

MIMO伝送の基礎と無線LAN環境 における通信効率

西森 健太郎 (新潟大学)
平栗 健史 (日本工業大学)

主催： 電子情報通信学会 コミュニケーションクオリティ専門委員会

目 次

第 1 章 はじめに	1
1.1 技術背景	1
1.2 本チュートリアルの講義内容	4
第 2 章 無線 LAN の基礎知識	6
2.1 無線 LAN ネットワーク構成とアーキテクチャの紹介	6
2.1.1 無線 LAN の基本ネットワーク構成	7
2.1.2 接続手順のための概要と運用規定	8
2.1.3 ネットワーク構成の基本モード	10
2.2 無線 LAN の標準化動向	12
2.2.1 IEEE802 標準化委員会と無線 LAN 標準規格	13
2.2.2 IEEE802.11n の標準規格	14
2.2.3 IEEE802.11aa の標準規格	16
2.2.4 IEEE802.11ac の標準規格	17
2.2.5 次世代無線 LAN 規格 IEEE802.11ax	22
2.3 物理層の概要	23
2.3.1 OFDM 方式	24
2.3.2 IEEE802.11a 標準における OFDM 方式	27
2.4 MAC 層の概要	33
2.4.1 CSMA/CA アクセス方式とキャリアセンスのアルゴリズム	35
2.4.2 MIMO 伝送と SU/MU-MIMO 伝送によるアクセス制御	44
2.5 理論計算によるスループットの計算方法	49
2.6 フレームフォーマット	54
第 3 章 シングルユーザおよびマルチユーザ MIMO の基礎	64
3.1 MIMO 伝送のコンセプトと実現手法	64
3.2 MIMO 伝送のチャネル容量	69

3.3	MIMO における受信信号分離と送信指向性制御技術	79
3.3.1	受信信号分離技術	79
3.3.2	送信指向性制御技術	81
3.4	マルチユーザ MIMO (MU-MIMO) の原理	86
3.5	MU-MIMO における下り回線指向性制御技術	88
3.5.1	線形演算による指向性制御技術	88
3.5.2	非線形制御技術とユーザ選択法	92
3.6	PHY レイヤでの SU/MU-MIMO 伝送の特性	94
3.7	MAC 制御を考えた場合の課題とその改善手法	95
3.7.1	CSI フィードバックの問題点	96
3.7.2	伝送効率改善手法	97
第 4 章	無線 LAN における MIMO の性能評価	99
4.1	無線 LAN における MIMO 伝送方法 (SU-MIMO/MU-MIMO)	99
4.1.1	伝送速度における MAC プロトコルの研究	99
4.1.2	フレームアグリゲーションに関する研究	100
4.1.3	CSI フィードバックを含む伝送効率の研究	100
4.1.4	伝送距離に関する研究	100
4.2	PHY/MAC 総合評価ツールの概要	101
4.2.1	平均受信電力の決定	102
4.2.2	平均 SNR の決定	105
4.2.3	SU/MU-MIMO 伝送による PHY レイヤの伝送速度の決定	107
4.2.4	CSI フィードバックによるオーバーヘッドの計算.	108
4.3	SU/MU-MIMO の性能評価	108
4.3.1	シミュレーション条件	111
4.3.2	MCS index ごとの性能評価	111
4.3.3	アグリゲーションを含む性能評価	113
4.3.4	CSI フィードバックを考慮した性能評価	114
4.3.5	基地局と端末間の距離特性を考慮した性能評価	114
4.3.6	各方式の適用領域	117
4.4	CSI フィードバックを排除する MU-MIMO 伝送の性能評価	118

4.5 計算機シミュレータによる MAC と PHY を融合した MU-MIMO 伝送のネットワーク性能 解析・評価	120
第 5 章 まとめ	127
参考文献	129
付 錄 A 記号リスト	141

第1章 はじめに

1.1 技術背景

携帯電話の最新規格である Long Term Evolution (LTE) [1] や IEEE802.11 規格を用いた無線 LAN [2][3] に代表されるブロードバンド無線システムは、PC、スマートフォン、タブレット、ゲーム機などに実装もしくは接続することが可能となっている。さらに、これらのシステムは、次の世代に向けてさらなる高度化・高速化をとげている。この流れは第 5 世代移動通信システム（5G）に向けた開発につながるものとなる。

「限られた周波数帯域においていかに伝送速度を向上させるか」という課題は、無線通信システムにおける永遠の課題であり [4]–[5]、これまで様々な技術によってこの課題が克服されてきた。図 1.1 にこの 10 年間における携帯電話の加入者数の推移を示す [9]。図から明らかなように、すでに 2007 年には、携帯電話は 1 億台を突破した。さらに、スマートフォンや無線 LAN の普及に伴って高速なデータを多くのユーザが使用する時代となっており、1 人が 1 台のみならず、2 台以上の携帯端末を所有する時代となっている。

伝送速度の向上という観点から、技術的な発展と照らしあわせて考えると、21 世紀に入り、Code Division Multiple Access (CDMA) [6][7] を基本とする第 3 世代移動通信システムが導入され、LTE を実現する商用サービスも 2010 年より開始された [1]。また、無線 LAN [2][3] も様々な場所で使用でき、WiMAX [8] では移動環境でも数十 Mbps の伝送が可能となっている。図 1.2 に、携帯電話と無線 LAN システムにおける年代に対する商用サービスの伝送速度の推移を示した。LTE や IEEE802.11n 準拠の無線 LAN では伝送速度が 100Mbps を超え、ユーザにとって非常に利便性の高いサービスが実現されている。現在ではさらに高速化され、200~300Mbps のサービスが提供されている。「限られた周波数帯域における無線通信サービスの実現」という前提に立つと、これらのシステムではいずれも 5bits/s/Hz (100Mbps/20MHz) を超えた周波数利用効率を達成している。さらに、LTE Advanced や IEEE802.11ac ではさらにこの 10 倍以上の伝送速度を達成することが規格として盛り込まれている。

こういった性能向上の背景には、当然ながら目覚しい技術の進展が背景にある。半導体デバイスの進歩によりディジタル信号処理がより現実的な手段となった。Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) 技術 [10]–[12] が導入されたことにより、各周波数チャネル（サブキャリア）でフラットフェージングチャネルを生成することができ、マルチパスフェージング下でも広帯域無線通信を活用できるよう

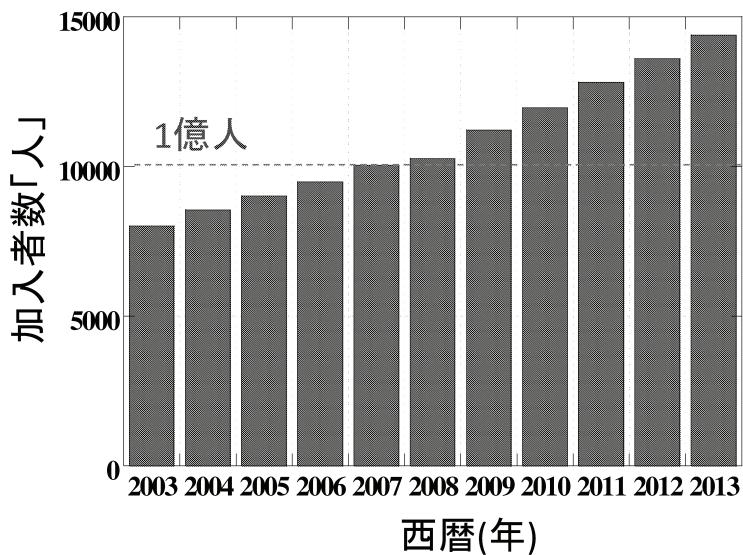


図 1.1: 携帯電話の加入者数の推移 (文献: 平成 26 年版 [9] より).

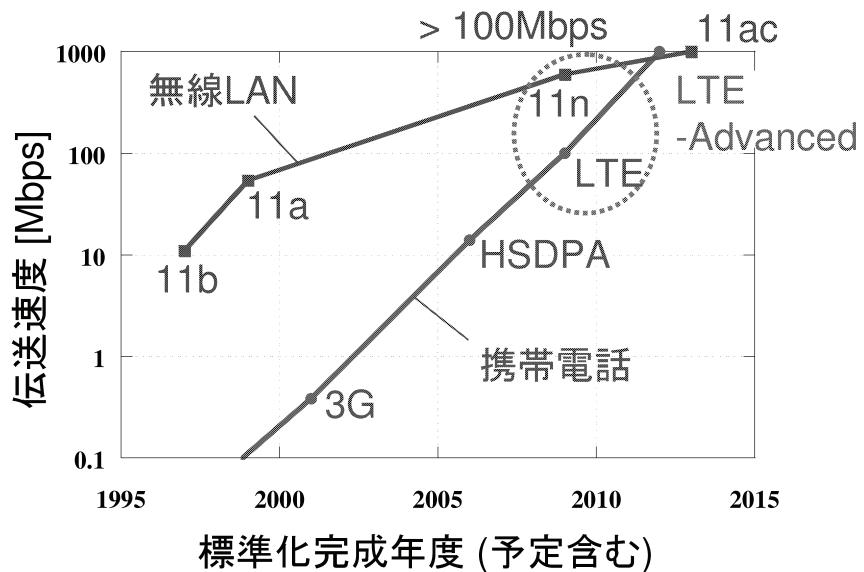


図 1.2: 携帯電話と無線 LAN の伝送速度の推移.

になったことも非常に大きな成果である。

さらに、OFDMにおけるインターリーブ技術、Turbo符号やlow-density parity-check code (LDPC)などの誤り訂正技術、再送制御技術などの発展により、十数年前の移動通信では難しいと考えられていた16QAM, 64QAMなどの多値変調の適用が可能となった[10][12]。ただし、これらの技術を用いたとしてもやはり限界がある。先に述べた非常に高い周波数利用効率を達成するためのブレークスルーは、Multiple Input Multiple Output (MIMO) 技術の導入であるといえる[13][14]。実は、図1.2の100Mbpsを超える伝送速度の実現はMIMO技術を適用することで達成されている。したがって、MIMO技術が2000年に入ってからの無線通信システムの発展をもっとも支えた技術であるといえる。

MIMOとは、送信局と受信局の両方に複数のアンテナ(アレーインテナ)を用いることにより、i) 伝送速度の向上、ii) 信頼性の向上のいずれかもしくは両方を実現可能とする技術である[16]–[17]。MIMO技術は無線LANシステムに導入されたことをきっかけに、WiMAXやLTEにも導入され、いまや無線通信システムにとって欠かせない技術となっている。

MIMO技術は、空間領域におけるアレーインテナを用いた信号処理技術であると解釈できる。空間領域におけるアレーインテナを用いた信号処理技術としてMIMOとは異なる手法で、システム全体の周波数利用効率を向上させる技術がこれまで検討されてきた。これは、Space Division Multiple Access (SDMA)と呼ばれる技術であり[20]–[22]、ちょうどMIMO技術の提案から少し前にそのコンセプトが提案されている。

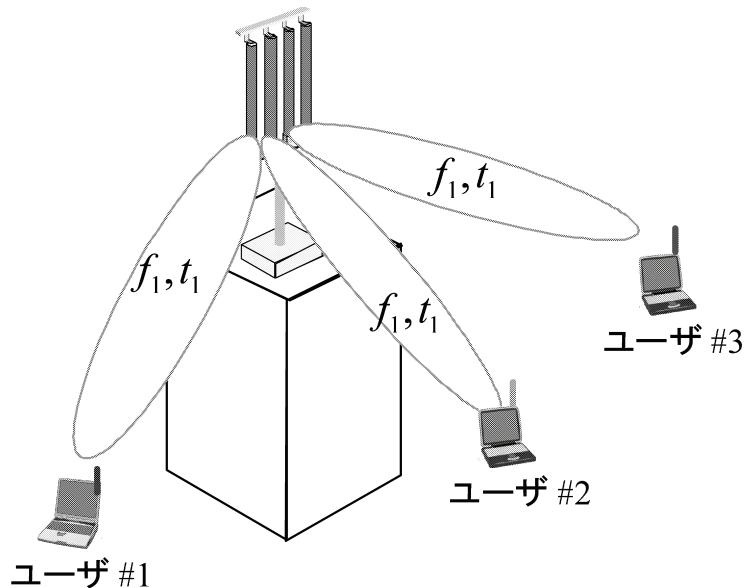


図1.3: Space Division Multiple Access (SDMA) の概念図 (f_1 : 周波数, t_1 : 時間)。

図1.3にSDMAの概念図を示す。SDMAは図に示すように、アダプティブアレーインテナ[52][53]を

基地局側に用いて複数の異なる指向性を形成することで、同一時間 (t_1)、同一周波数 (f_1) で複数のユーザと通信することを可能とする。無線通信システムにおいて、複数のユーザと通信するためのアクセス方法(多元接続)として、Time Division Multiple Access (TDMA) や Frequency Division Multiple Access (FDMA) が商用システムで主に用いられている [5]。TDMA, FDMA はそれぞれ、時間、周波数の違いで複数のユーザと通信することを可能とする。ただし、どちらの方法を用いても、周波数利用効率はユーザ数分だけ低下することになる。SDMA では、基地局のアンテナ本数分のユーザを同時に接続でき、形成される複数の指向性は直交する。ここで直交とは、ユーザ 1 の方向に形成した指向性は、他のユーザ (2, 3) の方向には形成されない。すなわち、他ユーザの方向には指向性のヌルが形成される。このように、SDMA は TDMA, FDMA と比べ、複数ユーザが存在する環境下で高い周波数利用効率を得ることができる。

通常、SDMA では、図 1.3 に示すようにユーザ側のアンテナ数は 1 であるが、SDMA に MIMO の考え方を導入することも可能である。これは、ユーザ側のアンテナを複数にすることである。ただし、ユーザ側にはハードウェア規模の制約から、多くのアンテナを有することが困難である。そこで、基地局には多くのアンテナを有し、複数のユーザと基地局の間における MIMO による通信を実現することを考える。これは、一般にマルチユーザ MIMO (MU-MIMO) [23]–[26] と呼ばれている。MU-MIMO は、無線 LAN の最新規格として検討が進められている IEEE802.11ac [3] や、最新の移動通信の規格として検討が進められている LTE-Advanced [27] などにおいて導入が予定されている。MU-MIMO と対比するために、1 人のユーザが基地局と MIMO による通信を行う場合をシングルユーザ MIMO (Single User MIMO : SU-MIMO) と呼ぶ。さらに、MU-MIMO との対比がない場合は、断りなく単に MIMO と呼ぶことにする。

1.2 本チュートリアルの講義内容

SU-MIMO および MU-MIMO の検討では、これまで主に送信側の指向性制御および受信側の復号技術がフォーカスされてきた [23]。すなわち、物理層 (Physical Layer : PHY) における検討が多く行われてきた。しかしながら、SU/MU-MIMO では、送受の間の伝搬特性を表す伝搬チャネル情報 (Channel State Information : CSI) を利用することが大前提となるため、この情報取得のための効率を考慮することが實際には必要となる。すなわち、PHY レベルだけではなく、Medium Access Control (MAC) 層まで考慮した評価が必要不可欠である。本チュートリアルでは、無線 LAN の最新規格である IEEE802.11ac を例にとり、SU/MU-MIMO の下り回線における通信効率をできるだけ厳密に評価することで、MIMO 通信の総合性能を定量評価することを目的とする。

2 章では、4 章での評価のための基礎について解説する。具体的には、IEEE802.11 の歴史を示す。また、3

章で述べる MIMO 技術以外における物理層と MAC 層に関する技術について解説する。また、IEEE802.11a を例にとり、スループットの計算手法について解説する。

3 章では、SU および MU-MIMO 技術について述べる。まず、SU-MIMO のチャネル容量が送受に複数のアンテナを具備しない場合よりも大幅に増大するメカニズムについて解説する。次に、MU-MIMO で最も重要な送信側における指向性制御技術について解説する。また、チャネル容量と BER の観点から、数値計算例を通じて SU-MIMO および MU-MIMO の物理層における有効性を示す。本章の最後では、CSI とそのフィードバックによる通信効率の低下による問題点について述べる。

4 章では、IEEE802.11ac の信号を用いた PHY/MAC の両方を考慮した評価ツールの紹介を行う。また、この評価ツールを用いた SU-MIMO と MU-MIMO の比較を行った場合の結果について述べる。最後に、CSI のフィードバックのあり/なしにおける MAC 効率を考慮した MU-MIMO のスループットを比較し、インプリシットビームフォーミングの効果と適用領域を明らかにする。

第2章 無線LANの基礎知識

2.1 無線LANネットワーク構成とアーキテクチャの紹介

本章では基本的な無線 LAN の機能や技術、関連する標準化動向や PHY（物理）層と MAC 層（主にアクセス制御）の動作に関する概要を解説する。

無線 LAN は、有線 LAN を無線化するために考案されたことから、MAC 層のアクセス制御アーキテクチャは基本的に Ethernet で採用されている CSMA/CD（Carrier Sense Multiple Access/Collision Detection）をベースとした、CAMA/CA（Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance）が通信プロトコルとして使われている。CSMA とは、搬送波感知多重アクセス技術であり、通信を開始（信号を送信）する前に、一度受信を試みることで現在通信（信号を送信）をしている通信局が自身以外に他にあるかどうか搬送波感知（キャリアセンス）によって確認する。すなわち、信号の送信を試みようとした場合にはそれぞれの通信局が事前に聞き耳を立てて（キャリアセンス）伝送路の使用状況を確認し、他の通信局による送信信号が聞こえている間は送信を見合わせる。これにより信号の衝突ができるだけ回避する。キャリアセンスのアルゴリズムは、2.4 節で詳しく述べることとする。

無線 LAN の標準規格について概要を紹介する。無線 LAN は、IEEE802.11 ワーキンググループ（WG）において標準化が進められており、1997 年 6 月に最初の標準規格が発行されている。802.11 標準規格では、PHY 層と MAC 層の技術が策定されており、PHY 層は、無線 LAN の標準化において大きな発展を遂げてきた。標準化発足後の当時、有線 LAN では 10Mbps や 100Mbps の伝送速度が実現されていたが、無線 LAN 規格では 1Mbps と 2Mbps の伝送速度であったため、市場での無線 LAN のメリットを十分に訴えることができず、このため、IEEE802.11 の規格が完成した直後から高速な無線 LAN 標準化の策定に向けて検討が開始された。この最初に標準規格化された無線 LAN を一般的には、レガシー規格と呼び、レガシー規格では、周波数帯は 2.4GHz 帯の ISM（Industry Science Medical）バンド用いた DSSS（Direct Sequence Spread Spectrum）の直接拡散方式などが用いられていたが、その後、CCK（Complementary Code Keying）を採用することにより、最大 11Mbps の伝送速度に向上させた。その後、1 次変調方式は BPSK、QPSK、16QAM、64QAM と多値数を上げ、現在の標準規格では 256QAM が採用されるまでとなり、2 次変調も OFDM が用いられている。OFDM は無線 LAN だけでなく、地上波デジタル放送やモバイルデータ通信サービスの WiMAX（Worldwide Interoperability for Microwave Access）や携帯電話の LTE（Long Term Evolution）などの様々なサービスでも採用され、ブロードバンドと呼ばれる高速化

を図ったデータ通信のほとんどで利用されている。最新の標準規格である 802.11ac では、PHY 層の追加・拡張により、最大で約 7Gbps の伝送速度を実現している。標準規格については、2.2 節で詳しく述べる。

2.1.1 無線 LAN の基本ネットワーク構成

IEEE 802.11 無線 LAN の通信アーキテクチャは、STA (Station/端末) の移動性を確保するための複数のコンポーネントにより構成される。本説では、このアーキテクチャに用いられるコンポーネントの種別と定義について解説する。

通信アーキテクチャは、DS (Distribution System) と呼ばれ、DS に含まれる主なコンポーネントとしては、BSS (Basic Service Set) , AP (Access Point) , DSM (Distribution Service Medium) , Portal, Integrated LAN がある。無線 LAN のネットワーク基本構成は、BSS と呼ばれる。BSS は、少なくとも 2 つの STA により構成される通信セルのことであり、STA 間で通信可能な距離は BSA (Basic Service Area) と呼ばれ、当該 BSS のカバレッジエリアとなる。図 2.1 にネットワーク構成に示すように、各 BSS は、AP を介して DSM に接続されることにより、他の BSS や Integrated LAN と通信できる。

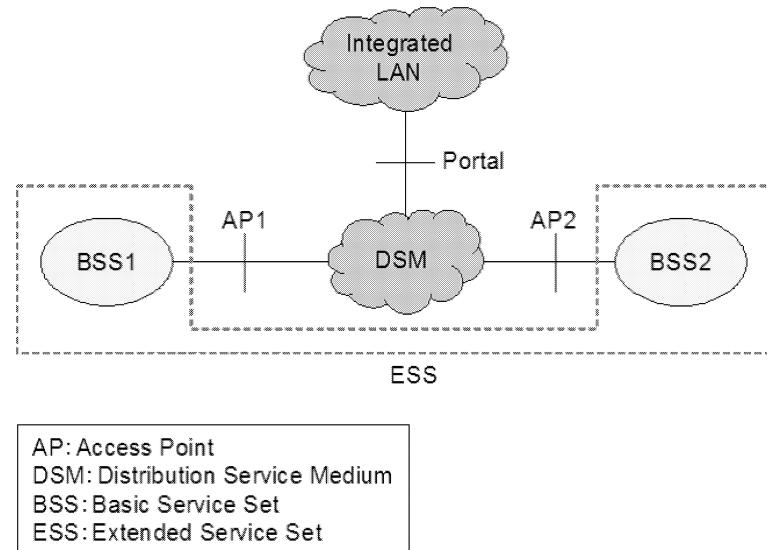


図 2.1: 無線 LAN の基本的なネットワーク構成。

AP は、自らにアソシエート（接続）している STA に対して Distribution Service へのアクセス権を提供する。また 1 つの AP に対して、複数の STA が接続することができるだけでなく、AP もまた STA の機能を備える。すなわち AP と STA の違いは、AP には STA を接続・収容する機能やバックボーンネットワークとの接続機能を具備している点が異なるだけで、通信プロトコルは STA と同じ CSMA/CA を用いている。これは、AP と STA が共通したチップを用いることが可能であり、無線 LAN のチップを開発する上でコスト的なメリットが大きく、無線 LAN デバイスが普及した大きな要因の一つである。DSM は、複数の BSS 間や、BSS と Integrated LAN との間で通信を行うための Distribution Service を実施するために DS により用いられる媒体である。後述するように、IEEE 802.11 では DS の詳細については規定せず、「Service」によって DS に必要な機能等を規定する。Integrated LAN は、IEEE 802.11 以外の有線 LAN（例えば、IEEE 802.3 LAN など）である。また Portal は、DSM と Integrated LAN との間の接点となる。

DS により結合された複数の BSS について、これらのひとまとまりの単位を ESS（Extended Service Set）と呼ぶ。同一の ESS に属する BSS の間を STA が移動した場合、当該移動は LLC（Logical Link Control）レイヤにおいてトランスペアレントである。すなわちこの場合には、LLC レイヤには移動に伴う何らの変更が必要とされず、あたかも同一の BSS に接続し続けているように見える。DS 自体は ESS には含まれない。IEEE 802.11 における DS の役割は複数の BSS 間、又は BSS と Integrated LAN との間でデータメッセージを配信（Distribution）することである。そのためには、例えばデータメッセージの宛先となる STA がどこに存在しているかを一意的に決定する必要がある。ここで IEEE 802.11 では、明示的に DS を規定せず、その代わりに「Service」を規定する。DS により提供される基本的な 5 つのサービスの概要を、以下に紹介する。

2.1.2 接続手順のための概要と運用規定

【A. Association】

IEEE 802.11 では、STA はいずれかの AP に所属することにより、DS によるサービスを受けることができる。STA が AP に所属するために提供されるサービスが「アソシエーション」であり、DS はこのアソシエーションにより STA がどの AP に所属しているかを把握し、当該 STA を宛先とするデータメッセージを配信することができる。アソシエーション情報（STA がどの AP に帰属（アソシエーション）しているかについての情報）が、どのように DS に提供され、DS 内で蓄積・管理されるかについては IEEE 802.11 では規定されていない。

【B. Reassociation】

ある AP にアソシエーションしている STA が、他の AP にアソシエーションするために提供される

サービスである。これにより ESS では、ある BSS から他の BSS への STA の移動について AP と STA のマッピングが維持される。同一の AP について STA がアソシエーションの属性を変更するためには、Reassociation サービスを利用する場合もある。

【C. Disassociation】

AP と STA との間でのアソシエーションを終端するために提供されるサービスが「ディス・アソシエーション」である。ESS は、ディス・アソシエーションによりアソシエーション情報が削除される。ディス・アソシエーションは、AP または STA の何れも主導して通知することができる。ディス・アソシエーションは「要求」ではなく、「通知」であるから他方は拒否することはできない。

【D. Distribution】

DSにおいて、複数の BSS 間でデータメッセージを配信するために提供されるサービスが「ディストリビューション」である。すなわち DS は、AP を介して受信した STA からのデータメッセージをその宛先となる STA が所属する AP へ配信する。IEEE 802.11 では、データメッセージの配信先を決定するため必要な情報をアソシエーションにより DS に提供することを規定するが、そのメッセージがいかにして DS 内で配信されるかについては規定していない。

【E. Integration】

DSにおいて、BSS と Integrated LAN との間でデータメッセージを配信するために提供されるサービスが「インテグレーション」である。すなわち DS は、AP を介して受信した STA からのデータメッセージについて、その宛先が Integrated LAN のメンバーであるときはそのメンバーが所属する Integrated LAN に対応する Portal へ配信する。一方、Integrated LAN のメンバーから受信したデータメッセージについてその宛先となる STA が所属する AP へ配信する。

その他に、5GHz 帯の法規制領域での運用を満足するために要求される TPC (transmit power control) と DFS (dynamic frequency selection) がある。

【TPC (Transmit Power Control)】

無線法規制 (Radio regulation) により、5GHz 帯を利用する RLAN (Radio Local Area Networks) では、衛星通信サービスとの干渉を低減するために送信電力制御（法的な最大送信電力と許可された各チャネルに対する緩和要求を含む）が必要となる場合がある。「TPC service」は、この法的 requirement を満たすために使用され、以下の内容を提供する。

- STA の電力機能に基づく BSS 内の AP への「association」
- 当該チャネルにおける法的かつローカルの送信電力レベルの規定
- 当該チャネルにおける送信ごとの送信電力の選択
- パスロスやリンクマージンなどの情報による送信電力の適応

【DFS (Dynamic Frequency Selection)】

Radio regulationにより、5GHz帯を使用するRLANでは、レーダーシステムと同じチャネルの運用を避け、利用可能チャネルの均等な利用率を確保するメカニズムが必要となる。

「DFS service」は、この法的要件を満たすために使用され、以下の内容を提供する。

- STAのサポートするチャネルに基づくBSS内のAPへのSTAの「Association」
- 他のSTAからの干渉なくレーダーの存在を検出するための当該チャネルの送信禁止（Quietingによる送信停止）
 - チャネルを使用する前と当該チャネルでの運用中のレーダー検索テスト
 - レーダーを発見したときの運用停止
 - 当該チャネルと他のチャネルでのレーダーの検出
 - 当該チャネルと他のチャネルにおける測定の要求と報告
 - レーダー検出後のBSS, IBSS（アドホックモードのBSS）の移行をアシストするための新たなチャネルの選択と報知

以上のような基本的なサービス機能が規定されているが、無線LAN規格の新たな追加・拡張により、これらのサービス以外にも様々なサービスが追加されている（詳細については無線LANの規格書を参照）。

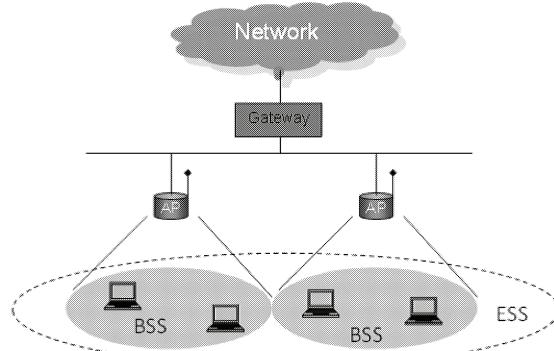
2.1.3 ネットワーク構成の基本モード

無線LANのネットワーク構成として3つの基本的モードが用意されている。図2.2(a)～(c)に各モードの構成を示す。無線LANのネットワーク構成には、利用する用途に応じて、主に、図2.2(a)のインフラストラクチャーモード（以下、インフラモードとする）、図2.2(b)のアドホックモード、図2.2(c)のブリッジモード（あるいはWDS:Wireless Distribution System）がある。これらのネットワーク構成について以下に概要を説明する。

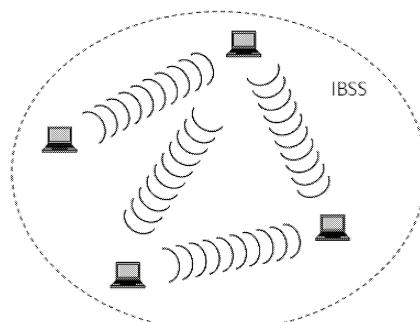
【インフラモード】

図2.2(a)に示すように、インフラモードは基地局(AP)とAPに接続する端末(STA)により構成される。1APとその配下に帰属する一ないし複数のSTAで構成されるセルをBSS((Basic Service Set))と呼ぶ。STAはAPとマネージメント機能によって論理的な接続(Association)を確立する。APはEthernetなどのバックボーンネットワークを介し、インターネットなどの外部ネットワークと通信を行う。すなわちAPの機能は、無線LANで用いられるレイヤ2のデータリンク層(MAC層)の機能を終端し、STAが送受信するパケットを無線LANとEthernetのデータリンク層間の中継を行う。またAP配下に帰属するSTA同士の中継も行う場合には、無線LANのデータリンク層は終端されずパケットが転送される。

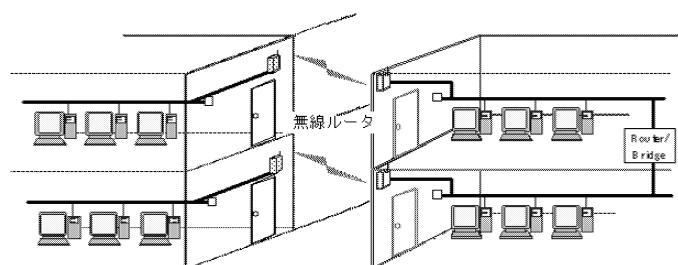
【アドホックモード】



(a) インフラストラクチャモード



(b) アドホックモード



(c) ブリッジモード(WDS:Wireless Distribution System)

図 2.2: 3 つの用途によるネットワーク構成.

図 2.2 (a) に示すように、アドホックモードは AP を必要とせず、STA のみで構成される。これをインフラモードの BSS と区別して IBSS (Independent BSS) と呼び、一般的には STA はパケットの中継機能は持たず、直接お互いにパケットの送受信を行うだけである。

ただし、近年の無線 LAN におけるアドホックモードは、STA がパケットの中継を行うことによりマルチホップネットワークとして利用される方法が検討されている。例えば、代表的なものとして IETF Manet ワーキンググループでは、MANET(Mobile Ad hoc Networking (or Networks)) とよばれる、無線ノードのみによって構築されるロバストなネットワークを実現するための検討が進められており、多くの研究成果も発表されている。また、無線 LAN の標準規格 IEEE802.11s ではメッシュネットワークと呼ばれるネットワーク構成が策定されており、ワイヤレスマルチホップ通信を行うために、無線 LAN メッシュのトポロジをサポートするのに必要な MAC 層の手続が定義されている。しかし、このメッシュネットワークは、一般的には AP 間のマルチホップ中継を指しており、さらにその AP 配下には STA が帰属するネットワーク構成を目指したものであるため、どちらかというと次に説明するブリッジモードに類似したネットワークと言える。

【ブリッジモード (WDS : Wireless Distribution System)】

図 2.2 (c) に示すように、ブリッジモードは AP のみによって構成される。AP は BSS 間のパケットを中継する機能を持っており、インフラモードと組み合わせて利用することも可能である。また、このモードを WDS (Wireless Distribution System) とも呼び、大きなオフィスなどでは、1 台の AP ではカバーしきれない場合や、壁などに遮られて電波が届かない場所での利用シーンにおいて用いられる。すなわち 1 つ AP でサポートできないエリアで、有線 LAN などの施設が不可能な環境において、パケットの中継をリピータ機能によって実現する。例えば、実例として、秋葉原一つくば駅間を結ぶつくばエクスプレス (TX) は、車両内で無線 LAN を用いたインターネットサービスを利用することが出来る。車両と外部のインターネットは車両が移動時に線路脇の電柱などと無線を介して送受信を行うハンドオーバー技術を用いているが、車両内では有線の伝送路が施設できなため、各車両を無線中継の WDS によってネットワークを構築している。しかしながら、一見、非常に便利であり、有益なサービスで利用が可能と考えられるマルチホップネットワークであるが、中継に電波を使うということは、外部からの干渉やマルチパスフェージングの影響、隠れ端末などのキャリアセンスに依存した課題があり、AP の置局設計やサービス環境において大きな障害を克服することも考慮しなければならない。

2.2 無線 LAN の標準化動向

近年では、ラップトップだけでなくスマートフォンのような携帯情報端末やゲーム機に至るまで様々なモバイル端末が無線 LAN デバイスを備え、ホームやオフィス、外出先でもワイヤレスプロードバンドア

クセス「公衆無線 LAN サービス」として利用可能になっている。すなわち無線 LAN デバイスを備えた端末は、至る所でインターネットなどを利用できる環境が整いつつある。無線 LAN の技術は、利用シーンや利用環境の条件などにより、高速化の機能、中継機能、セキュリティ、通信品質など様々な要求に応えるための標準化が IEEE802.11 と呼ばれる標準化団体で進められている。IEEE 802.11 は、LAN (Local Area Network) 等の国際標準化団体である IEEE 802 委員会における作業部会 (WG : Working Group) の一つである。IEEE 802 委員会は LAN および MAN (Metropolitan Area Network) に関して OSI モデルの下位 2 層をターゲットにして標準化を行ってきた。当初は有線システムのみの標準化を行っていたが、IEEE 802.3(CSMA/CD) の無線化が検討開始され、1990 年 7 月に IEEE 802.11WG が設立された。当該 WG は、無線 LAN を構成する PHY 層ならびに MAC 層のサブレイヤ技術仕様策定を遂行しており、現在においても高速化をはじめ、セキュリティや QoS (Quality of Service) 等のための修正規格を発行している。

2.2.1 IEEE802 標準化委員会と無線 LAN 標準規格

図 2.3 に IEEE802.11WG と関連する標準化団体の構成を示す。IEEE802.11 では、無線 LAN の機能に関連する様々な他の標準規格と協調して標準化が進められており、特に Wi-Fi Alliance は IEEE802.11 との関連性が深く、IEEE802.11 の仕様を元に、製品を対象とした様々な認証プログラムを策定している。認証テストラボでは、テストプランに従い、試験を行い Wi-Fi 認証を与える。Wi-Fi 認証を持つ製品を購入するということは、Wi-Fi 認証を持つ他のブランドの無線 LAN 機器との相互接続性が保証されたことを意味する。現在 10,000 以上の機器の認証が完了している。

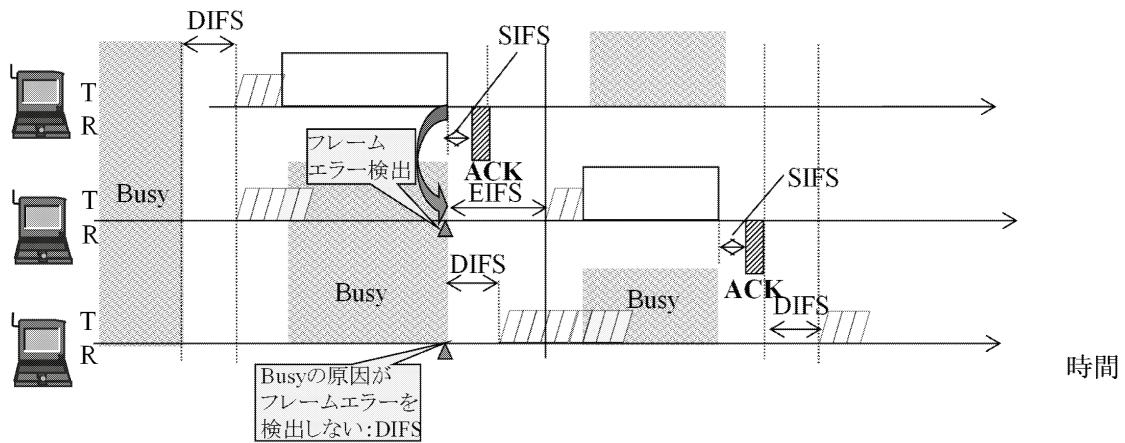


図 2.3: 802 標準化委員会の構成。

IEEE 802.11WG における標準化は、TG (Task Group) という作業部会単位で行われている。現在注

目されている TG を表 2.2.1 に示す。具体的には、TGe (802.11e) は、QoS (Quality of Service) サポート機能を提供する技術が策定されており、現在も高速化を図る TGn (802.11n) や TGac (802.11ac) にも形は変えつつもその技術のベースは採用されている。

表 2.1: 高速化・高機能化のための TG

Task Group (TG)	Project authorization request (PAR)	Year of completion or target year (*)
11e	MAC enhancements QoS	March 2007
11n	High-speed WLAN for over 100 Mbit/s	Sept. 2009
11aa	Enhancement function for video transport streams	June 2012
11ac	Very high throughput up to 6GHz	Feb. 2014
11ad	Very high throughput up to 60GHz	Oct. 2012
11ax	High Efficiency WLAN	March 2019(*)

また、802.11nにおいては、2009年9月に標準化が完了し、数多くの製品に実装がなされている。802.11nは、早い時期からニーズが高かったことから、標準化完了を待たずに数多くの先行機器がドラフト版で市場に投入された。その標準化動向には多くの注目が集まつたこともあり 802.11n の更なる高速化を目指す TGac / ad (802.11ac/ad) の標準化にも注目が集められ、2012 / 2014 年に標準化が完了している。現在のほとんどの無線 LAN には 802.11ac の機能が実装された製品が市販されている。

2.2.2 IEEE802.11n の標準規格

標準化のトレンドは、主に「高速化」の流れと「高機能化」の流れが挙げられる。「高速化」では、最初の 802.11 規格における最大伝送速度は 2Mbit/s であったが、その後は 11Mbit/s (802.11b), 54Mbit/s (802.11a/g) と拡張され、802.11b/g 規格や 802.11a 規格が広く一般的に無線 LAN 製品として利用されている。802.11g/a の無線伝送速度は最大 54 Mbit/s までであるが、最近では複数のアンテナを用いた MIMO (Multi Input Multi Output) 伝送技術がトレンドとなり、802.11n においては MIMO を用いた高速伝送を実現している。高速化技術の例として 802.11n について図 2.4 説明する。物理層において、最大伝送速度 600Mbit/s を実現するため、利用できる帯域幅を 20MHz から 40MHz に拡大することにより、サブキャリア数を 48 から 108 に増加した。符号化率は変調方式 64QAM において 5/6 を採用し、1 シンボル長を $4 \mu s$ から $3.6 \mu s$ に短縮された。またアンテナは最大 4 本とし、MIMO 技術が用いられる。これらの複数の技術が組合せによって、PHY 層の伝送速度を向上している。

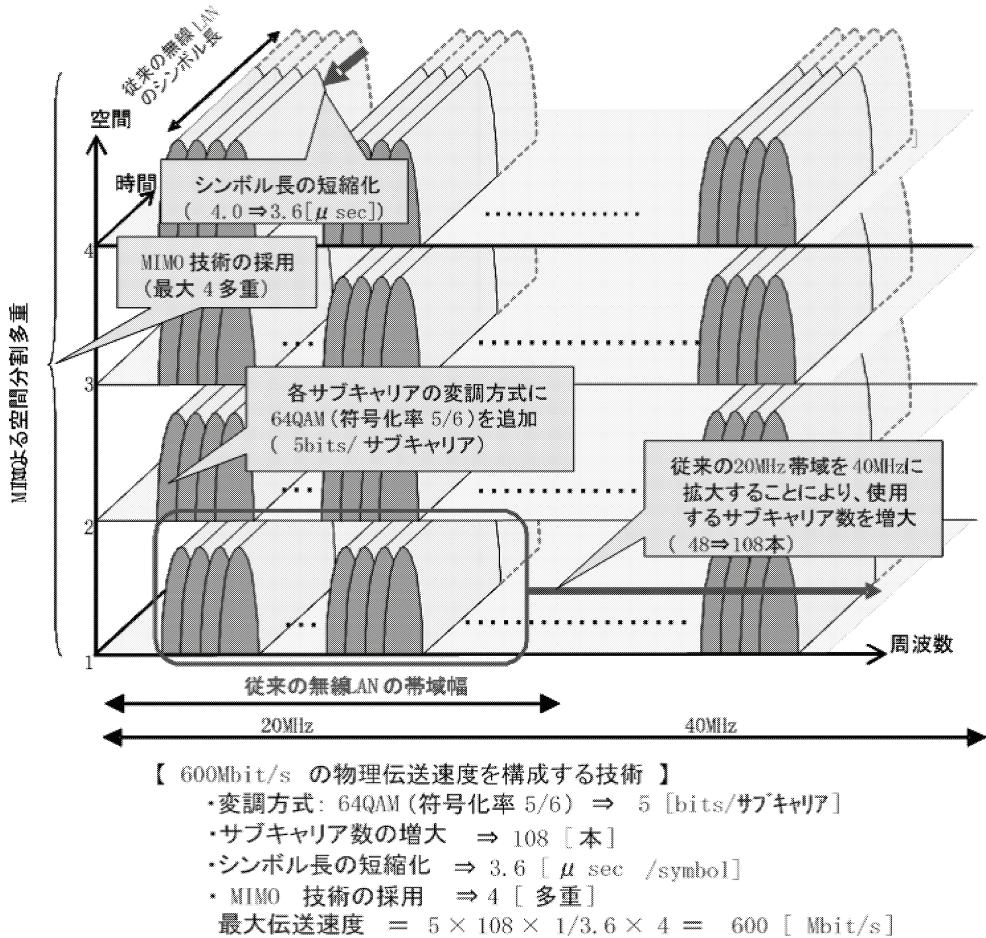


図 2.4: IEEE802.11n における高速化技術

802.11n の最大伝送速度

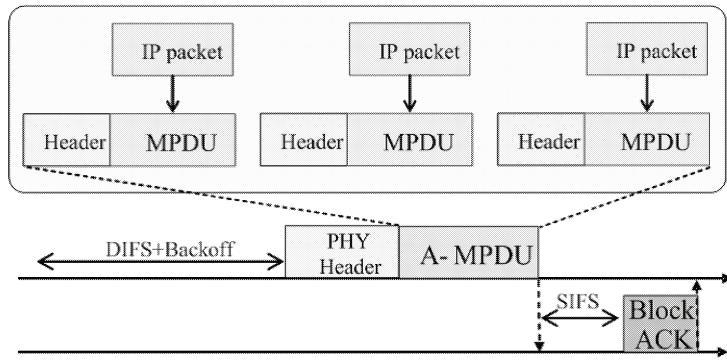
$$\begin{aligned}
 &= 6\text{bit} \text{ (64QAM, 符号化率 5/6)} \times 108 \text{ (40MHz のサブキャリア数)} \times 4 \text{ (アンテナ数)} \times 1/3.6 \mu \text{s} \\
 &= 600\text{Mbit/s}
 \end{aligned}$$

MAC 層においては、フレームアグリゲーションが採用されている。フレームアグリゲーションは、A-MPDU (Aggregation-MAC Protocol Data Unit) と A-MSDU (Aggregation-MAC Service Data Unit) があり、A-MPDU は必須規定とされている。A-MPDU は、複数の MAC 層のフレーム (MPDU) を一つの無線フレームでまとめて送信する方法である。また A-MSDU はオプション規定であり、複数の上位層のパケット (たとえば IP パケット) を一つの MPDU にまとめて送信する。図 2.5 (a) に A-MPDU とブロック ACK を用いたシーケンスの例を示す。従来の 802.11a/g では、MAC 層の 1 フレーム (MPDU) から 1 無線フレームを生成していたところを、A-MPDU では、フレームアグリゲーションにより複数の MPDU を結合して 1 無線フレームを生成する。各 MPDU が 1 フレームに結合していることにより MAC

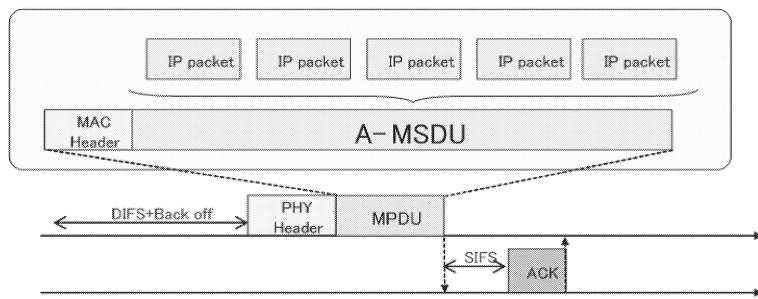
層のオーバヘッドを大幅に削減することができる。またブロック ACK は、受信した複数の MPDU に対する確認応答を一つの無線フレームでまとめて送信するため、フレームアグリゲーションに適した応答方式である。図 2.5 (b) に A-MSDU を用いたシーケンスの例を示す。従来の 802.11a/g では、上位層のパケットから MAC 層の 1 フレーム (MPDU) を生成していたところを、複数のパケットを結合して 1 つの MSDU を生成することにより、MAC 層のオーバヘッドを大幅に削減する。A-MSDU は各 MPDU のヘッダが含まれていないため、A-MPDU よりもオーバヘッドの削減率は高く、伝送効率も向上する。しかし、A-MPDU では、Block ACK との組合せで、個々の MPDU (= 個々の上位層パケット) を選択再送可能であるため、パケットの誤りが生じた際には、再送含めた伝送効率が高くなる。一方、A-MSDU は、一つの MPDU (= 複数の上位層パケット) であるため、誤り部分を抽出することができず、フレーム全体を再送する。すなわち、誤りが生じた際の再送を含めた伝送効率は低減してしまう。このため A-MSDU は必須ではなくオプションとして規定されている。その他の機能として、802.11e の中で規定されているパワーセーブモード : APSD (Scheduled Automatic Power Save Delivery) 機能を拡張した PSMP (Power Save Multi-Poll) は、パワーセーブ機能が強化されたオプションとして用意されている。ただし、PSMP は AP が制御した Polling フレームを用いるため、自律分散制御というよりも集中制御に近い機能である。このため PSMP を用いたスケジューリング機能は規格外であり、現在、実装されている製品を見かけることは殆ど無い。現在の最新標準規格としては、802.11n を発展させた更なる高速化として、1Gbit/s 以上の伝送速度を目指した 802.11ac や 802.11ad の標準化が策定されている。802.11ac については、2.2.4 節で述べる。

2.2.3 IEEE802.11aa の標準規格

TGaa (802.11aa) は、マルチキャスト通信の品質向上を目的に新たに MRG (More Reliable Groupcast) サービスの導入がされている。MRG サービスの主な機能として、マルチキャスト通信用の ACK 機能により再送制御を行うことができるため伝送誤りなどによるパケット損失を低減する。従来の無線 LAN で传送されるマルチキャストは、宛先がグループアドレスであることから、複数の STA からの ACK 応答が得られないため MAC 層における再送制御がされていなかった。すなわち伝送誤り、あるいはパケット衝突はすべてパケット損失となってしまう問題があった。そこで 802.11aa では MRG サービスにより MRG-Directed, MRG-Unsolicited-Retry, MRG-Block-Ack などの 3 つの方法が主に提案されている。MRG-Directed はマルチキャストフレームを A-MSDU によりアグリゲートし、ユニキャストフレームとして送信する。MRG-Unsolicited-Retry は、マルチキャストフレームを A-MSDU によりアグリゲートし、受信誤りを想定して、同じ A-MSDU フレームを予め決められた回数だけ繰り返し送信する。この方法は ACK を用いた再送を行わない。MRG-Block-ACK は、マルチキャストフレームを複数連続で送信する。



(a) A-MPDUとブロックACKの通信手順



(b) A-MSDUの通信手順

図 2.5: フレームアグリゲーションの構成

その後、マルチキャストを受信した STA へブロック ACK 要求をポーリングし、このブロック ACK 要求に含まれる指定された順番で、STA から順次ブロック ACK の返信をしてもらう。AP はブロック ACK の結果に基づいて受信不可であったマルチキャストの選択再送を行う。MRG-Block-ACK を用いた送信手順の例を図 2.6 に示す。

これらの提案されている 3 つの機能はそれぞれ一長一短の仕組みであるものの、マルチキャスト伝送の通信品質向上を図ることが可能となる。その他の機能として、802.11e の APSD の仕組みをマルチキャスト通信に応用し、マルチキャストが送信される期間を周期的に行い、マチキャストが送信されない期間においてスリープする MRG-SP と呼ばれるパワーセーブ機能も提案されている。

2.2.4 IEEE802.11ac の標準規格

802.11n では、MIMO 伝送技術の導入により 100Mbit/s 超 (MAC-Sap) のスループットが実現されている。しかし、近年、無線 LAN の急速な普及により端末数の著しい増大とともに、1Gbit/s 以上のス

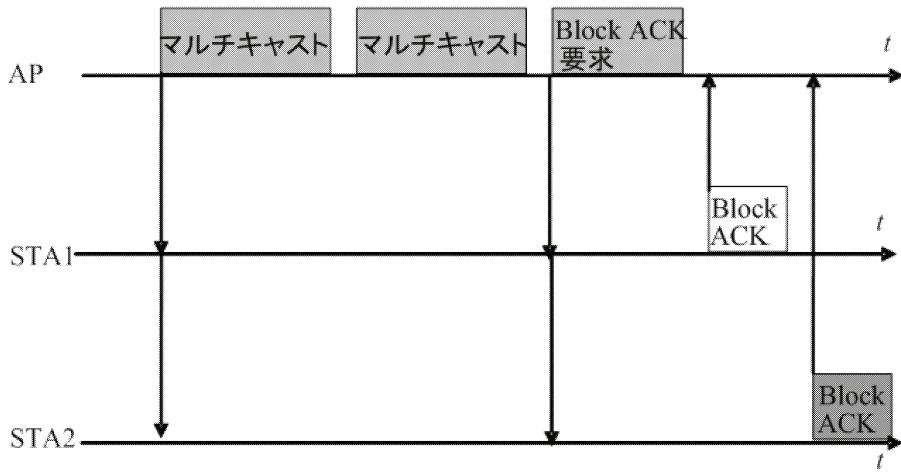


図 2.6: MRG-Block-ACK 送信手順

ループットを要求するような HD (High Definition) の Video ストリームをサポートするため、今までよりも飛躍的なスループット向上と周波数利用効率化が要求されている。これらを背景に、802.11ac では更なる高速化技術のために策定された。高速化を実現する手段の一つとして、通信帯域を 20MHz から 80MHz/160MHz へ拡大することや、SU-MIMO (Singl User- Multiple Input Multiple Output) と MU-MIMO (Multi User- Multiple Input Multiple Output) 伝送技術と呼ばれる多重ユーザ同時アクセス技術が策定されている。従来の無線 LAN は 4 つの 20MHz 帯域をそれぞれのセルのチャネルとして用いていた（ただし、802.11n では 40MHz を用いたチャネルボンディングと呼ばれる技術が採用されている）のに対し、802.11ac の帯域拡大では図 2.7 に示すように、複数の帯域を束ねて 40M 160MHz 帯域といった広い帯域を用いてスループットの向上を実現する。また連続したチャネルのつなぎ目であるガードバンドを削減することにより、更にチャネル利用効率が向上する。SU/MU-MIMO 伝送技術では図 2.8 (A) で示すように、各 STA 宛に電波のビームを動的に向けることにより異なる信号を同時に送受信できることから空間リソースを有効に利用する。802.11n で用いられている MIMO と SU-MIMO の違いは、MIMO は受信局側で複数の伝送路から到来する信号を分離し多重化を行うのに対し、SU-MIMO は MU - MIMO 同様に送信局側で、固有モードによる最適なビームを形成する点が異なる。固有モードを用いた MU-MIMO によるビーム形成方法については、3 章 3.2 節で、アクセス制御は 2.4 節で詳しく述べる。図 2.8 (B) は従来の時分割による TDMA (Time Division Multiple Access) のパケット送信手順と SU/MU-MIMO 伝送による空間分割多元接続による SDMA (Spatial Division Multiple Access) のパケット送信手順の概略図である。TDMA は時間をユーザ毎（パケット毎）にシェアし、情報を伝送するのに対し、SDMA は同一時間、同一周波数で情報を伝送するため、高いチャネル容量を実現できる。

