

高画質無線動画像伝送のためのMIMO通信方式に関する研究

著者	田代 晃司
学位授与年度	平成30年度
学位授与番号	17104甲情工第337号
URL	http://hdl.handle.net/10228/00007198

高画質無線動画像伝送のための
MIMO通信方式に関する研究

田代 晃司

目次

第1章	序論	1
1.1	研究背景	1
1.2	研究目的	5
1.3	本論文の構成	6
1.4	記号・変数の定義	7
1.5	略号一覧	9
第2章	MIMO 無線通信システム	11
2.1	はじめに	11
2.2	MIMO 通信モデル	14
2.2.1	MIMO 通信システムの定式化	14
2.2.2	MIMO チャネル行列の推定法	15
2.3	MIMO における信号分離技術	18
2.3.1	ZF: zero-forcing	18
2.3.2	MMSE: minimum mean square error	19
2.3.3	MLD: maximum likelihood detection	19
2.4	MU-MIMO 通信モデル	21
2.4.1	アクセス方向による MU-MIMO 通信の分類	21
2.4.2	MU-MIMO 通信システムの定式化	22
2.5	MU-MIMO における指向性制御技術	24
2.5.1	線形指向性制御と非線形指向性制御	24
2.5.2	ブロック対角化	24
2.6	過負荷 MIMO 通信モデル	26
2.7	過負荷 MIMO における信号分離技術	29
2.7.1	PVC: prevoting vector cancellation	29
2.7.2	Prevoting/Postvoting シンボル集合の選択法	31
2.8	まとめ	32
第3章	統合情報源通信路符号化	33
3.1	はじめに	33
3.2	スケーラブル符号化	36

3.2.1	画質スケーラビリティの基本的な概念	36
3.2.2	スケーラブル符号化と動画像符号化規格	40
3.2.3	JPEG 2000 と画質スケーラビリティの実現	41
3.3	画質スケーラビリティを有する動画像の無線伝送	45
3.3.1	UPA: unequal power allocation	45
3.3.2	UEP: unequal error protection	46
3.3.3	JSCC 手法の分類	48
3.4	まとめ	50
第4章	MU-MIMO による動画像伝送システムの提案	51
4.1	はじめに	51
4.2	MU-MIMO による動画像伝送システム	53
4.2.1	Scalable Encoding ブロック	53
4.2.2	Packet Generation ブロック	53
4.2.3	JSSA Encoding ブロック	56
4.2.4	Precoding and Power Allocation ブロック	57
4.2.5	OFDM Modulation ブロック	58
4.2.6	Postcoding ブロック	58
4.2.7	制御情報の取り扱い	58
4.3	MU-MIMO 向けの JSCC 手法	60
4.3.1	固有ビーム伝送によるプリコーディング	60
4.3.2	空間ストリーム・サブキャリアの同時割り当て	61
4.4	MU-MIMO による動画像伝送シミュレーション詳細	66
4.4.1	シミュレーションにおけるパラメータ設定	66
4.4.2	チャネル環境と送受信機の配置	67
4.4.3	評価方法	70
4.4.4	比較手法	70
4.5	MU-MIMO による動画像伝送シミュレーション結果	72
4.5.1	チャネル行列の固有値分布	72
4.5.2	レイヤ別のビットエラー率特性	74
4.5.3	平均 PSNR 特性	77
4.5.4	復号成功率特性	78
4.5.5	瞬時 PSNR 特性と受信フレームの例	78
4.5.6	ユーザ数の増加と動画像伝送性能の関係	86
4.6	まとめ	88
第5章	過負荷 MIMO による動画像伝送システムの提案	89
5.1	はじめに	89

5.2	過負荷 MIMO による動画像伝送システム	91
5.2.1	Spatial Stream Allocation ブロック	91
5.2.2	Precoding and Power Allocation ブロック	92
5.2.3	Postcoding ブロック	93
5.3	過負荷 MIMO 向けの JSCC 手法	94
5.3.1	部分固有ビーム伝送によるプリコーディング: PE-SDM . . .	94
5.3.2	演算量削減型ポストコーディング: RCP	97
5.3.3	ビットエラー率に基づく電力割り当て: GPA	100
5.4	ポストコーディング手法の演算量比較	104
5.5	受信機におけるアンテナ数と筐体の関係	106
5.6	過負荷 MIMO による動画像伝送シミュレーション詳細	107
5.6.1	シミュレーションにおけるパラメータ設定	107
5.6.2	チャネル環境と送受信機の配置	107
5.6.3	評価方法	109
5.6.4	比較手法	109
5.7	過負荷 MIMO による動画像伝送シミュレーション結果	111
5.7.1	レイヤ別のビットエラー率特性: E-SDM, UPA, UEP, PE-SDM	111
5.7.2	平均 PSNR 特性: E-SDM, UPA, UEP, PE-SDM	114
5.7.3	復号成功率特性: E-SDM, UPA, UEP, PE-SDM	114
5.7.4	瞬時 PSNR 特性と受信フレームの例: E-SDM, UPA, UEP, PE- SDM	116
5.7.5	レイヤ別送信電力: PE-SDM w/ GPA	120
5.7.6	平均 PSNR 特性: PE-SDM, PE-SDM w/ GPA	120
5.7.7	瞬時 PSNR 特性と受信フレームの例: PE-SDM, PE-SDM w/ GPA	122
5.8	まとめ	124
第 6 章 結論		125
謝辞		127
参考文献		128
研究業績		135

目次

1.1	モバイルデータトラフィックの予測 ³⁾	2
1.2	モバイルネットワークに接続されるスマートデバイス数の予測 ^{3) 4)}	2
1.3	MU-MIMO 通信および過負荷 MIMO 通信の概念図	3
2.1	最も基礎的な MIMO 通信モデル ($N_{TX} \leq N_{RX}$)	14
2.2	MIMO チャンnel行列の推定手順 ($N_{TX} = N_{RX} = 2$ の例)	16
2.3	アクセス方向による MU-MIMO 通信の違い (2 ユーザの場合)	21
2.4	MU-MIMO 通信モデル	22
2.5	受信アンテナ数以上の送信アンテナ数を用いた MIMO システム	27
3.1	スケーラブル符号化の応用例	34
3.2	画質スケーラビリティの基本的な概念	37
3.3	第 i 番目のビット b_i のみを $1/2$ の確率で反転させた画像	38
3.4	段階的にビット数を変化させて得られた画像	39
3.5	JPEG 2000 の符号化処理	42
3.6	コンポーネント変換および 2D-DWT の適用例	42
3.7	コードブロック分割およびビットプレーン展開	43
3.8	JPEG 2000 により符号化したコードストリームの段階的な復号結果	44
3.9	MIMO システムに対する UPA の適用例	46
3.10	MIMO システムに対する UEP の適用例	47
4.1	MU-MIMO による動画像伝送システムのブロックダイアグラム	54
4.2	JPEG 2000 によりスケーラブル符号化されたコードストリームの構成	54
4.3	動画像コードストリームのパケット分割手順	55
4.4	JSSA Encoding ブロックの構成	56
4.5	空間ストリーム・サブキャリア・OFDM シンボルの関係	57
4.6	Precoding and Power Allocation ブロックの構成	57
4.7	ブロック対角化と固有ビーム伝送を用いた MU-MIMO 通信モデル	61
4.8	図 4.7 の等価表現	63
4.9	空間ストリーム・サブキャリア割り当ての例 ($N_L = N_{SC} = 4, N_{SY} = 2$)	65
4.10	シミュレーションにおける送受信機の位置関係	69

4.11 固有値から見た MU-MIMO チャンネルの性質	73
4.12 レイヤ別のビットエラー率特性: $\rho = 0$	75
4.13 レイヤ別のビットエラー率特性: $\rho = 0.5$	76
4.14 平均 PSNR 特性	77
4.15 復号成功率特性	79
4.16 SNR 6 dB における瞬時 PSNR 特性: $\rho = 0$	80
4.17 SNR 12 dB における瞬時 PSNR 特性: $\rho = 0.5$	81
4.18 SNR 8 dB における受信フレーム: $\rho = 0$	82
4.19 SNR 10 dB における受信フレーム: $\rho = 0$	83
4.20 SNR 18 dB における受信フレーム: $\rho = 0.5$	84
4.21 SNR 20 dB における受信フレーム: $\rho = 0.5$	85
4.22 MU-MIMO および SU-MIMO における平均 PSNR 特性	87
5.1 過負荷 MIMO による動画像伝送システムのブロックダイアグラム	92
5.2 Spatial Stream Allocation ブロックの構成	92
5.3 Precoding and Power Allocation ブロックの構成	93
5.4 PE-SDM によるプリコーディングの概念図	97
5.5 ポストコーディング手法の演算量比較 ($N_{TX} = N_L = 4, N_{RX} = 3, B = 2$)	105
5.6 シミュレーションにおける送受信機の位置関係	109
5.7 レイヤ別のビットエラー率特性: E-SDM, UPA, UEP, PE-SDM	113
5.8 平均 PSNR 特性: E-SDM, UPA, UEP, PE-SDM	115
5.9 復号成功率特性: E-SDM, UPA, UEP, PE-SDM	115
5.10 SNR 10 dB における瞬時 PSNR 特性: E-SDM, UPA, UEP, PE-SDM	117
5.11 SNR 8 dB における受信フレーム: E-SDM, UPA, UEP, PE-SDM	118
5.12 SNR 10 dB における受信フレーム: E-SDM, UPA, UEP, PE-SDM	119
5.13 レイヤ別の正規化送信電力: PE-SDM w/ GPA	121
5.14 平均 PSNR 特性: PE-SDM, PE-SDM w/ GPA	121
5.15 SNR 8 dB における瞬時 PSNR 特性: PE-SDM, PE-SDM w/ GPA	122
5.16 SNR 8 dB における受信フレーム: PE-SDM, PE-SDM w/ GPA	123

表 目 次

3.1	基本的な JSCC 方針の分類	49
3.2	既存の JSCC 手法	49
4.1	動画像データに関するパラメータ	66
4.2	無線通信に関するパラメータ	67
4.3	チャンネル環境に関するパラメータ	69
4.4	シミュレーションにより評価する JSCC 手法	71
4.5	レイヤ別の前方誤り訂正符号化率	71
4.6	平均 PSNR 35 dB の達成に必要な最小受信 SNR	78
5.1	ポストコーディング手法の演算量比較	105
5.2	動画像データに関するパラメータ	108
5.3	無線通信に関するパラメータ	108
5.4	シミュレーションにより評価する JSCC 手法	109

第1章 序論

1.1 研究背景

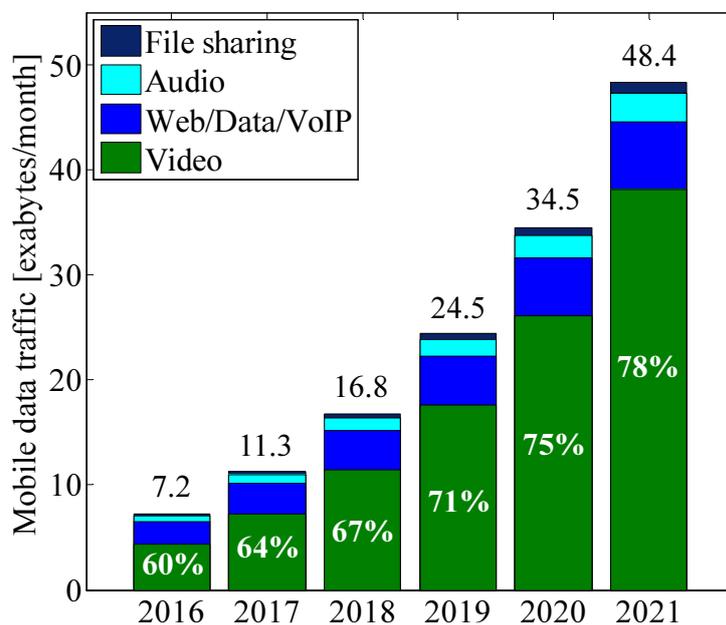
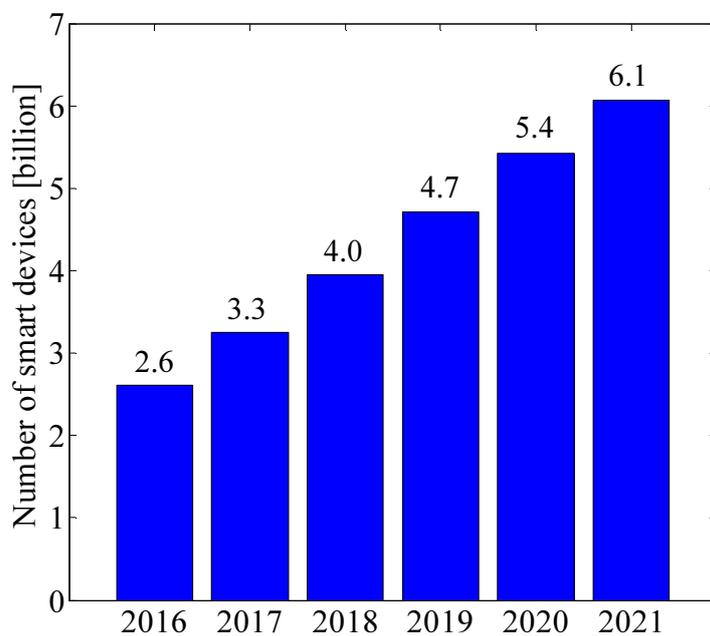
現在，スマートフォンやタブレットなどの無線通信端末は私たちの生活に不可欠なものとなっている．Wi-Fi に対応した端末や無線 LAN (local area network) の普及により，モバイル端末によるデータトラフィックは近年爆発的に増加している．2021 年までの全世界のモバイルデータトラフィックの予測を図 1.1 に示す．1ヶ月あたりのトラフィックは2016年の時点で7.2エクサバイトであるが，5年後の2021年までには約7倍に相当する48.4エクサバイトにまで増加する見込みである．モバイルトラフィックのカテゴリの中でも，とりわけ大きな割合を占めるのが動画データである．2016年の時点で，すでに動画データはモバイルトラフィック全体の60%に達しており，2021年には約9倍に成長してモバイルトラフィック全体の78%にまで増加する見通しである．2021年までにモバイルネットワークに接続されるスマートデバイス数の予測を図 1.2 に示す．2016年の時点で26億台のスマートデバイスがモバイルネットワークに接続しており，2021年には約2.3倍に増加して61億台に到達することが予想されている．一方で，周波数資源は有限であるため，増加するトラフィックと端末数の問題を同時に解決することが大きな課題となっている．

動画データの無線伝送は無線通信システムにおける重要な応用のひとつである．一般に，動画コンテンツはWebブラウジングやEメールなどと比較してデータサイズが大きい．さらに，近年ではFull HD¹⁾ (high definition) やUHD²⁾ (ultra HD) など，動画コンテンツの高解像度化が進んでおり，ますますデータサイズが増加する傾向にある．スマートフォンやタブレットなどのモバイル端末においても，ディスプレイが高解像度化する傾向にあり，4K UHD に対応するディスプレイを搭載する製品も発表されている．動画データの無線伝送にはリアルタイム性が要求されるため，安定して高速に通信可能なシステムが必要である．

周波数帯域および送信電力を増やすことなくスループットを上げるには，MIMO (multiple-input multiple-output) の利用が不可欠である．MIMO は送受信アンテナを複数利用することで，アンテナ数の増加に比例したスループットの向上を可能とする技術である．MIMO 技術は IEEE (institute of electrical and electronics engineers)

¹⁾Full HD の解像度は 1920×1080 である．

²⁾解像度が 3840×2160 の 4K UHD と， 7680×4320 の 8K UHD が存在する．

図 1.1: モバイルデータトラフィックの予測³⁾図 1.2: モバイルネットワークに接続されるスマートデバイス数の予測^{3) 4)}

³⁾Cisco Visual Networking Index [1] から作成したグラフである。

⁴⁾スマートデバイス数は IPv6 に対応したスマートフォンおよびタブレットの合算値である。

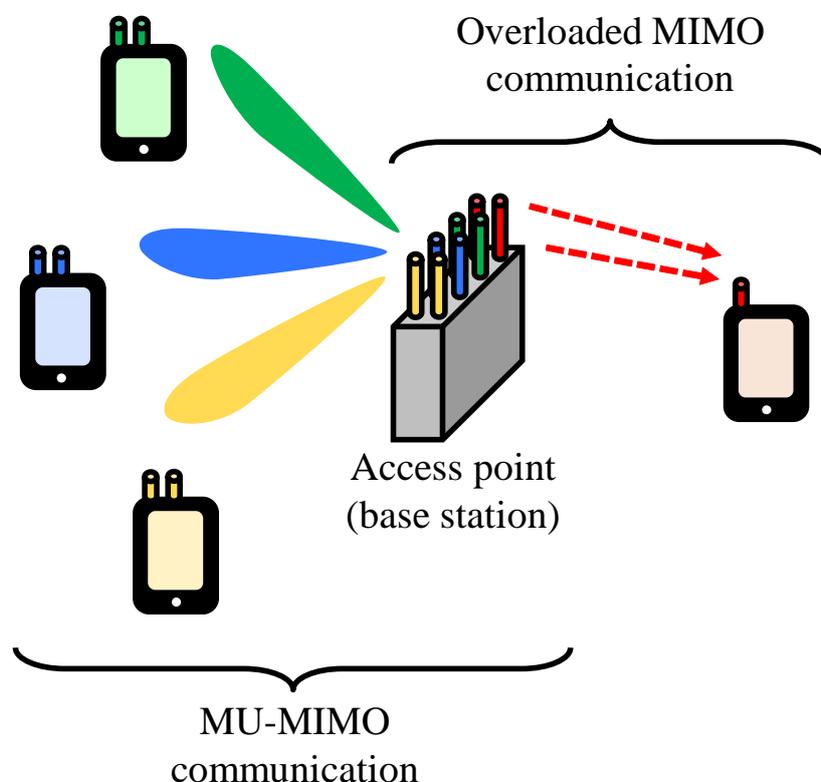


図 1.3: MU-MIMO 通信および過負荷 MIMO 通信の概念図

802.11n や LTE (long-term evolution) から標準規格に導入され、現在の高速通信を支える革新的な技術となった。従来の MIMO 通信は、一組の送受信機がある無線チャンネル(周波数帯域)を占有してデータの送受信を行う 1 対 1 通信であった。Wi-Fi におけるインフラストラクチャモードや移動体通信を仮定すれば、複数のユーザ端末が 1 台のアクセスポイントまたは 1 台の基地局に接続して通信することになる。これを多元接続 (multiple access) と呼び、アクセスポイントまたは基地局は時間(タイムスロット)や周波数帯域を分割することで多元接続を実現していた。そこで近年、時間および周波数帯域をアクセスポイント(基地局)と複数のユーザ端末が共有して、同時に MIMO 通信を行う MU-MIMO (multi-user MIMO) 技術が注目を集めている。図 1.3 に示すように、MU-MIMO はユーザ端末の位置の違いを利用して、空間的に複数のユーザを重畳する技術である。システム全体の周波数利用効率を改善すると同時に、より多くのユーザに高速な通信サービスの提供を可能とすることから、MU-MIMO 技術は IEEE 802.11ac や LTE-Advanced などの標準規格に導入されている。

MIMO 通信において受信側で信号分離を行うための条件は、端末が送信アンテナ数以上の受信アンテナを有していることである。しかし、動画データを受信

し、それをディスプレイに表示する端末は筐体が小さく、バッテリー容量にも限りがあることから、端末側における大幅なアンテナ数の増加は期待できない。一方で、動画データを送信するアクセスポイント(基地局)は常時電源に接続されており、アンテナ素子を配置するスペースも容易に確保できる。そこで、通信速度を維持したまま受信アンテナ数だけを削減する過負荷 MIMO (overloaded MIMO) 技術が提案された(図 1.3)。送信機側の構成は一切変更せずに、受信機側で特殊な信号分離手法を適用することから、過負荷 MIMO は受信機側の技術であると言える。過負荷 MIMO の問題点は受信アンテナ数の削減による通信品質の劣化と、信号分離に要する膨大な演算量の 2 点である。

MU-MIMO 技術や過負荷 MIMO 技術の利用は、端末数やトラフィックの増加に対する有効な解決策である。しかし、802.11 や LTE に代表される現在の無線通信規格ではパケット単位でデータを送受信するため、パケット内に 1 ビットでもエラーが存在する場合、そのパケットを破棄して再送を要求する仕組みとなっている。この再送の仕組みは、動画データの伝送において非常に効率が悪い。特に図 1.1 に示すように、モバイルトラフィックに占める動画データの割合は 80% 近くにまで到達することから、パケットを再送せずに動画データを伝送する通信方式が望ましい。通常の無線通信の場合、送受信するパケットを構成するビット列に重要度という概念はなく、すべてのビットは等しく扱われる。したがって、平均的なビットエラー率を下げるのが重要視される。しかし、動画を構成するデータは各ビットにおいて画質に寄与する度合いが異なるため、平均的なビットエラー率の低下ではなく最終的な画質が高くなるのが重要である。近年の動画符号化規格はスケーラブル符号化をサポートしており、空間(解像度)、時間(フレームレート)、画質など多様なスケーラビリティが定義されている。スケーラブル符号化された動画コードストリームはレイヤ構造で表現され、レイヤごとに段階的な復号が可能である。中でも、動画通信において重要なのは画質スケーラビリティであり、各レイヤで画質に対する寄与度が異なるため、動画コードストリームは不均一な重要度を持つ。

無線通信技術と動画データの特徴を組み合わせることで高効率な動画伝送を実現する枠組みは、統合情報源通信路符号化(JSCC: joint source-channel coding)として広く研究されている。これまでに提案された JSCC 手法の多くは、単一アンテナシステムを対象としていた。近年では、MIMO システムを対象とした JSCC 手法が盛んに研究されているが、MU-MIMO や過負荷 MIMO を対象とした JSCC 手法は報告例がほとんどない。今後も増加の一途をたどる動画トラフィックや端末数の問題を解決するためには、MU-MIMO や過負荷 MIMO を利用した動画伝送方式の検討が必要である。

1.2 研究目的

本研究における最終的な目的は、今後も急速な増加が予想される動画像トラフィックとモバイル端末数の問題に対して、有効な解決策を提示することである。周波数資源は枯渇しつつあるため、同時に複数のユーザで周波数帯域を共有して MIMO 通信が可能な MU-MIMO システムの利用が望ましい。また、モバイル端末に搭載可能なアンテナ数には限りがあるため、過負荷 MIMO システムの利用が望ましい。しかし、MU-MIMO や過負荷 MIMO を対象とした動画像伝送方式はほとんど報告されておらず、十分な議論がなされていない。以上を踏まえて、本研究では次の 2 つの目的を設定する。

第一の目的は、MU-MIMO システムを用いた高画質な動画像伝送方式の実現である。MU-MIMO を利用することで高い周波数利用効率を達成すると同時に、JSCC の枠組みを利用することでパケットの再送による無駄を排除して、高効率な動画像伝送を目指す。ユーザごとに固有ビーム伝送を適用し、固有ビーム伝送により生成される固有チャネルの品質とサブキャリアの品質に基づいて、画質スケーラビリティを有する動画像のコードストリームを空間ストリーム・サブキャリアに対して同時に割り当てる手法を検討する。また、MU-MIMO 特有の性質として、ユーザ間の空間相関が通信性能に大きく影響することが挙げられる。そこで、ユーザ間の空間相関が動画像伝送性能に与える影響を明らかにする。

第二の目的は、過負荷 MIMO システムを用いた高画質な動画像伝送方式の実現である。過負荷 MIMO を利用することで受信アンテナ数を削減すると同時に、JSCC の枠組みを利用することでパケットの再送による無駄を排除して、高効率な動画像伝送を目指す。過負荷 MIMO を動画像伝送に応用する際の問題点は、受信アンテナ数の削減による画質劣化と受信側の信号分離における膨大な演算量である。これらを同時に解決するために、送受信機が互いに連携することにより画質劣化を抑えると同時に、受信側の信号分離に要する演算量を削減する手法を検討する。また、画質スケーラビリティを有するコードストリームを構成するレイヤごとに電力割り当てを制御することで、ユーザ端末における通信環境の変化に対して柔軟な動画像伝送を行うことを検討する。

1.3 本論文の構成

本論文は全6章により構成される。

本章では、研究背景や目的、本研究の位置づけを明確にする。また、論文中に使用する記号や関数、演算子を定義する。

第2章では、MIMO無線通信システムについて述べる。1対1通信の最も基礎的なMIMOシステムを定式化し、受信側の信号分離技術について説明する。次に、MIMOシステムを1対多通信に拡張したMU-MIMOシステムを定式化し、指向性制御技術について説明する。最後に、MIMOシステムにおける受信アンテナ数を削減した過負荷MIMOシステムを実現するための信号分離技術について説明する。

第3章では、統合情報源通信路符号化について述べる。まずはじめに、スケーラブル符号化とその主幹技術について説明する。次に、スケーラブル符号化された動画データデータを効率よく無線伝送する手法について述べ、具体的な手法を紹介する。さらに、アプローチの違いから既存手法を分類する。

第4章では、MU-MIMOによる動画データ伝送システムを提案する。まずはじめに、提案システムのアーキテクチャを示して、システムを構成するブロックについて個々に説明する。次に、送信側においてブロック対角化と固有ビーム伝送を同時に適用する手法について述べる。さらに、スケーラブル符号化された動画データを空間ストリーム・サブキャリアに割り当てる手法を提案する。最後に、計算機シミュレーションにより、提案するMU-MIMO向けの動画データ伝送システムについて性能評価を行い、得られた結果について議論する。

第5章では、過負荷MIMOによる動画データ伝送システムを提案する。第4章と同様に、提案システムのアーキテクチャを示して、システムを構成するブロックについて個々に説明する。次に、過負荷MIMO向けのプリコーディング手法と、受信側の信号分離に要する演算量を削減するポストコーディング手法を提案する。さらに、ビットエラー率に基づく電力割り当て手法を提案する。計算機シミュレーションにより、提案する過負荷MIMO向けの動画データ伝送システムについて性能評価を行い、得られた結果について議論する。最後に、提案するポストコーディング手法について演算量の評価を行う。

第6章では、本論文の結論を述べる。

1.4 記号・変数の定義

本論文では、ベクトルを太字の小文字アルファベットで、行列を太字の大文字アルファベットで表記する。また、以下に定義する演算子や関数、記号を断りなく使用する。

	j	: 虚数単位
	e	: ネイピア数
	$\text{abs}(\cdot)$ or $ \cdot $: 絶対値
	$E[\cdot]$: アンサンブル平均
	$\text{Re}[\cdot]$: 実部
	$\text{Im}[\cdot]$: 虚部
	$\text{Pr}(X = x)$: 確率変数 X が値 x をとる確率
	\setminus	: 差集合
	x_i	: ベクトル \mathbf{x} の第 i 成分
	$\mathbf{x}_{[a:b]}$ ($a < b$)	: ベクトル \mathbf{x} の第 a 成分から第 b 成分までを取り出したベクトル
	$\mathbf{A} = [a_{ij}]$: 第 i 行 j 列の成分が a_{ij} である行列 \mathbf{A}
	$(\cdot)^*$: 複素共役
	$(\cdot)^T$: 転置
	$(\cdot)^H$: 複素共役転置
	$\det(\cdot)$: 行列式
	$\ \cdot\ _p$: L_p ノルム
	$(\cdot)^{-1}$: 逆行列
	$(\cdot)^\dagger$: 擬似逆行列
	$\text{tr}(\cdot)$: トレース
	$\text{diag}(d_1, d_2, \dots, d_N)$: 対角成分に d_1, d_2, \dots, d_N を持つ対角行列
	\mathbf{I}_n	: n 次単位行列
	$\mathbf{0}_n$: n 次ゼロベクトル
	$\mathbf{O}_{a \times b}$: $a \times b$ のゼロ行列
	\mathbf{e}_i	: 第 i 成分のみが 1, その他の成分がすべて 0 である列ベクトル
	$\max(a, b)$: a, b のうち大きい方の値
	$\min(a, b)$: a, b のうち小さい方の値
	$\arg \max f(x)$: 関数 $f(x)$ を最大にする x の集合
	$\arg \min f(x)$: 関数 $f(x)$ を最小にする x の集合
	$\sigma_{\max}(\mathbf{A})$: 行列 \mathbf{A} の最大特異値
	$\sigma_{\min}(\mathbf{A})$: 行列 \mathbf{A} の最小特異値
	$\lambda_i(\mathbf{A})$: i 番目に大きい行列 \mathbf{A} の固有値

- $\exp(\cdot)$: 指数関数
 $\log_b(\cdot)$: 底を b とする対数関数
 \mathbb{R} : 実数体
 \mathbb{C} : 複素数体
 $\mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$: 平均 μ , 分散 σ^2 のガウス分布
 $\mathcal{CN}(\mu, \sigma^2)$: 平均 μ , 分散 σ^2 の複素ガウス分布
 $\binom{n}{k}$: n 個から k 個を選択する組み合わせの総数
-

1.5 略号一覧

本論文で使用する主要な略号について，以下の一覧にまとめる．

ACS	: adaptive channel scheduling
AoA	: angle of arrival
AoD	: angle of departure
AVC	: advanced video coding
BCC	: binary convolutional code
BD	: block diagonalization
BER	: bit error rate
BL	: base layer
CI	: channel inversion
CGS	: coarse grain scalability
CSI	: channel state information
CU	: cleanup
DC	: direct current
DCT	: discrete cosine transform
DPC	: dirty paper coding
DWT	: discrete wavelet transform
EBCOT	: embedded block coding with optimal truncation
EEP	: equal error protection
EL	: enhancement layer
EPA	: equal power allocation
E-SDM	: eigenbeam-space division multiplexing
FEC	: forward error correction
FFT	: fast Fourier transform
GI	: guard interval
GPA	: greedy power allocation
HD	: high definition
HEVC	: high efficiency video coding
IEEE	: institute of electrical and electronics engineers
IFFT	: inverse FFT
IUI	: inter-user interference
JPEG	: joint photographic experts group
JSCC	: joint source-channel coding
JSSA	: joint spatial stream and subcarrier allocation

LOS	: line-of-sight
LSB	: least significant bit
LTE	: long-term evolution
LTF	: long training field
MAP	: maximum a posteriori
MGS	: medium grain scalability
MIMO	: multiple-input multiple-output
MLD	: maximum likelihood detection
MMSE	: minimum mean square error
MR	: magnitude refinement
MSB	: most significant bit
MSE	: mean square error
MU-MIMO	: multi-user MIMO
NLOS	: non-line-of-sight
OFDM	: orthogonal frequency division multiplexing
PCRD	: post-compression rate-distortion
PE-SDM	: partial E-SDM
PSNR	: peak signal-to-noise ratio
PVC	: prevoting vector cancellation
QAM	: quadrature amplitude modulation
RCI	: regularized channel inversion
RCP	: reduced complexity postcoding
SD	: sphere decoder
SDM	: space division multiplexing
SINR	: signal-to-interference-plus-noise ratio
SISO	: single-input single-output
SNR	: signal-to-noise ratio
SP	: significant propagation
STBC	: space-time block coding
SU-MIMO	: single-user MIMO
SVC	: scalable video coding
TGac	: task group ac
THP	: Tomlinson-Harashima precoding
UEP	: unequal error protection
UHD	: ultra HD
UPA	: unequal power allocation
VP	: vector perturbation
ZF	: zero-forcing

第2章 MIMO無線通信システム

2.1 はじめに

複数の送受信アンテナを用いて通信を行う MIMO システムは、高スループットを実現する Wi-Fi や移動体通信において非常に重要な役割を担っている。それぞれ単一の送受信アンテナを有する SISO (single-input single-output) システムと比較すると、MIMO システムのチャンネル容量は SISO システムに対して $\min(N_{\text{TX}}, N_{\text{RX}})$ 倍となることが示されている [2]。これは、送信電力と周波数帯域を増やすことなく、送受信アンテナ数の増加に比例して理論的に伝送可能なデータ量が増加することを意味する。ただし、 N_{TX} は送信アンテナ数、 N_{RX} は受信アンテナ数である。

MIMO システムは主に送信機の構成により特徴づけられ、次の 2 種類に大別される [3]。一方は空間分割多重 (SDM: space division multiplexing) によるスループットの増加を、他方は送信ダイバーシティによる受信 SNR (signal-to-noise ratio) の改善を目的とした MIMO システムである。空間分割多重は、複数の送信アンテナを用いて、同一の周波数帯域に送信アンテナ数と同数の信号を重畳させる方式である。各アンテナから送信される信号は空間ストリームと呼ばれ、MIMO チャンネルを通過することにより空間的に多重化され、受信機において互いに干渉する。そのため、受信機側で信号分離 (ポストコーディング, MIMO 復号) を行う必要がある。理論的に最適な信号分離手法である MLD (maximum likelihood detection) [4] は、最良のビットエラー率 (BER: bit error rate) 特性を示すが、空間ストリーム数および変調多値数に対して指数関数的に演算複雑度が増加することが問題である。ZF (zero-forcing) や MMSE (minimum mean square error) [5] は、一度の行列積演算のみで送信信号の推定値を得ることができる線形復号であるが、分離性能は劣化する。線形復号による特性劣化を改善する手法も検討されており、LLL (Lenstra-Lenstra-Lovasz) アルゴリズムに基づく LRA-MMSE (lattice-reduction-aided MMSE) は、従来の MMSE と比較してビットエラー率特性を大幅に改善することが示されている [6], [7]。また、段階的に品質の良い空間ストリームから順に信号を推定して、推定信号のレプリカを逐次減算することで信号分離性能の向上を図る手法も提案されている。これは、ZF や MMSE などの線形復号と逐次干渉キャンセル (SIC: successive interference cancellation) とを組み合わせた技術であり、V-BLAST (vertical Bell laboratories layered space-time) と呼ばれる [8]。

空間分割多重はスループットの増加を目的とした方式であったが、空間ストリーム

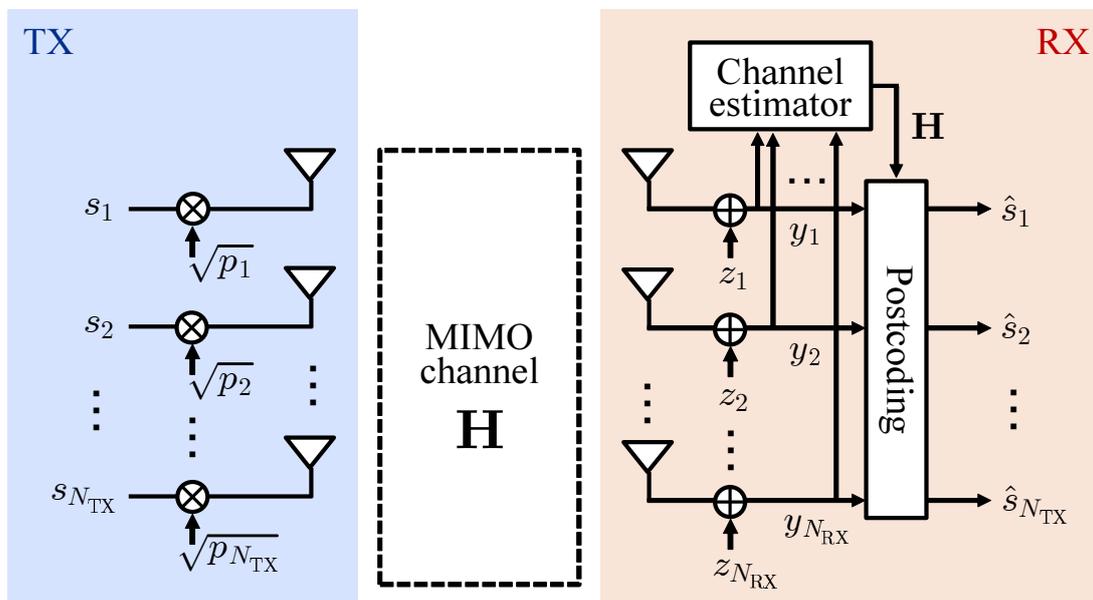
数を送信アンテナ数よりも少なくすることでダイバーシティゲインを得る方式も存在する。送信ダイバーシティ技術の代表的な例として、時空間符号 (STC: space-time code) が挙げられる [9], [10]。Alamouti が提案した時空間ブロック符号化 (STBC: space-time block coding) [9] は、空間方向 (送信アンテナ) および時間方向 (タイムスロット) に空間ストリームを分散させる方式である。時空間トレリス符号 (STTC: space-time trellis code) [10] は、異なる空間ストリーム間において変調後の距離が遠くなるように畳み込み符号化と変調を行う方式である。

MIMO システムは、同一周波数帯域に重畳するユーザ数 (受信機数) の違いにより、SU-MIMO (single-user MIMO) と MU-MIMO に大別される [11]。前段の議論は送受信機がそれぞれ 1 台の場合を想定しているため、SU-MIMO に分類される。MU-MIMO は受信機の空間的な差 (位置の違い) を利用して、複数のユーザに対して同時に別々の信号を送信する技術である。具体的には、送信機側で送信信号に指向性を持たせることにより、ユーザ間干渉 (IUI: inter-user interference) を抑圧することで空間的なユーザの分離が可能となる。送信機側で事前に送信信号に処理を加えることを一般にプリコーディングと呼び、指向性制御方針の違いから様々なプリコーディング手法が提案されている。中でも、ユーザ間干渉を完全に抑圧するブロック対角化 (BD: block diagonalization) [12] は、分離性能と演算複雑度のバランスの良さから、MU-MIMO 向けのプリコーダとして広く使われている。ブロック対角化は、等価的に MU-MIMO チャンネルを複数の SU-MIMO チャンネルに分解する手法であり、線形プリコーディング手法のひとつであるため、受信機では SU-MIMO の信号分離手法を適用することができる。

通常の MIMO システムでは、受信アンテナ数は送信アンテナ数以上であることを想定している ($N_{TX} \leq N_{RX}$)。しかし、一般にスマートフォンやタブレットなどのモバイル端末では、アンテナ素子を配置するスペースやバッテリー容量に限りがあることから、搭載できるアンテナ数はアクセスポイントよりも少ない [13]。そこで、送信アンテナ数よりも少ない受信アンテナ数で MIMO 通信を行う方式が提案された [14]。このように、送信信号数 (空間ストリーム数) よりも受信アンテナ数が少ない構成を特に、過負荷 MIMO と呼ぶ。過負荷 MIMO では、空間ストリーム数が受信アンテナ数よりも多く、ZF や MMSE に代表される低演算量の線形復号が適用できないため、信号分離に要する演算量が大きいことが問題である。そのため、演算量を抑えつつ過負荷 MIMO の信号分離を行うアルゴリズムが提案されている [15]–[19]。Bai らが提案した PVC (prevoting vector cancellation) [18] は、信号分離の過程において部分的に線形復号を利用することにより、MLD における送信信号ベクトルの候補数を削減する手法である。

本章では、まず最も基礎的な MIMO 通信モデル ($N_{TX} \leq N_{RX}$) とその信号分離手法について述べ、信号分離手法における分離性能や演算量について議論する。次に、基礎的な MIMO 通信モデルを MU-MIMO 通信モデルに拡張し、具体的なプリコーディング手法を挙げて説明する。最後に、過負荷 MIMO 通信モデル ($N_{TX} > N_{RX}$)

について述べる．従来の基礎的な MIMO 通信モデルと過負荷 MIMO 通信モデルの違いを明らかにし，過負荷 MIMO のための信号分離手法について説明する．

図 2.1: 最も基礎的な MIMO 通信モデル ($N_{\text{TX}} \leq N_{\text{RX}}$)

2.2 MIMO 通信モデル

本節では、最も基礎的な MIMO 通信システム ($N_{\text{TX}} \leq N_{\text{RX}}$) を数式モデルとして表現する。また、受信側における信号分離に必要な不可欠である伝播チャネル行列の推定法について述べる。

2.2.1 MIMO 通信システムの定式化

図 2.1 に示すように、 N_{TX} 本のアンテナを持つ送信機 1 台と N_{RX} 本のアンテナを持つ受信機 1 台が通信する MIMO システムを考える。ただし、受信アンテナ数は送信アンテナ数以上であることを仮定する ($N_{\text{TX}} \leq N_{\text{RX}}$)。また、送信信号数 (空間ストリーム数) は送信アンテナ数に等しい。

MIMO チャネル行列を $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RX}} \times N_{\text{TX}}}$ 、電力調整行列を $\mathbf{P} \in \mathbb{R}^{N_{\text{TX}} \times N_{\text{TX}}}$ 、送信シンボルベクトルを $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{N_{\text{TX}} \times 1}$ 、受信機で付加されるガウス性ノイズベクトルを $\mathbf{z} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RX}} \times 1}$ とする。また、各送信シンボル s_i ($i \in \{1, 2, \dots, N_{\text{TX}}\}$) の電力は次のように 1 に正規化されているものとする。

$$\mathbb{E}[|s_1|^2] = \mathbb{E}[|s_2|^2] = \dots = \mathbb{E}[|s_{N_{\text{TX}}}|^2] = 1 \quad (2.1)$$

各送信シンボルに割り当てる送信電力は、対角行列 $\mathbf{P} = \text{diag}(\sqrt{p_1}, \sqrt{p_2}, \dots, \sqrt{p_{N_{\text{TX}}}})$ のみを用いて調整する。なお、 p_i は送信シンボル s_i に割り当てる送信電力を表す。送信機側においてチャネル状態情報 (CSI: channel state information) が未知の場合、

チャンネル容量を最大化する電力割り当ては、すべての送信シンボルに等しく電力を割り当てることである [2]. したがって、総送信電力を P_{tot} とすると、全送信シンボルに等電力を割り当てる電力調整行列 \mathbf{P} は、

$$\mathbf{P} = \sqrt{\frac{P_{\text{tot}}}{N_{\text{TX}}}} \mathbf{I}_{N_{\text{TX}}} \quad (2.2)$$

となる.

受信機で観測される受信信号ベクトル $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RX}} \times 1}$ は次式で表される.

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{P}\mathbf{s} + \mathbf{z} \quad (2.3)$$

式 (2.3) が厳密な受信信号の表現であるが、議論を簡単にするため、電力制御行列 \mathbf{P} をチャンネル行列に含めた混合チャンネル行列 $\mathbf{C} = \mathbf{H}\mathbf{P}$ を定義して、式 (2.3) を書き換える.

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{s} + \mathbf{z} \quad (2.4)$$

ここで、 \mathbf{z} は各要素の実部と虚部が独立に平均 0、分散 $\sigma_n^2/2$ のガウス分布に従う回転対称な複素ガウスノイズベクトルであり、 $\mathbb{E}[\mathbf{z}\mathbf{z}^H] = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_{\text{RX}}}$ を満たす. 受信機では、観測信号 \mathbf{y} および推定した混合チャンネル行列 \mathbf{C} から、送信信号ベクトル \mathbf{s} を推定する必要がある.

