 MU-MIMO 伝送では 20bit/s/Hz 高くなることがわかった. 以上の結果より, 受信アンテナ選択型と受信ウエイト指定型 AP 連携 MU-MIMO 伝送は, 従来法と比較して高いシステム全体の周波数利用効率を実現できることが明らかとなった.

## 第4章 オーバヘッドを考慮した MU-MIMO 伝送と OFDMA 伝送の切替法

本章では、第2の課題である「CSI取得のためのオーバヘッド問題」について、MU-MIMO 伝送に加えて、マルチユーザ伝送の1つの手法である OFDMA 伝送を採り上げ、端末数、データ長、オーバヘッドによる周波数利用効率の低下を考慮して、適応的に両伝送法を切り替える伝送法を提案するとともに、シミュレーション評価によって、その有効性を明らかにする。

### 4.1 まえがき

近年の無線 LAN デバイスの増加に伴う無線通信需要の高まりによって、無線通信システムの高速度が期待されており、無線通信技術の中でも実環境において高速伝送が可能な MU-MIMO 伝送の導入が、セルラシステムや無線 LAN システムで進められている[2][3][8][9]。MU-MIMO 伝送は、AP の送信ビームフォーミングを用いた端末間干渉の抑圧によって、同一時刻と同一周波数チャネルで空間多重伝送を実現している。送信ビームフォーミングを行う場合、AP は事前に CSI を把握することが必要となる。11ac で規定された CSI の取得方法は、AP から送信する CSI 推定用の既知信号を端末が受信し、各端末がその受信信号から推定した CSI を AP にフィードバックすることによって取得する[3]。しかしながら、フィードバックを用いた CSI 取得には、データ通信以外の無線伝送が必要となることから、この無線伝送がオーバヘッドとなることによって、周波数利用効率が低下する。さらに、将来的には AP のアンテナ数や端末数の増加が予想され、さらなるオーバヘッドの増加による周波数利用効率の低下が懸念される。

また、複数端末と同時に無線伝送を行う代表的な伝送法として、OFDMA 伝送が知られている[37][38]。OFDMA 伝送は、複数の端末に異なる周波数チャネルを割り当て、同一時刻に無線伝送を行う伝送法であり、次世代無線 LAN 標準規格 11ax では OFDMA 伝送の導入に向けた議論が進められている。OFDMA 伝送は、周波数チャネル毎に異なる端末を割り当てて無線伝送を行うため、同一周波数チャネルにおける端末間干渉は存在しない。従って、MU-MIMO 伝送で必要となる送信ビームフォーミングを適用することが必須ではないため、CSI 取得のオーバヘッドを必要としないで複数端末と同時に無線伝送を行うことができる。しかしながら、各周波数チャネルにおける空間多重数は、端末のアンテナ数が少ない場合には、端末のアンテナ数に依存するため、SU-MIMO 伝送と同様に、AP の空間多重能力を

十分に活かすことができない。

そこで、本章では、11ac で採用された MU-MIMO 伝送の課題の 1 つである CSI 取得のオーバーヘッドによる周波数利用効率の低下問題について、CSI 取得が必要である MU-MIMO 伝送に加えて、CSI 取得を必要としない OFDMA 伝送を採り上げ、両伝送法を適応的に切り替える伝送法を提案する。本提案法の特徴は、実効スループットが最大となるように、MU-MIMO 伝送と OFDMA 伝送を CSI 取得のオーバーヘッド、データ長、端末数を考慮して適応的に切り替えることにある。これまでに、オーバーヘッドを考慮して伝送法の切り替えを行う伝送法について評価した検討は見当たらないことから、本提案法の有効性を示すことは非常に有意義かつ重要と考えられる。また、策定中の 11ax では、OFDMA 伝送の導入に向けた議論が進められており、11ax が MU-MIMO 伝送と OFDMA 伝送の両方の伝送法を利用できる規格となる場合には、本提案法が非常に有効となり、周波数利用効率の向上が期待される。提案法の有効性を確認すべく、MU-MIMO 伝送と OFDMA 伝送を単体で用いた伝送法を比較対象として、端末数、SNR、データ長をパラメータとした場合のスループットを評価する。なお、第 1 章と同様に、SNR は変調方式に依存しない CNR に基づく値である。また、MU-MIMO 伝送に用いる送信ビームフォーミングについては、第 2 章と同様に一般的に利用される ZF 法を用い、CSI の取得方法は 11ac で採用された方法を想定している。一方、OFDMA 伝送については、無線 LAN システムで必須となる後方互換性を考慮して、各端末に割り当てる周波数チャンネルの最小単位を 20MHz として設定している。また、オーバーヘッドを最小化することを目的とし、CSI の取得は行わないものとする。

第 4.2 章では、本章におけるシステムモデルを説明し、第 4.3 章では、オーバーヘッドを考慮した MU-MIMO 伝送と OFDMA 伝送の切替法について説明する。第 4.4 章では、本提案法の有効性をシミュレーション評価によって明らかにする。第 4.5 章はまとめとする。

## 4.2 システムモデル

図 4-1 は、本章におけるシステムモデルである。図中のモデルでは、AP のアンテナ数を  $N$  本、端末のアンテナ数を 1 本とし、AP と端末における無線伝送には、MU-MIMO-OFDM 伝送もしくは OFDMA 伝送を用いることを想定している。なお、両伝送法における通信フォーマットは、11ac に準拠するものとし、詳細は以降の章で説明する。また、 $\mathbf{h}_m(k) \in \mathbb{C}^{1 \times N}$  は、AP のアンテナと  $m$  番目の端末との CSI とする。



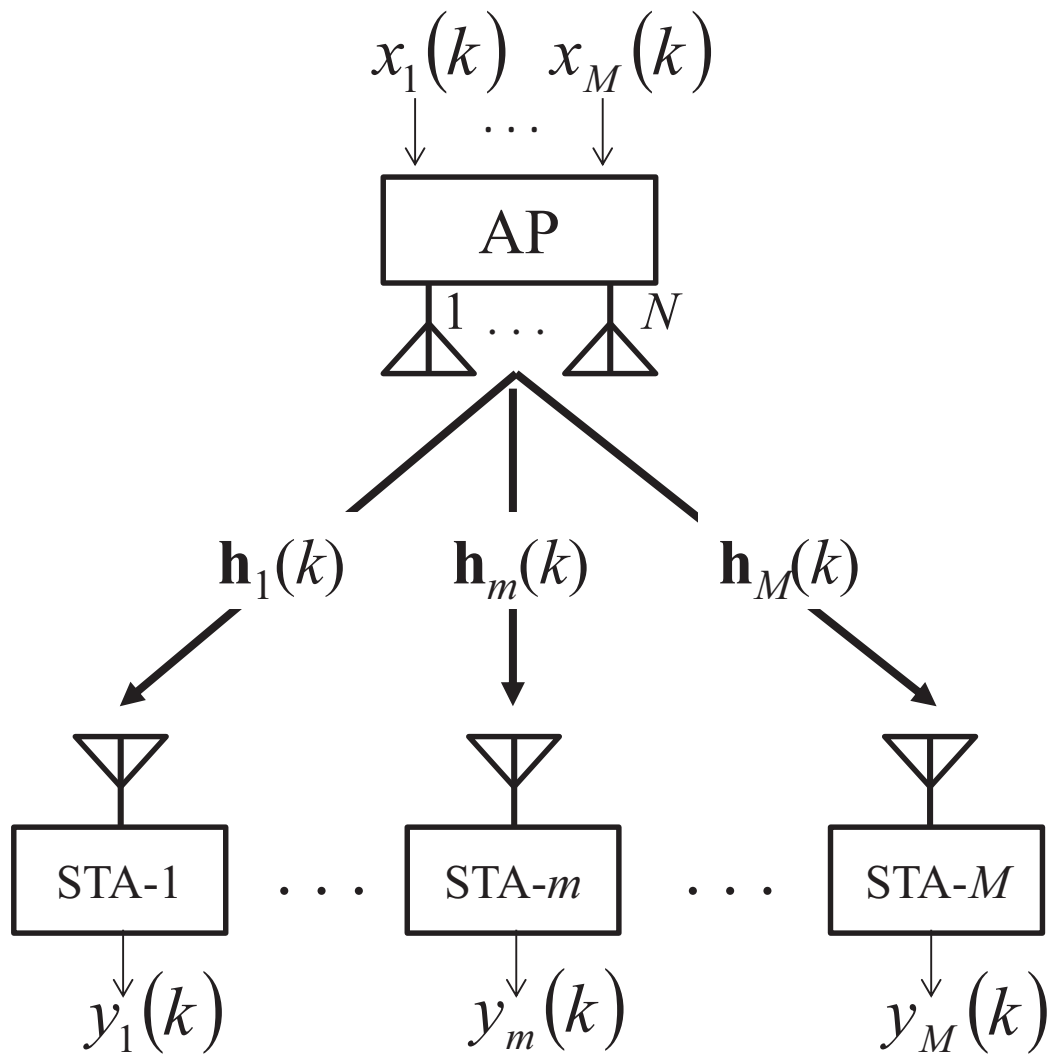


図 4-1 システムモデル

## 4.2.1 OFDMA 伝送

本節では、無線 LAN システムへの適用を想定した OFDMA 伝送について説明を行う。OFDMA 伝送を用いた場合の  $m$  番目の端末における受信信号  $y_m^{OFDMA}(k)$  は、式(45)とする。

$$y_m^{OFDMA}(k) = \mathbf{h}_m(k) \mathbf{w}_m^{OFDMA}(k) x_m(k) + n_m(k) \quad (45)$$