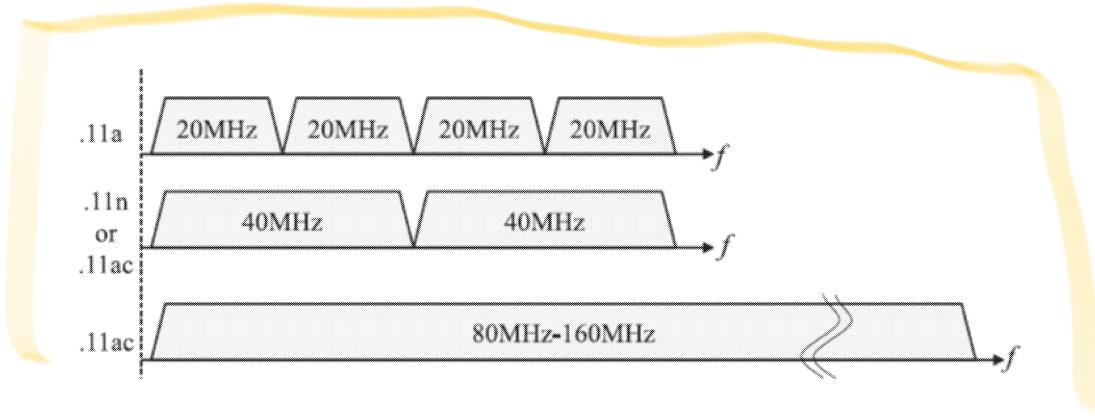


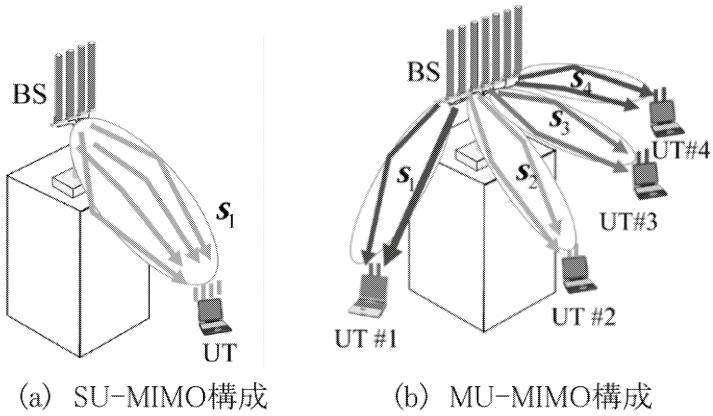
図 2.7: 拡張された帯域幅

表 2.2: 802.11n の機能

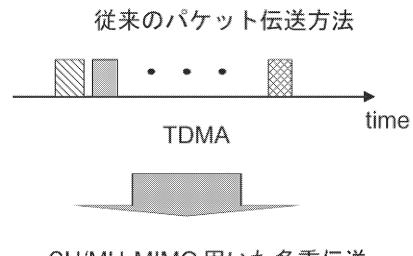
高速化要件	必須機能	最高規定
空間多重数(STA)	1	4
空間多重数(AP)	2	4
伝送帯域幅	20MHz	40MHz
Frame aggregation		65,535 Byte(A-MPDU)
フレームフォーマット	レガシー/ミックス	グリーンフィールド
送信ビームフォーミング	-	STBC
符号化	畳込み符号	LDPC
ガードインターバル	800ns	400ns
PHY伝送速度	65Mbps(1 stream) 130Mbps(2 stream)	600MHz
最高スループット (MAC効率)		485Mbps (81.0%)
その他	-	Closedloop Beamforming Stream毎に独立した変調

表 2.2.4 に 802.11n の機能概要をまとめた。空間多重は、アンテナが 4 本であるため、最高で 4 ストリームの生成となるが、必須規定では、AP において 2 ストリーム、STA からは 1 ストリームとなる。またフレームアグリゲーションは、Ethernet のパケット最大サイズである 1500byte から最大で 65535Byte であり、フレームアグリゲーション自体は必須規定とされていない。ガードインターバルも高速化を図るために最小で 400ns と短くなっている。PHY 層での伝送速度は、2 ストリームの場合は 130Mbit/s であり、帯域幅を 40MHz に拡張した場合に 600Mbps が実現される。また MAC 層でのスループットは、アグリゲーションのオーバヘッド削減を生かして最大 485Mbps（伝送効率：81%）を実現する。

表 2.2.4 に 802.11ac の機能概要をまとめた。空間多重を行わない場合が必須技術であり、これは MIMO の効果による高速化を目的としておらず、帯域幅を 802.11n の 2 倍の 80MHz へ拡大することによる高速化を目的としていることがわかる。すなわち、本規格では SU/MU-MIMO などの空間多重は必須ではな



(A) SU/MU-MIMOのネットワーク構成



(B) SU/MU-MIMOのネットワーク構成

図 2.8: SU/MU-MIMO のネットワーク構成

いため、現在市販されているデバイスも MU-MIMO によるユーザ多重化の機能は実装されていない。その他の必須規定では、フレームアグリゲーションが 8191Byte にされており、新たな技術はオプションであるため、従来から採用されている無線 LAN 機能を向上させることが 802.11ac の主な目的なのかもしれない。ただし、新たに加えられた SU/MU-MIMO の空間多重伝送は、オプション規定として策定されており、アンテナ数を最大 8 本とした最大 8 ストリームの空間多重伝送も一応は盛り込まれている。また、変調多値数も従来の無線 LAN には採用されていなかった 256QAM がオプション規定で採用されており、アグリゲーションも 1048575Byte のデータサイズ (Ethernet 最大の約 700 パケット分) となっている。

表 2.2.4 に 802.11n に対する 802.11ac の伝送速度の向上率を示す。2.2.2 節で得られたように、802.11n の PHY 層における伝送速度は 600Mbps である。これに対し、802.11ac で策定された機能の最大値とし

表 2.3: 802.11ac の機能

高速化機能	必須機能	最高規定
空間多重数	1	8
伝送帯域幅	80MHz	160MHz
変調方式	64QAM	256QAM
Frame aggregation	8,191Byte	1,048,575Byte
PHY伝送速度	292.5Mbps	6933.3Mbps
最高スループット (MAC効率)	157Mbps (53.4%)	5.85Gbps (84.4%)

表 2.4: 802.11n に対する 802.11ac の伝送速度向上率

項目	802.11n	802.11ac	伝送速度の向上率
1次変調方式	64 QAM (6bit/Subcarrier)	256 QAM (8bit/Subcarrier)	1.33倍
帯域幅	40MHz (108 Subcarriers)	160MHz (468 Subcarriers)	4.33倍
空間多重数 (アンテナ数)	4	8	2倍

て、変調方式は 256QAM、帯域幅は 160MHz、アンテナ数は 8 本である。このパラメータから速度を比較すると、

- 802.11n :

PHY 層の最大伝送速度 : 600Mbps

- 802.11ac :

PHY 層の最大伝送速度 : $600\text{Mbps} \times 1.33 \text{ (変調)} \times 4.33 \text{ (帯域幅)} \times 2 \text{ (アンテナ数)} \approx 6.933\text{Gbps}$ となり、最大で約 7Gbps の伝送速度が得られることとなる。ただし、これは規格上の上限値の比較であり、実際の運用では、利用環境やデバイスの性能により劣化が生じる。劣化要因としては、256QAM の多値数では高い SNR が必要であり、高性能の RF が必要となる。また帯域の拡大や空間多重数の増加によりサブキャリアあたりの割り当て電力の低下があり、装置のコストも懸念される。実際に、市販されている 802.11n の製品はストリームが最大で 3 (アンテナ数 3) が一般的であり、11ac もストリーム数は 4 程度である。またオプションとなっている MU-MIMO 伝送のユーザ多重である基地局 × 複数端末は実装されておらず、SU-MIMO 伝送の基地局 × 1 端末の構成のみとなっている。

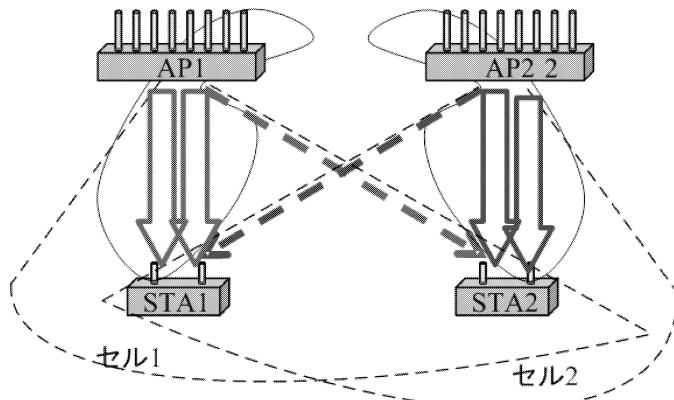


図 2.9: OBSS 環境における MU-MIMO 制御方法の一例

2.2.5 次世代無線 LAN 規格 IEEE802.11ax

次世代無線 LANにおいては、IEEE802.11ac の拡張として、伝送効率の向上を主な目的とした新規 SG が設立され、HEW (High Efficiency WLAN) SG として 2013 年 5 月より活動が開始され、現在は、TGax (802.11ax) として議論が行われている。伝送効率向上のための解決方法の一つとして、空間・周波数のリソース有効利用がある。例えば、更なる高速化のために利用できる帯域幅を拡大することが考えられる。帯域を拡大した場合には、無線 LAN が利用できる周波数帯域は限られているため、同じ周波数を使用した複数の BSS (Basic Service Set) がオーバラップする。このような環境を OBSS (Overlap BSS) と呼び、セル間で帯域をシェアするため、サービスが提供されているエリア内での伝送効率が低下する。このような環境を改善するためには、MU-MIMO の送信ビームフォーミングを拡張して、複数 AP (Access Point) が隣接エリアの通信に対する干渉を抑圧することでセル間の干渉制御を実現し、近隣に同一チャネルを利用する AP がいる環境でも同一時刻・同一周波数で通信することを実現するセル間干渉制御技術などが考えられる。図 2.7 で示したように帯域を拡大した場合には、同一周波数を利用するセルが互いにオーバラップする環境 (OBSS) が生じやすくなるため、帯域を拡大した十分な効果を得られない課題が予想される。しかし OBSS 環境においても、MU-MIMO の特徴である空間多重通信を利用することにより、複数セルでも同時に通信することを実現することが可能である。図 2.9 に示すように、各セル配下の端末宛にビームを向け、アレーの自由度を用いて周辺セルの端末へ干渉抑圧制御を行うことによりセル間の空間リソース共有を行う。OBSS 環境での MU-MIMO 利用でも同様に、複数セルが同期してデータを送信することがポイントである。しかし同期処理はオーバヘッドとなり、スループットが低減するため最小限に抑える、あるいは適したタイミングで行うことが要求される。これらの技術も含めて、現在、802.11ax では検討が進められており、新しい無線通信の研究要素としても注目されている。

表 2.5: 各規格の特徴分類

	11	11b	11a	11g	11n	11ac	11ad
PHY rate (max.)	2Mbps	11Mbps	54Mbps	54Mbps	600Mbps	6.9Gbps	6.75Gbps /4.62Gbps
Frequency	2.4GHz	2.4GHz	5GHz	2.4GHz	2.4/5GHz	5GHz	60GHz
Bandwidth	1MHz	20MHz	20MHz	20MHz	20,40MHz	20,40,80, 160MHz	
Modulation	DSSS /FHSS	CCK	OFDM	OFDM	OFDM	OFDM	OFDM /Single Carrier
Subcarrier modulation	DBPSK, DQPSK	DBPSK, DQPSK	BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM 256QAM				
MIMO (max.)	-	-	-	-	4x4	8x8	
Other					+ Frame aggregation	+ MU-MIMO (Option)	

最後に現在までに策定された 802.11 規格の特徴を表 2.2.5 に分類する。規格が拡張されるにつれ変調方式も追加されており、また 802.11n 以降は MIMO 伝送の採用により更に高速化が図られている。今後も高速化に関しては MIMO を中心とした技術が提案されていくことが予想できる。またこれらの 802.11 における MAC 層の標準規格では、CSMA/CA の自律分散型アクセス制御の通信プロトコルがベースとされた共通の MAC サブレイヤと種々の物理レイヤが組み合わされることにより構成してきた。また高機能化としての技術として、たとえば 802.11e (QoS) 等種々の追加変更が行われているが、共通の MAC 層の下に種々の物理レイヤという一貫した考え方が基本構成とされている。このように、PHY 層における技術は発展しているが MAC 層のアクセス制御技術は、多少のパラメータ調整などがあるものの一環として変更がなく現在までに標準化が進められている。しかし、今後は、MU-MIMO などの新たな伝送技術の採用により MAC 層もそれに合わせた更に高効率化されたプロトコルの開発が必要とされると考える。

2.3 物理層の概要

本チュートリアルの対象である、IEEE802.11ac における物理層は、IEEE802.11a が基本となっている。米 FCC (Federal Communications Commission; 米連邦通信委員会) は 1997 年 1 月に U-NII (Unlicensed National Information Infrastructure) バンドとして 5GHz 帯を無線 LAN へ開放された。これを受けて IEEE 802.11WG (ワーキンググループ) は 5GHz 帯を用いて 20Mbit/s 以上の伝送速度を実現することを目的とする TGa (タスクグループ a) を立ち上げ、新たな高速無線 LAN 標準規格の作成に着手した。

これが IEEE802.11a である。従来、最大 2 Mbit/s であった伝送速度を 10 倍以上に高速化するために変調方式の十分な比較検討を行った結果、1998 年 7 月に数ある提案の中から NTT とルーセント・テクノロジー (Lucent Technologies) 社が共同提案したパケットモード OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing ; 直交周波数分割多重) 方式が採用された。

OFDM は高速な無線伝送を行うために適した変調方式である。2000 年以降では、地上波デジタル放送では OFDM 方式を採用している。また、無線 LAN だけでなく LTE でも採用されている。また、WiMAX では OFDM を発展させた OFDMA が導入されている。OFDM はこのように、いまや高速無線通信方式のスタンダードとなっている。本節では、OFDM 方式の原理を述べるとともに、OFDM 方式が無線 LAN で最初に導入された IEEE802.11a における OFDM 方式の概要について述べる。

2.3.1 OFDM 方式

(1) マルチパス伝搬

無線 LAN の伝送速度の高速化を制限する最大の要因がマルチパス伝搬である。図 2.10 にマルチパス伝搬の概要を示す。マルチパス伝搬とは、送信アンテナから送信された送信波が複数の経路を通って受信アンテナに到来する伝搬環境のことを指す。送信アンテナから受信アンテナにまっすぐに到来する信号だけではなく、あちこちの壁や什器等に反射して到来した信号が複雑に合成され受信アンテナに入力される。これらの複数経路からの到来信号は、それぞれ信号のレベルも位相も異なり、到来時間も異なる。このようなマルチパス伝搬路の特性を示すためには、到来波の遅延時間とレベルの関係を遅延プロファイルが良く用いられる。遅延プロファイルから得られるレベル重み付けした遅延量の標準偏差を遅延広がりと言い、マルチパス伝搬路の特性を示す重要な指標となる。無線 LAN の利用環境での遅延広がりは、5GHz 帯の場合、一般的の室内で 100 ns 以下、広いホールや倉庫で 150 ns 程度が標準的な値となる。

マルチパス伝搬環境で高速のデータ伝送を行う場合、高速のデータ信号を無線伝送するためには、一般に広い周波数帯域を必要とする。このような幅広い周波数の無線信号がマルチパス伝搬路を経由すると、受信入力では図 2.10(b) に示すように、周波数軸上で見た受信信号のスペクトル波形は歪んでしまう。これは複数経路からの到来波が合成される際に、周波数によって各波の位相関係が異なるために生じる。このような信号歪みはマルチパス歪と呼び、受信信号を劣化させ符号誤りに結びつく。

一方、この状況を時間軸 (図 2.10(c)) で考えると、受信機には様々な経路を通って到来した信号の合成波が入力される。遅延波成分が大きくなり隣接データ部分との重なりが大きくなれば、信号は劣化して符号誤りとなる。伝送速度を増加すると、1 区切りのデータ (シンボル) を送信する時間 (シンボル長時間) が短くなる。遅延プロファイルが等しい環境下でシンボル長が短くなると、遅延波はより離れたシンボルとも重なるため、より多くの干渉を受けることになり受信特性は劣化する。このマルチパス遅延波に

による劣化を符号間干渉 (Inter-symbol interference: ISI) と呼ぶ.

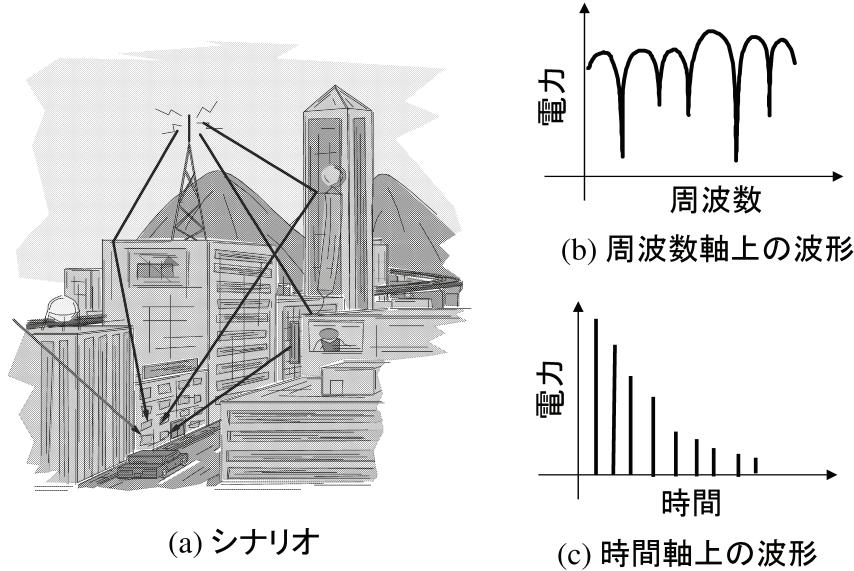


図 2.10: マルチパス伝搬.

(2) OFDM 方式の原理

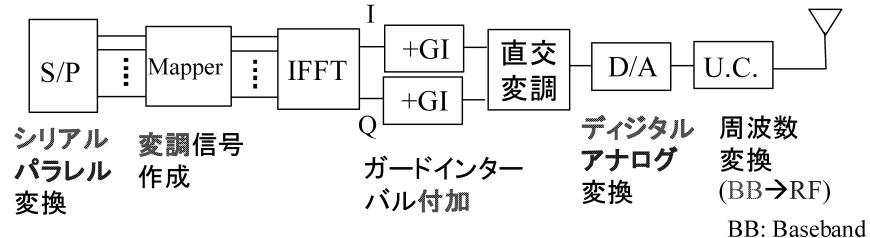
OFDM の歴史は古く、基本理論は 1960 年代に考案された。しかし、多数のサブキャリアを一括して変復調するフーリエ変換などの信号処理量が大きいため、マスユーザ向けの装置として実用化出来るようになったのは最近の LSI プロセス技術の進展によるところが大きいと言える。図 2.11, 図 2.12 に OFDM 伝送における典型的なブロック図と OFDM 信号をそれぞれ示す。図 2.12 に示すように、直交する複数の周波数の信号を多重して送信することが特徴であり、以下に示す 3 点が、広帯域 MIMO 伝送を実現する上で OFDM の大きな特徴となる。

- (1) 直交した周波数に信号を送ることで、各信号を狭帯域化することができる。
- (2) GI(ガードインターバル)により、長遅延波の影響を抑えることが可能となる。
- (3) 周波数軸上で狭帯域信号に対するチャネル推定が実現でき、同期系が比較的容易となる。

まず、(1)(2) に関しては、LSI の進化により、IFFT, FFT の処理が比較的容易となり、これらの計算と GI の挿入/除去といった処理により、時間領域における適応等化器を使用しなくても広帯域伝送を実現できるようになったことは OFDM 導入による大きな成果である。また、各信号を狭帯域で扱うことができ、かつチャネル推定が比較的容易に行うことができるため、3 章で述べる MIMO を考える上でも OFDM は非常に相性が良い方式であるといえる。本テキストにおける 3 章では、狭帯域の信号を用

いて説明を行っているが、実は OFDM を考えれば、広帯域の信号に対する説明や原理がすべて適用することができる。具体的には、OFDM 信号のサブキャリア単位で MIMO の送信ウェイトの制御、受信側での信号分離技術を適用すればよい。

【送信側】



【受信側】

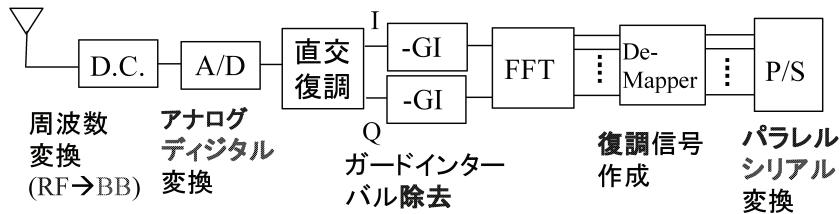


図 2.11: OFDM 伝送の基本ブロック図。

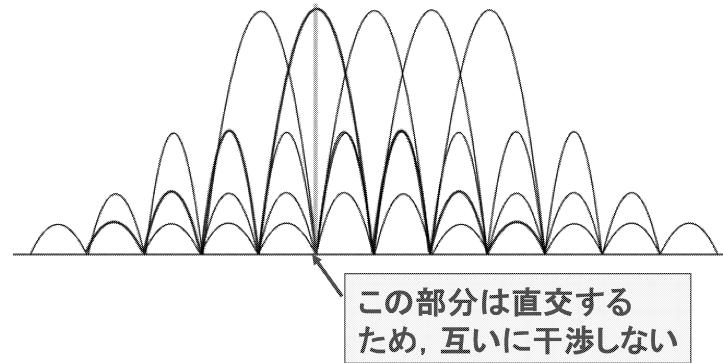


図 2.12: OFDM 信号 (周波数領域)。

ここで、図 2.11 に関する説明を簡単に述べる。まず、送信信号を周波数方向データとしてマッピングする。これを IFFT し、時間領域の信号に変換する。次に GI を付加する。GI は、時系列の OFDM 信号の最後の 1 部分をこのデータの先頭にコピーアンドペーストする。GI の長さは遅延広がりにより決定され、一般にはシステムごとにある程度余裕をもって設計されている。その後、D/A 変換され、周波数変換されたのち、アンテナから信号が送信される。送信された信号はその後受信側で送信とは逆の操作が行

われる。アンテナで受信された信号は、周波数変換、A/D 変換される。その後、GI がまず取り除かれ、FFT が行われる。その後、チャネル推定、信号復号が行われる。

OFDM 方式は IEEE802.11n では、3 章で解説する MIMO 伝送と併用して使用されている。これを MIMO-OFDM と呼ぶ。図 2.13 に MIMO-OFDM のブロック図を示す。MIMO-OFDM 伝送が最近の広帯域伝送における標準的な伝送方法となっている。LTE や IEEE802.11n の無線 LAN では MIMO-OFDM が採用されている。図 2.13 に示すように、MIMO-OFDM は空間軸と周波数軸上に送信信号をマッピングし、空間領域と周波数領域での多重化を実現する。空間領域と周波数領域は直交した次元であるため、MIMO と OFDM は非常に組み合わせることの効果が大きい。

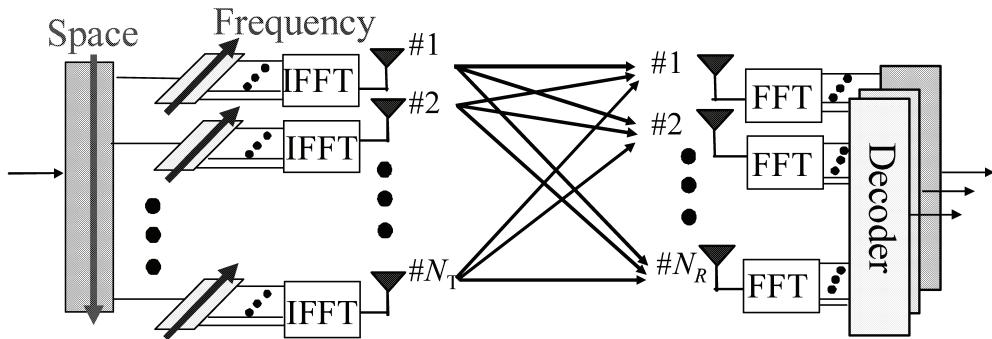


図 2.13: MIMO-OFDM のブロック図

2.3.2 IEEE802.11a 標準における OFDM 方式

IEEE802.11a 標準の主要諸元を表 2.6 に示す。変調方式は複数のサブキャリアの合成波である OFDM 方式である。サブキャリアの変調方式は、伝送する情報伝送レートに応じて、BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM を用いる。OFDM では、一般的にサブキャリアごとに変調方式を任意に設定することも可能であるが、IEEE802.11a では、制御の簡易さのため、全てのサブキャリアで同じ変調方式を使用する。サブキャリア数は情報伝送に用いられる 48 本のサブキャリアと復調動作を補助する 4 本のパイロット信号用サブキャリアの合計 52 本となる。OFDM の変復調処理には IFFT / FFT 回路が用いられます。本規格では 64 ポイントの IFFT / FFT 回路の利用を想定している。

OFDM では、前節で述べたように、マルチキャリア化とガードインターバルの挿入により符号間干渉を取り除くことができる。しかし、受信信号はマルチパス波の合成波であり、同相合成で強め合うサブキャリアもあり、逆相合成でレベルが低くなるサブキャリアもある、という具合に個々のサブキャリアのレベルは大きく異なる(図 2.10(b))。ここで、レベルが落ち込んだサブキャリアは雑音に埋もれてしまったり、他端末などからの干渉を受けたりして符号誤りを生じ易くなる。これを救済するため、OFDM は

誤り訂正符号化と組み合わせて用いることが一般的となっている。IEEE802.11aでは、ビタビ復号法の適用を想定し、畳み込み符号化が規定されている。

また、IEEE802.11aでは複数の情報伝送レートが規定されており、伝送路の状態に応じて適切な伝送レートを選択して利用する。この選択はフレーム誤りの観測などにより一般的に自動的に行われます、表2.6に示すように、情報伝送レートはサブキャリアの変調方式と畳み込み符号化の符号化率の組み合わせにより6~54 Mbit/sの8種のレートが規定されている。このうち、6, 12, 24 Mbit/sが必須であり、その他はオプション設定である。ここで、情報伝送レートと無線変調速度の比を符号化率と呼ぶ。例えば、IEEE802.11aにて64QAMをサブキャリア変調に用いる場合の無線変調速度は72 Mbit/sとなるが、このうち $1/4$ を誤り訂正のための冗長信号に割り当て符号化率を $3/4$ とした場合に54 Mbit/sの情報伝送レートを得ることになる。

表 2.6: IEEE802.11a 標準の主要諸元

変調方式	OFDM 方式 (各サブキャリアの変調方式: BPSK、QPSK、16QAM、64QAM)
サブキャリア数	52 サブキャリア (4 パイロット信号含む) 64 ポイント FFT の利用を想定
誤り訂正方式	畳み込み符号化 (拘束長=7、符号化率= $1/2, 2/3, 3/4$) ビタビ複合方式 シンボル内インターリーブ
伝送レート	6Mbps (BPSK, 符号化率= $1/2$) 必須 9Mbps (BPSK, 符号化率= $3/4$) オプション 12Mbps (QPSK, 符号化率= $1/2$) 必須 18Mbps (QPSK, 符号化率= $3/4$) オプション 24Mbps (16-QAM, 符号化率= $1/2$) 必須 36Mbps (16-QAM, 符号化率= $3/4$) オプション 48Mbps (64-QAM, 符号化率= $2/3$) オプション 54Mbps (64-QAM, 符号化率= $3/4$) オプション
OFDM シンボル長	4.0 μ s
ガードインターバル	0.8 μ s
占有周波数帯域幅	16.6 MHz
チャネル間隔	20 MHz

OFDMにおける送受信機の構成は、先の示した図2.11に示す構成が基本となっているが、ここでは、IEEE802.11aにおける特徴をいくつか紹介する。IEEE802.11aにおける送受信処理のフローを図2.14, 2.15にそれぞれ示す。送信データは、まず畳み込み符号化され、インターリーブ処理される。畳み込み符号化の符号化率は伝送レートによって、 $1/2$, $2/3$, $3/4$ から選択される。例えば、24 Mbit/sの伝送を行

う場合の符号化率は $1/2$ であるため、畳み込み符号器により 2 倍に冗長化され 48 Mbit/s のデータ列を得る。インターリーブとは、誤り訂正の効果を高めるために送信ビットの順番を入れ替える処理である。続いて、サブキャリア変調、IFFT によるマルチキャリア信号生成、ガードインターバル付加は図 2.11 で説明した処理である。次に、得られた OFDM 信号の帯域外スペクトラルを低減するために時間領域での簡単なウインドウ整形処理を行う。得られた送信ベースバンド信号は直交検波や周波数変換を行って変調波として送信する。受信機では送信機と基本的に逆の処理を行う。ガードインターバル除去、FFT による分波処理、サブキャリア検波、デインターリーブ、ビタビ復号といった処理を行うが、そのためにはパケット信号毎に様々な同期処理が必要となる。送受信には IFFT と FFT が用いられる。

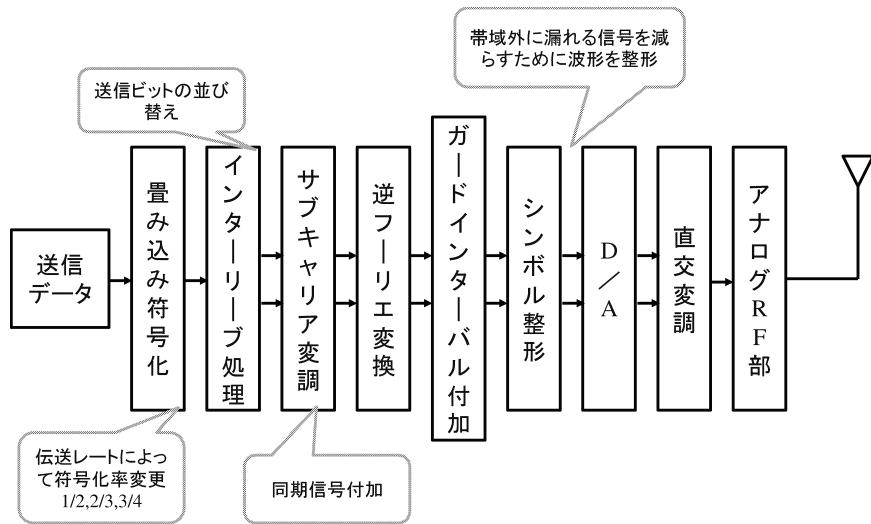


図 2.14: IEEE802.11a における送信処理のフロー。

(1) 畳み込み符号化とインターリーブ

畳み込み符号器の構成を図 2.16 に示す。図の例では、符号化率 $1/2$ の場合を示している。この符号器は連続する 7 入力ビットから符号化されるので、拘束長 7 の符号器と呼ばれる。図 2.16 に示す通り、規定されたレジスタを排他的論理和演算し、入力ビット列 X_n が A_n, B_n の 2 個のデータ列に符号化される。符号化率 $1/2$ を用いる伝送レートの場合には、得られた A と B のビット列を交互に出力する。その他の符号化率の場合は、この符号化率 $1/2$ の畳み込み符号をもとにパンクチャード処理を行います。パンクチャード処理は符号化率 $1/2$ の出力ビット列から規則的にビットを削って所望の符号化率に合うビット列を得る処理となる。受信側ではパンクチャード処理を行ったビット位置にビット判定に中立なダミーデータを挿入してビタビ復号を行う。

畳み込み符号化されたビット列は次にインターリーブ処理される。畳み込み符号化ビタビ復号法は連続符号誤りに弱いので、符号化後の隣接ビットの伝送をなるべく離れたサブキャリアで行うように OFDM

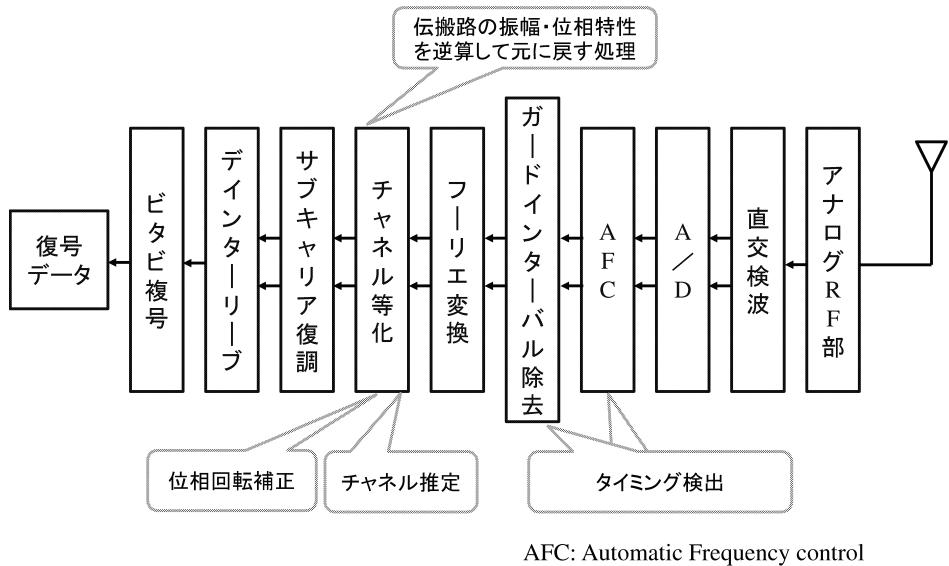


図 2.15: IEEE802.11a における受信処理のフロー.

シンボル内に閉じてビット入れ替えを行う処理がインターリーブである.

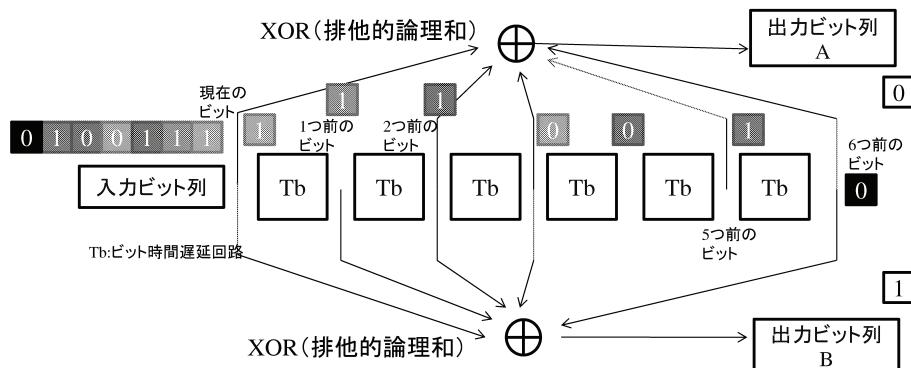


図 2.16: IEEE802.11a における畳み込み符号器の構成.

(2) OFDM シンボルの生成

IEEE802.11a に規定された OFDM シンボル形式を図 2.17 に示す. OFDM シンボルは $3.2 \mu\text{s}$ の IFFT 信号期間と 800 ns の GI から構成される. GI は IFFT 信号を循環的に拡張した信号であり, IFFT 出力信号列の後端の一定期間をコピーして IFFT 出力信号列の先端につなぎ合わせ, $4.0 \mu\text{s}$ の OFDM シンボルを構成される. GI 長は OFDM の特徴であるマルチパス遅延耐性を決めるパラメータであり, 利用する電波環境に合わせて決定される必要がある. 一方, 受信時には除去される冗長信号となる. GI を決定する目安として, 無線 LAN は主に屋内で使用されることを設定して設計されている. 具体的には, マル

チパス遅延の大きなホールや倉庫で遅延広がりが 150 ns の伝搬環境を想定し、遅延広がりの 5 倍程度の 800 ns をガードインターバル長に設定している。なお、地上波ディジタル放送では屋外環境での使用を想定しているため、さらに大きな GI 長を設けている。

次に、OFDM シンボル長について考えます。OFDM シンボル長は $4 \mu\text{s}$ となる。OFDM シンボル長を短くしなければならないより重大な理由が、IEEE802.11 系無線 LAN のアクセス制御方式が CSMA/CA であることに関係する。CSMA/CA では本章で説明があるように、すべての端末が送信のタイミングの決定を伝送路の空き状態を確認しながら自律分散的に行われる。このときの待ち時間は端末の送信や受信の処理時間を基にした IFS (Inter-Frame Space) によって規定されるため、送受信の処理時間を短くしないとパケットとパケットの間隙の時間が多くなってしまう。すなわち、アクセス制御効率の低下を招いてしまう。この観点からも OFDM シンボル長は長すぎないことが要求されている。以上より、必要となるガードインターバル長に対してガードインターバルの占める割合をある程度以下に保つつつ、OFDM シンボル長はなるべく短くしたいという要求を満足するように設定された。

IFFT 出力信号を拡張してガードインターバル信号を付加した後、図 2.17 に示すように時間領域でのウィンドウ整形処理を行う。このウィンドウ整形は変調信号の帯域外スペクトルの低減が目的である。このウィンドウ処理は OFDM シンボルの先端と後端の 1 サンプルを 0.5 倍とするだけの非常に簡単な処理に相当する。このロールオフ部分は受信処理に利用しないため、隣接シンボルと重ね合わせて信号電力の有効利用を図っている。

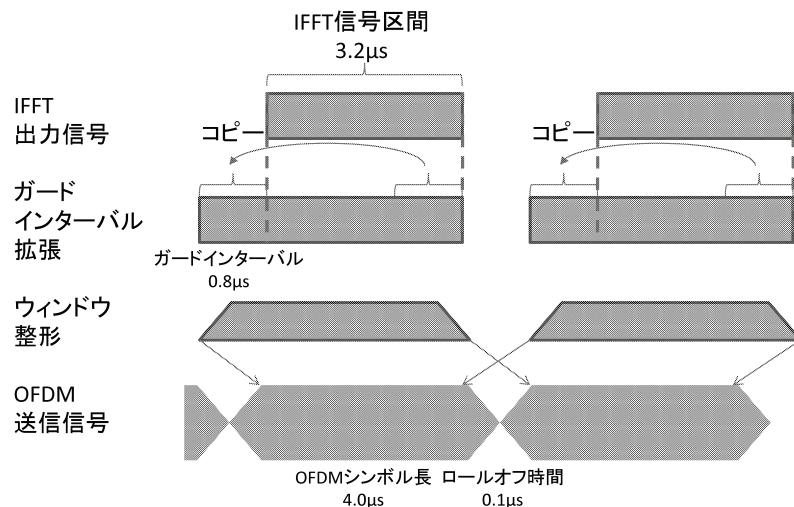


図 2.17: IEEE802.11a における OFDM 信号波形。

(3) サブキャリア数と伝送速度の関係

IEEE802.11a 標準の OFDM 信号のサブキャリア配置を図 2.18 に示す。中心周波数のサブキャリア番

号を 0 として上下に -26 から +26 までの 53 本のサブキャリアから構成される。このうち、サブキャリア番号-21, -7, +7, +21 の 4 サブキャリアは受信の位相回転補正に必要なパイロット信号の送信に用いられる。また、中心のサブキャリア 0 は使用しない。このサブキャリアは、送信機での D/A 変換器や直交変調器、受信機での直交検波器や A/D 変換器の DC オフセット成分、あるいは高周波回路のキャリア信号漏れによる劣化が大きいためである。データ信号は残りの 48 本のサブキャリアを用いて伝送される。IFFT 信号期間長が $3.2 \mu\text{s}$ であるため、サブキャリア間隔はその逆数の 312.5 kHz となる。したがって、変調信号の占有周波数帯域幅は $312.5 \text{ kHz} \times 53 = 16.6 \text{ MHz}$ となる。このとき得られる伝送速度を計算してみる。16QAM を用いて符号化率を $1/2$ とするとき、1 サブキャリアでは 1 シンボルあたり 2 ビットを伝送する。48 サブキャリアでは 96 ビットの伝送を行います。これを $4.0 \mu\text{s}$ の 1 OFDM シンボルで伝送するので、伝送レートは $96/4.0 \mu\text{s} = 24 \text{ Mbit/s}$ となる。同様に、64QAM、符号化率= $3/4$ の場合は、1OFDM シンボルで $6 \times (3/4) \times 48 = 216$ ビットの伝送を行うため、 $216/4.0 \mu\text{s} = 54 \text{ Mbit/s}$ となる。

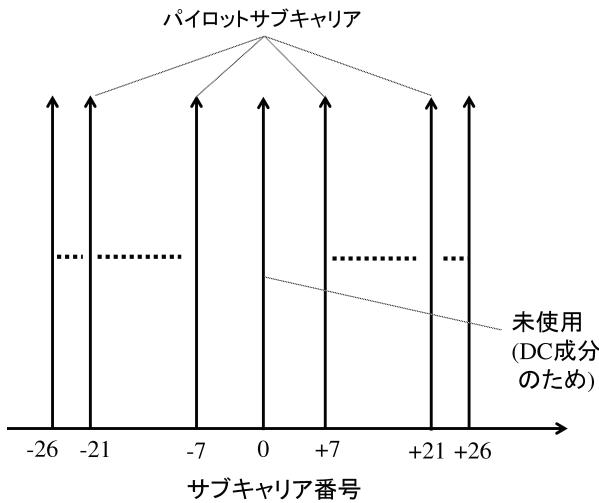


図 2.18: IEEE802.11a 標準の OFDM 信号のサブキャリア配置。

(4) 物理層の信号フォーマット

物理層における制御信号のフレームフォーマットを図 2.19 に示す。図に示すように、プリアンブル区間、シグナル区間、データに大別される。プリアンブル区間は、無線パケット信号の受信同期処理に用いられる。ショートプリアンブル (2OFDM シンボル)、ロングプリアンブル (2OFDM シンボル) から構成され、合計 4OFDM シンボル ($16.0 \mu\text{s}$) となる。シグナル区間は、後続して送信されるデータの伝送速度とデータ長の情報を AP と端末間で共有するための区間となる。

図 2.20 にプリアンブル区間の詳細を示す。ショートプリアンブルは図 2.20 に示すように特定のサブキャリアのみに信号をマッピングし、この信号を IFFT した信号から先頭の 16 サンプルだけ取り出す。これ

を 10 回繰り返して送信する ($t_1 \sim t_{10}$). ショートプリアンブルは受信側で無線パケット信号のデータの先頭の検出に用いる. これは, 受信された信号とあらかじめ送信側で用意された IFFT 後の時間波形をスライディング相関することで実現される. また, この処理後には, 受信機の自動利得制御, キャリア周波数誤差の粗調整, シンボルタイミング検出が行われる.

ロングプリアンブルでは, 伝搬チャネル推定を行うことが目的である. MIMO でもこのロングプリアンブルを複数回送信されることで伝搬チャネル推定が実現されるため, このロングプリアンブルの存在は必須であるといえる. ロングプリアンブルではこの他にパイロットチャネルを用いたきめ細かなキャリア周波数誤差補正が行われる. また, 平均化処理を行うことで熱雑音の影響を抑圧している. また, 信頼性を高めるため, ロングプリアンブルは BPSK 変調で送信されている.

図 2.21 にシグナル区間の詳細を示す. 図に示すように, シグナル区間はデータの伝送速度とパケット長を知らせる機能であり, IEEE802.11a における無線 LAN では環境に応じて適応変調符号化を行うため, この情報は非常に重要となる. また, シグナル区間は最も信頼性の高い 6MHz の伝送速度 (符号化率 1/2, BPSK) で传送されている.

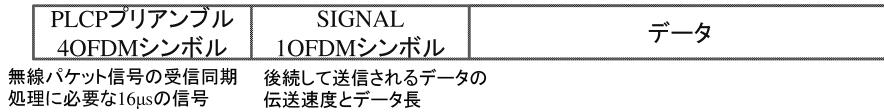


図 2.19: IEEE802.11a 標準の物理層における制御信号のフレームフォーマット.

2.4 MAC 層の概要

無線 LAN の MAC (Medium Access Control) 層の基本機能は, CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance) による無線アクセス制御機能と, 基地局 (AP) と端末局 (STA) 間のマネージメント機能に大別される.

アクセス制御の主な機能としては,

- ランダムアクセスによる無線チャネル競合時の送信機会の平等化
- ランダムアクセス時の隠れ端末対策 : RTS/CTS 制御
- パケット同士の衝突発生時や無線伝搬誤り時の再送制御

がある. 更に, MIMO や MU-MIMO 伝送に対応したアクセス制御機能が追加されている.

基地局と端末局間のマネージメントの主な機能としては

- 端末局の認証と暗号化
- 端末局と基地局間の従属関係の管理

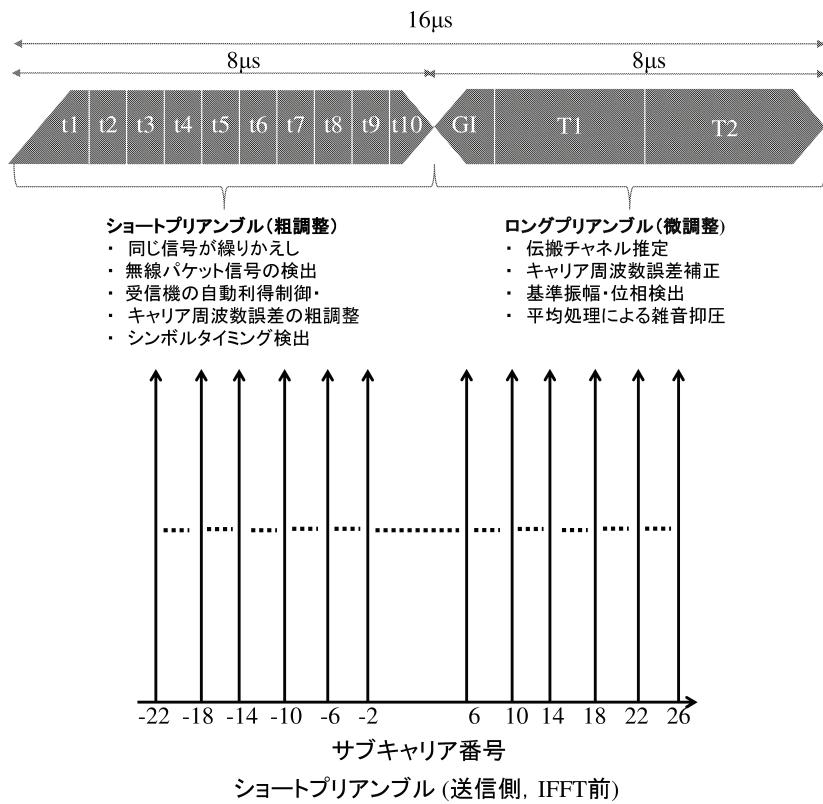


図 2.20: IEEE802.11a 標準のプリアンブル区間の詳細.

RATE 4ビット	予約 1ビット	LENGTH 12ビット	パリティ 1ビット	Tail 6ビット
データ部の 伝送速度 を通知	データ部の 伝送速度 通知	パケットの 長さを示す	これらの情報 の畳み込み	

図 2.21: IEEE802.11a 標準のシグナル区間の詳細.