2.2.2 MIMO チャンネル行列の推定法

受信信号 \mathbf{y} から送信信号ベクトル \mathbf{s} を推定するためには、受信機において事前に混合チャンネル行列 $\mathbf{C} = [c_{ij}]$ を推定する必要がある. IEEE 802.11 では、時分割で各アンテナから既知の信号を送信することでチャンネル行列を推定する方式が採用されている [20]. この方式の概念を図 2.2 に示す. なお、簡単のため送受信アンテナ数が 2 の場合 ($N_{\text{TX}} = N_{\text{RX}} = 2$) を例示する. まず、時刻 t_1 において送受信機の両側で既知の信号 s_{pilot} をアンテナ 1 から送信する. このとき、アンテナ 2 は送信を停止する. 時刻 t_1 において観測される受信信号ベクトル $\mathbf{y}(t_1)$ は、

$$\mathbf{y}(t_1) = \begin{bmatrix} y_1(t_1) \\ y_2(t_1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11} \\ c_{21} \end{bmatrix} s_{\text{pilot}} + \mathbf{z}(t_1) \quad (2.5)$$

である. 式 (2.5) から c_{11} および c_{21} を得る最も簡単な方法は、式 (2.5) の両辺を s_{pilot} で除算することである. 実際にはノイズの具体的な値が未知であるため、 c_{11}, c_{21} の推定値として、

$$\begin{bmatrix} \hat{c}_{11} \\ \hat{c}_{21} \end{bmatrix} = \frac{1}{s_{\text{pilot}}} \begin{bmatrix} y_1(t_1) \\ y_2(t_1) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

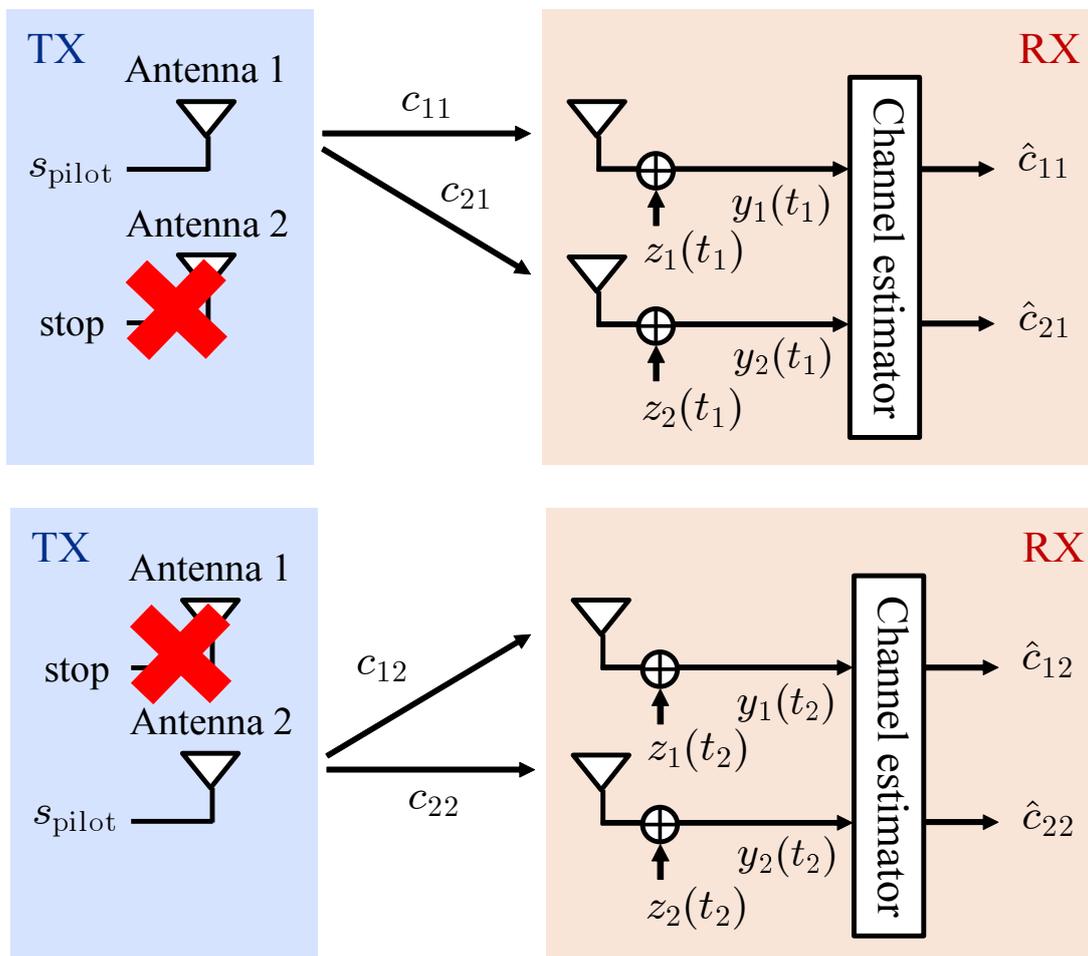


図 2.2: MIMO チャネル行列の推定手順 ($N_{\text{TX}} = N_{\text{RX}} = 2$ の例)

を得る。次に、時刻 t_2 において既知の信号 s_{pilot} をアンテナ 2 のみから送信する。このとき、時刻 t_2 において観測される受信信号ベクトル $\mathbf{y}(t_2)$ は、

$$\mathbf{y}(t_2) = \begin{bmatrix} y_1(t_2) \\ y_2(t_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{12} \\ c_{22} \end{bmatrix} s_{\text{pilot}} + \mathbf{z}(t_2) \quad (2.7)$$

となる。式 (2.6) と同様に、 c_{12}, c_{22} の推定値として、

$$\begin{bmatrix} \hat{c}_{12} \\ \hat{c}_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{s_{\text{pilot}}} \begin{bmatrix} y_1(t_2) \\ y_2(t_2) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

を得る。このように、時分割で各アンテナから既知の信号を順に送信することにより、混合チャネル行列 \mathbf{C} を構成するすべての要素を推定することができる。IEEE 802.11 では、パケットの先頭に付加されたプリアンブルと呼ばれる部分にあるロングトレーニングフィールド (LTF: long training field) を用いてチャネル行列

を推定する。このチャネル推定方法の欠点は、送信アンテナ数の増加に伴ってトレーニングフィールドが長くなることである。実際に、最大 8 本のアンテナ数に対応する IEEE 802.11ac では、送信アンテナ数に応じて最大 8 つの LTF を収容するフレームフォーマットを採用している。

2.3 MIMOにおける信号分離技術

受信信号 \mathbf{y} から送信信号 \mathbf{s} を推定する処理は、信号分離 (ポストコーディング, MIMO 復号) と呼ばれる。ここで、混合チャネル行列 \mathbf{C} は受信機で事前に推定しており、ノイズの統計的な性質も既知であると仮定する。一般に受信信号の実部・虚部には、互いに独立かつ平均0のガウス分布に従う熱雑音が混入する。なお、ノイズの分散 σ_n^2 はプリアンプルなどを利用して、事前に推定が完了しているものとする。信号分離手法は主に線形分離と非線形分離に大別される。信号分離において、推定精度と演算量は互いにトレードオフの関係にあると言える。線形分離は低演算量であるが分離性能に乏しく、逆に非線形分離は高い分離性能を示す一方で演算量が大きくなる傾向にある。本節では、線形分離としてZFおよびMMSE [5], 非線形分離としてMLD [4] について述べる。

2.3.1 ZF: zero-forcing

線形分離は、式(2.4)に示す方程式の両辺に、左から適当な重み行列 $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{N_{RX} \times N_{RX}}$ を乗算することで、送信シンボルベクトル \mathbf{s} の推定値を得る方法である。式(2.4)から \mathbf{s} を推定する最も簡単な方法は、両辺に左から混合チャネル行列 \mathbf{C} の逆行列を乗算することである。ただし、逆行列は正則行列に対してのみ定義されるため、より一般的に \mathbf{C} の擬似逆行列 \mathbf{C}^\dagger で代用する。ZFによる重み行列 \mathbf{W}_{ZF} は、

$$\mathbf{W}_{ZF} = \mathbf{C}^\dagger = (\mathbf{C}^H \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^H \quad (2.9)$$

で与えられる。これは Moore-Penrose の擬似逆行列と呼ばれ、 $N_{TX} \leq N_{RX}$ の場合に最小二乗解を与えることが知られている。ZFによる送信シンボルベクトルの推定値 $\hat{\mathbf{s}}_{ZF}$ は、

$$\hat{\mathbf{s}}_{ZF} = \mathbf{W}_{ZF} \mathbf{y} \quad (2.10)$$

$$= \mathbf{C}^\dagger \mathbf{C} \mathbf{s} + \mathbf{C}^\dagger \mathbf{z} \quad (2.11)$$

$$= \mathbf{s} + \mathbf{C}^\dagger \mathbf{z} \quad (2.12)$$

となる。式(2.12)に示すように、右辺第1項は干渉がすべて除去されているものの、右辺第2項にはノイズ成分が残存している。一般に、あるベクトルに行列を乗算する場合、乗算の前後でベクトルのノルムは変化する。つまり、重み行列 \mathbf{C}^\dagger を乗算した後のノイズベクトルのノルム $\|\mathbf{C}^\dagger \mathbf{z}\|_2$ が $\|\mathbf{z}\|_2$ よりも大きくなることは、ノイズ電力が増幅されたことに対応する。これはノイズ強調と呼ばれ、信号分離特性を劣化させる一因である。

2.3.2 MMSE: minimum mean square error

ZFは干渉成分を完全に除去する手法であるため、ノイズ強調による特性劣化が問題であった。そこで、ノイズ成分を考慮したうえで最適な重み行列を算出することを考える。重み行列乗算後の推定値と送信シンボルベクトル \mathbf{s} の各要素における平均二乗誤差を最小化する手法はMMSEと呼ばれる [5]。MMSEに基づく重み行列 \mathbf{W}_{MMSE} は、

$$\mathbf{W}_{\text{MMSE}} = \left(\mathbf{C}^H \mathbf{C} + \frac{N_{\text{TX}}}{\gamma_0} \mathbf{I}_{N_{\text{TX}}} \right)^{-1} \mathbf{C}^H \quad (2.13)$$

で与えられる。ここで、 γ_0 は電力調整前のSNRであり、各送信シンボルの電力は1に正規化されているため、 $\gamma_0 = (\sigma_n^2)^{-1}$ となる。MMSEでは、 $(\cdot)^{-1}$ の内部にSNRに反比例する項が追加されている。つまり、SNRが小さい場合はノイズ強調を抑えて、SNRが大きい場合は干渉を抑圧する方向に働く。

2.3.3 MLD: maximum likelihood detection

式(2.4)において、事後確率 $\Pr(\mathbf{s}|\mathbf{y})$ はBayesの定理より次式で表される。

$$\Pr(\mathbf{s}|\mathbf{y}) = \frac{\Pr(\mathbf{y}|\mathbf{s})\Pr(\mathbf{s})}{\Pr(\mathbf{y})} \quad (2.14)$$

ここから、最大事後確率 (MAP: maximum a posteriori) 推定により送信シンボルベクトル \mathbf{s} を求めることを考える。一般に、通信システムではスクランブラなどを用いて事前に送信ビット列のランダム化を行うため、各送信シンボルが取りうる確率は一樣になる。このとき、MAP推定は最尤推定と等価になる。したがって、尤度 $\Pr(\mathbf{y}|\mathbf{s})$ を最大化する \mathbf{s} を求めればよい。

ノイズベクトル \mathbf{z} の各成分 z_i ($i \in \{1, 2, \dots, N_{\text{RX}}\}$) は独立に複素ガウス分布 $\mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$ に従うため、 \mathbf{z} は平均ベクトル $\mathbf{0}_{N_{\text{RX}}}$ 、分散共分散行列 $\sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_{\text{RX}}}$ の N_{RX} 次複素ガウス分布に従う。よって、 $\mathbf{y} \sim \mathcal{CN}(\boldsymbol{\mu}, \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_{\text{RX}}})$ となる。ただし、平均ベクトル $\boldsymbol{\mu} = \mathbf{C}\mathbf{s}$ である。ここで、 $\text{Re}[y_i] \sim \mathcal{N}(\text{Re}[\mu_i], \sigma_n^2/2)$ 、 $\text{Im}[y_i] \sim \mathcal{N}(\text{Im}[\mu_i], \sigma_n^2/2)$ であることに注意すると、 \mathbf{s} を送信したときに \mathbf{y} を受信する確率は、

$$\Pr(\mathbf{y}|\mathbf{s}) = \prod_{i=1}^{N_{\text{RX}}} \frac{1}{\pi \sigma_n^2} \exp \left(-\frac{1}{\sigma_n^2} (\text{Re}[y_i - \mu_i])^2 + (\text{Im}[y_i - \mu_i])^2 \right) \quad (2.15)$$

$$= \frac{1}{(\pi \sigma_n^2)^{N_{\text{RX}}}} \exp \left(-\frac{1}{\sigma_n^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{C}\mathbf{s}\|_2^2 \right) \quad (2.16)$$

となる。したがって、式 (2.16) に示す尤度 $\Pr(\mathbf{y}|\mathbf{s})$ を最大化する \mathbf{s} は、次式で与えられる。

$$\hat{\mathbf{s}}_{\text{MLD}} = \arg \max_{\mathbf{s} \in \Omega^{N_{\text{TX}}}} \Pr(\mathbf{y}|\mathbf{s}) \quad (2.17)$$

$$= \arg \max_{\mathbf{s} \in \Omega^{N_{\text{TX}}}} \frac{1}{(\pi\sigma_n^2)^{N_{\text{RX}}}} \exp\left(-\frac{1}{\sigma_n^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{C}\mathbf{s}\|_2^2\right) \quad (2.18)$$

$$= \arg \min_{\mathbf{s} \in \Omega^{N_{\text{TX}}}} \|\mathbf{y} - \mathbf{C}\mathbf{s}\|_2^2 \quad (2.19)$$

ただし、 Ω は送信シンボルの集合である。例えば、4-QAM (quadrature amplitude modulation) を用いる場合、 $\Omega = \frac{1}{\sqrt{2}} \{1 + j, 1 - j, -1 + j, -1 - j\}$ 、 $|\Omega| = 4$ である。

MLD による推定値 $\hat{\mathbf{s}}_{\text{MLD}}$ を求めるためには、考えうるすべての送信シンボルベクトルの候補において、式 (2.19) に示す L2 ノルムの算出を行う必要がある。送信シンボルベクトルの候補数は $|\Omega|^{N_{\text{TX}}}$ であり、変調多値数および送信信号数の増加に対して指数関数的に増大する。MLD は理論的に最良の信号分離特性を示す一方で、演算量が大きいことが問題である。

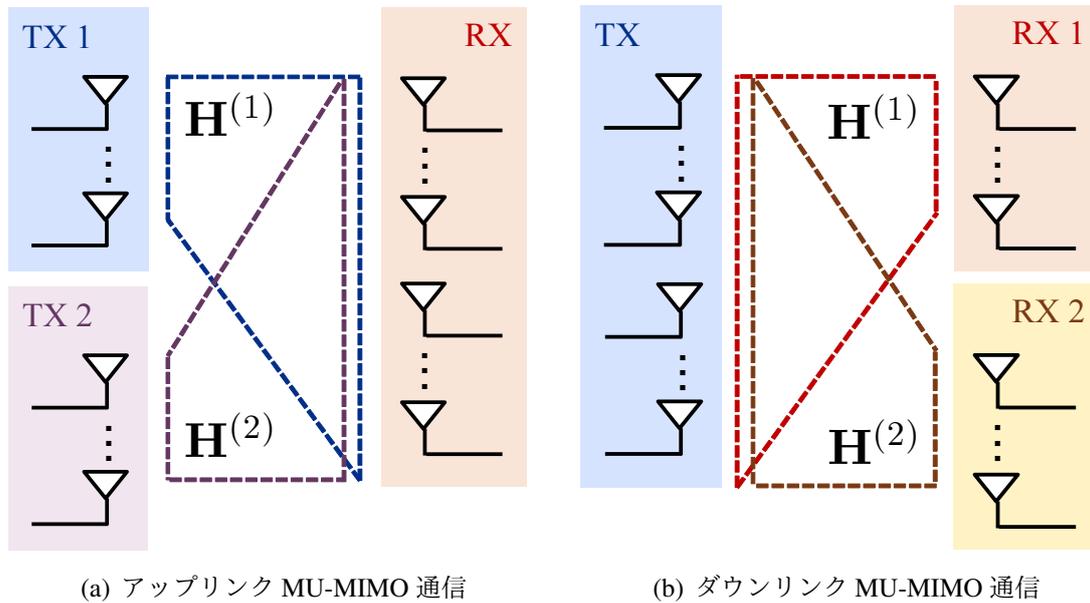


図 2.3: アクセス方向による MU-MIMO 通信の違い (2 ユーザの場合)

2.4 MU-MIMO 通信モデル

MU-MIMO は、同一周波数帯域を複数のユーザ (端末) が同時に共有して MIMO 通信を行う技術である。本節では、アップリンク・ダウンリンクにおける MU-MIMO 通信の違いについて述べ、MU-MIMO 通信システムを数式モデルとして定式化する。

2.4.1 アクセス方向による MU-MIMO 通信の分類

MU-MIMO 通信は、アップリンクとダウンリンクとで状況が大きく異なる。アップリンクは、複数のユーザから単一の基地局に向けたデータの流れを指す。ダウンリンクは逆に、単一の基地局から複数のユーザに対するデータの流れを指す。2 ユーザの場合を例にとり、アップリンクおよびダウンリンクにおける MU-MIMO 通信の違いを図 2.3 に示す。図 2.3(a) に示すように、アップリンクの場合、受信機 (RX) は送信機 1 (TX 1) と自身の間のチャネル行列 $\mathbf{H}^{(1)}$ および送信機 2 (TX 2) と自身の間のチャネル行列 $\mathbf{H}^{(2)}$ を推定することができる。したがって、複数の送信機をまとめて単一の送信機と見なすことができるため、SU-MIMO の理論を適用することができる。ただし、受信機が有するアンテナ数は全ユーザの総送信アンテナ数以上であることを仮定する。一方で図 2.3(b) に示すダウンリンクの場合、受信機 1 (RX 1) は送信機 (TX) と自身の間のチャネル行列 $\mathbf{H}^{(1)}$ を推定できるものの、受信機 2 (RX 2) と TX の間のチャネル行列 $\mathbf{H}^{(2)}$ を推定することができない。TX からは RX 1 および RX 2 に向けた信号が同時に放出されるため、TX から RX 2 に向けた

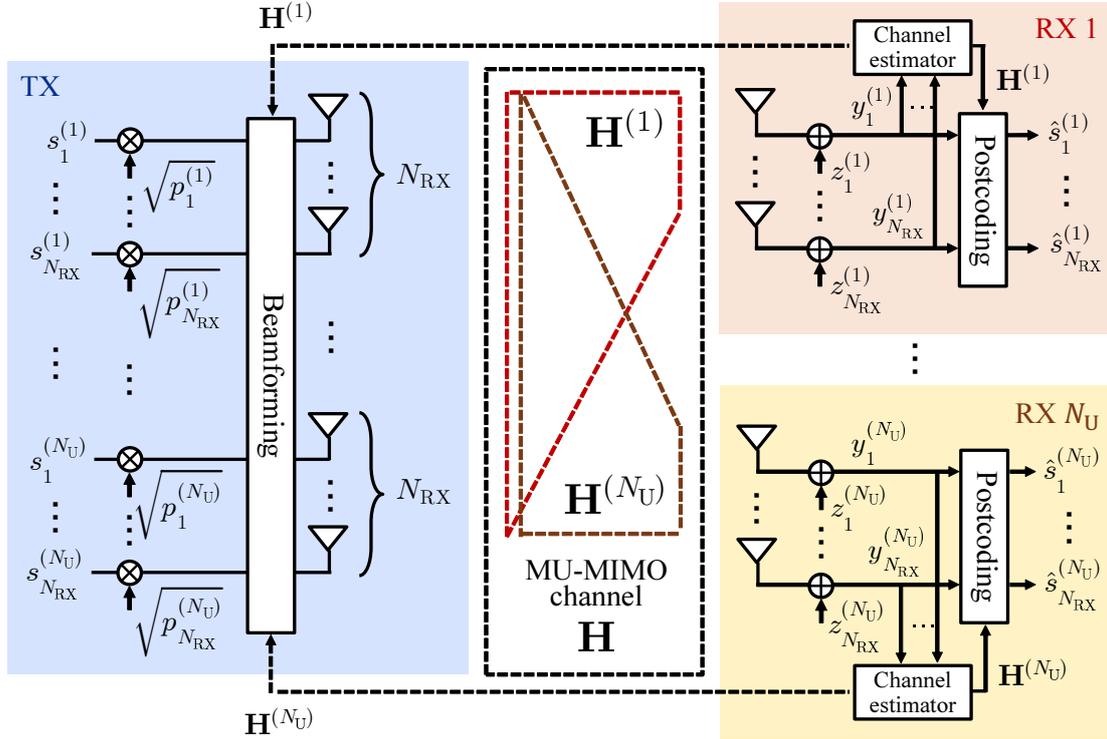


図 2.4: MU-MIMO 通信モデル

信号は RX 1 にとって干渉となる．これはユーザ間干渉 (IUI) と呼ばれる．受信機間で互いのチャネル行列および受信信号を共有できないダウンリンク MU-MIMO 通信では，受信機側で IUI を除去することができない．したがって，送信機側であらかじめ IUI への対策を講じる必要がある．無線動画像伝送は一般にアクセスポイントから端末に向けたデータの流れであるため，以降の議論はダウンリンクに焦点を当てる．

2.4.2 MU-MIMO 通信システムの定式化

図 2.4 に示すように，送信アンテナ数 N_{TX} ，ユーザ数 N_U ，ユーザあたりの受信アンテナ数 N_{RX} の MU-MIMO システムを考える．簡単のため，全ユーザの受信アンテナ数は等しく， $N_{\text{TX}} = N_U N_{\text{RX}}$ であると仮定する．

第 u ユーザのチャネル行列を $\mathbf{H}^{(u)} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RX}} \times N_{\text{TX}}}$ ，電力調整行列を $\mathbf{P}^{(u)} \in \mathbb{R}^{N_{\text{RX}} \times N_{\text{RX}}}$ ，送信シンボルベクトルを $\mathbf{s}^{(u)} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RX}} \times 1}$ ，受信機で付加されるガウス性ノイズベクトルを $\mathbf{z}^{(u)} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RX}} \times 1}$ とする．また，全 N_U ユーザのチャネル行列をまとめた MU-MIMO チャネル行列 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_{\text{TX}} \times N_{\text{TX}}}$ を，

$$\mathbf{H} = \left[(\mathbf{H}^{(1)})^T \quad (\mathbf{H}^{(2)})^T \quad \dots \quad (\mathbf{H}^{(N_U)})^T \right]^T \quad (2.20)$$

送信シンボルベクトル $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{N_{\text{TX}} \times 1}$ を,

$$\mathbf{s} = \left[(\mathbf{s}^{(1)})^T \quad (\mathbf{s}^{(2)})^T \quad \dots \quad (\mathbf{s}^{(N_U)})^T \right]^T \quad (2.21)$$

ノイズベクトル $\mathbf{z} \in \mathbb{C}^{N_{\text{TX}} \times 1}$ を,

$$\mathbf{z} = \left[(\mathbf{z}^{(1)})^T \quad (\mathbf{z}^{(2)})^T \quad \dots \quad (\mathbf{z}^{(N_U)})^T \right]^T \quad (2.22)$$

と定義する. さらに, 対角成分に $\sqrt{p_1^{(1)}}, \sqrt{p_2^{(1)}}, \dots, \sqrt{p_{N_{\text{RX}}}^{(N_U)}}$ を並べた対角行列を $\mathbf{P} \in \mathbb{R}^{N_{\text{TX}} \times N_{\text{TX}}}$ と定義する.

ダウンリンク MU-MIMO 通信では, 送信機側でユーザごとに異なる指向性を形成することで IUI を抑圧する. これは各ユーザの位置の違い, つまり空間で複数のユーザを分割することから, SDMA (space division multiple access) と呼ばれる. 送信機側で指向性制御を行うためには, 送信機が全ユーザの CSI を保持している必要があるが, 送信機は全ユーザのチャネル行列を直接推定することができない. そのため, 図 2.4 に示すように, 各ユーザが推定した CSI を送信機にフィードバックすることで全ユーザの CSI を獲得する [21].

指向性制御手法は主に線形制御と非線形制御に大別されるが, ここでは低演算量かつ一般に広く利用されている線形制御に限定して定式化する. 線形制御では, ユーザ u の送信シンボルベクトルに対して重み行列 $\mathbf{B}^{(u)} \in \mathbb{C}^{N_{\text{TX}} \times N_{\text{RX}}}$ を乗算することで指向性を制御する. 全 N_U ユーザに対する重み行列をまとめた指向性制御行列 $\mathbf{B} \in \mathbb{C}^{N_{\text{TX}} \times N_{\text{TX}}}$ を,

$$\mathbf{B} = \left[\mathbf{B}^{(1)} \quad \mathbf{B}^{(2)} \quad \dots \quad \mathbf{B}^{(N_U)} \right] \quad (2.23)$$

と定義する.

ユーザ u が観測する受信信号ベクトル $\mathbf{y}^{(u)} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RX}} \times 1}$ は次式で表される.

$$\mathbf{y}^{(u)} = \mathbf{H}^{(u)} \mathbf{B} \mathbf{P} \mathbf{s} + \mathbf{z}^{(u)} \quad (2.24)$$

また, 全 N_U ユーザの受信信号ベクトルをまとめると,

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \mathbf{B} \mathbf{P} \mathbf{s} + \mathbf{z} \quad (2.25)$$

と表される.

2.5 MU-MIMOにおける指向性制御技術

MU-MIMOにおいて送信側で指向性制御を行う目的は、IUIを除去するためである。前述のとおり、指向性制御手法は主に線形制御と非線形制御に大別される。本節では、線形制御手法および非線形制御手法について概説し、最も広く利用される線形指向性制御手法のひとつであるブロック対角化 [12] について述べる。

2.5.1 線形指向性制御と非線形指向性制御

代表的な線形制御手法として、CI (channel inversion) [22], RCI (regularized channel inversion), ブロック対角化 [12] などが挙げられる。CIおよびRCIはそれぞれ受信側の信号分離におけるZFとMMSEに相当する。これらの手法では、送信機側であらかじめ送信シンボルベクトルにチャンネル行列の擬似逆行列または正規化擬似逆行列を乗算する。これは、送信機側が受信機側にZFやMMSEによる信号分離を強制することと等価であるため、受信機側から信号分離手法を選択する自由を奪うことになる。また、IUIだけでなく対角成分以外の要素すべてがゼロに近い値となるため、受信側がすべて単一アンテナである場合を除いて利用される頻度は少ない。一方、ブロック対角化はIUIのみを除去して、MU-MIMOチャンネルを互いに無干渉な複数のSU-MIMOチャンネルに分解する手法である。つまり、受信機側には信号分離手法を選択する自由が生まれる。ブロック対角化については、次項で詳述する。

代表的な非線形制御手法として、DPC (dirty paper coding) [23], THP (Tomlinson-Harashima precoding) [24], VP (vector perturbation) [25], [26] などが挙げられる。DPCは送信側で干渉信号を事前に減算する手法である。しかし、送信側における干渉の減算により送信シンボルベクトルのノルムが増加し、送信電力が増大する問題があった。THPやVPはモジユロ演算を用いて送信シンボルベクトルをシフトすることで、送信電力の増大を防ぐ手法である。非線形指向性制御は線形制御に比べて高性能であるものの、専用の受信機を必要とする点が実用上の問題である。一方で線形指向性制御の場合、各ユーザは指向性制御の影響を含めた混合チャンネル行列を推定するため、送信側の指向性制御手法に関係なく信号分離を行うことができる。

2.5.2 ブロック対角化

式 (2.24) を所望信号と干渉信号と分解すると、

$$\mathbf{y}^{(u)} = \mathbf{H}^{(u)} \mathbf{B}^{(u)} \mathbf{P}^{(u)} \mathbf{s}^{(u)} + \sum_{m=1, m \neq u}^{N_U} \mathbf{H}^{(u)} \mathbf{B}^{(m)} \mathbf{P}^{(m)} \mathbf{s}^{(m)} + \mathbf{z}^{(u)} \quad (2.26)$$

と表現できる．式 (2.26) の右辺第 1 項は所望信号を，右辺第 2 項は干渉信号を意味する．ブロック対角化は IUI を完全に除去する手法であり，式 (2.26) の右辺第 2 項がゼロになるように指向性制御行列 \mathbf{B} を設計する．第 u ユーザに対して送信する信号を他の全ユーザには届かないようにするために，全体の MU-MIMO チャネル \mathbf{H} から第 u ユーザのみを除いたチャネル行列 $\bar{\mathbf{H}}^{(u)} \in \mathbb{C}^{(N_U-1)N_{RX} \times N_{TX}}$ を次式で定義する．

$$\bar{\mathbf{H}}^{(u)} = \left[(\mathbf{H}^{(1)})^T \quad \dots \quad (\mathbf{H}^{(u-1)})^T \quad (\mathbf{H}^{(u+1)})^T \quad \dots \quad (\mathbf{H}^{(N_U)})^T \right]^T \quad (2.27)$$

チャネル行列 $\bar{\mathbf{H}}^{(u)}$ は特異値分解 (SVD: singular value decomposition) により，

$$\bar{\mathbf{H}}^{(u)} = \bar{\mathbf{U}}^{(u)} \bar{\boldsymbol{\Sigma}}^{(u)} (\bar{\mathbf{V}}^{(u)})^H \quad (2.28)$$

と分解できる．ここで， $\bar{\mathbf{U}}^{(u)} \in \mathbb{C}^{(N_U-1)N_{RX} \times (N_U-1)N_{RX}}$ ， $\bar{\mathbf{V}}^{(u)} \in \mathbb{C}^{N_{TX} \times N_{TX}}$ はユニタリ行列， $\bar{\boldsymbol{\Sigma}}^{(u)} \in \mathbb{C}^{(N_U-1)N_{RX} \times N_{TX}}$ は対角成分に $\bar{\mathbf{H}}^{(u)}$ の特異値が並ぶ行列である．式 (2.28) の両辺に右から $\bar{\mathbf{V}}^{(u)}$ を乗算すると，

$$\bar{\mathbf{H}}^{(u)} \bar{\mathbf{V}}^{(u)} = \bar{\mathbf{U}}^{(u)} \bar{\boldsymbol{\Sigma}}^{(u)} \quad (2.29)$$

$$\bar{\mathbf{H}}^{(u)} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{V}}_{\Sigma}^{(u)} & \tilde{\mathbf{V}}_O^{(u)} \end{bmatrix} = \bar{\mathbf{U}}^{(u)} \begin{bmatrix} \tilde{\boldsymbol{\Sigma}}^{(u)} & \mathbf{O}_{(N_U-1)N_{RX} \times N_{RX}} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

が得られる．式 (2.30) の両辺を比較すると，

$$\bar{\mathbf{H}}^{(u)} \tilde{\mathbf{V}}_O^{(u)} = \mathbf{O}_{(N_U-1)N_{RX} \times N_{RX}} \quad (2.31)$$

となる． $\bar{\mathbf{H}}^{(u)}$ の定義から， $m = u$ の場合に限って， $\mathbf{H}^{(u)} \tilde{\mathbf{V}}_O^{(u)} \neq \mathbf{O}_{N_{RX} \times N_{RX}}$ となり，それ以外の場合で， $\mathbf{H}^{(u)} \tilde{\mathbf{V}}_O^{(u)} = \mathbf{O}_{N_{RX} \times N_{RX}}$ が成り立つ．したがって，第 u ユーザに向けた送信シンボルベクトルに対して $\mathbf{B}_{BD}^{(u)} = \tilde{\mathbf{V}}_O^{(u)}$ を乗算することで，ブロック対角化を実現できる．ブロック対角化適用後の MU-MIMO チャネル行列は，等価的に互いに無干渉な複数の SU-MIMO チャネル行列と見なすことができる．

2.6 過負荷 MIMO 通信モデル

これまでの議論では、受信アンテナ数は送信アンテナ数以上 ($N_{\text{TX}} \leq N_{\text{RX}}$) であることを仮定していた。しかし、アンテナ素子を配置するスペースやバッテリー容量に限りがあることから、スマートフォンやタブレットなどのモバイル端末に搭載可能なアンテナ数は高々数本程度である [13]。一方で、アクセスポイントはモバイル端末に比べて筐体や電力の制限を受けないため、比較的容易に搭載するアンテナ数を増やすことができる [27]。そこで、送信信号数よりも少ない受信アンテナ数で MIMO 通信を行う方式が提案された [14]。送信信号数よりも受信アンテナ数が少ない構成の MIMO は特に、過負荷 MIMO と呼ばれる。本節では、過負荷 MIMO システムについて概説する。

過負荷 MIMO について厳密に議論するためには、送信アンテナ数と空間ストリーム数とを明確に区別する必要がある。ここで、受信アンテナ数よりも送信アンテナ数の方が多い MIMO システムの例を図 2.5 に示す。図 2.5(a)、図 2.5(b) ともに送信アンテナ数 $N_{\text{TX}} = 4$ 、受信アンテナ数 $N_{\text{RX}} = 2$ で構成される MIMO システムである。

図 2.5(a) に示す MIMO システムでは、4 本のアンテナから重複して 2 つの信号 s_1, s_2 を送信している。したがって、受信信号は次式で表される。

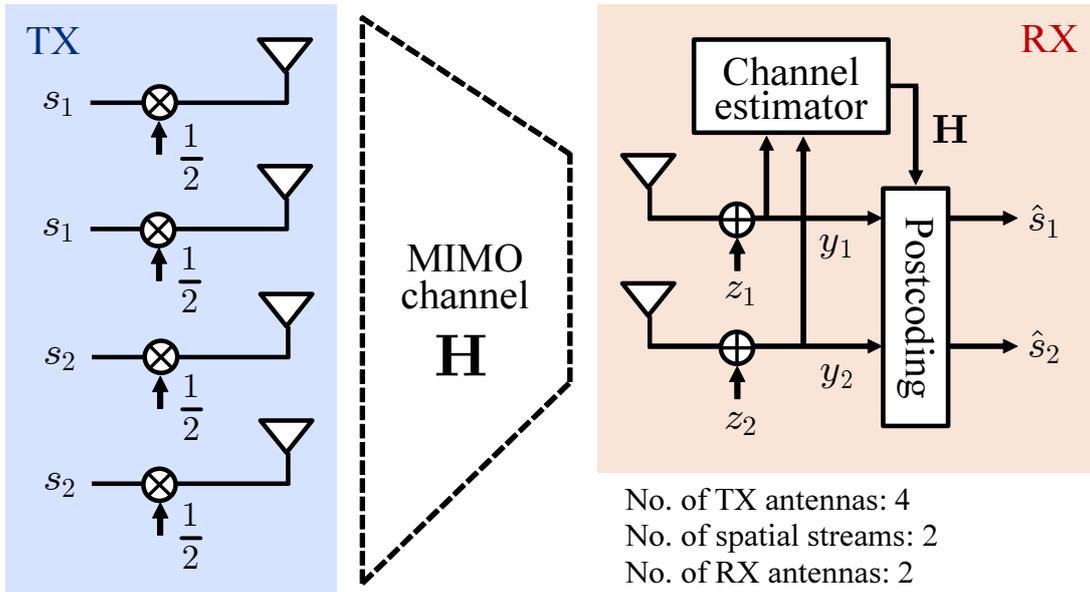
$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_1 \\ s_2 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

$$= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} h_{11} + h_{12} & h_{13} + h_{14} \\ h_{21} + h_{22} & h_{23} + h_{24} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

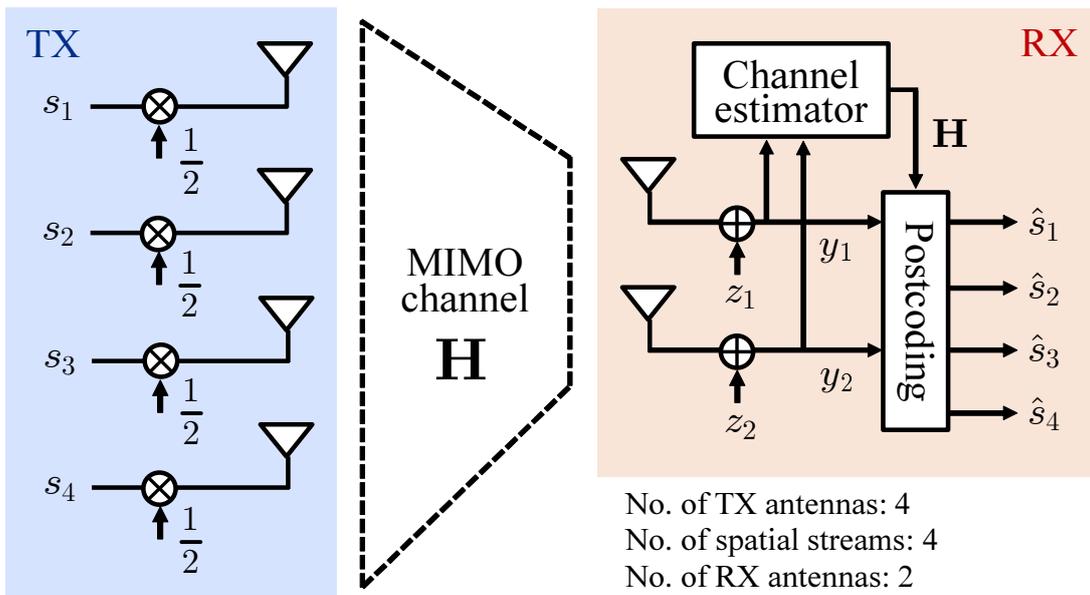
式 (2.33) において、未知数の数 (空間ストリーム数) は観測数 (受信アンテナ数) と同じ 2 である。したがって、2.3 節で述べた線形分離手法を用いて s_1, s_2 を推定することができる。このように、同じシンボルを複数のアンテナに分散する送信手法は送信ダイバーシティ技術のひとつであり、空間方向のダイバーシティゲインを得ることができる。

一方で図 2.5(b) に示す MIMO システムでは、同じシンボルを重複して送信するのではなく、4 本のアンテナから異なる 4 つの信号 s_1, s_2, s_3, s_4 を送信している。したがって、受信信号は次式で表される。

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \quad (2.34)$$



(a) 送信ダイバーシティによる MIMO システム



(b) 過負荷 MIMO システム

図 2.5: 受信アンテナ数以上の送信アンテナ数を用いた MIMO システム

式(2.34)は観測数2に対して4つの未知数を含んでいる. このように, 空間ストリーム数が受信アンテナ数よりも多い構成の MIMO システムを特に, 過負荷 MIMO と定義する. また, 観測数を超えた未知数を含む連立方程式は劣決定系と呼ばれることから, underdetermined MIMO と呼ばれることもある.

以上より、過負荷 MIMO において重要なのは、空間ストリーム数と受信アンテナ数の関係である。一般に、観測数(受信アンテナ数)を超えた未知数(空間ストリーム)を推定する場合、解を一意に決定することは困難である。そのため、2.3 節で述べた線形分離手法を過負荷 MIMO に適用することはできない。ここで、改めて図 2.5(b) に示す過負荷 MIMO システムと図 2.1 に示す基礎的な MIMO システムとを見比べると、送信機側の構成は全く同じであることに気付く。2つの MIMO システムの違いは受信機側の構成のみである。具体的には、信号分離ブロックの入出力数が異なっているだけで、その他の構成に変更点はない。したがって、過負荷 MIMO は主に受信機側の技術であると言える。過負荷 MIMO による通信を実現するには、劣決定系に対しても適用可能な信号分離手法が必要不可欠である。

2.7 過負荷 MIMO における信号分離技術

前述のとおり、過負荷 MIMO システムにおける送受信信号の関係は劣決定系の連立方程式で表現される。方程式を満たす解は一意に定まらず無数に存在するため、線形分離による送信信号の推定は困難である。例えば、ZF で用いる Moore-Penrose の擬似逆行列は、劣決定系の方程式に対して最小ノルム解を与えることが知られている。しかし、送信ビット列は事前にスクランブルされるため、送信シンボルベクトルの生起確率は一様である。したがって、最小ノルム解は送信信号ベクトルの推定値として不適切である。

過負荷 MIMO における信号分離を実現するには、送信信号に関する既知の情報を活用する必要がある。IEEE 802.11 などの無線通信規格では、送信信号の変調に関する情報を MCS (modulation and coding scheme) として受信側に通知する。受信側で送信シンボルベクトルの候補は既知であるため、MLD は過負荷 MIMO においても理論的に最善の分離手法となる。しかし、MLD は送信シンボルベクトルの全候補に対して式 (2.19) に示す L2 ノルムを評価する必要があるため、変調多値数および送信信号数の増加に対して演算量が指数関数的に増加する。そこで、低演算量型 MLD のアルゴリズムを過負荷 MIMO 向けに拡張した手法が提案されている [15]–[19]。SD (sphere decoder) [28] は、MLD における送信シンボルベクトルの候補をある超球内に限定することにより、演算量の削減を図るアルゴリズムである。しかし、QR 分解もしくは Cholesky 分解の過程で上三角行列の対角成分に 0 が出現するため、SD アルゴリズムを変更なく過負荷 MIMO に適用することはできない。そこで、Wang らはチャンネル行列を一度列フルランクに変換することで、過負荷 MIMO に対する SD アルゴリズムの適用を可能とした [15]。SD アルゴリズムは送信された可能性の高いシンボルベクトルに探索を限定する手法であるが、全く別のアプローチで送信シンボルベクトルの候補を削減する手法が提案された。Bai らが提案した PVC [18], [19] は、信号分離の過程において部分的に線形復号を利用することにより、MLD における送信信号ベクトルの候補数を削減する手法である。本節では、PVC に基づく過負荷 MIMO の信号分離について述べる。

2.7.1 PVC: prevoting vector cancellation

過負荷 MIMO における受信信号ベクトルは式 (2.4) で表される。送受信アンテナ数の差を $R = N_{\text{TX}} - N_{\text{RX}}$ と定義して、送信シンボルベクトル \mathbf{s} を 2 つのベクトル $\mathbf{s}_P = [s_{p_1} \ s_{p_2} \ \cdots \ s_{p_R}]^T$, $\mathbf{s}_Q = [s_{q_1} \ s_{q_2} \ \cdots \ s_{q_{N_{\text{RX}}}}]^T$ に分割する。

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}_P \mathbf{s}_P + \mathbf{C}_Q \mathbf{s}_Q + \mathbf{z} \quad (2.35)$$

ここで, \mathbf{s}_P を prevoting ベクトル, \mathbf{s}_Q を postvoting ベクトルと呼ぶ. prevoting ベクトルおよび postvoting ベクトルを構成する要素のインデックス集合をそれぞれ,

$$\mathcal{P} = \{p_1, p_2, \dots, p_R\} \quad (2.36)$$

$$\mathcal{Q} = \{q_1, q_2, \dots, q_{N_{\text{RX}}}\} = \{1, 2, \dots, N_{\text{TX}}\} \setminus \mathcal{P} \quad (2.37)$$

と定義する. 混合チャネル行列 \mathbf{C} の列ベクトルを \mathbf{c}_m ($m \in \{1, 2, \dots, N_{\text{TX}}\}$) とすると, \mathbf{s}_P および \mathbf{s}_Q に対応するチャネル行列はそれぞれ,

$$\mathbf{C}_P = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{p_1} & \mathbf{c}_{p_2} & \dots & \mathbf{c}_{p_R} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RX}} \times R} \quad (2.38)$$

$$\mathbf{C}_Q = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{q_1} & \mathbf{c}_{q_2} & \dots & \mathbf{c}_{q_{N_{\text{RX}}}} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RX}} \times N_{\text{RX}}} \quad (2.39)$$

と表現できる.