ここで、 $\mathbf{w}_m^{OFDMA}(k)$  は OFDMA 伝送の送信ウェイトであり、 $n_m(k)$  は平均 0 分散  $\sigma^2$  の白色ガウス雑音である。本章では、オーバーヘッドを最小化することを目的とし、CSI 取得を利用しない OFDMA 伝送を想定する。従って、式(45)に示す OFDMA 伝送の送信ウェイトは、CSI を利用しないことから、各アンテナの重みはすべての同一となる。また、送信電力については、各端末の公平性を考慮して等電力とする。さらに、無線 LAN システムへの適用に向けて、無線 LAN システムの必須機能である後方互換性を担保させる観点から、周波数チャネルの最小単位は 20MHz とした。従って、80MHz を用いる場合、AP は最大 4 端末に対して、40MHz を用いる場合、AP は最大 2 端末に OFDMA 伝送を行うことができる。図 4-2 は、OFDMA 伝送におけるフレームシーケンスである。本フレームシーケンスは、データフレーム、BA(Block Acknowledgement)フレーム、BAR(BA Request)フレームで構成される。まず、AP は、DIFS(Distributed Coordination Function Inter-Frame Space)の期間でキャリアセンスを行い、信号が検出されない場合、バックオフ後に端末と OFDMA 伝送を行う。最後に、AP と各端末は、MU-MIMO 伝送における確認応答の手順を適用して、各端末が BA と BAR を用いて順番に応答確認を行う。以上が本章における OFDMA 伝送のフレームシーケンスである。

## 4.2.2 MU-MIMO 伝送

本節では、無線 LAN システムへの適用を想定した MU-MIMO 伝送について説明を行う。MU-MIMO 伝送を用いた場合の  $m$  番目の端末における受信信号  $y_m^{MU-MIMO}(k)$  は、式(46)とする。

$$y_m^{MU-MIMO}(k) = \mathbf{h}_m(k) \sum_{l=1}^M \mathbf{h}_m(k) \mathbf{w}_m^{MU-MIMO}(k) x_m(k) + n_m(k) \quad (46)$$

ここで、 $\mathbf{w}_m^{MU-MIMO}(k)$  は MU-MIMO 伝送の送信ウェイトであり、式(47)と(48)の ZF 法によって算出される。なお、送信電力は各端末の公平性を考慮して等電力とした。

$$\mathbf{W}^{MU-MIMO}(k) = \begin{bmatrix} \frac{\mathbf{w}_1^{MU-MIMO}(k)}{\|\mathbf{w}_1^{MU-MIMO}(k)\|_F} & \dots & \frac{\mathbf{w}_m^{MU-MIMO}(k)}{\|\mathbf{w}_m^{MU-MIMO}(k)\|_F} & \dots & \frac{\mathbf{w}_M^{MU-MIMO}(k)}{\|\mathbf{w}_M^{MU-MIMO}(k)\|_F} \end{bmatrix} \quad (47)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{w}_1^{MU-MIMO}(k) & \dots & \mathbf{w}_m^{MU-MIMO}(k) & \dots & \mathbf{w}_M^{MU-MIMO}(k) \end{bmatrix} = \mathbf{H}(k) (\mathbf{H}(k) \mathbf{H}(k)^H)^{-1} \quad (48)$$

ここで、 $\mathbf{H}(k)$ は式(49)と定義する。

$$\mathbf{H}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1(k)^T & \dots & \mathbf{h}_m(k)^T & \dots & \mathbf{h}_M(k)^T \end{bmatrix} \quad (49)$$

次に、図 4-3 は、MU-MIMO 伝送のフレームシーケンスである。本フレームシーケンスは、NDPA フレーム、NDP フレーム、CSI-FB フレーム、BRP フレーム、データフレーム、BA フレーム、と BAR フレームで構成される。このフレームシーケンスでは、まず、AP が各端末に NDPA フレームと NDP フレームの送信を行う。そして、各端末は NDP フレームを用いて CSI の推定を行い、取得した CSI を AP にフィードバックする。CSI を CSI-FB フレームに格納する方法は、11ac で採用された unitary matrix compression feedback を用いるものとする[3]。次に、AP は各端末に CSI をフィードバックさせるための指示信号である BRP フレームの送信を行い、その信号を受け取った端末は CSI-FB フレームを用いて CSI のフィードバックを行う。すべての CSI を取得した AP は、送信ウエイトを計算し、その送信ウエイトを用いて MU-MIMO 伝送を行う。最後に、BA フレームと BAR フレームを用いて確認応答を行う。以上が 11ac で採用された MU-MIMO 伝送のフレームシーケンスである。

### 4.3 MU-MIMO 伝送と OFDMA 伝送の切替法

本章では、提案法である MU-MIMO 伝送と OFDMA 伝送の切替法について説明を行う。提案法の特徴は、実効スループットが最大となるように MU-MIMO 伝送と OFDMA 伝送を適応的に切り替えることにある。具体的には、両伝送法の切り替えを行うための情報として、実効スループットに大きく影響する CSI 取得に関わるオーバーヘッド時間、端末数、データ長を用いることを想定している。ただし、本章では、提案法の基本特性を明らかにするために、MU-MIMO 伝送と OFDMA 伝送における変調方式と符号化率(MCS: Modulation and Coding Scheme)は最適に設定されるものと仮定する。また、端末から AP への無線伝送には、MU-MIMO 伝送もしくは OFDMA 伝送で用いた MCS を用いるものとする。また、評価の簡易化のため、各端末で発生するトラヒックのデータ長は同一とする。次に、OFDMA 伝送と MU-MIMO 伝送を切り替える基準となる OFDMA 伝送と MU-MIMO 伝送のスループット  $R^{OFDMA}$  と  $R^{MU-MIMO}$  を式(50)と(51)に示す。

$$R^{OFDMA} = \frac{T_{data}}{T_{total}^{OFDMA}} \sum_{m=1}^M \frac{N_{sub,m}^{OFDMA} C_m^{OFDMA} \log_2 M_m^{OFDMA}}{T_s} \quad (50)$$

$$R^{MU-MIMO} = \frac{T_{data}}{T_{total}^{MU-MIMO}} \sum_{m=1}^M \frac{N_{sub,m}^{MU-MIMO} C_m^{MU-MIMO} \log_2 M_m^{MU-MIMO}}{T_s} \quad (51)$$

ここで、 $T_{data}$  はデータ長、 $T_s$  は OFDM シンボル長、 $T_{GI}$  はガードインターバル長である。 $N_{sub,m}^{OFDMA}$  と  $N_{sub,m}^{MU-MIMO}$  は、 $m$  番目の端末の OFDMA 伝送と MU-MIMO 伝送を用いた場合のサブキャリア数である。 $C_m^{OFDMA}$  と  $M_m^{OFDMA}$  は、 $m$  番目の端末における OFDMA 伝送を用いた場合の符号化率と変調方式に対応するビット数である。また、 $C_m^{MU-MIMO}$  と  $M_m^{MU-MIMO}$  は、 $m$  番目の端末における MU-MIMO 伝送を用いた場合の符号化率と変調方式に対応するビット数である。 $T_{total}^{OFDMA}$  と  $T_{total}^{MU-MIMO}$  は、図 4-2 と図 4-3 に示す OFDMA 伝送と MU-MIMO 伝送におけるフレームシーケンスの合計時間であり、式(52)と(53)から算出される。

$$T_{total}^{OFDMA} = T_{DIFS} + T_{BO} + T_{data} + T_{SIFS} + T_{BA} + (M-1)(2T_{SIFS} + T_{BAR} + T_{BA}), \quad (52)$$

$$T_{total}^{MU-MIMO} = T_{DIFS} + T_{BO} + T_{NDPA} + T_{NDP} + T_{SIFS} + T_{CBF} + (M-1)(2T_{SIFS} + T_{CBF} + T_{BRP}) + T_{DIFS} + T_{BO} + T_{data} + T_{SIFS} + T_{BA} + (M-1)(2T_{SIFS} + T_{BAR} + T_{BA}), \quad (53)$$

ここで、 $T_{DIFS}$  は DIFS 時間、 $T_{SIFS}$  は SIFS 時間、 $T_{BA}$  は BA 長、 $T_{BAR}$  は BAR 長、 $T_{NDPA}$  は NDPA 長、 $T_{NDP}$  は NDP 長、 $T_{CBF}$  は CSI-FB 長、 $T_{BRP}$  は BRP 長である。提案法では、上記の計算を行い、式(50)と式(51)の比較結果からスループットが高い伝送法の選択を行う。

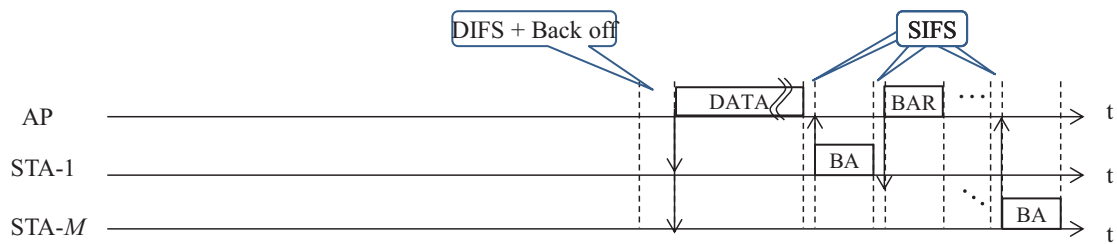


図 4-2 OFDMA 伝送のフレームシーケンス

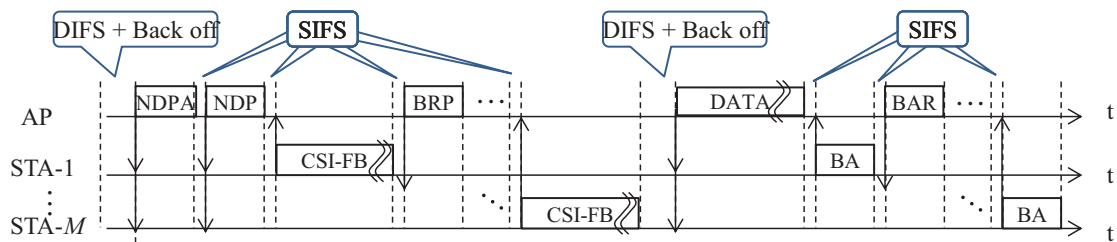


図 4-3 MU-MIMO 伝送のフレームシーケンス

## 4.4 特性評価

### 4.4.1 シミュレーション諸元

表 4-1 は、11ac を想定したシミュレーションパラメータである。中心周波数と帯域幅は、5.21GHz と 80MHz とする。サブキャリア数は、20MHz で 52、40MHz で 108、80MHz で 234 とする。MU-MIMO 伝送では、すべての端末が 80MHz の帯域幅すべてを用いて伝送を行うことを想定している。一方、OFDMA 伝送では、2 台の端末の場合には、各端末は 40MHz を使い、4 台の端末の場合には、各端末は 20MHz を用いて伝送を行うものとする。また、本シミュレーションで想定する伝送チャネルの条件として、SNR は、屋内環境を想定し、変調方式に依存しない CNR に基づく 25、30、と 35dB の 3 つを想定している。また、伝送チャネルは、第 1 章と同様に、多数のマルチパスによってフェージングが発生する屋内環境を想定し、アンテナ間の空間相関やサブキャリア間の周波数相関が無相関となる i.i.d. レイリーフェージングチャネルを想定している。なお、AP と端末は、11ac で規定される MCS の中からパケットエラーレートが CDF の 10% 値において 0.1 以下となる MCS を選択するものとする。