- ハンドオフ（端末局と基地局間の従属関係の更新）

がある。

本節では、ランダムアクセス制御と再送制御の動作について主に説明するとともに CSMA で最も重要なキャリアセンスアルゴリズムについても解説する。また無線 LAN で利用されるフレームフォーマットをマネージメント、コントロールフレームも含めて紹介する。更に、本節の最後にはアクセス制御の手順を元にしたスループットの計算方法について解説する。

Ethernet で利用される CSMA/CD と無線 LAN の CAMA/CA の違いは、図 2.22 に示すように、CSMA/CDにおいては送信中に衝突を検出し、もし検出したら即座に通信を中止し待ち時間を挿入するのに対し、CSMA/CA は送信の前に待ち時間を毎回挿入する点である。CSMA/CD は、有線であるため衝突時に伝送路の電圧の変化により衝突を即座に検出が可能となる。一方、CSMA/CA は伝送路が無線媒体であるために無線媒体上では衝突による干渉を検出することが難しい。そこで、データを送った宛先から ACK（確認応答）フレームが返信されることで、データ送信が成功したかどうかを判定する。図 2.22 (a) と (b) を比較するとわかるが、衝突発生時に再送も含めた伝送時間が大きく違うことがわかる。また再送時には衝突回避のための Backoff 处理時間も大きくなる。このことから、無線 LAN のアクセス制御は、有線と比較して非常に効率が悪い手法であると言える。このような課題も踏まえて、無線 LAN のアクセス制御について解説していく。

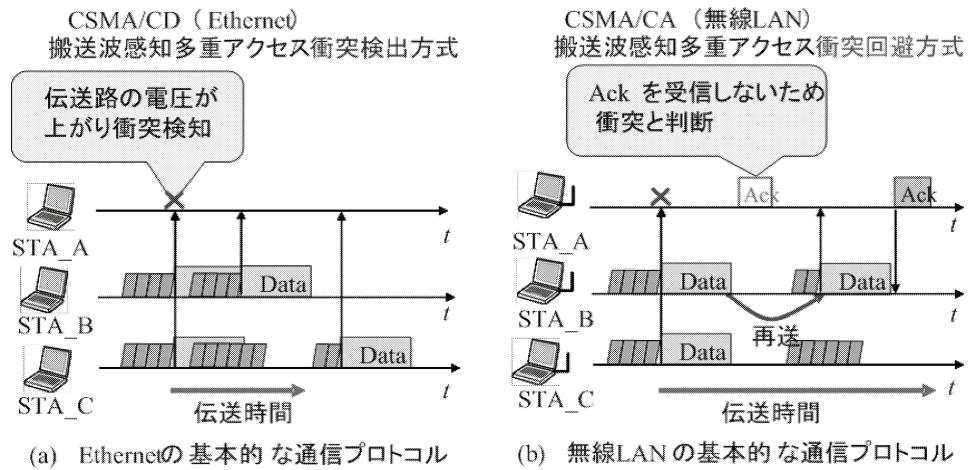


図 2.22: 有線と無線の通信プロトコルの違い

2.4.1 CSMA/CA アクセス方式とキャリアセンスのアルゴリズム

無線 LAN のアクセス制御は、自律分散制御 (DCF : Distributed Coordination Function) による無線チャネル・アクセス方式である。この自律分散制御にはフレームの衝突をできるだけ回避するために無線

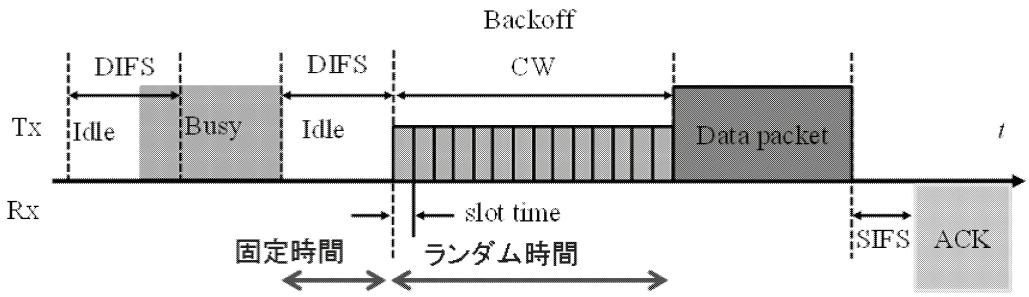


図 2.23: CSMA/CA によるアクセス制御

チャネルの使用状況を見てからフレームを送信するかどうか決定する CSMA/CA アクセス方式が用いられる。図 2.23 に CSMA/CA の送信手順を示す。CSMA はフレームの送信を試みようとするそれぞれの無線局が事前に聞き耳を立てて（キャリアセンス）無線チャネルの使用状況を確認し、他の無線局による送信が聞こえている間、送信を見合わせる（送信待機）ことによって、衝突ができるだけ回避する。フレームを送信していない無線局は電波を送信していないため、キャリアの使用状況をセンス（検出）し、一定期間未使用（Idle）であればキャリアを誰も使用していないと判断し、送信を開始する。無線チャネルが使用中（Busy）であれば、Idle になるまで送信を延期する。このキャリアセンスにより、チャネルが使用中かどうかを各無線基地局、無線端末は判断することができる。

更に、802.11 規格には信号を送信する前に最低限の送出信号間隔として IFS (Inter Frame Space : フレーム間隔) が定義されている。

基本的なアクセス手順としてはで示すように、Busy から Idle の移行を契機に IFS の時間だけ待ち、引き続きバックオフと呼ばれるランダムな時間のキャリアセンスを行って、継続して Idle であることを確認した無線局のみが信号の送信権利を得る。バックオフのランダム期間は、CW (Contention Window) と呼ばれる範囲から選択され、その範囲の最大値と最小値は、CWmin, CWmax として定義されている。CW の詳細は、後述する。

なお、IFS 時間は固定長だが、キャリアセンスを効果的に行うためにその長さを複数定義して使い分けることで、無線局間の優先権をコントロールすることが可能となっている。

【IFS による優先制御】

具体的な IFS 時間にによる優先制御については図 2.24 に示す。まず、最優先権の最も短い間隔として SIFS (Short IFS : 短フレーム間隔)、次に優先権の高い PIFS (Point Coordination Function IFS : ポーリング用フレーム間隔)、そして、間隔が長く最低優先権の DIFS(DCF IFS : 分散制御用フレーム間隔) 時間が用意されている。

DCF で用いられる通常のデータフレームは一番優先度の低いフレーム間隔の DIFS 時間を使用し、応

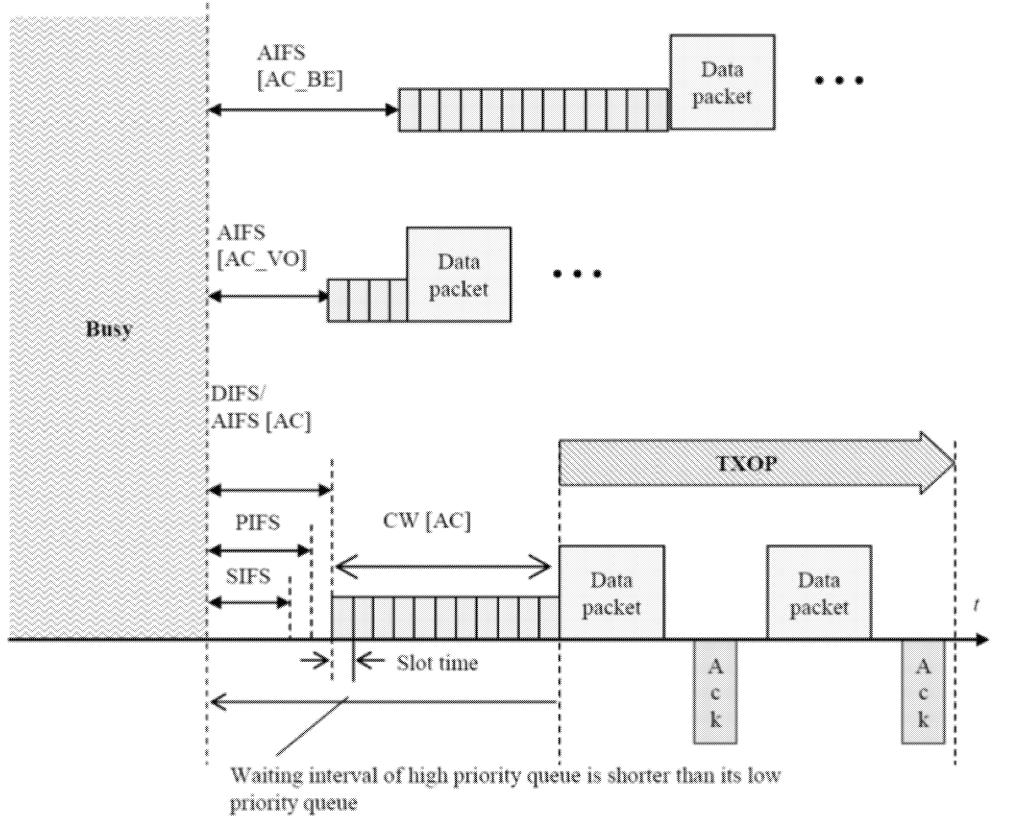


図 2.24: AIFS による優先制御と 802.11e のアクセス制御

答については正しくデータフレームを受け取り次第、送信側に正常受信したことを知らせるための ACK フレームを最優先の SIFS 時間を用いて送信する。DIFS 時間より短い SIFS 時間を用いることにより、データフレーム送信後に他の無線局に割り込まれることなく ACK フレームを送信することができ、通信を完了する。また、IEEE802.11 規格では分散制御の DCF 以外にポーリングモードによる集中制御方式 (PCF : Point Coordination Function) がオプションとして定義されており、ポーリングを用いるこの制御は、PIFS 時間を使用します。DIFS 時間より短い PIFS 時間を用いて DCF 期間に PCF 期間が割り込むことができるため、DCF/PCF の制御期間を時間分離し周期的に運用する事ができる。

その他に、802.11e では優先制御方式として EDCA (Enhanced Distributed Channel Access) が規定されている。優先制御で用いられる EDCA は、アプリケーション（音声、映像、ベストエフォートトラヒック）の優先度ごとの待ち時間は DIFS の代わりに AIFS (Arbitration IFS) と呼ばれるパラメータが設定される。優先度は、AC (Access Category) により分類され、優先度順に AC_VO (音声用)、AC_VI (映像用)、AC_BE (ベストエフォート)、AC_BK (バックグラウンド) と定義されている。この機能は、AC の優先度が高いほど AIFS の期間を短く設定し、優先度の低いアプリケーションほど長く設定す

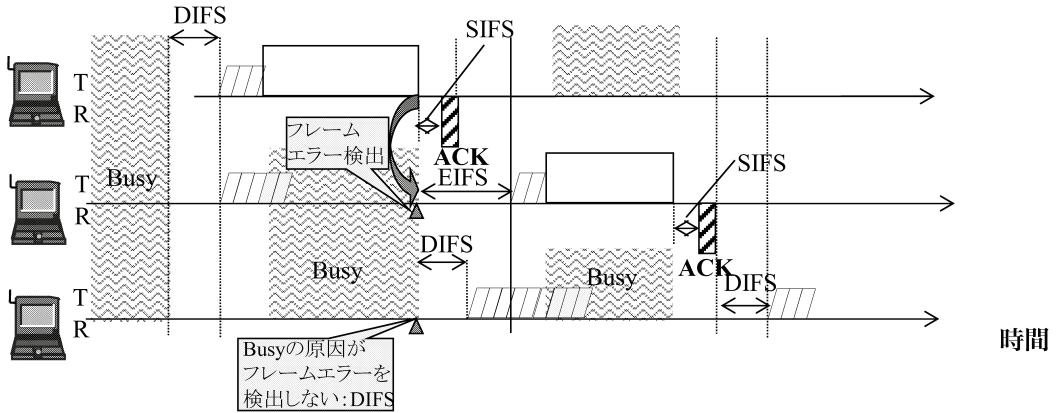


図 2.25: EIFS の利用方法

る事によって、アプリケーションごとに送信権の優先度を変更することが可能となる。同様に衝突回避のためのバックオフアルゴリズムで用いられる CW の範囲 (CW_{min} , CW_{max}) も AC の優先度が高いアプリケーションほど小さく設定され、高優先度のパケットは優先的に送信できる確率が高くなっている。バックオフアルゴリズムの詳細については後述する。EDCA では一度送信権を獲得したアプリケーションが SIFS 間隔でフレームの連続送信を可能とする仕組みも取り入れている。この連続送信可能な時間は TXOP (Transmission Opportunity) と呼ばれ、この上限の時間が TXOP limit として AC の優先度ごとに規定されている。TXOP limit = 0 は 1 パケットのみの送信が許可されることになる。このようなパラメータを用いて EDCA は、QoS をサポートするための優先制御を実現している。

DCF には更に EIFS (Extended IFS) と呼ばれる送出信号間の間隔が用意されている。図 2.25 に示すように、フレームの送信を試みようとする無線局は無線チャネルの使用状況が Busy で、且つ Busy の原因となったフレームがエラーと検出された場合に Busy の後は DIFS の代わりに EIFS を使用する。Busy と判断された原因がフレームエラーと検出されなければ DIFS を使用します。EIFS の間隔は、EIFS Time = SIFS Time + ACK フレーム長 + DIFS Time がセットされる。

EIFS は Busy 後 Idle に変わってから更に ACK フレームを受信するまでの時間と DIFS 時間の和だけ送信待機する時間である。ある無線局から送信されたフレームは、宛先無線局以外の送信待機している無線局でフレームエラーを検出した場合、無線チャネルが Busy の後 Idle に変わっても EIFS 時間送信動作を待機する。これはフレームの宛先無線局は正常受信し、ACK が返信される可能性があるため、ACK フレームが受信完了する時間まで送信待機を延長する。Busy となる原因がフレームエラーと検出されなければ干渉波の影響で ACK フレームは送信されないと判断し、Busy 後 Idle に変わってから即座に DIFS を使用して送信動作を行う。

< IFS の説明 >

SIFS = short inter frame space. 802.11 で定義されているフレーム送信間隔の中で最小のものであり、データフレームに対する ACK フレームや RTS に対する CTS フレームなどを送信する際に使用される。

DIFS = DCF inter frame space. DCF においてキャリアセンスを行う際に、Busy 状態のチャネルから信号電力が検出されなくなり、Idle 状態に変化したと判断されるまでの時間間隔。

PIFS = PCF inter frame space. 802.11 規格でオプションとして定義される PCF (Point Coordination Function) による集中制御 (ポーリング) に使用。DIFS 同様にキャリアセンスを行う際の Idle と判断する時間間隔。

EIFS = extended inter frame space. Busy 且つ Busy の原因がフレーム受信エラーと検出されたとき DIFS の替わりに送信待機する時間間隔。

【バックオフ制御】

前記で述べた、バックオフの制御はキャリアセンスに加えて衝突を回避するための方法として、802.11 規格で定められている。バックオフ制御では、チャネルが DIFS 時間もしくは EIFS 時間だけ Idle になった後、フレームを送信しようとする無線局は規定の CW (Contention Window) 範囲内で乱数を発生させ、その乱数値をもとにしたランダム時間 (バックオフ時間) が決められる。バックオフ時間は一定時間 (Slot Time) の倍数であり、Idle であれば乱数値を Slot Time 毎に減算して、最後に 0 となった無線局が送信を行うといった制御を行う。キャリアセンスをランダム時間だけ行うことにより、各無線局には公平な送信機会が与えられることになる。フレームが衝突した場合は、再送毎にバックオフ制御の CW の範囲は 2 倍に増加する 2 進指数バックオフのためフレームの再衝突する確率を低減させる。

ここで、バックオフ時間は

$$\text{バックオフ時間} = \text{Random()} \times \text{Slot Time}$$

とする。

Random() (乱数値) は $[0, CW]$ 範囲の一様な分布から生成されたランダムな整数値である。CW は最小値が CWmin と最大値が CWmax の値の範囲内の整数で、

$$Cwmin \leq CW \leq CWmax \text{ となる。フレームの衝突などによる再送毎に}$$

$$CW = (CWmin + 1) \times 2^{n-1} \quad (n \text{ は再送回数} \geq 0)$$

の指數関数 (2 進指数) で CW の範囲は増加し、例えば CW の最小値 CWmin=15 から最大値 CWmax=1023 とした場合、図 2.26 のように CW の範囲を広げる。CWmax に達したときはあらかじめパラメータで決められた最大再送回数 M 回となるまで CW の範囲を広げず CWmax のままでし、M 回再送に失敗したフレームは破棄される。

【キャリアセンスによる受信レベル】

キャリアセンスを行うに当たって、受信信号の電力レベルを用いてチャネル使用状況を判断するキャリアセンスレベルが設定されている。例として、802.11a では

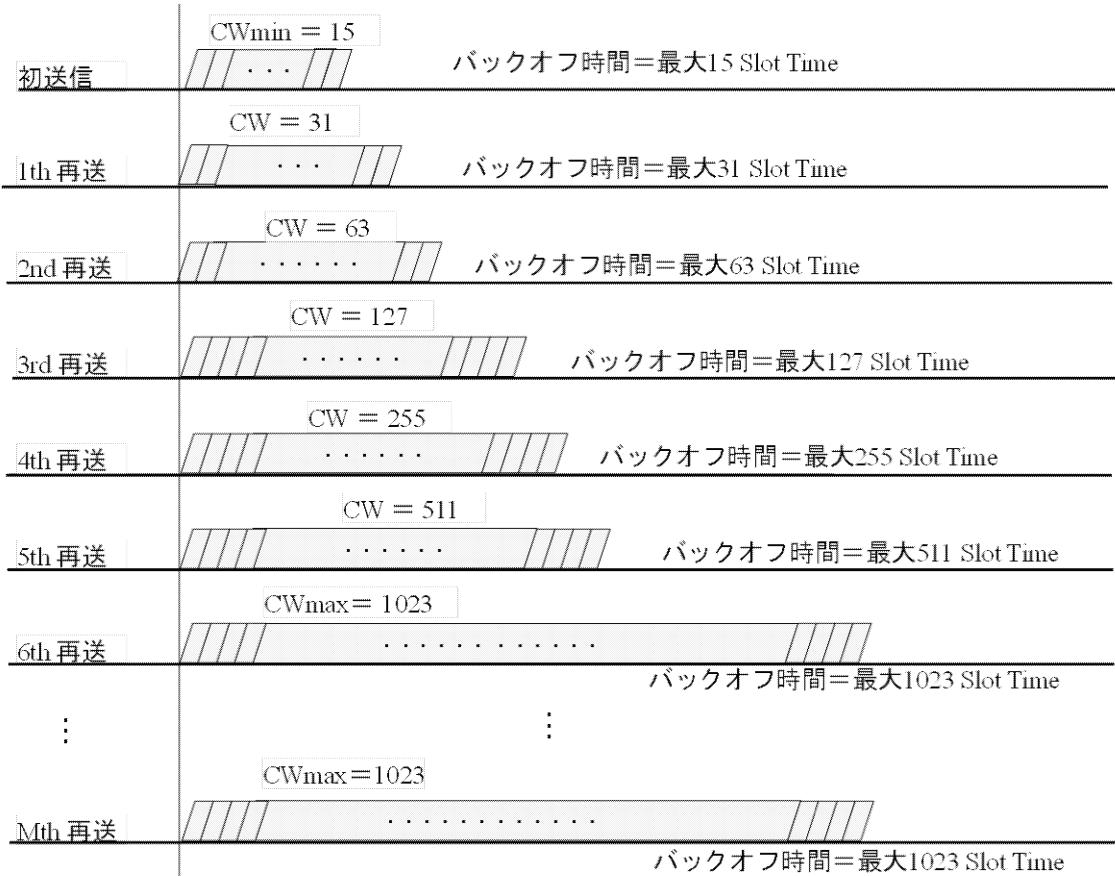


図 2.26: 指数関数で増加する CW サイズの例

1.802.11a 信号の Preamble を検出した場合は信号の受信を行うため Busy とする。

2.802.11a 信号の Preamble を検出できなかった場合は、図 2.27 に示すように、キャリアセンスレベルは-62dBm と規定されている。キャリアセンスエリア内からの-62dBm 以上の電力レベル（干渉波 1）が検出された場合は Busy と判断し、送信を待機する。-62dBm 未満の電力レベル（干渉波 2）であれば、Idle と判断される。

これを物理的なキャリアセンスといい、キャリアセンスレベルが極端に高く設定されている場合にはキャリアセンスのエリアも広がり、遠方からの微少な信号に対しても敏感に反応するため、信号の送信機会を減らすことになってしまう。またレベルを低く設定した場合には干渉波が強くても Idle と判断して信号の送信を行うため、頻繁に受信誤りが発生してしまうこととなる。このため、CSMA が正常に動作するために、無線 LAN の利用方法や環境に応じてキャリアセンスレベルが適当な値に設定されている必要がある。この受信電力によるキャリアセンスは、5GHz 帯を用いる 802.11a では規定されているが、2.4GHz 帯を用いる 802.11b/g では無線 LAN の Preamble 信号を検出したときに Busy としており、受信

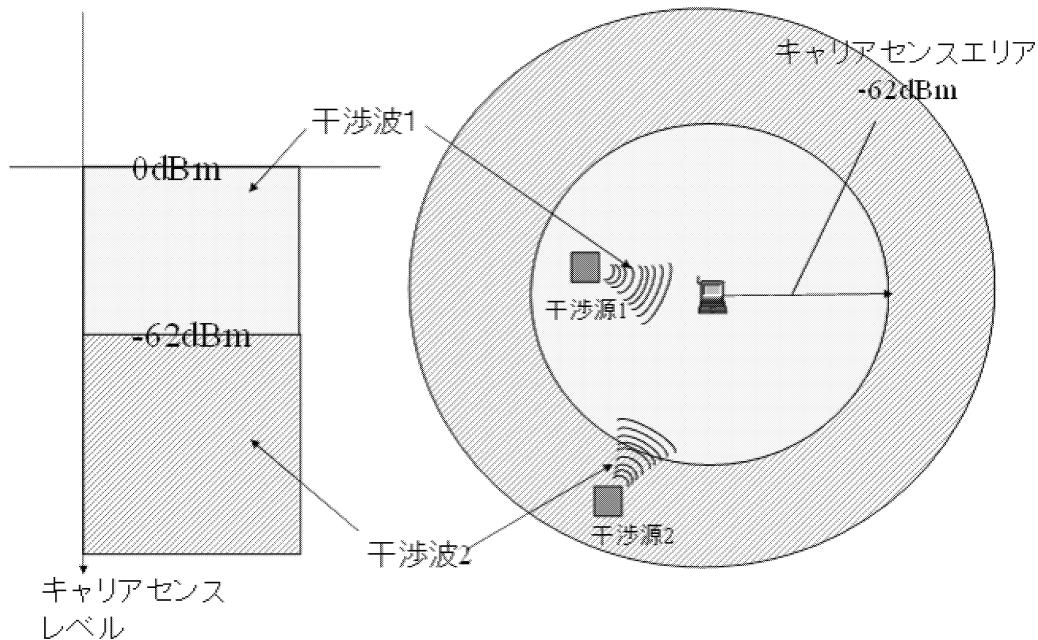


図 2.27: キャリアセンスレベル

電力による Idle / Busy の判定は規定されていない。これは 2.4GHz 帯が ISM バンドであり、産業・科学・医学用の機器に用いられている周波数帯であるため、無線 LAN 以外の機器が混在する。このため受信電力の判定を明記すると、利用環境によっては無線 LAN の全く送信機械を失ってしまう懸念がある。そこで、このような規定は設けず、実装依存とされている。

【キャリアセンスと送受信のアルゴリズム】

次にキャリアセンスの基本的な動作と受信時のアルゴリズムについて解説する。図 2.28 の例はフレーム受信時の DIFS からバックオフ、データ、SIFS の PHY 層の PMD (Physical Medium Dependent)、PLCP (Physical Layer Convergence Protocol) と MAC 層とのやりとりを示したものである。前記で述べたように、フレームの送信を試みようとするそれぞれの無線局は、DIFS およびバックオフによってキャリアセンスを行い、無線チャネルの使用状況を確認する。

ここで、DIFS は、SIFS + Slot Time * 2 と定められており、また、バックオフは、Slot Time * (ランダムに選ばれた CW) である (この例では、CW=0)。さらに、SIFS は、以下のような D1、M1、Rx/Tx というパラメータから構成される。

$$D1 = aRxRFDelay + aRxPLCPDelay$$

$$M1 = aMACProcessingDelay + 2\mu$$

$$Rx/Tx = aRxTxTurnaroundTime + 2\mu$$

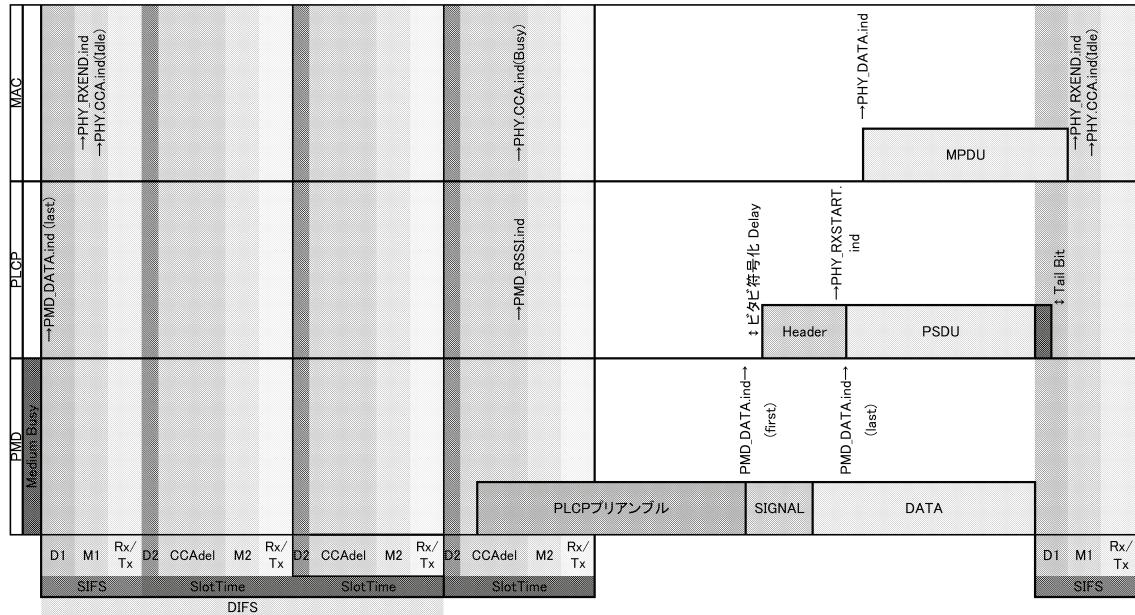


図 2.28: キャリアセンスからフレーム受信までの例

$$=aTxPLCPDelay + aRxTxSwitchTime + aTxRampOnTime + aTxRFDelay$$

D1 は、 aRxRFDelay と呼ばれる PMD から PLCP ～ PMD.DATA.indicate の送信とシンボルの終わりの時間および、 aRcPLCPDelay と呼ばれる PMD から MAC ～受信フレームの最終ビットを PLCP に送信するための時間で構成される。これらは、前フレームの受信遅延や処理遅延を考慮するための時間であり、 aSIFSTime と呼ばれる MAC ／ PHY がフレームの最終シンボルを受信するための時間 ($\approx 16\mu s$) および aCCATime と呼ばれる Busy ／ Idle を判断するための最小時間 ($\approx 4\mu s$) の要件を満たしていればあと実装に依存する。

M1 は aMACProcessingDelay と呼ばれる MAC の処理遅延の最大時間 ($\approx 2\mu s$) となっている。これは、データ受信終了である PHY-RXEND.indication プリミティブ、もしくは、いずれかのスロット境界の応答のための PHY-CCA.indication(IDLE) に従って、 MAC が送信リクエストである PHY-TXSTART.request を発行する最大時間である。

Rx/Tx は、 aRxTxTurnaroundTime と呼ばれる最初のシンボルを開始するために PHY が受信から送信に変更するために必要な最大時間 ($\approx 2\mu s$) であり、 aTxPLCPDelay, aRxTxSwitchTime, aTxRampOnTime, aTxRFDelay の 4 つの時間から構成される。 aTxPLCPDelay は、 PMD の送信データバスに MAC インターフェースからシンボルを提供するために PLCP が使用する時間であり、 aRxTxSwitchTime は、 PMD が受信から送信に切り替えるための公称時間 ($\approx 1\mu s$) である。 aTxRampOnTime は、 PMD が送信機をオンにするためにかかる最大時間であり、 aTxRFDelay は、 PMD ～ PMD.DATA.request の発行とシン

ボルの開始の時間である。また、`aTxPLCPDelay`, `aTxRampOnTime`, `aTxRFDelay` の 3 つの時間は、`aRxTxTurnaroundTime` の要件を満たしていれば、あとは実装に依存する。

また、Slot Time は、D2, CCAdel, M2, Rx/Tx から構成される。SIFS, Slot Time のそれぞれのパラメータは以下のようになる。

$$D2 = D1 + \text{Air Propagation Time} = D1 + j1\mu s$$

$$\text{CCAdel} = \text{aCCATime} - D1; 4\mu s - D1$$

$$M1 = M2 = \text{aMACProcessingDelay}; 2\mu s$$

$$\text{Rx/Tx} = \text{aRxTxTurnaroundTime}; 2\mu s$$

D2 は、前フレームの受信遅延や処理遅延を考慮するための公称時間である D1 と伝搬遅延 (1 μs) である。伝搬遅延は、スロットが同期している端末との最大距離の 2 倍の伝搬時間となる。CCAdel は、Busy / Idle の判断時間の aCCATime から D1 を引いたものであり、D2 と CCAdel で処理遅延を考慮しているため、前フレームの処理遅延はここで相殺される。ここで受信電力は、PMD から PMD_RSSI.indicate によって PLCP に送信され、キャリアセンスレベルの閾値以上の受信電力を受信した場合、MAC は、PHY_CCA.indicate を Idle から Busy に変更し、受信態勢に入る。M1 は MAC の処理遅延 M2 と同じであり、Rx/Tx は SIFS で使用される送受信の切り替えと同じである。

キャリアセンスレベルの閾値以上であり、PMD において、PLCP プリアンブルが受信されると、PMD からデータの受信を知らせる PMD_DATA.indicate が PLCP に送信される。PLCP では、PMD から送信された信号をビタビ符号化によって復号するため、PMD と PLCP の間では、復号のための遅延が生じる。ヘッダを受信し、復号した PLCP は MAC へ PHY_RXSTART.indicate を送信し、MAC での受信が開始される。PLCP からのデータは、PHY_DATA.indicate によって MAC に送信され、データの最後は、PHY_RXEND.indicate によって判断する。PHY_RXEND.indicate を受け取って MAC での処理が完了すると、PHY_CCA.indicate をアイドルにし、処理が完了する。

図 2.29 にデータ受信時の処理の流れを簡単に示す。このフローチャートはデータ受信成功時のものである。受信機は、無線帯域がアイドル状態となるとキャリアセンスを行い、キャリアセンスレベル以上の信号を検出すると、PHY_CCA.ind を Busy とし、Busy 状態を MAC へ伝える。その後、PLCP プリアンブルを検出するとパリティチェックや、モジュレーションタイプの変更を行い、PLCP プリアンブルのチェックが完了すると、PSDU を受信するためのセットアップを行う。もし、PLCP プリアンブルの受信時に何かしらのエラーを検出した場合は、PHT_CCA.ind を Idle とし、キャリアセンス状態に移行する。PSDU を受信するためのセットアップでは、データ長の設定を行い、PHY_RXSTART.ind (RXVECTOR) によってデータの受信体制に入る。そして、PMD_DATA.ind によってデータの受信を行う。PLCP によってシンボルの復調を行い、復調後、設定したデータ長のカウントを減らす。カウントを減らすと、また、PMD_DATA.ind によって PSDU (MAC ヘッダを含む MAC フレーム) を受信し、データ長のカウント

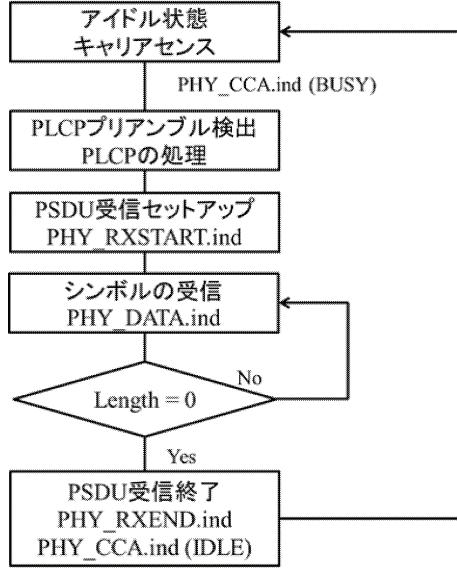


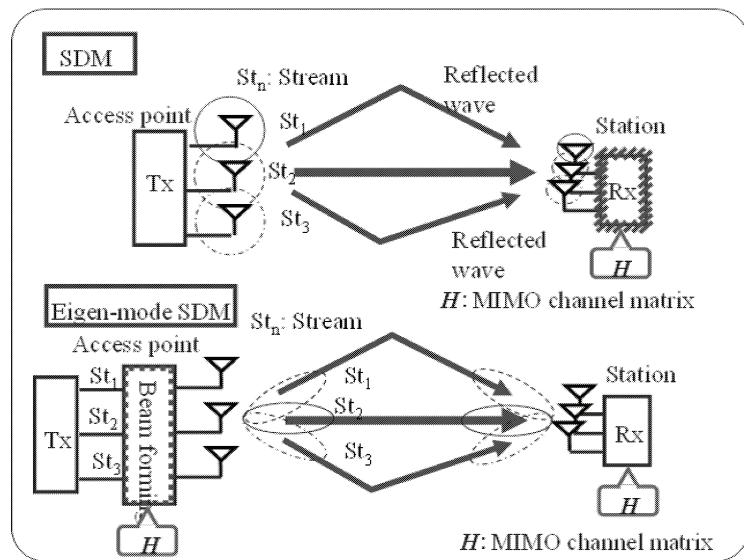
図 2.29: データ受信成功時の処理の流れ

が 0 になるまで繰り返す。データ長のカウントが 0 になると PSDU の受信が完了し、PHY_RXEND.ind を MAC へ送信し、PHY_CCA.ind を Idle に変更してキャリアセンスに戻る。

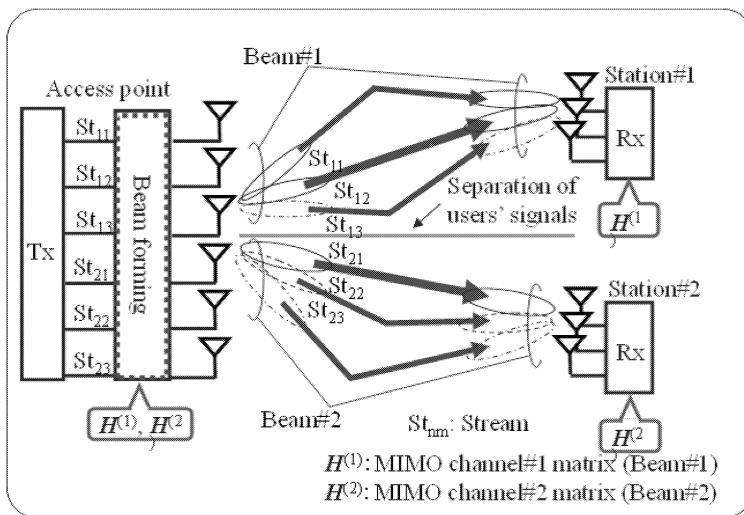
2.4.2 MIMO 伝送と SU/MU-MIMO 伝送によるアクセス制御

MIMO 技術は、複数のアンテナで異なるデータを送受信する技術である。図 2.30 に示すように、MIMO を用いた各伝送方式において、MIMO と MU-MIMO の異なる点は、複数のアンテナから送信される異なるデータのストリームを 1 対 1 の無線局で送受信するものを MIMO とし、複数のアンテナから送信する異なるデータのストリームを異なる端末で送受信するものを MU-MIMO と呼ぶ。MU-MIMO は、1 対多のネットワーク環境で、同時に同じ周波数で送受信することにより、接続する無線局全体でチャネル容量を向上させることが可能となる。これは、CSI フィードバック手順を用いたチャネル推定を行い、異なる端末にビームを向けることで空間分割多元接続を実現する。一方、1 対 1 の MIMO 伝送でも、CSI フィードバック手順を用いたチャネル推定を行うことにより、最適な伝搬経路を推定する固有モード伝送がある。固有モード伝送は、MIMO 伝送における最適送受信方法であることも知られている。ここでは 1 対 1 の MIMO 伝送において、図 2.30 (a) に示すように固有モードを用いた MIMO 伝送を SU-MIMO (Single User-MIMO) (あるいは固有モード SDM) と呼び、従来の IEEE802.11n で採用されている ZF (Zero Forcing) 法を用い伝送方法を単に MIMO (あるいは SDM) と呼ぶこととする。

無線 LAN の MAC レイヤにおけるアクセス制御では、CSMA/CA が用いられている。CSMA/CA は、2.4.1 節で詳しく解説したが、無線局からデータパケットを送信する前に、干渉波や他の無線局からのデー



(a) MIMOとSU-MIMO



(b) MU-MIMO

図 2.30: MIMO と SU/MU-MIMO の違い

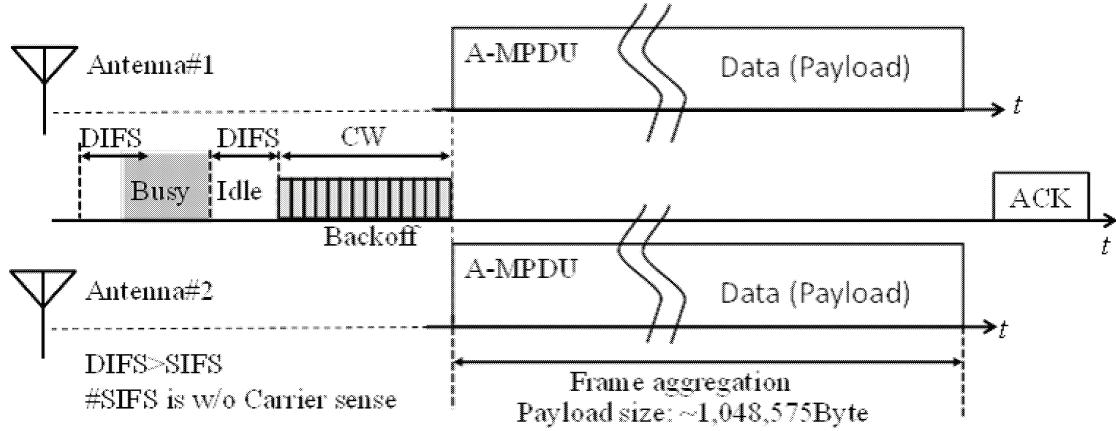


図 2.31: MIMO 伝送によるアクセス制御手順

タパケットを検出するためのキャリアセンスを実施する。ランダムな時間のキャリアセンスを実施し、チャネルが Busy の場合は送信処理を即座に中断する。チャネルが Idle に変わり次第、送信処理に移行する。無線 LAN の規格では、高速化を図るために传送方式を変更してきたが、この CSMA/CA は、現在までのすべての規格に採用されており、MIMO 伝送においても用いている。キャリアセンスの手順は、固定期間のキャリアセンスを実施する DIFS と、規定された範囲からランダム時間だけキャリアセンスを実施するバックオフ手順があり、これらの期間すべて Idle であればデータパケットは送信される。

図 2.31 に、2 本のアンテナを用いた 2x2 MIMO 伝送における CSMA/CA を用いたアクセス制御手順の例を示す。キャリアセンス後に、データパケット送信後、受信局から確認応答 (ACK) フレームが返信された場合は、送信が成功し、ACK が返信されない場合は、受信誤りと判断し、再送制御が実施される。再送制御は、再度、DIFS+Backoff のキャリアセンスを繰り返し実施する。ここで、データのペイロードサイズは、最大で、1048,575byte であり、これは、Ethernet の最大パケットサイズが 1500byte であるのに対し、アグリゲーションによりパケットを連結して連続で送信することが可能である。A-MPDUなどのアグリゲーションを用いた場合には、MAC 層のアクセス制御手順で費やされるオーバヘッドの割合が削減されるため、伝送効率は飛躍的に向上し、スループットも増加する。しかし、干渉や伝搬誤りが高い場合には、再送制御によるオーバヘッドが大きく影響し、高い効果が得られないことが懸念される。

次に、MU-MIMO のアクセス制御について図 2.32 で説明する。AP は STAs にビームを動的に向ける送信ビームフォーミングにより異なる信号を同時に送受信できることから空間リソースを有効に利用する。802.11n で利用される MIMO では、各端末に対して時分割でデータを送信するが、MU-MIMO では、複数の STA に対して同じ周波数を使用して同時にデータを送信することが可能となる。AP のアンテナ数は、最大で 8 本を用いることが可能である。MU-MIMO では、開始のアナウンスとして AP が

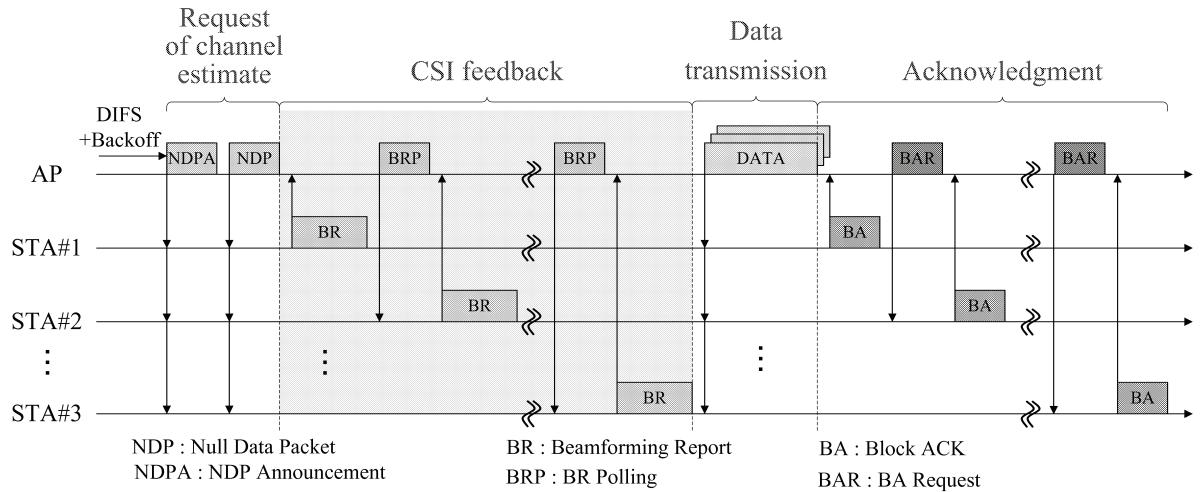


図 2.32: MU - MIMO 伝送を用いたアクセス制御手順

NDPA (Null Data Packet Announcement) を全 STA に送信する。次に、各 STA へ送信ビームフォーミングによってビームを形成するために AP と STA 間でチャネル推定を行う。チャネル推定では、AP が既知の信号 (NDP:Null Data Packet) を STA に送り、STA は、チャネル特性などの情報である CSI (Channel State Information) を BR (Beamforming Report) によって AP にフィードバックする。これらの手順は、全 STA に対して BRP (Beamforming Report Poll) の Polling 契機によって実施され、その後、ビームが形成できた場合にはデータパケットを STA 宛に多重で同時に送信する。すなわち、データパケットは、この CSI フィードバックによるチャネル推定が完了したところで送信状態へ移行し、同期して送信しなければならない。これらの処理は、データ送信開始までのオーバヘッドとなり、伝送効率を低下させる。また、複数 STA 宛に同期してデータを送信しなければならないため、従来の無線 LAN は、自律分散制御であったが、MU-MIMO を用いるためには集中制御のような送信タイミングをスケジューリングするなどの工夫が必要となる。表 2.4.2 で 802.11ac の MU-MIMO で用いられる各種フレーム長やアンテナ数、アグリゲーションサイズを示す。

SU-MIMO は、このビームフォーミングを AP が 1 STA 宛てに形成することであり、最大 8 本のアンテナから 1STA 宛てに多重でデータを送ることができる。1STA 宛てで複数 STA 間の多重はしないものの、MU-MIMO のように多数の STA 宛てにアンテナの組み合わせを考慮する必要がなく、簡易で効果的な通信品質を実現できることが特徴である。アンテナ数は、802.11ac では最大で 8 本用いることが規定されており、MU-MIMO は、2 本のアンテナを 1 組として各ユーザにビームを向けると、データストリーム数（ビーム数）は 4 本となり、最大 4 ユーザに対して多重伝送が可能となる。但し、ユーザ数が増加した場合は、この 8 本のアンテナを用いて、すべてのユーザに対してチャネル推定の手順を繰り返

表 2.7: 802.11ac の各種パラメータ

Parameter	Value
Number of Antenna	AP: 4 or 8, STA:2
NDPA (Null Data Packet Announcement)	64~76μs (STA: 1~10)
NDP(Null Data Packet)	68μs
BR (Beamforming Report)	91-433μs (Ex.134μs: 256QAM)
BRP (Beamforming Report Poll)	52μs
BA (Block ACK)	64μs
BAR (Block ACK Request)	56μs
Frame aggregation	7500Byte

し実施し、多重伝送可能な 4 ユーザを選定しなければならず、これは非常に大きなオーバヘッドとなる。ユーザ数に対する CSI フィードバックの影響や伝送効率の基本的な性能評価方法については、4 章において詳しく述べる。また、従来の MIMO と同様に、A-MPDU のアグリゲーションを実施することが可能である。A-MPDU の必須サイズは 8191Byte であるため、4 章での基本的な性能評価はこの値を用いて実施している。

更に伝送速度の高速化を実現するために、アンテナ数を増やした多重伝送だけでなく、2 章の図 2.7 で示すように、帯域幅を 40MHz (802.11n) から 80MHz (最大 160MHz) (802.11ac) へ拡大し、高速化が図られている。物理層における、MIMO を用いた 802.11n の最大伝送速度は、変調方式が、最大で 64QAM、帯域幅 40MHz、サブキャリア : 6bit、サブキャリア数 : 108 本、アンテナ数 4 本によって、600Mbit/s となる。一方、MU-MIMO を用いた 802.11ac では、変調方式は最大で 256QAM が採用されており、帯域幅 160MHz、サブキャリア : 8bit、サブキャリア数 : 468 本、アンテナ数 : 8 本によって、約 7Gbit/s を実現する。但し、SU/MU-MIMO の変調方式のアンテナ毎の組み合わせは、AP-STA 間の距離によって選択されるため、MCS (Modulation and Coding Scheme) index によって決められる。これは基地局-端末間の距離に伴うストリーム数およびストリーム毎の MCS index とによって 802.11ac の MAC 以上のスループットが求められる。すなわち PHY 層のチャネル推定やそれに伴うアンテナの数を算出しなければ、正確な MAC -SAP の特性が得られないことを意味する。

ここまで解説により、SU/MU-MIMO 伝送を用いたアクセス制御は、802.11n 採用の MIMO を含む従来の無線 LAN のアクセス制御と比較すると、CSMA/CA のプロトコルがベースにしているものの、大きく異なる点があることが理解できたかと思う。従来と異なる点を以下にまとめる。

- (1) 多重伝送を行うためには、データ送信直前に CSI フィードバックのチャネル推定を毎回実施す

る必要がある。

(2) 多重伝送は、データが同期したタイミングで送信しなければならぬため基地局の集中制御に類似している。

(3) MU-MIMO では、チャネル推定で最適なアンテナ／端末の組み合わせを行った際に、利用されないアンテナや、多重伝送のできない端末が生じることがある。

(4) MU-MIMO に限らず SU-MIMO の 1 対 1 の通信においても、ストリーム毎に伝送レート (MCS) が異なる。

(5) (4) に関連し、ストリーム毎のアグリゲーションフレームの伝送レートが異なり、また送信データ量も異なるため、アグリゲーションの終了が同じ時間になるように算出が必要である。

などが挙げられる。(1) については、先にも述べたように CSI フィードバックのオーバヘッドが大きい場合には、SU/MU-MIMO 伝送による空間多重伝送を行うよりも従来の MIMO やレガシーの伝送方式の方が、MAC 層以上では伝送効率が良い可能性がある。また、(2) では、多重伝送するための条件として送信キューに 2 ないしそれ以上の宛先のデータが入力されていなければならない。これは従来の無線 LAN の自律分散制御と異なり、基地局による集中制御や、アプリケーション適したデータ送信などのスケジューリング制御が必要となるかもしれない。さらに (3) の条件のように常に同じ端末への宛先や送信できるデータ量が固定されているわけではないので、SU/MU-MIMO が適用できる端末の選択は複雑になることが考えられる。(4) は SNR に従って MCS が選択されるので、(5) と関連してアグリゲーションの長さの調整や、距離とスループットの関係から、従来の MIMO を用いるか、あるいは SU/MU-MIMO を用いた方が良い特性が出るかは通信条件やサービスの条件などに依存すると考えられる。

SU/MU-MIMO を利用する際は、これらの通信方式に依存した適用範囲・条件を考慮してサービスなどに適用していく必要があり、関連する適用領域などの条件については 4 章での基本的な性能評価と併せて解説する。

2.5 理論計算によるスループットの計算方法

本説では、無線 LAN の伝送速度の算出方法と MAC-SAP におけるスループットの簡易的な算出方法を解説する。

伝送速度は、変調方式の多値数、変調速度、サブチャリア数、符号化率から求められる。例として、OFDM を用いた 802.11a で算出する。801.11a の OFDM サブキャリア数は、図 2.33 に示すように、OFDM シンボルあたり 48 である。ここで、OFDM の周波数軸で直交し、分割された搬送波のセットを OFDM シンボルとし、分割されている各搬送波をサブキャリアと呼ぶ。例えば図 2.34 に示す変調方式が 16 QAM の多値化の場合、生成できる情報量 4bit である。サブキャリアあたりにこの 4bit が情報として乗せられ

るため、OFDM シンボルに対しては、 $4\text{bit} \times 48$ 本 = 192bit の情報量を乗せることができる。また、実際に伝送できる情報量は、誤り訂正のための符号化率に依存する。符号化率が $1/2$ であるなら、伝送できる情報量は半分の 96bit となる。無線 LAN の 802.11a では、OFDM シンボルを生成する変調速度は、 $4 \mu\text{s}$ とされている。すなわち変調速度とは 1 秒間に変調できる回数であり、搬送波が専有する周波数帯域によって決まる。シャノンの法則によれば、1Hz の帯域を専有する場合は、1 秒間に 1 回変調が可能となる。OFDM ではサブキャリア当たりの専有帯域幅が 312.5KHz (= 20MHz/64) であり、実際の変調速度は 250K 回/sec となる（数値が一致しない理由は、実際の OFDM では、マルチパス干渉のためのガードインターバルが入るため $4/5$ 程度であり、変調速度が 250K 回/sec とされている）。これにより、 $4 \mu\text{s}$ ごとに 96bit の情報量が伝送されることになり、伝送速度は 24Mbps と算出される。この例による伝送速度の算出方法は、次式となる。また表 2.7 に伝送速度を算出するためのパラメータをまとめる。

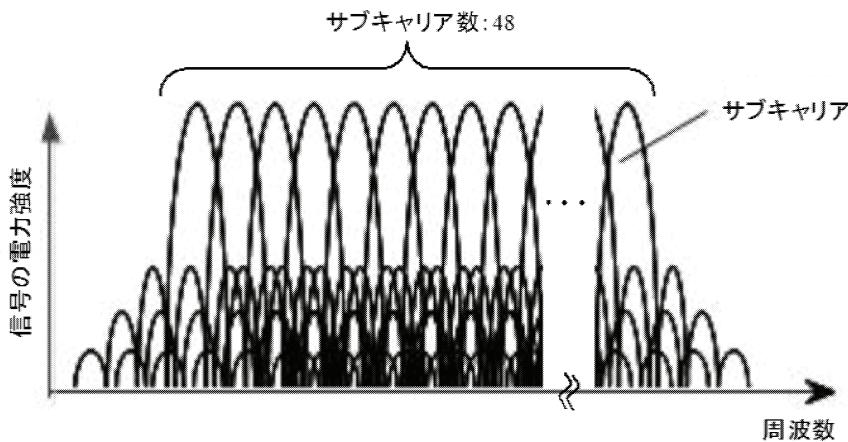


図 2.33: OFDM シンボル

$$24\text{Mbps} (\text{伝送速度}) = 4\text{bit} (16 \text{ QAM}) \times 48 \text{ 本 (サブキャリア数)} \times 1/2 (\text{符号化率}) \div 4 \mu\text{s} (\text{変調速度})$$

これは、802.11a の例として説明しているが、802.11n の場合には、高速化を図るために変調速度を短縮して $3.6 \mu\text{s}$ とし、サブキャリア数も帯域幅を拡大したことにより最大 108 本、符号化率も 64QAM で $5/6$ を採用し、MIMO による多重伝送で 4 倍（アンテナ 4 本）を用いて、最大で 600Mbps を実現している。

このように、伝送速度の算出をすることはできるが、実効的なスループット（MAC-SAP のスループット）では、パケットのヘッダやキャリアセンス時間、MU-MIMO などでは、CSI フィードバックのチャネル推定時間などのオーバヘッドを考慮して算出しなければならない。次に、MAC-SAP における簡易的なスループットの算出方法を説明する。

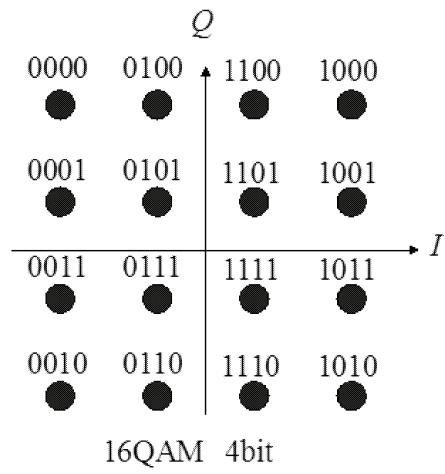


図 2.34: 16 QAM の多值化

表 2.8: 伝送速度の算出パラメータ

伝送速度 (Mbps)	変調 方式	符号 化率	1サブキャリア の情報量 (bit)	1シンボルの 情報量(bit)	1シンボルの符 号化率を含む 情報量(bit)
6	BPSK	1/2	1	48	24
9	BPSK	3/4	1	48	36
12	QPSK	1/2	2	96	48
18	QPSK	3/4	2	96	72
24	16QAM	1/2	4	192	96
36	16QAM	3/4	4	192	144
48	64QAM	2/3	6	288	192
54	64QAM	3/4	6	288	216

レガシーのフレーム構成は図 2.35(a) のようになっている。DIFS + バックオフのキャリアセンス時間後、PHY ヘッダである L-STF (8 μ s), L-LTF (8 μ s), L-SIG (4 μ s) を送信後、PLCP プリアンブルや、PLCP ヘッダ信号を含む 802.11 ヘッダ、MAC ヘッダ等の LLC ヘッダ、IP ヘッダ送信後、データ、FCS 等が送信され、SIFS 時間後、ACK フレームの受信を持って送信が可能となる。

図 2.35(b) に示すように、IEEE802.11n 規格では、MAC のヘッダにプラスして HTC (High Throughput Control : 4 bytes) が使用される。HTC は、データだけでなく、RTS や CTS、ブロック ACK、ブロック ACK リクエストにも追加される。さらに PHY ヘッダには、レガシーのヘッダのほかに、HT (High Throughput)-SIG (8 μ s), HT-STF (4 μ s), HT-LTFs (4 μ s per symbol) が追加される。HT-LTF はストリーム数に依存しており、11n 規格では、最大 4 ストリーム × 4 μ s となる。

図 2.35(c) に示すように、IEEE802.11ac 規格では、DIFS+バックオフのキャリアセンス後、CSI フィードバックが実行される。CSI フィードバックは、ストリーム数、帰属端末数、帰属端末のストリーム数によって異なる。また、データフレームの受信成功/失敗の判断は、ブロック ACK、ブロック ACK によって行われるため、帰属端末数分の処理時間がかかる。11n 規格同様、HTC フィールドが追加されており、前記のフレームだけでなく、CSI フィードバックに必要な NDP や NDPA 等にも追加される。さらに PHY ヘッダには、レガシーのヘッダのほかに、VHT (Very High Throughput)-SIG-A (8 μ s), VHT-STF (4 μ s), VHT-LTFs (4 μ s per symbol), VHT-SIG-B (4 μ s) の 4 種類が追加される。VHT-LTF はストリーム数に依存しており、11ac 規格では、最大 8 ストリーム × 4 μ s となる。