PVC ではまず, \mathbf{s}_P が取りうるすべての候補ベクトルを事前に準備して, 各候補ベクトルに対応する \mathbf{s}_Q を ZF や MMSE などの線形分離手法により推定する. 最後に, 尤もらしい \mathbf{s}_P と \mathbf{s}_Q の組を選択するという手順である.

送信シンボルが取りうる候補の集合を Ω とすると, \mathbf{s}_P が取りうるすべての候補ベクトルの集合 Ω_P は次のように定義できる.

$$\Omega_P = \Omega^R = \left\{ \mathbf{s}_P^{(1)}, \mathbf{s}_P^{(2)}, \dots, \mathbf{s}_P^{(L_P)} \right\} \quad (2.40)$$

ここで, L_P は \mathbf{s}_P が取りうる候補ベクトルの総数であり, $|\Omega_P| = |\Omega|^R = L_P$ を満たす. 次に, Ω_P のすべての要素を式 (2.35) に代入する.

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}_P \mathbf{s}_P^{(l_P)} + \mathbf{C}_Q \mathbf{s}_Q^{(l_P)} + \mathbf{z}, \quad \forall l_P \in \{1, 2, \dots, L_P\} \quad (2.41)$$

式 (2.41) の右辺第 1 項 $\mathbf{C}_P \mathbf{s}_P^{(l_P)}$ は既知であるため, 左辺に移項して整理する.

$$\mathbf{r}^{(l_P)} \triangleq \mathbf{y} - \mathbf{C}_P \mathbf{s}_P^{(l_P)} \quad (2.42)$$

$$= \mathbf{C}_Q \mathbf{s}_Q^{(l_P)} + \mathbf{z}, \quad \forall l_P \in \{1, 2, \dots, L_P\} \quad (2.43)$$

式 (2.43) において, 未知数は $\mathbf{s}_Q^{(l_P)}$ のみである. \mathbf{C}_Q は N_{RX} 次の正方行列であるため, 2.3 節で述べた線形分離手法を用いて $\mathbf{s}_Q^{(l_P)}$ の推定値を得ることができる. 式 (2.13) に示す MMSE の重み行列 $\mathbf{W}_{\text{MMSE}}^{(l_P)}$ を用いると,

$$\hat{\mathbf{s}}_Q^{(l_P)} = \mathbf{W}_{\text{MMSE}}^{(l_P)} \mathbf{r}^{(l_P)}, \quad \forall l_P \in \{1, 2, \dots, L_P\} \quad (2.44)$$

として, $\mathbf{s}_Q^{(l_P)}$ の推定値 $\hat{\mathbf{s}}_Q^{(l_P)}$ を得る.

以上の計算により, \mathbf{s}_P と \mathbf{s}_Q が全部で L_P 組得られる. \mathbf{s}_P と \mathbf{s}_Q の各組をひとつのベクトルとして結合する.

$$\mathbf{s}^{(l_P)} = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_P^{(l_P)} \\ \hat{\mathbf{s}}_Q^{(l_P)} \end{bmatrix}, \quad \forall l_P \in \{1, 2, \dots, L_P\} \quad (2.45)$$

最後に、全 $L_{\mathcal{P}}$ 組の $\mathbf{s}^{(l_{\mathcal{P}})} \in \{\mathbf{s}^{(1)}, \mathbf{s}^{(2)}, \dots, \mathbf{s}^{(L_{\mathcal{P}})}\}$ の中から尤もらしい 1 組を選択して最終的な推定値とする。

$$\hat{\mathbf{s}}_{\text{PVC}} = \arg \min_{\mathbf{s}^{(l_{\mathcal{P}})} \in \{\mathbf{s}^{(1)}, \mathbf{s}^{(2)}, \dots, \mathbf{s}^{(L_{\mathcal{P}})}\}} \left\| \mathbf{y} - \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{\mathcal{P}} & \mathbf{C}_{\mathcal{Q}} \end{bmatrix} \mathbf{s}^{(l_{\mathcal{P}})} \right\|_2^2 \quad (2.46)$$

2.7.2 Prevoting/Postvoting シンボル集合の選択法

2.7.1 項に示した PVC による信号分離では、送信信号ベクトル \mathbf{s} を構成する N_{TX} 個の要素を、prevoting ベクトルと postvoting ベクトルに分ける必要がある。なお、2つのベクトルはどちらか一方が決まれば自ずと他方も定まる関係にある。各ベクトルの選択法は、文献 [18], [19] においても議論されている。prevoting ベクトル $\mathbf{s}_{\mathcal{P}}$ は候補ベクトルの全探索に基づく非線形的な手法で求められ、postvoting ベクトル $\mathbf{s}_{\mathcal{Q}}$ は ZF や MMSE などの線形分離により求められる。線形分離の性能はチャネル行列の性質に依存するため、postvoting ベクトル $\mathbf{s}_{\mathcal{Q}}$ の選択が PVC 全体の性能に影響を与えることになる。以降では、postvoting ベクトルのインデックス集合 \mathcal{Q} の選択法について議論する。

postvoting ベクトル $\mathbf{s}_{\mathcal{Q}}$ に対応するチャネル行列 $\mathbf{C}_{\mathcal{Q}}$ において、分離性能に関係する性質はランクや特異値(固有値)、条件数などである。これらは密接に関係しており、チャネル行列のランクはそのチャネルが持つ並行伝送路の数に対応し、特異値の大きさは各並行伝送路の容量を意味する。チャネルがフルランクであっても、特異値が小さな並行伝送路で誤りなく送信可能な情報量は少ない。そこで、 $\mathbf{C}_{\mathcal{Q}}$ の特異値に基づくインデックス集合 \mathcal{Q} の選択法が有効である。

特異値に基づくインデックス集合 \mathcal{Q} の選択法として、次の 2 つを挙げる。

$$\mathcal{Q}_{\text{MaxMin}} = \arg \max_{\mathcal{Q}} \sigma_{\min}(\mathbf{C}_{\mathcal{Q}}) \quad (2.47)$$

$$\mathcal{Q}_{\text{CN}} = \arg \min_{\mathcal{Q}} \frac{\sigma_{\max}(\mathbf{C}_{\mathcal{Q}})}{\sigma_{\min}(\mathbf{C}_{\mathcal{Q}})} \quad (2.48)$$

式(2.47)は、max-min 規範に基づいてチャネル行列 $\mathbf{C}_{\mathcal{Q}}$ の最小特異値が最大になるようにインデックス集合 \mathcal{Q} を決定する手法である。式(2.48)は、 $\mathbf{C}_{\mathcal{Q}}$ の条件数が最小となるように \mathcal{Q} を決定する手法である。条件数は最大特異値 $\sigma_{\max}(\mathbf{C}_{\mathcal{Q}})$ と最小特異値 $\sigma_{\min}(\mathbf{C}_{\mathcal{Q}})$ の比で定義され、 $\sigma_{\max}(\mathbf{C}_{\mathcal{Q}}) = \sigma_{\min}(\mathbf{C}_{\mathcal{Q}})$ のときに最小値 1 をとる。条件数が 1 に近いほど線形分離の性能は高くなる。

実際に \mathcal{Q} を決定するためには、可能性のある \mathcal{Q} の候補のすべてについて、式(2.47)または式(2.48)を評価する必要がある。 N_{TX} 個のシンボルから N_{RX} 個を選択する組み合わせは $\binom{N_{\text{TX}}}{N_{\text{RX}}}$ 通り存在するため、そのすべてに対して最大特異値や最小特異値を評価することが求められる。

2.8 まとめ

本章では、はじめに最も基礎的な構成の MIMO 通信モデルを定式化し、具体的な信号分離手法について説明した。ZF や MMSE に代表される線形分離手法は、低演算量であるものの分離性能が低い。逆に非線形分離手法は、演算量が大きいものの分離性能が高い。特に、MLD は理論的に最善の信号分離法であるが、空間ストリーム数および変調多値数に比例して演算量が増加する問題がある。

次に、1 対 1 の MIMO 通信モデルを 1 対多に拡張した MU-MIMO 通信モデルを定式化した。MU-MIMO は同時に複数のユーザと MIMO 通信を行い、システム全体の周波数利用効率を改善する技術である。MU-MIMO では送信側で CSI に基づく指向性制御を行う必要があり、様々な指向性制御手法が提案されている。中でも、ブロック対角化は IUI のみを完全に除去する指向性制御手法であり、演算量とユーザ分離性能のバランスの良さから、広く利用されている。

最後に、過負荷 MIMO 通信モデルについて説明し、従来の MIMO 通信モデルと比較した際の違いを明確化した。過負荷 MIMO システムでは、受信アンテナ数よりも多くの空間ストリームを推定する必要があるため、受信信号ベクトルと送信シンボルベクトルの関係を記述した連立方程式は劣決定系となる。したがって、低演算量の線形分離が利用できないことが問題である。PVC は MLD の演算量削減を実現する過負荷 MIMO 向けの信号分離手法である。信号分離の過程において、部分的に ZF や MMSE などの線形分離手法を用いることで、MLD における候補ベクトル数の削減を実現する。

第3章 統合情報源通信路符号化

3.1 はじめに

YouTube や Hulu, Netflix をはじめとする動画像ストリーミングサービスは近年急速に普及しており, スマートフォンなどのモバイル端末による動画像の視聴は私たちの生活の一部になりつつある. ユーザ端末ごとに処理能力やディスプレイの解像度は様々であり, ネットワーク環境も異なることから, 多種多様な要求または環境に対して柔軟に対応することが求められる. 異なる要求や配信環境に対して個別のコードストリームを保管することはサーバ容量の圧迫につながるため, 効率的な解決策とは言えない.

近年の動画像符号化規格はスケーラブル符号化に対応しており, 空間(解像度)・時間(フレームレート)・画質をはじめとする多様なスケーラビリティが提供されている. スケーラビリティを有する動画像コードストリームはレイヤ構造で表現され, 単一のコードストリームを段階的に復号することで, 性質の異なる複数の動画像を得ることができる. ここで, ネットワークを介した動画像ストリーミングを例に, 空間・時間・画質のスケーラビリティについて概説する. 図 3.1 に示すスケーラブル符号化の応用例では, スケーラブル符号化された単一のコードストリームをサーバに保管しておき, ユーザの要求やネットワークの輻輳状況に応じて, コードストリームの一部または全部をユーザに送信する. 図 3.1 において, スケーラブル符号化されたコードストリームは基本レイヤ (BL: base layer) と拡張レイヤ (EL: enhancement layer) で構成される. 図 3.1(a), 図 3.1(b), 図 3.1(c) はそれぞれ, 空間・時間・画質スケーラビリティを用いた動画像ストリーミングの例である [29]. BL と EL を両方受信したユーザはそれぞれ, オリジナルの動画像と同じ解像度・フレームレート・画質の動画像を得ることができる. 一方, BL だけを受信したユーザはオリジナルの動画像よりも低解像度・低フレームレート・低画質の動画像を得る. このように動画像データを単一のコードストリームとして保管しておくことで, 多様なユーザの要求やネットワーク環境に対して柔軟に対応することができる.

私たちが Wi-Fi の名で日常的に利用している無線通信規格 IEEE 802.11 が規定する物理層は, 入力となるビット列の性質やカテゴリ(動画像や音声, テキストなど)には一切関知せず, ひたすら入力されたビット列の送信だけに徹する. このような通信システムの目的は, 平均的なビットエラー率の最小化もしくはシステムス

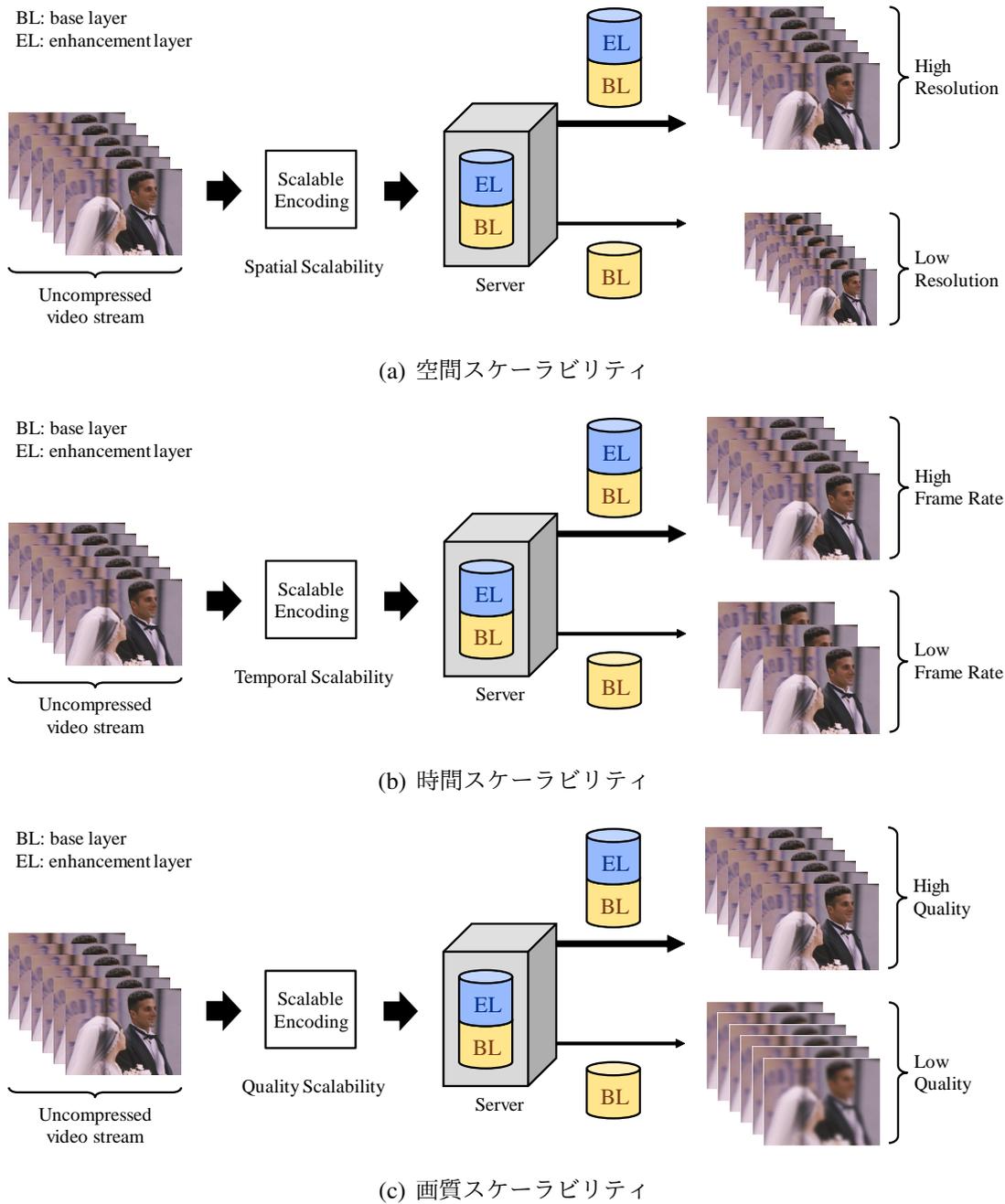


図 3.1: スケーラブル符号化の応用例

ループットの最大化である。つまり、できるだけ多くのデータを誤りなく伝送することが重要視される。1ビットでもエラーを含むパケットはMAC (medium access control) 副層で破棄され、送信側にパケットの再送を要求する。再送回数に上限はあるもの、エラーフリーで受信するまでパケットの破棄・再送を繰り返すことになる。しかし、送信対象が動画データである場合、このような再送の仕組みは非

常に効率が悪い。なぜなら、動画像のコードストリームを構成するビットごとに、画質に寄与する度合いが異なるからである。特に、図 3.1(c) のような画質スケラビリティに基づく符号化を行う場合、EL と比較して BL を構成するビット列の方が画質に対する寄与度が高い。したがって、同じエラーの数でも、BL で発生するエラーの方が EL で発生するエラーよりも画質に与える影響が大きいことになる。以上より、情報源の性質を考慮した無線通信システムの設計が望ましいと言える。

無線通信技術と情報源の性質を組み合わせることで高効率な無線通信システムを実現する枠組みは、統合情報源通信路符号化 (JSCC) として知られている。JSCC に関する研究は分野をまたいで幅広く行われており、伝送対象となる情報源の種類や通信システムが達成すべき目的に応じて、様々な JSCC 手法が検討されている。無線伝送の対象となる情報源が動画像データである場合、無線チャネルやノイズによる画質劣化を最小化すること、つまり受信側における画質の最大化を目指すことになる。JSCC の枠組みを動画像通信に応用することで、前述の再送の仕組みを利用せずに高画質な動画像伝送が可能となる。画質劣化を最小限に抑えて高画質な動画像伝送を実現するうえで最も重要なのは、画質スケラビリティである。画質スケラビリティを有するコードストリームは、各レイヤで画質に対する寄与度が異なるという特徴を持つ。そこで、無線通信技術と画質スケラビリティの特徴を組み合わせた動画像伝送方式が数多く提案されている。

本章の前半では、画質スケラビリティの根本的な概念やそれを実現する技術について述べる。具体的な動画像符号規格を挙げて、それらの規格において画質スケラビリティを実現する方法について概説する。後半では、画質スケラビリティを有する動画像データを効率よく伝送する無線通信方式について述べる。代表的な既存の JSCC 手法をいくつか例示し、特徴に応じてそれらを分類する。

3.2 スケーラブル符号化

スケーラブル符号化はフォーマット間の冗長性を排除して、フォーマットが異なる複数の動画像を単一のコードストリームで表現する符号化方式である。本節では、画質スケーラビリティの基礎的な概念について説明し、実際の画像を用いて画質スケーラビリティの有用性について議論する。また、スケーラブル符号化をサポートする動画像符号規格を例示して、それぞれの規格において画質スケーラビリティを実現する技術について概説する。

3.2.1 画質スケーラビリティの基本的な概念

画質スケーラビリティを有するコードストリームを生成する最も単純な方法は、ビットプレーン展開に基づく手法である。画質スケーラビリティの基本的な概念を図3.2に示す。一般に、デジタル画像(動画像フレーム)はピクセルの集合で表現され、各ピクセルはRGBのコンポーネントごとに8ビットの2進数で表現される。図3.2は、ある画像の右上の6×6ピクセルを切り出した場合を例に、各ピクセルがRGBの3つのコンポーネントを持つことを示している。簡単のため、R成分の右端の6ピクセルに着目すると、各ピクセルは b_0 から b_7 の8ビットで表現される。ただし、 b_0 がLSB (least significant bit)、 b_7 がMSB (most significant bit)であるとする。例えば、無線チャネルやノイズの影響により1ビットのエラーが発生する場合、 b_0 がエラーにより反転したとしても画質に対する影響は軽微である。しかし、 b_7 が反転した場合、画質に与える影響は非常に大きい。つまり、高々1ビットのエラーであっても、エラーが発生する位置によって画質は大きく変化することが容易に想像できる。以上のことから、画質スケーラビリティを実現する最も単純な方法は、各ピクセルのMSBから順にコードストリームを生成することである。このように生成したコードストリームは始端から段階的に復号することが可能であり、MSBである b_7 のブロックだけを復号すると最低品質の画像を得ることができる。 b_7 と b_6 のブロックを復号すると画質が向上し、 b_7 から b_0 の全ブロックを復号すればオリジナルの画像が得られる。以上が根本的な画質スケーラビリティの概念である。

以上の議論について、実際の画像を用いた例を示す。まずはじめに、ビットエラーが発生する位置の違いが画質に与える影響を確認する。図3.2に示す“Lena”画像のすべてのピクセルにおいて、RGBコンポーネントを構成する8ビットの中で、第 i 番目のビット b_i のみを1/2の確率で反転させた。このとき得られる画像を図3.3に示す。なお、図中では画質劣化の指標として、次式で定義するPSNR (peak signal-to-noise ratio) の値を記している。

$$\text{PSNR [dB]} = 10 \log_{10} \frac{255^2}{MSE} \quad (3.1)$$

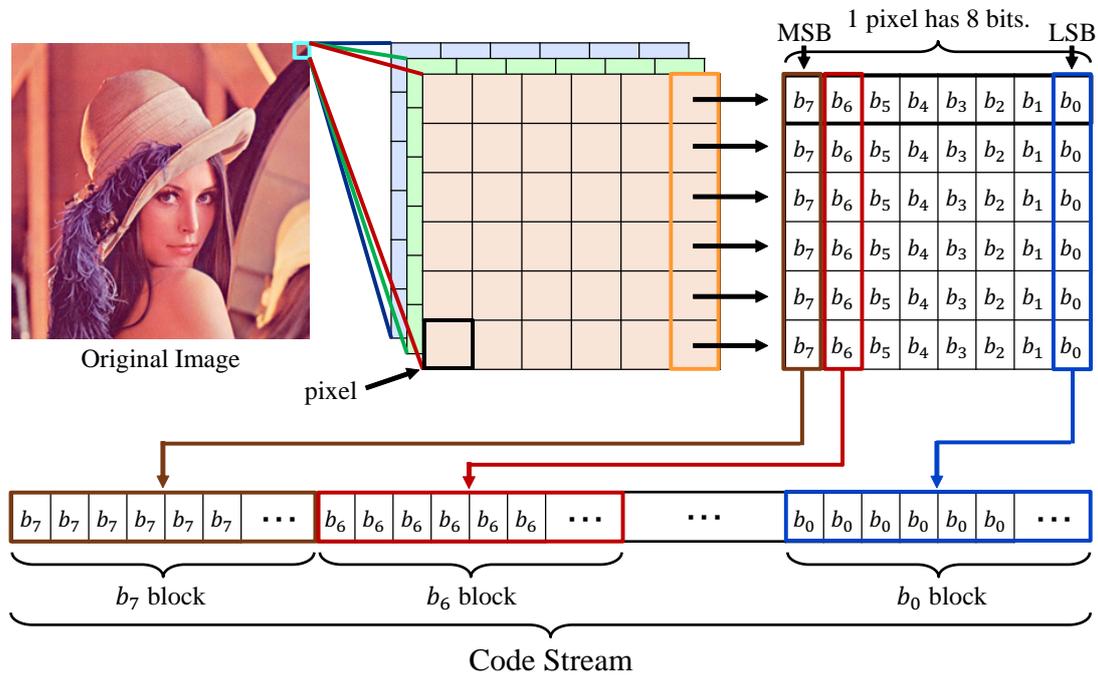


図 3.2: 画質スケーラビリティの基本的な概念

ここで、 MSE は次式で定義される平均二乗誤差である。

$$MSE = \frac{1}{3N_X N_Y} \sum_{c \in \{R, G, B\}} \sum_{x=1}^{N_X} \sum_{y=1}^{N_Y} \left(F_{\text{ori}}^{(c)}(x, y) - F_{\text{err}}^{(c)}(x, y) \right)^2 \quad (3.2)$$

式(3.2)において、 $F_{\text{ori}}^{(c)}(x, y)$ はビット反転前の画像の第 (x, y) ピクセルの値、 $F_{\text{err}}^{(c)}(x, y)$ はビット反転後の画像の第 (x, y) ピクセルの値を意味する。なお、 $c \in \{R, G, B\}$ は RGB の 3 つのコンポーネントを区別するためのインデックスである。また、 N_X 、 N_Y はそれぞれ横・縦方向のピクセル数である。

図 3.3(a) は、MSB である第 7 ビット目にあたる b_7 のみを 1/2 の確率で反転させて得られる画像である。MSB のうち半数のビットが反転すると画像は原型をとどめることができず、被写体が何かさえ一切認識できないほどに劣化している。図 3.3(b) は、第 6 ビット目にあたる b_6 のみを 1/2 の確率で反転させた画像である。エラーの位置が MSB から 1 ビット異なるだけで、得られる画像の画質は大きく異なる。オリジナル画像に対して、細かな構造や色味はかなり損なわれているものの、少なくとも被写体が帽子をかぶった女性であることは認識できる。 b_5 、 b_4 というようにエラーの位置が MSB から遠ざかるにつれて、画質劣化も少なくなることが確認できる。図 3.3(g)、図 3.3(h) はそれぞれ、 b_1 と b_0 を 1/2 の確率で反転させた画像であるが、肉眼で差異が認識できないほど画質劣化が少ない。ここで注目すべきは、図 3.3 に示した 8 枚の画像におけるビットエラー率はすべて等しいということであ



図 3.3: 第 i 番目のビット b_i のみを $1/2$ の確率で反転させた画像

る。したがって、発生するビットエラーの数は同じであっても、エラーが発生する位置の違いが画質に大きく影響することを確認した。

最後に、図 3.2 に示したビットプレーン展開に基づく画質スケーラビリティの有効性を確認するために、“Lena” 画像の全ピクセルをビットプレーンに分割して、段階的にビット数を変更しながら復号する。このときに得られる画像を図 3.4 に示す。図中の表記に関して、“ b_7 to b_5 ” の表記は各ピクセルの b_7 から b_5 までを用いて復号した画像であることを意味する。このとき、残りの b_4 から b_0 は強制的にゼロ



図 3.4: 段階的にビット数を変化させて得られた画像

でパディングした。

図 3.4(a) は、MSB である第 7 ビット目にあたる b_7 のみを使用して得られた画像である。図 3.4(a) は、RGB 成分がそれぞれ 1 ビットの情報を持つ 8 階調で表現されている。画像の全体的な構造は把握できるが、オリジナル画像に対する再現度は非常に低い。図 3.4(b) は、 b_7 に加えて b_6 を使用して得られた画像である。RGB 成分がそれぞれ 2 ビットの情報を持つ 64 階調で表現されており、 b_7 のみを使用した場合に比べると画質は向上しているものの、色味が変化する境界がわかりやす

く再現度は低い。 b_7 および b_6 に対して b_5 , b_4 と段階的にビット数を増やすことで再現度は向上し、オリジナル画像の画質に近づく。ここで図 3.4(d) に注目すると、8ビットの内 MSB に近い4ビットを誤りなく正確に得ることができれば、ある程度の再現度を持つ高画質な画像を得ることができるとわかる。これらの結果は、MSB に近いビットほど画質に寄与する度合いが大きく、LSB に近づくにつれて画質に与える影響が小さいことを示している。したがって、画質スケーラビリティを有するコードストリームを構成するビット列は、画質に対して不均一な重要度を持つと言える。

3.2.2 スケーラブル符号化と動画像符号化規格

図 3.2 に示した画質スケーラビリティの実現法は、あくまで画質スケーラビリティの概念を説明したものである。図 3.2 の例では、ビットプレーンごとにブロックを作成して MSB から順に並べることでコードストリームを生成している。端的に言えば、ビットの並び替えを行っただけである。しかし、本来のスケーラブル符号化の目的は画質劣化を抑えながらデータ量を削減し、生成したコードストリームにおいてスケーラビリティを提供することである。ここでは、画質スケーラビリティを提供する動画像符号化規格を例示し、それぞれの規格において画質スケーラビリティを実現する技術について概説する。

デジタル画像の符号化規格の中でも最も広く普及している JPEG (joint photographic experts group) [30] では、プログレッシブ表示として画質スケーラビリティを提供する。プログレッシブ表示を実現する方法には次の2つが存在し、一方は spectral selection, 他方は successive approximation と呼ばれる [31]。JPEG で用いられる離散コサイン変換 (DCT: discrete cosine transform) は、低周波成分の係数に値が集まりやすいという特徴を持つ。spectral selection はこの性質を利用して、低い周波数成分に対応する DCT 係数から順に符号化を行う方式である。一方の successive approximation は、3.2.1 項で述べたビットプレーン展開に基づいてすべての DCT 係数の MSB から順に符号化を行う方式である。JPEG の後継として標準化された JPEG 2000 [32] もスケーラビリティを提供する画像符号化規格である。JPEG 2000 では、解像度・画質・位置・コンポーネントの4つのスケーラビリティが定義されており、画質スケーラビリティは embedded 符号化と呼ばれる技術により実現される。また、JPEG 2000 を基本として動画像符号化に拡張した Motion JPEG 2000 [33] も登場した。JPEG 2000 の符号化フローおよび embedded 符号化については、3.2.3 項に後述する。

H.264/AVC (advanced video coding) [34] は全世界で広く普及している動画像符号化規格のひとつである。H.264/SVC (scalable video coding) は H.264/AVC にスケーラビリティを持たせるように拡張した規格である [35]。厳密には、H.264/SVC は H.264/AVC Annex G として規定される。H.264/SVC では空間(解像度)・時間(フレー

ムレート)・画質の3つのスケーラビリティが定義されており、粒度が異なる2つの画質スケーラビリティを提供する [36], [37]。一方はCGS (coarse grain scalability) と呼ばれ、大まかな画質スケーラビリティを実現する。他方はMGS (medium grain scalability) と呼ばれ、CGS レイヤ内に複数のMGS レイヤを設けることでさらに細かい画質スケーラビリティを実現する。H.264/AVC の後継となる H.265/HEVC (high efficiency video coding) [38] においても、H.265/SHVC (scalable high-efficiency video coding) が拡張規格として標準化され、画質スケーラビリティをサポートしている [39]。

3.2.3 JPEG 2000 と画質スケーラビリティの実現

JPEG 2000 では、embedded 符号化によりスケーラビリティを実現する。具体的には、Taubman が提案した EBCOT (embedded block coding with optimal truncation) と呼ばれるアルゴリズム [40] を採用している。embedded 符号化とは、1つのコードストリーム内部にビットレートが異なる複数のコードストリームを擬似的に埋め込む符号化方式を指す [41]。embedded 符号化により得られるコードストリームは、始端から任意の位置までを切り出して復号することが可能であり、切り出した長さに応じて画質の異なる画像が得られる。実は図 3.4(a) に示した例も、線形量子化符号による一種の embedded 符号化である。図 3.4(a) は各ピクセルを構成する 8 ビットのうち LSB 側の数ビットを任意に切り捨てることで、画質が異なる複数の画像が得られることを示した例である。言い換えれば、単一のコードストリームの中に任意のビット数を切り捨てて得られるコードストリームが埋め込まれていると解釈できる。以上の議論は、embedded 符号化を理解するための簡単な例であり、様々な画像処理技術や圧縮技術が組み合わされる実際の動画像符号化規格には直接適用できない。以降では、JPEG 2000 の符号化処理について概説し、その中で EBCOT アルゴリズムがどのようにスケーラビリティを実現するかについて述べる。

JPEG 2000 における一連の符号化処理を図 3.5 に示す。符号化器への入力となるオリジナル画像は RGB で表現されており、各コンポーネントに対してダイナミックレンジの 1/2 だけ信号レベルをシフトする。これは DC (direct current) レベルシフトと呼ばれ、後段の離散ウェーブレット変換 (DWT: discrete wavelet transform) において圧縮率を高める目的で行われる [42]。DC レベルシフトされた画像データは、コンポーネント変換により RGB 色空間から YCbCr 色空間に変換される。

YCbCr の各コンポーネントはタイルコンポーネントと呼ばれる矩形領域に分割され、各タイルコンポーネントは互いに独立に符号化される。次に、タイルコンポーネントごとに 2次元離散ウェーブレット変換 (2D-DWT: 2 dimensional DWT) を適用する。2D-DWT により、タイルコンポーネントの値は複数の分解レベルのサブバンド係数に変換される。なお、各サブバンド係数は水平・垂直方向の周波

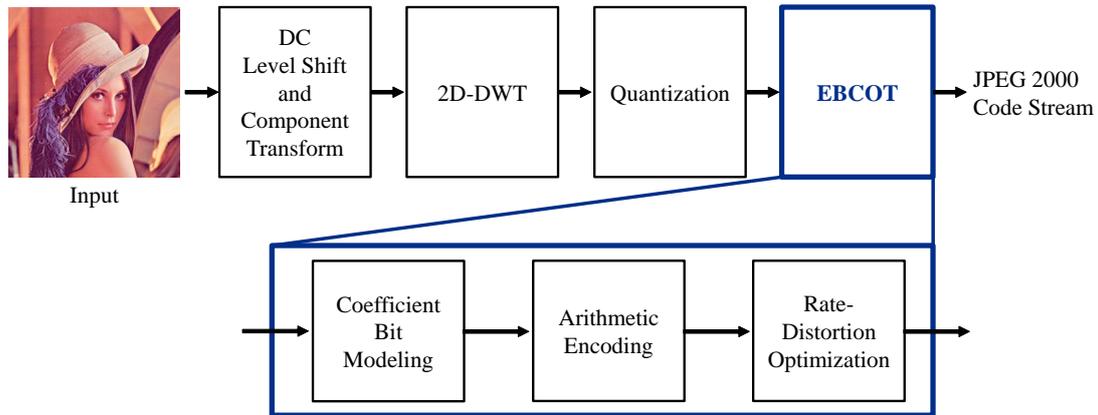


図 3.5: JPEG 2000 の符号化処理

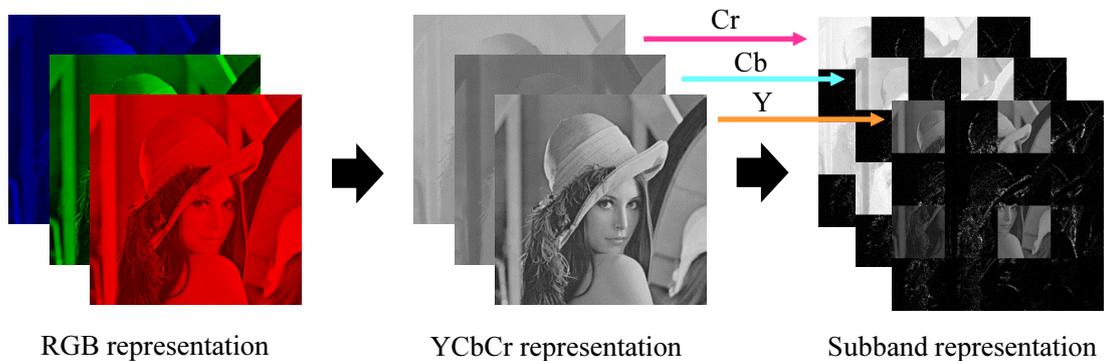


図 3.6: コンポーネント変換および 2D-DWT の適用例

数特性を示している。JPEG 2000 符号化器に画像を入力してから 2D-DWT を適用するまでの流れを図 3.6 に示す。図 3.6 は入力画像を 4 個のタイルに分割して、分解レベル 2 の 2D-DWT を適用した例である。

次に、サブバンド係数を量子化する。図 3.6 に示すように、画像の大まかな構造は低周波数成分に集中する傾向があるため、サブバンドごとに異なる量子化ステップで量子化する。ただし、サブバンド内の量子化ステップは一律である。なお、この量子化は必須ではない。

量子化以降が EBCOT アルゴリズムに該当する処理である。図 3.7 に示すように、各タイルコンポーネントはコードブロックと呼ばれるさらに小さい矩形領域に分割される。次に、コードブロック内にある量子化サブバンド係数はビットプレーンに展開される。EBCOT では最も重要度の高い MSB から重要度の低い LSB にかけて符号化を行うが、あるビットプレーン内においても、サブバンド係数が画質に寄与する度合いに応じて符号化する順番を制御する。あるビットプレーン内において、あるビットを符号化する際に、そのビットの周囲の符号化状況に応じて、

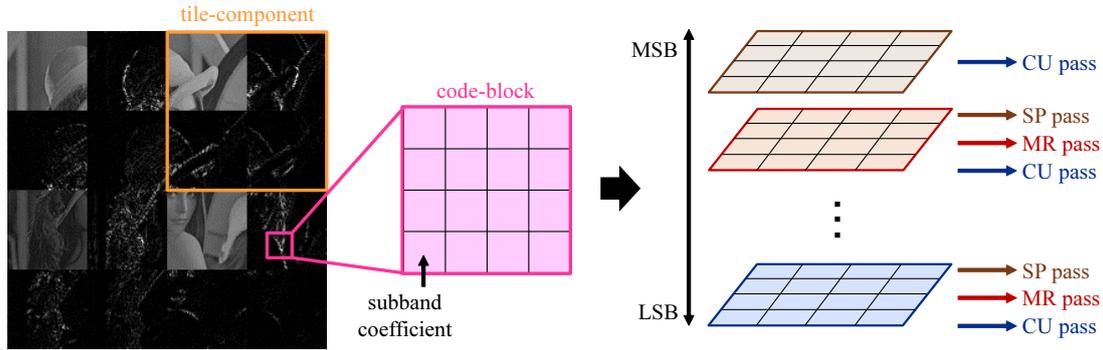


図 3.7: コードブロック分割およびビットプレーン展開

次の3つの符号化パスを定義されている [41], [43].