表 4-1 シミュレーションパラメータ

パラメータ	値
中心周波数	5.21GHz
帯域幅	80MHz
サブキャリア数	52 (20MHz), 108 (40MHz), 234 (80MHz)
AP アンテナ数	4
端末アンテナ数	1
端末台数	2, 4
伝搬チャネル	i.i.d.
SNR	25, 30, 35 dB
ガードインターバル長	0.8 $\mu$ s
OFDM シンボル長	4 $\mu$ s
MCS	BPSK(1/2), QPSK(1/2), QPSK(3/4), 16QAM(1/2), 16QAM(3/4), 64QAM(2/3), 64QAM(3/4), 64QAM(5/6), 256QAM(3/4), 256QAM(5/6)

## 4.4.2 シミュレーション結果

表 4-2 は、AP のアンテナ数を 4 本、端末数を 4 台、SNR を 30dB とした場合の、各フレームを伝送するのにかかる時間である。表 4-2 に示すように、CSI 取得以外のフレームについては、OFDMA 伝送と MU-MIMO 伝送の各フレームの長さは共通である。しかしながら、MU-MIMO 伝送では、CSI 取得に係るフレームが必要となり、この無線伝送がオーバーヘッドとなることがわかる。特に、CSI のフィードバックを行うための CSI-FB の伝送時間が最も長く、このオーバーヘッドが端末数の増加に応じて増加する。以上より、MU-MIMO 伝送のオーバーヘッドによりスループットの低下が発生することがわかる。

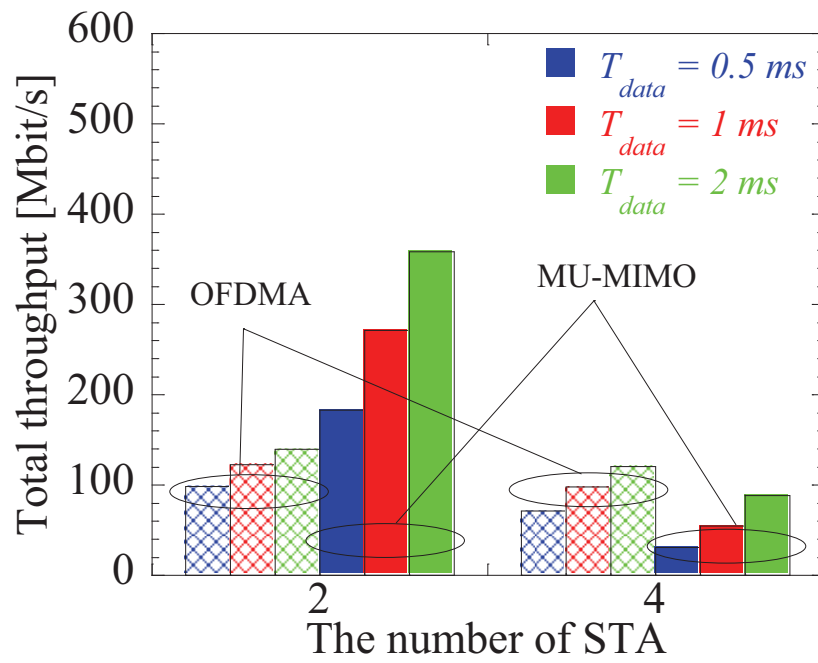
図 4-4 は、SNR を 25, 30, と 35dB とした場合の OFDMA 伝送と MU-MIMO 伝送における合計スループットである。なお、図中の合計スループットは、CSI 取得のオーバーヘッドも考慮した各端末におけるスループットの合計したものである。また、4 本のアンテナを有する AP から送信されるデータ長は、0.5, 1.0, と 2.0ms の 3 パターンであり、合計 2 もしくは 4 台の端末に対して MU-MIMO 伝送をもしくは OFDMA 伝送を行う。まず、端末数が 2 台の時の結果では、MU-MIMO 伝送における合計スループットは、SNR やデータ長に依存することなく OFDMA 伝送よりも高い値を示しており、MU-MIMO 伝送が有効であることがわかる。これは、端末数が 2 台と少ないことから、CSI 取得のオーバーヘッドの影響がデータ長に比例して小さいためであると考えられる。さらに、4 本のアンテナを有する AP が、合計 2 本のアンテナに対して MU-MIMO 伝送を行うことから、AP において余剰アンテナが存在することもその要因である。MU-MIMO 伝送において余剰アンテナが存在する場合には、送信アンテナのダイバーシチ効果により、通信品質を大幅に向上できることから、高い MCS を選択できる。しかしながら、端末数が 4 台の場合、SNR の値によって、OFDMA 伝送と MU-MIMO 伝送の優劣の差異が生じることがわかる。高 SNR である 35dB の場合には、MU-MIMO 伝送が、データ長に関わらず OFDMA 伝送よりも高い合計スループットを示している。これは、余剰アンテナがない場合でも、高い SNR によって高い MCS を選択することができるためである。ところが、低 SNR である 25dB の場合には、OFDMA 伝送が MU-MIMO 伝送よりも高い合計スループットを示している。これは、低 SNR における MU-MIMO 伝送では、高い MCS を選択できなかったためであると考えられる。最後の中間の SNR である 30dB の場合では、OFDMA 伝送と MU-MIMO 伝送の優劣は、データ長に依存して変化することがわかる。これは、データ長によって CSI 取得のオーバーヘッドの影響が異なるため、データ長により優劣の差異が生じたものと考えられる。以上の結果より、端末数、余剰アンテナ数、データ長、SNR に応じて、OFDMA 伝送と MU-MIMO 伝送のスループットの優劣が変化することが明らかとなった。また、図 4-5 は、SNR を 25・30・35dB とした場合のデータ長に対する合計スループットの結果である。図 4-4 で示した結論と同様に、端末数、余剰アンテナ数、データ長、SNR に応じて、OFDMA 伝送と MU-MIMO 伝送のスループットの優劣が変化していることがわかる。

最後に、図4-6(a)は、データ長に対する OFDMA, MU-MIMO 伝送, と提案法である OFDMA 伝送と MU-MIMO 伝送の切替法における合計スループットの比較結果である。また、図4-6(b)は、OFDMA 伝送と MU-MIMO 伝送に対する提案法の合計スループットの向上利得である。また、本評価では、SNR を 30dB とし、端末数は 4 台を想定している。図4-6の結果より、提案法は、データ長に依存することなく常に OFDMA 伝送と MU-MIMO 伝送よりも高い合計スループットを達成できることがわかる。その合計スループットの向上量は、短パケットであるデータ長が 0.5ms の場合には、1.33 倍であり、長パケットであるデータ長が 3ms の場合には、1.37 倍であることがわかる。以上の結果より、提案法は、無線 LAN システムにおいて MU-MIMO 伝送と OFDMA 伝送を単独で用いることよりも高い合計スループットを達成できるものと結論づけられる。

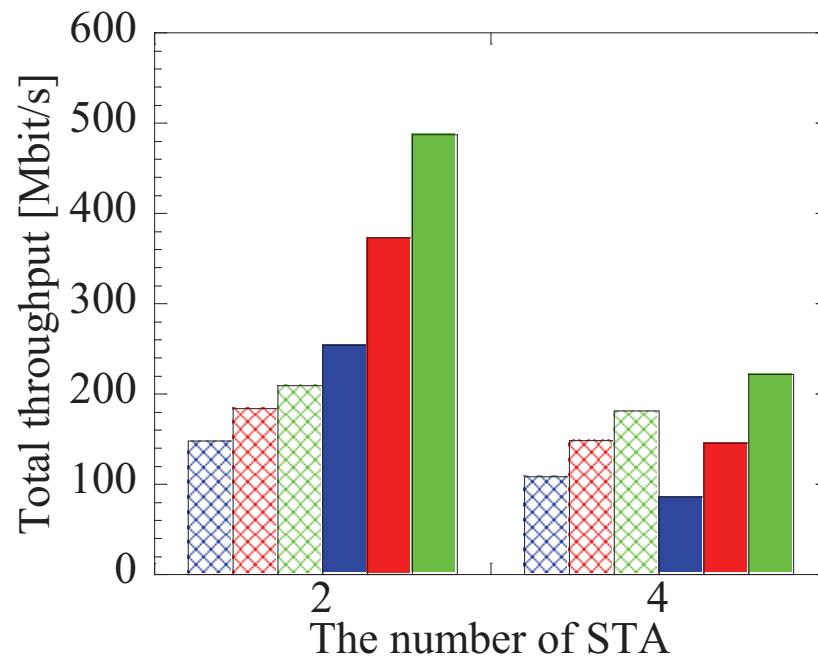
表 4-2 シミュレーションパラメータ

	OFDMA	MU-MIMO
NDPA	-	44 $\mu$ s
NDP	-	52 $\mu$ s
CSI-FB	-	120 $\mu$ s
BRP	-	44 $\mu$ s
DATA	0 ~ 3000 $\mu$ s	
BA	44 $\mu$ s	
BAR	44 $\mu$ s	
SIFS	16 $\mu$ s	
DIFS	34 $\mu$ s	
Average Back off	67.5 $\mu$ s	