図 2.36 に 11a/n/ac 規格のスループット特性を示す。PHY ヘッダのパラメータは図 a のフレームフォーマットの値を用いており、MAC ヘッダおよびデータ、フレーム間隔、CSI フィードバック等の値は表 2.5 のパラメータを用いて導出している。周波数帯 5GHz、帯域 20MHz、パケットサイズ 1500byte としており、基地局 1 台、端末 1 台の 1 対 1 の場合の IP レベルでのスループットの結果となっており、横軸は伝送レート、縦軸はスループットである。また、11n/ac の結果は、2 × 2 および 4 × 4MIMO の結果であり、それぞれ、1500byte で送信した w/o A-MPDU と A-MPDU を用いて送信した場合の結果を載せてある。A-MPDU サイズはデフォルト値である 8191byte に 1500byte のパケットを詰め込んだ場合を考え、1500byte × 5 の 7500byte を A-MPDU サイズとして評価している。また、ACK、ブロック ACK、CSI フィードバック等に使用されるフレーム送信時の伝送レートはデータ送信時の伝送レートと同じ速度で送信している。図??(a) に 1a のスループット特性の結果を示す。11n/ac より伝送レートは低いものの、MAC レベルでは高いスループットが得られていることがわかる。しかし、伝送レート 54Mbps 時にはスループットが約 29Mbps と、伝送レートの約 53.7% しかスループットがでない。これは、MAC ヘッダやフレーム間隔等のオーバヘッドによるものであり、伝送レートが上がるにつれ、オーバヘッドの影響が大きくなる。

図 2.36(b) に 11n のスループット特性の結果を示す。11a と比べると伝送レートは格段に高くなっている。

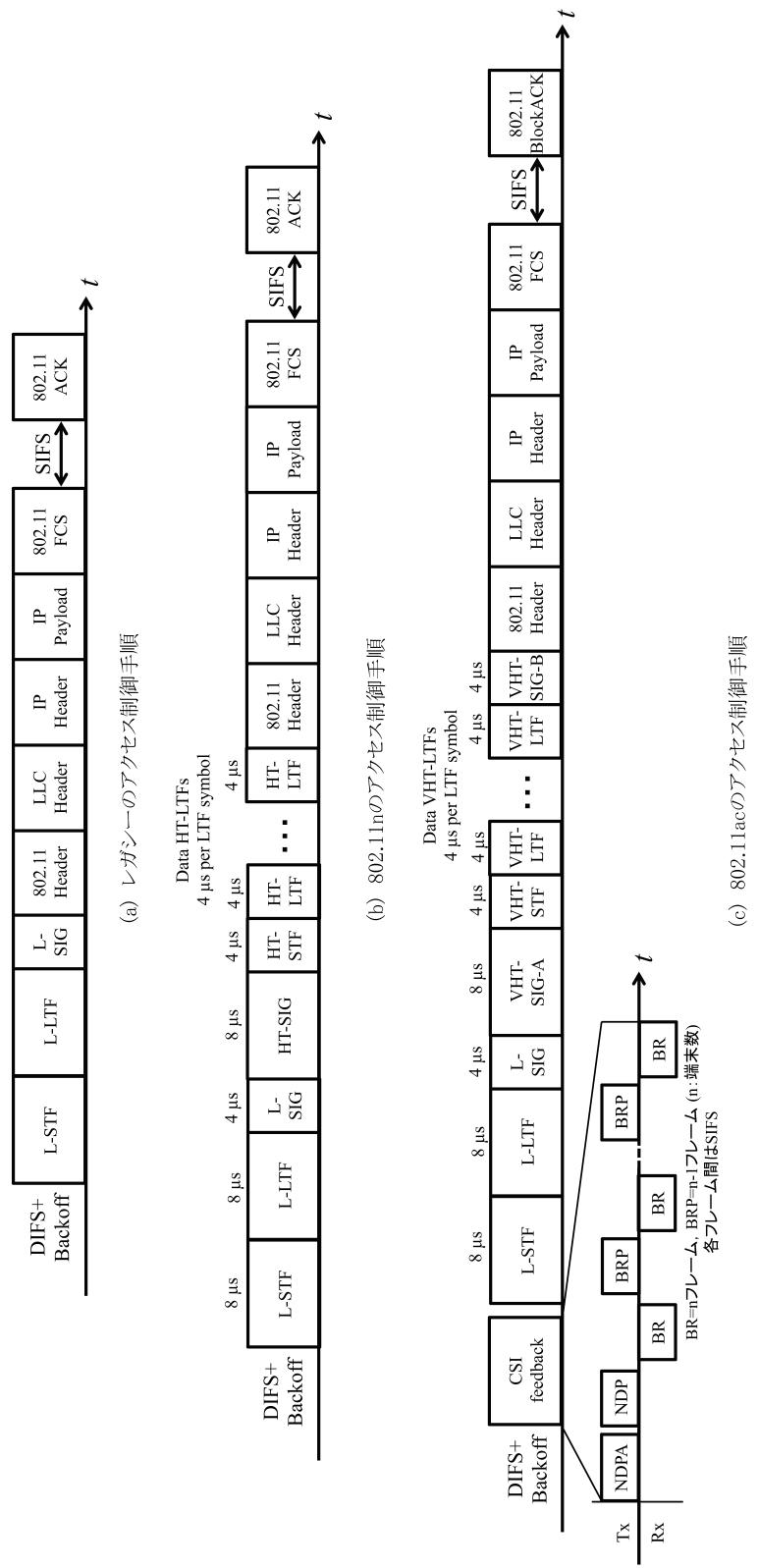


図 2.35: 各規格のフレームフォーマット

いるが、伝送レートに対するスループットは低下する。 4×4 の MIMO 伝送の伝送レート 260Mbps で A-MPDU を使用した場合でも、約 51.8% のスループットしか得られず、A-MPDU を使用しない場合には、約 17.9% となる。これは、伝送レートが上がったことによってオーバヘッドの影響が大きくなつたことと、11n 用に追加された PHY ヘッダのフィールドや HTC による影響である。また、 2×2 と 4×4 MIMO 伝送でスループット特性に差が生まれるのは PHY ヘッダの HT-LTFs の数の違いである。

図 2.36(c) に 11ac のスループット特性の結果を示す。今回評価した規格の中では最も高い伝送レートではあるが、スループットは 11n より低くなり、伝送効率が非常に悪い。 4×4 の MIMO 伝送は伝送レート 312Mbps であり、A-MPDU を使用した場合でも約 36% のスループットしか得られず、A-MPDU を使用しない場合には、約 10.2% となる。これは、11ac 用に追加された VHT のフィールドおよび CSI フィードバックによるオーバヘッドが大きく影響しているためである。また、 2×2 と 4×4 MIMO 伝送でスループット特性に差が生まれるのは PHY ヘッダの HT-LTFs の数の違いおよび CSI フィードバックの BR サイズがストリーム数によって変化するためである。今回の評価では 1 対 1 の通信で評価しているため、基地局に対して接続端末数が増加した場合には、NDPA のサイズが大きくなり、CSI フィードバックおよび ブロック ACK のやりとりも端末数に比例して増加するため、伝送効率は急激に減少する。

2.6 フレームフォーマット

IEEE802.11 無線 LAN では、MAC レイヤにおいて無線局間でやりとりされる無線パケットのフレームフォーマットを定義している。このフレームフォーマットは、各物理レイヤで共通である。図 2.37 に MAC フレームの基本フォーマットを示す。Frame Control フィールドには図 2.38 の各種制御情報が含まれている。

1. Protocol Version

IEEE802.11 の MAC プロトコルのバージョンを示し、00 が入る。

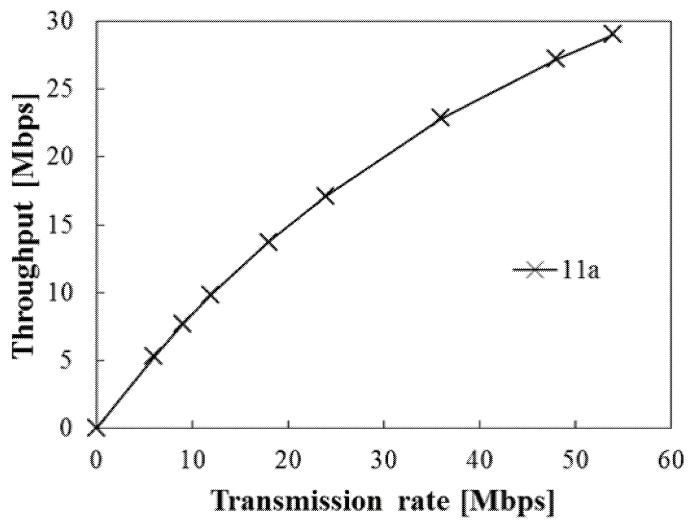
2. Type と Subtype

フレームタイプを示す。詳細は表 2.6 に示す。802.11ac からの Type と Subtype には従来はリザーブとされていた、0000-01111 が更新され、CIS フィードバック用の BF や NDPA などがフレームとして追加されている。

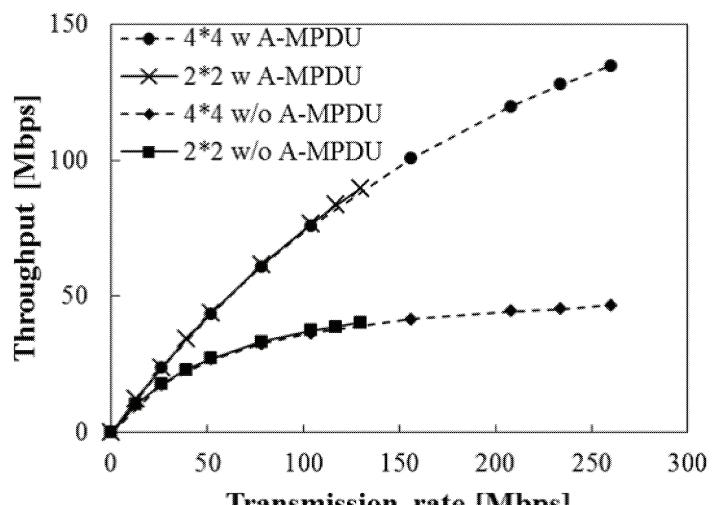
3. To DS と From DS

宛先と送信元の組み合わせを 1, 0 で表す。To DS が 1 のとき受信局が AP、0 のとき受信局が STA となり、From DS が 1 のとき送信局が AP、0 のとき送信局が STA となる。表 2.6 の Address1-4 は、表 2.6 に示すように用途が変更される。

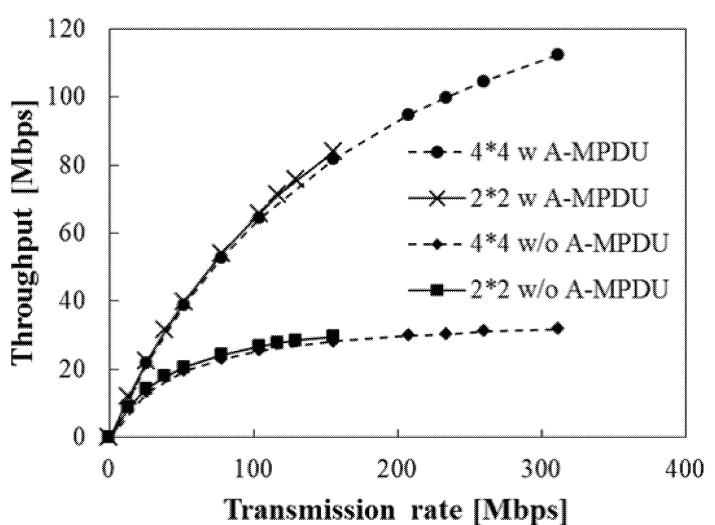
4. More Fragment



(a) 802.11a



(b) 802.11n



(c) 802.11ac

表 2.9: 理論計算に用いたパラメータ

IEEE802.11a/n ACKフレーム長 [μs]	$\text{PLCPプリアンブル} + \{\text{PLCPヘッダ(シグナル)} + \text{ラウンドアップ}\{\{\text{PLCPヘッダ(サービス)} + 802.11\text{ACKフレーム} + \text{FCS+tail/データビット}\}\} \times \text{シンボル長} = 16 + \{1 + \text{ラウンドアップ}\{(16+10\times8+4\times8+6)/\text{データビット}\}\} \times 4$
IEEE802.11ac ブロック ACKフレーム長 [μs]	$\text{PLCPプリアンブル} + \{\text{PLCPヘッダ(シグナル)} + \text{ラウンドアップ}\{\{\text{PLCPヘッダ(サービス)} + 802.11\text{ブロックACKフレーム} + \text{FCS+tail/データビット}\}\} \times \text{シンボル長} = 16 + \{1 + \text{ラウンドアップ}\{(16+26\times8+4\times8+6)/\text{データビット}\}\} \times 4$
IEEE802.11a データフレーム長 [μs]	$\text{PLCPプリアンブル} + \{\text{PLCPヘッダ(シグナル)} + \text{ラウンドアップ}\{\{\text{PLCP(サービス)} + 802.11\text{MACヘッダ} + \text{LLCヘッダ} + \text{IPパケット} + \text{FCS+tail/データビット}\}\} \times \text{シンボル長} = 16 + \{1 + \text{ラウンドアップ}\{(16+26\times8+8\times8+1500\times8+4\times8+6)/\text{データビット}\}\} \times 4$
IEEE802.11n/ac データフレーム長 [μs]	$\text{PLCPプリアンブル} + \{\text{PLCPヘッダ(シグナル)} + \text{ラウンドアップ}\{\{\text{PLCP(サービス)} + 802.11\text{MACヘッダ(+HTC)} + \text{LLCヘッダ} + \text{IPパケット} + \text{FCS+tail/データビット}\}\} \times \text{シンボル長} = 16 + \{1 + \text{ラウンドアップ}\{(16+30\times8+8\times8+1500\times8+4\times8+6)/\text{データビット}\}\} \times 4$
フレーム間隔	SIFS: 16[μs] シロットタイム: 9[μs] DIFS+平均パックオフ時間: 34+15×9/2=101.5
NDPA[μs]	$\text{PLCPプリアンブル} + \{\text{PLCPヘッダ(シグナル)} + \text{ラウンドアップ}\{\{\text{PLCPヘッダ(サービス)} + 802.11\text{NDPAフレーム} + \text{FCS+tail/データビット}\}\} \times \text{シンボル長} = 16 + \{1 + \text{ラウンドアップ}\{(16+19\times8+4\times8+6)/\text{データビット}, 0\}\} \times 4$
NDP[μs]	$\text{PLCPプリアンブル} + \{\text{PLCPヘッダ(シグナル)} + \text{ラウンドアップ}\{\{\text{PLCP(サービス)} + 802.11\text{MACヘッダ} + \text{LLCヘッダ} + \text{IPパケット} + \text{FCS+tail/データビット}\}\} \times \text{シンボル長} = 16 + \{1 + \text{ラウンドアップ}\{(16+30\times8+8\times8+4\times8+6)/\text{データビット}\}\} \times 4$
BR size [bit]	$\text{BR_size}=40-\text{VHT_CBR_size}+\text{MU-EBR_size} [\text{bit}]$ $\text{VHT_CBR_size}=8^*\text{N}_c+\text{N}_s\text{N}_a(\text{b}_\psi+\text{b}_\phi)/2 [\text{bit}]$ $2\times2\text{MIMO}$ $=8\times2+52\times2(2+4)/2=328 [\text{bit}]$ $4\times4\text{MIMO}$ $=8\times4+52\times12(2+4)/2=1904 [\text{bit}]$ $\text{MU_EBR_size}=0 [\text{bit}] (\text{SU-MIMOのため})$
BR[μs]	$\text{PLCPプリアンブル} + \{\text{PLCPヘッダ(シグナル)} + \text{ラウンドアップ}\{\{\text{PLCPヘッダ(サービス)} + 802.11\text{BRフレーム} + \text{FCS+tail/データビット}\}\} \times \text{シンボル長}$ $2\times2\text{MIMO}$ $=16 + \{1 + \text{ラウンドアップ}\{(16+368+4\times8+6)/\text{データビット}, 0\}\} \times 4$ $4\times4\text{MIMO}$ $=16 + \{1 + \text{ラウンドアップ}\{(16+1904+4\times8+6)/\text{データビット}, 0\}\} \times 4$
CSIフィードバック	NDPA+SIFS+NDP+SIFS+BR+SIFS NDPA: 24~36μs, NDP: 24~48μs, BR: 24~100μs

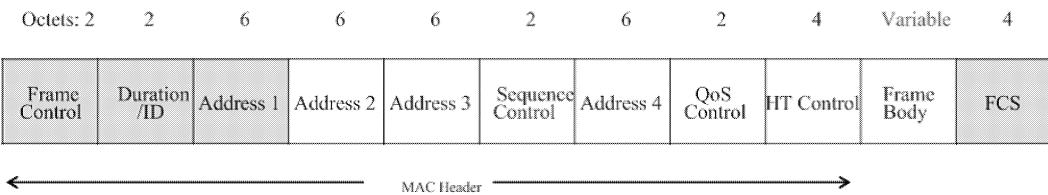


図 2.37: MAC フレームフォーマット

Protocol Version	Type	Subtype	To DS	From DS	More fragments	Retry	Power Management	More Data	Protected Frame	Order
------------------	------	---------	-------	---------	----------------	-------	------------------	-----------	-----------------	-------

図 2.38: Frame Control フィールドのフレームフォーマット

上位レイヤのパケットを複数のフレームに分割（フラグメント）して送信する特別な場合に利用される。1のとき、このフレームに後続するフラグメントフレーム有り、0のとき無しとなる。フラグメント機能を用いない場合は、後続するフラグメントフレーム無しとなるので、0が入る。

5. Retry

1のとき再送されたフレームであることを示し、0のとき再送されたフレームではないことを示す。

6. Power Management

送信局のパワーセーブ状態を示す。1のときパワーセーブモードであることを示し、0のときパワーセーブモードでないことを示す。

7. More Data

パワーセーブモードの無線局宛のフレームで用いられる場合は、本フレームに続く当該パワーセーブモード局宛てフレームの有無を示す。

8. Protected Frame

1のときFrame Bodyを暗号化していることを示す。0のとき暗号化していないことを示す。

9. Order

1のときこのフレームで送信されるデータが Strictly ordered サービスクラスであることを示します。
0のとき Strictly-Ordered サービスクラスではないことを示す。（Strictly-Ordered サービスクラスとはパケットを中継する際に中継順序を入れ替えてはならないサービスクラスのこと。）

- BSSID: MAC address of the AP
- All 1s is used to indicate the wildcard BSSID in Probe request frames.
- DA: Destination address (final recipient)
- SA: Source address
- RA: Receiving address
- TA: transmitting address

図 2.37 の MAC フレームフォーマットでは、Duration/ID フィールドは仮想的キャリアセンスの NAV (Network Allocation Vector) 設定やパワーセーブ制御の端末局識別子に利用される。Sequence フィールドはフレームのシーケンス番号と、フラグメントのためのフラグメント番号を示す。再送時、シーケンス番号とフラグメント番号は変化しない。Frame Body フィールドにはデータが格納される。従来は 0 - 7951 と規定されていたが、802.11ac では Variable とされている。FCS フィールドは MAC ヘッダと Frame Body の誤り検出符号が入る。

アドレスフィールドは最大 4つ用意されており、フレームタイプによりフィールドの数が変化する。このアドレスは Frame Control フィールド内の To DS, From DS ビットと共に、表 2.6 に示すように用途が変更される。また、QoS Control フィールドの内訳は表 2.6 に示す。ここでは、A-MPDU の適用に関する

表 2.10: Type と Subtype のフレームタイプ

Subtype	Type		
	Management type frames	Control type frames	Data type frames
0000	Association request	Reserved	Data
0001	Association response	Reserved	Data + CF-ACK
0010	Re-association request	Reserved	DATA + CF-Poll
0011	Re-association response	Reserved	DATA + CF-ACK + CF-Poll
0100	Probe request	BF report poll	NULL
0101	Probe response	VHT NDPA	CF-ACK
0110	Timing advertisement	Reserved	CF-Poll
0111	Reserved	Control wrapper	CF-ACK + CF-Poll
1000	Beacon	BA request	QoS Data
1001	ATIM	BA	QoS Data + CF-ACK
1010	Disassociation	PS-Poll	QoS Data + CF-Poll
1011	Authentication	RTS	QoS Data + CF-ACK + CF-Poll
1100	De-authentication	CTS	QoS Null
1101	Action	ACK	Reserved
1110	Action No ACK	CF-End	QoS CF-Poll
1111	Reserved	CF-End + CF-ACK	QoS CF-ACK + CF-Poll

表 2.11: アドレスフィールドの内訳

To DS	From DS	Address 1	Address 2	Address 3	Address 4
0	0	RA = DA	TA = SA	BSSID	N/A
0	1	RA = DA	TA = BSSID	SA	N/A
1	0	RA = BSSID	TA = SA	DA	N/A
1	1	RA	TA	DA	SA

- BSSID: MAC address of the AP
 - All 1s is used to indicate the wildcard BSSID in Probe request frames.
- DA: Destination address (final recipient)
- SA: Source address
- RA: Receiving address
- TA: transmitting address

るフィールドが追加されている。図 2.37 MAC フレームフォーマットに含まれる、図 2.39 に示す HT control フィールドは、802.11ac と 802.11n を区別する VHT フィールドが用意されており、0 の場合は 802.11n の HT (High Throughput) であり、1 の場合は 802.11ac の VHT (Very HT) を表す。このフィールドに従って、HT Control Middle が変更される。HT Control Middle は、図 2.40 に HT 用のフォーマット、図 2.41 に VHT 用のフォーマットを示す。

表 2.12: QoS Control フィールドの内訳

Bits 0 - 3	Bit 4	Bits 5-6	Bit 7	Bit 8	Bit 9	Bit 10	Bits 11 - 15	Usage	
TID	EOSP	ACK policy	Reserved	TXOP Limit					QoS CF-Poll and QoS CF-ACK + CF-Poll frames
TID	EOSP	ACK policy	A-MSDU Present	TXOP Limit					QoS Data + CF-Poll and QoS Data + CF-ACK + CF-Poll frames
TID	EOSP	ACK policy	A-MSDU Present	AP PS Buffer state					QoS Data and QoS Data + CF-ACK frames
TID	EOSP	ACK policy	Reserved	AP PS Buffer state					QoS Null frames
TID	0	ACK policy	A-MSDU Present	TXOP Duration Request					QoS Data and QoS Data + CF-ACK frames sent by non-AP that are not a TPU buffer STA or a TPU sleep STA in a non-mesh BSS
TID	1	ACK policy	A-MSDU Present	Queue size					QoS Null frames sent by non-AP that are not a TPU buffer STA or a TPU sleep STA in a non-mesh BSS
TID	0	ACK policy	Reserved	TXOP Duration Request					QoS Data and QoS Data + CF-ACK frames sent by TPU buffer STAs in a non-mesh BSS
TID	1	ACK policy	Reserved	Queue size					QoS Data and QoS Data + CF-ACK frames sent by TPU buffer STAs in a non-mesh BSS
TID	EOSP	ACK policy	A-MSDU Present	Reserved					QoS Null frames sent by TPU buffer STAs in a non-mesh BSS
TID	EOSP	ACK policy	Reserved	Reserved					QoS Data and QoS Data + CF-ACK frames sent by TPU buffer STAs in a non-mesh BSS
TID	Reserved	ACK policy	A-MSDU Present	Reserved					QoS Data and QoS Data + CF-Ack frames sent by TPU sleep STAs in a nonmesh BSS
TID	Reserved	ACK policy	Reserved	Reserved					QoS Null frames sent by TPU sleep STAs in a nonmesh BSS
TID	Reserved	ACK policy	A-MSDU Present	Mesh Control	Mesh PS	RSPI	Reserved	All frames sent by mesh STAs in a mesh BSS	

TID: traffic identifier, EOSP: end of service period

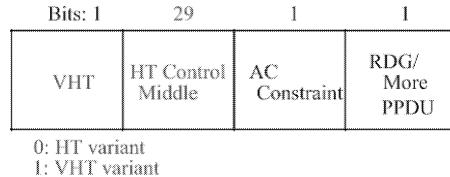


図 2.39: HT control フィールド

図 2.32 の 802.11ac のアクセス制御手順において、CSI チャネル推定の最初のアナウンスに用いられる NDPA, NDP フレームフォーマットを図 2.42, 図 2.43 に示す。CSI フィードバックで用いられる BR, BRP フレームフォーマットは図 2.44 と図 2.45 に示す。またブロック ACK で用いられる BAR と BA フレームフォーマットは、図 2.46 と図 2.47 に示す。802.11ac と 802.11n で用いられる A-MSDU と A-MPDU のフレームフォーマットは図 2.48 と図 2.49 に示す。A-MSDU の MSDU のフィールドは図 2.37 の Frame Body のフィールドに合わせて Variable とされている。

Bits: 16 2 2 2 2 1 5 1 1

Link Adaptation Control	Calibration Position	Calibration Sequence	Reserved	CSI /Steering	NDPA	Reserved	AC Constraint	RDG/ More PPDU
AC Constraint								
Value								Usage
0								Response to an RDG may contain data frames from any TID
1								Response to an RDG may contain data frames from only from the same AC
RDG/More PPDU								
Value								Usage
0	RD initiator		No reverse grant					
	RD responder		Last transmission by the responder					
1	RD initiator		RDG is present					
	RD responder		Followed by another PPDU					

図 2.40: HT control Middle (HT variant) フィールド

Bits: 1 1 3 15 3 1 1 1												
Reserved	MRQ	MSI/STBC	MFB	GID -II	Coding Type	FB Tx Type	Unsolicited MFB					
MRQ												
Value	Usage											
0	No request VHT-MCS feedback (solicited MFB)											
1	Request VHT-MCS feedback (solicited MFB)											
MSI/STBC												
Unsolicited MFB	MRQ	MFB	Usage									
0	1		Sequence number that identifies the specific of MCS feedback (value range: 0 - 6)									
0	0		Reserved									
1		Does not have "No FB is present"	Compressed MSI and STBC indicated as in Fig. 8-8b									
MSI/STBC												
Bits: 2 1												
Compressed MSI STBC Indication												
MFB												
Bits: 3 4 2 6												
NUM_STS VHT-MCS BW SNR												

- NUM_STS: Recommended NUM_STS (num. of space-time streams - 1)
- VHT-MCS: Recommended VHT-MCS index value (range: 0 - 9)
- BW: Bandwidth of the recommend VHT-MCS (only when Unsolicited MFB = 1)
 - 0 : 20MHz
 - 1 : 40MHz
 - 2 : 80MHz
 - 3 : 160MHz, 80+80MHz
- SNR: Average SNR

図 2.41: HT control Middle (VHT variant) フィールド

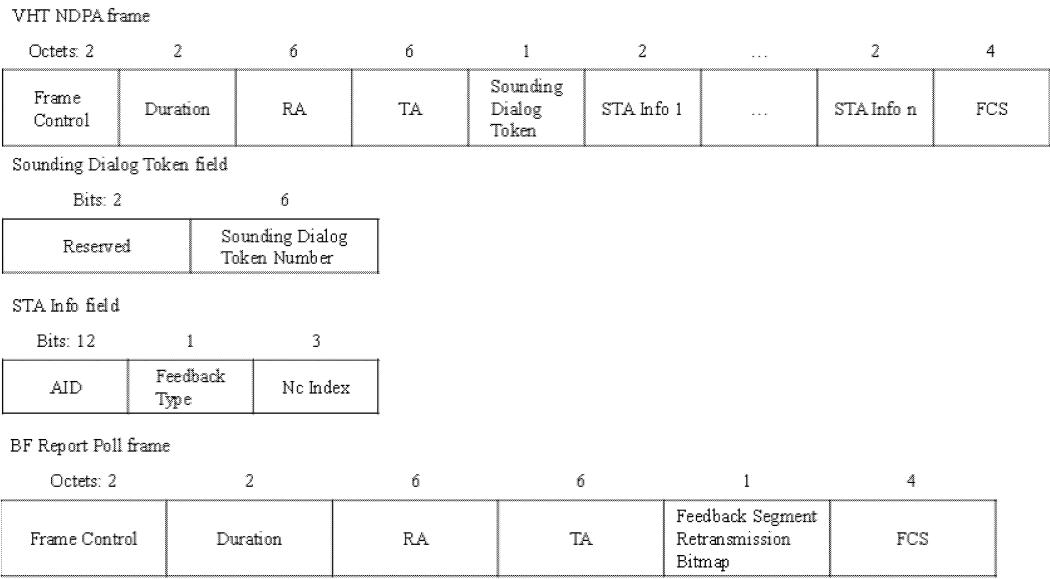


図 2.42: VHT NDPA フレーム

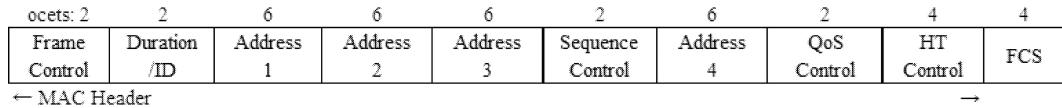


図 2.43: VHT NDP フレーム

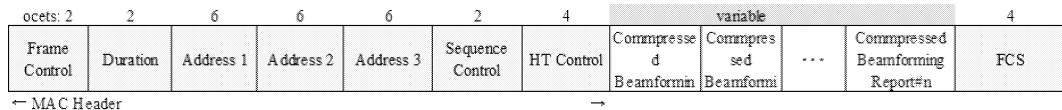


図 2.44: VHT BR フレーム

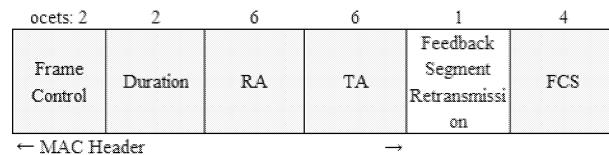


図 2.45: VHT BRP フレーム

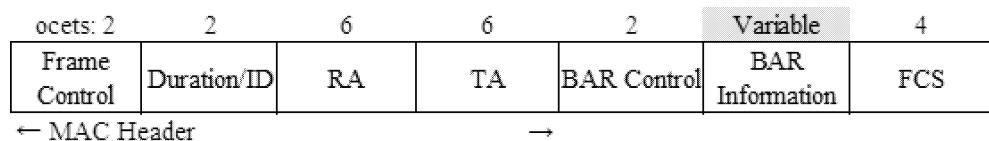


図 2.46: VHT BAR フレーム

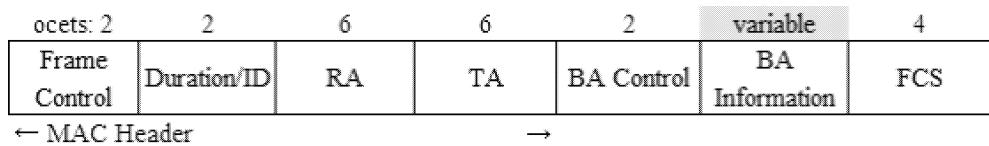


図 2.47: VHT BA フレーム

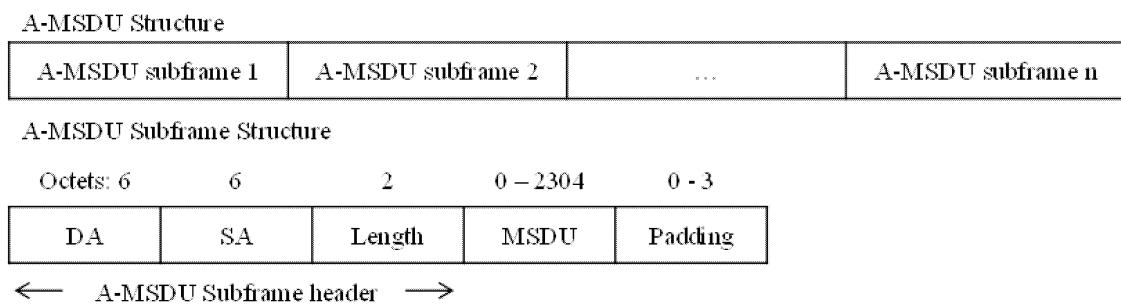


図 2.48: A-MSDU フレームフォーマット

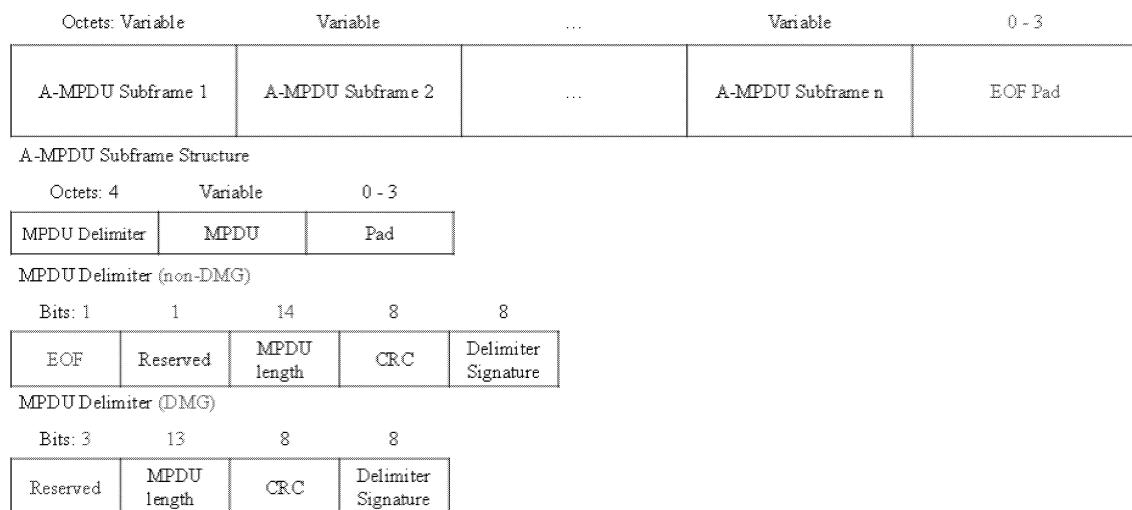


図 2.49: A-MPDU フレームフォーマット

第3章 シングルユーザおよびマルチユーザ MIMO の基礎

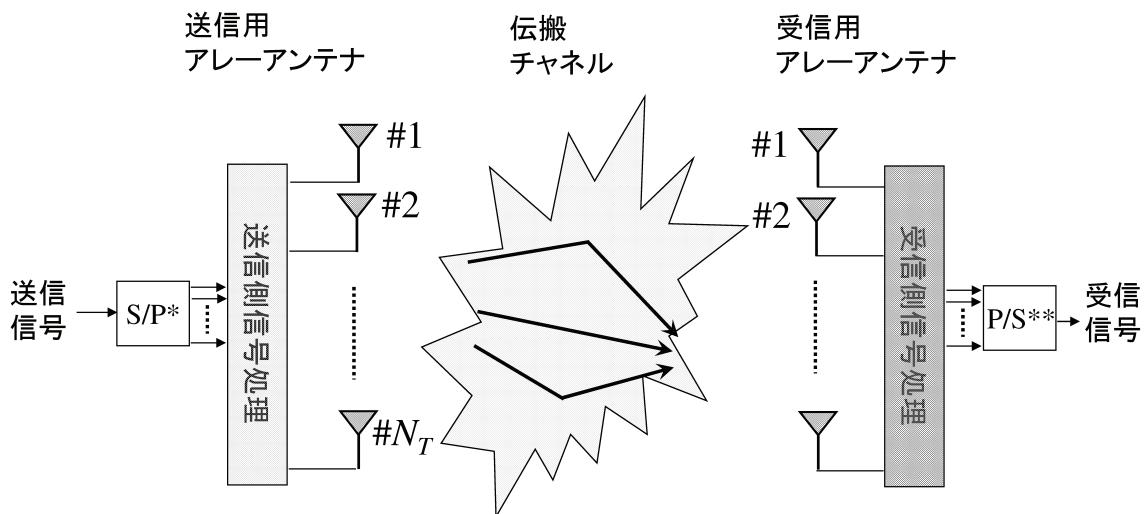
3.1 MIMO 伝送のコンセプトと実現手法

最初に、MIMO 伝送のコンセプトについて解説する。1章でも述べたように、MIMO 技術は、Wi-Fi や LTE で導入されている技術であり、一番のポイントは、「伝送速度を送受信アンテナを増やした分だけ倍増できる」ことである。最近では Wi-Fi におけるアクセスポイントで 3 本程度のアンテナを見つけることができると思う。これは、空間分割多重と呼ばれる技術を実現することで、今まで 1 個のデータしか送れなかつたものが、同一時間、同一周波数で 3 個のデータを送ることができるようになったためである。

MIMO 伝送の概念図を図 3.1 に示す。MIMO 伝送とは、複数のアンテナを送信・受信側に有し、送受の信号処理技術により無線区間の伝送速度を高める技術である。複数のアンテナを配置する点では、古くからアレーアンテナと呼ばれるアンテナ構成法が存在し、特定の方向にアンテナ利得を最大化することが可能である。また、アレーアンテナにおける各アンテナの振幅と位相を制御する手法としては、アダプティブアレーと呼ばれる技術が存在する。しかし、アダプティブアレーでは、送信・受信のいづれかのみで振幅と位相を制御する信号処理が実装されるのに対し、図に示すように MIMO 伝送では、送信側および受信側で信号処理が行われる。

図 3.2 に、アダプティブアレーと MIMO の違いについて述べる。図では、端末より基地局に信号を送信する、いわゆる上り回線を仮定している。MIMO とアダプティブアレーの大きな違いは、アダプティブアレーが別ユーザからの干渉信号を除去することを目的として用いられているのに対し、MIMO では、自分自身が送信すべき複数の信号（図 3.2 の s_1, s_2 ）を多重して伝送することである。このため、アダプティブアレーでは、一般に所望信号に関する何らかの基礎情報（到來方向や制御信号など）が必要であり、伝搬チャネル情報を必要としない（そもそも、干渉信号の伝搬チャネル情報は取得できない）。一方、MIMO では送受信アンテナ間の伝搬チャネル情報を必要とし、かつこの情報を利用する。したがって、MIMO では伝搬チャネルの情報の取得がとても重要である。ただし、アダプティブアレーと MIMO 伝送を実際の信号処理で実現するためには類似点が多く、信号処理方法も共通している部分も多い。この詳細については、本テキストの範囲を超えるので、アダプティブアレーについては文献 [52][53] を、MIMO とアダプティブアレーで求められる要求条件の違いについては、例えば文献 [26] を参照されたい。

視覚的に MIMO の効果を理解するために、図 3.3 に MIMO 伝送を用いることの利点を示す。図には、



S/P : Serial to parallel transformation, P/S : Parallel to serial transformation

N_T : 送信アンテナ素子数 N_R : 受信アンテナ素子数

図 3.1: MIMO 伝送の概念図.

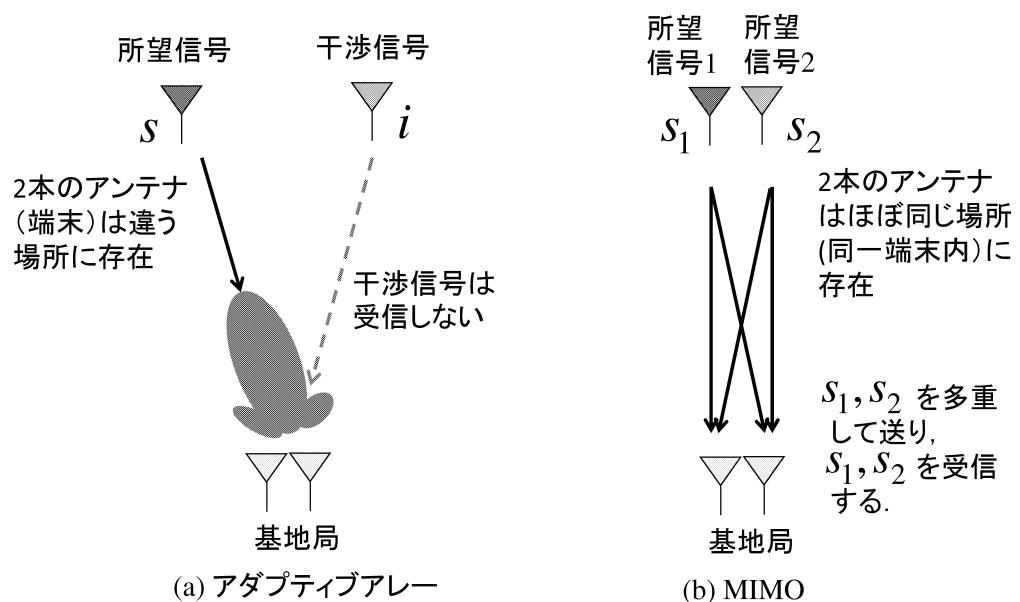


図 3.2: アダプティブアレーと MIMO の考え方の違い (上り回線).

ハードウェア構成、周波数と時間のリソース配分をそれぞれ示している。また、無線 LAN の標準規格である IEEE802.11a/n を例にとり、SISO から MIMO においてどのように伝送速度が向上するかを説明している。

図 3.3(a) は Single Input Single Output (SISO) 伝送を用いた場合の例を図示している。SISO は通常の送信アンテナ 1、受信アンテナ 1 とする伝送である。図中で Tx, Rx はそれぞれ送信機、受信機を表す。SISO では周波数リソース f_1 と時間リソース t_1 を使用し、データ s_1 を伝送する。2 章でも述べたように、IEEE802.11a 規格における無線 LAN では、20MHz の帯域を用いて最大 54Mbps の伝送 (PHY レイヤ) が可能である。

次に、時間リソースと周波数リソースを活用してデータを伝送することを考える。図 3.3(b), (c) はそれぞれ Time Division Multiplexing (TDM), Frequency Division Multiplexing (FDM) を用いた場合の例を図示している。まず、TDM 伝送の場合は、周波数リソースは f_1 のみとし、時間リソース t_1 (t_2) を用いて s_1 (s_2) を伝送する。データは 2 個送ることができるが時間リソースを SISO に比べ 2 倍使用しているため、PHY レイヤにおける伝送速度は SISO と同じである。しかしながら、詳細は次章で述べるが、MAC レイヤまで考えると話は異なる。データを連続して送信できると、データサイズが等価的にデータのオーバヘッドサイズに比べて相対的に大きくなり、スループットは向上する。

FDM を使用した場合は、周波数リソースは f_1 だけでなく、 f_2 信号帯域が 2 倍となるので、伝送速度は SISO 伝送に比べて 2 倍となる。伝送帯域を 2 倍用いるモード (40MHz モード) が IEEE802.11n では標準化されており、40MHz 帯域を用いれば $54 \times 2 = 108$ Mbps の伝送速度が得られる。また、同一周波数帯だけでなく、例えば 2.4 GHz と 5.2 GHz を同時に 20MHz づつ使用すれば、やはり伝送速度は SISO 伝送に比べて 2 倍にできる。

図 3.3(d) は MIMO 伝送を用いた場合の例を図示している。MIMO の最も重要なコンセプトは、「同一周波数・時間で伝送速度を N 倍にすること」である。ここで N とは、送信と受信のアンテナ本数であり、このコンセプトを実現するために、図 3.3(d) では送信と受信アンテナがそれぞれ 2 となっている。図に示すように、周波数リソース f_1 と時間リソース t_1 のみで、すなわち伝送帯域を増加させずに、伝送速度を 2 倍にできる。

しかしながら、図 3.3(d) に示すように、同一時間・周波数で s_1, s_2 を同時に伝送しているため、受信アンテナには s_1, s_2 が混ざって到来することになる。すなわち、 s_1, s_2 はお互いに干渉信号となる。したがって、これらの信号の分離を以下に実現するかが MIMO ではキー技術となる。この信号分離で実現される多重化を Space Division Multiplexing (SDM) と呼ぶ。図 3.3(d) では受信側で信号分離を実現しているが、送信側、送信側と受信側の両方で信号を分離することは可能である。

図 3.3(d) における s_1, s_2 の信号分離の方法を図 3.4 に示す。図 3.3(d) における送信アンテナ j 、受信アンテナ i における応答値を h_{ij} とする。この詳細は後述するが、 h_{ij} は伝搬チャネル応答と呼ばれる。簡

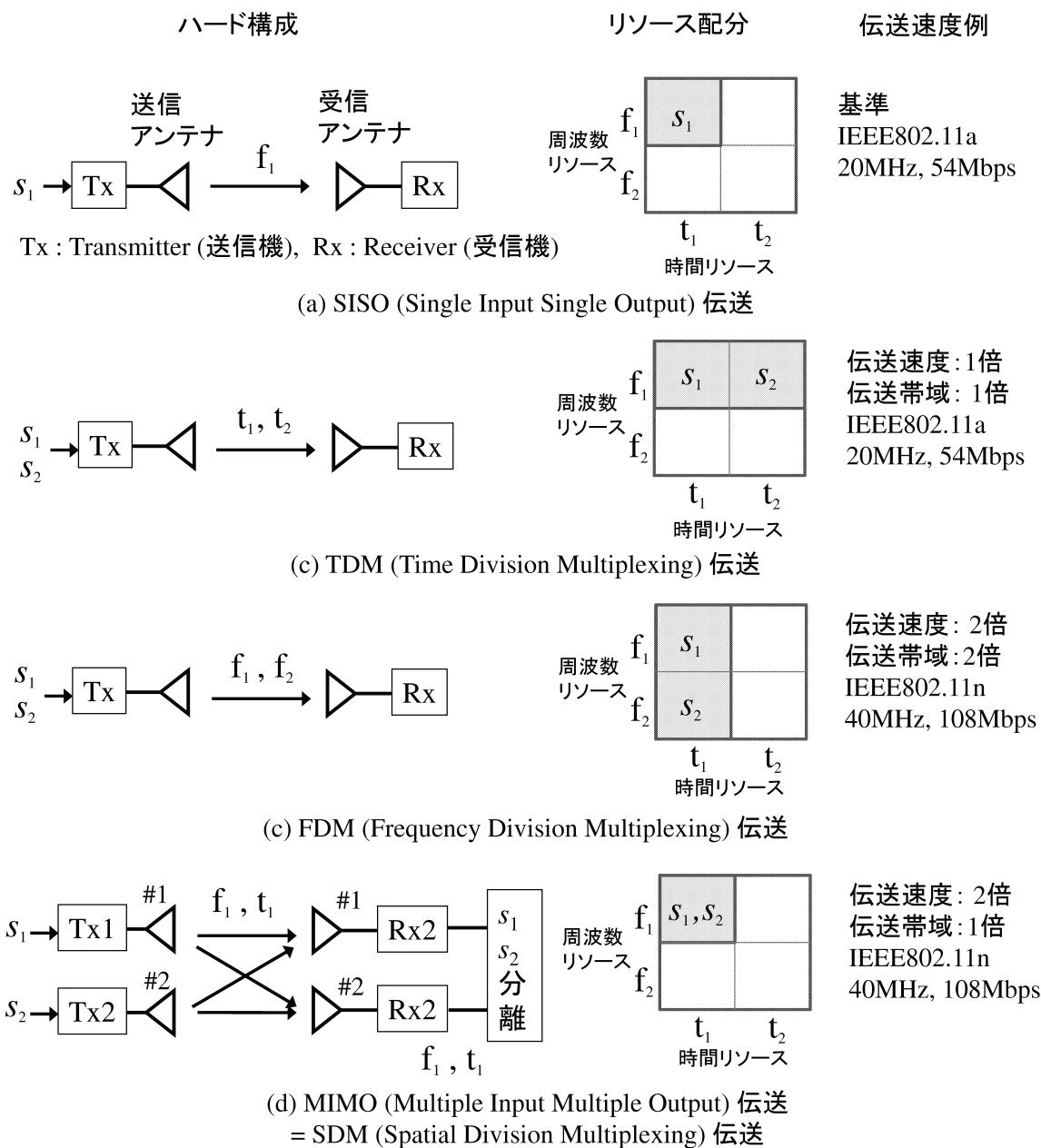


図 3.3: MIMO 伝送を用いることの利点.

単化のために、受信機における熱雑音は無視し、送信電力、送信と受信のアンテナ利得をそれぞれ 1 と仮定する。Rx1, Rx2 における受信信号をそれぞれ y_1, y_2 とすると、

$$y_1 = h_{11}s_1 + h_{12}s_2 \quad (3.1)$$

$$y_2 = h_{21}s_1 + h_{22}s_2 \quad (3.2)$$

で与えることができる。ここで、MIMO 伝送では、伝搬チャネル応答である $h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22}$ はあらかじめ求めることができる。そうすると、式(3.1), (3.2) は s_1, s_2 を未知数とする連立方程式である。これを解くと

$$s_1 = \frac{h_{22}}{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}} \cdot y_1 - \frac{h_{12}}{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}} \cdot y_2 \quad (3.3)$$

$$s_2 = -\frac{h_{21}}{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}} \cdot y_1 + \frac{h_{11}}{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}} \cdot y_2 \quad (3.4)$$

となる。連立方程式は逆行列を用いた計算を行うことと等価である。式(3.1), (3.2) を行列とベクトルで表現すると、

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

となる。したがって s_1, s_2 は、

$$\begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

から求めることができる。この手法は、Zero Forcing (ZF) と呼ばれ、MIMO 伝送の中で最も基本的な信号分離方法として知られている。しかしながら、 h_{ij} を要素とする行列の逆行列の状態により ZF の性能は大きく影響を受けることが知られている。ZF も含めた具体的な MIMO の信号分離技術は節で解説する。

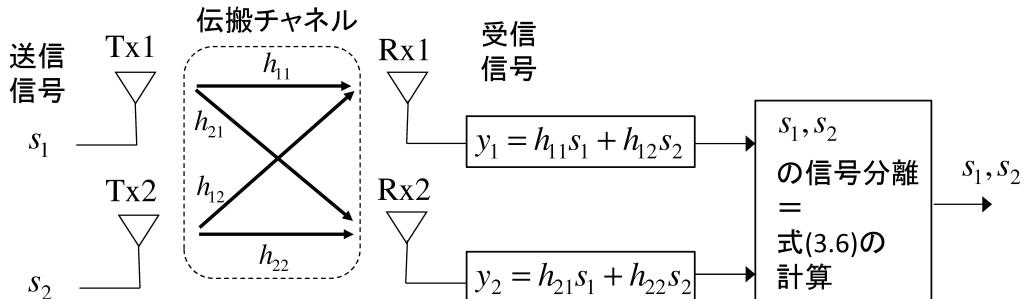


図 3.4: MIMO 伝送による信号分離の原理。

3.2 MIMO 伝送のチャネル容量

先の節では、MIMO 伝送を用いることの利点と MIMO 伝送でキーとなる信号分離方法の基本原理について説明した。本節では、SISO から MIMO までのチャネル容量をとりあげ、これらのチャネル容量特性を比較する。送受に複数のアンテナを有する MIMO 構成により、チャネル容量が他の構成に比べ著しく増大することを明らかにする。チャネル容量の話に入る前に、基本的な数式の定義を行う。MIMO を議論する上では Signal to Noise Power Ratio (SNR) と伝搬チャネル行列の議論は避けて通れない。ここでは、SISO と MIMO 構成を用いて、SNR と伝搬チャネル行列に関する説明を行う。

3.5 に、もっとも基本的な通信の構成である送受信アンテナがそれぞれ 1 である、SISO のシステムモデルを示す。図に示すように、送信電力を P 、時刻 t における送信信号 (複素数) および受信機で発生する熱雑音 (複素数) をそれぞれ $s(t)$, $n(t)$ とすると受信信号 $y(t)$ (複素数) は、

$$y(t) = \sqrt{P}hs(t) + n(t) \quad (3.7)$$

と表現できる。ここで、 h は送受の伝搬チャネルの応答 (複素数) であり、本テキストのメインテーマである SU-MIMO や MU-MIMO にとって非常に重要となる。また h は、 $s(t)$, $n(t)$, $y(t)$ の変化に対して十分変化が遅いものとする。さらに、 $E[s(t)^2] = 1$, $E[n(t)^2] = \sigma^2$ ($E[\cdot]$ はアンサンブル平均) とすると、信号対雑音電力比 (SNR) は、

$$SNR = \frac{P|h|^2}{\sigma^2} \quad (3.8)$$

で表現できる。

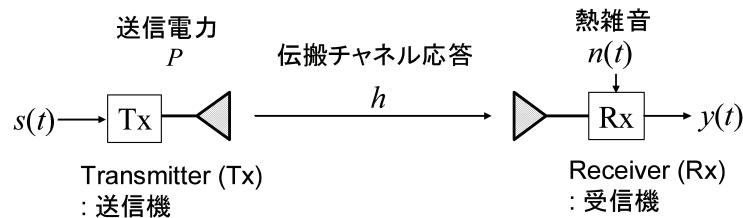


図 3.5: SISO のシステムモデル。

次に、伝搬チャネル応答 h が実際どのように表現できるかについて説明する。3.6 に示すように、移動通信環境では、複数の信号 (マルチパス) が様々な方向から受信側に到来する。3.7 に端末が移動する場合の電波の到来するイメージ図を示している。これは、到来する信号の振幅と位相を用いて、複素平面上に表現することができる。ある受信点において、 L 波の信号 (これらをそれぞれ素波と呼ぶ) が到来し、到来する信号の振幅と位相を r_i, θ_i ($i = 1 \sim L$) とする。ここで、最初に受信側に到来する信号に対して他の信号の遅延時間がシンボル長に対して十分に小さいと仮定する。端末の移動を考慮しない場合の伝搬

チャネル応答を h とすると,

$$h = \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{i=1}^L r_i \exp(j\theta_i) \quad (3.9)$$

となる. ここで, 式(3.7)を考える場合, 本来は送受信間の距離に対応する伝搬損失の影響を考慮すべきであるが, 簡単化のためにこの値を 1 としている. なお, 移動通信環境における伝搬路は一般的にレイリーフェージングをすることが知られているが, これらの詳細については, 文献 [26] 等に記載があるので, そちらをご覧いただきたい.