- SP (significant propagation) : 有意な係数を周囲に持つ有意でない係数の符号化
- MR (magnitude refinement) : 有意である係数の符号化
- CU (cleanup) : 上記以外の符号化

ここで「有意である」とは、符号化対象ビットの上位ビットプレーンにおいて、すでに“1”であるビットが符号化されていることを指す。各サブバンド係数を構成するビットはそれぞれ上記の符号化パスに割り当てられる。画質に大きく影響するビットほどコードストリームの始端に近い位置に配置される必要があるため、SPパス・MRパス・CUパスの順に符号化処理を行う。また、各ビットの近傍係数の状況に基づいてコンテキストが決定される。以上の処理を係数ビットモデリングと呼ぶ。

各符号化パスに割り当てられたビット列は、算術符号化によりロスレス圧縮される。これまでの手順をすべてのコードブロックについて独立に行うことで、コードブロックごとにエントロピー符号化されたデータを得る。

スケーラビリティが切り替わる単位であるレイヤに対して、各コードブロックから符号を割り当てることで、*embedded* 符号を生成する。レイヤ数を N_L 、第1レイヤから第 l レイヤまでの符号長の合計に対する制約を $R_{\text{tot}}^{(l)}$ 、コードブロック数を N_{CB} とする。コードブロック $c \in \{1, 2, \dots, N_{\text{CB}}\}$ において、第1レイヤから第 l レイヤまでに割り当てる符号長を $L_c^{(l)}$ 、第 l レイヤの後ろの全レイヤを切り捨てることにより発生する画質劣化を $D_c^{(l)}$ とすると、各コードブロックから第 l に割り当てる符号長を求める問題は次式の最適化問題に帰着する。

$$\begin{aligned}
 & \text{minimize} & D^{(l)} &= \sum_{c=1}^{N_{\text{CB}}} D_c^{(l)} \\
 & \text{subject to} & R_{\text{tot}}^{(l)} &\geq \sum_{c=1}^{N_{\text{CB}}} L_c^{(l)}
 \end{aligned} \tag{3.3}$$



図 3.8: JPEG 2000 により符号化したコードストリームの段階的な復号結果

式 (3.3) における目的関数は画質劣化の総和であり，各レイヤの符号長に対する制約条件の中で，画質劣化を最小化するようなレイヤ割り当てを行うことで，最終的に最適な embedded 符号を得ることができる．なお，式 (3.3) のような最適化問題は，PCRD (post-compression rate-distortion) 最適化として広く研究されている．

最後に，JPEG 2000 により符号化したコードストリームを段階的に復号することで得られる画像を図 3.8 に示す．JPEG 2000 の符号化には，Kakado Software [44] を用いた．入力する“Lena”画像の解像度は 256×256 ピクセルであり，符号化前後のデータサイズはそれぞれ 193 KB，76 KB である．

3.3 画質スケーラビリティを有する動画像の無線伝送

画質スケーラビリティを有する動画像の特徴は、コードストリームの始端から特定のレイヤまでを任意に切り出して復号することで、画質の異なる複数の動画像が得られる点である。さらに、コードストリームの始端に近いレイヤほど画質に大きく寄与する性質を持つ。したがって、画質スケーラビリティを有する動画像データを無線チャンネルで伝送する場合、各レイヤの重要度の違いを考慮することで、無線チャンネルやノイズに起因する画質劣化を最小限に抑えることが目的となる。このように、送信する情報源の性質を考慮して通信システムを設計する枠組みは JSCC と呼ばれ、受信側で得られたコードストリームにエラーが存在する場合においても、高画質な無線動画像伝送を実現可能である。これまでに多種多様な JSCC 手法が提案されているが、それらに共通する方針は重要度の高いレイヤを優先してエラーから保護することである。本節では、最も基礎的な JSCC 手法である UPA (unequal power allocation) および UEP (unequal error protection) を MIMO 通信システムに適用する例を示す。さらに、代表的な JSCC 手法をいくつか例示し、方針の違いによりそれらを分類する。

3.3.1 UPA: unequal power allocation

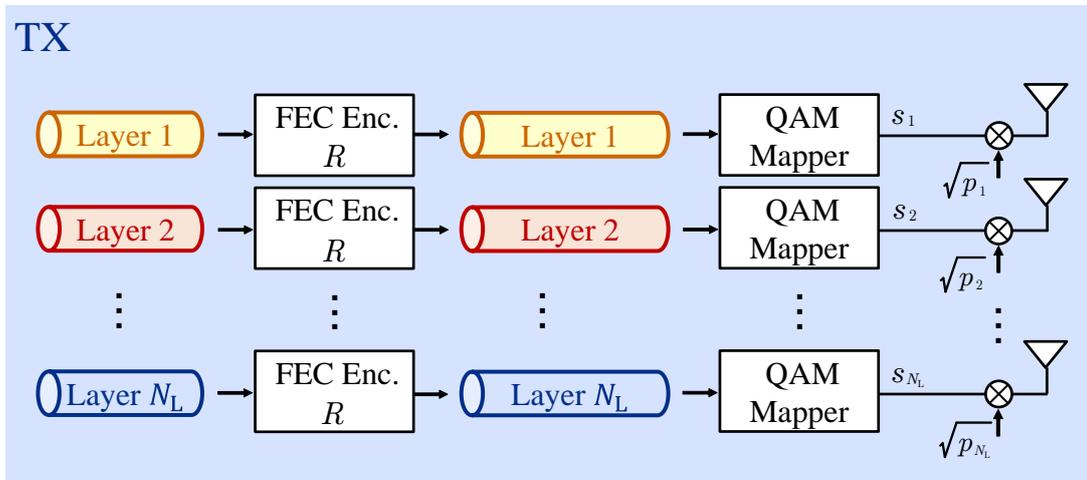
UPA はレイヤの重要度に応じて、送信電力割り当てを制御する JSCC 手法である。MIMO システムに対して UPA を適用する例を図 3.9 に示す。2.2 節に示した MIMO システムの構成と同様に送受信アンテナ数はそれぞれ N_{TX} , N_{RX} であり、レイヤ数 N_L は N_{TX} に等しいと仮定する ($N_L = N_{TX}$)。簡単のため、各レイヤの符号長はすべて等しいものとする。

図 3.9(a) に示すように、送信側では各レイヤを構成するビット列に対して符号化率 R の前方誤り訂正 (FEC: forward error correction) が施される。次に、各レイヤを構成するビット列は QAM シンボルにマッピングされ、電力割り当てが行われる。UPA では重要度が高いレイヤをエラーから保護するため、レイヤ 1 から順に大きな送信電力を割り当てる。第 l レイヤに割り当てる送信電力を p_l とすると、次の関係を満たすように $\{p_1, p_2, \dots, p_{N_L}\}$ を決定する。

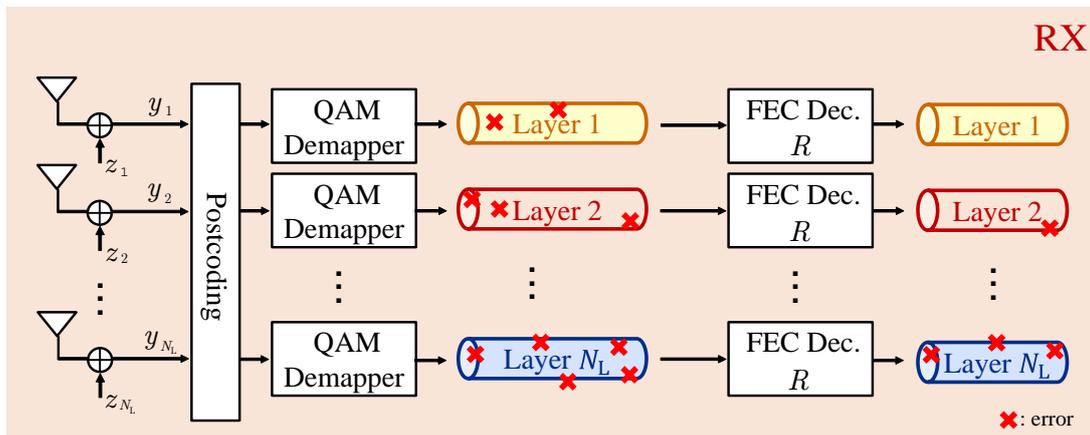
$$p_1 \geq p_2 \geq \dots \geq p_{N_L} \quad (3.4)$$

レイヤ 1 から順に大きな電力で送信するため、図 3.9(b) に示すように、受信側における信号分離により推定されるデータ列はレイヤ 1 から順にエラー率が低くなる。なお、図中の“×”は無線チャンネルまたはノイズに起因するエラーを示す。

図 3.9 は最も基本的な UPA を MIMO システム適用する例であるが、実際にはチャンネル行列やノイズ電力をもとに画質劣化を最小化する $\{p_1, p_2, \dots, p_{N_L}\}$ を求める必要がある。



(a) 送信側の構成



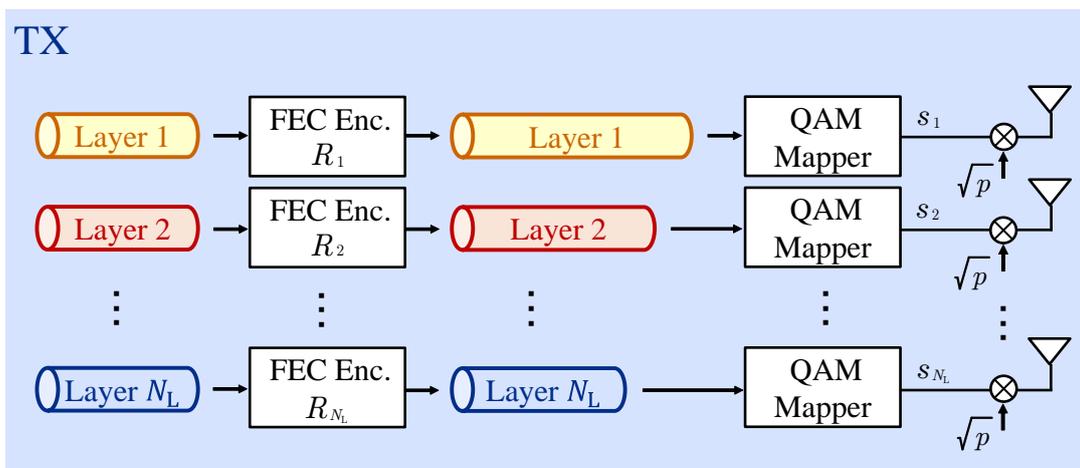
(b) 受信側の構成

図 3.9: MIMO システムに対する UPA の適用例

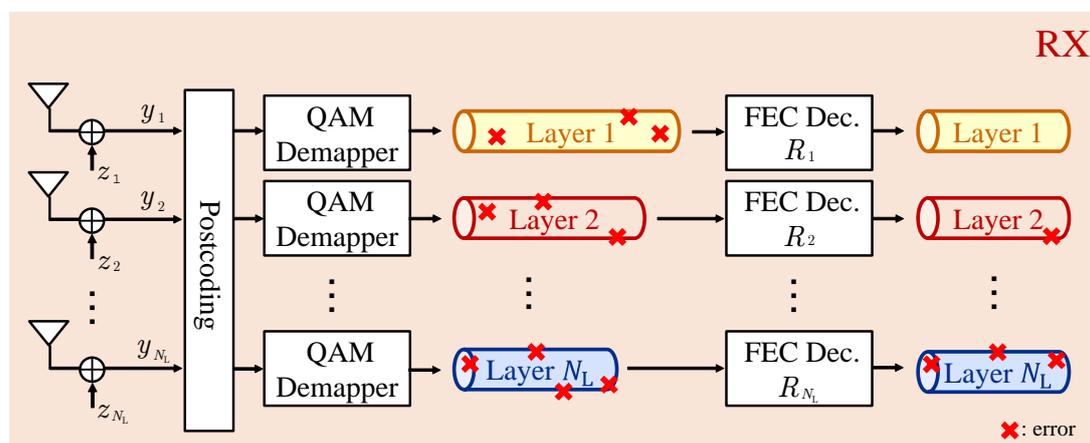
3.3.2 UEP: unequal error protection

UEP はレイヤの重要度に応じて、誤り訂正符号の符号化率を制御する JSCC 手法である。MIMO システムに対して UEP を適用する例を図 3.10 に示す。3.3.1 項と同様に送受信アンテナ数はそれぞれ N_{TX} , N_{RX} であり、レイヤ数 N_L は N_{TX} に等しいと仮定する ($N_L = N_{TX}$)。また、各レイヤの符号長はすべて等しいものとする。

図 3.10(a) に示すように、送信側では各レイヤを構成するビット列に対して異なる符号化率の FEC が施される。UEP では重要度が高いレイヤを強力な FEC で保護するため、レイヤ 1 から順に低い符号化率の FEC を適用する。第 l レイヤに対する FEC の符号化率を R_l とすると、次の関係を満たすように $\{R_1, R_2, \dots, R_{N_L}\}$



(a) 送信側の構成



(b) 受信側の構成

図 3.10: MIMO システムに対する UEP の適用例

を決定する.

$$R_1 \leq R_2 \leq \dots \leq R_{N_L} \quad (3.5)$$

次に、各レイヤを構成するビット列は QAM シンボルにマッピングされ、等電力で送信される。レイヤ間の送信電力割り当ては一樣であるため、図 3.10(b) に示す受信側における信号分離後のエラー率も全レイヤで一樣となる。しかし、レイヤ 1 から順に強力な FEC で保護されているため、FEC 復号後のデータ列はレイヤ 1 から順にエラー率が低くなる。

図 3.10 は最も基本的な UEP を MIMO システム適用する例であるが、実際にはチャンネル行列やノイズ電力をもとに画質劣化を最小化する $\{R_1, R_2, \dots, R_{N_L}\}$ を求める必要がある。

3.3.3 JSCC 手法の分類

画質スケーラビリティを有する動画像データに JSCC の枠組みを導入するにあたって、最も基本的な JSCC 手法である UPA と UEP を MIMO システムに適用する例を示した。しかし、電力割り当てや FEC 符号化率を最適化することに限定せずとも、レイヤの重要度に応じて無線通信システムにおける何らかのリソース割り当てを制御すれば、高画質な無線動画像伝送を実現することができる。ここで言う“リソース”とは、送信電力や FEC 符号化率だけでなく、変調多値数や無線チャネル(パス)、サブキャリア、帯域幅などが挙げられる。制御するリソースの違いに着目すると、JSCC における基本的な方針は表 3.1 ように分類される。

既存の JSCC 手法には、一種類のリソースを制御するものもあれば、同時に複数のリソースを制御する手法も存在する。したがって、表 3.1 に示す方針のどれかに分類されるものもあれば、一概に分類することが困難な手法も存在する。それほどに JSCC 手法は多種多様であると言える。最後に、代表的な既存の JSCC 手法 [45]–[50] における特徴を表 3.2 にまとめ、各手法について概説する。

文献 [45] では、UPA の考えに基づいてプログレッシブ JPEG 画像を MIMO 伝送するシステムが提案された。著者らは文献 [51], [52] において、spectral selection モードにより低周波数成分から順に符号化された画像に対して、受信時の MSE (mean square error) をビットエラー率の関数としてモデル化した。そのモデルを用いて、MSE を最小化するような電力割り当て手法を提案した。

文献 [46] では、JPEG 2000 を対象に Reed-Solomon 符号と Turbo 符号の積符号による UEP を提案している。著者らは FEC を適用することによる画質改善量を、Reed-Solomon 符号と Turbo 符号の符号長の式としてモデル化した。そして、両符号長の合計が一定となるような制約を与えたうえで、画質改善量を最大化する符号長をそれぞれ求めた。

文献 [47] では、JPEG 2000 を対象に FEC と時空間符号化を併用することで UEP を実現した。著者らは、重要度の高いレイヤに対して符号化率の低い Reed-Solomon 符号を適用すると同時に、Perfect STBC [53] のひとつである Golden 符号 [54] により時空間方向にデータを分散することで、高画質かつ高速な画像伝送を達成するシステムを提案した。

文献 [48] では、マルチキャリアシステムを対象にサブキャリア割り当ておよび FEC 符号化率を同時最適化することで UEP を実現している。著者らは、エラーフリーで受信できるコードストリーム長の期待値をサブキャリアと符号化率の式でモデル化し、それを最大化するサブキャリアおよび符号化率を選択する組み合わせ最適化問題として表現した。

文献 [49] では、MIMO システムにおいてチャネル品質が高い順に重要度が高いレイヤを割り当てることで ACS (adaptive channel scheduling) を実現している。各チャネルの品質は受信機側で適用される信号分離後の SNR により評価される。

表 3.1: 基本的な JSCC 方針の分類

UPA: unequal power allocation	送信電力割り当てを制御する
UEP: unequal error protection	FEC 符号化率を制御する
AM: adaptive modulation	変調多値数を制御する
ACS: adaptive channel scheduling	チャンネル (パス) の割り当てを制御する
ASA: adaptive subcarrier allocation	サブキャリア割り当てを制御する
ABA: adaptive bandwidth allocation	帯域幅の割り当てを制御する

表 3.2: 既存の JSCC 手法

Ref.	JSCC type	Source coding	MIMO config.	Multiple access
[45]	UPA	progressive JPEG	4 × 4 only	no
[46]	UEP	JPEG 2000	SISO	no
[47]	UEP + STBC	JPEG 2000	2 × 2 only	no
[48]	UEP + ASA	JPEG 2000	SISO	no
[49]	ACS	H.264/SVC	MIMO	no
[50]	ACS	H.264/SVC	MIMO	no

文献 [50] では、1 対 1 通信に限定された文献 [49] の ACS を 1 対多通信に拡張することで、単一の動画像を複数のユーザにブロードキャストする手法が検討された。著者らは、各ユーザが受信する動画像の劣化量をチャンネル割り当ての関数として定式化し、全ユーザの平均劣化量を最小化する ACS 手法を提案した。

上記以外にも、様々な JSCC 手法が報告されている。詳しくは、文献 [55]–[61] などを参照されたい。

3.4 まとめ

本章の前半では、画質スケーラビリティの基本的な概念やそれを実現する技術について述べた。最も簡単に画質スケーラビリティを実現する方法として、ピクセル値をビットプレーンに展開して MSB から順にコードストリームへ配置する例を示した。実際の画像をビットプレーンに展開し、特定のビットのみを意図的に反転させて、各ビットが画質に寄与する度合いを確認した。MSB が最も画質に大きく寄与し、LSB に近づくにつれて寄与度は小さくなる。また、実際の画像において、ビットプレーン展開した MSB から順に復号時に利用するビット数を増やすことで、段階的に画質が向上することを確認した。

次に、具体的な動画像符号規格を挙げて、それらの規格において画質スケーラビリティを実現する方法について概説した。また、JPEG 2000 における符号化処理について説明し、同規格において画質スケーラビリティを実現する技術である EBCOT について述べた。EBCOT は、2D-DWT のサブバンド係数をビットプレーンに展開して MSB から順に符号化するだけでなく、ビットプレーン内においても画質に寄与する度合いに応じて符号化する順番を制御するアルゴリズムである。最終的には、PCRD 最適化により、目的の符号長に応じてスケーラビリティを有するコードストリームが得られる。

後半では、画質スケーラビリティを有する動画像データを効率よく伝送する JSCC 手法について述べた。JSCC 手法は多種多様であるが、共通する方針は重要度の高いレイヤを優先してエラーから保護することである。また、具体的に既存の JSCC 手法の代表例をいくつか示し、特徴に応じてそれらを分類した。中でも、最も基礎的な JSCC 手法である UPA および UEP を MIMO 通信システムに適用する例を示した。

第4章 MU-MIMOによる動画像伝送システムの提案

4.1 はじめに

スマートフォンやタブレットをはじめとするモバイル端末の普及により、ホームネットワークを利用して動画像コンテンツを視聴する機会がますます増加している。ホームネットワークを無線で構築する際に利用される無線通信規格は、ほとんどの場合がWi-Fiの名で知られるIEEE 802.11であり、アクセスポイントを設置するだけで簡単にホームネットワークが構築できることが大きな魅力である。一般に、動画像コンテンツはデータサイズが大きいため、MIMOシステムの利用が必須となる。MIMO通信は802.11n以降でサポートされているものの、同時に複数のユーザとMIMO通信を行うことはできない。しかし、動画像ストリーミングにはリアルタイム性が要求されるため、同時に複数のユーザとMIMO通信を行うことが可能なMU-MIMOシステムの利用が望ましい。なお、MU-MIMO通信は802.11ac以降でサポートされている。リアルタイム性を損なう別の原因は、パケットエラー時の再送である。例えば、ビットエラー率が 10^{-4} を超えるチャネル環境において、頻発する再送により200 ms程度の遅延が発生することが報告されている [62]。以上より、パケットの再送を行わずに高画質な動画像伝送を実現するMU-MIMOシステムが必要である。

前章で述べたJSCCの枠組みを利用することで、受信したコードストリームがエラーを含む場合においても高画質な動画像伝送が可能となる。しかし、3.3節で述べた既存のJSCC手法をMU-MIMOシステムに直接適用することはできない。MU-MIMOは送信側で指向性制御を行うことで、ユーザを空間的に分離する技術である。したがって、文献 [45] のように画質劣化をモデル化して、それを最小化するアプローチをとる場合、指向性制御手法に応じたモデルの修正が必要となる。なお、MU-MIMOシステムを対象としたJSCC手法に関する報告は極端に少ない。

MU-MIMOシステムにおいて、ユーザ間の位置関係は通信性能に大きな影響を与えることが知られている。特に、ブロック対角化などの線形指向性制御を用いる場合、ユーザ間の空間相関が高い環境では通信性能が著しく劣化する。ユーザ間の空間相関が通信性能に与える影響については議論されているが [63]、動画像の画質に与える影響については報告されていない。

以上を踏まえて、本章では MU-MIMO-OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) システム向けの JSCC 手法を提案する。提案手法では、送信側でブロック対角化による指向性制御を行うと同時に、各ユーザに対して固有ビーム伝送 (E-SDM: eigenbeam-space division multiplexing) [64] によるプリコーディングを適用する。固有ビーム伝送は、MIMO チャンネルを互いに干渉しない独立した複数の固有チャンネルに分解する技術であり、チャンネル容量を最大化する¹⁾ことが知られている [2]。生成される固有チャンネルの品質は対応する固有値に比例することから、動画像におけるレイヤの重要度と固有チャンネルの品質とを対応付けることで、重要度の高いレイヤを優先して保護する。具体的には、固有ビーム伝送により生成される固有チャンネルの品質とサブキャリアの品質に基づいて、画質スケーラビリティを有する動画像のコードストリームを空間ストリーム・サブキャリアに同時に割り当てる手法 (JSSA: joint spatial stream and subcarrier allocation) を提案する。最後に、ユーザ間に空間相関がない場合とユーザ間の空間相関が高い場合において計算機シミュレーションを行い、提案手法の有用性を評価する。

¹⁾厳密には、注水定理による電力制御を行う必要がある。

4.2 MU-MIMOによる動画像伝送システム

MU-MIMOを用いた動画像伝送システムの送受信機の構成を図4.1に示す。提案する動画像伝送システムは、1台の送信機と N_U 台のユーザ端末で構成される。各ユーザが有するアンテナ数は等しく N_{RX} であり、送信アンテナ数は $N_{TX} = N_U N_{RX}$ である。より実用的な動画像伝送システムを実現するために、提案システムではOFDMに基づくマルチキャリア伝送を採用する。したがって、提案システムは2.4節に示したMU-MIMO通信モデルをマルチキャリア伝送に拡張したものである。本節では、システムを構成するブロックの詳細について述べる。ただし、提案システムにおいて重要な役割を果たす2つのブロック“Precoding and Power Allocation”および“JSSA Encoding”については、構成の一部を4.3節に詳述する。

4.2.1 Scalable Encoding ブロック

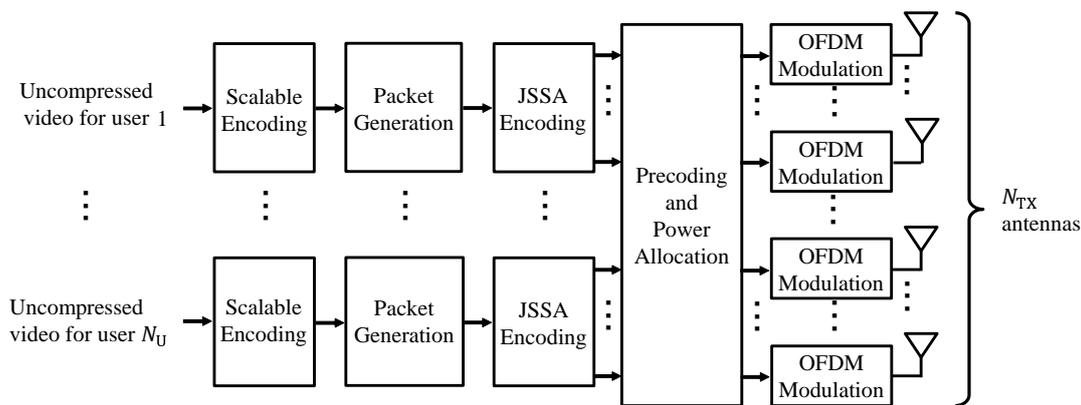
図4.1(a)に示すように、送信機ではまず各ユーザに伝送する動画像データを準備し、画質スケーラビリティに基づく符号化を行う。なお、本論文ではMotion JPEG 2000を用いたスケーラブル符号化を行うため、動画像データはフレームごとに独立な静止画として符号化される。簡単のため、スケーラブル符号化におけるレイヤ数 N_L は全ユーザで等しく、受信アンテナ数 N_{RX} と同数であると仮定する($N_L = N_{RX}$)。メインヘッダを構成するビット長を L_{MH} 、第 l レイヤのビット長を L_l とする。メインヘッダを含めたレイヤ1のビット長とその他のレイヤ長が等しくするために、スケーラブル符号化を行う際に次式を満たすようにレイヤ長を調整する。

$$N_{MH} + L_1 = L_2 = \dots = L_{N_L} \quad (4.1)$$

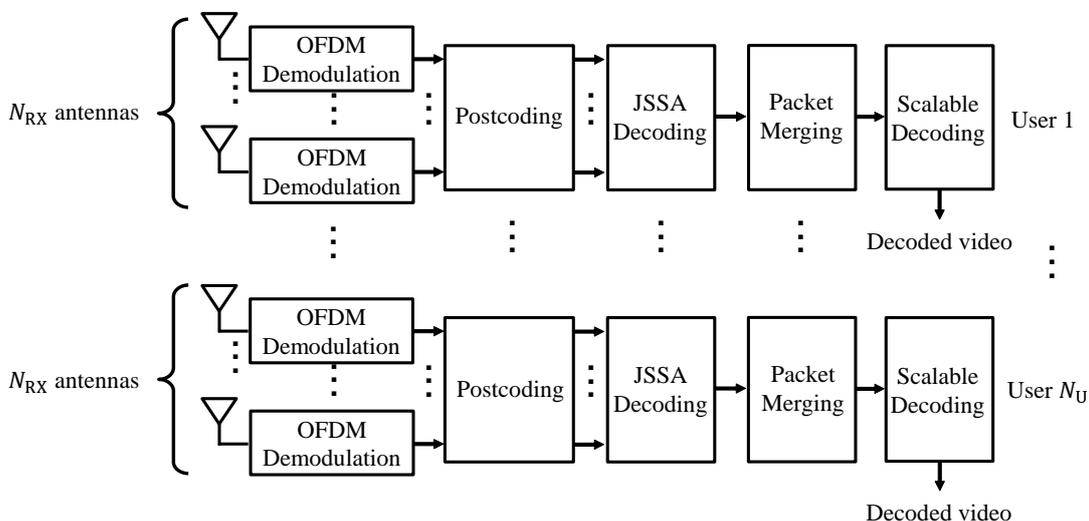
図4.2に示すように、本論文では便宜的にメインヘッダをレイヤ1の一部として扱う。以降、文中や図中で“レイヤ1”や“Layer 1”と表記する場合、メインヘッダを含んでいることに注意されたい。さらに、各レイヤのビット数は等しく $N_{b,L}$ であると仮定する。Scalable Encodingブロックから出力された動画像コードストリームは、Packet Generationブロックへと入力される。なお、図4.1(b)に示す受信側におけるScalable Decodingは、スケーラブル符号化された動画像コードストリームの復号を行うブロックである。

4.2.2 Packet Generation ブロック

スケーラブル符号化された動画像コードストリームは複数のパケットに分割される。提案する動画像伝送システムでは、品質の異なる固有チャネルと重要度が



(a) 送信機の構成



(b) 受信機の構成

図 4.1: MU-MIMOによる動画像伝送システムのブロックダイアグラム

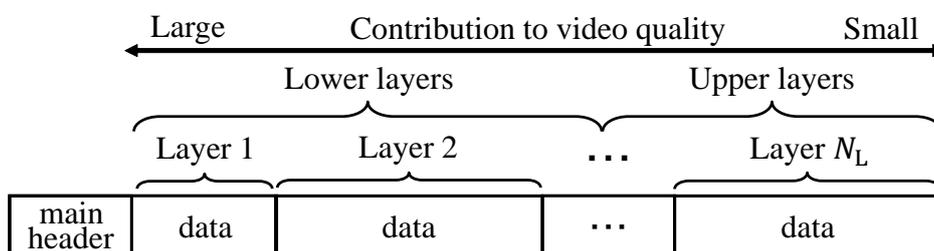


図 4.2: JPEG 2000によりスケラブル符号化されたコードストリームの構成

異なるレイヤをそれぞれ対応付けることによって、高品質な動画像伝送を実現する。動画像コードストリームはパケット単位で送受信され、1度のパケット送信に

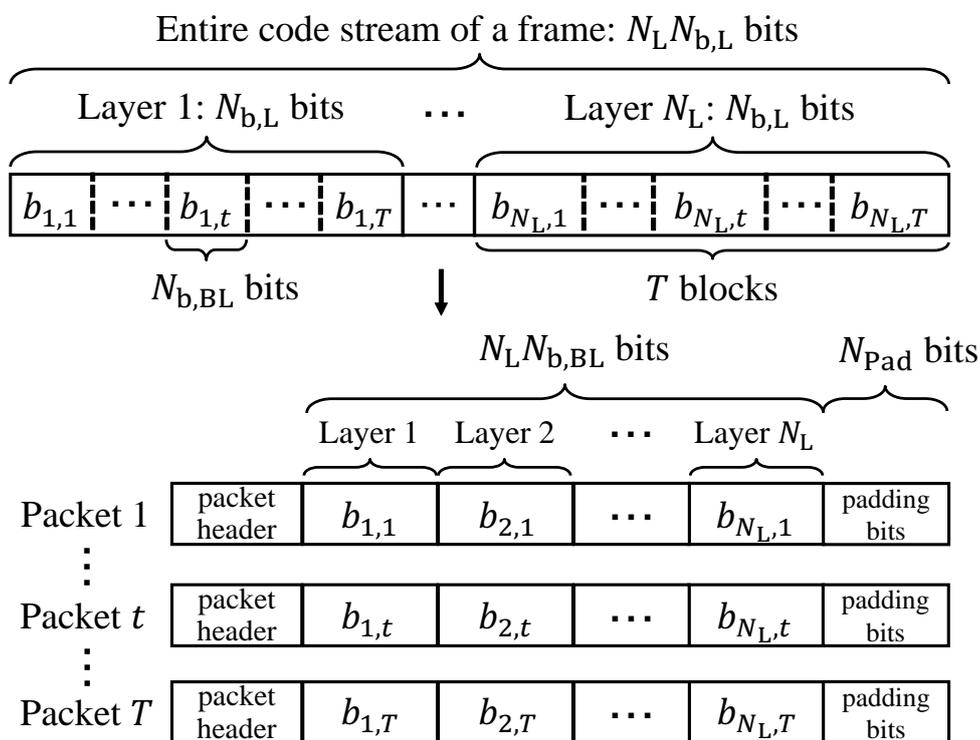


図 4.3: 動画像コードストリームのパケット分割手順

において品質の異なる複数の固有チャネルを利用するため、個々のパケットが全 N_L レイヤのデータを含んでいる必要がある。仮に、あるパケットを単一のレイヤのデータのみで構成した場合、一様な重要度のビット列が不均一な品質の固有チャネルに割り当てられる。したがって、コードストリーム全体で考えると各レイヤのビットエラー率は統計的に等しくなり、高画質な動画像伝送が実現できない。

1つのコードストリームから T 個のパケットを生成する手順を図 4.3 に示す。まず、各レイヤを構成するビット列を T 個のブロックに分割する。全レイヤにおいてビット長は等しいため、各ブロックを構成するビット数 $N_{b,BL}$ は、 $N_{b,BL} = N_{b,L}/T$ となる。 T 個のパケットに全レイヤのビット列を等しく格納するために、各レイヤにおける先頭のブロックから順に、全 N_L レイヤ分のブロックを結合してパケットを生成する。図中の $b_{l,t}$ は t 番目のパケットに格納される第 l レイヤのブロックを指す。また、各パケットの先頭にはパケットヘッダが付加され、パケットの終端にはビット数 N_{Pad} のパディングビットが追加される。前述のとおり、以降の処理はすべてパケット単位で行われるため、パケットインデックス t は省略する。Packet Generation ブロックから出力されたパケットは、JSSA Encoding ブロックへと入力される。なお、図 4.1(b) に示す受信側における Packet Merging は、分割された全パケットを統合して動画像コードストリームを再構成するブロックである。

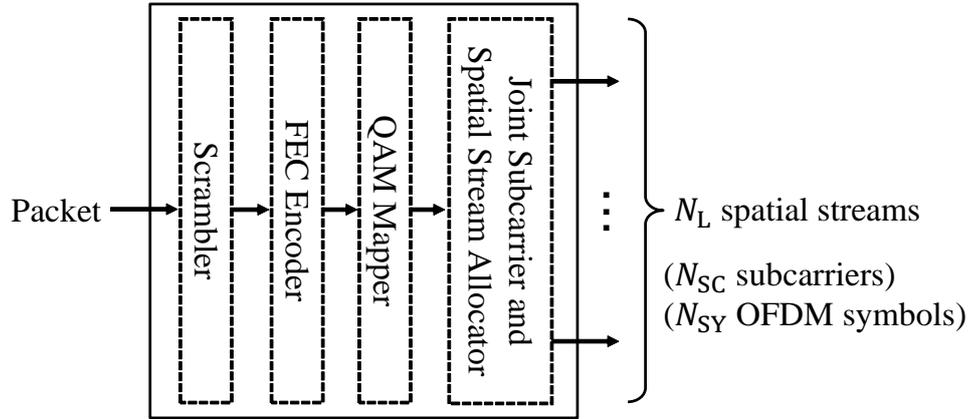


図 4.4: JSSA Encoding ブロックの構成

4.2.3 JSSA Encoding ブロック

JSSA Encoding ブロックに入力されたパケットはまず、ペイロード部のビット列における“0”と“1”の出現確率が等しくなるように、スクランブラによりランダム化される。次に、符号化率 R_{FEC} の畳み込み符号による前方誤り訂正 (FEC) の符号化処理を行う。冗長性が付加されたビット列は、 2^B -QAM のコンスタレーションにマッピングされる。このとき、ペイロードを構成する QAM シンボル数は、

$$N_{\text{QAM}} = \frac{N_{\text{L}}N_{\text{b,BL}} + N_{\text{Pad}}}{R_{\text{FEC}}B} \quad (4.2)$$

となる。また、サブキャリア数を N_{SC} 、1 パケットの送信に必要な OFDM シンボル数を N_{SY} とすると、1 パケットに格納可能な QAM シンボル数は $N_{\text{L}}N_{\text{SC}}N_{\text{SY}}$ で表せる。なお、パディングビット数 N_{Pad} は $N_{\text{QAM}} = N_{\text{L}}N_{\text{SC}}N_{\text{SY}}$ を満たすように決定する。このように生成した QAM シンボル列は、先頭であるほど画質に対する寄与度が高く、終端に行くにつれて寄与度が低くなる。

JSSA Encoding ブロックの出力は、 N_{L} 個の空間ストリーム、 N_{SC} 個のサブキャリア、 N_{SY} 個の OFDM シンボルに割り当てられた QAM シンボル列である。図 4.5 に空間ストリーム・サブキャリア・OFDM シンボルの関係を示す。割り当て先を明確にするために、ユーザ u に向けて第 i 空間ストリーム・第 k サブキャリア・第 d OFDM シンボルに割り当てた QAM シンボルを $s_{i,k,d}^{(u)}$ と表記する。また、第 k サブキャリアを用いてユーザ u へ送信する QAM シンボルベクトルを $\mathbf{s}_{k,d}^{(u)} \in \mathbb{C}^{N_{\text{L}} \times 1}$ と表記する。なお、図 4.1(b) に示す受信側における JSSA Decoding は、空間ストリーム・サブキャリア割り当てを含めた JSSA Encoding ブロックの逆処理を行うブロックである。なお、具体的な割り当て手法については 4.3.2 項で述べる。

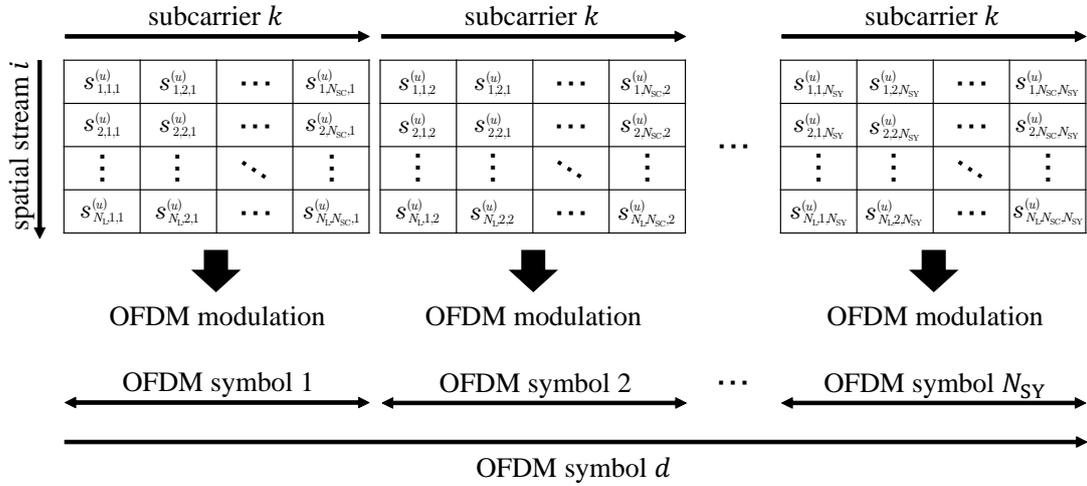


図 4.5: 空間ストリーム・サブキャリア・OFDM シンボルの関係

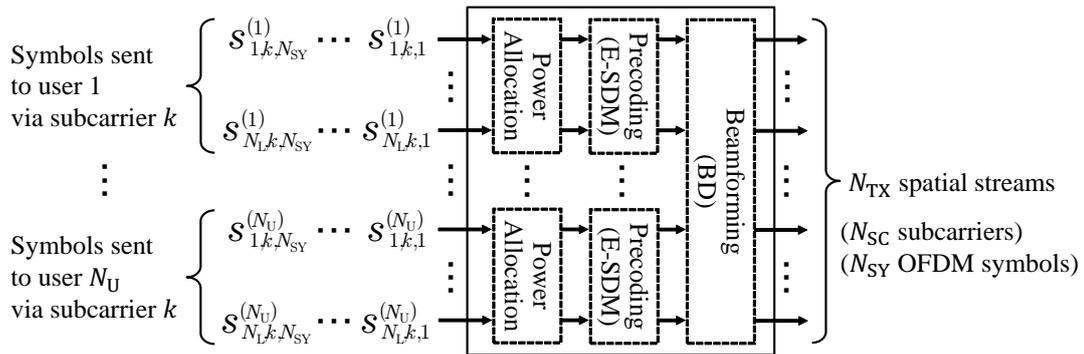


図 4.6: Precoding and Power Allocation ブロックの構成

4.2.4 Precoding and Power Allocation ブロック

図 4.6 に示すように、Precoding and Power Allocation ブロックでは、複数のユーザを空間的に分離するための指向性制御、画質向上のためのプリコーディング、シンボルの電力調整の 3 つの処理を行う。具体的には、指向性制御手法としてブロック対角化を、画質向上のためのプリコーディング手法として固有ビーム伝送を用いる。固有ビーム伝送によるプリコーディングについては 4.3.1 項で述べる。提案システムでは、ユーザ間・サブキャリア間・空間ストリーム間のすべてにおいて一様に電力割り当てを行う。なお、電力割り当てを含む MU-MIMO 向けのリソース割り当てについては、文献 [65] に詳しい。図 4.6 に示すように、マルチキャリアシステムではすべてのサブキャリアについて上記の 3 つの処理を必要がある。Precoding and Power Allocation ブロックの出力は、OFDM Modulation ブロックへと入力される。

4.2.5 OFDM Modulation ブロック

プリコーディング後のシンボル列はOFDMにより変調され、周波数領域から時間領域の信号へと変換される。変調後の信号をOFDMシンボルと呼ぶ。サブキャリア数 N_{SC} に対して、 $N_{SC} \leq N_{FFT}$ を満たす N_{FFT} 点のIFFT (inverse fast Fourier transform) によりOFDMシンボルを得る。マルチパス環境においてシンボル間干渉 (ISI: inter-symbol interference) を防ぐため、OFDMシンボルの終端をGI (guard interval) としてシンボルの先頭にコピーする。OFDM Modulation ブロックが出力するOFDMシンボルは、送信フィルタやRF (radio frequency) 部を通過してアンテナから放出される。なお、図4.1(b)に示す受信側におけるOFDM Demodulationは、GIを除去したのちに N_{FFT} 点のFFT (fast Fourier transform) を用いてOFDM復調を行うブロックである。

4.2.6 Postcoding ブロック

受信側の処理は基本的に送信機を構成するブロックの逆処理であるため、詳細は割愛した。図4.1(b)のPostcodingブロックは受信側に特有の処理であり、空間的に多重化された信号を分離する処理である。送信側ではブロック対角化と固有ビーム伝送に基づくプリコーディングが施される。両者はともに線形演算であるため、受信側では任意の信号分離手法を選択可能である。

4.2.7 制御情報の取り扱い

一般に、動画像のコードストリームは画素値などの情報が格納されたデータ部と、動画像を再構成するために必要な制御情報で構成される。JPEG 2000の場合、コードストリームの先頭に位置するメインヘッダや、コードストリーム中に複数存在するマーカなどが制御情報に相当する。H.264/AVCやH.265/HEVCの場合、コードストリームは連続するNAL (network abstraction layer) ユニットのまとまりで構成されるため、NALユニットの先頭に位置するヘッダなどが制御情報に相当する。一般に、無線伝送の過程においてこれらの制御情報にエラーが発生した場合、受信側ではコードストリームを動画像として認識できない、もしくは重大な画質劣化を引き起こす原因となる。多くの場合、コードストリーム全体に占める制御情報の割合は高々数パーセント程度であることから、制御情報の部分ではエラーが発生しないことを仮定する。これは、制御情報をその他のデータ部と切り離して、エラーが発生した場合にデータを再送する方式で伝送することに等しい。このように、制御情報とその他のデータ部とを区別して異なる伝送方式を適用することは、制御情報を確実に保護するうえで非常に有効であるが、両者を区別して取り

扱うことに伴うオーバーヘッドが問題である。そこで本論文では、ヘッダやマーカをその他のデータ部と区別せずにすべてのビットを同等に扱う。

4.3 MU-MIMO 向けの JSCC 手法

提案する動画像伝送システムでは、ユーザを空間的に分離するための指向性制御手法としてブロック対角化 [12] を、各ユーザに対して高画質な動画像を伝送するためのプリコーディング手法として固有ビーム伝送を利用する [64], [66], [67]. これらのプリコーディングを適用した場合において、空間ストリーム・サブキャリアの品質 (SNR) を評価し、スケーラブル符号化された動画像データを割り当てる手法を提案する.

4.3.1 固有ビーム伝送によるプリコーディング

ブロック対角化を実現するためにユーザ u に適用すべき指向性制御行列は、サブキャリアごとに定義した式 (2.28) を特異値分解することにより得られる. サブキャリア k においてユーザ u に適用するブロック対角化行列は、 $\mathbf{B}_{\text{BD},k}^{(u)} = \tilde{\mathbf{V}}_{O,k}^{(u)}$ で与えられる. 式 (2.26) より、サブキャリア k におけるユーザ u の受信信号ベクトルは次式で表される.

$$\mathbf{y}_k^{(u)} = \mathbf{H}_k^{(u)} \mathbf{B}_{\text{BD},k}^{(u)} \mathbf{P}_k^{(u)} \mathbf{s}_k^{(u)} + \mathbf{z}_k^{(u)} \quad (4.3)$$

厳密には、 $\mathbf{y}_k^{(u)}$, $\mathbf{s}_k^{(u)}$, $\mathbf{z}_k^{(u)}$ は OFDM シンボルインデックス d で区別する必要があるが、表記を簡潔にするために省略する. なお、1 パケット期間においてチャンネルは一定であることを仮定する.