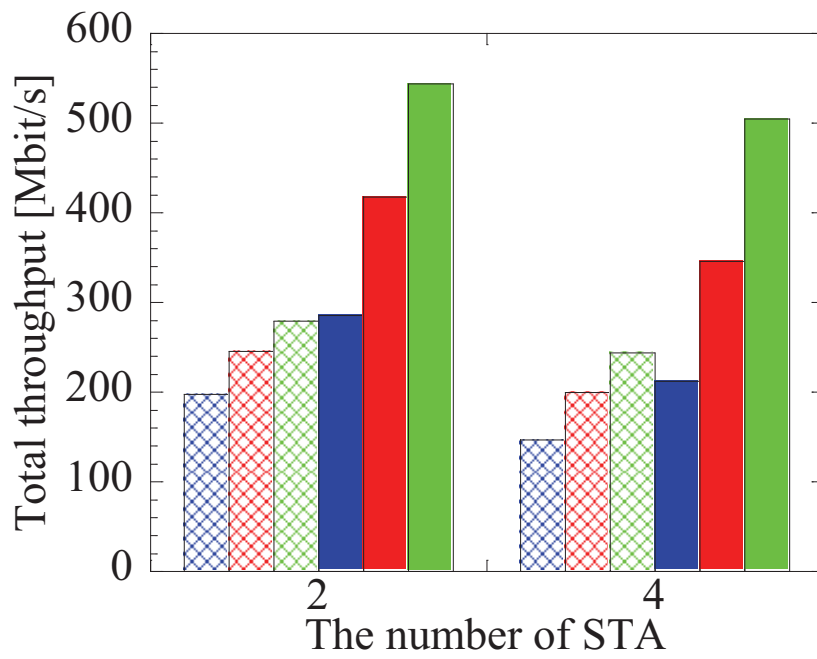




(a) SNR = 25 dB

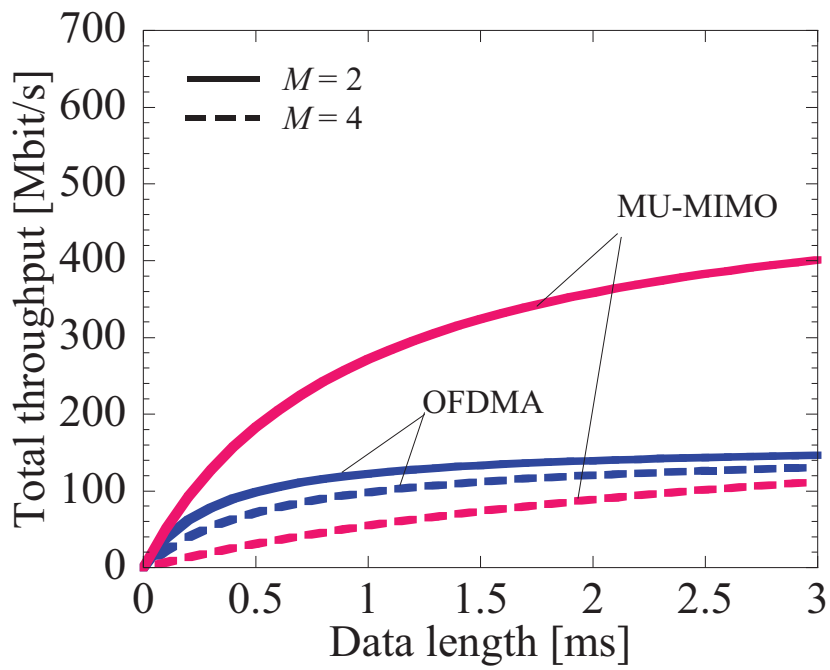


(b) SNR = 30 dB

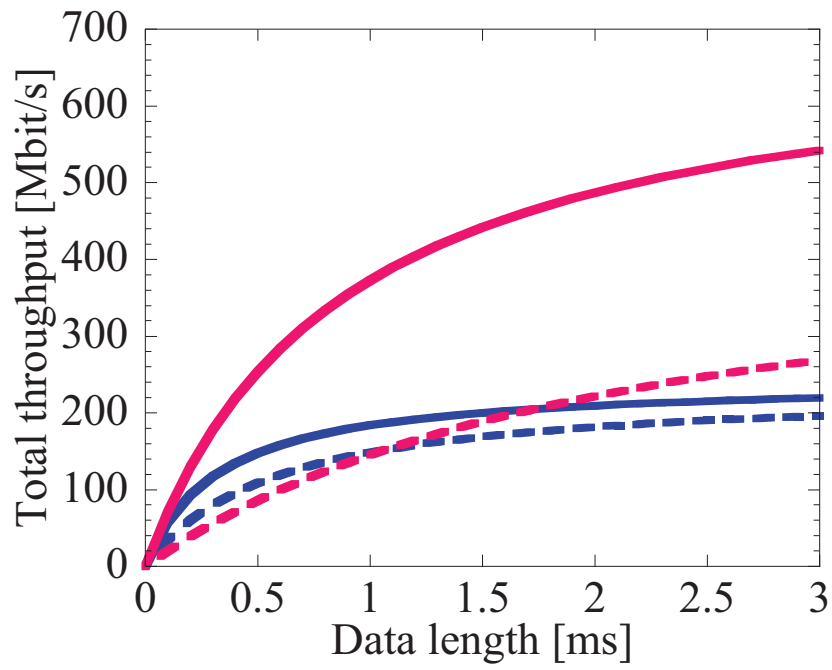


(b) SNR = 35 dB

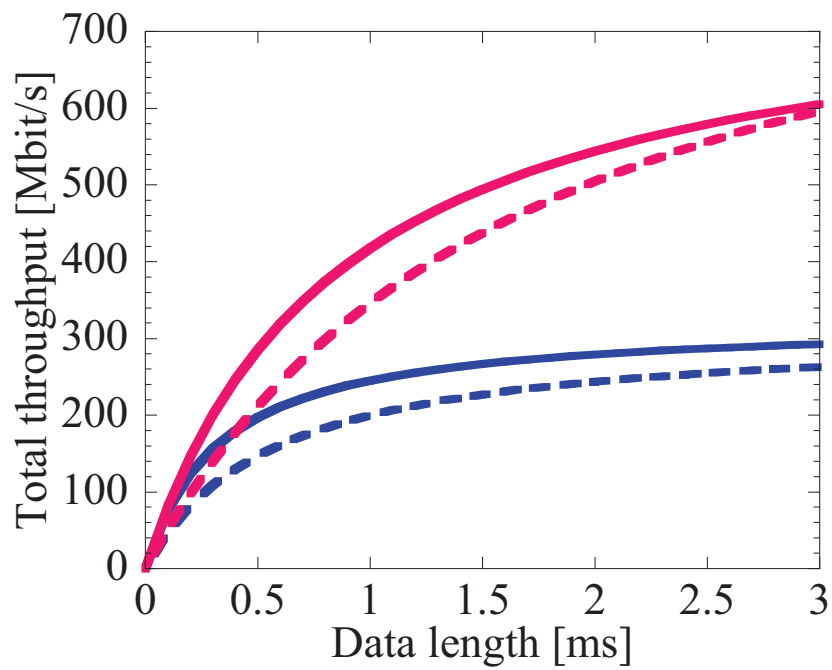
図 4-4 端末数における合計スループット特性



(a) SNR = 25 dB

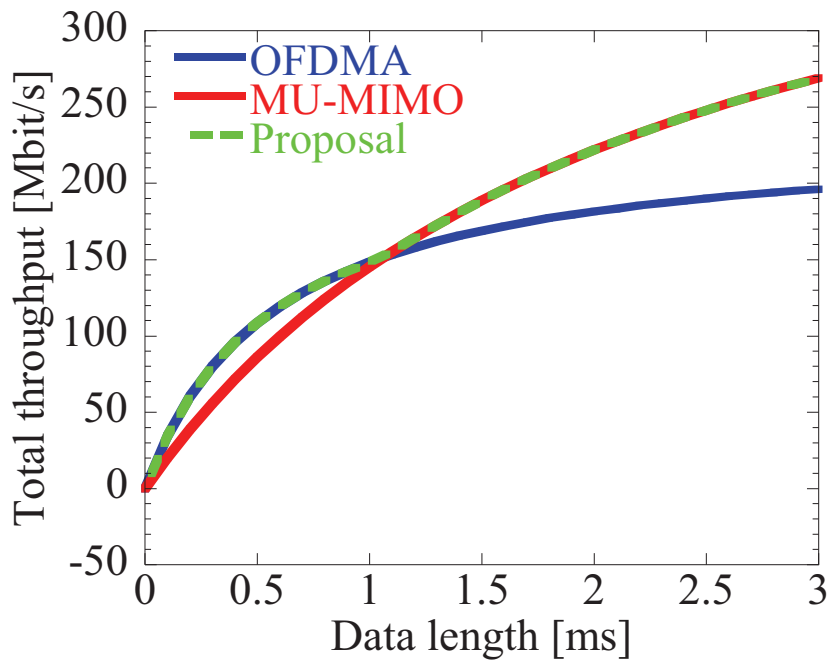


(b) SNR = 30 dB

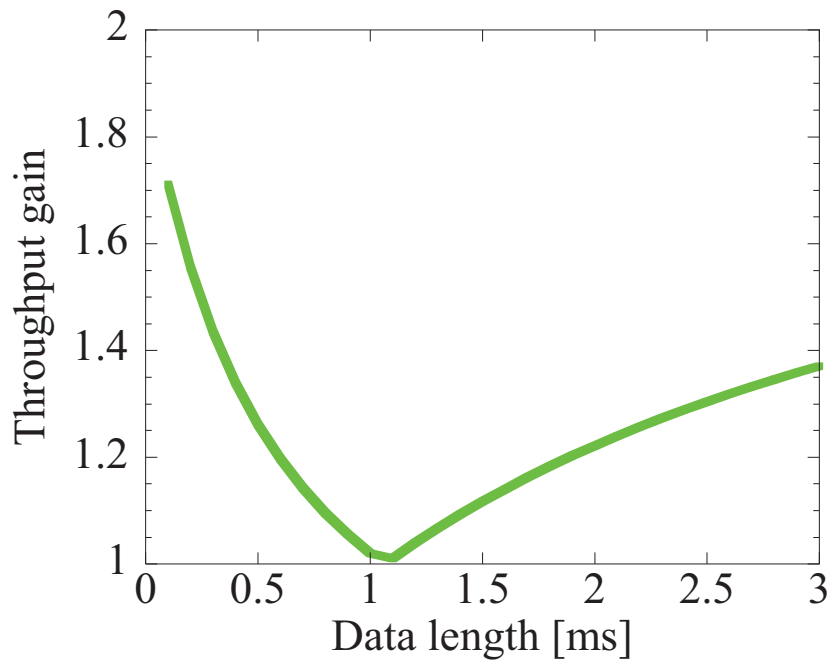


(c) SNR = 35 dB

図 4-5 データ長に対する合計スループットの特性



(a) データ長に対する合計スループット



(b) データ長に対する合計スループットの利得

図 4-6 データ長に対する合計スループットの特徴

## 4.5 まとめ

本章では、第2の課題である「CSI取得のためのオーバーヘッド問題」について、MU-MIMO 伝送に加えて、マルチユーザ伝送の1つの手法である OFDMA 伝送を採り上げ、適応的に切り替える伝送法を提案した。提案法では、端末数・データ長・余剰アンテナ数の物理層の情報だけでなく、CSI 取得に係るオーバーヘッド量を考慮し、適応的に OFDMA 伝送と MU-MIMO 伝送を切り替えることを特徴としている。