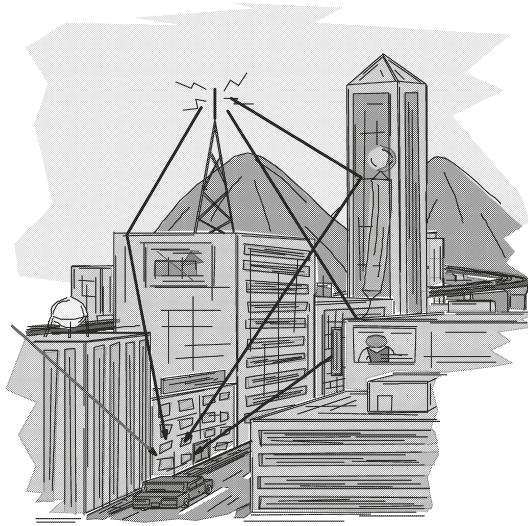


図 3.6: 移動通信におけるマルチパス環境.

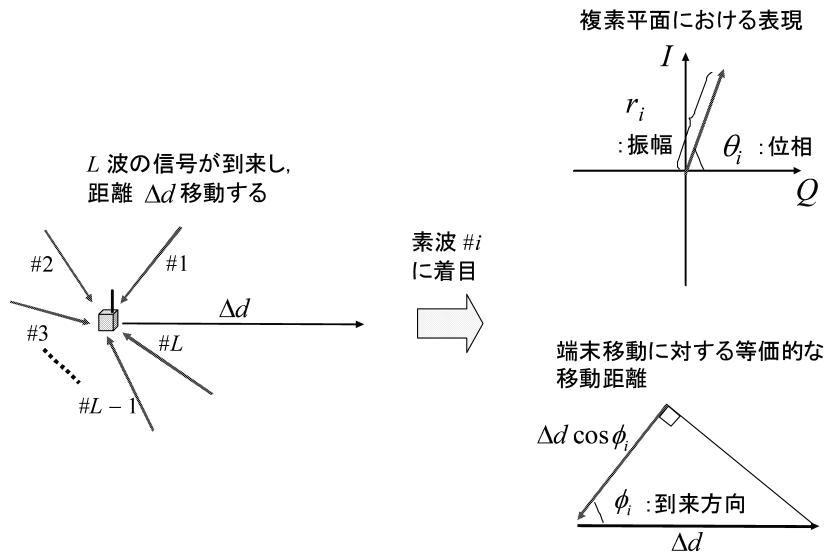


図 3.7: マルチパス環境と複素平面上での信号表記.

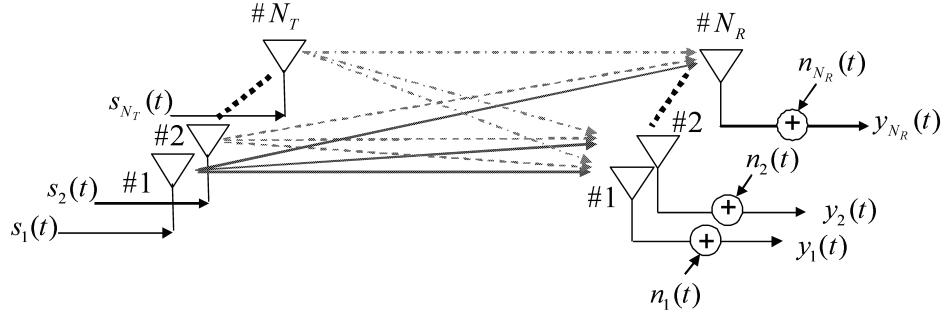


図 3.8: MIMO のシステムモデル.

図 3.8 に MIMO チャネルを表現するためのシステムモデルを示す. 図に示すように, 送信アンテナより N_T 個の信号を送信するモデルを考える. 受信アンテナ数を N_R とすると, 送信信号ベクトル $\mathbf{s}(t)$ と受信信号ベクトル $\mathbf{y}(t)$, 热雜音ベクトル $\mathbf{n}(t)$ をそれぞれ

$$\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_{N_T}(t)]^T \quad (3.10)$$

$$\mathbf{y}(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_{N_R}(t)]^T \quad (3.11)$$

$$\mathbf{n}(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_{N_R}(t)]^T \quad (3.12)$$

で表すことができる. ここで, SDM を行う空間多重数を送信データ数とよび, 特に断りのない限り, 送信データ数は, 送信アンテナ数 N_T と同数とする.

以上の式を用いると, 伝搬チャネル行列 \mathbf{H} を用いて以下の式で表すことができる.

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}\mathbf{P}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (3.13)$$

$$\begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \\ \vdots \\ y_{N_R}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & & h_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R 1} & h_{N_R 2} & \cdots & h_{N_R N_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{P}s_1(t) \\ \sqrt{P}s_2(t) \\ \vdots \\ \sqrt{P}s_{N_T}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_{N_R}(t) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

ここで, \mathbf{P} は \sqrt{P} を対角成分の要素とする単位行列である. 送信電力 P は各送信アンテナで同一としている.

図 3.9 に SISO, SIMO, MISO, MIMO の構成図を比較する. 図に示すように, SISO では送信, 受信アンテナとも 1 素子であるが, SIMO, MISO 構成となると, 受信, 送信アンテナ数がそれぞれ複数となる. MIMO 構成では前節に示したように, 送受ともアンテナ素子が複数となる. 以下, SISO, SIMO, MISO, MIMO の順にチャネル容量特性を示す. ここで, 以下の図中で SNR とは 1 素子あたりの SNR を表し, 送信アンテナが複数の場合, 送信電力は各アンテナで同一とし, かつ総送信電力は一定となるようにしている. また, チャネル容量はレイリーフェージングを想定した場合の平均チャネル容量を表している.

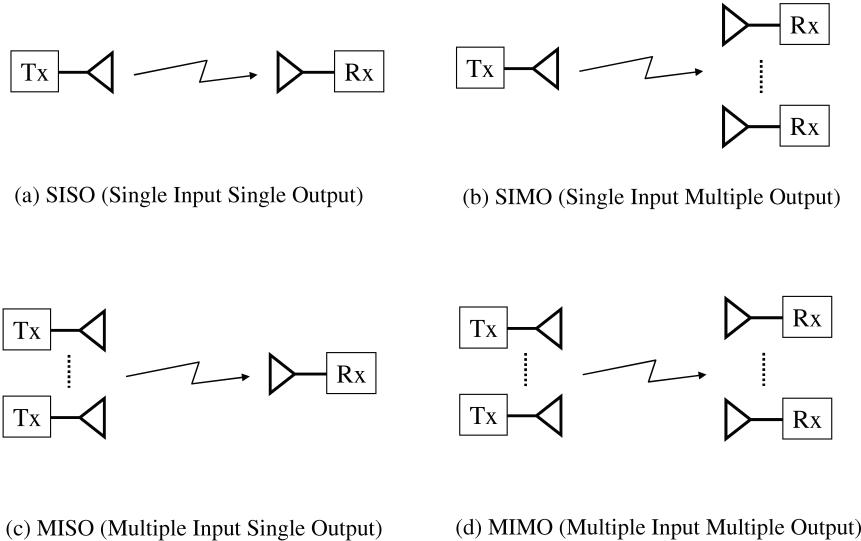


図 3.9: SISO, SIMO, MISO, MIMO 構成の比較.

最初に, SISO におけるチャネル容量特性を示す. SISO チャネル容量を C_{SISO} とすると, C_{SISO} は以下の式で与えることができる.

$$C_{\text{SISO}} = \log_2(1 + \gamma) \quad (3.15)$$

$$= \log_2 \left(1 + \frac{P|h|^2}{\sigma^2} \right) [\text{bits/s/Hz}] \quad (3.16)$$

ここで, γ は受信 SNR である. P, σ^2 はそれぞれ送信電力, 雑音電力である. なお, チャネル容量の単位は, bits/s/Hz となる. これは, 単位周波数あたりのビットレートに相当する.

図 3.10 に SISO による SNR とチャネル容量の関係を示す. 図中の Average とはチャネル容量を平均化した結果であることを意味している. 具体的には, 10000 回異なる伝搬チャネルを生成しチャネル容量を求め, それらの平均値を算出している. 以下の計算でも同じ手法でチャネル容量を求めていている. ここで, γ が十分 1 に対して大きいとすると, 式 (3.16) は $\log_2(\gamma)$ と近似できる. 3.10 に示すように, SISO による通信では電力を 2 倍しても, 1 bit/s/Hz しかチャネル容量を大きくすることができない. すなわち, 送信電力を増加させても劇的な伝送速度の向上にはつながらないことがわかる.

次に, SIMO におけるチャネル容量特性を示す. SIMO チャネル容量を C_{SIMO} とすると, C_{SIMO} は以下の式で与えることができる.

$$C_{\text{SIMO}} = \log_2 \left(1 + \sum_{i=1}^{N_R} \gamma_i \right) \quad (3.17)$$

$$= \log_2 \left(1 + \frac{P}{\sigma^2} \sum_{i=1}^{N_R} |h_{i1}|^2 \right) \quad (3.18)$$

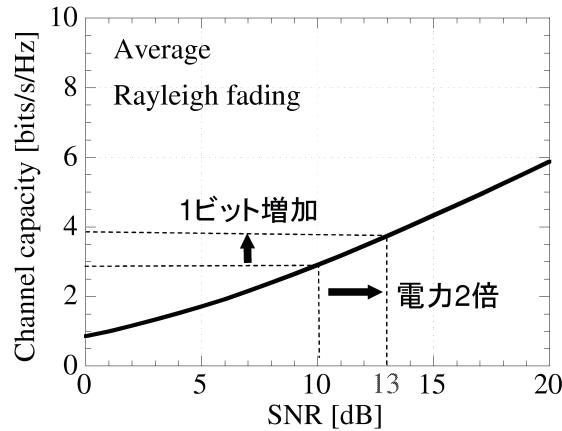


図 3.10: SISO によるチャネル容量特性.

ここで, γ_i は i 番目の受信アンテナにおける受信 SNR である. また, h_{i1} は i 番目の受信アンテナにおける伝搬チャネル応答となる. なお, SIMO では送信アンテナ数が 1 となるため, 送信アンテナの下添字を 1 としている.

ここで, 式 (3.16) と式 (3.18) を見比べてほしい. 式 (3.16) は SISO であるため, 伝搬チャネル応答の電力が 1 個のみである. しかし, 式 (3.18) では, 受信アンテナが複数存在するため, 伝搬チャネル応答の電力が複数個の和で表される. 3.11 に, 式 (3.16) と式 (3.18) の解釈のイメージを示す. ここでは, 簡単のため, 受信アンテナの数 N_R は 2 としている. 3.11 に示すように式 (3.16) から得られるチャネル応答電力 ($|h_{11}|^2$) は, フェージングの影響により大きく落ち込む場合がある. 一方, 式 (3.18) から得られるチャネル応答電力 ($|h_{11}|^2 + |h_{21}|^2$) は, 2 個の伝搬チャネル応答の電力を加算することでその影響を大きく低減できる. この効果を具体的に実現する技術はダイバーシチと呼ばれ, 移動通信では必須の技術くなっている [5].

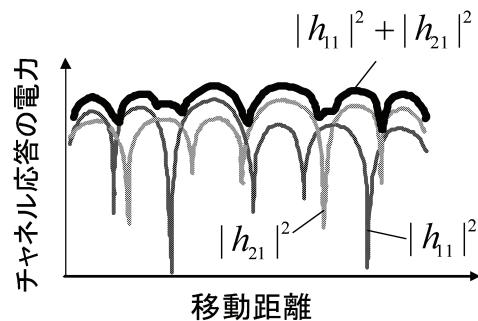


図 3.11: 式 (3.16) と式 (3.18) の解釈のイメージ.

図 3.12 に SIMO による SNR とチャネル容量の関係を示す. 図には, $(N_T, N_R) = (1, 2), (1, 4)$ の場合

の特性を示している。比較のため、3.10 の SISO によるチャネル容量を再掲している。図から明らかのように、 $(N_T, N_R) = (1, 2)$ の SIMO 構成とすることで、受信ダイバーシチ効果により SISO よりも高いチャネル容量が得られる。また、アンテナ素子を 2 から 4 に増やすとさらに特性が向上する。

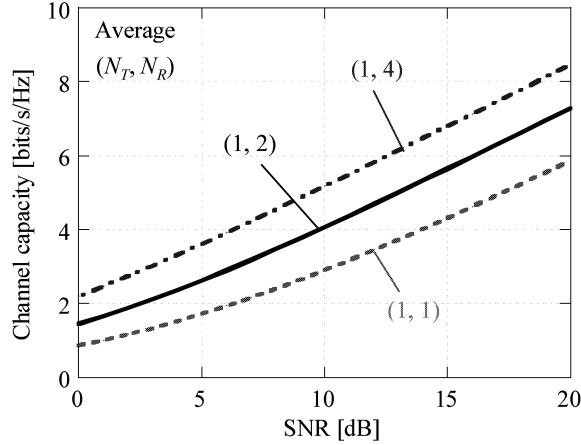


図 3.12: SIMO によるチャネル容量特性。

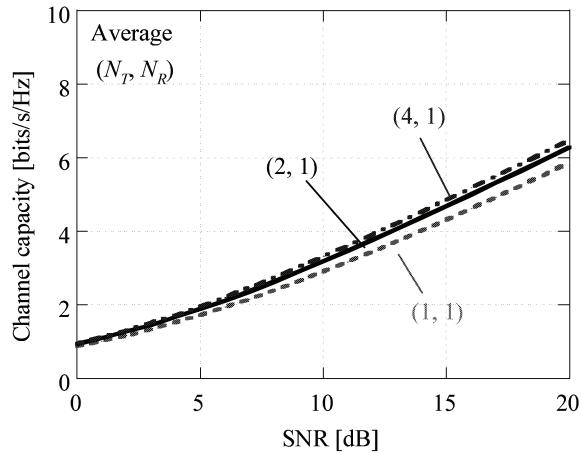


図 3.13: MISO によるチャネル容量特性。

以下、MISO におけるチャネル容量特性を示す。MISO チャネル容量を C_{MISO} とすると、 C_{MISO} は以下の式で与えることができる。

$$C_{\text{MISO}} = \log_2 \left(1 + \frac{1}{N_T} \sum_{j=1}^{N_T} \gamma_j \right) \quad (3.19)$$

$$= \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_T \sigma^2} \sum_{j=1}^{N_T} |h_{1j}|^2 \right) \quad (3.20)$$

ここで, h_{1j} は j 番目の送信アンテナにおける伝搬チャネル応答となる. なお, MISO では受信アンテナ数が 1 となるため, 受信アンテナの下添字を 1 としている. MISO のチャネル容量は SIMO のそれと式はほぼ同じであるが, ここでは総送信電力を一定という仮定を考えているため, N_T で SNR を割り算している点が SIMO のチャネル容量と異なる.

図 3.13 に MISO による SNR とチャネル容量の関係を示す. 図には, $(N_T, N_R) = (2, 1), (4, 1)$ の場合の特性を示している. 比較のため, 3.10 の SISO 伝送によるチャネル容量を再掲している. 図より, MISO 構成とすると, SISO 構成に対し送信アンテナのアンテナ数を増やしてもチャネル容量は大きく改善しないことがわかる. これは, 総送信電力一定という仮定を考えていることに起因する. もし, 式 (3.20)において, N_T の項を外せば, SIMO と MISO の特性は同じとなる. この場合は総送信電力一定ではなく, MIMO の場合の送信アンテナごと接続される電力増幅器が, SISO もしくは SIMO の場合と全て同じものを使用した場合の特性に相当する.

最後に MIMO のチャネル容量について説明する. MIMO チャネル容量を C_{MIMO} とすると, C_{MIMO} は以下の式で与えることができる [13][14].

$$C_{\text{MIMO}} = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{P}{N_T \sigma^2} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \quad (3.21)$$

$$= \sum_k^J \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_T \sigma^2} \lambda_k \right). \quad (3.22)$$

式 (3.22)において, \mathbf{I}_{N_R} は $N_R \times N_R$ の単位行列である. $J = \min(N_T, N_R)$ である. ここで, $\min(a, b)$ は a, b のうちの最小の値を示す. λ_k ($k = 1 \sim J$) はチャネル行列の相關行列 $\mathbf{G} = \mathbf{H} \mathbf{H}^H$ の固有値である.

図 3.14, 図 3.15 に MIMO によるチャネル容量を示す. まず, 3.14 には, 送受信アンテナ数をそれぞれ増加させた場合のチャネル容量を示す. 3.14 より, SNR によらず, 送受信アンテナ数に比例してチャネル容量が増大していることがわかる. 理論上は SNR が高ければ, SISO に対し送受信アンテナ数倍のチャネル容量が得られる.

図 3.15 は, 送信と受信アンテナ数を変化させた場合の SNR に対するチャネル容量を示している. 図より, 送受のアンテナ数を増加させるとチャネル容量が高くなることが確認できるが, 送信側の素子だけを増加させてもチャネル容量は大きく改善しないことがわかる. このように, MIMO では大きなチャネル容量改善を期待するためには, 送受のアンテナ数を増加させる必要があることがわかる. 一方, この考え方を利用して, 基地局に多くのアンテナが配置でき, 端末局には多くのアンテナが配置できない場合を考える. このとき, 複数のユーザと基地局で MIMO チャネルを形成することで, システム全体で高いチャネル容量を得ることができる. これが MU-MIMO の考え方であるが, 詳細は**で述べる.

式 (3.21), (3.22) で与えられる MIMO のチャネル容量の式は, その導出は実際はかなり難しい(まだ導出したことのない人は一度導出することをお勧めする). 一方, 与えられた式に対しては, 伝搬チャネル行列 \mathbf{H} と SNR が分かれれば簡単にチャネル容量を計算することができる. しかし, 式 (3.21)(3.22) を見て

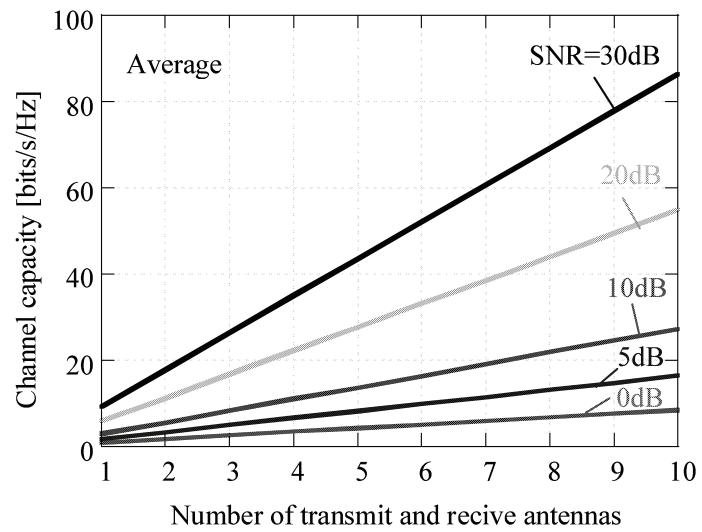


図 3.14: 送受信アンテナ数に対するチャネル容量特性 (MIMO).

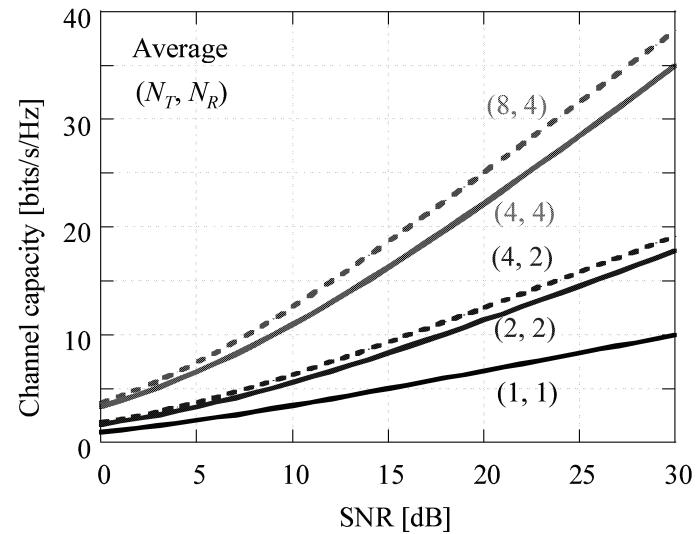


図 3.15: SNR に対するチャネル容量特性 (MIMO).

も、特に式(3.21)はその式が持つ意味をイメージすることは実は難しい。

そこで、この節では、MIMOの最小単位である 2×2 MIMOチャネルを用いて、MIMOのチャネル容量のメカニズムについて解釈を与える。 $N_T = N_R = 2$ とした場合のチャネル容量を $C_{2\times 2}$ とすると、式(3.22)は以下のように変形することができる。

$$\begin{aligned} C_{2\times 2} &= \log_2 \left(1 + \frac{P}{2\sigma^2} \lambda_1 \right) + \log_2 \left(1 + \frac{P}{2\sigma^2} \lambda_2 \right) \\ &= \log_2 \left(1 + \frac{P}{2\sigma^2} (\lambda_1 + \lambda_2) + \left(\frac{P}{2\sigma^2} \right)^2 \lambda_1 \lambda_2 \right) \end{aligned} \quad (3.23)$$

次に、式(3.21)を 2×2 MIMOの場合について変形する。まず、チャネル行列の相関行列 \mathbf{G} を以下のように置く。

$$\begin{aligned} \mathbf{G} &= \mathbf{H}\mathbf{H}^H \\ &= \begin{bmatrix} |h_{11}|^2 + |h_{12}|^2 & h_{11}h_{21}^* + h_{12}h_{22}^* \\ h_{11}^*h_{21} + h_{12}^*h_{22} & |h_{21}|^2 + |h_{22}|^2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.24)$$

$$= \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ B^* & D \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

式(3.25)の $A \sim D$ を式(3.21)に代入し、式(3.21)において $\det(\cdot)$ の計算を行うと、

$$C_{2\times 2} = \log_2 \left(1 + \frac{P}{2\sigma^2} (A + D) + \left(\frac{P}{2\sigma^2} \right)^2 (AD - BC) \right) \quad (3.26)$$

が得られる。したがって、式(3.23)と式(3.26)より、

$$\begin{aligned} \lambda_1 + \lambda_2 &= A + D \\ &= |h_{11}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{22}|^2 \end{aligned} \quad (3.27)$$

$$\begin{aligned} \lambda_1 \lambda_2 &= AD - BC = AD - |B|^2 \\ &= (|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2)(|h_{21}|^2 + |h_{22}|^2) \\ &\quad - |h_{11}h_{21}^* + h_{12}h_{22}^*|^2 \end{aligned} \quad (3.28)$$

が成り立つ。これは、固有値 λ_1, λ_2 が

$$(\lambda_1, \lambda_2) = \frac{A + D \pm \sqrt{(A + D)^2 - 4(AD - BC)}}{2} \quad (3.29)$$

で与えることができるからも証明できる(証明は各自でお願いしたい)。式(3.27)において、 A, D はそれぞれ受信アンテナ1, 2に対する伝搬利得に相当する。よって $\lambda_1 + \lambda_2$ は受信アンテナ1, 2のチャネル応答電力の和に相当する。また、空間相関 ρ は以下の式で与えることができる。

$$\rho = \frac{h_{11}h_{21}^* + h_{12}h_{22}^*}{\sqrt{|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2} \sqrt{|h_{21}|^2 + |h_{22}|^2}} \quad (3.30)$$

$$= \frac{B}{\sqrt{A}\sqrt{D}} = \frac{C^*}{\sqrt{A}\sqrt{D}} \quad (3.31)$$

よって、式(3.31)を式(3.28)に代入すると、式(3.28)は以下のように変形できる。

$$\lambda_1 \lambda_2 = AD(1 - |B|^2/AD) = AD(1 - |\rho|^2) \quad (3.32)$$

$$= (|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2)(|h_{21}|^2 + |h_{22}|^2)(1 - |\rho|^2) \quad (3.33)$$

最後に、導出した式を用いてMIMOのチャネル容量の解釈を行う。まず式(3.23)と(3.26)から、 $\log_2(\cdot)$ の中の第3項がMIMOによる容量増大の効果であることは自明である。そこで、式(3.23)の $\log_2(\cdot)$ の中の第3項である $P/(2\sigma^2) \cdot \lambda_1 \lambda_2$ に注目する。式(3.23)の $\log_2(\cdot)$ の中の第2項である $P/(2\sigma^2) \cdot (\lambda_1 + \lambda_2)$ は受信SNRに相当し、 $\lambda_1 + \lambda_2 = Const.$ である。ここで、 $Const.$ とは変数が一定の値を持つことを意味する。したがって、この条件において、 $\lambda_1 \lambda_2$ を最大とする条件は、相加・相乗平均の定理より、

$$\lambda_1 = \lambda_2 \quad (3.34)$$

である。また、このとき式(3.28)、(3.33)より

$$|\rho| = 0 \quad (3.35)$$

が成り立つ必要がある。これらがチャネル容量を最大化する条件となる。すなわち、MIMOのチャネル容量の最大化の条件は、2個の固有値が等しくなることと空間相関が0になることであり、この両者は等価の扱いとみなすことができる。さらに、これは相関行列 \mathbf{G} が対角行列になることとも等価である。一方、チャネル容量がもっとも最小化される条件は以下の式で与えられる。

$$\lambda_1 = A + D, \quad \lambda_2 = 0, \quad |\rho| = 1 \quad (3.36)$$

なお、 $N_T = 2$ とし、 N_R が2以上の場合、固有値と伝搬チャネル応答の関係は以下の式で与えることができる。

$$\lambda_1 + \lambda_2 = \sum_{i=1}^{N_R} (|h_{i1}|^2 + |h_{i2}|^2) \quad (3.37)$$

$$\lambda_1 \lambda_2 = \left(\sum_{i=1}^{N_R} |h_{i1}|^2 \right) \left(\sum_{i=1}^{N_R} |h_{i2}|^2 \right) (1 - |\rho|^2) \quad (3.38)$$

$$\rho = \frac{\sum_{i=1}^{N_R} h_{i1} h_{i2}^*}{\sqrt{\sum_{i=1}^{N_R} |h_{i1}|^2} \sqrt{\sum_{i=1}^{N_R} |h_{i2}|^2}} \quad (3.39)$$

これらの式を見てもわかるように、受信アンテナ数を増加させることにより、空間相関 ρ は小さくなる。したがって、 $\lambda_1 + \lambda_2$ 、 $\lambda_1 \lambda_2$ とも大きくなることがわかる。よってチャネル容量は増大することは明らかである。これが受信ダイバーシティの効果となる。

表 3.1: チャネル行列の例

	\mathbf{H}	$\mathbf{H}\mathbf{H}^H$	λ_1, λ_2
Case 1 ($h_{12} = h_{21} = 0$)	$\begin{matrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{matrix}$	1, 1
Case 2 (すべての要素が 1 : 空間相関=1)	$\begin{matrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 2 & 2 \\ 2 & 2 \end{matrix}$	4, 0
Case 3 (ユニタリ行列)	$\begin{matrix} 1 & -j \\ -j & 1 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 2 & 0 \\ 0 & 2 \end{matrix}$	2, 2

以下、3種類のチャネル行列の具体例を取り上げ、チャネル行列の違いに対するチャネル容量を比較する。表 3.1 に評価に使用したチャネル行列を示す。Case 1 はチャネル行列が単位行列となる場合である。この場合はいうまでもなく相関行列は単位行列となる。具体例としては、同じアンテナ利得を有する直交偏波アンテナを考えるとよい。実際のアンテナとマルチパス環境では、交さ偏波識別度が ∞ にならないため [?], チャネル行列を単位行列にすることは難しいが、交さ偏波識別度を ∞ と考えると Case 1 となる。2番目の例は、非マルチパス環境である。すなわち、電波暗室内で送信機と受信機を正対させるとチャネル行列は Case 2 となる。3番目の例において相関行列を求めるとき、 $\mathbf{H}\mathbf{H}^H = 2\mathbf{I}$ (\mathbf{I} : 単位行列) となる。これは、ユニタリ行列の条件 ($\mathbf{H}\mathbf{H}^H = \mathbf{I}$) に対し、定数倍した行列となっている。

図 3.16 に SNR に対するチャネル容量特性を示す。図から明らかなように、相関行列と固有値によりチャネル容量特性が大きく変化することがわかる。Case 2 は、SNR の増大に対する傾きが SISO の場合とまったく同じであり、MIMO としてのポテンシャルをまったく有していない。SISO との容量差はチャネル行列の大きさに起因するものであり、チャネル行列の大きさを規格化をすると SISO とまったく同じ特性となる。一方、Case 1 と Case 3 は相関行列が対角行列になるとともに、固有値 λ_1, λ_2 の両者が完全に一致する。したがって、MIMO 通信の利点を最大限発揮できる。両者の差は、チャネル行列の大きさの差に起因している。Case 1 では送信アンテナ 1(2) から受信アンテナ 2(1) へのチャネル応答 h_{21} (h_{12}) をゼロにすることで直交化を実現しているが、Case 3 は Case 1 とは異なり、チャネル行列の比対角項を 0 にすることなく直交化を実現している。よって両者には 3dB の SNR の差が生じていることが確認できる。

3.3 MIMO における受信信号分離と送信指向性制御技術

3.3.1 受信信号分離技術

MIMO における信号分離、すなわち SDM を実現する上で必要となるのは、式 (3.13) で示されているように、受信信号 $\mathbf{y}(t)$ とチャネル行列 \mathbf{H} を用いて送信信号 $\mathbf{s}(t)$ を推定することである。MIMO の受信側信号分離技術(以下、信号分離技術と呼ぶ)に関する研究は、この研究分野における主要課題の 1つと

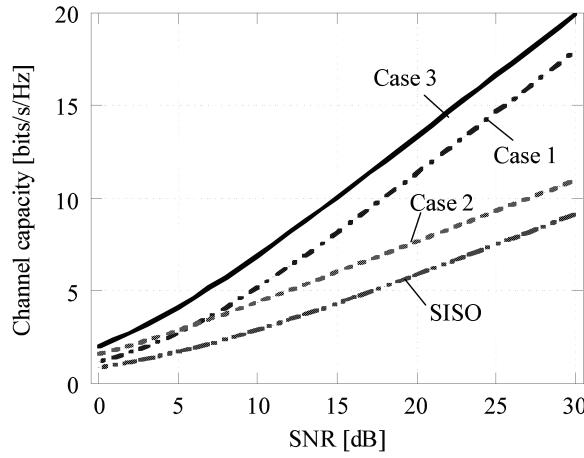


図 3.16: 表 3.1 のチャネル行列に対するチャネル容量特性.

なっている。本テキストより詳しい説明が文献 [26] 等でも解説されているので、興味がある読者はこちらを参照することを勧める。

また、3.4 節述べる MU-MIMO における上り回線での信号分離技術もここで説明する技術を適用することができる。主な信号分離技術を表 3.2 に分類する。

表 3.2 の各方法の性能とその演算量はトレードオフの関係にある。まず、ZF 法は受信信号 $\mathbf{y}(t)$ にチャネル行列 \mathbf{H} の逆行列を乗算することで実現できるため、MIMO の信号分離技術の中では、比較的簡易な手法としてよく用いられる。これに対して、Minimum Mean Square Error (MMSE) 法では、ZF とはほぼ同じ計算を行うことで送信信号の復号を実現するが、熱雑音を考慮して制御が行われるため、SNR が低い環境で ZF よりも高い性能を示すが、両者の性能差は実はほとんどない。MMSE はもともとアダプティブアレー [52][53] における干渉除去に用いられるために提案された信号分離技術である。MMSE におけるアダプティブアレーと MIMO における必要条件と目的の違いについては、文献 [26] で解説されているのでそちらを参照されたい。

ZF や MMSE は空間相関が高くなる環境において特性が大きく劣化することが知られている。この問題を解決する手法として、Successive Interference Canceller (SIC) や Maximum Likelihood Detection (MLD) が提案されている。まず、SIC であるが、ZF もしくは MMSE を信号分離方法として用いるが、信号分離後の処理に工夫が加えられている。具体的には、信号分離後に品質のよい信号（例えば SNR がもっとも高いデータ）を検出し、受信信号から復調後の再変調した信号を差し引く処理を行う。この処理を繰り返すことで、ZF や MMSE よりも非常に高い性能を得ることができる。

MLD は最尤推定に基づく方法であり、MIMO の信号分離技術の中で理論上もっとも高い性能を有する。原理は単純で、総当たりで送信された信号候補を探索する。ただし、送信データ数の増加/多値変調

の使用により、計算は指数関数的に増加するため、MLD の計算を簡易化する方法が提案されている。

表 3.2: MIMO における信号分離技術の分類

復号方法	特徴
ZF	受信信号 $\mathbf{y}(t)$ に伝搬チャネル行列 \mathbf{H} の逆行列を左より乗算
MMSE	ZF+雑音を抑圧するように制御
SIC	ZF (MMSE)+逐次的に品質の良い信号から検出
MLD	送信信号の全ての組み合わせより最も確からしい信号を検出

本節では、前節で概念を説明した ZF について説明する。前節では、送受信アンテナがそれぞれ 2 の場合の MIMO について考えたが、それ以上のアンテナ数になる場合の ZF の一般解を考える。また、前節では熱雑音の影響を無視したが、先に示した通り、実際は熱雑音を考慮する必要がある。 2×2 MIMO の場合は、先に示したように簡単な連立方程式で解くことができた。しかし、3 変数の連立方程式はともかく、4 変数以上となると連立方程式を解くことが非常に煩雑となる。そこで、行列の定理を適用する。 $N_R \times N_T$ MIMO における受信信号は式 (3.13) で表すことができる。ここで、簡単化のため、 $P = 1$, $N_T = N_R$ とし、式 (3.13) の両辺にチャネル行列の逆行列 \mathbf{H}^{-1} を乗算すると、

$$\mathbf{H}^{-1}\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}^{-1}\mathbf{H}\mathbf{s}(t) + \mathbf{H}^{-1}\mathbf{n}(t) \quad (3.40)$$

$$= \mathbf{s}(t) + \mathbf{H}^{-1}\mathbf{n}(t) \quad (3.41)$$

となり、式 (3.41) の右辺第 2 項を無視すれば、完全に送信信号を復号できる。実際の ZF では、式 (3.41) の右辺第 2 項である $\mathbf{H}^{-1}\mathbf{n}(t)$ を無視できない。一般に、前節で述べた空間相関が高くなる条件では、 \mathbf{H}^{-1} は大きくなる。すなわち、式 (3.41) の右辺第 2 項が第 1 項に対して無視できなくなる。これを雑音強調と呼び、ZF を適用する際には大きな問題となり、その性能を改善するために、先に述べた SIC や MLD が MIMO の送受信の信号分離技術として検討されている。

ZF は、受信アンテナ数 N_R が送信アンテナ数 N_T 以上であれば実現できる。 $N_R > N_T$ の場合は、 \mathbf{H}^{-1} の代わりに一般逆行列、すなわち、

$$\mathbf{H}^+ = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \quad (3.42)$$

で与えることができる。

3.3.2 送信指向性制御技術

前節の受信側の信号分離技術を考えると、下り回線(基地局 → 端末)では、端末側が信号分離の信号処理を行うことから端末側の負荷が増大する。ここで説明する固有モード伝送(Eigenmode beamforming : EM-

BF) は、送信側で制御を行うことで、送信ダイバージチ効果を確保しつつ端末側の負荷を軽減することができる技術である。図 3.17 に受信信号分離技術と固有モード伝送の違いを下り回線の場合について示す。これまで述べた方法では、基地局(送信側)はアンテナ毎に異なる信号を送信している。したがって、端末局(受信側)では各受信アンテナに複数の信号が同時に到来し、先に述べた信号分離技術が必要となる。

一方、固有モード伝送では、図 3.17 に示すように、あらかじめ基地局(送信側)と端末局(受信側)がそれぞれ伝搬チャネル行列 \mathbf{H} を推定していることが前提となる。伝搬チャネル行列 \mathbf{H} を用いて、基地局と端末局でそれぞれ送信するデータ数と同数の指向性を形成する。ここで形成される指向性は伝搬環境に対応した指向性が形成され、各指向性は直交している。このような指向性を基地局と端末局で形成することで、受信側では 2.5 節で述べた信号分離技術を用いずに MIMO による通信が実現でき、端末側の負荷が軽減される [37]。さらに、送信アンテナ数と受信アンテナ数の関係によっては、送信電力を送信データごとに変化させたり、送信データ数を変化させたりすることでチャネル容量を増大させることができる。これらが固有モード伝送の大きな特徴である。反対に、固有モード伝送では基地局側の負荷が大きくなる。

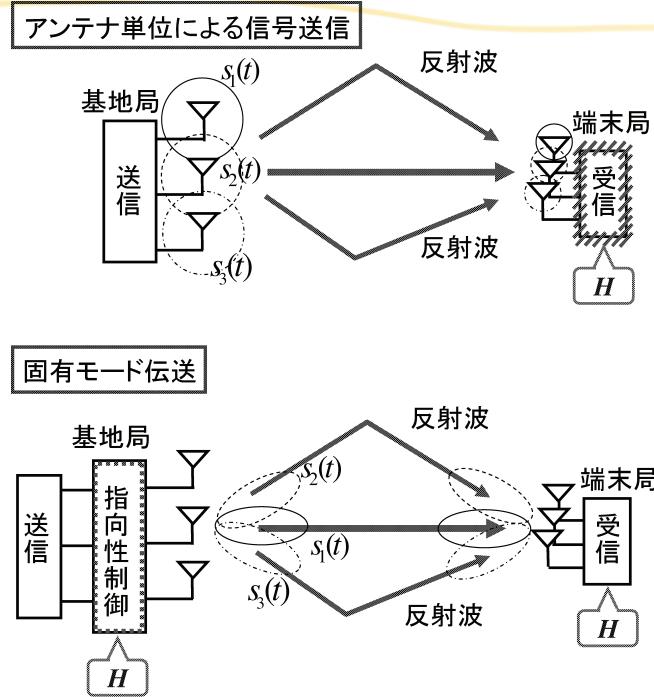


図 3.17: アンテナ毎に異なる信号を送信する方法と固有モード伝送との比較。

以下、固有モード伝送の詳細な原理について述べる。ここでは理解を深めるために、図 3.18 に 2×2 MIMO における固有モード伝送のブロック図を示す。ここで、これ以降の説明のため、図 3.18 における送信と受信が図 3.17 と左右反対になっていることに注意されたい。また、簡単化のため、ここでも送信電力 P を 1 とする。固有モード伝送では、特異値分解を利用している。伝搬チャネル行列 \mathbf{H} を特異値分解する

と, \mathbf{H} は,

$$\mathbf{H} = \mathbf{UDV}^H \quad (3.43)$$

$$= [\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2] \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda_2} \end{bmatrix} [\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2]^H \quad (3.44)$$

と変形できる. ここで, \mathbf{U} は左特異行列と呼ばれ, \mathbf{HH}^H の固有値分解からも得ることができる. 3.18 に示すように, $\mathbf{U}^H = [\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2]^H$ は受信側のウエイト行列として用いられる. \mathbf{V} は右特異行列と呼ばれ, $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ の固有値分解からも得ることができる. 3.18 に示すように, $\mathbf{V} = [\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2]$ は送信側のウエイト行列として用いられる. \mathbf{D} は特異値行列であり, $\sqrt{\lambda_1}, \sqrt{\lambda_2}$ は特異値と呼ばれる. 特異値の 2 乗値である λ_1, λ_2 はそれぞれ \mathbf{HH}^H もしくは $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ の固有値として得ることができる.

次に, 実際の固有モード伝送による通信フローを以下に示す.

- 送信と受信の両方で伝搬チャネル行列 \mathbf{H} を推定する. 受信側では, 2.3 節で示した推定法を用いて \mathbf{H} を取得できる. 受信側が \mathbf{H} の情報を得るためにには, 受信側で推定した \mathbf{H} を受信側から送信側へフィードバックするか, 回線が Time Division Duplex (TDD) の場合は, 下り (上り) 回線において端末局 (基地局) より基地局 (端末局) に既知信号を送ることで得ることができる.
- 図 3.18 に示すように, 送信信号を分岐し (S/P 変換), 送信信号 $s_1(t), s_2(t)$ に送信側固有ベクトル $\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2$ をそれぞれ乗算する. その後, アンテナ素子番号に相当する信号をそれぞれ加算する.
- 図 3.18 に示すように, 受信信号 $y_1(t), y_2(t)$ を分岐し, それぞれに受信側固有ベクトル $\mathbf{u}_1^H, \mathbf{u}_2^H$ を乗算する.

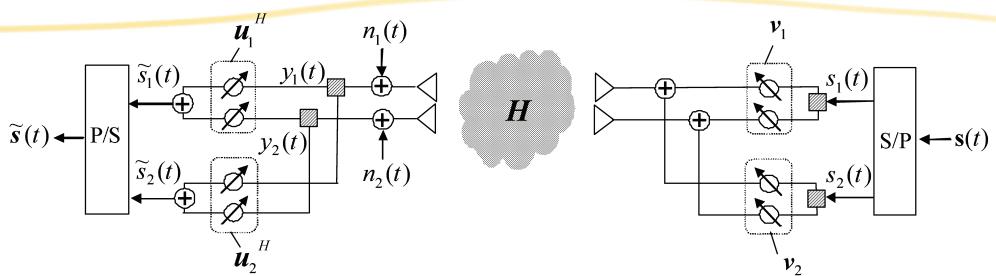


図 3.18: 2×2MIMO における固有モード伝送のブロック図.

送信側の乗算された信号を $\mathbf{s}'(t)$ とすると,

$$\mathbf{s}'(t) = \mathbf{Vs}(t) \quad (3.45)$$

$$= \begin{bmatrix} v_{11} & v_{12} \\ v_{21} & v_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

$$= \begin{bmatrix} v_{11}s_1(t) + v_{12}s_2(t) \\ v_{21}s_1(t) + v_{22}s_2(t) \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

(3.48)

なる。次に受信信号 $\mathbf{y}(t)$ は、

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}\mathbf{V}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (3.49)$$

となる。受信側の固有ベクトルを乗算後の信号を $\tilde{\mathbf{s}}(t)$ とすると、

$$\tilde{\mathbf{s}}(t) = \mathbf{U}^H(\mathbf{H}\mathbf{V}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t)) \quad (3.50)$$

$$= \mathbf{U}^H(\mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H\mathbf{V}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t)) \quad (3.51)$$

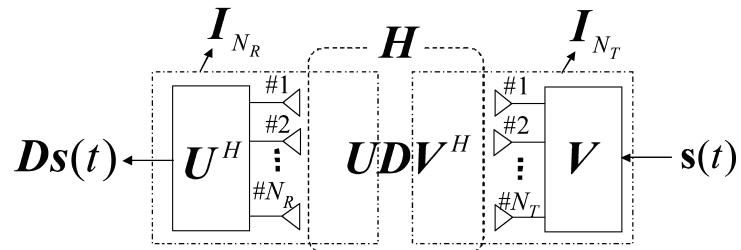
$$= (\mathbf{U}^H\mathbf{U})\mathbf{D}(\mathbf{V}^H\mathbf{V})\mathbf{s}(t) + \mathbf{U}^H\mathbf{n}(t) \quad (3.52)$$

$$= \mathbf{D}\mathbf{s}(t) + \mathbf{U}^H\mathbf{n}(t) \quad (3.53)$$

と変形できる。ここで、 $\mathbf{D} = \text{diag}(\sqrt{\lambda_1}, \sqrt{\lambda_2})$ である。また、 \mathbf{U} , \mathbf{V} はユニタリ行列であることから、 $\mathbf{U}^H\mathbf{U} = \mathbf{I}_{N_R}$, $\mathbf{V}^H\mathbf{V} = \mathbf{I}_{N_T}$ であることを利用している。ここで、 \mathbf{I}_{N_R} , \mathbf{I}_{N_T} はそれぞれ $N_R \times N_R (= 2 \times 2)$, $N_T \times N_T (= 2 \times 2)$ の単位行列である。この変形から明らかのように、受信信号は、熱雑音部分を無視すると、送信信号 $s_j(t)$ ($j = 1, 2$) の $\sqrt{\lambda_j}$ ($j = 1, 2$) 倍の信号が得られることがわかる。また、ZFの場合とは異なり雑音強調も起こらない。このように、固有モード伝送は、送信側のウェイト \mathbf{V} の乗算を行い、受信側でウェイト \mathbf{U}^H の乗算を行えば、受信側で送信データ間の干渉が全く生じない伝送が実現できる。固有モード伝送では、先に述べた ZF, MMSE, MLD を適用することで、受信側でウェイト \mathbf{U}^H の乗算を行う計算と同じ性能が得られる。

図 3.19 に、式 (3.53) の結果を $N_R \times N_T$ MIMO に拡張した場合の固有モード伝送の解釈と等価回路を示す。図 3.19 では、簡単化のために熱雑音の影響は除いている。式 (3.53) の結果は、 $N_R \times N_T$ MIMO にそのまま拡張することが可能であり、3.19(a) に示すように、特異値分解の結果 ($\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H$) と送受信ウェイト行列 (\mathbf{V} , \mathbf{U}^H) により、伝搬チャネル行列 \mathbf{H} は特異値行列 \mathbf{D} に変換される。したがって、送信信号 $\mathbf{s}(t)$ は受信側では $\mathbf{D}\mathbf{s}(t)$ として得られる。図 3.19(b) は図 3.19(a) の等価回路を示した。図 3.19(b) に示すように、送受信ウェイト行列 (\mathbf{V} , \mathbf{U}^H) により、送信信号 $s_j(t)$ ($j = 1 \sim J$) が特異値 $\sqrt{\lambda_j}$ ($j = 1 \sim J$) とそれぞれ乗算されたあと出力されることが分かる。ここで、 $J = \min(N_T, N_R)$ である。したがって、受信側で復号される信号は特異値の大きさに依存するため、固有モード伝送では適応変調 [5] が必要となる。

図 3.20 に適応変調と固有モード伝送の実際の適用時のイメージを示す。先の説明と結果からわかるように、固有モード伝送は特異値に相当する利得を受信側で得ることができる。すなわち、固有値の大きさに比例してチャネル容量が決定される。そこで、固有モード伝送では、図に示すような SNR に応じて変調方式を変化させる適応変調を送信データごとに採用することで、高いビットレートを得ることができ



(a) 特異値分解と送受信ウエイトによる変換

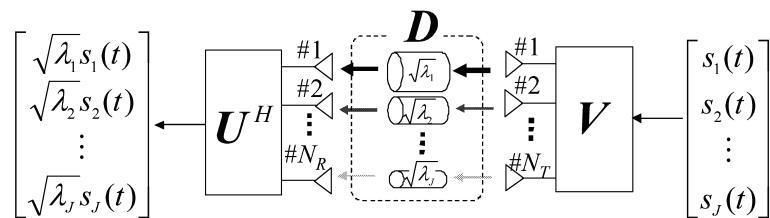


図 3.19: $N_R \times N_T$ MIMO における固有モード伝送の解釈と等価回路.

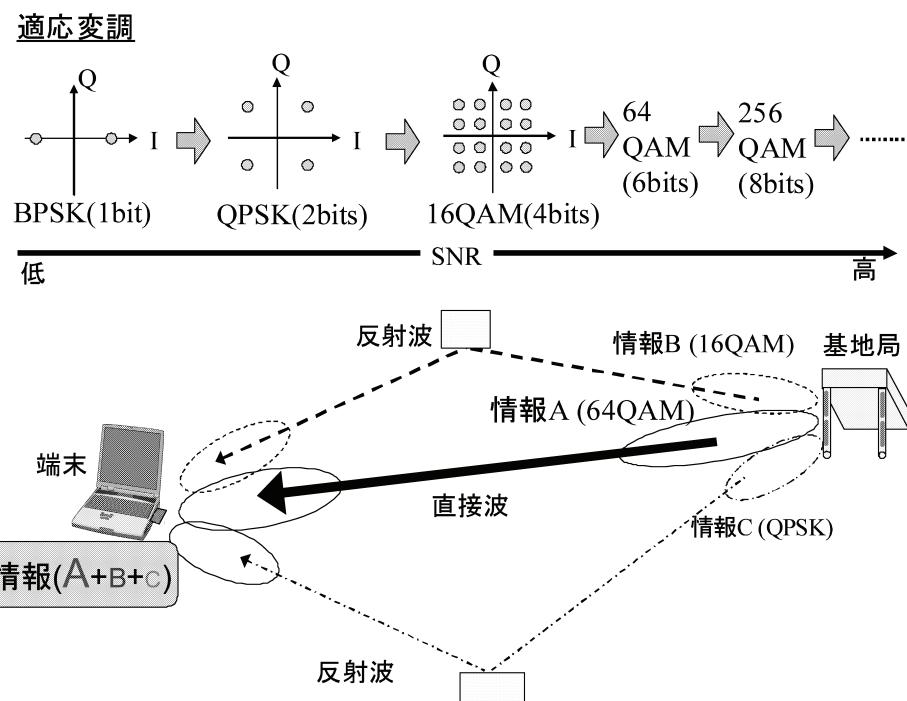


図 3.20: 適応変調と固有モード伝送の実際の適用時のイメージ図.