ブロック対角化と固有ビーム伝送を用いた MU-MIMO 通信モデルを図 4.7 に示す. サブキャリア k においてユーザ u に固有ビーム伝送を適用するための重み行列を $\mathbf{W}_{\text{E},k}^{(u)}$ として、式 (4.3) に追加する.

$$\mathbf{y}_k^{(u)} = \mathbf{H}_k^{(u)} \mathbf{B}_{\text{BD},k}^{(u)} \mathbf{W}_{\text{E},k}^{(u)} \mathbf{P}_k^{(u)} \mathbf{s}_k^{(u)} + \mathbf{z}_k^{(u)} \quad (4.4)$$

固有ビーム伝送の重み行列 $\mathbf{W}_{\text{E},k}^{(u)}$ は指向性制御部を含めた混合チャンネル行列 $\mathbf{C}_k^{(u)} = \mathbf{H}_k^{(u)} \mathbf{B}_{\text{BD},k}^{(u)} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RX}} \times N_{\text{RX}}}$ を特異値分解することで得られる.

$$\mathbf{C}_k^{(u)} = \mathbf{U}_k^{(u)} \mathbf{\Sigma}_k^{(u)} \left(\mathbf{V}_k^{(u)} \right)^H \quad (4.5)$$

ただし、 $\mathbf{U}_k^{(u)} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RX}} \times N_{\text{RX}}}$, $\mathbf{V}_k^{(u)} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RX}} \times N_{\text{RX}}}$ はユニタリ行列、 $\mathbf{\Sigma}_k^{(u)} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RX}} \times N_{\text{RX}}}$ は対角成分に $\mathbf{C}_k^{(u)}$ の特異値が並ぶ行列である. 固有ビーム伝送では重み行列に右特異行列を用いるため、 $\mathbf{W}_{\text{E},k}^{(u)} = \mathbf{V}_k^{(u)}$ となる. 以上より、ブロック対角化と固有ビーム伝送を同時に適用するためのプリコーディング行列を得る.

$$\mathbf{B}_{\text{BD},k}^{(u)} \mathbf{W}_{\text{E},k}^{(u)} = \tilde{\mathbf{V}}_{O,k}^{(u)} \mathbf{V}_k^{(u)} \quad (4.6)$$

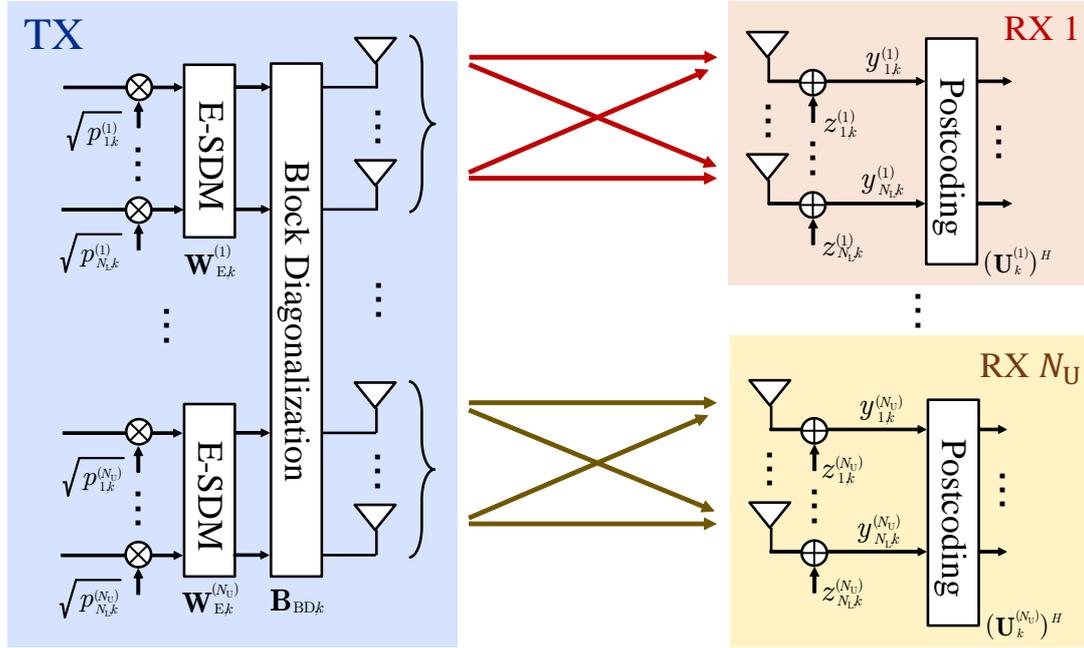


図 4.7: ブロック対角化と固有ビーム伝送を用いた MU-MIMO 通信モデル

4.3.2 空間ストリーム・サブキャリアの同時割り当て

提案システムでは、すべての空間ストリーム・サブキャリアの品質を評価し、高品質の空間ストリーム・サブキャリアから順に動画データの割り当てを行う。ユーザ u における第 i 空間ストリーム・第 k サブキャリアの受信 SNR を求めるために、式 (4.4) の受信信号ベクトル $\mathbf{y}_k^{(u)}$ に対して、左から式 (4.5) に示す左特異行列の複素共役転置 $(\mathbf{U}_k^{(u)})^H$ を乗算する。

$$(\mathbf{U}_k^{(u)})^H \mathbf{y}_k^{(u)} = (\mathbf{U}_k^{(u)})^H \mathbf{C}_k^{(u)} \mathbf{W}_{E,k}^{(u)} \mathbf{P}_k^{(u)} \mathbf{s}_k^{(u)} + (\mathbf{U}_k^{(u)})^H \mathbf{z}_k^{(u)} \quad (4.7)$$

$$= (\mathbf{U}_k^{(u)})^H \mathbf{U}_k^{(u)} \boldsymbol{\Sigma}_k^{(u)} (\mathbf{V}_k^{(u)})^H \mathbf{V}_k^{(u)} \mathbf{P}_k^{(u)} \mathbf{s}_k^{(u)} + \tilde{\mathbf{z}}_k^{(u)} \quad (4.8)$$

$$= \boldsymbol{\Sigma}_k^{(u)} \mathbf{P}_k^{(u)} \mathbf{s}_k^{(u)} + \tilde{\mathbf{z}}_k^{(u)} \quad (4.9)$$

$$= \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_{1,k}^{(u)}} \sqrt{p_{1,k}^{(u)}} & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda_{2,k}^{(u)}} \sqrt{p_{2,k}^{(u)}} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & \sqrt{\lambda_{N_L,k}^{(u)}} \sqrt{p_{N_L,k}^{(u)}} \end{bmatrix} \mathbf{s}_k^{(u)} + \tilde{\mathbf{z}}_k^{(u)} \quad (4.10)$$

以上の操作により、完全に分離された送信シンボルベクトルが得られることがわかる。ただし、式(4.10)において、 $\lambda_{i,k}^{(u)}$ は $\mathbf{C}_k^{(u)}$ の特異値の2乗、つまり $\left(\mathbf{C}_k^{(u)}\right)^H \mathbf{C}_k^{(u)}$ の第 i 固有値である。また、 $\tilde{\mathbf{z}}_k^{(u)} = \left(\mathbf{U}_k^{(u)}\right)^H \mathbf{z}_k^{(u)}$ と定義した。

各 QAM シンボルは、式(2.1)に示すとおり正規化されているので、式(4.10)より第 i 空間ストリーム・第 k サブキャリアにおける受信信号の電力は $\lambda_{i,k} p_{i,k}$ となる。一方、 $\mathbf{U}_k^{(u)}$ はユニタリ行列であるため、乗算後の $\tilde{\mathbf{z}}_k^{(u)}$ においてノイズ強調は起こらない。つまり、 $\tilde{\mathbf{z}}_k^{(u)}$ は次の関係を満たす。

$$\mathbb{E} \left[\mathbf{z}_k^{(u)} \left(\mathbf{z}_k^{(u)} \right)^H \right] = \mathbb{E} \left[\tilde{\mathbf{z}}_k^{(u)} \left(\tilde{\mathbf{z}}_k^{(u)} \right)^H \right] = \left(\sigma_n^2 \right)^{(u)} \mathbf{I}_{N_{\text{RX}}} \quad (4.11)$$

したがって、ノイズ電力は $\left(\sigma_n^2 \right)^{(u)}$ である。以上より、ユーザ u における第 i 空間ストリーム・第 k サブキャリアの受信 SNR $\gamma_{i,k}^{(u)}$ は次式で与えられる。

$$\gamma_{i,k}^{(u)} = \frac{\lambda_{i,k} p_{i,k}^{(u)}}{\left(\sigma_n^2 \right)^{(u)}} \quad (4.12)$$

式(4.10)より、ブロック対角化部 $\mathbf{B}_{\text{BD},k}^{(u)}$ 、固有ビーム伝送部 $\mathbf{W}_{\text{E},k}^{(u)}$ 、チャンネル行列 $\mathbf{H}_k^{(u)}$ 、信号分離部 $\left(\mathbf{U}_k^{(u)}\right)^H$ までをすべてまとめた仮想チャンネルは、ユーザ間さらにユーザ内において互いに無干渉な複数のパラレルチャンネルと等価であると解釈できる。これらのパラレルチャンネルは特に固有チャンネルと呼ばれ、固有チャンネルの SNR は対応する固有値の大きさに比例する。特異値分解の定義から、式(4.5)における $\Sigma_k^{(u)}$ は特異値が大きい順に並ぶ対角行列である。したがって、任意の u および k について次の関係が成り立つ。

$$\lambda_{1,k}^{(u)} \geq \lambda_{2,k}^{(u)} \geq \dots \geq \lambda_{N_L,k}^{(u)} \quad (4.13)$$

式(4.13)は、各ユーザにおいて第1空間ストリームが最も高品質の固有チャンネルであり、空間ストリームインデックスが増加するにつれて固有チャンネルの品質が低下することを意味している。以上より、図4.7に示すブロック対角化と固有ビーム伝送を用いた MU-MIMO 通信モデルは、等価的に図4.8のようなパラレル伝送モデルに書き換えることができる。

提案する動画像伝送システムでは、固有チャンネルごとに品質が異なるという固有ビーム伝送の性質と、レイヤごとに画質に対する寄与度が異なるというスケラブル符号化の性質を組み合わせることで、パケットの再送を行わずに高画質な動画像伝送を実現する。図4.7および図4.8はサブキャリア k における通信モデルであるが、実際には全サブキャリア数分の固有チャンネルが存在することに注意されたい。式(4.12)に示すように、固有チャンネルの SNR は空間ストリーム i だけでなくサブキャリア k ごとにも異なるため、 $\gamma_{i,k}^{(u)}$ が大きい空間ストリーム・サブキャ

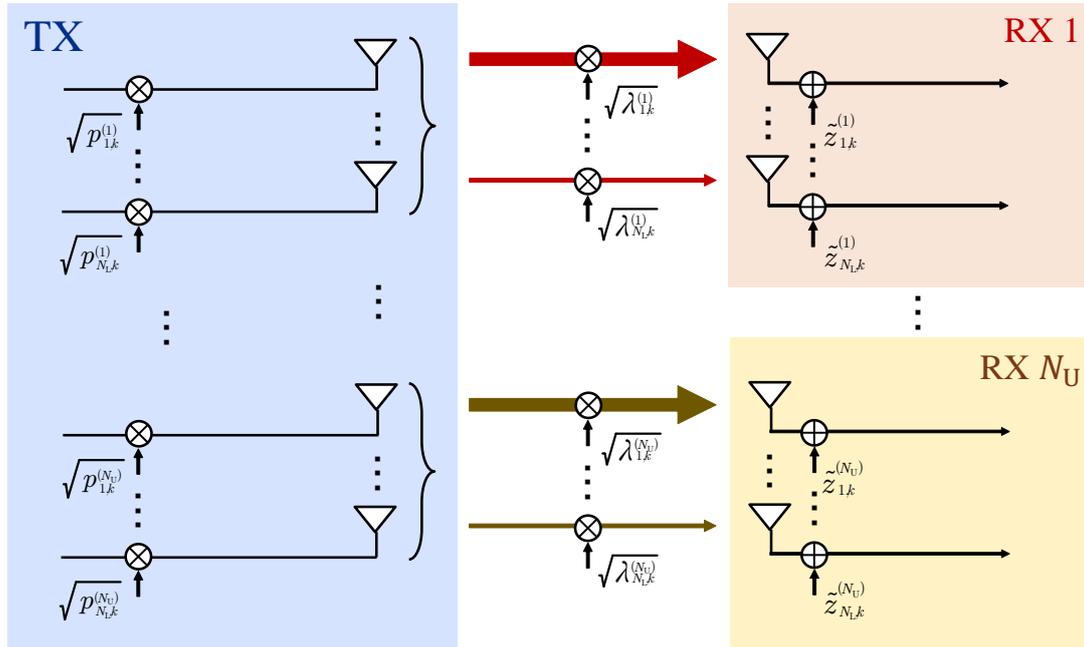


図 4.8: 図 4.7 の等価表現

リアから順に下位レイヤのデータを割り当てる必要がある。通常、1パケットの送信には複数の OFDM シンボルが使用され、1パケット期間においてチャネルの変動は無視できるほど小さいと仮定する。図 4.5 に示したように、OFDM シンボル数だけ同じチャネルを利用することになるため、あるチャネルを複数回使用することを考慮した割り当てを行う必要がある。また、図 4.3 に示したように、割り当てられる対象は 1パケット分の QAM シンボル列であり、先頭から終端にかけてレイヤ 1 からレイヤ N_L の QAM シンボルが順に並ぶ。したがって、このシンボル列は先頭であるほど画質に対する寄与度が高く、終端に行くにつれて寄与度は低くなる。先頭から数えて第 j 番目の QAM シンボルを $q_j^{(u)}$ ($j \in \{1, 2, \dots, N_{\text{QAM}}\}$) と表記すると、空間ストリーム・サブキャリア割り当ては $q_j^{(u)}$ を $s_{i,k,d}^{(u)}$ に対応付ける操作である。

提案する空間ストリーム・サブキャリア同時割り当て手法を Algorithm 1 に示す。ただし、Algorithm 1 へ入力する受信 SNR $\gamma_{i,k}^{(u)}$ は、式 (4.12) に基づいてすでに計算されているものとする。また、Algorithm 1 内では次の 2 つの関数を用いた。

$$\text{GetStreamIdx} \left(\left\{ \gamma_{1,1}^{(u)}, \dots, \gamma_{N_L, N_{\text{SC}}}^{(u)} \right\}, m \right) \quad (4.14)$$

$$\text{GetSubcarrierIdx} \left(\left\{ \gamma_{1,1}^{(u)}, \dots, \gamma_{N_L, N_{\text{SC}}}^{(u)} \right\}, m \right) \quad (4.15)$$

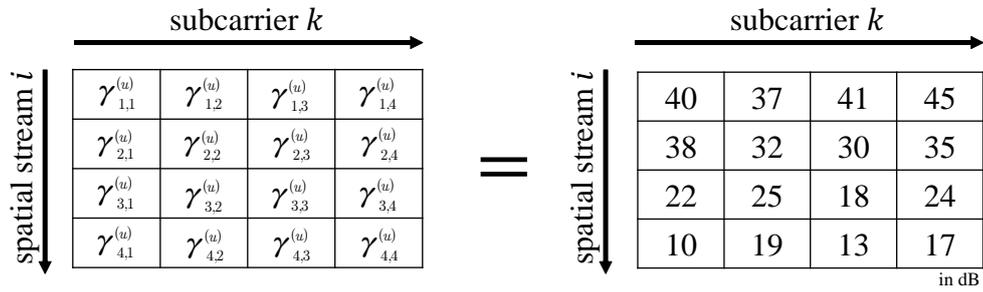
式 (4.14)、式 (4.15) はそれぞれ、 m 番目に大きい $\gamma_{i,k}^{(u)}$ に対応する空間ストリームインデックスおよびサブキャリアインデックスを返す関数である。

Algorithm 1 Joint spatial stream and subcarrier allocation.**Input:** $q_j^{(u)}, \gamma_{i,k}^{(u)}, N_L, N_{SC}, N_{SY}, \forall j, \forall i, \forall d$ **Output:** $s_{i,k,d}^{(u)}, \forall i, \forall k, \forall d$ **Initialize:** $j \leftarrow 1$

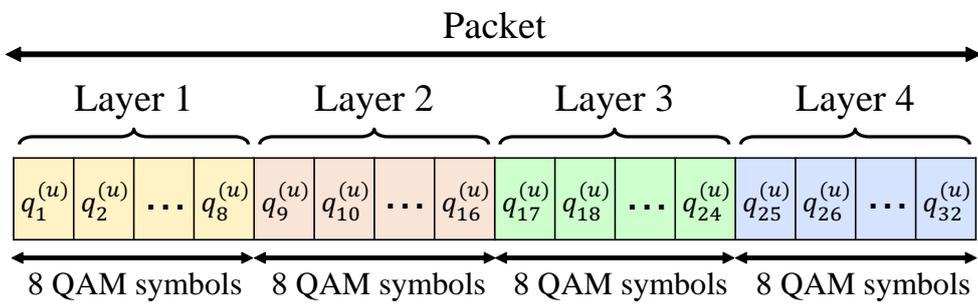
- 1: **for** $m = 1$ to N_L, N_{SC} **do**
- 2: $i \leftarrow \text{GetStreamIdx} \left(\left\{ \gamma_{1,1}^{(u)}, \dots, \gamma_{N_L, N_{SC}}^{(u)} \right\}, m \right)$
- 3: $k \leftarrow \text{GetSubcarrierIdx} \left(\left\{ \gamma_{1,1}^{(u)}, \dots, \gamma_{N_L, N_{SC}}^{(u)} \right\}, m \right)$
- 4: **for** $d = 1$ to N_{SY} **do**
- 5: $s_{i,k,d}^{(u)} \leftarrow q_j^{(u)}$
- 6: $j \leftarrow j + 1$
- 7: **end for**
- 8: **end for**
- 9: **return** $s_{i,k,d}^{(u)}, \forall i, \forall k, \forall d$

Algorithm 1 の大まかな流れについて説明する。まず、 $\gamma_{i,k}^{(u)}$ の値に基づいて SNR が m 番目に大きい $\gamma_{i,k}^{(u)}$ に対応する空間ストリームインデックス i およびサブキャリアインデックス k を取得する。次に、 j 番目から $j + N_{SY} - 1$ 番目までの N_{SY} 個の QAM シンボルを、取得したインデックス i および k に対応する空間ストリーム・サブキャリアについて、1 番目から N_{SY} 番目までの全 OFDM シンボルに順に割り当てる。以上の手順を $N_L N_{SC}$ 回繰り返すことで、1 パケットを構成する全 $N_L N_{SC} N_{SY}$ 個の QAM シンボルの割り当てが完了する。

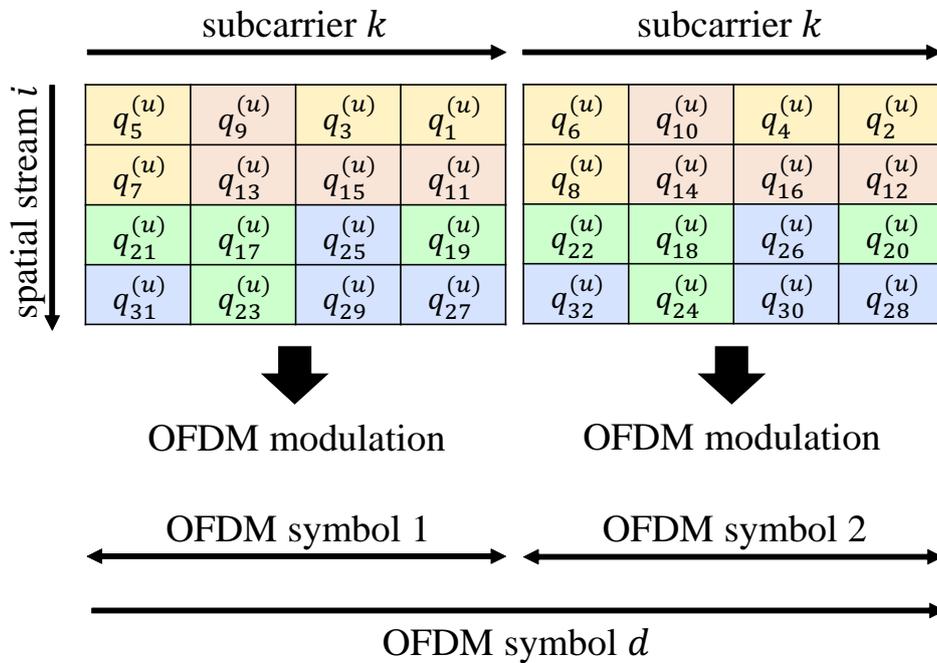
Algorithm 1 の処理手順について簡単な具体例を用いて説明する。レイヤ数・サブキャリア数がともに 4、OFDM シンボル数が 2 の場合に、ユーザ u へ向けた QAM シンボル列 $\{q_1^{(u)}, \dots, q_{32}^{(u)}\}$ を $s_{i,k,d}^{(u)}$ に割り当てる例を図 4.9 に示す。 $N_L = N_{SC} = 4$ であるため、図 4.9(a) に示すような 16 個の $\gamma_{i,k}^{(u)}$ が式 (4.12) に基づいて得られたとする。なお、式 (4.13) の関係が成り立つため、あるサブキャリアに限定すると第 1 空間ストリームから順に SNR が高くなる。図 4.9(b) に示すように、1 パケットを構成する QAM シンボル数は 32 であり、パケットの先頭から 8 シンボルごとに属するレイヤが異なる。図 4.9(a) より、第 1 空間ストリーム・第 4 サブキャリアの SNR が最大であり、 $N_{SY} = 2$ であるため、 $q_1^{(u)}$ を $s_{1,4,1}^{(u)}$ に、 $q_2^{(u)}$ を $s_{1,4,2}^{(u)}$ に割り当てる。次に、第 1 空間ストリーム・第 3 サブキャリアの SNR が 2 番目に高いため、 $q_3^{(u)}$ を $s_{1,3,1}^{(u)}$ に、 $q_4^{(u)}$ を $s_{1,3,2}^{(u)}$ に割り当てる。以上の手順を 16 回繰り返すことで $\{q_1^{(u)}, \dots, q_{32}^{(u)}\}$ の割り当てが完了する。



(a) 第 i 空間ストリーム・第 k サブキャリアの SNR $\gamma_{i,k}^{(u)}$



Spatial Stream and Subcarrier Allocation



(b) 空間ストリーム・サブキャリア割り当ての手順

図 4.9: 空間ストリーム・サブキャリア割り当ての例 ($N_L = N_{SC} = 4, N_{SY} = 2$)

表 4.1: 動画像データに関するパラメータ

Video source	Digital Cinema Initiatives [68]
No. of transmitted video frames	100
Source coding	Motion JPEG 2000
Resolution	1920 × 1080 pixels
Source coding rate	1 bit per pixel
Frame rate	30 frames per second
Length of main headers	2200 bits
No. of quality layers	4
Error resilient coding and decoding	on

4.4 MU-MIMOによる動画像伝送シミュレーション詳細

計算機シミュレーションにより提案する MU-MIMO 向けの動画像伝送システムの性能を評価するにあたって、パラメータ設定やチャンネル環境、性能評価の方法について説明する。

4.4.1 シミュレーションにおけるパラメータ設定

シミュレーションに使用する動画像データに関するパラメータを表 4.1 に示す。本シミュレーションでは、Full HD (1920 × 1080) サイズのカラー画像を 100 フレーム連続して送信する。各フレームは Motion JPEG 2000 により独立にスケーラブル符号化され、全 4 レイヤで構成されるコードストリームへ変換される。なお、フレームレートは 30 fps (frames per second)、符号化率は 1 bpp (bit per pixel) とした。また、JPEG 2000 の符号化・復号には、Kakado Software [44] を用いた。

無線通信に関するパラメータを表 4.2 に示す。本シミュレーションでは、8 本のアンテナを持つ 1 台の送信機がそれぞれ 4 本のアンテナを持つ 2 台の受信機に対して、80 MHz の帯域を共有して同時に異なる動画像データを伝送する。スケーラブル符号化された動画像コードストリームは複数のパケットに分割され、先頭には IEEE 802.11ac [69] に準拠するパケットヘッダが付加される。また、1 パケットは 1000 バイトのペイロードを持つ。各パケットには、符号化率 3/4 の BCC (binary convolutional code) による前方誤り訂正が施される。次に、4-QAM (QPSK: quadrature phase shift keying) により 1 次変調され、OFDM により 2 次変調される。OFDM 変調・復調には、それぞれ 256 点の IFFT と FFT を用いる。OFDM シンボル長は 4 μ s であり、そのうち 0.8 μ s が GI に相当する。また、データ通信用に 234 本のサブキャリアを使用し、サブキャリアの配置間隔は 312.5 kHz とする。キャリ

表 4.2: 無線通信に関するパラメータ

Packet header format	IEEE 802.11ac [69]
Payload length	1000 bytes
No. of transmit antennas	8
No. of users	2
No. of receive antennas per user	4
Type of antenna elements	omnidirectional antennas
Antenna deployment	uniform linear array
Separation between antennas	half wavelength
Carrier frequency	5.25 GHz
Bandwidth	80 MHz
No. of subcarriers	234 for data 8 for pilots
Subcarrier spacing	312.5 kHz
FFT size	256 points
No. of OFDM symbols per payload	8
OFDM symbol duration	$3.2 \mu\text{s} + 0.8 \mu\text{s}$ (GI)
QAM mapping	4-QAM
FEC encoding	BCC
FEC decoding	soft-decision Viterbi algorithm
FEC coding rate	3/4
Postcoding	MMSE
Channel estimation	ideal
Frame synchronization	ideal

アの中心周波数は 5.25 GHz であり，送受信機にはキャリア周波数の半波長の間隔で無指向性アンテナを直線的に配置する。

受信機では，理想的にチャネル推定やフレーム同期を行うものと仮定し，送受信機の双方が完璧な CSI を共有するものとする。また，受信機側の信号分離には MMSE を，BCC に対する復号には軟判定 Viterbi アルゴリズムをそれぞれ利用する。

4.4.2 チャネル環境と送受信機の配置

本シミュレーションでは，TGac (task group ac) [70] が定義したチャネルモデルを利用する。モデル化する環境の違いによりチャネルモデル A から F が定義されている。動画像データ通信を行う機会が多い住宅内を想定したシミュレーションを

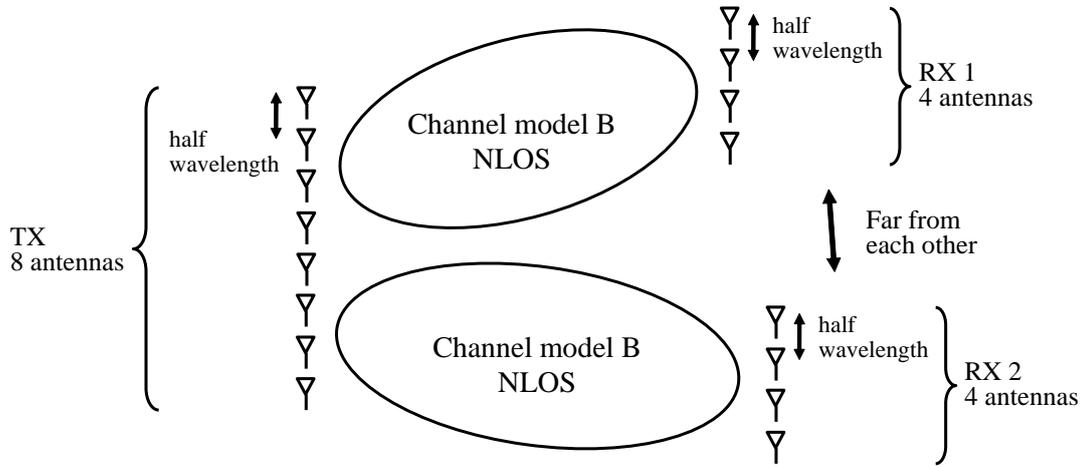
行うために、一般的な住宅内の通信環境を模擬したチャンネルモデル B を利用する。MU-MIMO 通信において、受信機（ユーザ）の位置関係は通信品質に影響を与える大きな要因のひとつである。一般に、送信機からの直接波が受信機に届かないような通信環境 (NLOS: non-line-of-sight) では、反射波や回折波のみが受信機に到達するため、ユーザ同士が近接している場合においてもユーザ間の空間的な相関は低い。しかし、送信機からの直接波が受信機に届くような通信環境 (LOS: line-of-sight) では、直接波の影響が支配的になるため、ユーザ同士が近接している場合に空間的な相関が高くなる。本論文では、ユーザ 1 とユーザ 2 の空間相関 ρ を次式で定義する。

$$\rho = \frac{\text{tr} \left(\mathbb{E} \left[\mathbf{R}_k^{(1,2)} \right] \right)}{\sqrt{\text{tr} \left(\mathbb{E} \left[\mathbf{R}_k^{(1,1)} \right] \right)} \sqrt{\text{tr} \left(\mathbb{E} \left[\mathbf{R}_k^{(2,2)} \right] \right)}} \quad (4.16)$$

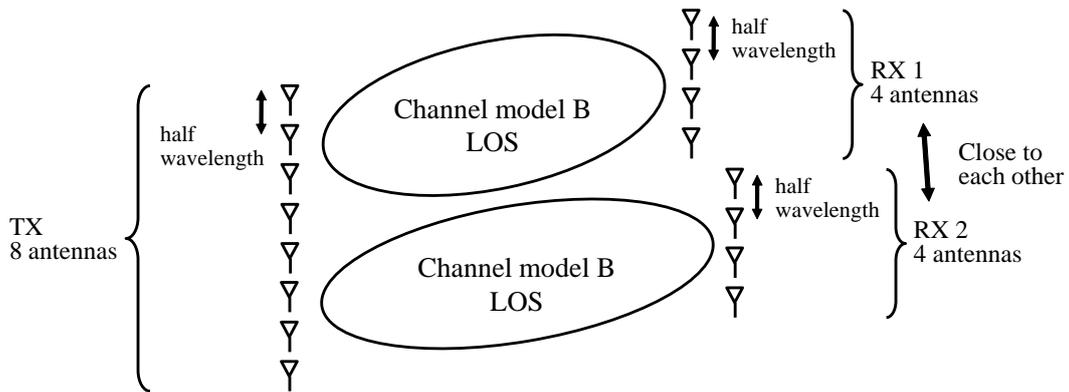
$$\mathbf{R}_k^{(p,q)} = \text{abs} \left(\mathbf{H}_k^{(p)} \left(\mathbf{H}_k^{(q)} \right)^H \right), \quad p, q \in \{1, 2\} \quad (4.17)$$

式 (4.16) で定義する $\rho \in [0, 1]$ は、ユーザ 1 のチャンネル行列 $\mathbf{H}_k^{(1)}$ とユーザ 2 のチャンネル行列 $\mathbf{H}_k^{(2)}$ における受信側の空間相関係数であり、 $\mathbf{H}_k^{(1)} = \mathbf{H}_k^{(2)}$ の場合に $\rho = 1$ となる。シミュレーションでは、ユーザ間に空間相関がない $\rho = 0$ の場合と、空間相関が大きい $\rho = 0.5$ の場合について性能評価を行う。それぞれの場合における送受信機の大まかな位置関係を図 4.10 に示す。図 4.10(a) はユーザ 1 とユーザ 2 が十分に離れている NLOS 環境で $\rho = 0$ の場合を、図 4.10(b) はユーザ 1 とユーザ 2 が近接している LOS 環境で $\rho = 0.5$ の場合をそれぞれ示している。なお、図 4.10(a) および図 4.10(b) に示すそれぞれのチャンネル環境において、統計的な性質はユーザ 1 とユーザ 2 で等しい。そのため、ユーザ 1 のシミュレーション結果のみを示す。

TGac のチャンネルモデルでは、SU-MIMO チャンネルを複数生成することで MU-MIMO チャンネルを生成しており、ユーザ間の空間相関は考慮されていない。そこで、ユーザ間の空間相関が高い場合においてもシミュレーションによる評価を行うために、TGac のチャンネルモデルを一部修正する。具体的なチャンネルモデルの修正箇所について、表 4.3 に示す。修正したパラメータは、AoD (angle of departure), AoA (angle of arrival) に対するユーザ間のオフセットである。詳しくは文献 [70] を参照されたい。



(a) ユーザ間に空間相関がない場合: $\rho = 0$



(b) ユーザ間に空間相関がある場合: $\rho = 0.5$

図 4.10: シミュレーションにおける送受信機の位置関係

表 4.3: チャネル環境に関するパラメータ

Parameters in TGac	$\rho = 0$ (original B)	$\rho = 0.5$ (modified B)
Offset to AoD (LOS)	—	0°
Offset to AoA (LOS)	—	1°
Offset to AoD (NLOS)	uniform random	0°
Offset to AoA (NLOS)	uniform random	1°
Rician K factor	$-\infty$ dB	6 dB

4.4.3 評価方法

受信した動画像フレームの画質および復号成功率により，動画像伝送システムを評価する．画質の指標として，次式で定義される PSNR を用いる．

$$\text{PSNR [dB]} = 10 \log_{10} \frac{255^2}{MSE} \quad (4.18)$$

$$MSE = \frac{1}{3N_X N_Y} \sum_{c \in \{R, G, B\}} \sum_{i=1}^{N_X} \sum_{j=1}^{N_Y} \left(F_{\text{TX}}^{(c)}(i, j) - F_{\text{RX}}^{(c)}(i, j) \right)^2 \quad (4.19)$$

式(4.19)において， $F_{\text{TX}}^{(c)}(i, j)$ はエラーを含まない動画像フレームの第 (i, j) ピクセルの値， $F_{\text{RX}}^{(c)}(i, j)$ は受信された動画像フレームの第 (i, j) ピクセルの値を意味する．なお， $c \in \{R, G, B\}$ は RGB の3つのコンポーネントを区別するためのインデックスである．本論文では PSNR の値が 35 dB 以上であることを高画質と定義して画質の評価基準とする．また， N_X ， N_Y はそれぞれ横・縦方向のピクセル数である．

JPEG 2000 により符号化されたコードストリームにはヘッダやマーカなどが多数含まれており，ヘッダやマーカを読み取ることで正確に画像フレームを復号することができる．しかし，コードストリームの先頭に位置するメインヘッダに著しいエラーが存在する場合，復号に失敗して画像フレームを得られないことがある．本論文では，復号成功率 (correct decoding rate) を次のように定義し，動画像伝送システムを評価する指標のひとつとする．

$$\text{Correct decoding rate [\%]} = \frac{\text{No. of successfully decoded frames}}{\text{No. of transmitted frames in total}} \times 100 \quad (4.20)$$

4.4.4 比較手法

動画像伝送システムの性能を比較するため，既存の JSCC 手法についてもシミュレーションを行う．具体的には，3.3.1 項および 3.3.2 項で述べた UPA と UEP を比較手法に選定し，提案システムとの性能比較を行う．各手法の違いを明確にするため，シミュレーションにより評価する JSCC 手法を表 4.4 にまとめる．なお，表 4.1 および表 4.2 に示すパラメータはすべての JSCC 手法に共通するものである．

表 4.4 に示す4つの手法 (No JSCC, UPA, UEP, JSSA) について個別に説明する．No JSCC は各レイヤの重要度に関係なく EPA (equal power allocation) かつ EEP (equal error protection) を適用する一般的なデータ通信向けの MU-MIMO 伝送を指す．

UPA は下位レイヤであるほど大きな電力を割り当てる手法である．詳しくは，3.3.1 項を参照されたい．ここでは，式(3.4)におけるレイヤ間の電力比を次のよう

表 4.4: シミュレーションにより評価する JSCC 手法

Method name	No JSCC	UPA	UEP	JSSA
Power allocation	EPA	UPA	EPA	EPA
FEC	EEP	EEP	UEP	EEP
Precoder	BD	BD	BD	BD w/ E-SDM
Spatial stream and subcarrier allocation	sequential	sequential	sequential	JSSA
Interleaver	on	on	on	off

表 4.5: レイヤ別の前方誤り訂正符号化率

	Layer 1	Layer 2	Layer 3	Layer 4
EEP	3/4	3/4	3/4	3/4
UEP	1/2	3/4	—	—

に設定した。

$$p_1 : p_2 : p_3 : p_4 = \begin{cases} 1 : 1 : 1 : 1, & \text{EPA} \\ 2^3 : 2^2 : 2^1 : 2^0, & \text{UPA} \end{cases} \quad (4.21)$$

4.2.4 項で述べたとおり，EPA では，ユーザ間・サブキャリア間・空間ストリーム間のすべてにおいて均等に電力割り当てを行う。一方 UPA では，ユーザ間・サブキャリア間で均等に電力割り当てを行い，空間ストリームに対して式 (4.21) に示す電力割り当てを適用する。

UEP は下位レイヤであるほど符号化率の低い FEC を適用する手法である。詳しくは，3.3.2 項を参照されたい。式 (3.5) における各レイヤの符号化率は文献 [71] を参考にして，表 4.5 のように設定した。ただし，UEP と EEP においてレイヤ別の符号化率は異なるものの，全レイヤの平均符号化率は 3/4 で等しい。

JSSA 以外の手法ではブロック対角化を用いた指向性制御を行い，固有ビーム伝送は適用しない。また，表 4.4 における“sequential”は，QAM シンボル列の先頭から順に空間ストリームへの割り当てを行うことを意味する。このとき，第 1 空間ストリームが埋まれば第 2 空間ストリームへというように，インデックスの小さい空間ストリームから順に割り当てを行う。JSSA 以外の手法では，品質を考慮したサブキャリアへの割り当てを行わない代わりに，周波数インターリーブによりバースト誤りを離散化することで誤り訂正能力の向上を図る。JSSA はサブキャリアの品質を考慮した割り当て手法であるため，周波数インターリーブと併用することはできない。

4.5 MU-MIMOによる動画像伝送シミュレーション結果

本節では、計算機シミュレーションにより得られた結果を示して、MU-MIMO向けの動画像伝送システムに対する性能評価を行う。JSCC手法の違いによる動画像伝送性能の違いを明確にするために、表4.4に示したすべてのJSCC手法についてシミュレーション結果を示し、それらについて議論する。

4.5.1 チャネル行列の固有値分布

JSCC手法における動画像伝送性能について議論する前に、シミュレーションに使用するMU-MIMOチャネルの性質と、ブロック対角化がチャネル行列に与える影響を確認する。MIMOシステムのチャネル容量はチャネル行列の固有値の関数で与えられるため、固有値はMIMOチャネルの性質を特徴づける重要な指標のひとつである。

$\rho = 0$, $\rho = 0.5$ のそれぞれの場合において、4.4.2項に示した手順でチャネル行列 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{4 \times 8}$ を10,000個生成する。次に、各チャネル行列の固有値を求めて、最大固有値で正規化して常用対数をとる。

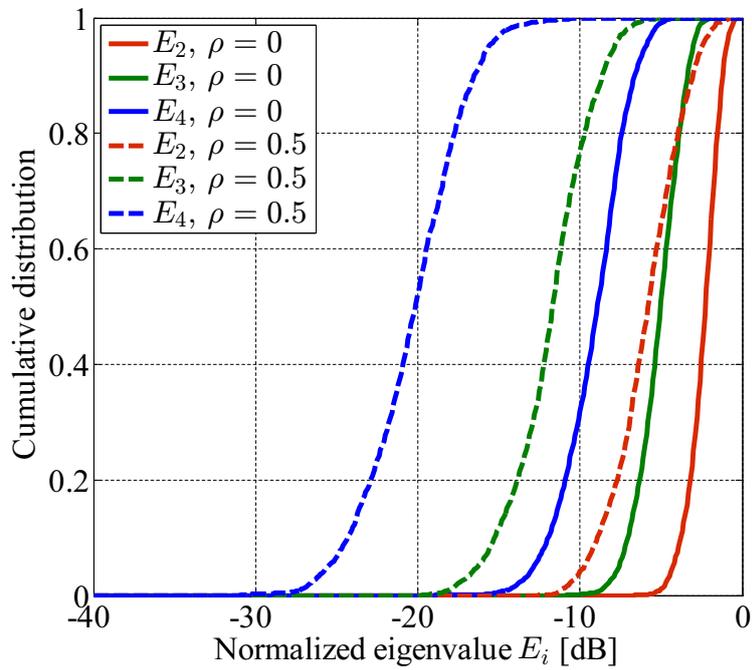
$$E_i [\text{dB}] = 10 \log_{10} \frac{\lambda_i(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)}{\lambda_1(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)} \quad (4.22)$$

$\rho = 0$, $\rho = 0.5$ のそれぞれの場合において、10,000個のチャネル行列について式(4.22)を評価して得られた固有値分布を図4.11(a)に示す。NLOS環境である $\rho = 0$ の場合、第1固有値に対するその他の固有値の広がりが小さく、各固有値の累積分布は急峻に立ち上がることから固有値のばらつきも少ない。一方で、直接波が支配的なLOS環境である $\rho = 0.5$ の場合、あるユーザが持つ受信アンテナ間にも空間的な相関が生じるから、第1固有値に対するその他の固有値の広がりが大きくなる。また、各固有値の累積分布は緩やかに上昇しており、固有値のばらつきが大きいことがわかる。

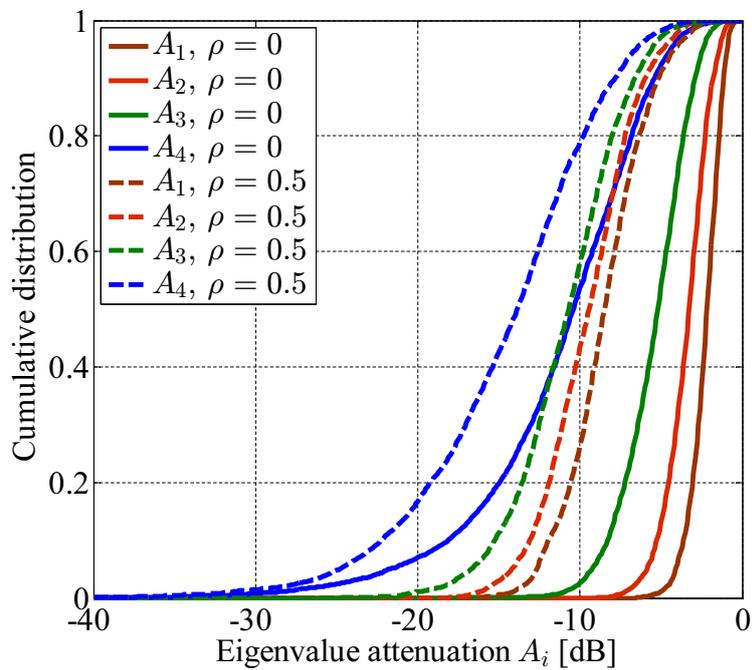
表4.4に示したすべてのJSCC手法においてブロック対角化を用いるため、ブロック対角化がチャネル行列の固有値分布に与える影響を確認する。上記で生成した各チャネルに対して、ブロック対角化適用前後の固有値の比を求める。

$$A_i [\text{dB}] = 10 \log_{10} \frac{\lambda_i(\mathbf{H}\mathbf{B}_{\text{BD}}(\mathbf{H}\mathbf{B}_{\text{BD}})^H)}{\lambda_i(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)} \quad (4.23)$$

10,000個のチャネル行列について式(4.23)を評価して得られた固有値減衰量の分布を図4.11(b)に示す。ユーザ間に空間的な相関がない $\rho = 0$ の場合、ブロック対角化による固有値の減衰は少ない。一方でユーザ間の空間相関が $\rho = 0.5$ の場合、ブロック対角化により固有値が大きく劣化することがわかる。そもそもブロック



(a) チャンネル行列の固有値分布



(b) ブロック対角化による固有値減衰量の分布

図 4.11: 固有値から見た MU-MIMO チャンネルの性質

対角化は、ある特定のユーザを除いた他のすべてのユーザに対して指向性のヌルを向ける手法である。したがって、ユーザ同士が互いに近接して空間相関が高い場合、近くに位置する別のユーザに向けた指向性により自身の利得が大きく低下することになる。

4.5.2 レイヤ別のビットエラー率特性

レイヤごとの重要度に対応した無線伝送が行われているかを確認するために、受信 SNR に対するレイヤ別のビットエラー率特性を示す。図 4.12 はユーザ間に空間相関がない $\rho = 0$ の場合におけるレイヤ別ビットエラー率特性である。