SNR を 25, 30, と 35dB とした場合の提案法の合計スループットを、OFDMA 伝送と MU-MIMO 伝送を単独で用いた場合を比較対象として、シミュレーションによって評価を行った。その結果、余剰アンテナが存在する場合には、MU-MIMO 伝送の通信品質が高くなることから、高い MCS を選択することができ、CSI 取得のオーバーヘッドが存在したとしても、MU-MIMO 伝送が常に高い合計スループットを示すことが明らかとなった。しかしながら、余剰アンテナが存在しない場合には、SNR とデータ長によって OFDMA 伝送と MU-MIMO 伝送の優劣に差異が生じることがわかった。特に、低 SNR とデータ長が短い場合には、MU-MIMO 伝送よりも OFDMA 伝送の方が高い合計スループットを達成できることが明らかとなった。

さらに、上記の結果を踏まえて、SNR が 30dB における OFDMA 伝送と MU-MIMO 伝送を単独で用いた場合と提案法を比較した評価では、提案法を用いることにより、短パケットであるデータ長が 0.5ms の場合には、1.33 倍のスループットの向上効果があり、長パケットであるデータ長が 3ms の場合には、1.37 倍の向上効果があることがわかった。以上の結果より、提案法は、MU-MIMO 伝送と OFDMA 伝送を単独で用いるよりも高い合計スループットを達成できることが明らかとなった。

## 第5章 結論

本論文では、無線 LAN 標準規格 IEEE 802.11ac で採用された MU-MIMO 伝送の課題である「アンテナ間の相関問題」と「CSI 取得のオーバーヘッド問題」を改善することを目的として、MU-MIMO 伝送の高効率化に関する研究を行った。下記に、各章で得られた詳細の成果を示す。

第2章では、「アンテナ間の相関問題」について、単一セルを想定した複数アンテナを有する端末に対する MU-MIMO 伝送を提案し、その有効性を述べた。具体的には、受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送では、AP が最大の周波数利用効率となる各端末の受信アンテナの組合せを選択し、選択した受信アンテナに対して MU-MIMO 伝送を行う伝送法である。一方、受信ウエイト指定型 MU-MIMO 伝送では、AP が各端末の受信ウエイトを指定することで各端末において受信信号の合成を行うことを前提とし、指定の受信ウエイトを考慮した送信ビームフォーミングによって MU-MIMO 伝送を行う伝送法である。さらに、受信ウエイト指定型 MU-MIMO 伝送では、送信ウエイトと受信ウエイトを反復更新することで各端末の受信電力を徐々に増加させることを特徴として有する。さらに、提案法を実システムに適用する場合に発生する受信アンテナ情報の情報通知に伴うオーバーヘッドに対して、オーバーヘッドを削減する受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送における受信アンテナ判定法を提案した。提案法では、送信ビームフォーミングが施されたアンテナ判定用信号に対して、端末が自律的に各アンテナの受信電力の比較結果から受信電力が小さいアンテナを AP が選択したアンテナと判定することが特徴である。提案法の特性評価では、従来法である CSMA/CA に基づく SU-MIMO 伝送と比較して、受信アンテナ選択型 MU-MIMO 伝送の端末毎の周波数利用効率は  $4\text{bit/s/Hz}$  高く、受信ウエイト指定型 MU-MIMO 伝送は  $5\text{bit/s/Hz}$  高くなることがわかった。以上より、提案法は、従来法と比較して高い端末毎の周波数利用効率を実現できることが明らかとなった。さらに、受信アンテナ判定法の特性評価では、提案法は端末数に依存しない少量のオーバーヘッドで実現できること、さらに、受信アンテナ判定を考慮したアンテナ選択を適用することで、受信アンテナ判定の正解率はほぼ 100%に達し、概ね上限値と同等の端末毎の周波数利用効率を実現できることがわかった。以上より、受信アンテナ判定法は、オーバーヘッド削減に有効であることが明らかとなった。

第3章では、第2章に引き続き「アンテナ間の相関問題」について、第2章の提案法を複数セルに拡張し、その有効性を述べた。具体的には、第2章の提案法を複数セルに拡張した受信アンテナ選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送と受信ウエイト指定型 AP 連携 MU-MIMO 伝送を検討した。提案法の特性評価では、受信ウエイト指定型 AP 連携 MU-MIMO 伝送のシステム全体の周波数利用効率は、従来法の CSMA/CA に基づく MU-MIMO 伝送よりも  $20\text{bit/s/Hz}$  高く、受信アンテナ選択型 AP 連携 MU-MIMO 伝送(最適アンテナ選択)よりも  $6\text{bit/s/Hz}$  高いことがわかった。以上より、第2章の提案法を複数セルに拡張できること、お

よび従来法と比較して高いシステム全体の周波数利用効率を実現できることが明らかとなった。

第4章では、「CSI取得のためのオーバーヘッド問題」について、MU-MIMO 伝送と OFDMA 伝送の切替法を提案し、その有効性を述べた。提案法の特徴は、事前に CSI 取得に関わるオーバーヘッド、データ長、と端末数などを考慮した MU-MIMO 伝送と OFDMA 伝送のスループットを算出し、スループットが高い伝送法を選択することである。まず、オーバーヘッドを考慮した MU-MIMO 伝送と OFDMA 伝送のスループット評価では、各伝送法のスループットの優劣は、AP の余剰アンテナに大きく依存することがわかった。具体的には、余剰アンテナが存在する場合には、MU-MIMO 伝送の信号品質を高めることから、オーバーヘッドを考慮しても MU-MIMO 伝送が優位となることがわかった。一方、余剰アンテナが存在しない場合には、SNR とデータ長によって、OFDMA 伝送と MU-MIMO 伝送の優劣が変化することがわかった。特に、SNR が低く、データ長が短い環境では、OFDMA 伝送が優位となることがわかった。次に、提案法の有効性を示すための評価では、提案法を適用することによって、データ長が短い場合(0.5ms)にはスループットが1.33倍高くなり、データ長が長い場合(3ms)には1.37倍高くなることがわかった。以上より、提案法は、MU-MIMO 伝送と OFDMA 伝送を単独で用いる従来法と比較して高いスループットを実現することが明らかとなった。

# 謝辞

本論文は、筆者が早稲田大学大学院基幹理工学研究科情報理工学専攻と日本電信電話株式会社未来ねっと研究所・アクセスサービスシステム研究所において行った研究成果をまとめたものである。

本論文をまとめるにあたり、終始、懇切なる御指導と御鞭撻を賜りました早稲田大学大学院基幹理工学研究科情報理工学専攻教授 前原文明博士に謹んで感謝の意を表します。また、早稲田大学教授 高畑文雄博士と早稲田大学教授 甲藤二郎博士には、有益な御討論と御助言を賜りましたことを深謝いたします。

入社以来、本研究の遂行と論文執筆の機会を与えていただきました未来ねっと研究所 所長 高原厚氏、同研究所ワイヤレスシステムイノベーション研究部 前部長 岡田一泰氏（現 NTT アドバンステクノロジー株式会社）、同研究部 部長 上原一浩氏、アクセスサービスシステム研究所無線アクセスプロジェクト プロジェクトマネージャー 中津川征士氏、同プロジェクト グループリーダー 溝口匡人氏に感謝の意を表します。また、御指導ならびに叱咤激励を賜りました鷹取泰司氏、西森健太郎氏（現 新潟大准教授）、本間尚樹氏（現 岩手大准教授）、浅井裕介氏、工藤理一氏、石原浩一氏、福園隼人氏に謹んで感謝の意を表します。さらに、本研究を進めるにあたりまして、数多くの議論や御指導、御協力を賜りました市川武男氏、井上保彦氏、山田知之氏、松井宗大氏、姜聞氏、ヒラントアベセーカラ氏、篠原笑子氏、中平俊朗氏に深く感謝いたします。加えて、実験に関して、NTT アドバンステクノロジー株式会社 井田正明氏、牧瀬喜信氏には多大なる御指導、御協力を戴きました。厚く御礼申し上げます。