る。したがって、固有モード伝送は適応変調と組み合わせて使用する必要がある。図 3.20 では、3 個の送信データを同時に送信することを考えているが、最も受信電力が高くなる第一固有値に相当する固有ベクトルには 64QAM を、第 2, 3 固有値に対応する固有ベクトルにはそれぞれ 16QAM, QPSK を割り当てる。

3.4 マルチユーザ MIMO (MU-MIMO) の原理

前節までで説明した MIMO 技術は、本テキストにおける MU-MIMO 技術と分類するため、Single User (SU)-MIMO 技術と呼ぶことにする。SU-MIMO 技術は、空間領域におけるアーレアンテナを用いた信号処理技術であると解釈できる。空間領域におけるアーレアンテナを用いた信号処理技術として MIMO とは異なる手法で、システム全体の周波数利用効率を向上させる技術がこれまで検討されてきた。これは、Space Division Multiple Access (SDMA) と呼ばれる技術であり、ちょうど MIMO 技術の提案から少し前にそのコンセプトが提案されている。図 3.21 に SDMA の概念図を示す。SDMA は図 3.21(a) に示すように、アダプティブアーレアンテナを基地局側に用いて複数の異なる指向性を形成することで、同一時間 (t_1)、同一周波数 (f_1) で複数のユーザと通信することを可能とする。図 3.21(b) と図 3.2 と比較してもらうと理解のイメージがしやすいように思われる。すなわち、アダプティブアーレにおいて、所望信号を 1 番目の信号、干渉信号を所望信号の 2 番目の信号と見なして、両方の信号を受信することを考える。これがまさに SDMA の考え方であるといえる。

通常、SDMA では、図 3.21 に示すようにユーザ側のアンテナ数は 1 であるが、SDMA に MIMO の考え方を導入することも可能である。これは、ユーザ側のアンテナを複数にすることである。ただし、ユーザ側にはハードウェア規模の制約から、多くのアンテナを有することが困難である。そこで、基地局には多くのアンテナを有し、複数のユーザと基地局の間における MIMO による通信を実現することを考える。これは、一般にマルチユーザ MIMO (MU-MIMO) と呼ばれている。

図 3.22 に SU-MIMO と MU-MIMO における PHY レイヤにおける主要技術課題を示す。また、SU-MIMO, MU-MIMO の両方において上り回線 (ユーザ → 基地局), 下り回線 (基地局 → ユーザ) ごとに課題が異なることから、それぞれの場合の課題について示している。図の例では、基地局がユーザよりも多くのアンテナを有し (基地局のアンテナ数 : 4), ユーザは 2 本のアンテナを持ち、2 個のデータを同時に送信もしくは受信する状況を想定している。MU-MIMO の場合は、2 ユーザが同時に基地局と通信することを想定している。

まず、SU-MIMO の場合の上り回線を考える。上り回線 (下り回線) において、基地局 (ユーザ) が複数の異なる信号 (図 3.22 の場合, s_1, s_2) を同時に受信する必要がある。このとき、受信アンテナに入力される信号は s_1, s_2 がお互いに混ざった信号となる。これは、上り回線だけでなく下り回線でも同じ問題が

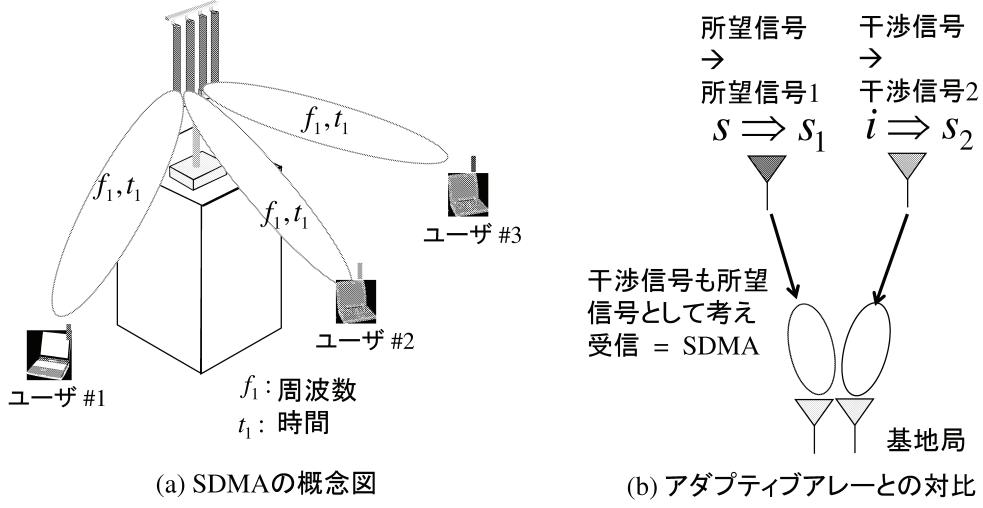


図 3.21: Space Division Multiple Access (SDMA) の概念図 (f_1 : 周波数, t_1 : 時間).

発生する。すなわち、上り回線/下り回線に関係なく、受信側では複数の信号を分離する技術(信号分離技術)が必須となる [26].

次に、SU-MIMO における下り回線の課題を考える。ここでは、基地局のアンテナ数がユーザのそれよりも多いことを考えているため、図 3.22 の場合では、同時に送信できる信号数は基地局のアンテナ数によらず 2 となる。このとき、基地局のアンテナ数がユーザのアンテナ数よりも多くなる場合の MIMO 伝送方法として、送信側指向性制御技術を用いることが提案されている [26].

最後に、MU-MIMO に関する課題について説明する。MU-MIMO の場合、SU-MIMO における技術をそのまま適用できる場合と、そのまま適用できない場合がそれぞれ存在する。まず上り回線に着目すると、複数ユーザの総アンテナ数が基地局のアンテナ数以下であれば、SU-MIMO における受信側信号分離技術がそのまま適用できる。図 3.22において、基地局はユーザ 1 の信号 $s_1^{(1)}, s_2^{(1)}$ 、ユーザ 2 の信号 $s_1^{(2)}, s_2^{(2)}$ を 4 個の異なる信号と見なし、これらの信号に対する信号分離技術を適用すればよい。

MU-MIMO における上り回線では SU-MIMO の技術が適用できるのに対し、MU-MIMO の下り回線では、MU-MIMO 独自の技術が必要となる [25][26]。先に述べたように、SDMA では対象とするユーザ以外のユーザの方向に指向性のヌルを形成する。SU-MIMO における送信側指向性制御では、当然ながら他ユーザに対する指向性のヌル形成は考慮しない。所望のユーザへの信号が他ユーザに届くと、これは干渉となる。ユーザ間では一般にデータのやり取りはできないので、ユーザは他ユーザのために基地局から送信された信号(干渉信号)を取り除く術がない。したがって、MU-MIMO の下り回線では、他ユーザへの干渉を回避する送信側指向性制御技術が必須となる。よって、3 では、下り回線における指向性制御技術について解説する。さらに、MU-MIMO では、基地局と通信するユーザの組み合わせによっ

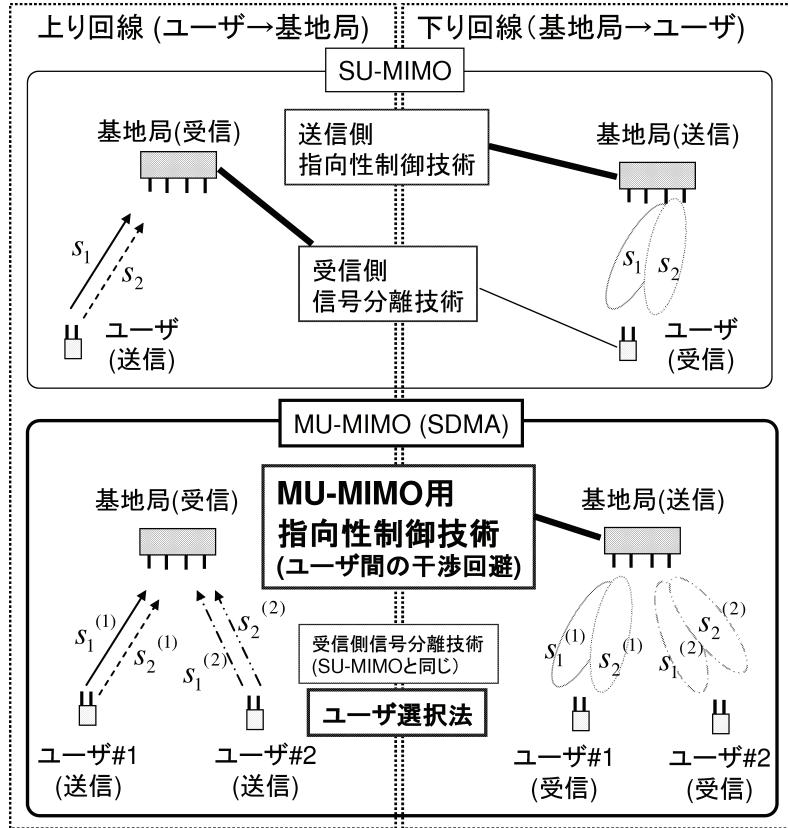


図 3.22: SU-MIMO/MU-MIMO における主要技術課題 (PHY レイヤ).

て、MU-MIMO の性能が大きく変化する。すなわち、ユーザの組合せを最適化するためのが課題となる。ユーザ選択法は PHY レイヤの話とはいえないが、実はこの点は次章で話をする通信効率の低下に関係しており、詳細は次章で述べる。

3.5 MU-MIMO における下り回線指向性制御技術

3.5.1 線形演算による指向性制御技術

ここでは、MU-MIMO の下り回線の指向性制御技術として、Block Diagonalization (BD 法) について解説する。図 3.23 の MU-MIMO の下り回線のシステムモデルを示す。理解を簡単にするために、基地局 (送信局) アンテナ数 N_T 、端末局 (受信局) アンテナ数 N_R 、ユーザ数 $N_U = 2$ とする。すなわち、 $N_R N_U \times N_T$ 通りの伝搬チャネル応答が全体では形成されることとなる。 $N_U = 2$ の場合、図 3.23 の送信信号ベクトル $\mathbf{s}(t)$ 、チャネル行列 \mathbf{H} 、ウェイト行列 \mathbf{W} は、それぞれ以下の式で与えることができる。

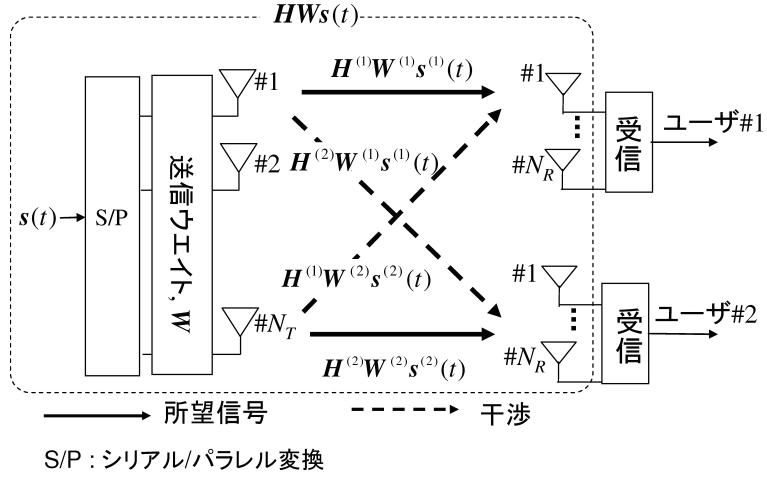


図 3.23: 下り回線における MU-MIMO のシステムモデル ($N_U = 2$).

なお、上添え字の T は行列およびベクトルの転置を表す。

$$\mathbf{s}(t) = \left[\left(\mathbf{s}^{(1)}(t) \right)^T \quad \left(\mathbf{s}^{(2)}(t) \right)^T \right]^T \quad (3.54)$$

$$\mathbf{H} = \left[\left(\mathbf{H}^{(1)} \right)^T \quad \left(\mathbf{H}^{(2)} \right)^T \right]^T \quad (3.55)$$

$$\mathbf{W} = [\mathbf{W}^{(1)} \quad \mathbf{W}^{(2)}] \quad (3.56)$$

図 3.23において、受信機で発生する熱雑音を無視すると、受信信号は $\mathbf{HWs}(t)$ で表される。また、図 3.23において、 $\mathbf{H}^{(1)}\mathbf{W}^{(1)}\mathbf{s}^{(1)}(t)$, $\mathbf{H}^{(2)}\mathbf{W}^{(2)}\mathbf{s}^{(2)}(t)$ はそれぞれユーザ 1, 2 に対する送信信号とチャネル行列の積であることがわかる。よって、これらがユーザ 1, 2 にそれぞれ送信されるべき情報となる。一方、 $\mathbf{H}^{(1)}\mathbf{W}^{(2)}\mathbf{s}^{(2)}(t)$, $\mathbf{H}^{(2)}\mathbf{W}^{(1)}\mathbf{s}^{(1)}(t)$ はそれぞれユーザ 1, 2 に対する干渉信号となる。したがって、

$$\mathbf{H}^{(1)}\mathbf{W}^{(2)}\mathbf{s}^{(2)}(t) = \mathbf{0}_{N_R \times 1} \quad (3.57)$$

$$\mathbf{H}^{(2)}\mathbf{W}^{(1)}\mathbf{s}^{(1)}(t) = \mathbf{0}_{N_R \times 1} \quad (3.58)$$

が満たされるように、 $\mathbf{W}^{(1)}$, $\mathbf{W}^{(2)}$ が決定できれば、ユーザ 1 と 2 には干渉が届かない。ここで、 $\mathbf{0}_{N_R \times 1}$ は $N_R \times 1$ のゼロベクトルである。

図 3.24 に、図 3.23 の例において BD 法により形成される空間チャネル（ユーザ 1）を示す。図 3.24 に示すように、BD 法は、

$$\mathbf{HW} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{(1)}\mathbf{W}^{(1)} & \mathbf{0}_{N_R \times (N_T - N_R)} \\ \mathbf{0}_{N_R \times (N_T - N_R)} & \mathbf{H}^{(2)}\mathbf{W}^{(2)} \end{bmatrix} \quad (3.59)$$

となるようにウエイト \mathbf{W} を決定する。これは、式 (3.57), (3.58) の条件を満たすためのウエイトの条件

である。また、式(3.59)から分かるように、伝搬チャネル行列 \mathbf{H} がウエイト \mathbf{W} の乗算によりブロック対角化されていることがわかる。これが、本手法が BD 法とよばれる理由である [54]。

次に、具体的に $\mathbf{W}^{(1)}, \mathbf{W}^{(2)}$ を求める方法について説明する。 $\mathbf{W}^{(1)}, \mathbf{W}^{(2)}$ を求めるために、ユーザ 2, 1 の伝搬チャネル行列 $\mathbf{H}^{(2)}, \mathbf{H}^{(1)}$ に対し特異値分解を適用する。ここで、 $N_T > N_R$ の関係が存在すると、特異値分解においてゼロの値を有する固有値に対応する固有ベクトルで形成される行列、 $\mathbf{V}_n^{(2)}, \mathbf{V}_n^{(1)}$ が得られる [54]。これらの行列は、

$$\mathbf{H}^{(1)}\mathbf{V}_n^{(2)} = \mathbf{H}^{(2)}\mathbf{V}_n^{(1)} = \mathbf{0}_{N_R \times (N_T - N_R)} \quad (3.60)$$

の関係を持つ。したがって、 $\mathbf{W}^{(1)} = \mathbf{V}_n^{(2)}, \mathbf{W}^{(2)} = \mathbf{V}_n^{(1)}$ とすれば、他ユーザには干渉を与えずに MU-MIMO 伝送が実現できる。図 3.24 は、 $\mathbf{W}^{(1)}$ によるユーザ 1 に形成される伝搬チャネルを表しているが、BD 法によりユーザ 2 には電波が届かないようにすることができるようになることがわかる。

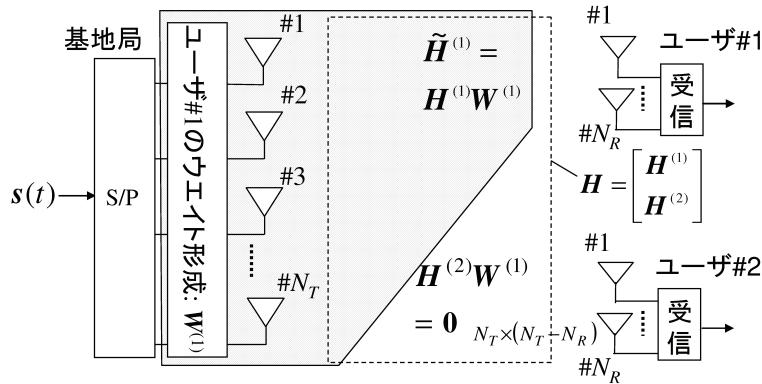


図 3.24: BD 法により形成される空間チャネル ($N_U = 2$)。

ブロック対角化が実現できれば、基地局間とユーザ 1 間のチャネル応答 $\mathbf{H}^{(k)}\mathbf{W}^{(k)}$ ($k = 1, 2$) は SU-MIMO の伝搬チャネル応答とみなすことができる。すなわち、このチャネルを用いて、SU-MIMO の制御である固有モード伝送、もしくは受信(ユーザ)側による ZF, MMSE, SIC, MLD などの信号分離を適用することができる。一般に BD 法と呼ばれている方法では、ユーザ内における MIMO による通信は固有モード伝送を用いて実現される [54]。

ブロック対角化の考え方を固有モード伝送に適用する場合のブロック図を図 3.25 に示す。 k ($= 1, 2$) 番目のユーザに対して以下の式で与えられる伝搬チャネル行列を特異値分解して得られる送受信固有ベクトル行列を用いればよい。

$$\tilde{\mathbf{H}}^{(k)} = \mathbf{H}^{(k)}\mathbf{V}_n^{(l \neq k)} \quad (3.61)$$

$$= \tilde{\mathbf{U}}^{(k)} \tilde{\mathbf{D}}^{(k)} \left(\tilde{\mathbf{V}}^{(k)} \right)^H \quad (3.62)$$

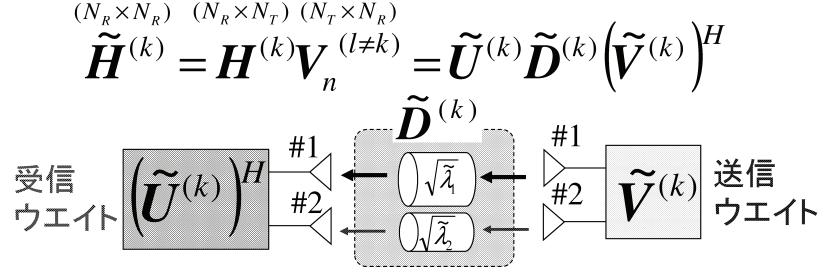


図 3.25: ブロック対角化の考え方を固有モード伝送に適用する場合のブロック図.

したがって、BD 法において固有モード伝送をユーザ k に適用する場合のウェイト $\mathbf{W}_{BD}^{(k)}$ は、

$$\mathbf{W}_{BD}^{(k)} = \mathbf{V}_n^{(l \neq k)} \tilde{\mathbf{V}}^{(k)} \quad (l = 2, 1) \quad (3.63)$$

で与えることができる。ここで、式 (3.62), (3.63) を用いると、 $\mathbf{H}^{(k)} \mathbf{W}_{BD}^{(k)}$ は、

$$\begin{aligned} \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{W}_{BD}^{(k)} &= \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{V}_n^{(l \neq k)} \tilde{\mathbf{V}}^{(k)} \\ &= \tilde{\mathbf{H}}^{(k)} \tilde{\mathbf{V}}^{(k)} \end{aligned} \quad (3.64)$$

と変形できる。一方、ウェイト $\mathbf{W}_{BD}^{(k)}$ を形成することで、ユーザ l ($l = 2, 1$) に対する干渉 $\mathbf{H}^{(l \neq k)} \mathbf{W}_{BD}^{(k)}$ は、

$$\begin{aligned} \mathbf{H}^{(l \neq k)} \mathbf{W}_{BD}^{(k)} &= \mathbf{H}^{(l \neq k)} \mathbf{V}_n^{(l \neq k)} \tilde{\mathbf{V}}^{(k)} \\ &= \mathbf{0}_{2 \times 1} \end{aligned} \quad (3.65)$$

と変形でき、干渉は完全にゼロとなる。このとき、ユーザ k に対する受信信号 $\mathbf{y}^{(k)}(t)$ は、式 (3.62) の $\tilde{\mathbf{U}}^{(k)}$ を受信ウェイトとして用いると、

$$\begin{aligned} \mathbf{y}^{(k)}(t) &= \left(\tilde{\mathbf{U}}^{(k)} \right)^H \cdot \left(\mathbf{H}^{(k)} \mathbf{W}_{BD}^{(k)} \mathbf{s}^{(k)}(t) + \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{W}_{BD}^{(l \neq k)} \mathbf{s}^{(l \neq k)}(t) + \mathbf{n}^{(k)}(t) \right) \\ &= \left(\tilde{\mathbf{U}}^{(k)} \right)^H \cdot \left(\tilde{\mathbf{H}}^{(k)} \tilde{\mathbf{V}}^{(k)} \mathbf{s}^{(k)}(t) + \mathbf{n}^{(1)}(t) \right) \\ &= \left(\tilde{\mathbf{U}}^{(k)} \right)^H \cdot \left(\tilde{\mathbf{U}}^{(k)} \tilde{\mathbf{D}}^{(k)} \left(\tilde{\mathbf{V}}^{(k)} \right)^H \tilde{\mathbf{V}}^{(k)} \mathbf{s}^{(k)}(t) + \mathbf{n}^{(k)}(t) \right) \\ &= \tilde{\mathbf{D}}^{(k)} \mathbf{s}^{(k)}(t) + \left(\tilde{\mathbf{U}}^{(k)} \right)^H \mathbf{n}^{(k)}(t) \end{aligned} \quad (3.66)$$

と変形できる。ここで、 $\tilde{\mathbf{D}}^{(k)} = \text{diag} \left(\sqrt{\tilde{\lambda}_1^{(k)}}, \sqrt{\tilde{\lambda}_2^{(k)}} \right)$ であり、 $\tilde{\lambda}_1^{(k)}, \tilde{\lambda}_2^{(k)}$ は BD 法によるユーザ k の第 1 および第 2 固有値である。すなわち、ユーザ k の受信では、ユーザ k 用の送信信号 $\mathbf{s}^{(k)}(t)$ のみが受信できることがわかる。

ここまで、 $N_T = 4, N_R = 2, N_U = 2$ の場合における BD 法の手順を示したが、送信アンテナ数 N_T 、受信アンテナ数 N_R 、ユーザ数 N_U が任意の数における一般的な BD 法の手順を以下に示す。なお、BD

法を実現するためには、 $N_T \geq N_R \times N_U$ の条件を満たす必要がある。また、簡単化のため、各ユーザの受信素子数は同一とする。まず、ユーザ k ($k = 1 \sim N_U$) 以外のユーザあてにユーザ k に送信する信号を送らないようにするために、以下の行列 $\bar{\mathbf{H}}^{(k)}$ を定義する。

$$\bar{\mathbf{H}}^{(k)} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{(1)} \\ \vdots \\ \mathbf{H}^{(k-1)} \\ \mathbf{H}^{(k+1)} \\ \vdots \\ \mathbf{H}^{(N_U)} \end{bmatrix} \quad (3.67)$$

式 (3.67) から分かるように、行列 $\bar{\mathbf{H}}^{(k)}$ は、チャネル行列 \mathbf{H} からユーザ k に対するチャネル行列 $\mathbf{H}^{(k)}$ を抜き出した $(N_U - 1) \cdot N_R \times N_T$ の行列となる。ユーザ k 以外のチャネル行列 $\bar{\mathbf{H}}^{(k)}$ に対し、特異値分解を行うと、

$$\bar{\mathbf{H}}^{(k)} = \bar{\mathbf{U}}^{(k)} \bar{\mathbf{D}}^{(k)} (\bar{\mathbf{V}}^{(k)})^H \quad (3.68)$$

$$= \bar{\mathbf{U}}^{(k)} \left[\begin{array}{cc} \bar{\mathbf{D}}_s^{(k)} & \mathbf{0}_{(N_U-1) \cdot N_R \times (N_T - (N_U-1) \cdot N_R)} \\ \bar{\mathbf{V}}_s^{(k)} & \bar{\mathbf{V}}_n^{(k)} \end{array} \right]^H \quad (3.69)$$

が得られる。ここで、 $\bar{\mathbf{V}}_n^{(k)}$ は、 $\bar{\mathbf{H}}^{(k)}$ の送信側における雑音部分空間に対応した固有ベクトルとなる。 $\bar{\mathbf{V}}_n^{(k)}$ を用いるとユーザ k 以外では、

$$\begin{aligned} \mathbf{H}^{(1)} \bar{\mathbf{V}}_n^{(k)} &= \cdots = \mathbf{H}^{(k-1)} \bar{\mathbf{V}}_n^{(k)} = \mathbf{H}^{(k+1)} \bar{\mathbf{V}}_n^{(k)} = \cdots \mathbf{H}^{(N_U)} \bar{\mathbf{V}}_n^{(k)} \\ &= \mathbf{0}_{N_R \times (N_T - (N_U-1) \cdot N_R)} \end{aligned} \quad (3.70)$$

が成立し、 $\mathbf{W}^{(k)} = \bar{\mathbf{V}}_n^{(k)}$ とすればブロック対角化が実現できる。

BD 法のように、ウェイト \mathbf{W} がある値で一意に求めることができる指向性制御法を線形制御法と呼ぶ。線形制御法としては、BD 法の他に、Zero Forcing 法や Minimum Mean Square Error 法などが広く知られている [26]。

3.5.2 非線形制御技術とユーザ選択法

ここでは、前節における手法の改善手法として、非線形制御技術とユーザ選択法について解説する。

先に述べた ZF などの線形制御法では、干渉信号を完全に 0 にすることを可能とするが、所望信号の利得最大化は保証できていない。非線形制御法はこの問題を解決するために検討されている [?]-[?]. 図 3.26 に線形制御法と非線形制御法による指向性形成 (ユーザ 1 用) のイメージ図を示す。図 3.26(a) より、線形制御法ではユーザ 2 には信号は到来しない。この拘束条件のため、ユーザ間の到来方向が近い場合や

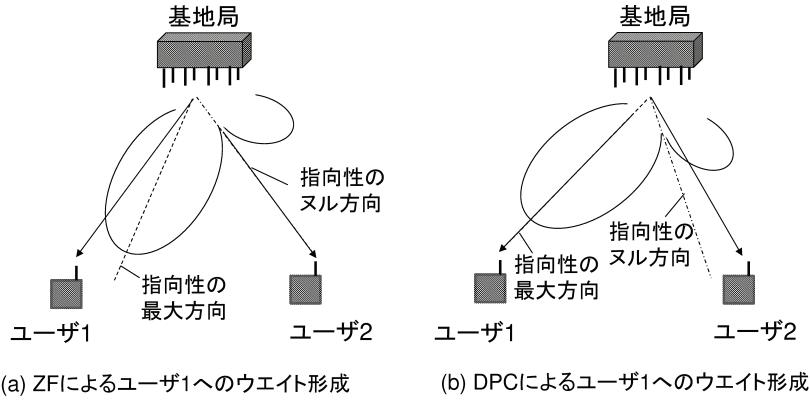


図 3.26: 線形制御法と非線形制御法による指向性形成の比較.

ユーザが近接する場合において、ユーザ1への指向性が最大方向とならない。一方、非線形制御法におけるユーザ1に対するウエイトは、ユーザ1への利得が最大となるように求められる。すなわち、ユーザ2に対しては指向性のヌルを形成しない。この条件を得るための最適条件は最大比合成 [26] である。ただし、このままではユーザ2に干渉が発生するので、送信側で送信信号をあらかじめ、”加工”することで、ユーザ2側では簡単な処理のみで、干渉信号を受けないようにすることができる。

送信側で既知の干渉があらかじめ分かっているとすると、受信側では干渉がない場合と全く同じチャネル容量を実現できる符号が存在する。これは Dirty paper coding (DPC) と呼ばれている [56] が、完全に DPC を実現できないため、近似的に DPC を実現するための手法が提案されている [63]–[66]。そちらを参照されたい。

MU-MIMO では、複数のユーザと基地局が通信を行うことを特徴とするが、ユーザの総アンテナ数が基地局のアンテナ数を超えると MU-MIMO 通信は実現できない。また、基地局が選択するユーザの組み合わせにより MU-MIMO の特性は大きく変わることが知られている。ここでは、選択するユーザおよび使用するアンテナの選択を総括してユーザスケジューリングと呼ぶことにする。ユーザスケジューリングに関して、ここでは概要について説明する [58]–[62]。

まず、ユーザスケジューリングの効果をイメージするため、3.27に、ユーザスケジューリングの効果が期待できる環境を示す。ここではユーザの総アンテナ数が基地局のアンテナ数より多いことから、基地局は3人のユーザから2人のユーザを選ぶ必要があると仮定する。3.27(a)ではユーザの空間的な分布に偏りがない場合、3.27(b)ではユーザの空間的な分布に偏りがある場合を示している。3.27より、3.27(a)のような環境では、ユーザ1と2, 2と3, 3と1のいづれを選んでもMU-MIMOの性能に大きさ差はないことになる。一方、3.27(b)のような環境では、ユーザ1と2を選択すると、それらの空間相関が高くなることが予想され、ユーザ2と3, 3と1を選択した場合よりも特性が大幅に劣化することが想定され

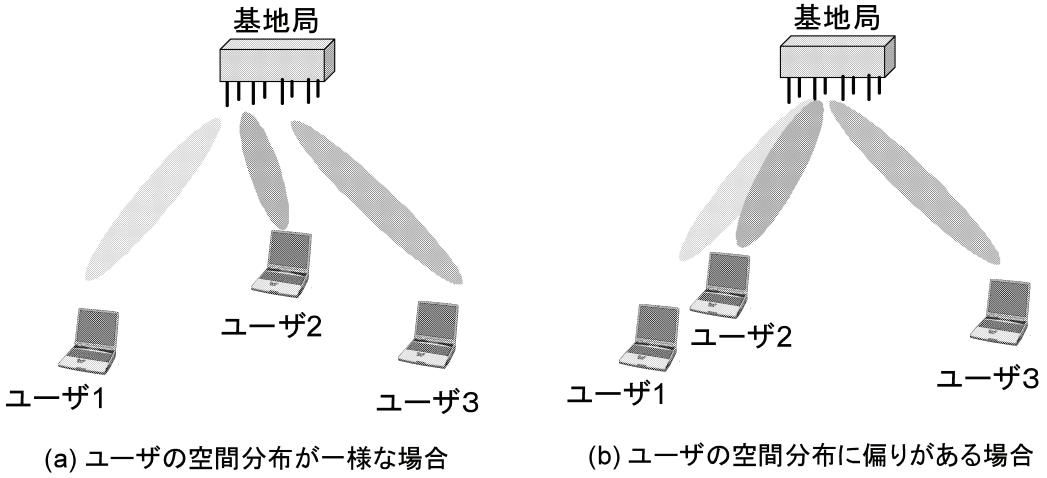


図 3.27: ユーザスケジューリングの効果が期待できる環境.

る. これは, マルチユーザダイバーシティ効果と呼ばれる. このように, マルチユーザ MIMO ではユーザスケジューリングが非常に重要であり, いくつかの方法が提案されている.

3.6 PHY レイヤでの SU/MU-MIMO 伝送の特性

本節では, PHY レイヤでの SU/MU-MIMO 伝送の特性を比較する. 図 3.28 は, $N_T = 4$, $N_R = 2$, $N_U = 2$ とした場合の Signal to Noise power Ratio (SNR) に対する Bit Error Rate (BER) 特性を示す. トータルのビットレートを 8 bits/symbol とした. 伝搬路は, i.i.d. レイリーフェージングを仮定している. DPC は, $N_T = 4$, $N_R = 4$ で実現される固有モード伝送の特性から得た. まず, 図からわかるように, 線形制御法である BD 法の特性は DPC に比べ大きく劣化することがわかる.

その対策として, 図 3.28 には, 選択できるユーザ数の候補を変化させた場合の BER 特性の改善効果を示している. 図 3.28において, 表示しているユーザ数 (N_U) は, ユーザ 1 以外の全てのユーザ ($2 \sim N_U$) がユーザ 1 と組合せ可能であることを示している. よって, ユーザ数 (N_U) に対しては $N_U - 1$ 通りのユーザの組合せが存在する. 各ユーザの平均 SNR は同一としている. 図 3.28 より, 選択可能なユーザが 1 人増えるだけで, $BER = 10^{-3}$ における SNR が 2.5 dB 程度低減できる. さらに, 選択できるユーザ数が 9 ユーザ存在すると, $BER = 10^{-3}$ における DPC からの SNR の劣化は 1 dB 以内となる. このように, ユーザスケジューリングは MU-MIMO において非常に有効な手段であるといえる. 一方, ユーザスケジューリングをするためには, 通常より多くの制御信号を必要とするため, ユーザスケジューリングと性能に関してはトレードオフの関係が存在する. この点については, 次章で述べる通信効率を考える上では非常に重要なとなる.

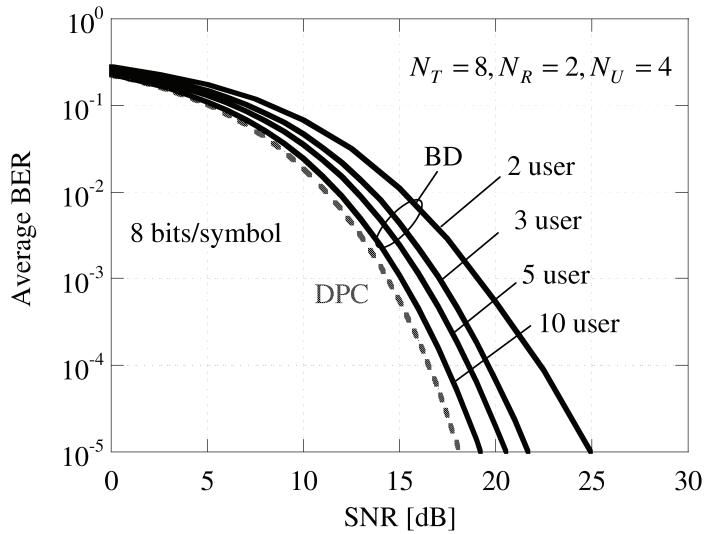


図 3.28: BD 法におけるユーザ選択による BER 特性改善効果 ($N_T = 4, N_R = 2, N_U = 2$).

図 3.29 は、 $N_T = 8, N_R = 2, N_U = 4$ とした場合の BER 特性を、MU-MIMO (BD 法) と SU-MIMO (固有モード伝送) で比較した。SU-MIMO では、その伝送を N_U ユーザ分の時間で分けた場合の特性となる。図にはトータルのビットレートが 8, 16, 32 bits/symbol となる場合の特性を示した。図 3.29 からわかるように、トータルのビットレートを 8, 16 bits/symbol とした場合において、BD 法により $BER = 10^{-3}$ における SNR を 2.5, 8 dB 程度低減できる。

なお、SU-MIMOにおいて 32 bits/symbol でデータを送信するためには、1本のアンテナあたり 16 bits/symbol のデータ送信が必要となる。このためには、 $65536 (= 2^{16})$ QAM を使用することが必要となり、実用上は実現不可能である。よって、図 3.29 には、SU-MIMO の場合の 32 bits/symbol の結果は図示していない。なお、MU-MIMO ではユーザあたりのビットレートは 8 bits/symbol ($=32/4$) でよい。これは、各ユーザに 1 個のデータしかそれぞれ送信しないとしても、256 QAM の適用で実現可能となる。

3.7 MAC 制御を考えた場合の課題とその改善手法

これまでの説明では、SU および MU-MIMO における伝搬チャネル行列は、理想的に推定されるという仮定のもと説明を行ったが、実際は理想的に伝搬チャネル行列を推定することは難しい。また、伝搬チャネル行列の情報を得るために、基地局と端末で情報のやりとりが必要であり、MAC 制御まで考える必要がある。ここで、伝搬チャネル情報の推定は一般に Channel State Information (CSI) 推定と呼ぶことが多いため、以下、CSI 推定という説明で統一する。ここでは、CSI 取得するための具体的なスキームを説明する。特に、送信指向性制御を用いる場合、端末から基地局に Channel State Information (CSI)

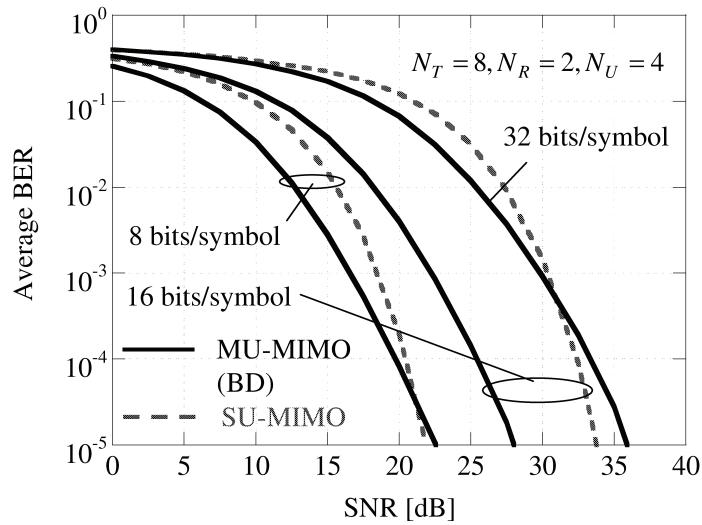


図 3.29: SNR に対する BER 特性 ($N_T = 8, N_R = 2, N_U = 4$).

をフィードバックすることが一般的には必要とされ、それによる通信効率が著しく低下することを示す。また、この改善手法として、CSI フィードバックの削減手法 [76]–[86] および CSI フィードバックを不要にする手法 (インプリシットビームフォーミング) [39] を紹介する。

3.7.1 CSI フィードバックの問題点

図 3.30 に CSI フィードバックを考慮した MU-MIMO のフレーム構成の例を示す。図 3.30において、基地局アンテナ数と端末局アンテナ数をそれぞれ N_T, N_U とする。簡単化のために、端末毎のアンテナ数 (N_R) は 1 とする。まず、MU-MIMO では通信を開始する前に、通信端末を確定させるための制御信号を送信する (図 3.30 の時間 A)。基地局が CSI を取得するために、基地局のアンテナ 1 ~ N_T から、時分割で 1 ~ N_U 番目の端末に制御信号を送信する (図 3.30 の時間 B)。各端末はこの情報を用いて CSI を推定し、CSI を基地局にフィードバックする (図 3.30 の時間 C)。MU-MIMO において基地局アンテナ数を増加させる場合 (Massive MIMO [39], [114]) やユーザスケジューリング [58] のために、ユーザ数が増加すると、CSI のフィードバック量は膨大となる。文献 [39] の結果によれば、基地局アンテナ数を 64 とするとき、IEEE802.11ac 規格におけるオーバーヘッド量を算出すると、その値は数十 ms になることが報告されている。無線 LAN の 1 回のパケット伝送が数 ms 内で収めることを鑑みると、これは伝送速度向上のための大きな足かせになるだけでなく、制御信号の長さとしてはもはや現実的とはいえない。

- A : Control signal for initialization on communication
B : Control signal for estimation of CSI at UTs
C : Feedback of CSI from UTs to BS

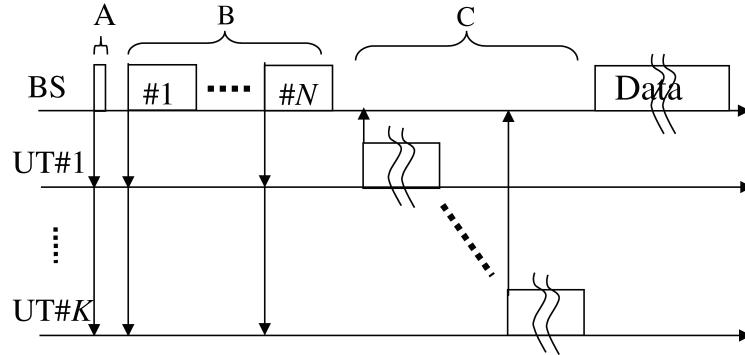


図 3.30: CSI フィードバックを考慮した MU-MIMO のフレーム構成.

3.7.2 伝送効率改善手法

前節で述べたように、CSI フィードバックは SU/MU-MIMO における伝送効率を低下させる要因となるため、この情報量を削減する手法が検討されている [86]. もっともシンプルな方法として、複数のウエイトの候補をあらかじめ用意する手法で、これはコードブックと呼ばれる [1]. コードブックは、CSI フィードバックの量を削減するのではなく、あらかじめ複数のウエイトの候補を用意しておき、受信側で推定した伝搬チャネル行列から最も適切なコードブックを選択し、そのインデックス番号をフィードバックする. コードブックを選択する手法は LTE で標準化されている [1].

CSI フィードバックを圧縮する手法として、受信側で取得した伝搬チャネル行列を時間領域に変換し、この情報から CSI フィードバックを行う方法が提案されている [86]. 本手法の概念図を図 3.31 に示す. 現在の高速伝送を実現するシステムでは OFDM が採用されており、OFDM を用いる場合は、サブキャリア毎に CSI が推定される. 周波数軸で推定された CSI を Inversed FFT (IFFT) を用いて時間軸への情報に変換する. これにより得られた情報は伝搬チャネルの遅延プロファイルに相当し、遅延時間が長くなるとその成分の電力は小さい. そこで電力の高い時間成分のみをフィードバックすることで、CSI のフィードバック量を周波数軸の場合のそれよりも大きく削減することができる. なお、IFFT は OFDM を用いる装置には使用されており、そのまま流用することができる利点もある [86].

もう一つの伝送効率改善手法として、端末側からの制御信号を基地局が受信し、その情報で CSI を推定する手法が提案されている [39]. そのフレーム構成を図 3.32 に示す. この考えは、送信と受信の周波数が同じとなる Time Division Duplex (TDD) システムで有効であり、送受の伝搬チャネル応答の可逆性を利用するものである. 具体的には、基地局の装置内の送受信機の伝達関数の差を補正するキャリブレー

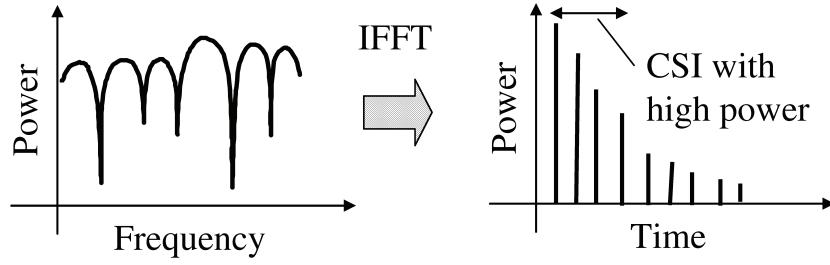


図 3.31: CSI 圧縮のための周波数領域から時間領域への変換.

A : Control signal for initialization on communication
D : Control signal for estimation of CSI at BS

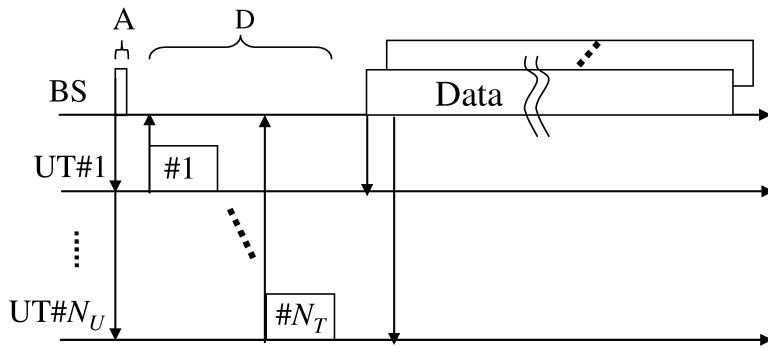


図 3.32: インプリシットビームフォーミングによる MU-MIMO のフレーム構成.

ション技術で解決できる [39], [114]. この方法のもっとも重要な特徴は、図 3.30 の大部分を占める時間 C を完全に無くすことができる. これにより、Massive MIMO において大幅に伝送効率向上できることが報告されている [39]. また、この手法はユーザスケジューリングを適用する環境でも有益となる.

第4章 無線LANにおけるMIMOの性能評価

4.1 無線LANにおけるMIMO伝送方法 (SU-MIMO/MU-MIMO)

SU-MIMO/MU-MIMO は、2.4.2節の図2.32でアクセス制御手順の詳細は説明しているが、3.7.1節の図3.30で解説されているように、送信手順においてオーバヘッドが影響し、伝送効率が低下する課題が挙げられている。これらを解決する方法として、3.7.2節で詳しく解説されている。この他にも従来から検討されている SU/MU-MIMO の多くの課題が検討されており、その改善を図った技術などが提案されている。

そこで、本節では、参考文献[116]を元に、SU-MIMO/MU-MIMO に関する研究をサーベイしたので概要のみであるが紹介する。従来の MIMO 技術の典型的な評価、検討では MAC 層の技術と PHY 層の技術は個別に評価されてきた。しかし、本節で紹介する研究は、PHY 層だけでなく MAC プロトコルを含む伝送方式の評価、検討がされたものである。MIMO 技術の特徴として、PHY 層の性能が高いならワイヤレスシステム全体としてのスループット、遅延、伝達効率などの性能が十分得られるとは限らない。一方、MAC だけの性能が PHY 層の技術を無視して評価することも当然、妥当ではない。したがって MAC と PHY 層の両方の組み合わせを評価することが、MIMO 伝送を利用する無線 LAN システムの性能を確認することになる。

4.1.1 伝送速度における MAC プロトコルの研究

参考文献[118]では、パケット衝突を減少させる方法が提案されており、評価条件は ZF (Zero Forcing) 法を用いた場合の伝送速度が選択され、MAC 層のスループットとして評価されている。しかし提案されているアクセス制御方式は 802.11 規格と異なり、大きな改良が必要な技術であり、実装も現実的には難しい方式で考えられる。

参考文献[119]では、Uplink トラヒックモデルの SU/MU-MIMO において、MCS インデックスのスループット特性が比較されている。しかしながら[119]では、CSI フィードバックが使用されていないので SU-MIMO が固有モード無しで SDM が扱われることと考えられる。CSI フィードバックと MU-MIMO のチャネル容量とのトレードオフ関係は参考文献[120]で説明されている。しかしながら、MAC プロトコルを簡易的（正確な動作では無い）に導入した評価のため、無線 LAN システムの伝達効率は明確では

ない。また参考文献 [120] は、ネットワーク構成や伝搬状態のパラメータが未定義の条件で、伝送速度と CSI フィードバックを含む MU-MIMO の性能が評価されている。これらの参考文献に関連する確認評価として MCS index に対するスループットと伝達効率は 4.3.1 節で詳しく解説する。

4.1.2 フレームアグリゲーションに関する研究

次にフレームアグリゲーションに関連した MAC の伝達効率を向上させるための論文を紹介する。参考文献 [121] では、フレームアグリゲーションに用いるデータを蓄積するバッファについて検討し、評価されている。この論文では、アグリゲーション長（データサイズ）は固定された条件でスループットの特性が確認されている。またフレームアグリゲーションサイズが変更された場合の MCS index に対するスループット特性が評価されている。参考文献 [122] はフレームアグリゲーションと連携した STBC (pace Time Block Code) による MU-MIMO の効果について確認されている。また参考文献 [122] は複数のユーザへ送信する新しいフレームアグリゲーションが提案されている。しかし、この方法は 802.11 規格において採用はされなかった手法である。その理由としては、異なった STA へ 1 ストリームで伝送することは制御が非常に複雑となり、サービスとしての実現が難しくなるためと考えられる。4.3.2 節では 802.11 規格に従ったアグリゲーションフレーム長の変更を行い評価した結果を説明する。

4.1.3 CSI フィードバックを含む伝達効率の研究

CSI フィードバックによるオーバヘッドを含む性能を評価した論文を紹介する。参考文献 [123] は、CSI フィードバックによるオーバヘッドの影響より、チャネル推定の誤りが MU-MIMO 伝送のスループットに対して支配的に減少させることを述べている。しかしながら、この論文ではスループットは数台の STA を対象に評価されている。一般的な無線 LAN の評価では、STA の接続数は少なくとも数十台が想定され、すべての STA が MU-MIMO のための CSI フィードバックを実施するので、CSI フィードバックによるオーバヘッド時間は膨大なる。すなわち、一般的なネットワーク構成で評価する必要がある。一方で、CSI フィードバックを含む性能は、参考文献 [124] でも評価されている。しかし、この論文でも CSI フィードバック手順が特定の STA のために実施されるだけなので、これらの論文の評価結果は公平な評価とは言えない。そこで、4.3.3 節では CSI フィードバックと STA の接続台数に関する評価を行い CSI フィードバックの影響について説明する。

4.1.4 伝送距離に関する研究

最後に、伝送距離に対する SU-MIMO と MU-MIMO のシステム性能を評価した論文を紹介する。参考文献 [125]–[129] は、MAC 層と PHY 層の両方の技術を考慮し、伝送距離に応じたパケット誤りが含ま

れた際のスループットの特性について評価されている。しかし、参考文献 [125] と [126] は CSI フィードバックなどが簡易的な手順を用いており、802.11 規格の無線 LAN としては正確に評価されているとは言えない。またパケット誤りの発生は、伝搬特性に従うものではなく、一様分布による誤りでモデル化されている。関連して参考文献 [126] は、MU-MIMO の STA 選択（ビーム選択）アルゴリズムとして、簡易リストによるランダムな選択としている。その他の参考文献 [127]–[129] は参考文献 [126] で引用されている論文である。

参考文献 [130] は、PHY と MAC が別々に評価されている。PHY の評価では、SNR とチャネル容量は ZF 法をもじいて評価されている。MAC の評価では、衝突確率はアップリンクトラヒックのときにマルコフ連鎖モデルによって理論的に分析されている。さらに STA 台数に対するスループットおよび遅延が評価されている。しかし、これらの評価には CSI フィードバックの手順が含まれていないため、無線 LAN の性能を評価する上で十分ではない。マルコフモデルは、Bianchi[117] らによって MAC スループットの理論解析でしばしば用いられている。マルコフモデルの主なパラメータは、送信確率と衝突確率である。有線ネットワークでは、伝送速度がほとんど一定であるのでマルコフモデルは十分な評価が行える。しかし、無線通信では伝送距離あるいは伝搬環境に従って、伝送速度は異なる。このためマルコフモデルを使用する理論解析では、綿密な分析は難しいかもしれない。SU-MIMO 伝送の評価に使用される固有モード伝送を考えているとき、伝送速度が各ストリームで異なっているので、SU-MIMO のためのマルコフモデルに改良する必要がある。しかしそれは非常に複雑な計算方法になると考えられる。

参考文献 [?] は、802.11ac 規格と異なる MU-MIMO のための新しい MAC プロトコルが提案されている。PHY 層は受信電力の計算から伝送速度を選択し、MAC 層は理論的マルコフ連鎖モデルを使用することで算出している。しかし、この論文でも単に理論解析で評価されているため信頼性は参考文献 [130] 同じく不十分であると考えられる。

次の 4.2.4 節では、それぞれのストリーム（またはアンテナ毎）の MCS index が SNR から選択 (AP と STA 間の距離から SNR で算出されたパスロスを求める) され、PHY と MAC が含まれたシステムとしてのスループット特性を評価し、その結果を解説する。またこれらの評価をまとめて、各 MIMO の伝送方式の適用領域について議論する。

4.2 PHY/MAC 総合評価ツールの概要

本章では、無線 LAN 環境を想定して、PHY/MAC の両方を考慮した場合の SU-MIMO と MU-MIMO のスループット特性を評価することを目的としている。ここでは、作成したツールの概要と計算条件について述べる。信号は IEEE802.11ac の信号に準拠した方法で評価を行った。以下、各項目毎の詳細について述べる。

4.2.1 平均受信電力の決定

まず、APと端末の送受信距離 d が与えられた場合の平均受信電力を決定する。ここでは、屋内における伝搬損失を仮定した際ににおける受信電力を決定する。図4.2にフリスの伝達公式を用いた受信電力を求め方を示す。送受信電力をそれぞれ P_t, P_r 、送受信のアンテナ利得をそれぞれ G_t, G_r とする。また、伝搬損失を L とする。このとき、フリスの伝達公式を用いると P_r は

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r}{L} \quad (4.1)$$

で与えることができる。ここで、伝搬損失の範囲は一般に非常に大きいため、リニアスケールでは受信電力の大小関係を判別することが難しく、一般に受信電力はdB(デシベル)の単位で表現される。式(4.1)をdB表現として表すと

$$P_r = P_t + G_t - L + G_r \quad [dB] \quad (4.2)$$

となる。図??にdB単位でのフリスの伝達公式を用いた受信電力を求め方を示す。図に示すように、送受信電力はそれぞれdBmという単位を、アンテナ利得はdBiという単位を用いる。dBmは1mWを0dBmという基準として用いる単位であり、例えば1W($=1000\text{mW}$)は、 $10\log_{10}1000 = 30$ dBmとなる。また、dBiという単位は、等方性アンテナの利得を1(0dBi)とした場合の相対的な利得を表す単位である。例えば、ダイポールアンテナの利得は2.14 dBiであることが知られている。また、図fris2に示しているように、実際の損失 L は伝搬損失だけでなく、端末の移動によるシャドーイングやフェージングを実際は考慮しないといけないが、ここでは平均受信電力を求めることが目的であるため、伝搬損失のみに着目する。

次に、具体的な伝搬損失の求め方について解説する。送受信の間に反射波が存在しない場合は、自由空間伝搬損失 L_{free} が用いられる。

$$L_{\text{free}} = 20\log_{10}d + 20\log_{10}f_c + 20\log_{10}(4\pi/c) \quad [dB] \quad (4.3)$$

で与えられる。ここで、 f_c は周波数で単位はHzである。 c は光の速度で 3.0×10^8 [m/s]である。ここで、式(4.3)を見ると、伝搬損失式は一般的に

$$L = 10 \times \alpha \log_{10}d + \beta \quad [dB] \quad (4.4)$$

の形で与えることができる。一般に、伝搬損失は $10\log_{10}d$ に掛かる係数 α を傾きとし、周波数の関数である β を初期値とした関数で表現できる。自由空間伝搬損失の場合は $\alpha = 2$ となるが、一般的の屋外の移動通信における α の値は3~4であることが知られている。比較的高い場所に配置された基地局と低所の端末間で見通し外環境を想定する場合は、 $\alpha = 3.5$ という値が広く用いられている。また、

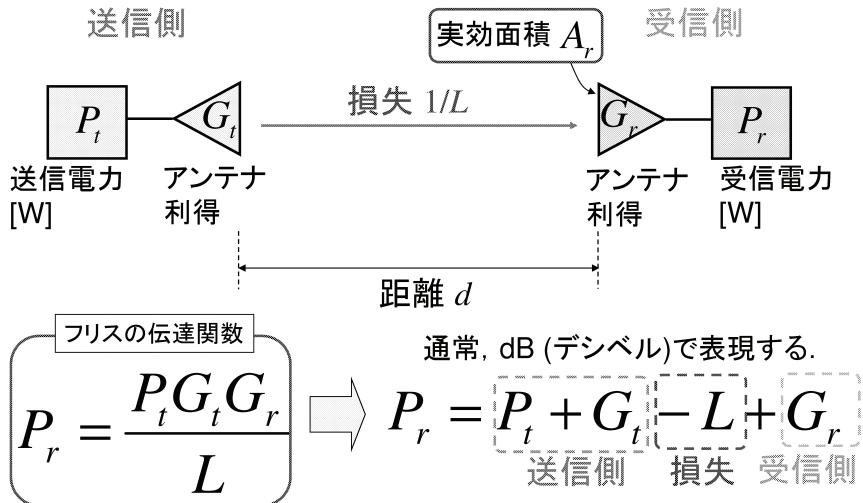


図 4.1: フリスの伝達公式を用いた受信電力を求め方 (リニアスケールによる表現).