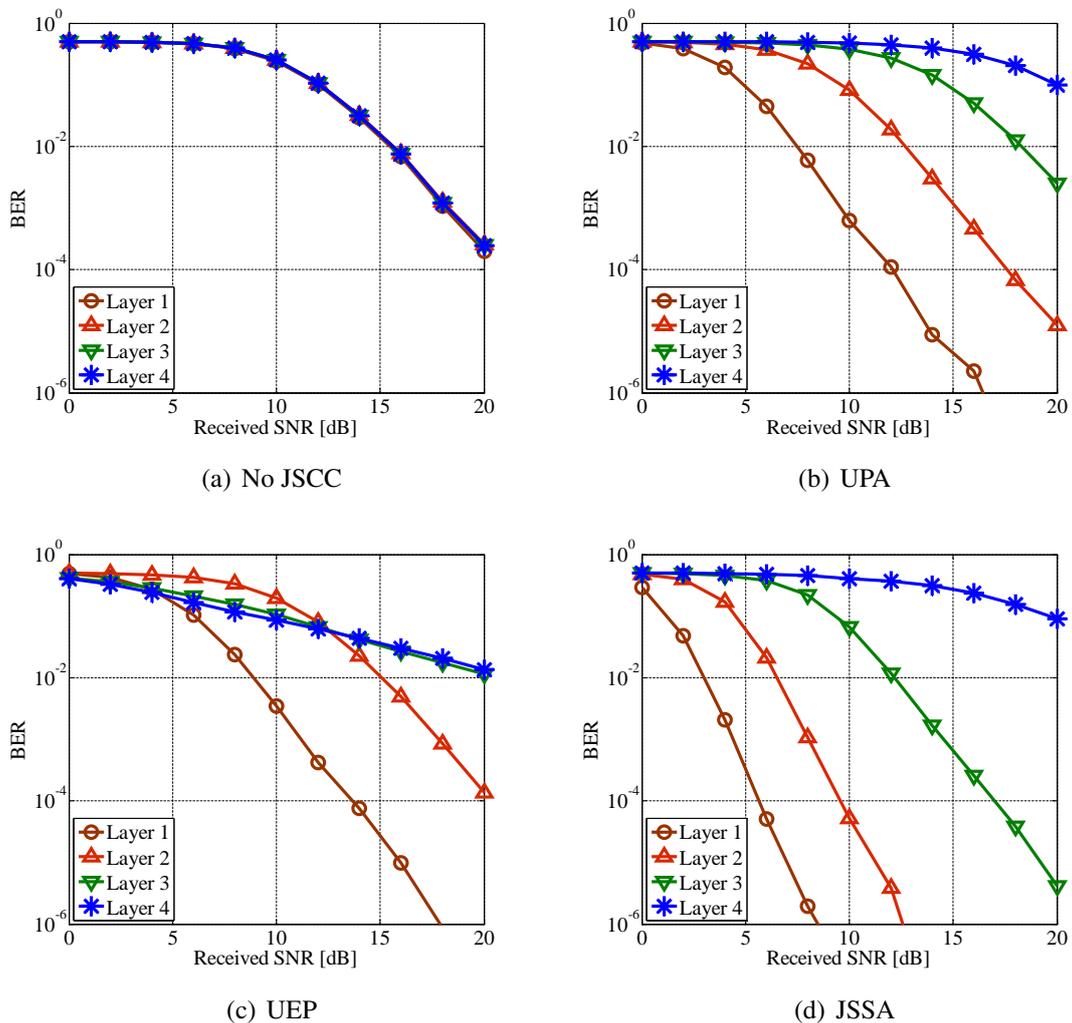
No JSCC はレイヤの重要度を考慮しない通常のデータ通信であるため、図 4.12(a) に示すようにすべてのレイヤでビットエラー率特性は等しくなる。一般的なデータ通信では、このように平均的にビットエラー率を下げるのが重要であるが、重要度が異なるデータを効率よく伝送する場合には不向きである。

UPA は重要度が最も高いレイヤ 1 から順に大きな電力を割り当てる手法である。図 4.12(b) に示すように、レイヤ 1 のビットエラー率が最も低く、上位レイヤに行くにつれてビットエラー率が高くなる。

UEP は重要度が最も高いレイヤ 1 から順に強力な誤り訂正符号化を行う手法である。UEP によるビットエラー率特性を図 4.12(c) に示す。SNR が高くなるにつれてレイヤ 1 のビットエラー率が最も低くなり、続いてレイヤ 2 のビットエラー率が低くなっている。一方で、レイヤ 3 およびレイヤ 4 は符号化されていないため、SNR の増加に対してビットエラー率の変化が緩やかである。なお、SNR が 12 dB 以下のときに、レイヤ 2 のビットエラー率がレイヤ 3 およびレイヤ 4 よりも高くなるのは、訂正能力を超えた誤り訂正復号がさらなるエラーを生み出したことに起因する。

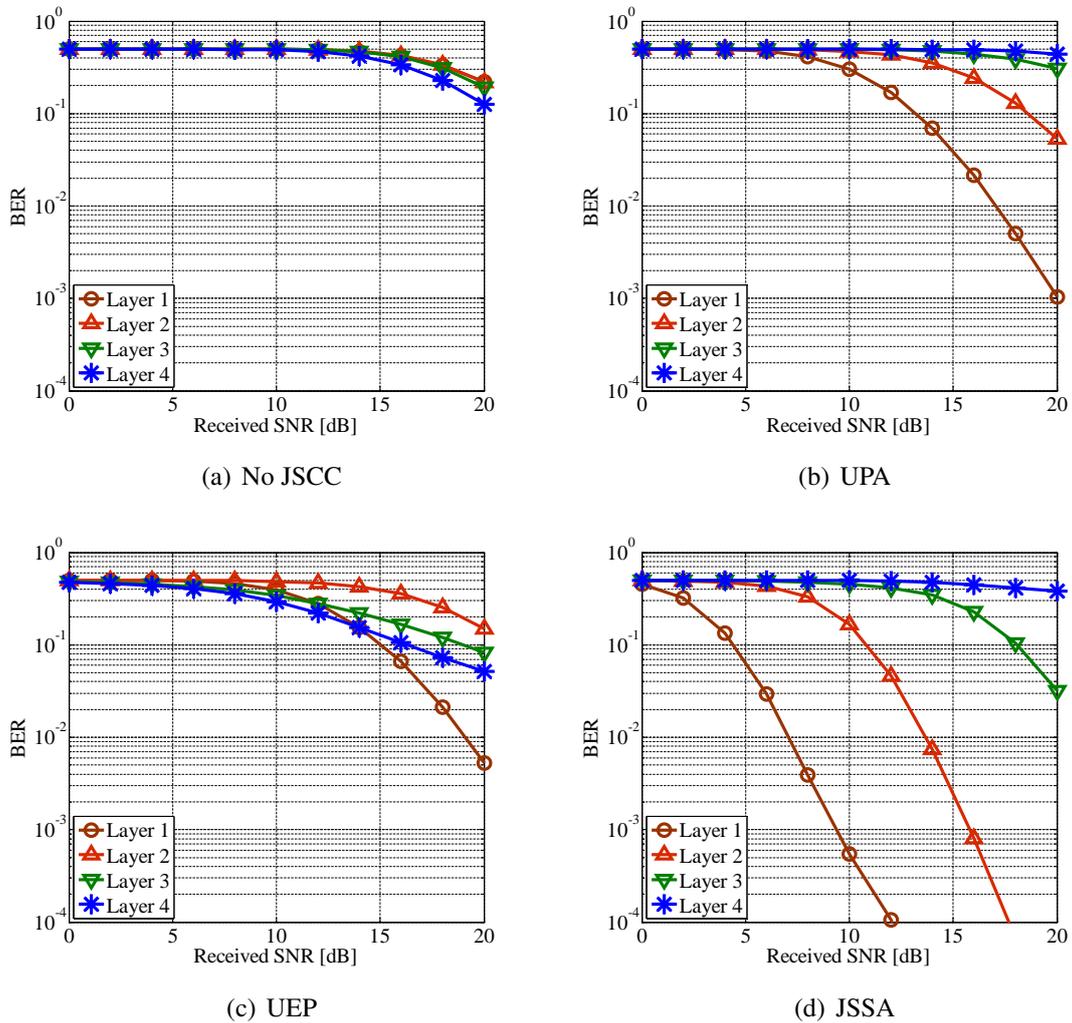
JSSA は重要度が最も高いレイヤ 1 から順に高品質な固有チャネル・サブキャリアに割り当てる手法である。JSSA によるビットエラー率特性を図 4.12(d) に示す。固有チャネルの品質は対応する固有値が大きさに比例することから、レイヤ 1 のビットエラー率が最も低く、上位レイヤに行くにつれてビットエラー率が高くなる。JSSA では、レイヤの重要度に関係なくすべてのシンボルを等電力で送信しており、誤り訂正の符号化率も全レイヤで一様である。しかし、固有チャネルの品質がレイヤ間で大きく異なるため、図 4.12(d) に示すような不均一なビットエラー率特性を示す。

図 4.13 はユーザ間の空間相関係数が $\rho = 0.5$ の場合におけるレイヤ別ビットエラー率特性である。すべての JSCC 手法に共通する全体的な傾向として、 $\rho = 0$ の場合に比べてビットエラー率特性は大きく劣化する。直接波が支配的な LOS 環境では、あるユーザ内における受信アンテナ間の空間相関が高くなる。さらに、ユーザ同士が近接する環境ではユーザ間の空間相関が高くなるため、ブロック対角化

図 4.12: レイヤ別のビットエラー率特性: $\rho = 0$

による所望信号の利得が低下する。これらは図 4.11 から明らかであり、すべての JSCC 手法においてビットエラー率特性が著しく劣化する原因である。

No JSCC, UPA, UEP によるビットエラー率特性をそれぞれ図 4.13(a), 図 4.13(b), 図 4.13(c) に示す。固有ビーム伝送を適用しないこれらの手法では、基本的に $\rho = 0$ の場合のビットエラー率特性を右にシフトしたような曲線を描いている。つまり、 $\rho = 0.5$ の環境において $\rho = 0$ の場合と同程度のビットエラー率特性を得るには、さらに高い SNR が必要となることを意味している。しかし厳密に言えば、 $\rho = 0$ の場合のビットエラー率特性がそのまま右にシフトしている訳ではない。例えば、図 4.13(a) の No JSCC に着目すると、レイヤ 4 のビットエラー率は他のレイヤに比べてわずかに低くなっている。また、図 4.13(c) の UEP においても、同様の現象を確認できる。レイヤ 3 およびレイヤ 4 はどちらも符号化されていないにもかかわらず

図 4.13: レイヤ別のビットエラー率特性: $\rho = 0.5$

らず、レイヤ4のビットエラー率はレイヤ3より低い。このような差が生じる原因は、ユーザ間の空間相関とブロック対角化の関係にある。式(2.31)に示したように、ユーザ1に適用するブロック対角化行列 $\mathbf{B}_{BD}^{(1)}$ はユーザ2のチャンネル行列 $\mathbf{H}^{(2)}$ を特異値分解して得られる右特異行列 $\mathbf{V}^{(2)}$ である。一方で、ユーザ1に適用する固有ビーム伝送によるプリコーディング行列は式(4.6)より、自身のチャンネル行列 $\mathbf{H}^{(1)}$ を特異値分解して得られる右特異行列 $\mathbf{V}^{(1)}$ である。以上より、 $\mathbf{H}^{(1)}$ と $\mathbf{H}^{(2)}$ の類似度が高い場合に、それらを特異値分解して得られる $\mathbf{V}^{(1)}$ と $\mathbf{V}^{(2)}$ の類似度も高くなることから、ブロック対角化は質の低い固有ビーム伝送と見なすことができる。したがって、No JSCCやUEPにおいてレイヤ3およびレイヤ4のビットエラー率に差が生じたと考えられる。

JSSAによるビットエラー率特性を図4.13(d)に示す。JSSAの場合も他の手法と

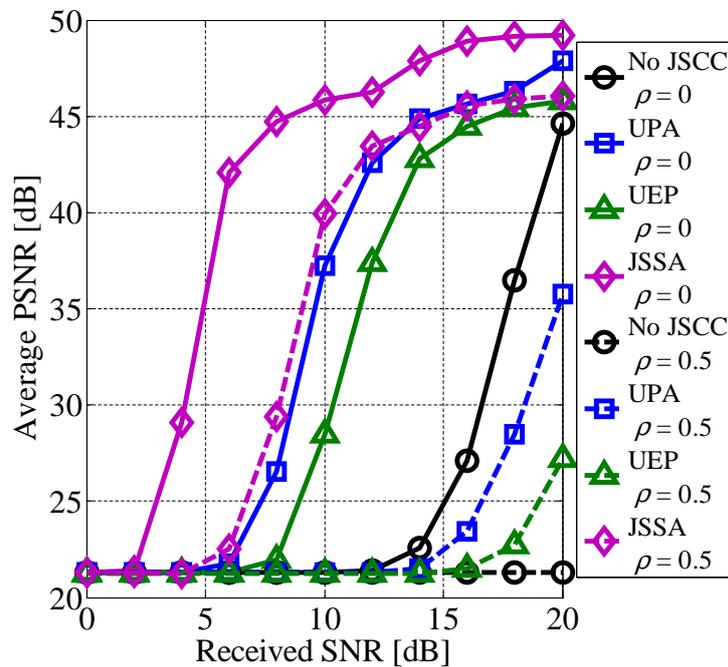


図 4.14: 平均 PSNR 特性

同様に、ユーザ内およびユーザ間の空間相関とブロック対角化による特性劣化が見られるものの、他の3つの手法と比較して下位レイヤのビットエラー率が十分に低い。ブロック対角化に固有ビーム伝送を併用する JSSA では、図 4.11 の固有値分布がそのままビットエラー率に反映される。図 4.11(b) より、大きな固有値であるほどブロック対角化による劣化は小さいため、ユーザ間の空間相関が高い場合においても、下位レイヤのビットエラー率を十分に低く抑えることができる。

4.5.3 平均 PSNR 特性

式(4.18)に基づいて、各 JSCC 手法により得られた動画像フレームの PSNR を算出した。送信した 100 フレームの平均 PSNR 特性を図 4.14 に示す。図 4.14 において、実線が $\rho = 0$ の場合に、破線が $\rho = 0.5$ の場合に対応する。一般に、受信 SNR が増加すればエラーの発生確率が低下するため、平均 PSNR は増加する。したがって、PSNR 特性は低い受信 SNR で立ち上がることが望ましい。前述のとおり、本論文では PSNR が 35 dB 以上であることを高画質と定義する。そこで、平均 PSNR において 35 dB を達成するのに必要な最小受信 SNR により、各 JSCC 手法を評価する。

$\rho = 0$ の場合、最も小さい受信 SNR で目標画質を達成するのは JSSA であり、続いて UPA, UEP, No JSCC の順に目標画質の達成に必要な最小受信 SNR は増加す

表 4.6: 平均 PSNR 35 dB の達成に必要な最小受信 SNR

Method name	No JSCC	UPA	UEP	JSSA
$\rho = 0$	18 [dB]	10 [dB]	12 [dB]	6 [dB]
$\rho = 0.5$	—	20 [dB]	—	10 [dB]

る. $\rho = 0.5$ の場合は, 受信アンテナ間の相関が高いため, 信号分離性能が劣化する. したがって, 全 JSCC 手法において目標画質の達成に要する最小受信 SNR は増加する. しかし, 空間相関の増加に対する最小受信 SNR の増加量は JSCC 手法ごとに異なる. JSSA では最小受信 SNR が 4 dB 増加したが, UPA では 10 dB 増加している. JSSA ではブロック対角化に固有ビーム伝送を適用するのに対して, それ以外の JSCC 手法はブロック対角化のみを適用した一般的な SDM である. JSSA における最小受信 SNR の増加がその他の手法よりも少ないことは, 固有ビーム伝送が SDM よりも空間相関に対して頑健であることに起因する [72].

4.5.4 復号成功率特性

コードストリームの先頭に位置するメインヘッダに多数のエラーが発生する場合, そのフレームは復号できないため, 動画像としてディスプレイに表示することもできない. したがって, 安定的な動画像伝送を実現するには復号に成功する確率が高いことが要求される.

式 (4.20) より算出した復号成功率特性を図 4.15 に示す. $\rho = 0$, $\rho = 0.5$ の場合に共通する全体的な傾向として, 復号成功率特性は JSSA, UPA, UEP, No JSCC の順に低い受信 SNR で立ち上がっている. 4.2.1 項で述べたように, 提案システムではメインヘッダをレイヤ 1 の一部として扱う. したがって, 各 JSCC 手法の復号成功率はレイヤ 1 のビットエラー率に依存することになる. ここで, 改めて図 4.12 および図 4.13 に示すレイヤ 1 のビットエラー率特性を確認すると, JSSA, UPA, UEP, No JSCC の順に低くなっていることがわかる.

4.5.5 瞬時 PSNR 特性と受信フレームの例

受信 SNR が 6 dB かつ $\rho = 0$ の場合における瞬時 PSNR 特性を図 4.16 に示す. なお, 復号に失敗したフレームは PSNR 10 dB の位置にプロットした.

図 4.16(a) は, No JSCC を適用した場合の瞬時 PSNR 特性である. 受信 SNR が 6 dB 程度の環境において No JSCC を用いる場合, レイヤの重要度に関係なく平均的にエラーが発生するため, 送信したすべてのフレームの復号に失敗している. これは, 図 4.12(a) のビットエラー率特性からも明らかである.

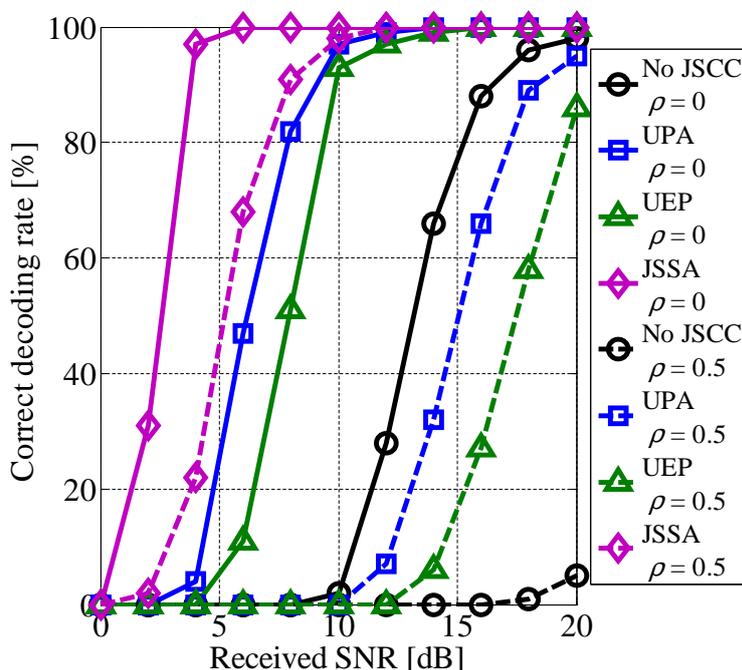
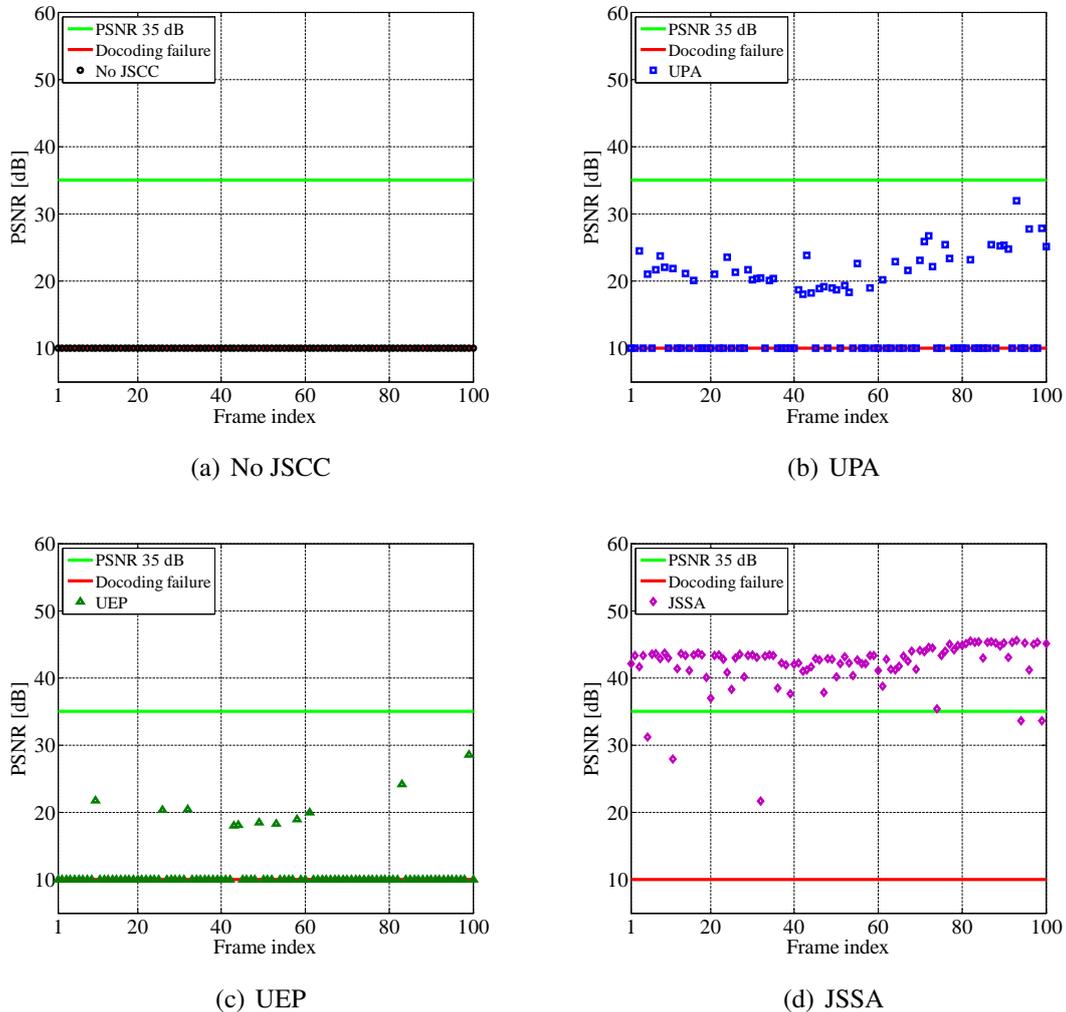


図 4.15: 復号成功率特性

図 4.16(b) は、UPA を適用した場合の瞬時 PSNR 特性である。UPA を用いる場合、全フレームの半数にあたる 50 フレーム程度の復号に成功している。しかし、復号に成功したフレームの瞬時 PSNR は 20 dB から 30 dB 程度であり、高画質とは言えない。

図 4.16(c) は、UEP を適用した場合の瞬時 PSNR 特性である。UEP を用いる場合、全フレームの約 10% に相当する 11 フレームの復号に成功している。しかし、UPA の場合と同様に、復号に成功したフレームの瞬時 PSNR は 20 dB 程度であり、画質目標である 35 dB にはほど遠い。図 4.14 からわかるように、低 SNR 時において UPA は UEP よりも高い PSNR 特性を示している。これは、図 4.12(b) および図 4.12(c) に示すビットエラー率特性において、UPA の方が下位レイヤ (特にレイヤ 1) のビットエラー率が低いためである。

図 4.16(d) は、JSSA を適用した場合の瞬時 PSNR 特性である。JSSA を用いる場合は、送信したすべてのフレームの復号に成功している。わずか 2 フレームを除いて残りの全フレームの PSNR は 35 dB を超えており、非常に高画質かつ安定して動画像が伝送されたことがわかる。図 4.12(d) を見ると、受信 SNR が 6 dB のとき、JSSA を適用した場合におけるレイヤ 1 のビットエラー率はすでに 10^{-4} 以下であり、レイヤ 2 のビットエラー率も下がり始めていることが確認できる。一方、UPA や UEP ではレイヤ 1 のビットエラー率は下がり始めているものの、その他のレイヤのビットエラー率はかなり高いため、JSSA はその他の JSCC 手法よりも良

図 4.16: SNR 6 dB における瞬時 PSNR 特性: $\rho = 0$

好な瞬時 PSNR 特性を示す。

受信 SNR が 12 dB かつ $\rho = 0.5$ の場合における瞬時 PSNR 特性を図 4.17 に示す。先ほどと同様に、復号に失敗したフレームは PSNR 10 dB の位置にプロットした。

図 4.17(a) および図 4.17(c) はそれぞれ、No JSCC および UEP の瞬時 PSNR 特性である。両 JSCC 手法において復号に成功するフレームは 1 つも存在せず、受信 SNR が 12 dB の環境であっても空間相関が高い場合は、これらの手法で高画質な動画像伝送を実現することはできない。

図 4.17(b) は、UPA による瞬時 PSNR 特性である。復号に成功したのはわずか 7 フレームであり、それらの PSNR は高くても 25 dB 程度である。復号に成功したフレーム数も少なく、No JSCC や UEP に対して大きな改善は見られない。

図 4.17(d) は、JSSA による瞬時 PSNR 特性である。送信したすべてのフレーム

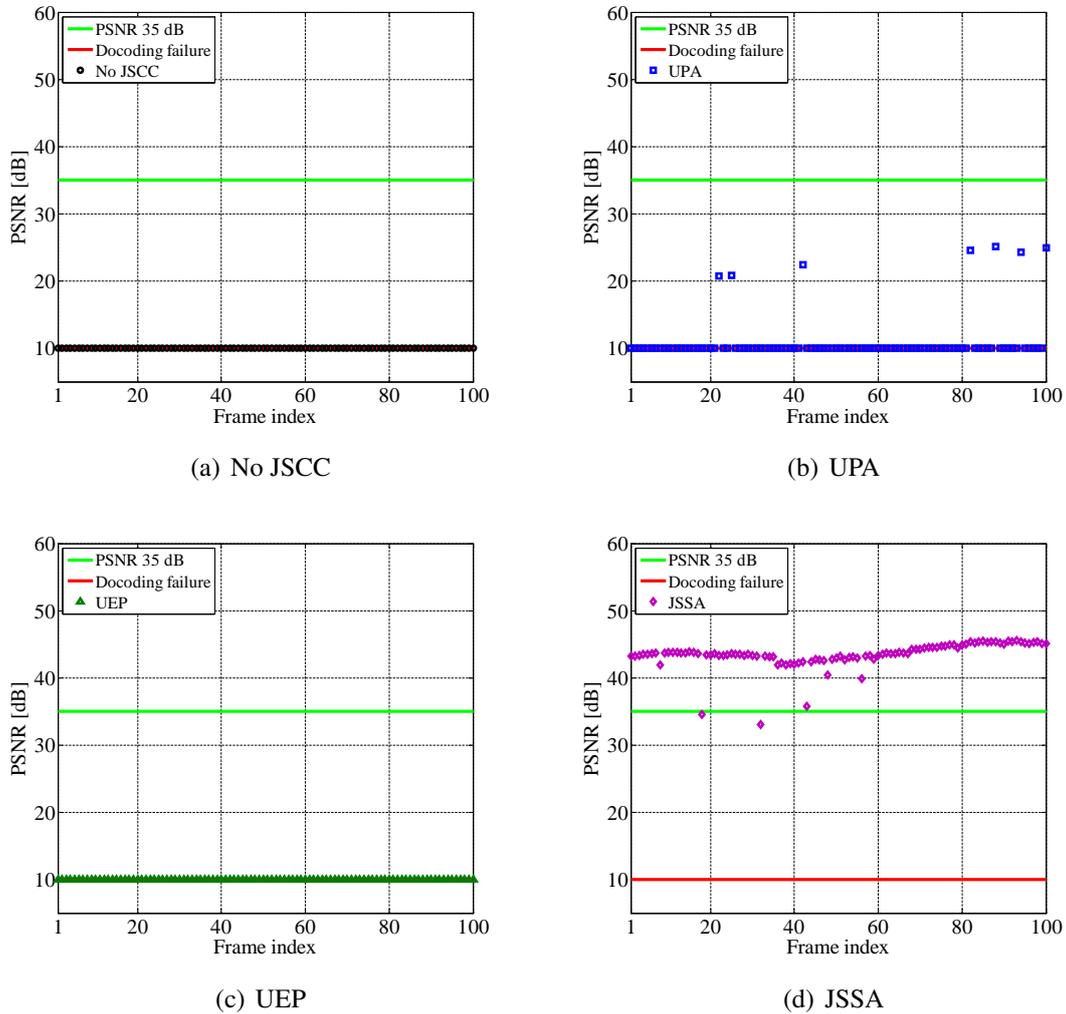


図 4.17: SNR 12 dB における瞬時 PSNR 特性: $\rho = 0.5$

の復号に成功しており、わずか2フレームを除いて残りの全フレームのPSNRは35 dBを超えている。4.5.3項で述べたとおり、固有ビーム伝送は空間相関に対して頑健であるため、 $\rho = 0.5$ の場合においても高画質かつ安定した動画像伝送が可能である。

次に、受信した動画像フレームの一部を例示する。No JSCCは復号成功率が極端に低く、動画像フレームが得られないため、UPA, UEP, JSSAについて結果を示す。 $\rho = 0$ の場合に受信SNRが8 dBおよび10 dBの環境で得られたフレームをそれぞれ図4.18, 図4.19に示す。また、 $\rho = 0.5$ の場合に受信SNRが18 dBおよび20 dBの環境で得られたフレームをそれぞれ図4.20, 図4.21に示す。



(a) UPA (PSNR: 20.7 [dB])



(b) UEP (PSNR: 20.9 [dB])



(c) JSSA (PSNR: 44.8 [dB])

図 4.18: SNR 8 dB における受信フレーム: $\rho = 0$



(a) UPA (PSNR: 42.5 [dB])

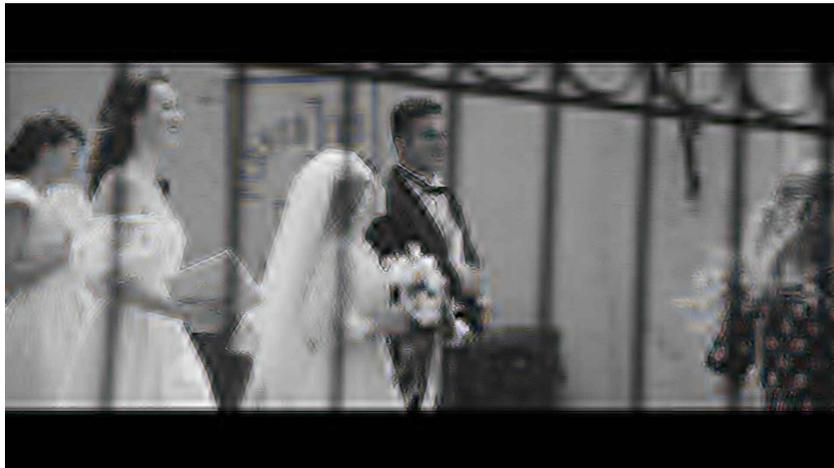


(b) UEP (PSNR: 28.4 [dB])



(c) JSSA (PSNR: 45.2 [dB])

図 4.19: SNR 10 dB における受信フレーム: $\rho = 0$



(a) UPA (PSNR: 28.3 [dB])



(b) UEP (PSNR: 20.2 [dB])



(c) JSSA (PSNR: 45.1 [dB])

図 4.20: SNR 18 dB における受信フレーム: $\rho = 0.5$



(a) UPA (PSNR: 38.6 [dB])



(b) UEP (PSNR: 20.5 [dB])



(c) JSSA (PSNR: 45.2 [dB])

図 4.21: SNR 20 dB における受信フレーム: $\rho = 0.5$

4.5.6 ユーザ数の増加と動画像伝送性能の関係

これまでの議論では、図 4.10 に示すようなユーザ数が 2 の MU-MIMO システムに対して提案手法および比較手法を適用した場合のシミュレーション結果について考察した。ここからは、ユーザ数の増加が動画像伝送性能に与える影響について明らかにするために、MU-MIMO システムに対して提案手法を適用する場合と、SU-MIMO システムに対して比較手法を適用する場合の平均 PSNR 特性を評価する。

MU-MIMO システムの構成は、表 4.2 に示すとおりである。SU-MIMO システムは、それぞれ 4 本のアンテナを持つ送受信機 1 組で構成され、その他のパラメータは表 4.2 に等しいものとする。一般に、ユーザ数が異なる MIMO システムの性能を、受信 SNR で評価する際には注意が必要である。ユーザ数が 2 の MU-MIMO システムと SU-MIMO システムでは、総送信電力は等しいものの、ユーザあたりの送信電力が異なる。すなわち、SU-MIMO では総送信電力を単一のユーザに割り当てるが、ユーザ数が 2 の MU-MIMO では、ユーザあたりの送信電力は総送信電力の半分となる。したがって、ユーザ数が増加するにつれてユーザあたりの送信電力は小さくなる。受信 SNR には、ユーザあたりの送信電力差が含まれないため、ユーザ数が異なる MIMO システムの性能を、同じ受信 SNR で評価することは不公平である。

MU-MIMO システムと SU-MIMO システムにおける動画像伝送性能を公平に評価するために、次式で定義する正規化受信 SNR を導入する。

$$\text{Normalized received SNR} = \frac{\text{Received SNR}}{\text{No. of users}} \quad (4.24)$$

式(4.24)において、受信 SNR をユーザ数で除算することは、システム全体で利用可能な総送信電力を全ユーザに均等に分配することに対応する。このように受信 SNR をユーザ数で正規化することで、ユーザ数が異なる MIMO システムの性能を公平に評価することができる。

MU-MIMO システムに対して提案手法を適用する場合と、SU-MIMO システムに対して比較手法を適用する場合の平均 PSNR 特性を図 4.22 に示す。ユーザ数が 2 の MU-MIMO システムにおける JSSA の平均 PSNR 特性は、図 4.14 に示した JSSA の平均 PSNR 特性を右側に 3 dB だけシフトしたものとなる。これはユーザあたりの送信電力が半分となることに対応する。まずはじめに、UPA と UEP の平均 PSNR 特性を比較すると、図 4.14 の場合と同様に、UPA の方が良好な PSNR 特性を示す。次に、ユーザ間の空間相関が低い $\rho = 0$ の場合における JSSA と UPA とを比較すると、すべての正規化受信 SNR の範囲において、JSSA は UPA の平均 PSNR 特性を大きく上回っている。これは、ユーザ数が 1 の SU-MIMO システムに対して UPA を適用するよりも、ユーザ数が 2 の MU-MIMO システムに対して JSSA を適用する方が受信品質が高いことを示している。言い換えると、ユーザあたりの

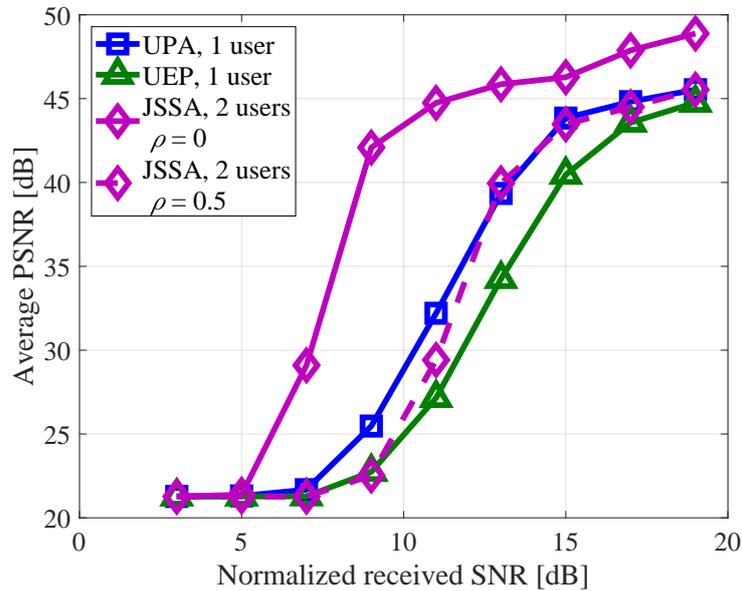


図 4.22: MU-MIMO および SU-MIMO における平均 PSNR 特性

送信電力が半分になることを考慮しても、JSSA の適用により得られる利得の方が大きいことを意味する。したがって、JSSA を適用することで、システム全体として SU-MIMO の 2 倍の動画像伝送レートを実現しつつ、SU-MIMO よりも高画質な動画像伝送が可能となることが示された。一方で、ユーザ間の空間相関が高い $\rho = 0.5$ の場合における JSSA と UPA とを比較すると、UPA は JSSA よりもわずかに良好な平均 PSNR 特性を示すが、両者の平均 PSNR 特性は同等である。これは、ユーザ間の空間相関が高い場合においても、システム全体として SU-MIMO の 2 倍の動画像伝送レートを実現しつつ、SU-MIMO と同等の画質で動画像伝送が可能となることを示している。

4.6 まとめ

本章の前半では，MU-MIMO システム向けの動画像伝送システムを提案し，システム全体の構成をブロックダイアグラムで示した．提案システムでは，送信側でブロック対角化による指向性制御を行うと同時に，各ユーザに対して固有ビーム伝送によるプリコーディングを適用する．ブロック対角化と固有ビーム伝送を併用する場合のプリコーディング行列を導出して，固有チャンネルの SNR がチャンネル行列の固有値で表現されることを示した．また，固有チャンネルの品質とサブキャリアの品質に基づいて，画質スケーラビリティを有する動画像のコードストリームを空間ストリーム・サブキャリアに同時に割り当てる手法を提案した．

後半では，ユーザ間に空間相関がない場合とユーザ間の空間相関が高い場合において計算機シミュレーションを行い，得られた結果について議論した．まずはじめに，チャンネル行列の固有値分布を示して，直接波が支配的な LOS 環境では固有値間の広がりが大きくなることを確認した．また，ユーザ間の空間相関が高い場合にブロック対角化による固有値の劣化が大きいことを示した．次に，レイヤ別のビットエラー率特性や平均 PSNR 特性，復号成功率特性などを示して，基本的な JSCC 手法である UPA や UEP と提案する JSSA の性能を比較した．JSSA における下位レイヤのビットエラー率は UPA や UEP よりも十分に低いため，平均 PSNR 特性や復号成功率特性において良好な性能を示すことを確認した．具体的には，PSNR において 35 dB の達成に最小受信 SNR は， $\rho = 0$ のとき，UPA が 10 dB であるのに対して JSSA は 6 dB であった．また， $\rho = 0.5$ とき，UPA が 20 dB であるのに対して JSSA は 10 dB であった．以上より，固有ビーム伝送を利用する動画像伝送システムは，下位レイヤを強力に保護することで高画質かつ安定した動画像伝送を可能とし，ユーザ間の空間相関に対しても一定の耐性があることを確認した．

第5章 過負荷MIMOによる動画像伝送システムの提案

5.1 はじめに

スマートフォンやタブレットをはじめとするモバイル端末の普及により、ホームネットワークを利用して動画像コンテンツを視聴する機会がますます増加している。一般に、動画像コンテンツはデータサイズが大きいため、MIMOシステムの利用が必須となる。多数のアンテナを利用する通信システムでは、アンテナ間の空間相関を十分に小さくするために、キャリア周波数の半波長以上の間隔でアンテナを配置することが望ましい [73]。しかし、モバイル端末は筐体が小さく、バッテリー容量にも限りがあることから、受信側において大幅にアンテナ数を増加させることは困難である。そこで、2.6節で述べた過負荷MIMOシステムの利用が期待される。

パケットの再送を行わずに高画質な動画像伝送を実現するためには、JSCCの枠組みを過負荷MIMOに適用する必要があるが、過負荷MIMOを対象としたJSCC手法はこれまでに報告例がない。3.3.3項で述べたJSCC手法を過負荷MIMOに直接適用することはできず、画質劣化モデルなどの修正が必要となる。また、第4章で提案した固有ビーム伝送に基づく手法も、過負荷MIMOには直接適用できない¹⁾。そこで、過負荷MIMOの利用を前提としたJSCC手法の検討が必要となる。過負荷MIMOシステムを動画像伝送に応用する場合、次の2点が問題となる。一方は受信アンテナ数の削減による画質劣化、他方は受信側の信号分離に要する膨大な演算量である。

本章では、これら2点の課題を克服する過負荷MIMO向けのJSCC手法を提案する。一般的なデータ通信を対象とした過負荷MIMOシステムでは、送信側の構成は通常のMIMOと完全に等しく、受信側で特殊な信号分離技術を利用することで送信信号を推定する。しかし、受信側の信号処理を工夫するだけでは、上記の問題点を解決することは困難である。そこで本論文では、送受信機が互いに連携することにより画質劣化を抑えると同時に、受信側の信号分離に要する演算量を削減する手法を提案する。言い換えれば、これまでは受信側が負担していた信号分離演算の一部を、送信側が肩代わりする仕組みである。送信側となるアクセス

¹⁾理由については、5.3.1項に後述する。

ポイントは常時電源に接続されていることから、モバイル端末が行うべき演算の一部を無理なく引き受けることができる。このようなアプローチのもとで、過負荷 MIMO 向けの新たな JSCC 手法を提案する。まずは、受信アンテナ数が削減された状況においても高画質な動画像伝送を行うために、送信側でプリコーディングを行う。提案するプリコーディング手法は、ユニタリ変換によりチャネル行列の係数を特定の空間ストリームに集中させると同時に、部分的に固有ビーム伝送を適用する手法である。また、プリコーディング手法と対になる演算量削減型の信号分離手法を提案する。最後に、SNR をもとにレイヤ間の電力割り当てを適応的に調節する手法を提案する。各レイヤにおいて達成すべきビットエラー率を設定しておき、貪欲法に基づいてレイヤ 1 から順に優先して電力割り当てを行う。

以降の文中において、提案するプリコーディング手法を PE-SDM (partial E-SDM), 演算量削減型の信号分離手法を RCP (reduced complexity postcoding), ビットエラー率に基づく電力割り当て手法を GPA (greedy power allocation) と表記する。

5.2 過負荷 MIMO による動画像伝送システム

過負荷 MIMO を用いた動画像伝送システムの送受信機の構成を図 5.1 に示す。提案する動画像伝送システムは、送受信機がそれぞれ 1 台の SU-MIMO システムである。ただし、送信アンテナ数 N_{TX} よりも受信アンテナ数 N_{RX} の方が少ない過負荷 MIMO の構成である ($N_{TX} > N_{RX}$)。前章と同様に、提案システムでは OFDM によるマルチキャリア伝送を採用する。したがって、提案システムは 2.6 節に示した過負荷 MIMO 通信モデルをマルチキャリア伝送に拡張したものである。本節では、システムを構成するブロックの詳細について述べる。ただし、提案システムにおいて重要な役割を果たす 2 つのブロック “Precoding and Power Allocation” および “Postcoding” については、構成の一部を 5.3 節に詳述する。なお、4.2 節に示した MU-MIMO による動画像伝送システムと共通のブロックについては、説明を割愛する。共通のブロックは、“Scalable Encoding/Decoding”, “Packet Generation/Merging”, “OFDM Modulation/Demodulation” である。また、動画像のコードストリームを構成する制御情報の取り扱いについても、4.2.7 項に述べたとおりである。

提案システムでは、送信アンテナ数 N_{TX} とレイヤ数 N_L は等しいと仮定する ($N_{TX} = N_L$)。また、送受信機の双方が完璧な CSI を共有することを仮定する。