この場をお借りして、私を支えてくれた両親、兄弟、そして妻のゆかり、長女のゆき、と長男の凜太郎に心より感謝致します。

最後にこの論文が、数多くの皆様の多大なる御指導とご協力の賜物であることを付記して、皆様に心から感謝の意を表します。



## 参考文献

- [1] 総務省, 我が国の移動通信トラヒックの現状 (平成 26 年 9 月分) .  
<http://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/field/tsuushin06.html>
- [2] 3GPP TS 36.913, “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Requirements for further advancements for Evolved Universal Terrestrial Radio Access (EUTRA) LTE-Advanced.”
- [3] Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, IEEE Std. 802.11ac-2013.
- [4] E. Perahia and R. Stacey, “Next generation wireless LANs: throughput, robustness, and reliability in 802.11n,” Cambridge University Press, 2008
- [5] D. Gesbert, M. Shafi, D. S. Shiu, P. Smith, and A. Naguib, “From theory to practice: An overview of MIMO space-time coded wireless systems,” IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.21, pp.281-302, 2003.
- [6] A.J. Paulraj, D.A. Gore, R.U. Nabar, and H. Bolcskei, “An overview of MIMO communications - A key to gigabit wireless,” Proc. of IEEE, vol.92, no.2, pp.198–218, 2004.
- [7] L. Deek, E.G. Villegas, E. Belding, S.J. Lee, and K. Almeroth, “The impact of channel bonding on 802.11n network management,” Proc. of Conference on Emerging Networking Experiments and Technologies, Dec. 2011.
- [8] A. Goldsmith, S.A. Jafar, N. Jindal, and S. Vishwanath “Capacity limits of MIMO channels,” IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.21, no.5, pp.684-702, June. 2003.
- [9] 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.
- [10] S.L. Loyka, “Channel capacity of MIMO architecture using the exponential correlation matrix,” IEEE Communications Letter, vol.5, pp.369–371, 2001
- [11] S. Sanayei and A. Nosratinia, “Antenna selection in MIMO systems,” IEEE Communications Magazine, vol.42, no.10, pp.68-73, Oct. 2004.
- [12] R. Chen, J. Andrews, and R. Heath, “Efficient transmit antenna selection for multiuser MIMO systems with block diagonalization,” Proc. of IEEE Global Telecommunications Conference, pp.3499-3503, Nov. 2007.
- [13] G. Dimic and N. D. Sidiropoulos, “On downlink beamforming with greedy user selection: performance analysis and a simple new algorithm,” IEEE Transactions on Signal Processing, vol.53, no.10, pp.3857-3868, Oct. 2005.
- [14] Z. Shen, R. Chen, J. G. Andrews, R. W. Heath, Jr. and B. L. Evans, “Low complexity user selection algorithms for multiuser MIMO systems with block diagonalization,” IEEE

Transactions on Signal Processing, vol.54, no.9, pp3658-3663, Sep. 2006.

- [15] 氏原圭亮, 坂田佳謙, 村上友規, 鷹取泰司, 溝口匡人, 前原文明, “複数アンテナを有する端末に適した MU-MIMO 伝送法,” 信学総大, B-5-77, 2014 年 3 月.
- [16] 村上友規, 工藤理一, 鷹取泰司, 溝口匡人, 前原文明, “複数アンテナを有する端末に対する受信ウエイトを指定するマルチユーザ MIMO 伝送法,” 信学技報, RCS2014-82, 2014 年 6 月.
- [17] 氏原圭亮, 村上友規, 坂田佳謙, 鷹取泰司, 溝口匡人, 前原文明, “チャンネル推定誤差を考慮した複数アンテナを有する端末に対するマルチユーザ MIMO 伝送の特性評価,” 信学技報, RCS2014-41, 2014 年 6 月.
- [18] 村上友規, 工藤理一, 鷹取泰司, 溝口匡人, 前原文明, “複数アンテナを有する端末に適した AP 連携マルチユーザ MIMO 伝送法,” 信学論 B, vol.J97-B, no.7, pp.515-524, 2014 年 7 月.
- [19] 村上友規, 鷹取泰司, 溝口匡人, 前原文明, “サブキャリア単位のアンテナ割り当てを用いたマルチユーザ MIMO におけるアンテナ決定法,” 信学技報, AP2014-128, 2014 年 11 月.
- [20] T. Murakami, Y. Takatori, M. Mizoguchi, and F. Maehara, “Antenna decision method for downlink multiuser MIMO systems with receive antenna allocation,” Proc. of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, July 2015.
- [21] T. Murakami, H. Fukuzono, Y. Takatori, and M. Mizoguchi, “Multiuser MIMO with implicit channel feedback in massive antenna systems,” IEICE Communication Express, vol.2, no.8, pp.336-342, Aug. 2013.
- [22] T. Murakami, Y. Takatori, M. Mizoguchi, and F. Maehara, “A cross-layer switching of OFDMA and MU-MIMO for future WLAN systems,” IEICE Communications Express, vol.3, no.9, pp.263-268, Sept. 2014.
- [23] F. Rusek, D. Persson, B. K. Lau, E. G. Larsson, T. L. Marzetta, O. Edfors, and F. Tufvesson, “Scaling up MIMO: opportunities and challenges with very large arrays,” IEEE Signal Processing Magazine, vol.30, pp.40–60, Jan. 2013.
- [24] M. Kountouris, D. Gesbert, and L. Pittman, “Transmit correlation-aided opportunistic beamforming and scheduling,” Proc. of European Signal Processing Conference, 2006.
- [25] D. Gesbert, S. Hanly, H. Huang, S. Shitz, O. Simeone, and W. Yu, “Multi-cell MIMO cooperative networks: A new look at interference,” IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.28, no.9, pp.1380-1408, Dec. 2010.
- [26] G. Boudreau, J. Panicker, N. Guo, R. Chang, N. Wang, and S. Vrzic “Interference coordination and cancellation for 4G networks,” IEEE Communications Magazine, vol.47, no.4, pp.74-81, April 2009.
- [27] V. P. Mhatre, K. Papaginannaki, and F. Baccelli, “Interference mitigation through power control in high density 802.11 WLANs,” Proc. of IEEE International Conference on Computer

Communications, pp.535-543, May. 2007.

- [28] H. Zhang and H. Dai, "Cochannel interference mitigation and cooperative processing in downlink multicell multiuser MIMO networks," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol.2004, no.2, pp.222-235, Dec. 2004.
- [29] R. Zakhour and D. Gesbert, "Distributed multicell-MISO precoding using the layered virtual SINR framework," *IEEE Transaction on Wireless Communications*, vol.9, no.8, pp.2444-2448, Aug. 2010.
- [30] O. Simeone, O. Somekh, H.V. Poor, and S. Shami, "Distributed MIMO in multi-cell wireless systems via finite-capacity links," *Proc. of 3rd International Symposium on Communications, Control and Signal Processing*, pp.203-206, Mar, 2008.
- [31] Y.L. Lebrn, K. Zhao, S. Pollin, A. Bourdoux, F. Horlin, and R. Lauwereins, "Performance analysis of distributed ZF beamforming in the presence of CFO," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol.2011, no.1, Dec. 2011.
- [32] T. Murakami, K. Ishihara, K. Riichi, Y. Asai, T. Ichikawa, and M. Mizoguchi, "Implementation and evaluation of real-time distributed zero-forcing beamforming for downlink multi-user MIMO systems," *IEICE Transaction on Communications*, vol.E96-B, no.10, pp.2521-2529, Oct. 2013.
- [33] J.H. Wang and D.P. Palomar, "Worst-case robust MIMO transmission with imperfect channel knowledge," *IEEE Transaction of Signal Processing*, vol.57, no.8, pp.3086-3100, Aug. 2009.
- [34] A. Abdel-Samad, T.N. Davidson, and A.B. Gershman, "Robust transmit eigen beamforming based on imperfect channel state information," *IEEE Transaction of Signal Processing*, vol.54, no.5, pp.1596-1609, May 2006.
- [35] Q.H. Spencer, A.L. Swindlehurst, and M. Haardt, "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels," *IEEE Transaction of Signal Processing*, vol.52, no.2, pp.461-471, Feb. 2004.
- [36] K. Nishimori, R. Kudo, N. Homna, Y. Takatori, and M. Mizoguchi, "16x16 multiuser MIMO testbed employing simple adaptive modulation scheme," *Proc. of IEEE 69th Vehicular Technology Conference*, April 2009.
- [37] C.Y. Wong, R.S. Cheng, K.B. Letaief, and R.D. Murch, "Multi-user OFDM with adaptive sub-carrier, bit, and power allocation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol.17, no.10, pp.1747-1758, Oct. 1999.
- [38] A. Doufexi and S. Armour, "Design considerations and physical layer performance results for a 4G OFDMA system employing dynamic subcarrier allocation," *Proc. of IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol.1, pp.357-361, Sep. 2005.

# 研究業績一覧

## 学術論文・レター

- [1] 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, 2015 年 7 月.
- [2] H. Fukuzono, T. Murakami, K. Riichi, Y. Takatori, and M. Mizoguchi, “Weighted-combining calibration on multiuser MIMO systems with implicit feedback,” IEICE Transaction on Communications, vol.E98-B, no.4, pp.701-713, Apr. 2015.
- [3] K. Ishihara, T. Murakami, Y. Asai, Y. Takatori, and M. Mizoguchi, “Cooperative inter-cell interference mitigation scheme with downlink MU-MIMO beamforming for dense wireless LAN environment,” Wireless Personal Communications, Springer, Dec. 2014.
- [4] 村上友規, 工藤理一, 鷹取泰司, 溝口匡人, 前原文明, “複数アンテナを有する端末に適した AP 連携マルチユーザ MIMO 伝送法,” 信学論 B, vol.J97-B, No.7, pp.515-524, 2014 年 7 月.
- [5] T. Murakami, Y. Takatori, M. Mizoguchi, and F. Maehara, “A cross-layer switching of OFDMA and MU-MIMO for future WLAN systems,” IEICE Communications Express, vol.3, no.9, pp.263-268, Sept. 2014.
- [6] 浅井裕介, 石原浩一, 村上友規, 工藤理一, 市川武男, 鷹取泰司, 溝口匡人, “超高速無線 LAN 規格 IEEE802.11ac の概要とマルチユーザ MIMO の実験的検証,” 信学論 B, vol.97-B, no.1, pp.1-18, 2014 年 1 月.
- [7] T. Murakami, K. Ishihara, K. Riichi, Y. Asai, T. Ichikawa, and M. Mizoguchi, “Implementation and evaluation of real-time distributed zero-forcing beamforming for downlink multi-user MIMO systems,” IEICE Transaction on Communications, vol.E96-B, no.10, pp.2521-2529, Oct. 2013.
- [8] T. Murakami, H. Fukuzono, Y. Takatori, and M. Mizoguchi, “Multiuser MIMO with implicit channel feedback in massive antenna systems,” IEICE Communication Express, vol.2, no.8, pp.336-342, Aug. 2013.
- [9] T. Murakami, K. Riichi, T. Ichikawa, N. Honma, and M. Mizoguchi, “Performance evaluation of interference-aware multi-cell beamforming for an overlapping cells environment,” IEICE Transaction on Communications, vol.E96-B, no.6, pp.1492-1501, June 2013.
- [10] K. Nishimori, N. Honma, T. Murakami, and T. Hiraguri, “Effectiveness of relay MIMO transmission by measured outdoor channel state information,” IEEE Transactions on Antennas

and Propagation, vol.60, no.2, pp.615-623, Feb. 2012.