この値は実際はアンテナの高さや周辺の建物環境やなどで決定される。代表的なモデルとして、奥村・秦式が知られているが、その他にも様々な環境に対応した伝搬損失式が提案されている。

さて、今回の計算では、無線 LAN を対象とするため、屋内の伝搬損失式を必要とする。屋内の伝搬損失式として、ITU-R P1238-4 のモデルが広く用いられており、本テキストでもこのモデルを採用する。ITU-R P1238-4 の伝搬損失式は

$$L_{\text{Indoor}} = 10 \times \alpha \log_{10} d + 20 \log_{10} f_c + 20 \log_{10}(4\pi/c) + L_f(n) \quad [\text{dB}] \quad (4.5)$$

で与えることができる。 L_f は床、天井、壁の通過による付加損失であり、括弧内内の n は通過した回数を表す。伝搬損失係数 α と L_f の値は測定結果よりその値が提示されている。表 4.1 に α と L_f の値の例を示す。また、本評価では、 L_{Indoor} の値を式 (4.2) における L の代わりに用いることで、受信電力 P_r を得ることができる。

表 4.1: ITU-R P1238-4 モデルにおける伝搬損失係数 (L_f) と付加損失 (α)

	集合住宅内		戸建て住宅内		オフィス内	
周波数 [GHz]	2.45	5.2	2.45	5.2	2.45	5.2
α	2.8	3.0	2.8	2.8	3.0	3.1
L_f	10	13	5	7	14	16

図 4.3 に、式 (4.3) と (4.5) による伝搬損失と受信電力を比較した一例を示す。図 4.3において、周波数は IEEE802.11ac で使用されている 5.2 GHz とした。部屋の中を想定し ($L_f = 0\text{dB}$)、 α の値として才

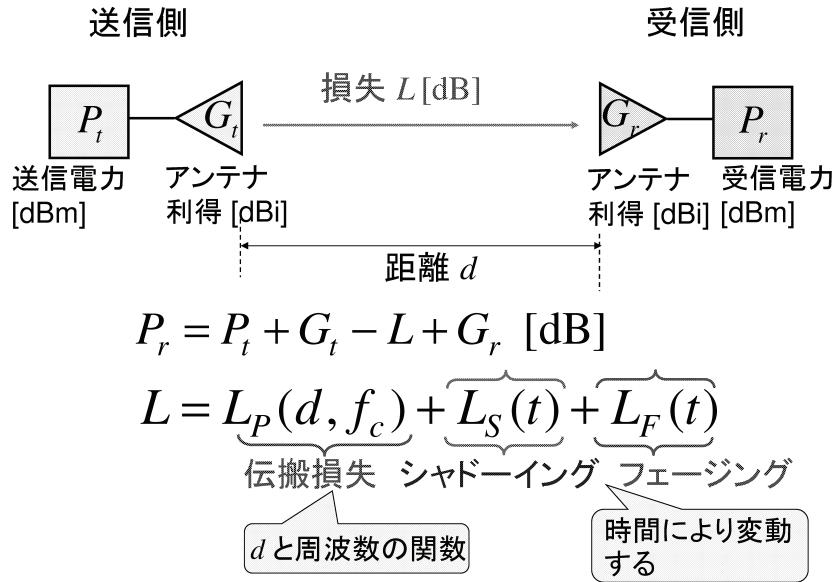


図 4.2: フリスの伝達公式を用いた受信電力を求め方 (dB による表現).

フィス内の値である 3.1 を用いた。自由空間伝搬損失では、先に示した通り $\alpha = 2$ である。受信電力を得るために、式 (4.2) において、 $P_t = 19 \text{ dBm}$, $G_t = G_r = 2 \text{ dBi}$ とした。

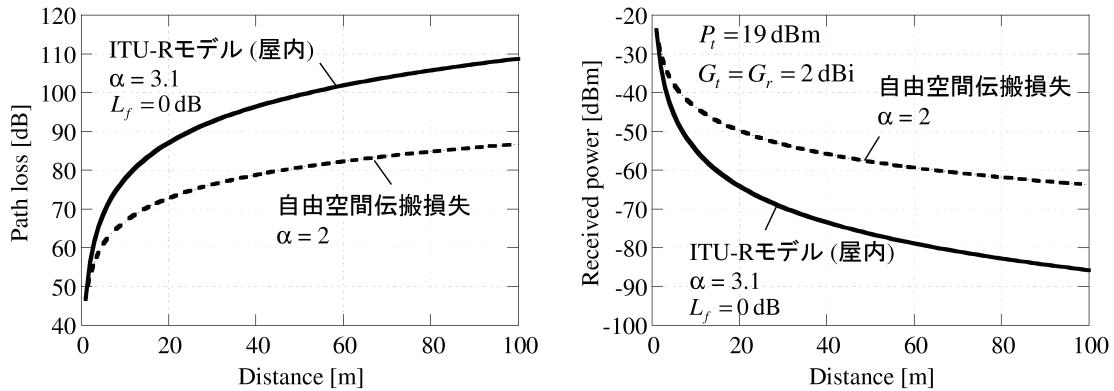


図 4.3: 式 (4.3) と (4.5) による伝搬損失と受信電力の比較 (周波数 : 5.2 GHz).

図から明らかなように、両者の間では伝搬損失が大きく異なることが分かる。例えば、送受信距離を 50 m とすると、両者の損失は 20 dB 程度存在する。受信電力に着目すると、例えば IEEE802.11a の最小受信感度は -82 dBm であるが、屋内の伝搬モデルを用いた場合、約 60 m 程度で受信電力が -80 dBm 以下となり、これ以上の送受信距離では通信が厳しくなることが想定される。このように、厳密な特性評価を行うためには、屋外・屋内などの実際の環境に即した伝搬モデルを適用することが重要であることが確

認できる。

4.2.2 平均 SNR の決定

SU/MU-MIMO のみならず、実際の通信システムを評価する上では評価のために SNR が必要となる。通常、SNR に対する BER 特性や、SNR を変化させた場合のエラーフリーとなるビットレートを評価することが一般的な通信方式の評価法として知られている。しなしながら、熱雑音電力は受信機の低雑音電力増幅器 (LNA) によって決定されるが、これは使用する装置の性能や温度特性に大きく依存し、熱雑音電力を一般的に与えることは難しいと考えられる。一方、無線 LAN の標準化では、使用できる変調方式と最低受信感度が規定されている。一例として、表 4.2 に IEEE802.11a (帯域:20MHz) で使用される変調方式・符号化率と最低受信感度 (R_{min}) および伝送レート (TR) の関係を示す。

表 4.2: IEEE802.11a で使用される変調方式・符号化率と最低受信感度 (R_{min}) および伝送レート (TR) の関係

変調方式	符号化率	R_{min}	TR [Mbps]
BPSK	1/2	-82	6
BPSK	3/4	-81	9
QPSK	1/2	-79	12
QPSK	3/4	-77	18
16-QAM	1/2	-74	24
16-QAM	3/4	-70	36
64-QAM	2/3	-66	48
64-QAM	3/4	-65	54

本テキストでは、表 4.2 における最低受信感度 (R_{min}) と SNR の関係を求め、この関係を用いて SU/MU-MIMO の評価で使用する。最低受信感度とは、誤り訂正まで含めた BER を計算した際にエラーフリーとなる SNR に相当する。そこで、SISO 伝送において、2 章で説明した IEEE802.11a の PHY レイヤにおける実際の信号を考慮した BER 特性を計算する。その結果を図 4.4 に示す。図に示すように、変調方式の多値化と符号化率を上げることで、より高い SNR を必要とすることが確認できる。なお、16QAM ($R=2/3$) と 64QAM ($R=1/2$) のシンボルレートはそれぞれ 3 bits/symbol であり、図 4.4 において両者の BER 特性がほぼ一致することが確認できる。

次に、この結果を用いて、BER がエラーフリーとなる SNR を求める。図 4.5 に SNR と表 4.2 の伝送レートの関係を示す。図から明らかなように両者の関係はほぼ直線の関数として近似できる。例えば、12 Mbps (QPSK, $R=1/2$) の場合のエラーフリーとなる SNR は 6 dB である。そうすると、このときの最低受信感度 (R_{min}) は -79 となる。図 4.5 を直線の関数で近似すると、SNR と R_{min} には以下の関係式

が存在することがわかる。

$$\text{SNR} = R_{\min} + 85 \quad (4.6)$$

この式を用いると、先の節での送受信距離 d から得られる平均受信電力より平均 SNR を換算することができる。また、受信機の性能の情報 (= 热雑音の情報) を考慮せず、無線 LAN 伝送の評価における平均 SNR が決定できる。

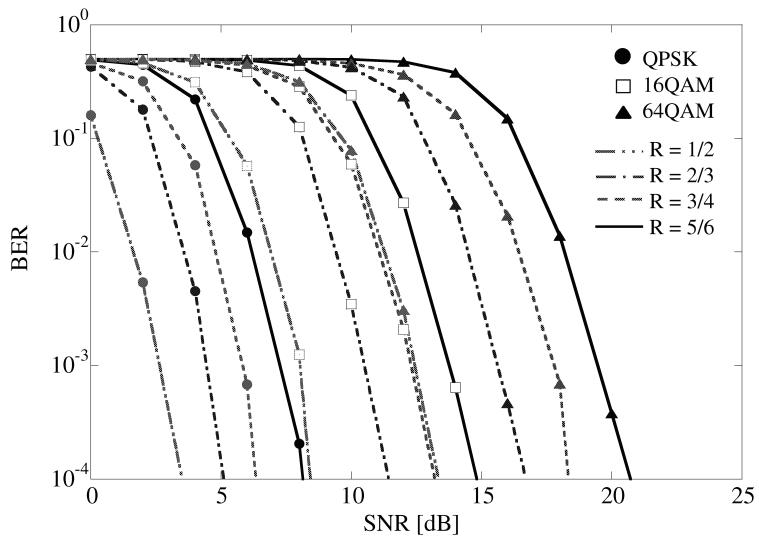


図 4.4: IEEE802.11a の PHY レイヤにおける BER と SNR の関係。

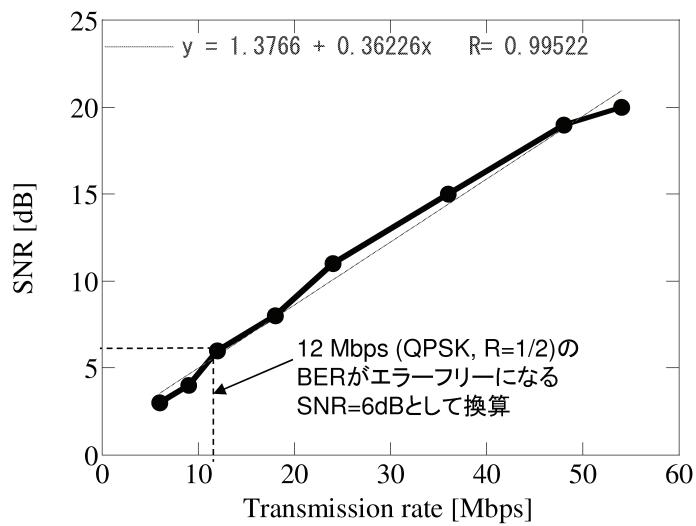


図 4.5: IEEE802.11a の PHY レイヤにおける SNR と伝送レートの関係。

4.2.3 SU/MU-MIMO 伝送による PHY レイヤの伝送速度の決定

前節より、送受信距離 d を与えた場合の平均 SNR を求めることができた。平均 SNR が求まれば、あるフェージング環境を仮定した SU/MU-MIMO 伝送の性能評価は容易に行うことができる。本テキストでは、フェージング環境としては SU-MIMO/MU-MIMO 通信にとって理想的な環境である i.i.d. レイリーフェージング環境を採用した。SU-MIMO/MU-MIMO 伝送の手法としてそれぞれ 3 章で紹介した EM-BF 法と BD 法を用いる。

3 章で説明したように、EM-BF 法と BD 法は SU-MIMO/MU-MIMO 伝送の代表的な手法であるとともに、これらの手法は CSI から得られる固有値がその性能を決定することが大きな特徴である。EM-BF 法と BD 法による固有値の累積分布特性を図 4.6 に示す。送信アンテナ (N_T)、受信アンテナ (N_R)、ユーザ (N_U) 数はそれぞれ、4, 2, 2 としている。また、 $\text{SNR}=20\text{dB}$ のときの特性を示している。また、図は、固有値そのものではなく、固有値から $N_T\sigma^2$ を割った値を用いており、この値が EM-BF 法と BD 法の SNR に相当する。ここで σ^2 は熱雑音電力である。図より、EM-BF の方が BD 法よりも高い固有値を得ることが確認される。これは、BD 法では他ユーザに指向性のヌルを形成するためである。ただし、BD 法では 2 ユーザと通信が可能となることに注意されたい。

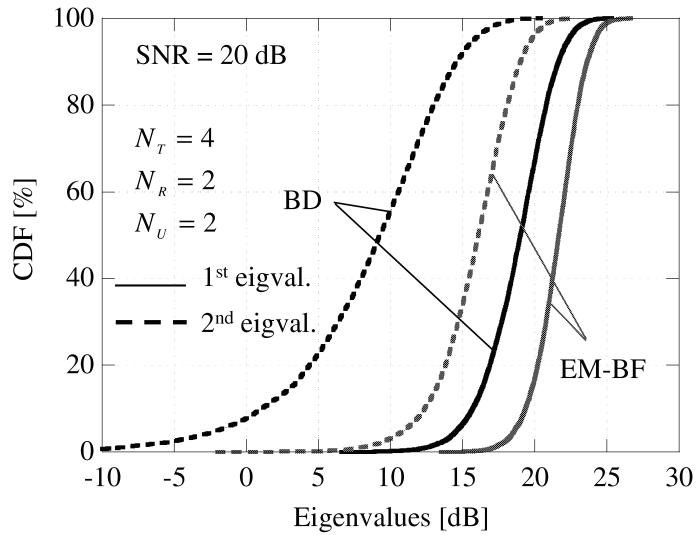


図 4.6: EM-BF 法と BD 法による固有値の累積分布特性。

EM-BF 法と BD 法における固有値を計算することで SNR を得ることができる。先に示したように、SNR が求まれば、式 (4.6) の関係より、最低受信感度を求めることができる。最低受信感度が求まると変調方式を得ることができ、PHY レイヤにおける伝送速度を得ることができる。

4.2.4 CSI フィードバックによるオーバーヘッドの計算.

ここまででは PHY レベルでの伝送レートを求める手法を説明した. IEEE802.11acにおいて, MAC ヘッダを考慮するための詳細については, 2 章で説明しているのでそちらを参照されたお. ここでは, CSI フィードバックによるパラメータについて述べる. CSI フィードバックの BR (Beamforming Report) フレームは, 接続する STA 数やアンテナ数などに依存してフレームのサイズが変更される. BR のサイズは, SU-MIMO の場合, 表 4.10 を用いて算出し, MU-MIMO の場合は, 表 4.11 も含めて算出される. BR に含まれる, VHT Compressed Beamforming Report フィールドの VNT CBR size は,

$$VHT_CBR_size = 8 \times N_c + N_s \times N_a \times (b_\psi + b_\phi)/2 [bit] \quad (4.7)$$

であり, MU Exclusive Beamforming Report フィールドの MU-EBR size は

$$VHT_EBR_size = 4 * N'_s \times N_c [bit] \quad (4.8)$$

となる. これらを合わせた BR フレームサイズは,

$$BR_size = VHT_CBR_size + VHT_EBR_size [bit] \quad (4.9)$$

となる. ただし, SU-MIMO の場合は MU-EBR size は零となる.

最後に, これまでの節で説明した計算の流れを図 4.7 にまとめる.

IEEE802.11ac で使用される変調方式から算出される伝送レートを表 4.6 に示す [3]. BD 法では, 固有値 ($\tilde{\lambda}_{BD}$) より変調方式が決定される. 具体的には, 伝搬チャネル行列を変化させる各試行ごとに, $\tilde{\lambda}_{BD}/(N_T\sigma^2)$, を計算し, これらの値が表 4.6 に示す SNR よりも高くなる場合, 該当する変調方式が利用できるとした. ここで, σ^2 は熱雑音電力である. なお, 表 4.6 において, 実際に該当する変調方式を IEEE802.11ac 規格で伝送したとき, BER が 10^{-7} 以下になる場合の SNR を表している.

4.3 SU/MU-MIMO の性能評価

本節では, 従来の MIMO 伝送と SU/MU-MIMO の伝送効率について評価したので紹介する. 以下の評価では, AP のストリーム数を 8, STA のストリーム数を 2 とし, 最大 4 ユーザに対して多重伝送を行うことを想定した. また以下の結果について, 従来の MIMO 伝送を MIMO, 固有モードを用いた MIMO 伝送を SU と表記し, MU-MIMO 伝送はユーザ数毎に MU2, MU3, MU4 と表記している. データサイズは 7500byte とした. なお本評価では, SU/MU-MIMO の基本的な特性を示すため, 先のシミュレーション条件で示したシンプルな構成とした. また MU-MIMO の評価に関しては, 端末間の相関関係を考

表 4.3: BR フレームの VNT CBR サイズ算出パラメータ

 N_a : Number of angles

$\begin{matrix} \text{Nr} \\ \text{Nc} \end{matrix}$	1	2	3	4	5	6	7	8
1		2	4	6	8	10	12	14
2		2	6	10	14	18	22	26
3			6	12	18	24	30	36
4				12	20	28	36	44
5					20	30	40	50
6						30	42	54
7							42	56
8								56

 N_r : Number of rows (基地局アンテナ本数) N_c : Number of columns (端末アンテナ本数) N_s : Number of subcarriers

Channel Width	N_g		
	1	2	4
20 MHz	52	30	16
40 MHz	108	58	30
80 MHz	234	122	62
160 MHz	468	244	124
80+80 MHz	468	244	124

Codebook Information	SU		MU	
	b_F	b_p	b_F	b_p
0	2	4	5	7
1	4	6	7	9

表 4.4: BR フレームの MU-EBR サイズ算出パラメータ

 N_s'

Channel Width	N_g		
	1	2	4
20 MHz	30	16	10
40 MHz	58	30	16
80 MHz	122	62	32
160 MHz	244	124	64
80+80 MHz	244	124	64

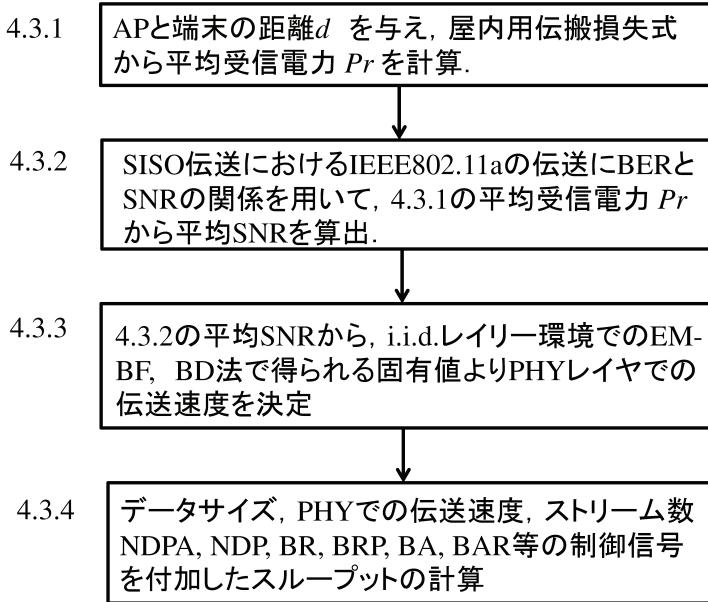


図 4.7: PHY/MAC 連携による SU/MU-MIMO のスループットの計算フロー.

表 4.5: 計算条件

Number of transmit antennas (N_T)	4, 8, 16, 64
Number of receive antennas (N_R)	1
Number of users (N_U)	4
Frequency (f_c)	5200 MHz
Bandwidth	40 MHz
Transmit distance (d)	1 ~ 50 m
Path loss (L)	$31 \log_{10}(d) + 20 \log_{10}(f_c) - 28$
Transmit power	19 dBm
Antenna gain	2 dBi
NPDA (Null Data Packet Announcement)	$64 \sim 76 \mu s$
NDP (Null Data Packet)	$52 (N_T = 4), 292 (N_T = 64) \mu s$
NDP (for Implicit beamforming)	$40 \mu s$
BR (Beamforming Report)	$62 (N_T = 4), 450 (N_T = 64) \mu s$
BA (Beamforming ACK)	$44 \mu s$
BAR (Beamforming ACK Request)	$44 \mu s$
Frame aggregation	5000 ~ 40000 Byte

表 4.6: IEEE802.11ac における変調方式と伝送レート (TR) の関係 (40MHz モード)

Modulation	Rate	Rmin	TR [Mbps]	SNR [dB]
BPSK	1/2	-79	15	6
QPSK	1/2	-76	30	9
QPSK	3/4	-74	45	11
16-QAM	1/2	-71	60	14
16-QAM	3/4	-67	90	18
64-QAM	2/3	-63	120	22
64-QAM	3/4	-62	135	23
64-QAM	5/6	-61	150	24
256-QAM	3/4	-56	180	29
256-QAM	5/6	-54	200	31

慮せず、理想的な環境としている。トライフィックはダウンリンクのみとしており、伝搬損失やパケット衝突は発生しない条件で評価を行った。

4.3.1 シミュレーション条件

表 4.5 に主要な計算条件を示す。送信アンテナ数 (N_T) は、4, 8, 16, 64 とした。また、受信素子数 (N_R) は 1、ユーザ数 (N_U) は 4 とした。すなわち、ユーザあたりの送信データ数は 1 となる。MU-MIMO において送信アンテナ数が受信アンテナ数 × ユーザ数よりも多くなると、ビームフォーミングゲインにより PHY における伝送速度が大きく向上し、サービスエリアを増大することができる。しかし、アンテナ数の増大は CSI 取得数の増大にもつながる。特に CSI フィードバックを適用する場合は、通信効率の低下につながることが予想される。本検討では、表 4.5 に示す IEEE802.11ac で規定されるパラメータを用いて、MAC レベルでのスループットを評価した。

SU/MU-MIMO における評価モデルを図??に示す。本評価では、SU-MIMO では以下、単純に MIMO と呼び、伝送方式には固有モード伝送を適用している。MU-MIMO では BD 法を適用している。MU-MIMO では、各ユーザをそれぞれ MU1～MU4 としている。基本的な性能を評価するために、AP と STA の送受信距離はそれぞれ一定とした。ただし、ユーザごとに異なるフェージングを与えていため、各指向ごとの瞬時 SNR は異なることに注意されたい。

4.3.2 MCS index ごとの性能評価

表??に示した MCS index に対する、スループット特性および伝送効率の評価結果を示す。評価条件としては、1 端末あたりの A-MPDU サイズは、必須サイズ 8191byte に収まる Ethernet パケット数から

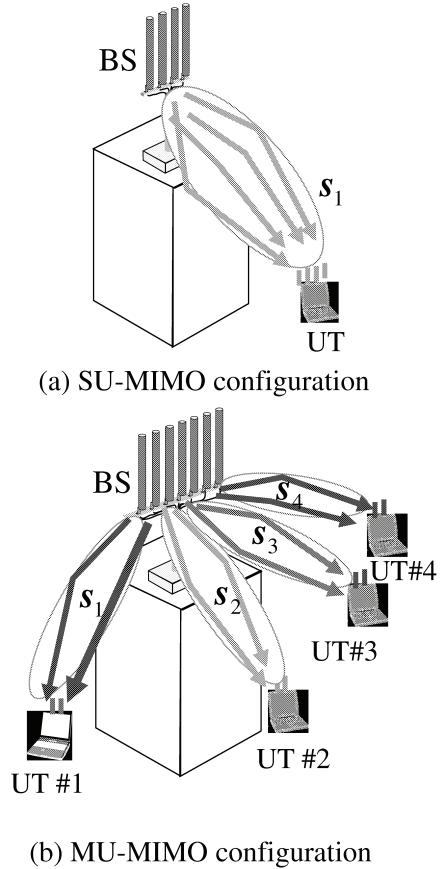


図 4.8: SU/MU-MIMO における NW 評価モデル.

7500byte としており、MU-MIMO はユーザ毎に同サイズを送信した。図 4.9 に各 MCS に対するスループット特性を示す。いずれの場合においても、MCS index が大きい（伝送レートが高い）場合には、スループットが向上していることがわかる。また、SU よりも MU の方が、スループット特性は高いことがわかる。しかし、MCS index が 7, 8, 9 の場合には MU よりも従来の MIMO のスループット特性が高い。これは、ビームフォーミングのために必要となる CSI フィードバックなどのオーバヘッドによる影響が、伝送レートが高くなることでより顕著に表れるためだと考えられる。ただし、この評価では、AP-STA 間の伝送距離が MCS index を変更した場合でも同じであるため、このような結果が得られたが、伝送距離に応じた、MCS index を選択した場合には、SU-MIMO が有効となるケースがある。

図 4.9 の場合における伝送効率特性を図 4.10 に示す。ここでの伝送効率は、各 MCS の PHY 伝送レートに対するスループットの割合を表している。すなわち MCS の伝送レートを 100% とし、実際に MAC レイヤのデータ（ペイロード）が占める占有率である。図 4.10 から、従来の MIMO の伝送効率がもっとも高く、次いで SU, MU2, MU3, MU4 の順に効率が下がることがわかる。これは、CSI フィードバッ

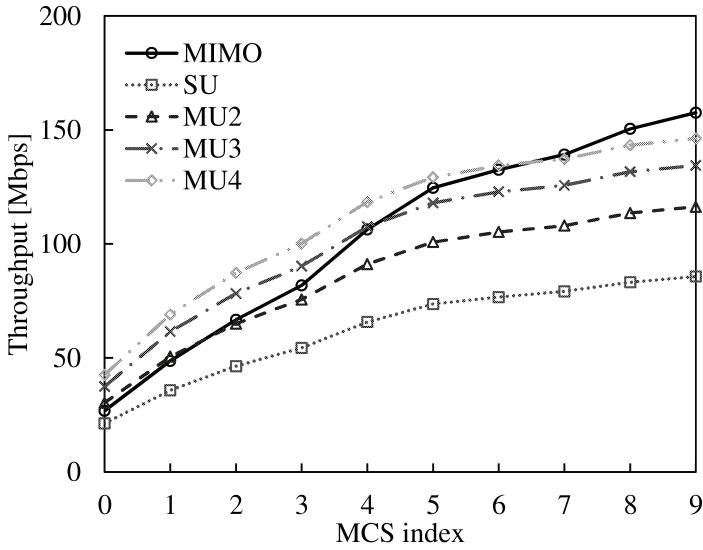


図 4.9: MCS index に対するスループット特性

クによりオーバヘッドが増加することに起因する。また、いずれの場合においても、MCS index が大きくなるほど伝送効率が低下しているが、これは伝送レートが高くなるほど同一サイズのデータ伝送時間が短くなるため、オーバヘッドの影響が増大するためだと考えられる。

4.3.3 アグリゲーションを含む性能評価

4.3.1 節では、MCS による基本特性を確認するため、802.11ac 標準規格で規定された A-MPDU のサイズは、必須サイズの 8191byte を設定していたが、ここでは、A-MPDU サイズを変更した際の評価結果を示す。評価パラメータは最大の伝送レートとなる MCS index : 9 に設定（固定）し、A-MPDU サイズ以外のその他のパラメータは 4.3.1 節と同じ値を用いた。図 4.11 に、A-MPDU サイズを変更した場合のスループット特性を示す。横軸はユーザあたりの A-MPDU サイズを表しており、MU4 の場合における全ユーザの総 A-MPDU サイズは 4 倍となる。図 4.11 結果から、A-MPDU サイズを変更は、スループットの改善に貢献することがわかる。特に MU4 は、A-MPDU サイズが小さい場合は、MIMO よりもスループットが低いが、A-MPDU サイズが大きくなると MIMO よりも高いスループットが得られる。これは、オーバヘッドに対してデータ送信のための伝送時間が増加したことによって、効率が改善された効果だと考えられる。したがって、各種伝送方式を効率的に運用するために、A-MPDU のサイズを最適に選択することが重要である。

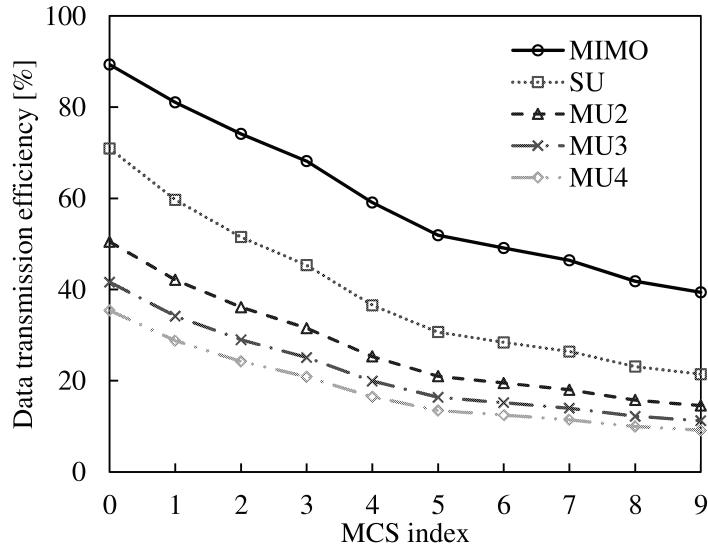


図 4.10: MCS index に対する伝送効率

4.3.4 CSI フィードバックを考慮した性能評価

ここでは、SU/MU-MIMO で用いる CSI フィードバックのオーバヘッドが、スループット特性および伝送効率に与える影響を調査する。伝送レートは、最大の MCS index : 9 に設定（固定）し、A-MPDU サイズは必須サイズ 8191byte に Ethernet パケット 1500byte が収まる 7500 byte に設定した。図 4.12 にチャネル推定のための CSI フィードバック端末数に対するスループット特性を示す。横軸は、CSI フィードバックを行う端末台数を示す。MIMO 伝送は、CSI フィードバックを実施しないため、STA の増加によるオーバヘッドの影響がない。このため、STA が増加した場合にも STA1 台分のフラットなスループット特性となる。一方、SU/MU-MIMO 伝送は、STA 数が増加するとともにスループットが低下することがわかる。これは、CSI フィードバックを実施する回数が STA 数に応じて増加するため、CSI フィードバックのオーバヘッドの影響が大きくなることが要因である。また、CSI フィードバックを行わない場合と比較して最大スループットも低い。したがって、チャネル推定を行う場合には、CSI フィードバックを行う端末をどのように選定するのかが重要な課題である。

4.3.5 基地局と端末間の距離特性を考慮した性能評価

本節では、基地局-端末間の距離による影響を評価する。PHY の伝搬環境と伝送距離に対する SNR (Signal Noise Ratio)、MIMO チャンルを評価計算において考慮し、MAC レイヤのオーバヘッドを含めた MAC-SAP でのスループットを求めていている。この評価では CSI 情報の取得などの制御信号を考慮した通信効率を評価することを目的とし、伝搬環境としては MU-MIMO 通信にとって理想的な環境である

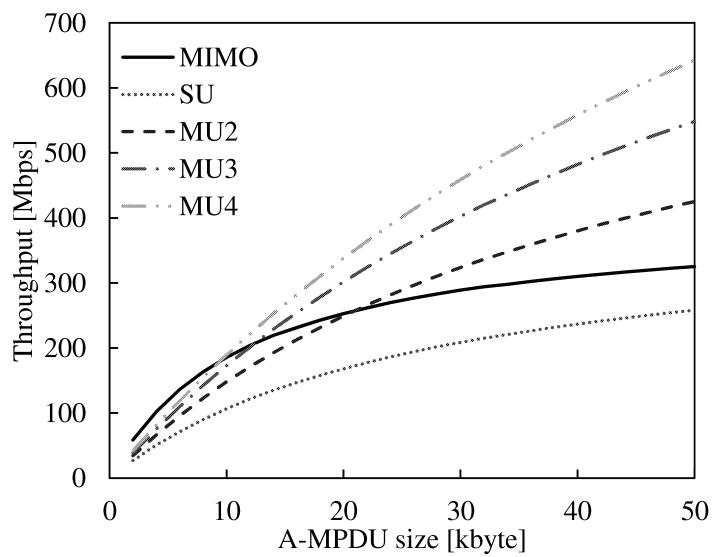


図 4.11: A-MPDU に対するスループット特性

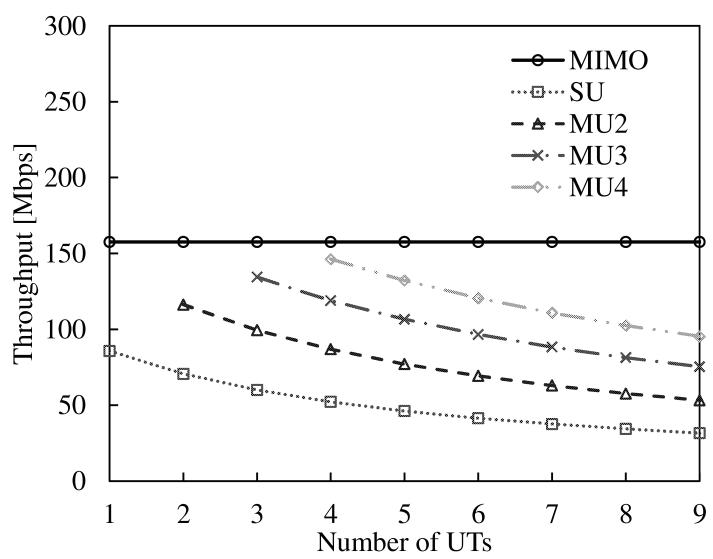


図 4.12: CSI フィードバックの影響

i.i.d. レイリーフェージング環境を採用した。一方、送信指向性制御はサービスエリア端でその効果が向上することから、屋内モデルとして提案されている ITU-R の伝搬損失モデルを採用している。周波数は 5.2GHz とし、送受信距離に対する伝搬損失係数は 3.1 とした。サービスエリアは 1~50m までを考慮し、MU-MIMO の指向性制御には BD 法を用いた。BD 法では、固有値 (λ_{DB}) より変調方式が決定される。具体的には、伝搬チャネル行列を変化させる試行ごとに $\lambda_{DB}/(N_T\sigma^2)$ を計算し、これらの値が表??に示す変調方式の SNR よりも高くなる場合は、該当する変調方式が利用できるとした。ここで、 σ^2 は熱雑音電力であり、添え字 i はストリーム番号を表している。例として、MU4 の場合における距離に対するストリームごとの MCS index のパターンを図 4.13 に示す。図 4.13 から明らかなように、伝送距離が長くなると MCS Index が小さくなるため、伝送レートが低くなることが想定される。その他の基本的な評価パラメータと同じ値を用いた。図 4.14 から、MU-MIMO の場合においては、MU-MIMO のユーザ数が少ないほど基地局から離れたサービスエリア端でスループットが高いことがわかる。特に、サービスエリア端では SU が MU よりもスループットが高いことがわかる。また MIMO の場合では、基地局近傍で最もスループットが高いが、基地局から離れた場合のスループット低下が著しいことがわかる。これらの結果から、ビームフォーミングによりサービスエリア端での効果が高い。したがって、距離に応じた最適な伝送方法の選択によりスループット向上が図れると考えられる。

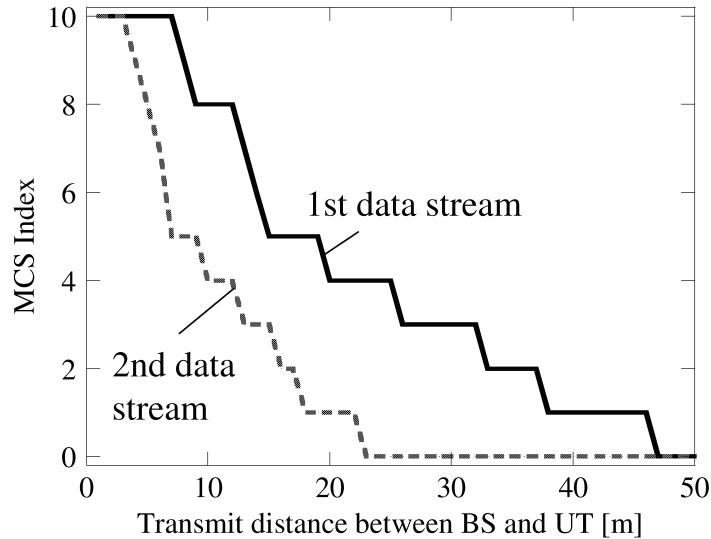


図 4.13: 基地局-端末間距離に対する 4MU ストリームの MCS index

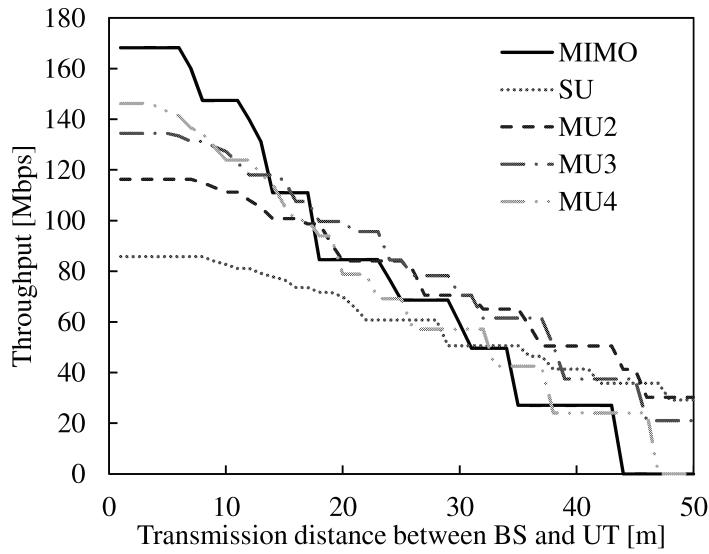


図 4.14: 各伝送方法におけるスループットの距離特性

4.3.6 各方式の適用領域

各種評価結果より MIMO, SU/MU-MIMO のスループット特性, 伝送効率から適用領域や各種伝送方式の適した利用方法について考察する。4.2.1 節の評価において, MCS index (伝送レート) を変更した場合, 伝送レートが高くなると MU-MIMO のスループットや伝送効率は従来の MIMO よりも低くなる結果が得られた。この結果から伝送距離に応じた MCS index を選択することが重要であることがわかり, MIMO チャネルと伝送距離対応した SNR より組み合わせたアンテナ毎の MCS index を選択することが必要となる。図 4.10 では, MIMO の伝送効率特性が高い MCS index 番号が 8, 9 の場合は, 図 4.13 と図 4.14 で確認すると, 伝送距離が近い場合に対応している。すべての利用ケースにおいて MU-MIMO 伝送を賜与するよりも, AP-STA 間の距離が十数 m の場合には, 従来の MIMO が有効であることが確認できる。また, SU-MIMO のスループット特性は伝送距離が延びた場合も他の MUMIMO と比較して低減は少なく, 例えば, 50m の場合は, MU3 や MU4 で用いる場合よりも高いスループットが得られる。ただし, 従来の MIMO は距離が延びるにしたがい急激に低下する。4.2.2 節の A-MPDU サイズに対するスループット特性では, A-MPDU サイズを大きくした場合, MU-MIMO では多重化した効果が十分に得られ非常に高いスループットとなる。しかし, 実際の利用シーンにおいて, アプリケーションなどを想定すると, A-MPDU サイズが大きすぎる場合には大きな懸念がある。例えば, この効果を得るためにバースト的に連續で送信できるデータ量が十分に発生するアプリケーションが必要であり, そのようなサービスが必要となる場合にのみ効果が得られる技術となる。また, A-MPDU のサイズが大きいということは, 長時間帯域を占有することになる。MU-MIMO を利用する端末のみで構成される場合は効果が大き

いが、他の伝送方式が混在する場合には送信権の獲得率が低減し、自律分散制御としては非常に不公平なネットワーク環境となる。すなわち、高画質の映像のようなヘビートラヒックを発生するアプリケーションで、かつ多数のユーザが同時に利用するような特殊なサービスを提供する場合に効果があると言える。

従来の無線 LAN の評価では、PHY と MAC の相互の影響がなかった。しかしこれらの結果より、SU/MU-MIMO 伝送を用いた場合は、相互への影響を考慮することが重要となり、PHY と MAC を統合して評価することによって、システム全体の特性や性能が確認できるとともに、実際に利用できる適用領域や条件を知ることができる。

4.4 CSI フィードバックを排除する MU-MIMO 伝送の性能評価

図 4.15 に、基地局と端末の送受信距離に対する PHY レベルでの伝送レート特性を示す。図から明らかなように、送信アンテナ数 (N_T) を増加させることにより、同一の送受信距離では伝送レートが、同一の伝送レートではより長い送受信距離で通信が実現できることが確認できる。この計算では、トータルのデータ数が 4 であるため、 N_T を 4 から 8 に増加させる効果は大きいが、それ以上増加させると効果は徐々に少なくなることも確認できる。例えば、送受信居距離が 15m の場合、 N_T を 4 から 8, 16 に増加させることで伝送レートをそれぞれ 2, 2.5 倍にすることができる。サービスエリアを増大させる効果としては、 $N_T = 4$ の場合送受信居距離が 35m までしか通信できないのに対し、 N_T を増加すれば 50m でも十分に通信でき、これに関しては、素子数增加すればするほど効果が大きくなることが確認できる。

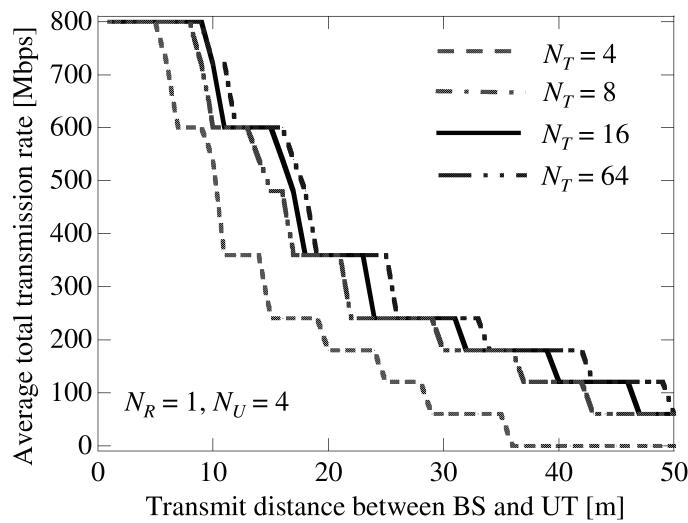


図 4.15: 送受信距離に対する PH レベルでの伝送レート特性。

先の結果により、MU-MIMO における送信指向性制御の効果が示された。次に、送信アンテナ数の違

いによる CSI の影響を考慮したスループット特性を 4.16 に示す。データサイズは 37500byte としている。ここでは、CSI フィードバックを考慮した場合と考慮しない場合の特性を比較している。CSI フィードバックを考慮すると、 N_T を増加させてもスループット特性が大きく向上しないことがわかる。一方、CSI フィードバックを用いないインプリシットビームフォーミングを適用すると、スループットはアンテナ数が多くなると大幅に向上去ることが確認できる。 N_T が 4, 16 の場合、送受信距離を 15m とした場合、それぞれ 11, 62 Mbps のスループット改善効果が得られることが確認できた。

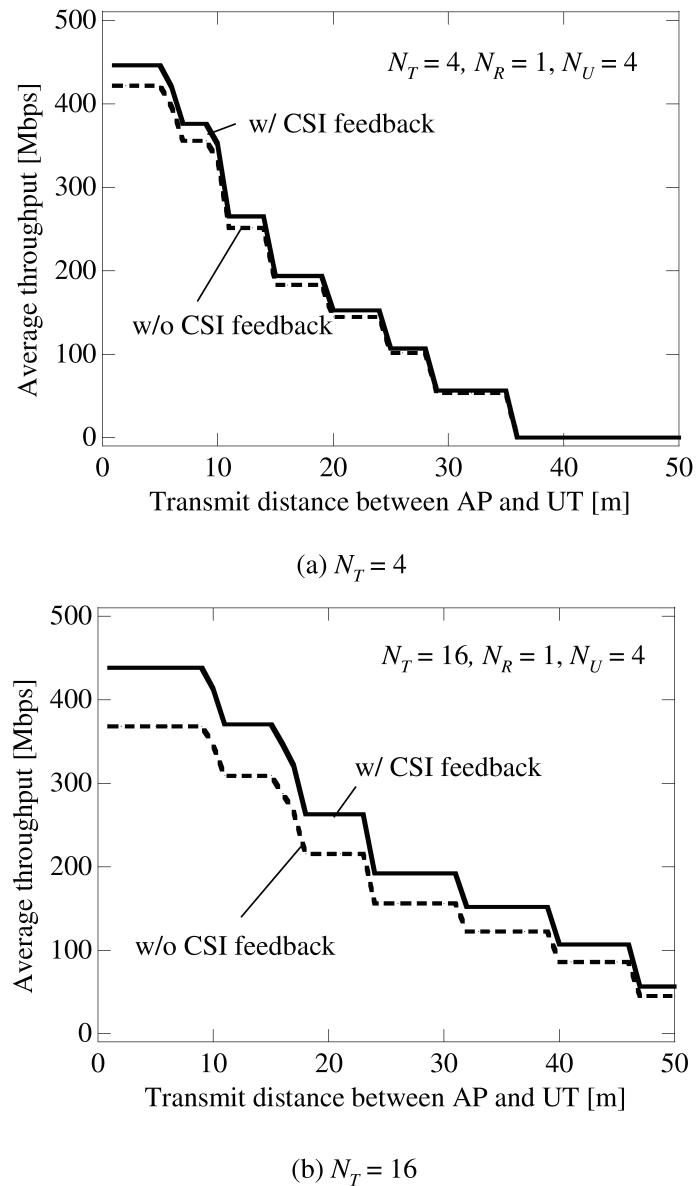


図 4.16: 送受信距離に対するスループット特性。

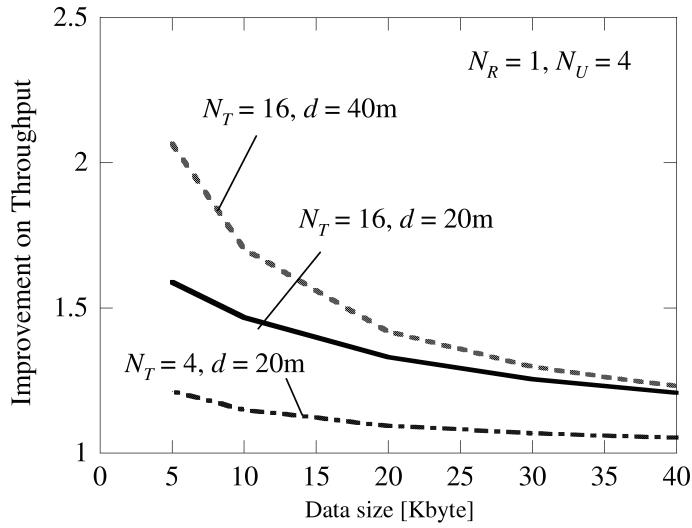


図 4.17: データサイズに対するインプリシットビームフォーミングのスループット改善.

最後にデータサイズを変化させた場合のインプリシットビームフォーミングによりスループット改善効果を図 4.17 に示す. まず, 送受信距離 d が 20m の場合を見ると, $N_T = 4$ の場合は, データサイズが小さくても CSI フィードバックをなくす効果は小さく, その改善は 1.2 倍程度にとどまっている. 一方, $N_T = 16$ の場合は, データサイズが 5000byte では 1.5 倍のスループット改善効果を得る. さらに, $N_T = 16$ の場合は, 送受信距離 $d = 40$ m の場合に最大で 2 倍以上のスループット改善効果を得ることができる. これらの結果から, データサイズが小さく, かつ送信アンテナ数が多い環境でインプリシットビームフォーミングの効果が大きくなることを明らかにした.

4.5 計算機シミュレータによる MAC と PHY を融合した MU-MIMO 伝送のネットワーク性能解析・評価

ここまで, MIMO と SU/MU-MIMO ネットワークの解析, 評価についてのべてきた. 今後, 次世代の技術として採用される通信方式においても, MIMO 伝送をベースとすることが十分予想される. しかし, 前述までの評価結果からもわかるように, PHY 層だけでは無線システムとしてのパフォーマンスを十分に評価することは困難である. MIMO 伝送では, PHY 層の伝搬状況から得られた情報を MAC 層のアクセス制御にフィードバックし動作しているため, PHY と MAC を融合した評価が必須となる.