5.2.1 Spatial Stream Allocation ブロック

Spatial Stream Allocation ブロックの構成を図 5.2 に示す。Spatial Stream Allocation ブロックの役割は、基本的に 4.2.3 項に記した JSSA Encoding ブロックの役割に等しい。Spatial Stream Allocation ブロックに入力されたパケットはまず、スクランブラによりランダム化され、符号化率 R_{FEC} の畳み込み符号による前方誤り訂正の符号化が行われる。冗長性が付加されたビット列は、レイヤごとに空間ストリームに割り当てられる。各レイヤのビット長は等しく、第 i レイヤに属するビット列を第 i 空間ストリームに割り当てる。言い換えると、第 1 空間ストリームが最も重要度が高く、第 N_L 空間ストリームが最も重要度が低くなるような割り当てを行う。各空間ストリームに割り当てられたビット列は、それぞれ周波数インターリーブされた後に 2^B -QAM によりマッピングされる。第 i 空間ストリーム・第 k サブキャリア・第 d OFDM シンボルに割り当てた QAM シンボルを $s_{i,k,d}$ と表記する。また、第 k サブキャリアにより送信される QAM シンボルベクトルを $\mathbf{s}_{k,d} \in \mathbb{C}^{N_L \times 1}$ と表記する。Spatial Stream Allocation ブロックの出力は、 N_L 個の空間ストリーム、 N_{SC} 個のサブキャリア、 N_{SY} 個の OFDM シンボルに割り当てられた QAM シンボル列である。なお、図 5.1(b) に示す受信側における Spatial Stream Deallocation は、Spatial Stream Allocation ブロックの逆処理を行うブロックである。

4.2.3 項に記した JSSA Encoding ブロックでは、空間ストリームと同時にサブキャリアに対して QAM シンボルの割り当てを行っていた。一方で、Spatial Stream

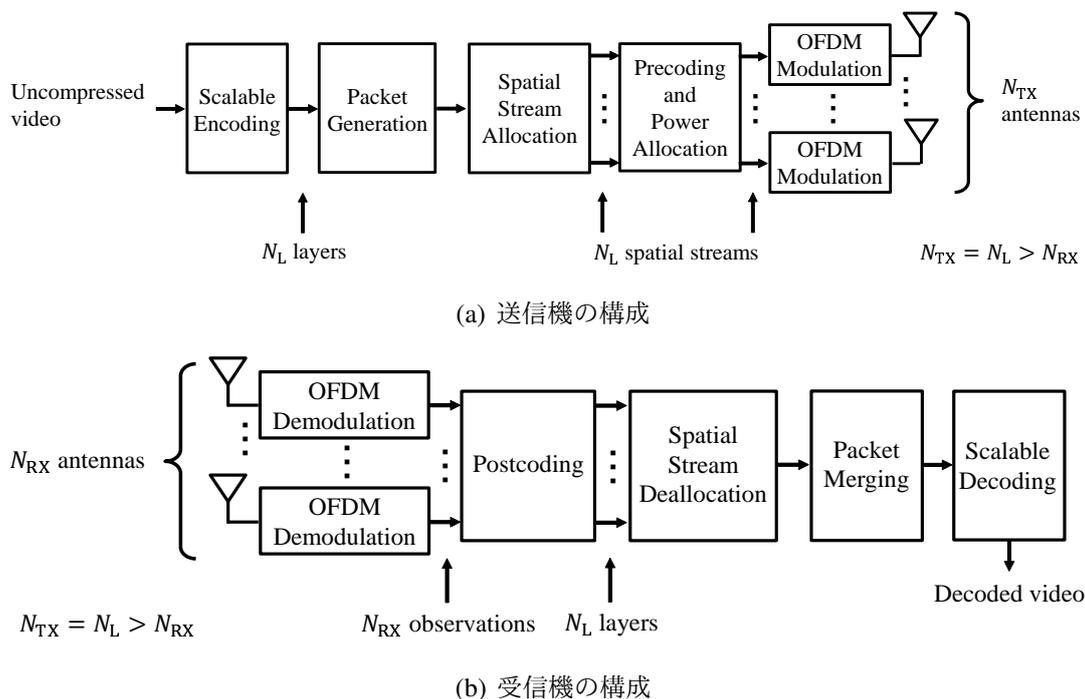


図 5.1: 過負荷 MIMO による動画像伝送システムのブロックダイアグラム

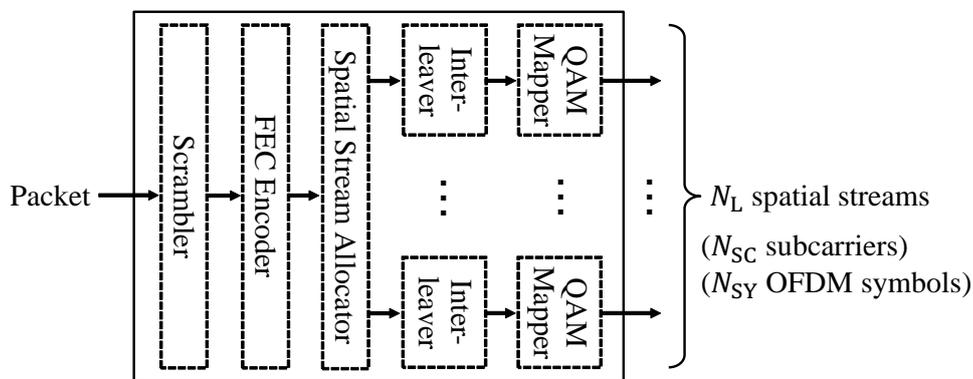


図 5.2: Spatial Stream Allocation ブロックの構成

Allocation ブロックでは、サブキャリアの品質を考慮して各レイヤのビット列を割り当てる代わりに、周波数インターリーブを利用して誤り訂正能力の向上を図る点が両者の違いである。

5.2.2 Precoding and Power Allocation ブロック

図 5.3 に示すように、Precoding and Power Allocation ブロックでは、プリコーディングと電力調整の 2 つの処理を行う。過負荷 MIMO 向けに高画質な動画像伝

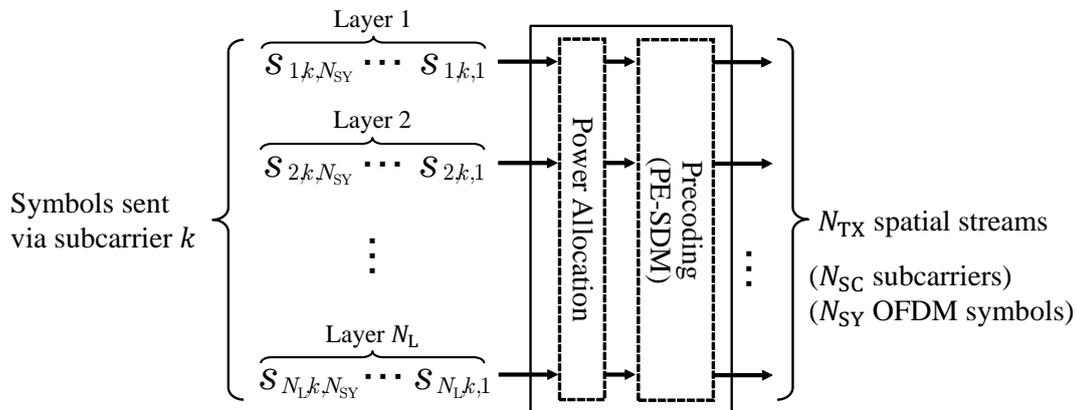


図 5.3: Precoding and Power Allocation ブロックの構成

送を実現するプリコーディング手法として、部分的に固有ビーム伝送を用いる手法 (PE-SDM) を提案する。PE-SDM については 5.3.1 項で述べる。提案システムではサブキャリア間には一様に電力割り当てを行うが、空間ストリーム間 (レイヤ間) には不均一な電力割り当てを行う。過負荷 MIMO 向けの電力割り当て手法については、5.3.3 項で述べる。図 5.3 に示すように、マルチキャリアシステムではすべてのサブキャリアについてプリコーディングおよび電力調整を行う必要がある。

5.2.3 Postcoding ブロック

図 5.1(b) に示す受信機において、Postcoding ブロックは N_{RX} 個の観測信号から N_{TX} 個の送信シンボルを復元するブロックである。過負荷 MIMO の課題である膨大な演算量を軽減するために、送信側で適用される PE-SDM によるプリコーディングと対になる演算量削減型のポストコーディング手法 (RCP) を提案する。具体的なポストコーディングのアルゴリズムについては 5.3.2 項に詳述する。なお、提案する PE-SDM は線形プリコーディングであるため、2.7 節で述べた過負荷 MIMO をサポートする信号分離手法 (MLD, PVC など) の中から、ユーザが任意に選択可能である。

5.3 過負荷 MIMO 向けの JSCC 手法

提案する動画像伝送システムでは、送信側で部分的に固有ビーム伝送 (PE-SDM) を行うことにより画質劣化を抑制する。また、演算量削減型のポストコーディング手法 (RCP) を提案する。さらに、貪欲法に基づいて各レイヤの重要度に応じた電力割り当てを行う手法 (GPA) を提案する。提案システムではレイヤの重要度の違いと空間ストリームの品質の違いとを対応付けるため、以降の議論ではサブキャリアインデックス k および OFDM シンボルインデックス d を省略する。前述のとおり、送信アンテナ数とレイヤ数は互いに等しく ($N_{\text{TX}} = N_{\text{L}}$)、送信シンボルベクトル $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{N_{\text{L}} \times 1}$ の第 i 要素は第 i レイヤに属する QAM シンボルである。したがって、 s_1 の重要度が最も高く、 $s_{N_{\text{L}}}$ の重要度が最も低い。

5.3.1 部分固有ビーム伝送によるプリコーディング: PE-SDM

過負荷 MIMO における送受信信号の関係は、最も基礎的な MIMO と同様に式 (2.3) で記述される。提案システムでは送信側でプリコーディングを行うため、重み行列 $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{N_{\text{L}} \times N_{\text{L}}}$ を追加して式 (2.3) を次のように書き換える。

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{P}\mathbf{s} + \mathbf{z} \quad (5.1)$$

したがって、チャンネル行列 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RX}} \times N_{\text{L}}}$ をもとに重み行列 \mathbf{W} を設計することが最終目的となる。

重み行列を設計する前に、過負荷 MIMO に対して固有ビーム伝送を直接適用できない理由について説明する。送受信アンテナ数の関係が $N_{\text{TX}} = N_{\text{L}} > N_{\text{RX}}$ である場合、チャンネル行列 \mathbf{H} は次のように特異値分解される。

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H \quad (5.2)$$

$$= \mathbf{U} \begin{bmatrix} \mathbf{D} & \mathbf{O}_{N_{\text{RX}} \times (N_{\text{L}} - N_{\text{RX}})} \end{bmatrix} \mathbf{V}^H \quad (5.3)$$

ここで、 $\mathbf{D} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RX}} \times N_{\text{RX}}}$ は \mathbf{H} の特異値が並ぶ対角行列である。4.3.2 項と同様に、式 (5.1) において $\mathbf{W} = \mathbf{V}$ と設定し、受信信号ベクトルに左から \mathbf{U}^H を乗算する。

$$\mathbf{U}^H \mathbf{y} = \mathbf{U}^H \mathbf{H}\mathbf{V}\mathbf{P}\mathbf{s} + \mathbf{U}^H \mathbf{z} \quad (5.4)$$

$$= \mathbf{\Sigma}\mathbf{P}\mathbf{s} + \mathbf{U}^H \mathbf{z} \quad (5.5)$$

$$= \begin{bmatrix} \mathbf{D} & \mathbf{O}_{N_{\text{RX}} \times (N_{\text{L}} - N_{\text{RX}})} \end{bmatrix} \mathbf{P}\mathbf{s} + \mathbf{U}^H \mathbf{z} \quad (5.6)$$

式 (5.6) より、送信シンボル $\{s_1, s_2, \dots, s_{N_{\text{RX}}}\}$ には対応する特異値が存在するが、送信シンボル $\{s_{N_{\text{RX}}+1}, \dots, s_{N_{\text{L}}}\}$ にはゼロ行列が乗算されてすべて 0 に写像される。

したがって、過負荷 MIMO に固有ビーム伝送を適用する場合、最大でも N_{RX} 個のシンボルしか送信できないことになる [74].

提案する PE-SDM は、送信シンボルに対して部分的に固有ビーム伝送を適用する手法である. PE-SDM ではまず、ハウスホルダー変換 [75] を用いてチャネル行列 \mathbf{H} を次のような下三角行列に変換する.

$$\mathbf{H}\mathbf{W}_{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{L} & \mathbf{O}_{R, N_L - R} \\ h'_{N_{\text{RX}}, 1} & \cdots & h'_{N_{\text{RX}}, R} & h'_{N_{\text{RX}}, N_{\text{RX}}} & \cdots & h'_{N_{\text{RX}}, N_L} \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

ただし、 $R = N_{\text{RX}} - 1$ と定義した. $\mathbf{L} \in \mathbb{C}^{R \times R}$ は下三角行列である. $\mathbf{W}_{\mathbf{H}} \in \mathbb{C}^{N_L \times N_L}$ は R 個のハウスホルダー変換行列の積で定義される行列である.

$$\mathbf{W}_{\mathbf{H}} = \mathbf{Q}_1 \mathbf{Q}_2 \cdots \mathbf{Q}_R \quad (5.8)$$

ここで、 $\mathbf{Q}_r \in \mathbb{C}^{N_L \times N_L}$ は \mathbf{H} の第 r 行を構成する要素の右から $N_L - r$ 個を 0 に変換するハウスホルダー変換行列である. 各ハウスホルダー変換行列 \mathbf{Q}_r は次のように定義される.

$$\mathbf{Q}_r = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{r-1} & \mathbf{O}_{r-1, N_L - r + 1} \\ \mathbf{O}_{N_L - r + 1, r - 1} & \mathbf{Q}'_r \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

$$\mathbf{Q}'_r = -e^{-j\theta} (\mathbf{I}_{N_L - r} - 2\mathbf{u}\mathbf{u}^H) \quad (5.10)$$

ここで、 θ は $h_{r,r} = e^{j\theta} |h_{r,r}|$ を満たす偏角である. $\mathbf{v} = [h_{r,r}, \dots, h_{r, N_L}]^T$ と定義すると、式 (5.10) における単位ベクトル \mathbf{u} は次式で与えられる.

$$\mathbf{u} = \frac{\mathbf{v} + e^{j\theta} \mathbf{e}_1}{\|\mathbf{v} + e^{j\theta} \mathbf{e}_1\|_2} \quad (5.11)$$

式 (5.7) に示すハウスホルダー変換適用後の行列 $\mathbf{H}\mathbf{W}_{\mathbf{H}}$ において、右上部の $R \times (N_L - R)$ 個の要素がすべて 0 に変換されたため、正方行列 \mathbf{L} に対して部分的に固有ビーム伝送を適用することができる. そこで、 \mathbf{L} を次のように特異値分解する.

$$\mathbf{L} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H \quad (5.12)$$

ここで、 $\mathbf{\Sigma} = \text{diag}(\sqrt{\lambda_1}, \dots, \sqrt{\lambda_R})$ であり、 λ_r は r 番目に大きな $\mathbf{L}^H \mathbf{L}$ の固有値である. 以上より、 \mathbf{L} に対して部分的に固有ビーム伝送を適用するための重み行列 $\mathbf{W}_{\mathbf{E}}$ は、

$$\mathbf{W}_{\mathbf{E}} = \begin{bmatrix} \mathbf{V} & \mathbf{O}_{R, N_L - R} \\ \mathbf{O}_{N_L - R, R} & \mathbf{I}_{N_L - R} \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

で与えられる。HW_Hに右からW_Eを乗算すると、

$$\mathbf{H}\mathbf{W}_H\mathbf{W}_E = \begin{bmatrix} \mathbf{L}\mathbf{V} & \mathbf{O}_{R,N_L-R} \\ h''_{N_{RX},1} & \cdots & h''_{N_{RX},R} & h'_{N_{RX},N_{RX}} & \cdots & h'_{N_{RX},N_L} \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

となる。式(5.14)において第 N_{RX} 行を無視すると、 $\mathbf{L}\mathbf{V}$ に対応する R 個のシンボル $\{s_1, s_2, \dots, s_R\}$ に対して、固有ビーム伝送が適用できていることがわかる。

最後に、レイヤの重要度に応じた空間ストリーム割り当てを行うために、 $\mathbf{H}\mathbf{W}_H\mathbf{W}_E$ に対応する空間ストリームの品質を評価する必要がある。空間ストリームの品質に応じたシンボル割り当てを行うための置換行列 $\mathbf{W}_P \in \mathbb{R}^{N_L \times N_L}$ を次のように定義する。

$$\mathbf{W}_P = [\mathbf{e}_{\pi(1)}, \mathbf{e}_{\pi(2)}, \dots, \mathbf{e}_{\pi(N_L)}]^T \quad (5.15)$$

ただし、 $\pi(i)$ は第 i レイヤのシンボル s_i の割り当て先となる空間ストリームのインデックスである。具体的には、式(5.14)から空間ストリームの品質を評価して、 i 番目に品質が高い空間ストリームインデックスを $\pi(i)$ とする方法などが考えられる。ここでは、後述する演算量削減型ポストコーディング手法の利用を想定した割り当てを行う。特異値分解の定義から $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_R$ が成り立つため、第1空間ストリームから第 R 空間ストリームまでは高品質な順に並ぶことになる。そこで、 $i \in \{1, 2, \dots, R\}$ については $\pi(i) = i$ と設定し、 $i \in \{N_{RX}, N_{RX} + 1, \dots, N_L\}$ については次の関係を満たすように $\{\pi(N_{RX}), \pi(N_{RX} + 1), \dots, \pi(N_L)\}$ を決定する。

$$|h'_{N_{RX}, \pi(N_{RX})}|^2 \geq |h'_{N_{RX}, \pi(N_{RX}+1)}|^2 \geq \dots \geq |h'_{N_{RX}, \pi(N_L)}|^2 \quad (5.16)$$

以上より、PE-SDMによるプリコーディング行列 \mathbf{W} は次式で与えられる。

$$\mathbf{W} = \mathbf{W}_H \mathbf{W}_E \mathbf{W}_P \quad (5.17)$$

\mathbf{W}_H および \mathbf{W}_E はユニタリ行列、 \mathbf{W}_P は直交行列であるため、送信電力は \mathbf{P} にのみ依存する。PE-SDMは線形プリコーディングであるため、MLDやPVCなど過負荷MIMOに適用可能な信号分離手法であれば利用可能である。

最後に、PE-SDMによるプリコーディングの概念を図5.4に示す。図5.4は式(5.17)を図示したものであり、PE-SDMプリコーディング適用後における送受信機のアンテナ間のパスの状況を示している。ハウスホルダー変換はユニタリ変換であるため、乗算の前後でベクトルのノルムを保存する性質がある。したがって、式(5.7)や式(5.14)において強制的に0に写像されたチャネル行列の要素は、同じ行の非ゼロ要素に吸収されたことになる。言い換えると、提案するPE-SDMはユニタリ変換によりチャネル係数を寄せ集めることで品質の良いチャネルを作り出し、レイヤの重要度に応じた割り当てを行うプリコーディング手法である。

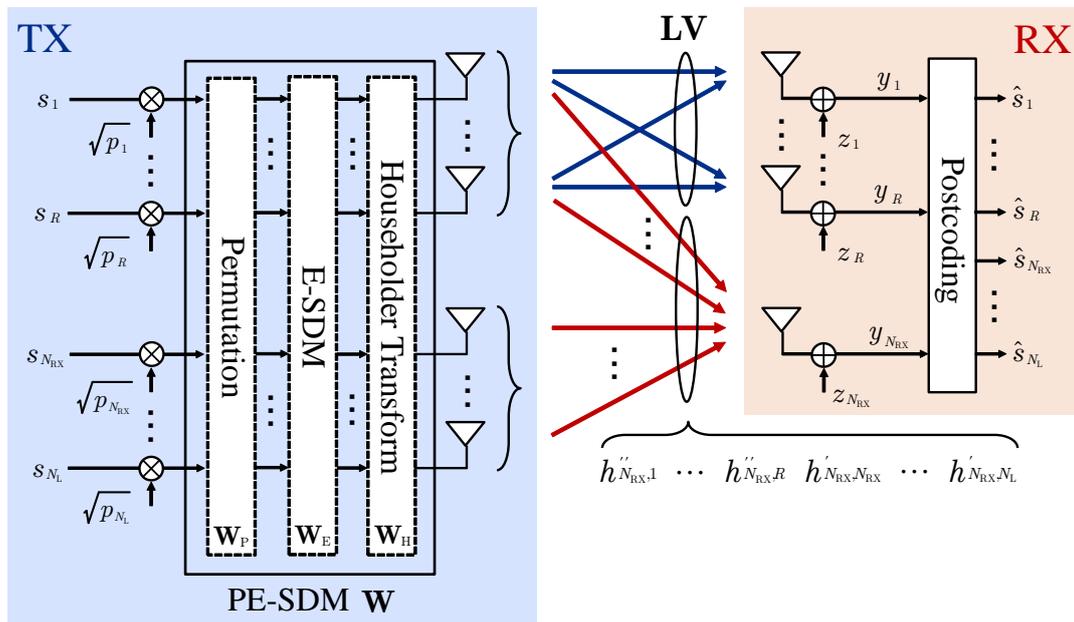


図 5.4: PE-SDM によるプリコーディングの概念図

5.3.2 演算量削減型ポストコーディング: RCP

本論文では、PE-SDM によるプリコーディングと対になる演算量削減型のポストコーディング手法を提案する。提案するポストコーディング手法では、固有ビーム伝送された R 個のシンボルに対して線形分離を適用し、推定したシンボルを逐次干渉キャンセルにより受信信号から減算する。その後、残りの $N_L - R$ 個のシンボルには非線形分離を適用する。

送信側でプリコーディングを行う場合、過負荷 MIMO における送受信信号の関係は式 (5.1) で記述される。受信機はチャネル行列 \mathbf{H} 、プリコーディングの重み行列 \mathbf{W} 、電力割り当て行列 \mathbf{P} の積を混合チャネル行列 $\mathbf{C} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RX}} \times N_L}$ として観測する。 $\mathbf{C} = \mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{P}$ を用いて式 (5.1) を書き換えると、

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{s} + \mathbf{z} \quad (5.18)$$

を得る。また、 \mathbf{C} から第 N_{RX} 行目を削除した行列を \mathbf{C}' として新たに定義する。式 (5.14) に示すように、 \mathbf{C}' は非ゼロ要素からなる列ベクトルを R 個、要素がすべてゼロである列ベクトルを $N_L - R$ 個含むような行列である。ここで、 \mathbf{C}' の非ゼロ列ベクトルに対応するインデックス集合を $\mathcal{L} = \{l_1, l_2, \dots, l_R\}$ 、ゼロベクトルに対応するインデックス集合を $\mathcal{N} = \{n_1, n_2, \dots, n_{N_L - R}\}$ と定義する。また、インデック

ス集合 \mathcal{L} および \mathcal{N} に対応するシンボルベクトルをそれぞれ次のように定義する.

$$\mathbf{s}_{\mathcal{L}} = [s_{l_1}, s_{l_2}, \dots, s_{l_R}]^T \quad (5.19)$$

$$\mathbf{s}_{\mathcal{N}} = [s_{n_1}, s_{n_2}, \dots, s_{n_{N_L-R}}]^T \quad (5.20)$$

さらに, シンボルベクトル $\mathbf{s}_{\mathcal{L}}$ に対応する \mathbf{C}' の列ベクトルからなる行列を $\mathbf{C}'_{\mathcal{L}} \in \mathbb{C}^{R \times R}$ と定義する. 式 (5.14) より, $\mathbf{s}_{\mathcal{L}} \in \mathbb{C}^{R \times 1}$ は固有ビーム伝送されたシンボルベクトルであり, $\mathbf{s}_{\mathcal{N}} \in \mathbb{C}^{(N_L-R) \times 1}$ はそれ以外のシンボルベクトルを意味する.

提案手法ではまず, $\mathbf{s}_{\mathcal{L}}$ を推定するために次の方程式を解く.

$$\mathbf{y}_{[1:R]} = \mathbf{C}'_{\mathcal{L}} \mathbf{s}_{\mathcal{L}} + \mathbf{z}_{[1:R]} \quad (5.21)$$

$\mathbf{C}'_{\mathcal{L}}$ は正方行列であり, 式 (5.21) の連立方程式はそれぞれ R 個の式と変数からなる. 図 5.4 に示すように, 1 番目から R 番目までの受信アンテナには, N_{RX} 番目から N_{TX} 番目までの送信信号は届かない. これは式 (5.14) において, 右上部の $R \times (N_L - R)$ 個の要素がすべて 0 であることに対応する. したがって, 受信信号 $\mathbf{y}_{[1:R]}$ は $\mathbf{s}_{\mathcal{N}}$ に関する情報を一切含まないため, ZF や MMSE などの線形分離を用いて $\mathbf{s}_{\mathcal{L}}$ を推定することができる. ここでは, 2.3.2 項で述べた MMSE により $\mathbf{s}_{\mathcal{L}}$ の推定値 $\hat{\mathbf{s}}_{\mathcal{L}}$ を得ることとする.

$$\hat{\mathbf{s}}_{\mathcal{L}} = \mathbf{D}_R \mathbf{y}_{[1:R]} \quad (5.22)$$

ただし, $\mathbf{D}_R \in \mathbb{C}^{R \times R}$ は MMSE に基づく R 次の重み行列である.

次に $\mathbf{s}_{\mathcal{N}}$ の推定に移る. 図 5.4 に示すように, $\mathbf{s}_{\mathcal{N}}$ の情報は N_{RX} 番目の受信アンテナでのみ観測される. そこで, 式 (5.18) において $y_{N_{\text{RX}}}$ に関する部分のみを抜き出すと,

$$y_{N_{\text{RX}}} = [c_1, c_2, \dots, c_{N_L}] \mathbf{s} + z_{N_{\text{RX}}} \quad (5.23)$$

を得る. 式 (5.23) はすべての送信シンボルの情報を含むため, 逐次干渉キャンセルに基づいて, すでに推定した $\hat{\mathbf{s}}_{\mathcal{L}}$ のレプリカ $\tilde{\mathbf{s}}_{\mathcal{L}}$ を $y_{N_{\text{RX}}}$ から減算する.

$$y_{N_{\text{RX}}} - [c_{l_1}, c_{l_2}, \dots, c_{l_R}] \tilde{\mathbf{s}}_{\mathcal{L}} = [c_{n_1}, c_{n_2}, \dots, c_{n_{N_L-R}}] \mathbf{s}_{\mathcal{N}} + z_{N_{\text{RX}}} \quad (5.24)$$

レプリカ $\tilde{\mathbf{s}}_{\mathcal{L}}$ は推定値 $\hat{\mathbf{s}}_{\mathcal{L}}$ を最も近いコスタレーションにマッピングし直すことにより作成する. 式 (5.24) は単一の方程式が $N_L - R$ 個の変数を持つ劣決定システムであるため, 非線形分離を用いて $\mathbf{s}_{\mathcal{N}}$ の推定値を得る必要がある. ここでは, 式 (5.24) に対して 2.7.1 項で述べた PVC を適用することで $\mathbf{s}_{\mathcal{N}}$ を推定する.

PVC の考え方に基づいて, 推定するシンボルベクトル $\mathbf{s}_{\mathcal{N}}$ を postvoting シンボルと prevoting ベクトルに分割する. ここで, $u \in \mathcal{N}$ を postvoting シンボルインデックスとして, 対応するシンボル s_u を postvoting シンボルとする. また, s_u に対応

するチャネル係数を c_u と表記する。このとき、prevoting シンボルのインデックス集合 \mathcal{V} は \mathcal{N} から u を除いた次式で与えられる。

$$\mathcal{V} = \{v_1, v_2, \dots, v_{N_L - N_{RX}}\} = \mathcal{N} \setminus \{u\} \quad (5.25)$$

\mathcal{V} に対応する prevoting ベクトルを $\mathbf{s}_{\mathcal{V}} = [s_{v_1}, s_{v_2}, \dots, s_{v_{N_L - N_{RX}}}]^T$ と定義して、 $\mathbf{s}_{\mathcal{V}}$ に対応するチャネルベクトルを $\mathbf{c}_{\mathcal{V}} = [c_{v_1}, c_{v_2}, \dots, c_{v_{N_L - N_{RX}}}]$ と表記する。

postvoting シンボル s_u と prevoting ベクトル $\mathbf{s}_{\mathcal{V}}$ を用いて、式 (5.24) を次のように書き換える。

$$y'_{N_{RX}} = \mathbf{c}_{\mathcal{V}} \mathbf{s}_{\mathcal{V}} + c_u s_u + z_{N_{RX}} \quad (5.26)$$

ただし、 $y'_{N_{RX}} = y_{N_{RX}} - [c_{l_1}, c_{l_2}, \dots, c_{l_R}] \tilde{\mathbf{s}}_{\mathcal{L}}$ とした。送信シンボルが取りうる候補の集合を Ω とすると、 $\mathbf{s}_{\mathcal{V}}$ が取りうるすべての候補ベクトルの集合 $\Omega_{\mathcal{V}}$ は次のように定義できる。

$$\Omega_{\mathcal{V}} = \Omega^{N_L - N_{RX}} = \{\mathbf{s}_{\mathcal{V}}^{(1)}, \mathbf{s}_{\mathcal{V}}^{(2)}, \dots, \mathbf{s}_{\mathcal{V}}^{(Q)}\} \quad (5.27)$$

ここで、 Q は $\mathbf{s}_{\mathcal{V}}$ が取りうる候補ベクトルの総数であり、 $|\Omega_{\mathcal{V}}| = |\Omega|^{N_L - N_{RX}} = Q$ を満たす。次に、 $\Omega_{\mathcal{V}}$ を構成する候補ベクトルのすべてについて式 (5.26) を評価する。

$$r^{(q)} \triangleq y'_{N_{RX}} - \mathbf{c}_{\mathcal{V}} \mathbf{s}_{\mathcal{V}}^{(q)} \quad (5.28)$$

$$= c_u s_u^{(q)} + z_N, \quad \forall q \in \{1, \dots, Q\} \quad (5.29)$$

式 (5.29) に含まれる未知数は $s_u^{(q)}$ のみであるため、MMSE に基づく線形分離を用いて $s_u^{(q)}$ の推定値 $\hat{s}_u^{(q)}$ を得る。

$$\hat{s}_u^{(q)} = D_1^{(q)} r^{(q)}, \quad \forall q \in \{1, \dots, Q\} \quad (5.30)$$

$D_1^{(q)}$ は MMSE に基づいて $s_u^{(q)}$ を推定するための重みである。なお、重みの乗算によるノイズ強調を最小化するため、絶対値が最も大きいチャネル係数に対応するシンボルを postvoting シンボルとして選択する。詳しくは 2.7.2 項を参照されたい。

以上の計算により、 $\mathbf{s}_{\mathcal{V}}$ と s_u が全部で Q 組得られる。これらの各組をひとつのベクトルとして結合する。

$$\mathbf{s}_{\mathcal{N}}^{(q)} = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_{\mathcal{V}}^{(q)} \\ \hat{s}_u^{(q)} \end{bmatrix}, \quad \forall q \in \{1, \dots, Q\} \quad (5.31)$$

最後に、全 Q 組存在する $\mathbf{s}_{\mathcal{N}}^{(q)} \in \{\mathbf{s}_{\mathcal{N}}^{(1)}, \mathbf{s}_{\mathcal{N}}^{(2)}, \dots, \mathbf{s}_{\mathcal{N}}^{(Q)}\}$ の中から尤もらしい 1 組を選択して最終的な推定値とする。

$$\hat{\mathbf{s}}_{\mathcal{N}} = \arg \min_{\mathbf{s}_{\mathcal{N}} \in \{\mathbf{s}_{\mathcal{N}}^{(1)}, \mathbf{s}_{\mathcal{N}}^{(2)}, \dots, \mathbf{s}_{\mathcal{N}}^{(Q)}\}} \left\| y'_{N_{RX}} - [\mathbf{c}_{\mathcal{V}} \ c_u] \mathbf{s}_{\mathcal{N}} \right\|^2 \quad (5.32)$$

このように、提案手法では \mathbf{s}_L に対して演算量が小さい線形分離を適用し、逐次干渉キャンセルにより受信信号から除去した後に、残りの \mathbf{s}_N を推定することで全体的な演算量削減を図った。具体的な演算量の比較については、5.4 節に後述する。

5.3.3 ビットエラー率に基づく電力割り当て: GPA

式 (5.1) において、プリコーディングの重み行列 \mathbf{W} の他に電力割り当て行列 \mathbf{P} も制御可能なパラメータである。例えば、チャンネル容量の最大化など何かしらの目的を設定して、その目的を達成するように \mathbf{P} を制御することが一般的である。本論文では、レイヤごとに達成すべきビットエラー率を設定したうえで、貪欲法に基づいて最も高い優先度を持つレイヤ 1 から順に電力割り当てを行う手法を提案する。

第 m レイヤに要求するビットエラー率を $\beta_m^{(\text{req})}$ と定義する。各レイヤに割り当てる電力 p_m は次の制約を満たす必要がある。

$$\sum_{m=1}^{N_L} p_m \leq P_{\text{tot}} \quad (5.33)$$

ここで、 P_{tot} は総送信電力である。提案する電力割り当て手法を Algorithm 2 に示す。提案手法では、第 1 レイヤから順に $\beta_m^{(\text{req})}$ の達成に必要な電力 $p_m^{(\text{req})}$ を算出する。次に、その時点で割り当て可能な総電力 P_{rem} と $p_m^{(\text{req})}$ を比較して、小さい方の値を実際に割り当てる電力 p_m とする。なお、式 (5.33) の制約を満たすように p_m を決定するため、 $\beta_m^{(\text{req})}$ の達成に必要な電力 $p_m^{(\text{req})}$ と実際に割り当てる電力 p_m を明確に区別する必要がある。最後に、未割り当ての電力 P_{rem} から p_m を減算することで P_{rem} を更新する。以上の手順を P_{rem} が 0 になるまで繰り返す。

提案手法において最も重要な点は、ビットエラー率 $\beta_m^{(\text{req})}$ から電力 $p_m^{(\text{req})}$ を算出することである。一般に、ビットエラー率は受信 SNR の関数として表現される。ただし、式 (5.17) に示す PE-SDM プリコーディングを過負荷 MIMO に適用する場合、受信アンテナ数を超えた送信シンボルが互いに干渉するため、ビットエラー率を受信 SINR (signal-to-interference-plus-noise ratio) の関数として表現する。第 $\pi(m)$ レイヤの受信 SINR を $\gamma_{\pi(m)}$ とすると、加法性白色ガウスノイズチャネルにおいて、符号化されていない QAM シンボルのビットエラー率は次式で与えられる [76]。

$$\beta_m = \frac{2(\sqrt{K} - 1)}{\sqrt{K} \log_2 K} \left[1 - \text{erf} \left(\sqrt{\frac{3\gamma_{\pi(m)}}{2(K-1)}} \right) \right] \quad (5.34)$$

ここで、 K は変調多値数 (コンスタレーションポイント数) であり、 2^B -QAM を用いる場合、 $K = 2^B$ となる。なお、 B は 1 シンボルあたりのビット数である。また、

Algorithm 2 Greedy power allocation algorithm.

Input: $K, N_L, N_{RX}, P_{tot}, \mathbf{H}, \sigma_n^2, \beta_m^{(req)}, \forall m \in \{1, 2, \dots, N_L\}$
Output: \mathbf{P}
Initialize: $P_{rem} \leftarrow P_{tot}, p_m \leftarrow 0, \forall m \in \{1, 2, \dots, N_L\}$

```

1: for  $m = 1$  to  $N_L$  do
2:    $g \leftarrow f_K(\beta_m^{(req)})$ 
3:   if  $m \leq R$  then
4:      $p_m^{(req)} \leftarrow \frac{\sigma_n^2}{\lambda_m} \gamma_m$ 
5:   else
6:      $P_I \leftarrow \sum_{i=N_{RX}}^{m-1} |h'_{N_{RX}, \pi(i)}|^2 p_i$ 
7:      $p_m^{(req)} \leftarrow \frac{P_I + |h'_{N_{RX}, \pi(m+1)}|^2 P_{rem} + \sigma_n^2}{|h'_{N_{RX}, \pi(m)}|^2 g^{-1} + |h'_{N_{RX}, \pi(m+1)}|^2}$ 
8:   end if
9:    $p_m \leftarrow \min(p_m^{(req)}, P_{rem})$ 
10:   $P_{rem} \leftarrow P_{rem} - p_m$ 
11:  if  $P_{rem} \leq 0$  then
12:    break
13:  end if
14: end for
15: if  $P_{rem} > 0$  then
16:   for  $m = 1$  to  $N_L$  do
17:     $p_m \leftarrow p_m + P_{rem}/N_L$ 
18:   end for
19: end if
20: return  $\mathbf{P} \leftarrow \text{diag}(\sqrt{p_1}, \sqrt{p_2}, \dots, \sqrt{p_{N_L}})$ 

```

$\text{erf}(x)$ は次式で定義される誤差関数である。

$$\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt \quad (5.35)$$

式 (5.34) を $\gamma_{\pi(m)}$ について解くと,

$$\gamma_{\pi(m)} = \frac{2}{3}(K-1) \left[\text{erf}^{-1} \left(1 - \frac{\beta_m \sqrt{K} \log_2 K}{2(\sqrt{K}-1)} \right) \right]^2 \quad (5.36)$$

$$\triangleq f_K(\beta_m) \quad (5.37)$$

を得る. 式 (5.37) に示すように, 受信 SNR $\gamma_{\pi(m)}$ はビットエラー率 β_m の関数で表される. 一方, 式 (5.1) に示す送受信信号の関係から, $\gamma_{\pi(m)}$ は次のように表すこともできる.

$$\gamma_{\pi(m)} = \begin{cases} \frac{\lambda_m p_m}{\sigma_n^2}, & m = 1, \dots, R \\ \frac{|h'_{N_{\text{RX}}, \pi(m)}|^2 p_m}{\sum_{n=N_{\text{RX}}, n \neq m}^{N_L} |h'_{N_{\text{RX}}, \pi(n)}|^2 p_n + \sigma_n^2}, & m = N_{\text{RX}}, \dots, N_L \end{cases} \quad (5.38)$$

式 (5.37) および式 (5.38) より, $m \in \{1, 2, \dots, R\}$ において, ビットエラー率 $\beta_m^{(\text{req})}$ の達成に必要な電力 $p_m^{(\text{req})}$ は次式で与えられる.

$$p_m^{(\text{req})} = \frac{\sigma_n^2}{\lambda_m} f_K(\beta_m^{(\text{req})}), \quad m = 1, \dots, R \quad (5.39)$$

$m \in \{1, 2, \dots, R\}$ の場合, 式 (5.37) および式 (5.38) の双方において, $\gamma_{\pi(m)}$ と β_m がレイヤインデックス m により 1 対 1 に対応付けられる. そのため, 貪欲法に基づいて第 m レイヤに対する電力割り当てを行うことができる. しかしながら, $m \in \{N_{\text{RX}}, N_{\text{RX}} + 1, \dots, N_L\}$ の場合, 貪欲法に基づいて第 m レイヤに対する電力割り当てを決定することができない. 式 (5.38) の右辺において分母の第 1 項は干渉電力を意味する. つまり, $p_m^{(\text{req})}$ を計算する段階でその他のレイヤに割り当てる電力 $\{p_{N_{\text{RX}}}, \dots, p_{m-1}, p_{m+1}, \dots, p_{N_L}\}$ が必要となる. ところが, 第 m レイヤに電力を割り当てる段階で確定している電力は $\{p_{N_{\text{RX}}}, \dots, p_{m-1}\}$ のみであり, $\{p_{m+1}, \dots, p_{N_L}\}$ は未決定である. 提案手法では, $p_m^{(\text{req})}$ の計算過程で $\{p_{m+1}, \dots, p_{N_L}\}$ の使用を避けるため, 干渉電力を近似値で置き換える. まず, 式 (5.38) の干渉電力を次のように 2 項に分割する.

$$\sum_{n=N_{\text{RX}}, n \neq m}^{N_L} |h'_{N_{\text{RX}}, \pi(n)}|^2 p_n = \sum_{i=N_{\text{RX}}}^{m-1} |h'_{N_{\text{RX}}, \pi(i)}|^2 p_i + \sum_{j=m+1}^{N_L} |h'_{N_{\text{RX}}, \pi(j)}|^2 p_j \quad (5.40)$$

式 (5.40) の右辺第 1 項は既知の干渉電力を, 右辺第 2 項は未知の干渉電力をそれぞれ意味する. 提案手法では, 右辺第 2 項の未知の干渉電力をその最大値に近似する. 式 (5.16) に示すように, $\pi(m)$ はチャネルゲインが大きい順に並ぶように設定されている. つまり, 未知の干渉電力が最大となるのは, $p_m^{(\text{req})}$ を割り当てた後に残っている電力 $P_{\text{rem}} - p_m^{(\text{req})}$ をすべて $m+1$ 番目のシンボルに割り当てる場合である. したがって, 次の関係が成り立つ.

$$\sum_{j=m+1}^{N_L} |h'_{N_{\text{RX}}, \pi(j)}|^2 p_j \leq |h'_{N_{\text{RX}}, \pi(m+1)}|^2 (P_{\text{rem}} - p_m^{(\text{req})}) \quad (5.41)$$

式 (5.41) の右辺は $\{p_{m+1}, \dots, p_{N_L}\}$ を含まないため、式 (5.40) の右辺第 2 項を式 (5.41) の右辺で置き換える。

$$\sum_{n=N_{\text{RX}}, n \neq m}^{N_L} |h'_{N_{\text{RX}}, \pi(n)}|^2 p_n \approx \sum_{i=N_{\text{RX}}}^{m-1} |h'_{N_{\text{RX}}, \pi(i)}|^2 p_i + |h'_{N_{\text{RX}}, \pi(m+1)}|^2 (P_{\text{rem}} - p_m^{(\text{req})}) \quad (5.42)$$

式 (5.42) を式 (5.38) に代入して式 (5.37) と結合すると、 $m \in \{N_{\text{RX}}, N_{\text{RX}} + 1, \dots, N_L\}$ において、ビットエラー率 $\beta_m^{(\text{req})}$ の達成に必要な電力 $p_m^{(\text{req})}$ は次式で与えられる。

$$p_m^{(\text{req})} \approx \frac{P_{\text{I},m} + |h'_{N_{\text{RX}}, \pi(m+1)}|^2 P_{\text{rem}} + \sigma_n^2}{|h'_{N_{\text{RX}}, \pi(m)}|^2 \left(f_K(\beta_m^{(\text{req})})\right)^{-1} + |h'_{N_{\text{RX}}, \pi(m+1)}|^2} \quad (5.43)$$

ただし、 $P_{\text{I},m} = \sum_{i=N_{\text{RX}}}^{m-1} |h'_{N_{\text{RX}}, \pi(i)}|^2 p_i$ とした。