- [11] R. Kudo, Y. Takatori, K. Nishimori, T. Ichikawa, T. Murakami, M. Mizoguchi, and M. Morikura, "Spatial domain resource sharing for overlapping cells in indoor environment," International Journal of Digital Multimedia Broadcasting, vol.2010, Article ID 642542, Dec. 2009.

## 国際会議発表

- [1] T. Murakami, Y. Takatori, M. Mizoguchi, and F. Maehara, "Antenna decision method for downlink multiuser MIMO systems with receive antenna allocation", Proc. of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, July 2015.
- [2] Y. Sakata, T. Murakami, Y. Takatori, M. Mizoguchi, and F. Maehara, "Simple resource allocation scheme for heterogeneous traffic in MU-MIMO-OFDMA systems," Proc. of Asia-Pacific Conference on Communications, Oct. 2014.
- [3] H. Fukuzono, T. Murakami, R. Kudo, S. Shinohara, Y. Takatori, and M. Mizoguchi, "Combining Calibration Schemes on a Real-time multiuser MIMO-OFDM system with implicit feedback," Proc. of IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Sept. 2014.
- [4] N. Shibata, T. Murakami, K. Ishihara, T. Kobayashi, J. Kani, J. Terada, M. Mizoguchi, Y. Miyamoto, and N. Yoshimoto, "256-QAM 8 wireless signals transmission with DSP-assisted analog RoF for mobile front-haul in LTE-B," Proc. of OptoElectronics and Communication Conference, July 2014.
- [5] H. Kimura, T. Murakami, K. Ishihara, T. Kobayashi, N. Iiyama, K. Asaka, S. Kimura, M. Mizoguchi, Y. Miyamoto, and N. Yoshimoto, "First demonstration of burst-mode upstream transmission for digital coherent OFDMA-PON," Proc. of OptoElectronics and Communication Conference, July 2014.
- [6] H. Fukuzono, T. Murakami, R. Kudo, Y. Takatori, and M. Mizoguchi, "Combining calibration schemes for implicit feedback beamforming on multiuser MIMO systems," Proc. of IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Sept. 2013.
- [7] M. Saito, N. Honma, T. Murakami, and Q. Chen, "Evaluation of inter-cell interference suppression using tunable beam-width microstrip antenna in actual indoor environment," Proc. of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, July 2013.
- [8] K. Ishihara, T. Murakami, Y. Asai, and M. Mizoguchi, "Selective beamforming for inter-cell interference mitigation in coordinated wireless LANs," Proc. of International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications, June 2013.
- [9] T. Murakami, K. Ishihara, R. Kudo, N. Honma, and M. Mizoguchi, "Cooperative interference

management by beam tilt and power controls in an indoor multi-cell environment,” Proc. of European Conference on Antennas and Propagation, Apr. 2013.

- [10] K. Hayashi, Y. Fujishima, M. Kaneko, H. Sakai, R. Kudo, and T. Murakami, “Self-interference canceller for full-duplex radio relay station using virtual coupling wave paths,” Proc. of IEEE Asia-Pacific Signal and Information Processing Association Annual Summit and Conference, Dec. 2012.
- [11] T. Murakami, K. Ishihara, R. Kudo, Y. Asai, T. Ichikawa, and M. Mizoguchi, “Experimental evaluation of distributed ZF beamforming in an indoor multi-cell environment,” Proc. of Asia-Pacific Conference on Communications, Oct. 2012.
- [12] R. Kudo, K. Ishihara, T. Murakami, B.A.H.S. Abeysekera, and M. Mizoguchi, “Successive optimization transmission for high and low SNR stations in wireless LAN systems,” Proc. of IEEE Vehicular Technology Conference Fall, June 2012.
- [13] T. Murakami, R. Kudo, Y. Asai, T. Kumagai, and M. Mizoguchi, “Performance evaluation of distributed multi-cell beamforming for MU-MIMO systems,” Proc. of IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems, Nov. 2011.
- [14] N. Honma, T. Murakami, M. Mizoguchi, and Y. Tsunekawa, “Effect of antenna spacing on inter-cell interference in wireless LAN using transmitting beam forming,” Proc. of International Symposium on Antennas and Propagation, Oct. 2011.
- [15] R. Kudo, Y. Takatori, T. Murakami, and M. Mizoguchi, “User selection for multiuser MIMO systems based on block diagonalization in wide-range SNR environment,” Proc. of IEEE International Conference on Communications, June 2011.
- [16] T. Murakami, R. Kudo, T. Ichikawa, and M. Mizoguchi, “Performance evaluation of primary-secondary transmission in actual indoor environments,” Proc. of International Symposium on Antennas and Propagation, Nov. 2010.
- [17] T. Murakami, N. Honma, K. Nishimori, R. Kudo, Y. Takatori, and M. Mizoguchi, “Multi site MIMO channel analysis at 4.85GHz in outdoor environment,” Proc. of IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Sept. 2009.

## 研究会発表

- [1] 村上友規, 鷹取泰司, 溝口匡人, 前原文明, “サブキャリア単位のアンテナ割り当てを用いたマルチユーザ MIMO におけるアンテナ決定法,” 信学技報, AP2014-128, 2014 年 11 月.
- [2] 村上友規, 工藤理一, 鷹取泰司, 溝口匡人, 前原文明, “複数アンテナを有する端末に対する受信ウェイトを指定するマルチユーザ MIMO 伝送法,” 信学技報, RCS2014-82,

2014年6月.

- [3] 氏原圭亮, 村上友規, 坂田佳謙, 鷹取泰司, 溝口匡人, 前原文明, “チャンネル推定誤差を考慮した複数アンテナを有する端末に対するマルチユーザ MIMO 伝送の特性評価,” 信学技報, RCS2014-41, 2014年6月.
- [4] 福園隼人, 村上友規, 工藤理一, 鷹取泰司, 溝口匡人, “インプリシットフィードバックを用いたマルチユーザ MIMO-OFDM システムにおけるサブキャリア平滑化校正法,” 信学技報, RCS2014-16, 2014年4月.
- [5] 福園隼人, 村上友規, 工藤理一, 篠原笑子, 鷹取泰司, 溝口匡人, “インプリシットフィードバックを用いたリアルタイムマルチユーザ MIMO 伝送装置における重み付け合成校正法の特性評価,” 信学技報, RCS2013-385, 2014年3月.
- [6] 坂田佳謙, 村上友規, 鷹取泰司, 溝口匡人, 前原文明, “MU-MIMO-OFDMA における不均一な受信電力を考慮したリソース割り当て法,” 信学技報, RCS2013-339, 2014年3月.
- [7] 福園隼人, 村上友規, 工藤理一, 鷹取泰司, 溝口匡人, “マルチユーザ MIMO-OFDM システムにおけるインプリシットフィードバックの実験評価,” 信学技報, RCS2013-187, 2013年11月.
- [8] 村上友規, 福園隼人, 鷹取泰司, 溝口匡人, “インプリシットフィードバックビーム形成を用いた複数 AP 同時送信技術,” 信学技報, AP2013-118, 2013年11月.
- [9] 福園隼人, 村上友規, 工藤理一, 鷹取泰司, 溝口匡人, “マッシュマルチユーザ MIMO システムにおけるインプリシットフィードバックビーム形成の特性評価,” 信学技報, RCS2013-53, 2013年6月.
- [10] 村上友規, 工藤理一, 石原浩一, 本間尚樹, 溝口匡人, “屋内マルチセル環境下におけるチルト制御による協調干渉マネジメント,” 信学技報, AP2012-93, 2012年11月.
- [11] 竹中紳二, 林和則, 金子めぐみ, 酒井英昭, 工藤理一, 村上友規, “非同期 OFDM 干渉信号抑圧のための Pre-FFT 型広帯域アダプティブアレーの検討,” 信学技報, SIP2011-90, 2012年1月.
- [12] 村上友規, 村田健太郎, 工藤理一, 本間尚樹, 溝口匡人, “屋内無線 LAN システムにおけるビームチルトを用いた干渉抑圧効果に関する実験評価,” 信学技報, AP2011-103, 2011年11月.
- [13] 横山裕也, 本間尚樹, 村上友規, “無線 LAN 複数セル環境におけるアンテナ素子狭間隔化による干渉抑圧効果,” 電気関連学会東北支部大会, 2011年.
- [14] 村上友規, 工藤理一, 浅井裕介, 熊谷智明, 溝口匡人, “次世代無線 LAN における分散型 Zero-Forcing ビームフォーミングの検討,” 信学技報, SRW 研究会, 2011年6月.
- [15] 村上友規, 工藤理一, 市川武男, 溝口匡人, “オーバーラップ通信セルにおける空間リソース割り当ての有効領域の検討,” 信学技報, AP2010-166, 2011年2月.
- [16] 工藤理一, 村上友規, 溝口匡人, 鷹取泰司, 守倉正博, “マルチユーザ MIMO におけるユーザ数選択・電力配分方法,” 信学技報, AP2010-75, 2010年10月.

- [17] 村上友規, 工藤理一, 市川武男, 溝口匡人, “複数オーバーラップ通信セルにおける空間リソース割り当て : 次世代無線 LAN におけるシステム容量評価,” 信学技報, AP2010-74, 2010 年 10 月.
- [18] 村上友規, 工藤理一, 市川武男, 鷹取泰司, 溝口匡人, “オーバーラップ通信セルにおける空間リソース割り当て 2 : アパート部屋間実伝搬測定チャンネルを用いた特性評価,” 信学技報, AP2010-34, 2010 年 6 月.
- [19] 工藤理一, 村上友規, 市川武男, 溝口匡人, 鷹取泰司, 守倉正博, “オーバーラップ通信セルにおける空間リソース割り当て 1 : オフィス実伝搬測定チャンネルを用いた特性解析,” 信学技報, AP2010-33, 2010 年 6 月.
- [20] 西森健太郎, 村上友規, 本間尚樹, 工藤理一, 溝口匡人, “直交偏波を用いた中継局 MIMO 通信の屋外実験評価 : 異種伝搬路を考慮したチャンネル容量,” 信学技報, AP2009-125, 2009 年 11 月.
- [21] 鷹取泰司, 工藤理一, 村上友規, 市川武男, 浅井裕介, 西森健太郎, 溝口匡人, “オーバーラップされた複数セルにおける空間多重アクセスの効果,” 信学技報, AP2009-121, 2009 年 11 月.