本節では, PHY 層と MAC 層を同時にシミュレーションし, 評価結果が得られるシミュレータを開発したので紹介する. PHY 層は一般的には MATLAB が用いられており, アンテナ伝搬特性や信号処理の解析を行うことができる. 一方, MAC 層以上では, 様々なシミュレータが存在し, NS3 や Qualnet,

Riverbed Modeler（旧名 OPNET であり、本節では馴染みのある OPNET の名称を扱う）がある。特に OPNET は、MAC 層のシミュレーションだけでなく、大規模なネットワークの構成や、サンプルで用意されたアプリケーション（VoIP、動画ストリーミング、HTTP など）が充実しており、また vent Driven Architecture（EDA）を採用しているため、状態遷移から時間軸でのシミュレーションがかかるのである。また、インターフェースもビジュアル的に作られているため、プログラミングなども初心者には容易に扱うことができる特徴を持つ。

開発したシミュレータは、MATLAB で伝搬情報の計算をし、たとえば MIMO で使用可能なストリームと伝送速度の選択を行い、OPNET では、MATLAB 関数を CALL して取得する。図 4.18 に MATLAB の API IF を示す。MATLAB では m コードを c/c++ に変化することが可能であるため、今回は c 言語に変化された MATLAB 関数で示されている。シミュレータの作り方によっては、直接 m コードを呼び出したり、OPNET 上から直接、MATLAB を操作するような API を作成することが可能である。API の作成は今後の開発であるが、MATLAB と OPNET の連結が可能であることは、今回の開発で確認できた。

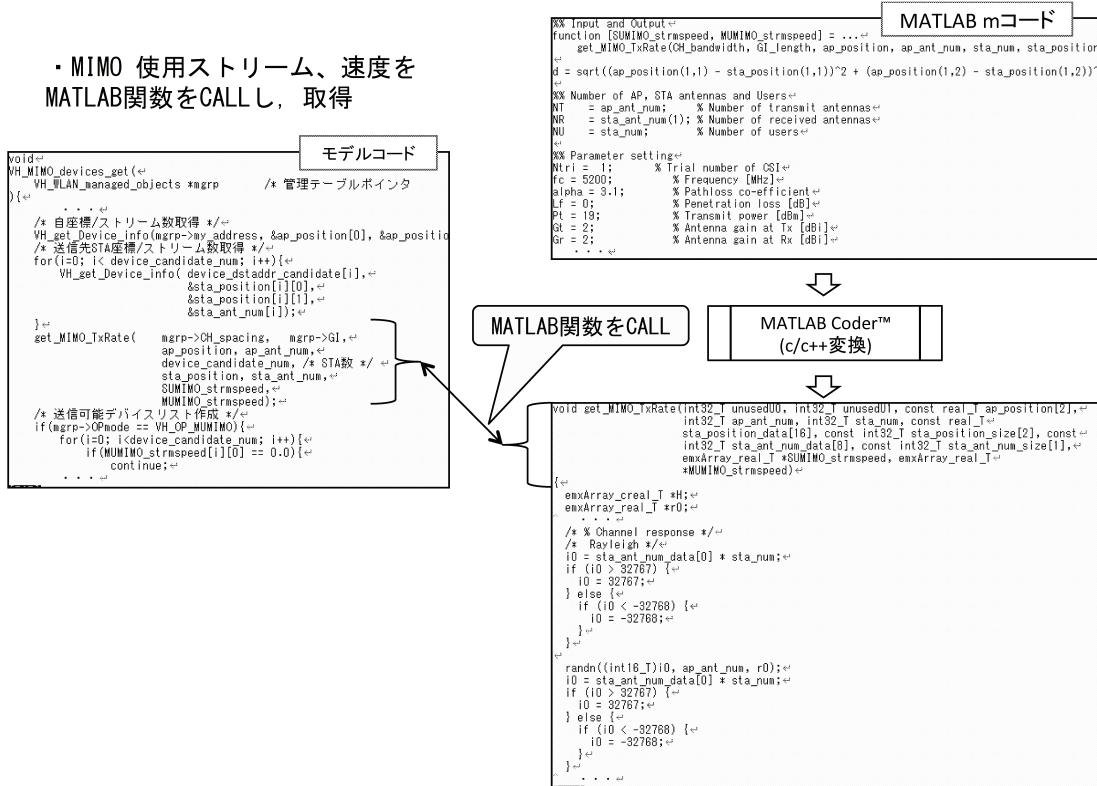


図 4.18: MATLAB API IF

OPNET 上では、図 4.19 に示すようなシミュレーションモデルを構築する。OPNET では、ネットワークが階層となっており、ネットワークモデルで、実際の無線局の配置をし、各無線局の中にはそれぞれ

ノードモデルが構築される。ノードモデルの中にはプロセスモデルがあり、これは状態遷移によって動作する。各プロセスの中には、C 言語をベースとした OPNET 専用のカーネル関数を用いてプログラミングを行うことが可能である。今回は MU-MIMO 伝送のシミュレーションモデルを構築したが、基地局と端末は同じノードモデルを用いており、動作や昨日は、OPNET に用意された設定項目（属性）で基地局（AP）か端末（STA）を切り替えることが可能である。また、ネットワークモデルでは、無線局の配置位置（座標）が無線の伝送距離として設定でき、座標情報は MATLAB に渡され、伝送距離から選択される伝送速度（MCS など）が計算される。

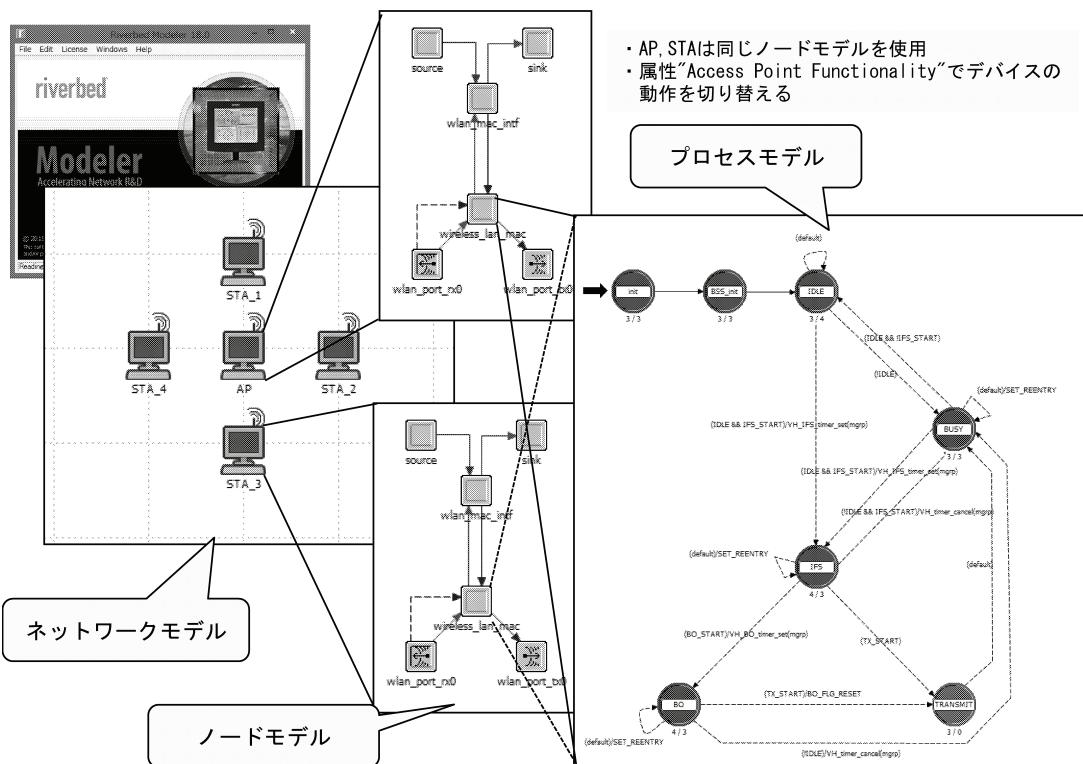


図 4.19: シミュレーションモデル

今回開発したシミュレータは、MACとPHYを融合した評価が可能であるかどうか確認するために、簡易的な構成となっているが、基本的な評価は可能であるため実際にシミュレータを動作させ、データを取得した。シミュレーションは2つのシナリオを用意した。1つ目の評価（シナリオ1）として、CSIフィードバックで用いられるBRとBRPの伝送レート（MCS index）を変更し、スループット測定した。ネットワークモデルは、図4.20に示す。基地局と端末は、基地局を中心に、等距離の10mに配置している。シミュレーションで設定可能なパラメータは、図4.21に示す。

2つ目の評価（シナリオ2）として、基地局と端末の距離を10~50mに変更した際のスループットを求めた。CSIフィードバックなどのフレームは固定のMCS index:7とし、データの伝送速度とストリー

ムは、MATLABで計算された距離に応じた最適なMCSとストリーム数を選択する。ネットワークモデルは、図4.22に示す。OPNETのGUI上では、図4.23のように配置され、端末の座標情報がMATLABへ渡される。

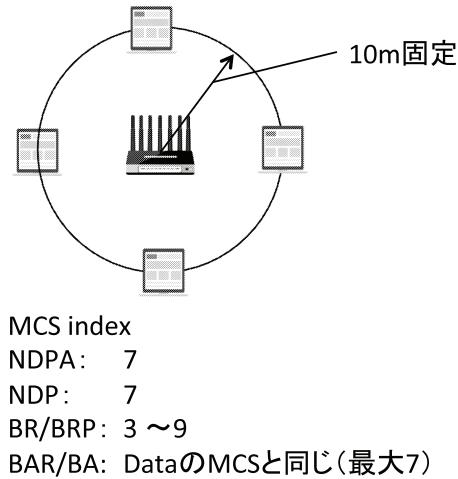


図4.20: シナリオ1: チャネル推定(CSIフィードバック)のMCS変更

シミュレータを用いた、シナリオ1の計算結果を図4.24に示す。スループットは平均値であり、BRのMCSが大きくなるにしたがい、スループットが高くなる。BRによるCSIフィードバックの影響は非常に大きく最適な伝送レートを選択する必要がある。またBRPはフレームサイズが小さいため大きな影響はないことが確認できる。次に、シナリオ2のシナリオ1の計算結果を図4.25に示す。距離が広がるにつれ、スループットは低下している。この結果より、MATLABからの最適なMCSが選択され、その値を用いたスループット評価が確認できた。これらの結果より、OPNETとMATLABを融合させたシミュレーションツールの動作が確認でき、今後、このようなツールを用いてMIMO伝送の解析や評価を行っていくことができる。

・ネットワークモデルと指定属性

シミュレーション実行時間 : 20秒
トラヒック生成開始 : 1msec後

Attribute	Value
Campus Network * Wireless LAN Parameters [0].Channel spacing	40
Campus Network * Wireless LAN Parameters [0].Guard Interval	400
Campus Network * Wireless LAN Parameters [0].Operation mode	MU-MIMO
Campus Network STA_1.Wireless LAN Parameters [0].Number of Spatial Streams	2
Campus Network STA_2.Wireless LAN Parameters [0].Number of Spatial Streams	2
Campus Network STA_3.Wireless LAN Parameters [0].Number of Spatial Streams	2
Campus Network STA_4.Wireless LAN Parameters [0].Number of Spatial Streams	2
Campus Network * Wireless LAN Parameters [0].Buffer Size	2000000000
Campus Network AP.Traffic Generation Parameters [0].Packet Generation Arguments [0].Interarrival Time constant	(0.0000003125)
Campus Network AP.Traffic Generation Parameters [0].Packet Generation Arguments [0].Packet Size	uniform_int (1000, 1500)
Campus Network * Max STA num for MU-MIMO	4
Campus Network * MCS index for ACK limit rate	7
Campus Network * MCS index for NDPA rate	7
Campus Network * MCS index for NDP rate	7
Campus Network * MCS index for DATA rate	7
Campus Network * MCS index for BRP rate	7
Campus Network * MCS index for BR rate	7
Campus Network * MCS index for BAR limit rate	7
Campus Network * MCS index for BA limit rate	7
Campus Network * Codebook Information	1
Campus Network * Ng	1

複数属性指定

図 4.21: ネットワークモデルと指定属性

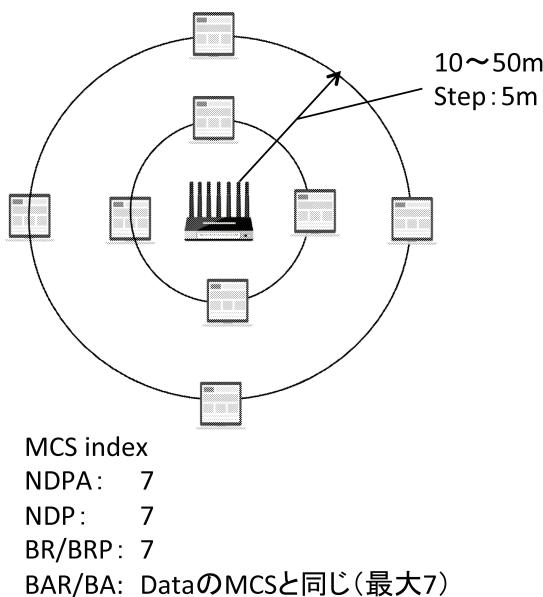


図 4.22: シナリオ 2 : AP-STA 間距離の変更

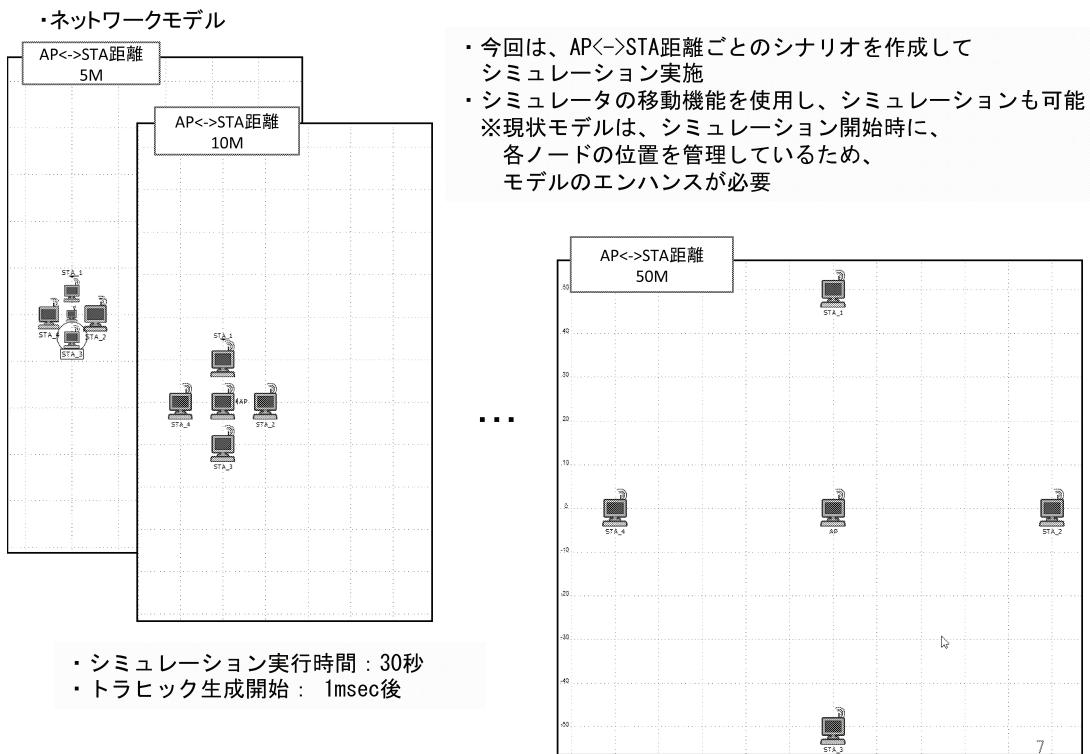


図 4.23: OPNET 上の端末配置

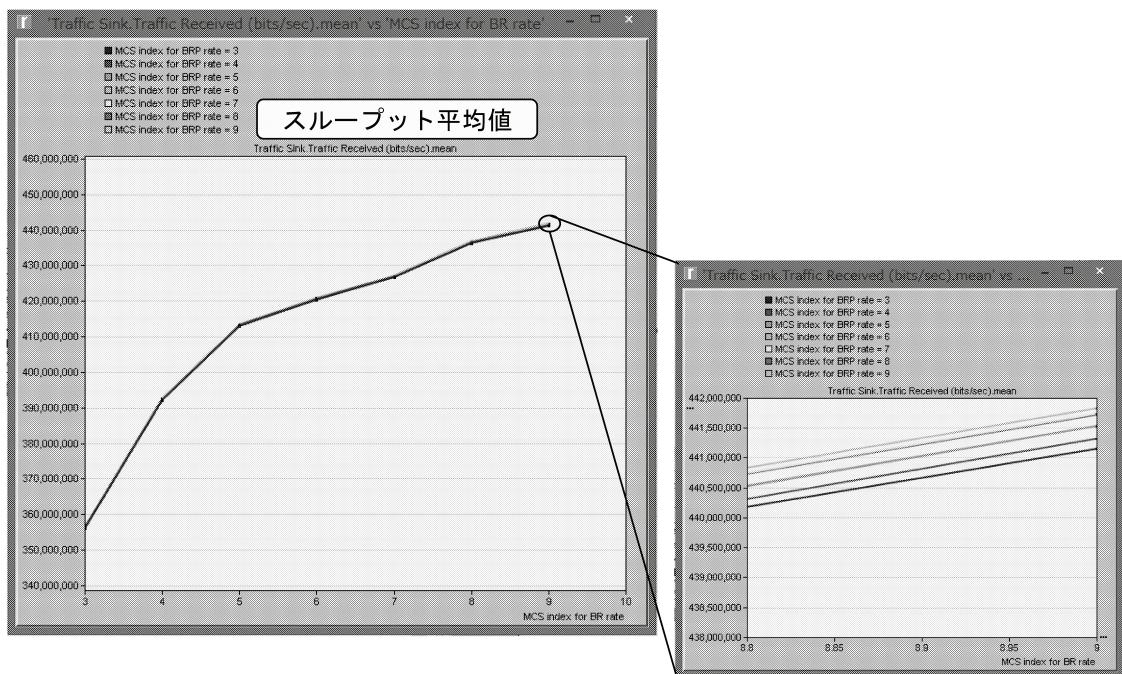


図 4.24: シナリオ 1：スループット特性

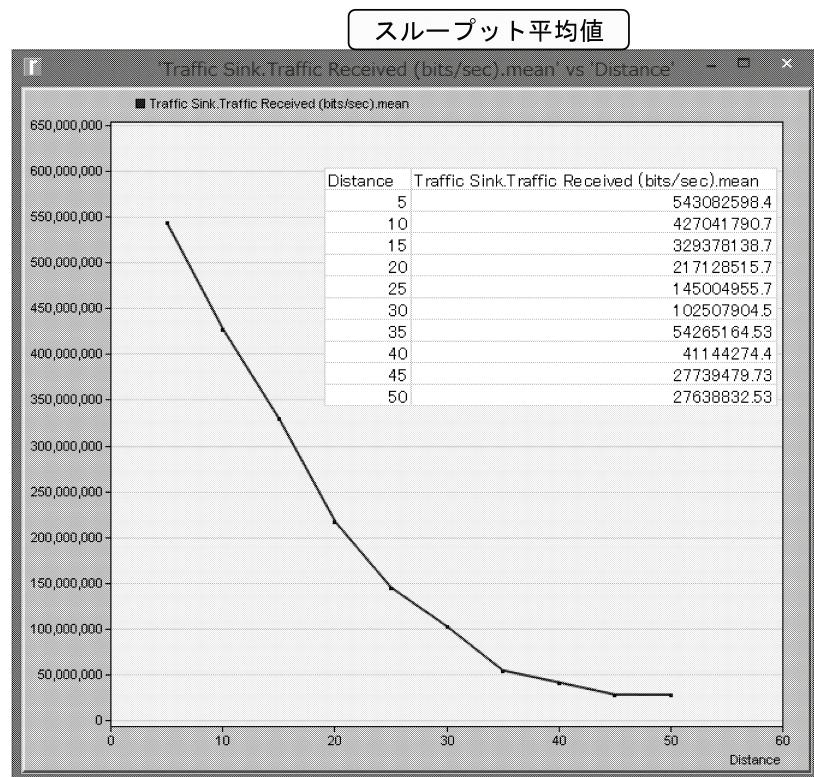


図 4.25: シナリオ 2 : スループット特性

第5章 まとめ

本チュートリアル資料では、「MIMO 伝送の基礎と無線 LAN 環境における通信効率」というタイトルでこれまであまりフォーカスされてこなかった、 MIMO 伝送における物理層 (PHY) だけでなく MAC 層まで考慮した検討について紹介した。

まず、2章では、無線 LAN の標準化として知られている IEEE802 標準化について、今回に関係のある観点にフォーカスし解説を行った。ここで説明しきれなかった点も多数あるため、具体的な評価を行うためには標準化のドキュメントが公開されているのでそちらを参照されたい。

3章では、シングルユーザとマルチユーザ MIMO (SU/MU-MIMO) についての基本項目を解説した。特に、初心者でもわかるように解説をしたつもりであるが、まだ難しいと感じられた人も多いかもしれない。さらに本領域の検討をさらに掘り下げる場合は、書籍 [26] 等やここで挙げた文献を参考にして検討を進めていただきたい。

4章では、IEEE802.11ac を例にとり、PHY と MAC 連携ツールの詳細を示すとともに、SU-MIMO と MU-MIMO におけるスループットと伝送効率を PHY と MAC の両方を考慮して評価した。評価の結果からもわかるように、MAC 効率まで考慮した場合、MU-MIMO が SU-MIMO よりもスループットや伝送効率が向上するわけではないことが明らかとなった。また、両者で有効となる適用領域は使用するパラメータに大きく依存することも明らかとなった。また、MU-MIMO では CSI フィードバックに伝送効率の低下が大きく、CSI フィードバックを排除するインプリシットビームフォーミングが有効であることも確認した。

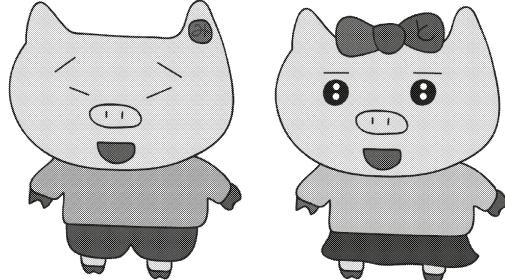
今回の検討では、限定されたアンテナ数で評価を行ったが、近年は基地局に 100 素子以上のアンテナを用いる Massive MIMO といった技術 [87]–[89] が次世代移動通信 (5G) システムにおけるキー技術として注目されている。Massive MIMO では、非常にアンテナ数が多いため、CSI の取得という観点では、たとえインプリシットビームフォーミングを適用したとしてもオーバーヘッドが大きくなることが考えられる。今後、CSI の取得という観点から Massive MIMO における研究開発を行うことは非常に重要であるといえる。

一方、非常に多くのユーザや「もの」を対象としたセンサーネットワークが注目を集めている。こういったシステムでは伝送速度はそれほど必要としないものの、非常に多くのユーザを扱う必要がある。また、MIMO 伝送を用いた無線 LAN との共存も重要である。このような場合、低速伝送のシステムが高速

伝送のシステムの足をひっぱる可能性がある。効率的なアクセス制御を考慮しつつ、既存システムへの効率も考慮した検討が必要となる。

本チュートリアルは、1時間30分の講演であるため、受講後、独学で学習ができるようにできるだけ詳しく解説を行った。テキストの作成時間の関係等により、語句の整合性や細かいミスが存在する思われるが、今後、最新の研究内容を踏まえて資料をアップデートしたいと考えている。何らかの形で紹介できれば幸いである。少しでもこのテキストが本分野の進展につながることを期待する。

最後に、本チュートリアルのテキスト作成の機会を与えていただいた、高橋委員長をはじめとするCQワークショップの実行委員の皆様に感謝します。また、4章におけるMATLABとOPNETの連携ツール開発に多大なる協力をいただきました、情報工房の倉地氏に深謝いたします。最後に、いつも励ましと癒しを与えていただいている著者の愛すべき家族に感謝いたします。



参考文献

- [1] 3GPP LTE, <http://www.3gpp.org/article/lte>
- [2] IEEE 802.11, <http://www.ieee802.org/11/>
- [3] IEEE P802.11ac./D5.0, Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications.
- [4] J. H. Winters, "On the capacity of radio communication systems with diversity in a Rayleigh fading environment," IEEE Journal Select Areas Commun., vol. SAC-5, pp. 871–878, June 1987.
- [5] A. Goldsmith, "Wireless Communications," Cambridge University Press, 2005.
- [6] A. J. Viterbi, "CDMA : Principles of spread spectrum communication," 1995.
- [7] 横山, スペクトラム拡散通信方式, 科学技術出版, 1988.
- [8] <http://www.wimaxforum.org/>
- [9] 通信白書, <http://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/ja/h26/html/nc255230.html>
- [10] 守倉正博, 久保田周治 監修, "改訂三版 802.11 高速無線 LAN 教科書," インプレス R&D, 2008.
- [11] 伊丹誠, "わかりやすい OFDM 技術," オーム社, 2005.
- [12] 服部武 監修, "OFDM/OFDMA 教科書," インプレス R&D, 2008.
- [13] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," Wireless Personal Commun., vol. 6, pp. 311-335, 1998.
- [14] I.E. Telatar, "Capacity of multiantenna Gaussian channels," Euro. Trans. Telecommun., vol.1, no.6, Nov./Dec. 1999.
- [15] A. Zelst and T. C. W. Schenk, "Implementation of a MIMO OFDM based wireless LAN systems," IEEE Trans. Signal Process., Vol. 52, No. 2, pp. 483-494, Feb. 2004.

- [16] A. Paulaj, R. Nabar, and D. Gore, "Introduction to space-time wireless communications," Cambridge University Press 2003.
- [17] T. Ohgane, T. Nishimura, and Y. Ogawa, "Applications of Space Division Multiplexing and Those Performance in a MIMO Channel," IEICE Trans. Commun. Vol.E88-B, No.5, May 2005.
- [18] "MIMO Implementation Aspects," Proc. IEEE RAWCON, Workshop, WS2, Sept, 2004.
- [19] H. Taoka, K. Dai, K. Higuchi and M. Sawahashi, "Field Experiments on Ultimate Frequency Efficiency Exceeding 30 Bit/Second/Hz Using MLD Signal Detection in MIMO-OFDM Broadband Packet Radio Access," Proc. of IEEE VTC2007-Spring, pp. 2129–2134, April, 2007.
- [20] G Tsoulos, J McGeehan and M.A. Beach,"Space Division Multiple Access (SDMA) Field Trials. Part 1: Tracking and BER Performance," IEE Proc. Radar, Sonar Navig., Vol.145, No. 1, Feb 1998, p73–78.
- [21] Y. Doi, J.Kitakado, T. Ito, T. Miyata, S. Nakao, T. Ohgane and Y. Ogawa," Development and Evaluation of the SDMA Test Bed for PHS in the Field," IEICE Trans. Commun., Vol.E86-B, No.12, pp.3433–3440, Dec. 2003.
- [22] K. Nishimori and K. Cho, "Evaluation of SDMA employing vertical pattern and polarization control in actual cellular environment measurement," Proc. of IEEE VTC 2004-Spring, vol.1, pp.244–248, May 2004.
- [23] Q.H. Spencer, C.B. Peel, A.L. Swindlehurst, and M. Haardt, "An introduction to the multi-user MIMO downlin," IEEE Communication Magazine, vol. 42, no. 10, pp. 60–67, Oct. 2004.
- [24] D. Gesbert, M. Kountouris, R. W. Heath Jr., C.-B. Chae, and T. Salzer, "Shifting the MIMO Paradigm," IEEE Signal Processing Magagine, vol.24, no.5, pp.36-46, Sept. 2007.
- [25] "Y. Takatori and K. Nishimori, Application of Downlink Multiuser MIMO Transmission Technology to Next Generation Very High Throughput Wireless Access Systems, IEICE Trans. B Vol.J93-B, No9. pp.1127–1139, Sept. 2010.
- [26] 西森 健太郎, "マルチユーザ MIMO の基礎," コロナ社, 2014.
- [27] E. Dahlman et. al., "LTE-Advanced - Evolving LTE towards IMT-Advanced," Proc. of VTC2008-Fall, Sept. 2008.
- [28] IEEE 802.11ax, <http://www.ieee802.org/11ax/>

- [29] J. G. Proakis, Digital Communications, 3rd edition, McGraw-Hill, 1995.
- [30] R. V. Nee, A. V. Zelst, and G. A. Awateer "Maximum likelihood decoding in a space division multiplexing system," Proc. IEEE VTC2000, pp.6-10, May 2000.
- [31] B.Widrow, P.E.Mantey, L.J.Griffiths, and B.B.Goode, "Adaptive Antenna Systems," Proc.IEEE, vol.55, no.12, pp.2143–2159, Dec. 1967.
- [32] P.W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden and R. A. Valenzuela , "V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," Proc. of International Symposium on Signals, Systems, and Electronics, pp.295–300, Oct. 1998.
- [33] G. D. Golden, G. J. Foschini, R. A. Valenzuela and P.W. Wolniansky , "Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture," Electronics Letters, col.35, no.1, pp.14-16, Jan. 1999.
- [34] A. Burg, M. Borgmann, M. Wenk, M. Zellweger, W. Fichtner , "VLSI Implementation of MIMO Detection Using the Sphere Decoding Algorithm," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.40, no.7, July 2005.
- [35] J. B. Andersen, "Array gain and capacity for known random channels with multiple element arrays at both ends," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 18, No. 11, pp. 2172-2178, Nov. 2000.
- [36] K. Miyashita, T. Nishimura, T. Ohgane, Y. Ogawa, Y. Takatori, K. Cho, "High data-rate transmission with eigenbeam-space division multiplexing (E-SDM) in a MIMO channel," Pro. of Vehicular Technology Conference (VTC) 2002-Fall, vol.3, pp.1302–1306, Oct. 2002.
- [37] K. Nishimori, R. Kudo, Y. Takatori, and Koichi Tsunekawa, "Evaluation of 8x4 Eigenmode SDM Transmission in Broadband MIMO-OFDM Systems," NTT Technical Review, vol.3 no.9, pp.50–59, Sept. 2005.
- [38] Cisco, "The Zettabyte Era-Trends and Analysis," in Cisco White Paper, pp.1–19, 2013.
- [39] T. Murakami, H. Fukuzono, Y. Takatori, and M. Mizoguchi, "Multiuser MIMO with implicit channel feedback in massive antenna systems," IEICE Communications Express, Vol.2 No.8 pp.336–342, Aug. 2013.

- [40] IEEE, "IEEE STANDARDS BOARD OPERATIONS MANUAL," <http://standards.ieee.org/develop/policies/opman/sect1.html>.
- [41] IEEE Standard for Information Technology-LAN/MAN-Part 11: Wireless LAN Medium Access Control and Physical Layer Specifications Amendment: Medium access control (MAC)Enhancements for Quality of Service, IEEE 802.11e, pp. 1-211, 2005.
- [42] G. Bianchi, I. Tinnirello, and L. Scalia, "Understanding 802.11 e contention-based prioritization mechanisms and their coexistence with legacy 802.11 stations," IEEE trans. on Network, vol. 19, no. 4, pp. 28-34, July 2005.
- [43] P. Y Wu, J. J Chen, Y. C Tseng, H.W Lee, "Design of QoS and Admission Control for VoIP Services Over IEEE 802.11e WLANs," Journal of Information Science & Engineering, Vol. 24 Issue 4, pp.1003-1021, July 2008.
- [44] T Hiraguri, T Kimura, T Ogawa, H Takase, A Kishida, K Nishimori, "Admission and Traffic Control Schemes Suitable for QoS Applications in WLAN Systems," American Journal of Operations Research, Vol.2 No.3, DOI:10.4236/ajor.2012.23046, pp.382-390,Sept. 2012
- [45] K.Maraslis, P.Chatzimisios, A. Boucouvalas,"IEEE 802.11aa: Improvements on video transmission over wireless LANs," Proc. IEEE on ICC2012, DOI:10.1109/ICC.2012.6364431, pp.115-119, June 2012.
- [46] A. de la Oliva, P. Serrano, P. Salvador, A. Banchs, "Performance evaluation of the IEEE 802.11aa multicast mechanisms for video streaming," Proc. IEEE WoWMoM 2013, DOI: 10.1109/WoWMoM.2013.6583394, pp.1-9, June 2013
- [47] P Salvador, L. Cominardi, F. Gringoli, P. Serrano,"A first implementation and evaluation of the IEEE 802.11aa group addressed transmission service," ACM SIGCOMM Computer Communication Review, Vol. 44 Issue 1, pp.35-41, January 2014
- [48] IEEE Standard for Information technology-Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks Specific requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, IEEE Std 802.11-2012, pp.1-2793, 2012.

- [49] Y. Takatori, R. Kudo, A. Ohta, K. Ishihara, K. Nishimori and S. Kubota, "New Robust Beamforming Method for Frequency Offsets in Uplink Multiuser OFDM-MIMO," IEICE Trans. Commun., vol.E90-B no.9 pp.2312-2320, Sept. 2007.
- [50] K. Ishihara, Y. Takatori, K. Nishimori and K. Okada, "Overlap Frequency-domain Multiuser Detection for Asynchronous Uplink Multiuser MIMO-OFDM Systems," IEICE Trans. Commun., vol.E92-B no.5 pp.1582-1588, May. 2009.
- [51] IEEE, "Official IEEE802.11 Working group project timelines,
http://www.ieee802.org/11/Reports/802.11_Timeline.htm.
- [52] R.A.Monzingo and T.W.Miller, "Introduction to Adaptive array," John Willy & Sons, New York, 1980.
- [53] 菊間信良 : アレーアンテナによる適応信号処理, 科学技術出版社, 1998.
- [54] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, "Zero forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels," IEEE Trans. Sig. Processing, vol. 52, no. 2, pp.461-471, Feb. 2004.
- [55] K. K. Wong, R. D. Murch, and K. B. Letaief, "A joint-channel diagonalization for multiuser MIMO antenna systems," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 2, pp. 773-786, July 2003.
- [56] M. H. M. Costa, "Writing on dirty paper," IEEE Trans. Inf. Theory, IT-29, pp. 439–441, May 1983.
- [57] S. Vishwanath, N. Jindal, and A. Goldsmith, "Duality, Achievable Rates, and Sum-Rate Capacity of Gaussian MIMO Broadcast Channels," IEEE Trans Information Theory, Vol. 49, No. 10, pp. 2658–2668, Oct. 2003.
- [58] Z. Shen, R. Chen, J. G. Andrews, R. W. Heath, Jr., and B. L. Evans, "Low complexity user selection algorithm for multiuser MIMO systems with block diagonalization," IEEE Trans. Signal Process., vol.54, no.9, Sept. 2006.
- [59] T. Yoo and A. Goldsmith, "On the optimality of multiantenna broadcast scheduling using zero-forcing beamforming," IEEE Jour. Select. Areas in Commun., vol. 24, no. 3, pp.528–541, March 2006.

- [60] G. Dimi and N. D. Sidiropoulos, "On downlink beamforming with greedy user selection: Performance analysis and a simple new algorithm," *IEEE Trans. Sig. Proc.*, vol. 53, no. 10, pp. 3857–3868, Oct. 2005.
- [61] G. Dimi and N. D. Sidiropoulos, "On downlink beamforming with greedy user selection: Performance analysis and a simple new algorithm," *IEEE Trans. Sig. Proc.*, vol. 53, no. 10, pp. 3857–3868, Oct. 2005.
- [62] R. Kudo, Y. Takatori, K. Nishimori, A. Ohta, and S. Kubota, "A New User Selection Measure in Block Diagonalization Algorithm for Multiuser MIMO Systems," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E92-B, no.10, pp.3206-3218, Oct. 2009.
- [63] M. Tomlinson, "New automatic equaliser employing modulo arithmetic," *Electronics Letters*, vol. 7, no. 5/6, pp. 138–139, March 1971.
- [64] C. B. Peel, B. M. Hochwald, and A. L. Swindlehurst, "A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication : Part I: Channel inversion and regularization," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, pp.195–202, Jan. 2005.
- [65] B. M. Hochwald, C. B. Peel, and A. L. Swindlehurst, "A vector perturbation technique for near capacity multiantenna multiuser communication: Part II: perturbation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, no.3, pp.537–544, Mar. 2005.
- [66] C. B. Chae, S. Shim, and R. W. Heath, Jr, "Block diagonalized vector perturbation for multiuser MIMO systems," *IEEE Trans. Wireless Communications*, vol.7, no.11, pp.4051–4057, Nov. 2008.
- [67] L. Kleinrock and F. A. Tobagi, "Packet Switching in Radio Channels: Part I-Carrier Sense Multiple Access Models and Their Throughput Delay Characteristics," *IEEE Trans. On. Commun.*, vol.COM-23, No.12, pp.1400-1416, Dec.1975.
- [68] H. Bolcskei and A. J. Paulraj, "The Communications Handbook," 2nd edition, J. Gibson, ed., CRC Press, pp. 90.1 - 90.14, 2002.
- [69] Ginzburg, B., Kesselman A., "Performance Analysis of A-MPDU and A-MSDU Aggregation in IEEE 802.11n," Proc. Sarnoff Symposium, 2007 IEEE, DOI:10.1109/SARNOF.2007.4567389, May 2007.

- [70] Skordoulis, D., Qiang Ni, Stephens A.P. , “IEEE 802.11n MAC frame aggregation mechanisms for next-generation high-throughput WLANs,” Trans. IEEE wireless comm., DOI: 10.1109/MWC.2008.4454703, Feb. 2008.
- [71] Teuku Yuliar Arif, Riri Fitri Sari, “Throughput Estimates for A-MPDU and Block ACK Schemes Using HT-PHY Layer,” Ournal of computers, Vol. 9, No. 3, March 2014.
- [72] L. Cai, H. Shan, W. Zhuang, X. Shen, J. Mark, and Z. Wang, ”A distributed multi-user MIMO MAC protocol for wireless local area networks,” Proc. IEEE Globecom 2008, Dec. 2008.
- [73] Michelle X. Gong, Eldad Perahia, Robert Stacey, Roy Want, Shiwen Mao, “A CSMA/CA MAC Protocol for Multi-User MIMO Wireless LANs,” Proc. IEEE Globecom 2010, DOI:10.1109/GLOCOM.2010.5684351, Dec. 2010.
- [74] Azadeh Ettefagh, Marc Kuhn, Celal Eli, Armin Wittneben, “Performance analysis of distributed cluster-based MAC protocol for multiuser MIMO wireless networks,” Springer international pub., DOI: 10.1186/1687-1499-2011-34, July 2011.
- [75] Ruizhi Liao, Boris Bellalta, Miquel Oliver, Zhisheng Niu, “MU-MIMO MAC Protocols for Wireless Local Area Networks: A Survey,” CoRR abs/1404.1622, Apr 2014.
- [76] D. J. Love and R. W. Heath, ”What Is the Value of Limited Feedback for MIMO Channels,” IEEE Communication Magazine,” pp.54–59, Oct. 2004.
- [77] D. J. Love, R. W. Heath, Jr., V. K. N. Lau, D. Gesbert, B. D. Rao, and M. Andrews, “An overview of limited feedback in wireless communication systems,” IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 26, no. 8, pp. 1341–1365, Oct. 2008.
- [78] N. Jindal, “MIMO broadcast channels with finite-rate feedback,” IEEE Trans. Information Theory, vol.52, no.11, pp.5045-5058, Nov. 2006.
- [79] A.D. Dabbagh and D.J. Love, ”Feedback rate-capacity loss tradeoff for limited feedback MIMO systems,” IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 51, No.8, pp.2190–2202, Aug. 2005.
- [80] M. Biguesh and A.B. Gershman, “Training-based MIMO channel estimation: a study of estimator tradeoffs and optimal training signals,” IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 54, no. 3, pp.884–893, March 2006.

- [81] D. J. Love, and R. W. Heath "Limited feedback unitary precoding for spatial multiplexing systems," IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 52, No.5, pp.2967–2976 Aug. 2005.
- [82] N. Ravindran and N. Jindal, " Limited feedback-based block diagonalization for the MIMO broadcast channel," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vo. 26, No. 8, pp. 1473–1482, Oct. 2008.
- [83] Y. Taesang, N. Jindal, and A. Goldsmith, " Multi-Antenna Downlink Channels with Limited Feedback and User Selection," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vo. 27, No. 8, pp.1478–1491, Sept. 2007.
- [84] J. Choi and R. W. Heath, " Interpolation based transmit beamforming for MIMO-OFDM with limited feedback," IEEE Transactions on Signal Processing, Vol.53, No.11, pp.4125–4135, Nov. 2005.
- [85] Y. Hatagawa, T. Matsumoto, and S. Konishi, "Development and experiment of linear and non-linear pre-coding on a real-time multiuser MIMO testbed with limited CSI feedback, " IEEE PIMRC 2013, pp.1606–1611, Sept. 2012.
- [86] T. Matsumoto, Y. Hatagawa, and S. Konishi, "Experimental performance evaluation of time-domain CSI compression scheme using 8×8 multiuser MIMO testbed, " IEEE VTS APWCS 2013, Aug. 2013.
- [87] E. G. Larsson, "Very large MIMO systems," ICASSP 2012 Tutorial.
- [88] 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 MIMO–," IEEE Signal Processing Magazine, pp. 40-60, Jan. 2013.
- [89] J. Hoydis, S. ten Brink, and M. Debbah, "Massive MIMO in the UL/DL of cellular networks: How many antennas do we need?," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 31, No. 2, pp. 160–171, Feb. 2013.
- [90] J. H. Winter, "Smart antennas for wireless systems, "IEEE Personal Commun Mag., Vol.5, pp.23–27, Feb 1998.
- [91] J. Litva and T. K. Lo, Digital Beam Forming in Wireless Communication, Norwood, MA: Artech House, 1996.

- [92] M. Joham, W. Utschick, and J. A. Nossek, "Linear Transmit Processing in MIMO," Communications Systems, IEEE Trans. Signal Processing, Vol.53, No. 8, pp.2700-2712, Aug. 2005.
- [93] G. Tsoulos, J. McGeehan, and M. Beach, "Space division multiple access (SDMA) field trials. 2. Calibration and linearity issues," IEE Proceedings, Radar, Sonar and Navigation, Vol.145, No.1, pp.79-84, Feb 1998.
- [94] K. Nishimori, K. Cho, Y. Takatori, and T. Hori, "Automatic Calibration Method using Transmitting Signals of an Adaptive Array for TDD Systems," IEEE Trans. Veh. Tech., vol.50, no.6, Nov. 2001.
- [95] K. Nishimori, K. Cho, Y. Takatori, and T. Hori, "A Novel Configuration for Realizing Automatic Calibration of Adaptive Array Using Dispersed SPDT Switches for TDD systems," IEICE Trans. Commun., vol. E84-B, no.9, pp.2516-2522, Sept., 2001.
- [96] Y. Hara, Y. Yano, and H. Kubo, "Antenna Array Calibration Using Frequency Selection in OFDMA/TDD Systems," Proc. in IEEE GLOBECOM 2008, Nov.-Dec. 2008.
- [97] P. Zetterberg, "Experimental investigation of TDD reciprocity-based zero-forcing transmit precoding," EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, No.5, 2011.
- [98] J Shi, Q Luo, and M You, "An efficient method for enhancing TDD over the air reciprocity calibration," Proc. in 2011 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), pp. 339-344, March 2011.
- [99] H. Jin, B. C. Jung, H. Y. Hwang, and D. K. Sung, "A MIMO-based collision mitigation scheme in uplink WLANs," IEEE Commun. Lett., vol. 12, no. 6, pp. 417-419, June 2008.
- [100] F. Kaltenberger, M. Kountouris, D. Gesbert, R. Knopp, "On the trade-off between feedback and Capacity in measured MU-MIMO channels," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 8, no. 9, pp. 4866-4875, Sep. 2009.
- [101] Hu Jin, Bang Chul Jung, and Dan Keun Sung, "A Tradeoff Between Single-User and Multi-User MIMO Schemes in Multi-Rate Uplink WLANs," IEEE Transactions on Wireless Communications, Volume 10, Issue 10, pp.3332 - 3342, Oct 2011.
- [102] B. Bellalta, J. Barcelo, D. Staehle, A. Vinel, M. Oliver, "On the Performance of Packet Aggregation in IEEE 802.11ac MU-MIMO WLANs," IEEE Communications Letters, Vol. 16, Issue 10, pp.1588 - 1591, Oct. 2012.

- [103] J. Cha, H. Jin, B. C. Jung, D. K. Sung, "Performance comparison of downlink user multiplexing schemes in IEEE 802.11ac: Multi-user MIMO vs. frame aggregation," Proc. IEEE WCNC 2012, DOI 0.1109/WCNC.2012.6214021, April 2012.
- [104] G. Redieteab, L. Cariou, P. Christin, J.-F. Helard, "PHY+MAC channel sounding interval analysis for IEEE 802.11ac MU-MIMO," Proc. ISWCS 2012, DOI 10.1109/ISWCS.2012.6328529, Aug. 2012.
- [105] A. Farajidana, et al., "3GPP LTE downlink system performance," Proc. IEEE Global Telecom 2009, pp.1–6, Nov 2009.
- [106] G. Redieteab, L. Cariou, P. Christin, J.F. Helard, and N. Cocaignv, "Novel cross-layer simulation platform to include realistic channel modeling in system simulations," International Journal of Computer Networks and Communications (IJCNC) Vol.4, No.4, July 2012.
- [107] G. Redieteab, L. Cariou, P. Christin, J.-F. Helard, "SU/MU-MIMO in IEEE 802.11ac: PHY+MAC performance comparison for single antenna stations," Proc. WTS 2012, DOI 0.1109/WTS.2012.6266132, April 2012.
- [108] B. Zhang, et al., "Downlink precoding for multiuser spatial multiplexing MIMO system using linear receiver," Proc. Wireless Comm., Netw. and Mobile Computing, vol. 1, pp. 151-154, Sept. 2005.
- [109] K. C. Beh, A. Doufexi, and S. Armour, "On the performance of SUMIMO and MU-MIMO in 3GPP LTE downlink," Proc. IEEE Int. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Comm., pp. 1482-1486, Sept. 2009.
- [110] L. Li, W. Jing, and W. Xiaoyun, "ZF beamforming performance analysis for multiuser spatial multiplexing with imperfect channel feedback," Proc. Wireless Comm., Netw. and Mobile Computing, pp. 869-872, Sept. 2007.
- [111] H. Jin, B. C. Jung, H. Y. Hwang, and D. K. Sung, "Performance comparison of uplink WLANs with single-user and multi-user MIMO schemes," Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), pp. 1854-1859, Mar. 31-Apr. 3 2008.
- [112] M.X. Gong, E. Perahia, R. Stacey, R. Want, and S. Mao, "A CSMA/CA MAC protocol for multi-user MIMO wireless LANs," Proc. IEEE GLOBECOM 2010, Miami, FL, Dec. 2010, pp.1-6.

- [113] K. Nishimori, N. Tachikawa, Y. Takatori, R. Kudo and K. Tsunekawa, "Frequency Correlation Characteristics Due to Antenna Configurations in Broadband MIMO Transmission." IEICE Trans. Commun., vol. E88-B, no.6, pp.2348-2445, June 2005.
- [114] K. Nishimori, T. Hiraguri and H. Makino, "Transmission Rate by User Antenna Selection for Block Diagonalization Based Multiuser MIMO System," IEICE Trans. Commun. Vol.E97-B, No.10, pp.2118-2126, Oct. 2014.
- [115] Rec. ITU-R P. 1238-4, P Series, 2005.
- [116] Takefumi HIRAGURI Kentaro NISHIMORI, "Survey of Transmission Methods and Efficiency Using MIMO Technologies for Wireless LAN Systems," IEICE trans. On Commun. Vol.E98-B, No.7, pp1250-1267, July 2015.
- [117] G. Bianchi, "Performance Analysis of the IEEE 802.11 Distributed Coordination Function," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.18, no.3, pp.535-547, 2000.
- [118] H. Jin, B.C. Jung, H.Y. Hwang, and D.K. Sung, "A MIMO-based collision mitigation scheme in uplink WLANs," IEEE Commun. Lett., vol.12, no.6, pp.417–419, June 2008.
- [119] F. Kaltenberger, M. Kountouris, D. Gesbert, and R. Knopp, "On the trade-off between feedback and capacity in measured MU-MIMO channels," IEEE Trans. Wireless Commun., vol.8, no.9, pp.4866–4875, Sept. 2009.
- [120] H. Jin, B.C. Jung, and D.K. Sung, "A tradeoff between single-user and multi-user MIMO schemes in multi-rate uplink WLANs," IEEE Trans. Wireless Commun., vol.10, no.10, pp.3332–3342, Oct. 2011.
- [121] B. Bellalta, J. Barcelo, D. Staehle, A. Vinel, and M. Oliver, "On the performance of packet aggregation in IEEE 802.11ac MU-MIMO WLANs," IEEE Commun. Lett., vol.16, no.10, pp.1588–1591, Oct. 2012.
- [122] J. Cha, H. Jin, B.C. Jung, and D.K. Sung, "Performance comparison of downlink user multiplexing schemes in IEEE 802.11ac: Multi-user MIMO vs. frame aggregation," Proc. IEEE WCNC 2012, pp.1514–1519, April 2012.
- [123] G. Redieteab, L. Cariou, P. Christin, J.-F. Helard, "PHY+MAC channel sounding interval analysis for IEEE 802.11ac MUMIMO," Proc. ISWCS 2012, pp.1054–1058, Aug. 2012.

- [124] A. Farajidana, W. Chen, A. Damnjanovic, T. Yoo, D. Malladi, and C. Lott, “3GPP LTE downlink system performance,” Proc. IEEE Global Telecom. 2009, pp.1–6, Nov 2009.
- [125] G. Redieteab, L. Cariou, P. Christin, J.F. Helard, and N. Cocaignv, “Novel cross-layer simulation platform to include realistic channel modeling in system simulations,” Int. J. Comput. Netw. Commun. (IJCNC), vol.4, no.4, pp.89–106, July 2012.
- [126] G. Redieteab, L. Cariou, P. Christin, J.-F. Helard, “SU/MU-MIMO in IEEE 802.11ac: PHY+MAC performance comparison for single antenna stations,” Proc. WTS 2012, pp.1–5, April 2012.
- [127] B. Zhang, G. Zhu, Y. Liu, Y. Deng, and Y. He, “Downlink precoding for multiuser spatial multiplexing MIMO system using linear receiver,” Proc. Wireless Comm., Netw. and Mobile Computing, vol.1, pp.151–154, Sept. 2005.
- [128] K.C. Beh, A. Doufexi, and S. Armour, “On the performance of SU-MIMO and MU-MIMO in 3GPP LTE downlink,” Proc. IEEE Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Radio Comm., pp.1482-1486, Sept. 2009.
- [129] L. Li, W. Jing, and W. Xiaoyun, “ZF beamforming performance analysis for multiuser spatial multiplexing with imperfect channel feedback,” Proc. Wireless Comm., Netw. and Mobile Computing, pp.869–872, Sept. 2007.
- [130] H. Jin, B.C. Jung, H.Y. Hwang, and D.K. Sung, “Performance comparison of uplink WLANs with single-user and multi-user MIMO schemes,” Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), pp.1854-1859, March/April 2008.

付 錄 A 記号リスト

本チュートリアルテキストで使用する主な記号リストを表 A.1 に示す.

表 A.1: 主な記号リスト

$E[\cdot]$	アンサンブル平均
P	送信電力
σ^2	熱雑音電力
L	到来する信号の素波数
M	変調信号の多値数
K	ライスファクタ (K ファクタ)
N_T	送信アンテナ数
N_R	受信アンテナ数
N_U	ユーザ数
t	時刻
$s(t)$	送信信号ベクトル (SU-MIMO, $N_T \times 1$)
$y(t)$	受信信号ベクトル (SU-MIMO, $N_R \times 1$)
$n(t)$	熱雑音ベクトル (SU-MIMO, $N_R \times 1$)
$\tilde{s}(t)$	送信信号の復号結果 (SU-MIMO, $N_T \times 1$)
$\hat{s}(t)$	送信信号の硬判定結果 (SU-MIMO, $N_T \times 1$)
$s^{(k)}(t)$	k 番目のユーザに対する送信信号ベクトル (MU-MIMO, $N_R \times 1$)
$y^{(k)}(t)$	k 番目のユーザに対する受信信号ベクトル (MU-MIMO, $N_R \times 1$)
$n^{(k)}(t)$	k 番目のユーザに対する熱雑音ベクトル (MU-MIMO, $N_R \times 1$)
\mathbf{H}	伝搬チャネル行列 (SU-MIMO/MU-MIMO, $N_R N_U \times N_T$)
\mathbf{P}	\sqrt{P} を対角成分の要素とする単位行列 (SU-MIMO/MU-MIMO, $N_R N_U \times N_T$)
\mathbf{W}	受信ウエイト行列 (SU-MIMO, $N_R \times N_T$)
$\mathbf{H}^{(k)}$	k 番目のユーザに対する伝搬チャネル行列 (MU-MIMO, $N_R \times N_T$)
$\mathbf{W}^{(k)}$	k 番目のユーザに対する送信ウエイト行列 (MU-MIMO, $N_R \times N_T$)
\mathbf{G}	チャネル行列の相關行列 ($= \mathbf{H} \mathbf{H}^H$, $N_R \times N_R$)
\mathbf{V}	送信側ウエイト行列 (固有モード伝送, BD 法, $N_T \times N_T$)
\mathbf{U}	受信側ウエイト行列 (固有モード伝送, BD 法, $N_R \times N_R$)
\mathbf{D}	特異値行列 (固有モード伝送, BD 法, $N_R \times N_T$)
\mathbf{I}_N	単位行列 ($N \times N$)
h_{ij}	伝搬チャネル行列の i 番目の受信アンテナ, j 番目の送信アンテナの要素
$h_{ij}^{(k)}$	伝搬チャネル行列の i 番目の受信アンテナ, j 番目の送信アンテナ, k 番目のユーザの要素
λ_i	i 番目の固有値 (固有モード伝送,)
$\tilde{\lambda}_i^{(k)}$	k 番目のユーザの i 番目の固有値 (BD 法)
T	行列およびベクトルの転置
H	行列およびベクトルのエルミート転置
$*$	行列およびベクトルの複素共役
$\det(\cdot)$	行列式
$\min(a, b)$	a, b のうち最小の値
$\ \cdot\ $	ベクトルノルム
$\ \cdot\ _F$	フロベニウスノルム
c_m	変調信号の信号点 ($m = 1 \sim M$)