## 全国大会発表

- [1] 工藤理一, 福園隼人, 村上友規, 溝口匡人, “大規模 MIMO システムの下り回線チャンネル情報推定,” 信学総大, AT-2-2, 2015 年 3 月.
- [2] 鷹取泰司, 石原浩一, 村上友規, ヒランタアベーサーカラ, 松井宗大, 溝口匡人, “無線 LAN 稠密環境に適した分散スマートアンテナシステム,” 信学総大, B-5-141, 2015 年 3 月.
- [3] 村上友規, 石原浩一, 鷹取泰司, 溝口匡人, “分散スマートアンテナにおける協調ゾーン形成法,” 信学総大, B-5-142, 2015 年 3 月.
- [4] 福園隼人, 村上友規, 石原浩一, 浅井裕介, 鷹取泰司, 溝口匡人, “無線 LAN 稠密環境における複数局同時送信のためのアナログビーム形成に基づくアンテナ選択法,” 信学ソ大, B-5-104, 2014 年 9 月.
- [5] 村上友規, 福園隼人, 工藤理一, 鷹取泰司, 溝口匡人, “伝搬路の統計情報によるアナログビーム形成法を適用した複数局同時送信技術,” 信学ソ大, BS-1-4, 2014 年 9 月.
- [6] 氏原圭亮, 坂田佳謙, 村上友規, 鷹取泰司, 溝口匡人, 前原文明, “複数アンテナを有する端末に適した MU-MIMO 伝送法,” 信学総大, B-5-77, 2014 年 3 月.
- [7] 坂田佳謙, 村上友規, 鷹取泰司, 溝口匡人, 前原文明, “MU-MIMO-OFDMA における不均一な受信電力を考慮したリソース割り当て法,” 信学総大, B-5-76, 2014 年 3 月.
- [8] 福園隼人, 村上友規, 工藤理一, 篠原笑子, 鷹取泰司, 溝口匡人, “インプリシットフィ



- ードバックを用いたリアルタイム MU-MIMO の実験評価その 1,” 信学総大, B-5-74, 2014 年 3 月.
- [9] 村上友規, 福園隼人, 工藤理一, 篠原笑子, 鷹取泰司, 溝口匡人, “インプリシットフィードバックを用いたリアルタイム MU-MIMO の実験評価その 2,” 信学総大, B-5-75, 2014 年 3 月.
- [10] 村上友規, 福園隼人, 鷹取泰司, 溝口匡人, “インプリシットフィードバックビーム形成を用いた分散型セル間干渉抑圧技術の特性評価,” 信学ソ大, BS-1-8, 2013 年 9 月.
- [11] 福園隼人, 村上友規, 工藤理一, 鷹取泰司, 溝口匡人, “インプリシットフィードバックを用いた下りマルチユーザ MIMO-OFDM システムのための高精度重み付け合成校正法,” 信学ソ大, BS-1-9, 2013 年 9 月.
- [12] 村上友規, 福園隼人, 鷹取泰司, 溝口匡人, “Massive MU-MIMO システムにおける Implicit Beamforming に関する検討(その 1),” 信学総大, B-5-215, 2013 年 3 月.
- [13] 福園隼人, 村上友規, 鷹取泰司, 溝口匡人, “Massive MU-MIMO システムにおける Implicit Beamforming に関する検討(その 2),” 信学総大, B-5-216, 2013 年 3 月.
- [14] 鷹取泰司, 村上友規, 石原浩一, 浅井裕介, 市川武男, 溝口匡人, “次世代無線 LAN における下りリンク MU-MIMO 時変動特性の実験評価,” 信学総大, B-5-214, 2013 年 3 月.
- [15] 齋藤公利, 本間尚樹, 村上友規, 恒川佳隆, “屋内実環境におけるビーム幅可変マイクロストリップアンテナを用いたセル間干渉改善効果の実験評価,” 信学総大, B-1-231, 2013 年 3 月.
- [16] 本間尚樹, 村上友規, 溝口匡人, 恒川佳隆, “ビームチルトを用いた無線 LAN セル間干渉低減効果の数値解析,” 信学ソ大, B-1-213, 2012 年 9 月.
- [17] 石原浩一, 村上友規, 浅井裕介, 溝口匡人, “次世代無線 LAN システムにおける基地局連携セル間干渉制御のためのヌルビームフォーミング,” 信学ソ大, B-5-118, 2012 年 9 月.
- [18] 村上友規, 石原浩一, 工藤理一, 市川武男, 溝口匡人, “マルチユーザ MIMO システムにおけるシンボル単位ビームフォーミング,” 信学ソ大, B-5-120, 2012 年 9 月.
- [19] 石原浩一, 村上友規, 工藤理一, 浅井裕介, 市川武男, 熊谷智明, 溝口匡人, “次世代無線 LAN システムの住宅内環境における下りリンクマルチユーザ MIMO 伝送実験結果,” 信学総大, B-5-119, 2012 年 3 月.
- [20] 村上友規, 石原浩一, 工藤理一, 浅井裕介, 市川武男, 熊谷智明, 溝口匡人, “次世代無線 LAN システムにおけるアクセスポイント協調伝送の屋内実験結果,” 信学総大, B-5-120, 2012 年 3 月.
- [21] 村上友規, 工藤理一, 石原浩一, 熊谷智明, 溝口匡人, “屋内実伝搬環境における分散アンテナシステムの特性評価,” 信学ソ大, BS-2-9, 2011 年 9 月.
- [22] 石原浩一, 村上友規, 工藤理一, 浅井裕介, 市川武男, 熊谷智明, 溝口匡人, “次世代無線 LAN におけるセル間干渉制御を用いるリアルタイム下りリンク MU-MIMO 伝送装置の屋内実験評価,” 信学ソ大, B-5-98, 2011 年 9 月.

- [23] 村上友規, 工藤理一, 浅井裕介, 市川武男, 溝口匡人, “次世代無線 LAN における OBSS 環境下での送信電力制御の効果,” 信学総大, B-5-125, 2011 年 3 月.
- [24] 工藤理一, 村上友規, 石原浩一, 浅井裕介, 市川武男, 溝口匡人, “次世代無線 LAN 用簡易 MIMO 指向性形成方法,” 信学総大, B-5-126, 2011 年 3 月.
- [25] 石原浩一, 浅井裕介, 工藤理一, 鷹取泰司, 姜聞杰, 村上友規, 市川武男, 溝口匡人, “次世代無線 LAN におけるリアルタイム下りリンク MU-MIMO 伝送装置の屋内実験結果,” 信学総大, B-5-124, 2011 年 3 月.
- [26] 本間尚樹, 村上友規, 溝口匡人, 恒川佳隆, “送信ビームフォーミングによる無線 LAN セル間干渉改善効果のレイトレース解析,” 信学総大, B-1-224, 2011 年 3 月.
- [27] 村上友規, 工藤理一, 市川武男, 溝口匡人, “次世代無線 LAN の屋外環境における空間リソース割り当て特性評価,” 信学ソ大, B-5-116, 2010 年 9 月.
- [28] 工藤理一, 石原浩一, 村上友規, 鷹取泰司, 溝口匡人, “次世代無線 LAN におけるチャネル相関を用いたマルチユーザ MIMO 干渉推定法,” 信学総大, B-5-133, 2010 年 3 月.
- [29] 村上友規, 工藤理一, 鷹取泰司, 溝口匡人, “次世代無線 LAN における空間リソース割り当ての特性評価,” 信学総大, B-5-134, 2010 年 3 月.
- [30] 工藤理一, 村上友規, 鷹取泰司, 西森健太郎, 市川武男, 溝口匡人, “屋内オーバーラップ通信セルにおける空間リソース割り当ての特性評価,” 信学ソ大, B-5-101, 2009 年 9 月.
- [31] 村上友規, 工藤理一, 西森健太郎, 鷹取泰司, 本間尚樹, 市川武男, 溝口匡人, “屋外オーバーラップ通信セルにおける空間リソース割り当ての特性評価,” 信学ソ大, B-5-102, 2009 年 9 月.
- [32] 鷹取泰司, 工藤理一, 市川武男, 西森健太郎, 村上友規, 溝口匡人, “オーバーラップされた複数セルにおける空間リソース割り当ての効果,” 信学ソ大, B-5-103, 2009 年 9 月.
- [33] 本間尚樹, 西森健太郎, 工藤理一, 村上友規, 鷹取泰司, 溝口匡人, “無給電素子を用いた MIMO アダプティブアレーアンテナ : 相関行列のみに基づく非反復・高速制御法,” 信学総大, B-1-243, 2009 年 3 月.
- [34] 村上友規, 本間尚樹, 西森健太郎, 工藤理一, 溝口匡人, “第 1 固有ベクトルのみを用いた複数基地局間干渉低減法の屋外実環境における評価,” 信学総大, B-1-248, 2009 年 3 月.
- [35] 古敷谷優介, 樊昕昱, 伊藤文彦, 村上友規, “PNC-OFDR を用いた長距離測定における分解能制限要因の検討,” 信学総大, B-13-40, 2009 年 3 月.

## 技術誌

- [1] 石原浩一, 村上友規, “無線 LAN におけるマルチユーザ MIMO の標準化動向と伝送装置の開発,” 電子情報通信学会誌, vol.97, no.4, pp.302-306, Apr. 2014.

- [2] 市川武男, 石原浩一, 村上友規, B.A.H.S. Abeysekera, 浅井裕介, 鷹取泰司, 溝口匡人, “ワイヤレスホームネットワークを実現する高速無線 LAN,” NTT 技術ジャーナル, vol.25, no.1, pp.18-22, Jan. 2013.

## 表彰

- [1] 電子情報通信学会, 2010 年度学術奨励賞.  
[2] 電子情報通信学会, アンテナ・伝播研究会, 2010 年度最多発表賞.  
[3] 電子情報通信学会, アンテナ・伝播研究会, 2010 年度若手奨励賞.  
[4] 電子情報通信学会, 2014 年度通信ソサイエティ論文賞(チュートリアル論文賞).