以上より、すべての $m \in \{1, 2, \dots, N_L\}$ について、 $p_m^{(\text{req})}$ を算出することができる。

5.4 ポストコーディング手法の演算量比較

本節では、過負荷 MIMO システムに適用可能なポストコーディング手法に要する演算量を比較する。比較対象のポストコーディング手法は、MLD, PVC, RCP の3つである。これらの3つのポストコーディング手法について、複素加算、複素乗算、重み行列をそれぞれカウントする。前節までと同様に、送信アンテナ数はレイヤ数に等しく N_L 、受信アンテナ数は N_{RX} であり、 2^B -QAM による変調を行うものとする。また、 $N_L > N_{RX}$ と仮定する。加算・乗算の回数は、信号分離の過程で出現する候補ベクトルの数とそのサイズ(要素数)、さらに重み行列の数とそのサイズに比例する。

MLD の演算過程で出現する候補ベクトルの数は 2^{BN_L} 、各候補ベクトルの要素数は N_L である。

PVC の演算過程で出現する候補ベクトルの数は $2^{B(N_L - N_{RX})}$ 、各候補ベクトルの要素数は $N_L - N_{RX}$ である。また、 $N_L - N_{RX}$ 個の候補ベクトルに対して線形分離を適用することから、サイズ $N_{RX} \times N_{RX}$ の重み行列 $\mathbf{D}_{N_{RX}}$ を $N_L - N_{RX}$ 回算出する必要がある。

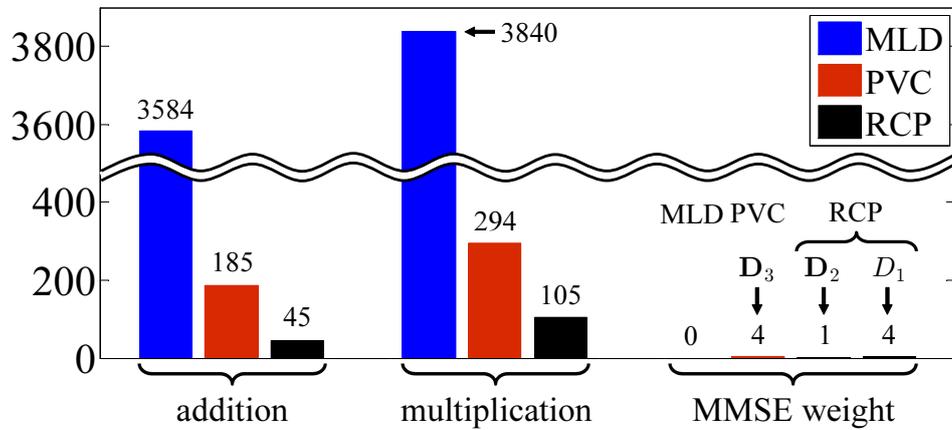
RCP では、線形分離で s_C を推定した後に非線形分離で s_N を求める。 s_C を求めるために、サイズ $(N_{RX} - 1) \times (N_{RX} - 1)$ の重み行列 $\mathbf{D}_{N_{RX}-1}$ を1度だけ計算する。 s_N の推定に必要な候補ベクトルの数は $2^{B(N_L - N_{RX})}$ であり、各候補ベクトルの要素数は $N_L - N_{RX}$ である。 $N_L - N_{RX}$ 個の候補ベクトルに対して線形分離を適用することから、サイズ 1×1 の重み D_1 を $N_L - N_{RX}$ 回計算する必要がある。

各ポストコーディング手法において、候補ベクトルの数や各候補ベクトルの要素数から算出した複素加算、複素乗算、重み行列の数を表 5.1 にまとめる。MLD における加算・乗算回数は、変調多値数 B と送信アンテナ数 $N_{TX} = N_L$ に関して指数関数的に増加することがわかる。一方の PVC や RCP における加算・乗算回数は、 B および $N_L - N_{RX}$ に関して指数関数的に増加する。したがって、PVC および RCP は MLD と比較して演算量を大きく削減できることがわかる。次に、PVC と RCP とを比較する。両者は候補ベクトルの数や候補ベクトルの要素数における違いはないが、線形分離で乗算される重み行列のサイズが異なる。この違いは式 (2.44) および式 (5.30) から明らかである。PVC で用いられる重み行列のサイズは $N_{RX} \times N_{RX}$ であるのに対して、RCP では N_L または N_{RX} に依存することなく、常に 1×1 の重みの計算で済む。加算・乗算回数は重み行列のサイズに比例して大きくなるため、RCP は PVC と比較して演算量を低く抑えることができる。

表 5.1 において、 $N_{TX} = N_L = 4$, $N_{RX} = 3$, $B = 2$ と設定した場合に必要な複素加算、複素乗算、重み行列の数を図 5.5 に例示する。MLD の複素加算・乗算数は、PVC や RCP と比較して圧倒的に大きいことがわかる。PVC は MLD に対して複素加算を約 95%、複素乗算を約 92% 削減する。さらに RCP は PVC に対して複素加算を約 76%、複素乗算を約 64% 削減することを確認した。

表 5.1: ポストコーディング手法の演算量比較

	No. of complex additions
MLD	$(N_L N_{RX} + N_{RX} - 1) 2^{BN_L}$
PVC	$4N_{RX}^3 - 2N_{RX}^2 + N_{RX} + (2N_L N - 1) 2^{B(N_L - N_{RX})}$
RCP	$4N_{RX}^3 - 13N_{RX}^2 + (N_L + 14) N_{RX} - 2N_L - 4$ $+ (2N_L - 2N_{RX} + 1) 2^{B(N_L - N_{RX})}$
	No. of complex multiplications
MLD	$(N_L N + N_{RX}) 2^{BN_L}$
PVC	$5N_{RX}^3 + 5N_{RX}^2 + 2N_{RX} + (2N_L N_{RX} + N_{RX}) 2^{B(N_L - N_{RX})}$
RCP	$5N_{RX}^3 - 9N_{RX}^2 + (N_L + 9) N_{RX} + (2N_L - 2N_{RX} + 1) 2^{B(N_L - N_{RX})}$
	No. of MMSE weight matrices
MLD	—
PVC	$\mathbf{D}_{N_{RX}}: 2^{B(N_L - N_{RX})}$
RCP	$\mathbf{D}_{N_{RX}-1}: 1, \mathbf{D}_1: 2^{B(N_L - N_{RX})}$

図 5.5: ポストコーディング手法の演算量比較 ($N_{TX} = N_L = 4, N_{RX} = 3, B = 2$)

5.5 受信機におけるアンテナ数と筐体の関係

本節では、受信機におけるアンテナ数と筐体の関係について述べる。過負荷 MIMO システムを適用することにより、受信側のデバイスをどの程度まで小型化可能かについて検討する。

代表的なアンテナ素子には、ダイポールアンテナやモノポールアンテナ、チップアンテナやパターンアンテナなどが存在する [77]。キャリア周波数の波長を λ とすると、アンテナ長を $\lambda/2$ や $\lambda/4$ とすることが一般的である。小型の無線デバイスの場合には特に、アンテナ長が短い $\lambda/4$ のアンテナ素子を搭載することが多い。Wi-Fi の場合、キャリア周波数は 2.4 GHz と 5.2 GHz であるため、波長はそれぞれ $\lambda_{2.4} \approx 12$ [cm]、 $\lambda_{5.2} \approx 6$ [cm] である。したがって、MIMO システムを利用する Wi-Fi デバイスでは、長さ数センチメートルのアンテナ素子を複数搭載する必要がある。MIMO システムでは、アンテナ素子の配置が非常に重要であり、通信性能に直接影響を与える要素のひとつである。前述のとおり、MIMO システムは受信アンテナ間の空間的な相関が大きい場合、通信性能が著しく低下する。同一のデバイスに搭載された複数のアンテナ素子が互いに無相関となるためには、アンテナ素子の間隔を $\lambda/2$ 以上離して配置する必要がある。

受信アンテナ数が 4 本の MIMO システムをスマートフォンのような形状のモバイルデバイスに実装することを考えると、 $\lambda_{2.4}/4 \approx 3$ [cm] の 4 つのアンテナ素子を $\lambda_{2.4}/2 \approx 6$ [cm] の間隔で、もしくは $\lambda_{5.2}/4 \approx 1.5$ [cm] の 4 つのアンテナ素子を $\lambda_{5.2}/2 \approx 3$ [cm] の間隔で配置することになる。したがって、筐体のある一辺の長さは、短くても $\lambda_{2.4}/2 \times (4-1) \approx 18$ [cm]、もしくは $\lambda_{5.2}/2 \times (4-1) \approx 9$ [cm] となる。ただし、これは理想的な場合であり、バッテリーやロジックボードなどが大部分を占める実際のデバイスでは、上記の間隔で複数のアンテナ素子を配置することは非常に困難である。

過負荷 MIMO 技術を利用して受信アンテナ数を 4 本から 3 本に削減する場合、筐体のある一辺の長さは、 $\lambda_{2.4}/2 \times (3-1) \approx 12$ [cm]、もしくは $\lambda_{5.2}/2 \times (3-1) \approx 6$ [cm] となる。つまり、過負荷 MIMO システムにより受信アンテナ数を 1 本削減することで、キャリア周波数の半波長に相当する分だけデバイスを小型化することが可能である。過負荷 MIMO システムは受信アンテナ数を削減する一方で、ポストコーディングに要する膨大な演算量が課題であった。しかし、5.4 節で示したように、RCP を利用する提案システムは、過負荷 MIMO においても低演算量の信号分離を実現することから、モバイルデバイスに大きな負荷を掛けずに筐体の小型化が実現可能であると言える。

5.6 過負荷 MIMO による動画像伝送シミュレーション 詳細

計算機シミュレーションにより提案する過負荷 MIMO 向けの動画像伝送システムの性能を評価するにあたって、パラメータ設定やチャネル環境、性能評価の方法について説明する。

5.6.1 シミュレーションにおけるパラメータ設定

シミュレーションに使用する動画像データに関するパラメータを表 5.2 に示す。本シミュレーションでは、Full HD (1920 × 1080) サイズのカラー画像を 100 フレーム連続して送信する。各フレームは Motion JPEG 2000 により独立にスケーラブル符号化され、全 4 レイヤで構成されるコードストリームへ変換される。なお、フレームレートは 30 fps、符号化率は 1 bpp とした。また、JPEG 2000 の符号化・復号には、Kakado Software [44] を用いた。

無線通信に関するパラメータを表 5.3 に示す。本シミュレーションでは、4 本のアンテナを持つ送信機が 3 本のアンテナを持つ受信機に対して、80 MHz の帯域を利用して動画像データを伝送する。後述するが、比較手法の一部には 4 本のアンテナを持つ受信機を想定する。スケーラブル符号化された動画像コードストリームは複数のパケットに分割され、先頭には IEEE 802.11ac [69] に準拠するパケットヘッダが付加される。また、1 パケットは 1000 バイトのペイロードを持つ。各パケットには、符号化率 3/4 の BCC による前方誤り訂正が施される。次に、4-QAM により 1 次変調され、OFDM により 2 次変調される。OFDM 変調・復調には、それぞれ 256 点の IFFT と FFT を用いる。OFDM シンボル長は 4 μ s であり、そのうち 0.8 μ s が GI に相当する。また、データ通信用に 234 本のサブキャリアを使用し、サブキャリアの配置間隔は 312.5 kHz とする。キャリアの中心周波数は 5.25 GHz であり、送受信機にはキャリア周波数の半波長の間隔で無指向性アンテナを直線的に配置する。

受信機では、理想的にチャネル推定やフレーム同期を行うものと仮定し、送受信機の双方が完璧な CSI を共有するものとする。また、BCC に対する復号には硬判定 Viterbi アルゴリズムを利用する。

5.6.2 チャネル環境と送受信機の配置

本シミュレーションでは、TGac [70] が定義したチャネルモデルを利用する。動画像データ通信を行う機会が多い住宅内を想定したシミュレーションを行うため

表 5.2: 動画像データに関するパラメータ

Video source	Digital Cinema Initiatives [68]
No. of transmitted video frames	100
Source coding	Motion JPEG 2000
Resolution	1920 × 1080 pixels
Source coding rate	1 bit per pixel
Frame rate	30 frames per second
Length of main headers	2200 bits
No. of quality layers	4
Error resilient coding and decoding	on

表 5.3: 無線通信に関するパラメータ

Packet header format	IEEE 802.11ac [69]
Payload length	1000 bytes
No. of transmit antennas	4
Type of antenna elements	omnidirectional antennas
Antenna deployment	uniform linear array
Separation between antennas	half wavelength
Carrier frequency	5.25 GHz
Bandwidth	80 MHz
No. of subcarriers	234 for data 8 for pilots
Subcarrier spacing	312.5 kHz
FFT size	256 points
No. of OFDM symbols per payload	8
OFDM symbol duration	$3.2 \mu\text{s} + 0.8 \mu\text{s}$ (GI)
QAM mapping	4-QAM
FEC encoding	BCC
FEC decoding	hard-decision Viterbi algorithm
FEC coding rate	3/4
Channel estimation	ideal
Frame synchronization	ideal

に，一般的な住宅内の通信環境を模擬したチャンネルモデル B を利用する．また，送受信機が互いに見通し外にある NLOS 環境を想定する．

シミュレーションにおける送受信機の位置関係を図 5.6 に示す．

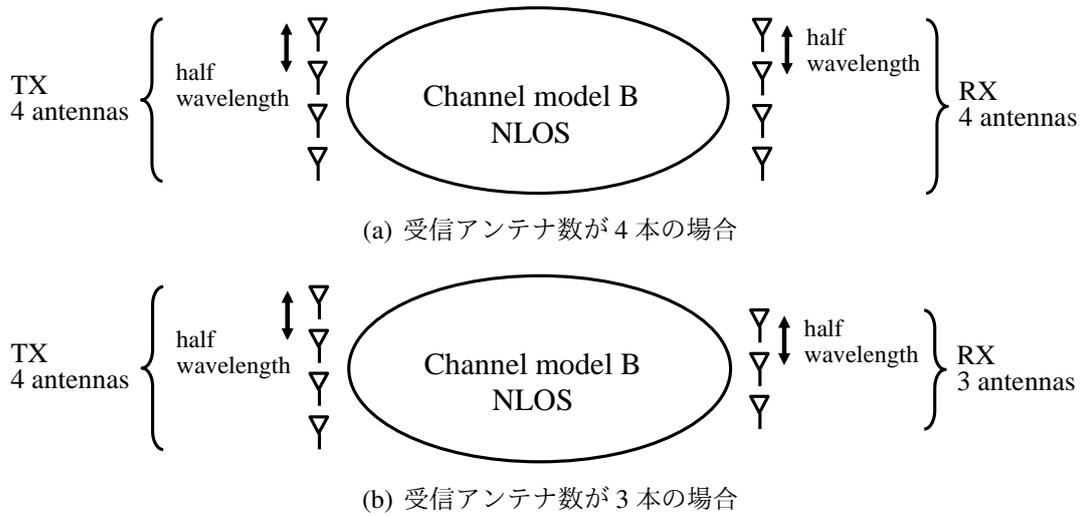


図 5.6: シミュレーションにおける送受信機の位置関係

表 5.4: シミュレーションにより評価する JSCC 手法

Method name	E-SDM	UPA	UEP	PE-SDM	PE-SDM w/ GPA
No. of receive antennas	4	3, 4	3, 4	3	3
Precoder	E-SDM	—	—	PE-SDM	PE-SDM
Power allocation	EPA	UPA	EPA	EPA	GPA
FEC	EEP	EEP	UEP	EEP	EEP
Postcoder	MLD	MLD	MLD	MLD, PVC, RCP	RCP

5.6.3 評価方法

受信した動画像フレームの画質および復号成功率により、動画像伝送システムを評価する。画質の指標には式 (4.19) で定義される PSNR を用いる。また、式 (4.20) で定義される復号成功率を動画像伝送システムの安定性を評価する指標とする。詳しくは 4.4.3 項を参照されたい。

5.6.4 比較手法

動画像伝送システムの性能を比較するため、既存の JSCC 手法についてもシミュレーションを行う。シミュレーションにより評価する JSCC 手法を表 5.4 にまとめる。なお、表 5.2 および表 5.3 に示すパラメータはすべての手法に共通するものである。

表 5.4 に示す 5 つの手法 (E-SDM, UPA, UEP, PE-SDM, PE-SDM w/ GPA) につい

て個別に説明する。E-SDM は第 4 章で提案した固有ビーム伝送による JSCC 手法である。本シミュレーションでは SU-MIMO 通信を仮定するため、ブロック対角化は利用せずに固有ビーム伝送のみを適用する。また、サブキャリアの品質に基づく割り当ては行わず、第 1 レイヤから順に高品質な固有チャンネルに割り当てる。式 (4.13) により第 1 固有チャンネルから順に SNR が高くなることが保証されているため、単に第 l レイヤの QAM シンボルを第 l 固有チャンネルに割り当てる。

UPA は下位レイヤであるほど大きな電力を割り当てる手法である。詳しくは、3.3.1 項を参照されたい。なお、レイヤ間の電力比を次のように設定した。

$$p_1 : p_2 : p_3 : p_4 = \begin{cases} 1 : 1 : 1 : 1, & \text{EPA} \\ 2^3 : 2^2 : 2^1 : 2^0, & \text{UPA} \end{cases} \quad (5.44)$$

UEP は下位レイヤであるほど符号化率の低い FEC を適用する手法である。詳しくは、3.3.2 項を参照されたい。各レイヤの符号化率は表 4.5 のように設定した。ただし、UEP と EEP においてレイヤ別の符号化率は異なるものの、全レイヤの平均符号化率は $3/4$ で等しい。UEP 以外のすべての手法では EEP を適用する。

PE-SDM は 5.3.1 項で述べた部分固有ビーム伝送を適用する提案手法である。PE-SDM は線形プリコーダであるため、過負荷 MIMO をサポートする任意のポストコーダを適用できる。ここでは、提案手法である RCP の他に MLD と PVC を用いた結果を示す。なお、RCP と PVC の過程で行う線形分離には MMSE を採用する。

PE-SDM w/ GPA は 5.3.1 項で述べた PE-SDM に対して、5.3.3 項で提案した GPA を適用する手法である。これ以外のすべての手法では、レイヤ間で一様な電力割り当てを行う EPA を適用する。

5.7 過負荷 MIMO による動画像伝送シミュレーション結果

本節では、計算機シミュレーションにより得られた結果を示して、過負荷 MIMO 向けの動画像伝送システムに対する性能評価を行う。本節の前半では、PE-SDM w/ GPA を除く JSCC 手法についてシミュレーション結果を示し、それらについて議論する。後半では、PE-SDM と PE-SDM w/ GPA のシミュレーション結果を比較し、電力割り当て手法の有用性について議論する。

5.7.1 レイヤ別のビットエラー率特性: E-SDM, UPA, UEP, PE-SDM

レイヤごとの重要度に対応した無線伝送が行われているかを確認するために、受信 SNR に対するレイヤ別のビットエラー率特性を図 5.7 に示す。

図 5.7(a) は、E-SDM により伝送されたレイヤを 4 本のアンテナで受信した際のビットエラー率である。E-SDM を用いる場合、ビットエラー率はレイヤ 1 から順に急速に低下する。したがって、低 SNR 時においてもレイヤ 1 およびレイヤ 2 のビットエラー率を低く保つことができる。

図 5.7(b) は、PE-SDM により伝送されたレイヤを 3 本のアンテナで受信した際のビットエラー率である。なお、適用するポストコーダごとに得られるビットエラー率をまとめてプロットした。まずは、ポストコーダの違いによるビットエラー率の違いについて議論する。MLD, PVC, RCP の 3 種のポストコーダに関して、ビットエラー率に大きな差異は見られない。MLD は理論的に最良のビットエラー率を達成する手法であるため、PVC や RCP に比べてわずかに低いビットエラー率を示している。また、PVC と RCP は同等のビットエラー率を示している。各ポストコーダのビットエラー率に大差はないが、演算量は大きく異なる。5.4 節で述べたように、MLD の演算量は圧倒的に大きく、RCP は PVC に対して約 60% の演算量を削減する。演算量と分離性能のバランスの観点から判断すると、RCP が優位であると言える。次に、PE-SDM によるプリコーディング性能について議論する。PE-SDM は部分的に固有ビーム伝送を適用する手法であり、レイヤ 1 およびレイヤ 2 が固有ビーム伝送されたレイヤに相当する。図 5.7(a) の E-SDM はチャネル行列のサイズが 4×4 であるが、PE-SDM において固有ビーム伝送が適用される行列のサイズは 2×2 である。したがって、固有値の大きさが異なることから、PE-SDM のビットエラー率特性は E-SDM と比較して劣化することになる。しかしながら、UEP と比較すると、PE-SDM におけるレイヤ 1 のビットエラー率は低い受信 SNR で低下し始めるため、重要度の高いレイヤ 1 を強力に保護することができる。

図 5.7(c), 図 5.7(d) は、UPA により伝送されたレイヤをそれぞれ 4 本または 3 本のアンテナで受信した際のビットエラー率である。両者の違いは受信アンテナ数の

みである。受信アンテナ数の違いは受信 SNR の違いとして現れるため、図 5.7(d) は図 5.7(c) のビットエラー率特性を右にシフトした曲線となっている。UPA は重要度が最も高いレイヤ 1 から順に大きな電力を割り当てる手法である。したがって、レイヤ 1 のビットエラー率が最も低く、上位レイヤに行くにつれてビットエラー率が高くなる。

図 5.7(e), 図 5.7(f) は、UEP により伝送されたレイヤをそれぞれ 4 本または 3 本のアンテナで受信した際のビットエラー率である。受信アンテナ数の違いは受信 SNR の違いとして現れるため、UPA の場合と同様に、図 5.7(f) は図 5.7(e) のビットエラー率特性を右にシフトした曲線となっている。表 4.5 に示したように、レイヤ 1 およびレイヤ 2 は FEC により保護されているが、残りのレイヤ 3 およびレイヤ 4 は符号化されていない。したがって、レイヤ 1 およびレイヤ 2 のビットエラー率は受信 SNR に対して急速に低下するが、レイヤ 3 およびレイヤ 4 のビットエラー率は穏やかに低下する。

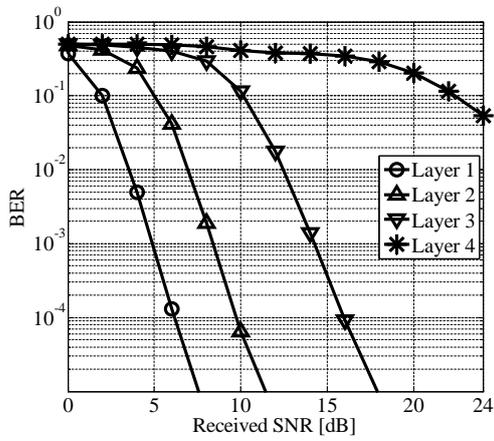
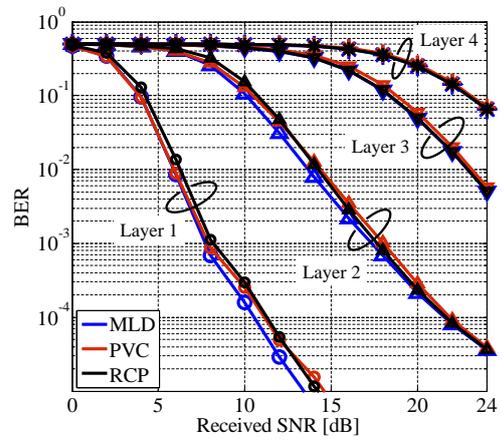
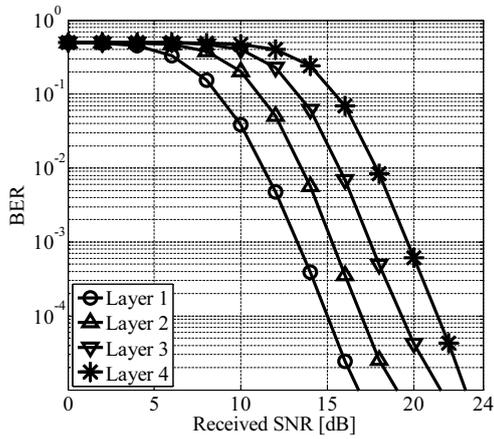
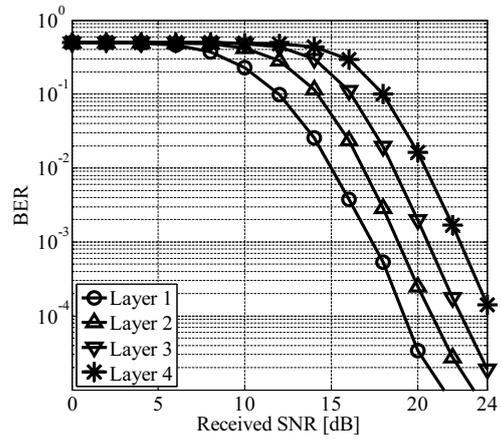
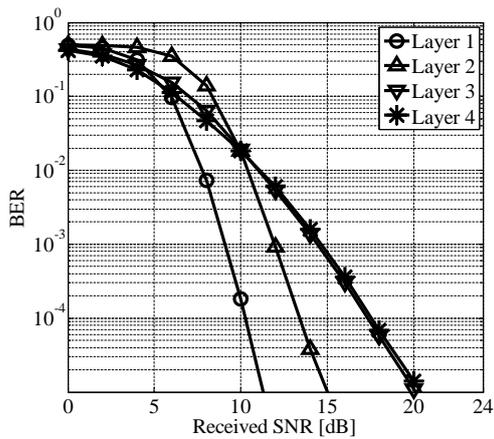
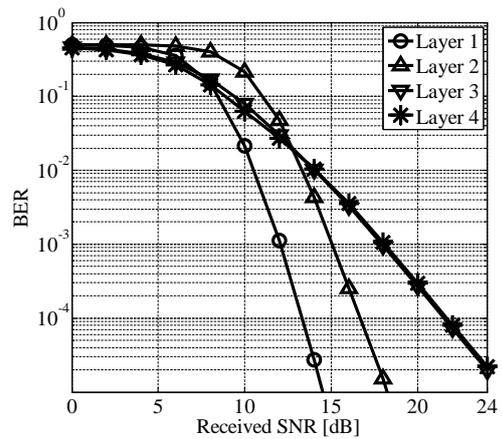
(a) E-SDM, $N_{RX} = 4$, MLD(b) PE-SDM, $N_{RX} = 3$ (c) UPA, $N_{RX} = 4$, MLD(d) UPA, $N_{RX} = 3$, MLD(e) UEP, $N_{RX} = 4$, MLD(f) UEP, $N_{RX} = 3$, MLD

図 5.7: レイヤ別のビットエラー率特性: E-SDM, UPA, UEP, PE-SDM

5.7.2 平均 PSNR 特性: E-SDM, UPA, UEP, PE-SDM

式(4.18)に基づいて、各 JSCC 手法により得られた動画像フレームの PSNR を算出した。送信した 100 フレームの平均 PSNR 特性を図 5.8 に示す。一般に、受信 SNR が増加すればエラーの発生確率が低下するため、平均 PSNR は増加する。したがって、PSNR 特性は低い受信 SNR で立ち上がることが望ましい。最も低い受信 SNR で PSNR 特性が立ち上げるのは E-SDM である。E-SDM の次に低い受信 SNR で PSNR 特性が立ち上がるのは PE-SDM である。なお、PE-SDM で適用するポストコードの違いによる PSNR 特性の違いはほとんど見られない。PE-SDM の次に低い受信 SNR で PSNR 特性が立ち上がるのは UEP である。受信アンテナ数が 4 本の場合、UEP の PSNR 特性は SNR 12 dB において PE-SDM を上回っている。これは、図 5.7(e) と図 5.7(b) に示すレイヤ別のビットエラー率の違いに起因する。受信 SNR が 12 dB を超える環境において、レイヤ 3 およびレイヤ 4 のビットエラー率は PE-SDM よりも UEP の方が低くなっている。したがって、受信 SNR が高い領域では UEP の PSNR 特性が PE-SDM を上回ることになる。そして、UPA の PSNR 特性が最後に立ち上がる。受信アンテナ数が 4 本および 3 本の両場合において、UPA よりも UEP の方が低い受信 SNR で良好な PSNR 特性を示す。この結果は、図 5.7(c) と図 5.7(e)、図 5.7(d) と図 5.7(f) を比較すれば明らかである。低受信 SNR 時に UEP は UPA に比べて下位レイヤのビットエラー率が低くなっている。したがって、低受信 SNR 時において、UEP は UPA よりも良好な PSNR 特性を示す。

5.7.3 復号成功率特性: E-SDM, UPA, UEP, PE-SDM

コードストリームの先頭に位置するメインヘッダに多数のエラーが発生する場合、そのフレームは復号できないため、動画像としてディスプレイに表示することもできない。したがって、安定的な動画像伝送を実現するには復号に成功する確率が高いことが要求される。

式(4.20)より算出した復号成功率特性を図 5.9 に示す。復号成功率特性は E-SDM, PE-SDM, UEP, UPA の順に低い受信 SNR で立ち上がっている。4.2.1 項で述べたように、提案システムではメインヘッダをレイヤ 1 の一部として扱う。したがって、各 JSCC 手法の復号成功率はレイヤ 1 のビットエラー率に依存することになる。ここで、改めて図 5.7 に示すレイヤ 1 のビットエラー率特性を確認すると、E-SDM, PE-SDM, UEP, UPA の順に低くなっていることがわかる。

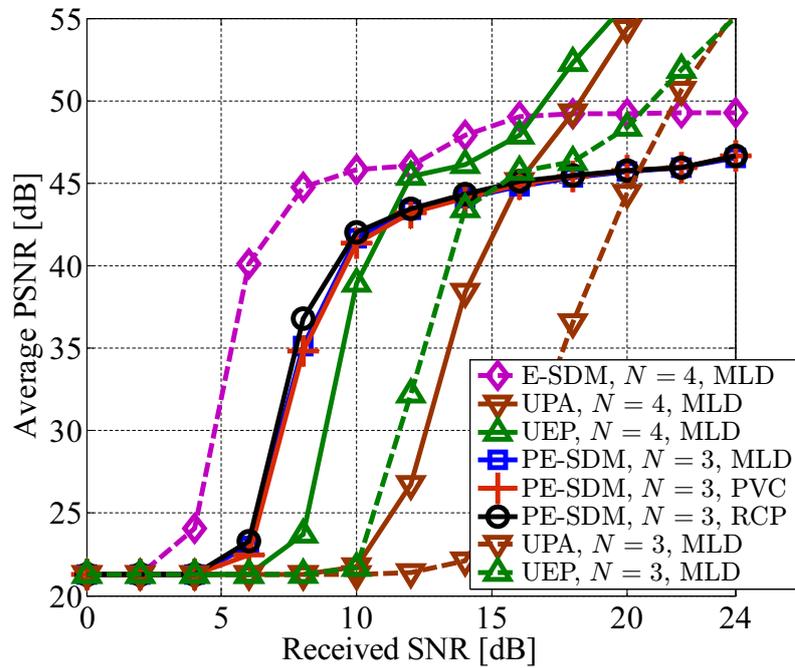


図 5.8: 平均 PSNR 特性: E-SDM, UPA, UEP, PE-SDM

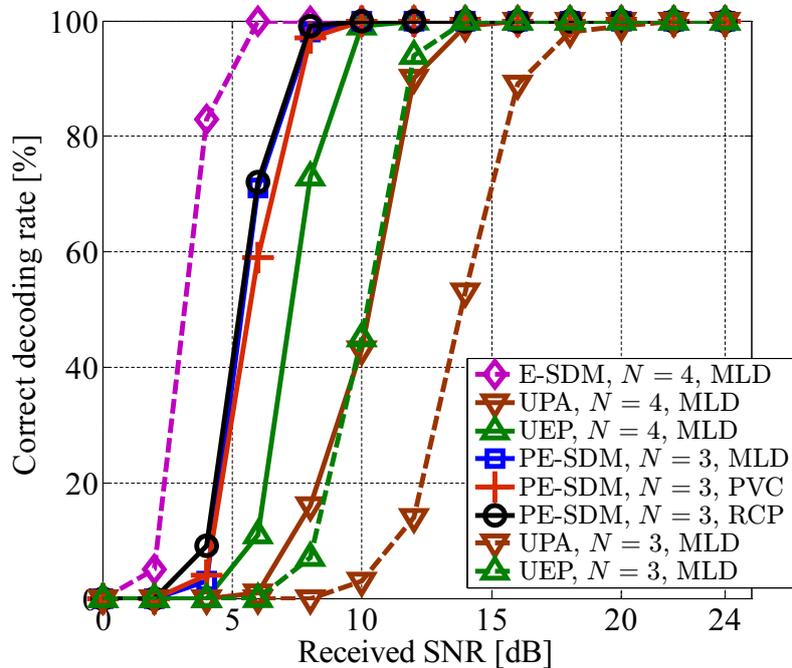


図 5.9: 復号成功率特性: E-SDM, UPA, UEP, PE-SDM

5.7.4 瞬時 PSNR 特性と受信フレームの例: E-SDM, UPA, UEP, PE-SDM

受信 SNR が 10 dB の場合における瞬時 PSNR 特性を図 5.10 に示す。なお、復号に失敗したフレームは PSNR 10 dB の位置にプロットした。

図 5.10(a) は E-SDM を適用した場合の瞬時 PSNR 特性である。E-SDM を用いる場合、1 フレームも復号に失敗することなく、すべてのフレームにおいて 40 dB 以上の PSNR を達成する。

図 5.10(b) は、PE-SDM を適用した場合の瞬時 PSNR 特性である。ポストコードの選択に関係なく、90% 近くのフレームにおいて 35 dB 以上の PSNR を達成している。なお、送信したすべてのフレームの復号に成功している。PE-SDM は受信アンテナ数が 3 本であるにもかかわらず、受信アンテナ数が 4 本の場合の UEP よりも明らかに良好な瞬時 PSNR 特性を示している。

図 5.10(c) は、UPA により伝送されたレイヤを 4 本のアンテナで受信した場合の瞬時 PSNR 特性である。約半数以上のフレームにおいて復号に失敗しており、復号に成功したフレームにおいても瞬時 PSNR は 35 dB を下回っている。

図 5.10(d) は、UPA により伝送されたレイヤを 3 本のアンテナで受信した場合の瞬時 PSNR 特性である。3 フレームを除いたすべてのフレームにおいて復号に失敗しており、復号に成功した 3 フレームにおいても瞬時 PSNR は 35 dB を下回っている。

図 5.10(e) は、UEP により伝送されたレイヤを 4 本のアンテナで受信した場合の瞬時 PSNR 特性である。復号の失敗はわずか 1 フレームだけであるが、20 フレーム近くの瞬時 PSNR が 35 dB を下回っている。

図 5.10(f) は、UEP により伝送されたレイヤを 3 本のアンテナで受信した場合の瞬時 PSNR 特性である。約半数のフレームにおいて復号に失敗しており、復号に成功したフレームにおいても瞬時 PSNR は 35 dB を下回っている。

次に、受信した動画像フレームの一部を例示する。E-SDM, UEP, PE-SDM について得られた結果を示すが、PE-SDM についてはポストコードの選択にかかわらず同等の結果を示すため、代表として RCP を適用する場合を例示する。なお、以上の議論から、過負荷 MIMO システムにおいて UPA は UEP よりも低い PSNR 特性を示すため、UPA を適用した際の受信フレームの結果は割愛する。受信 SNR が 8 dB および 10 dB の環境で得られたフレームをそれぞれ図 5.11, 図 5.12 に示す。

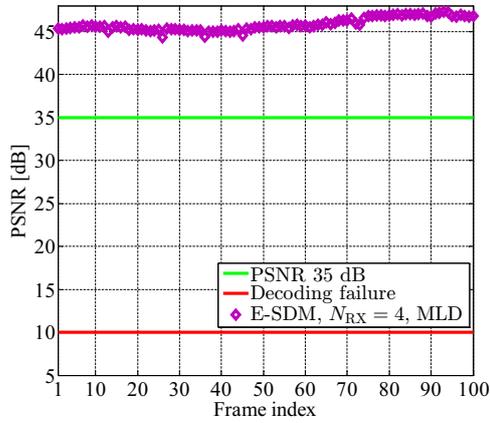
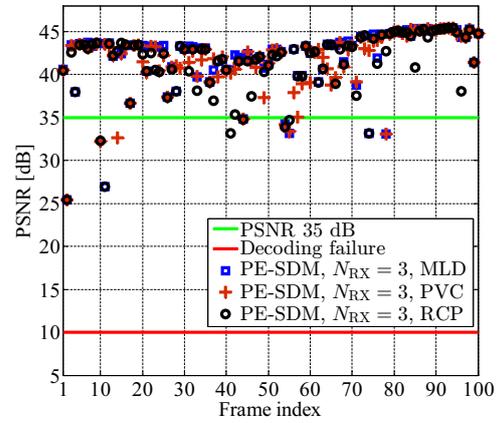
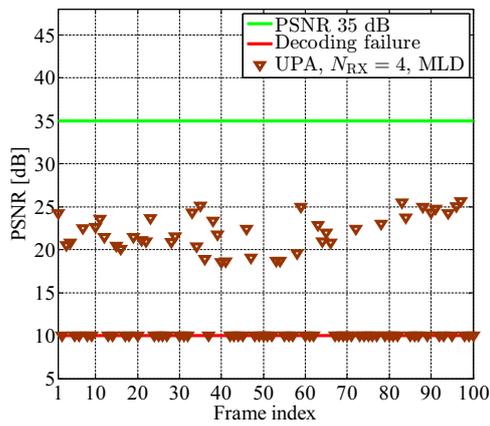
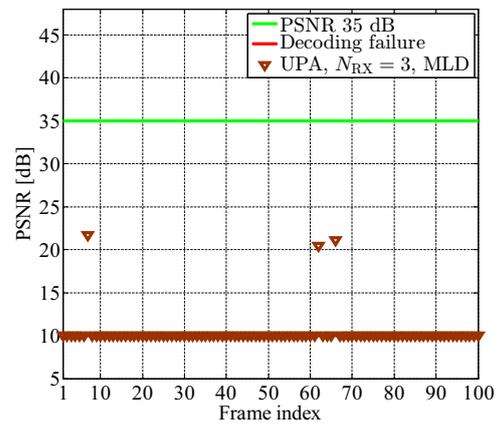
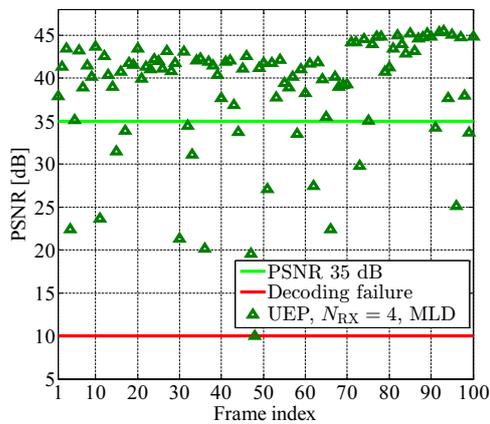
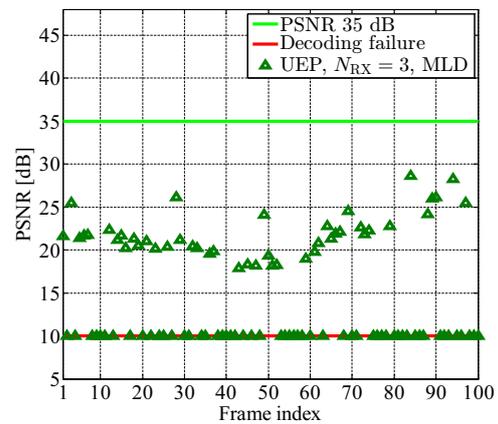
(a) E-SDM, $N_{RX} = 4$, MLD(b) PE-SDM, $N_{RX} = 3$ (c) UPA, $N_{RX} = 4$, MLD(d) UPA, $N_{RX} = 3$, MLD(e) UEP, $N_{RX} = 4$, MLD(f) UEP, $N_{RX} = 3$, MLD

図 5.10: SNR 10 dB における瞬時 PSNR 特性: E-SDM, UPA, UEP, PE-SDM

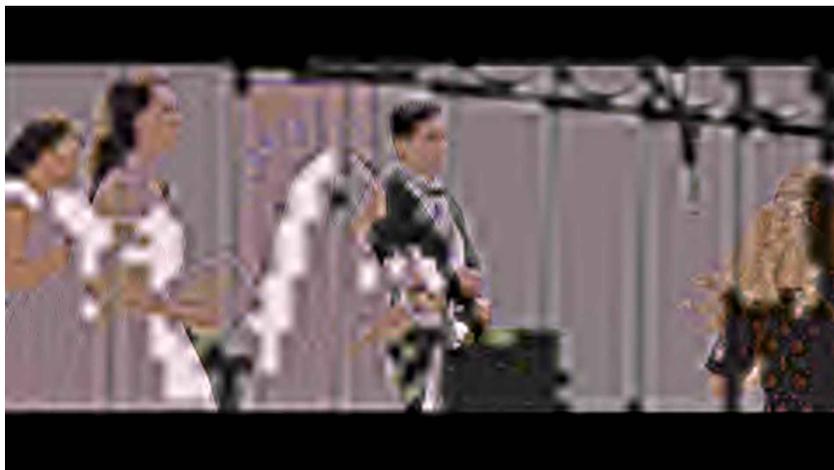
(a) E-SDM, $N_{RX} = 4$, MLD (PSNR: 43.9 [dB])(b) UEP, $N_{RX} = 4$, MLD (PSNR: 22.8 [dB])(c) PE-SDM, $N_{RX} = 3$, RCP (PSNR: 32.0 [dB])

図 5.11: SNR 8 dB における受信フレーム: E-SDM, UPA, UEP, PE-SDM

(a) E-SDM, $N_{RX} = 4$, MLD (PSNR: 45.1 [dB])(b) UEP, $N_{RX} = 4$, MLD (PSNR: 42.0 [dB])(c) PE-SDM, $N_{RX} = 3$, RCP (PSNR: 43.0 [dB])

図 5.12: SNR 10 dB における受信フレーム: E-SDM, UPA, UEP, PE-SDM

5.7.5 レイヤ別送信電力: PE-SDM w/ GPA

ここからは、提案する電力割り当て手法である GPA の有用性について議論する。まずは、受信 SNR の変化に伴い、GPA により決定されるレイヤ間の電力割り当てがどのように変化するかを確認する。なお、GPA アルゴリズムにおいて、各レイヤが達成すべきビットエラー率を次のように設定した。

$$\beta_1^{(\text{req})} = 10^{-5}, \beta_2^{(\text{req})} = 10^{-4}, \beta_3^{(\text{req})} = 10^{-3}, \beta_4^{(\text{req})} = 10^{-2} \quad (5.45)$$

各レイヤに割り当てる正規化送信電力を図 5.13 に示す。正規化送信電力とは、全レイヤに割り当てる送信電力の合計 P_{tot} が 1 となるように正規化した送信電力を意味する。

GPA はレイヤ 1 から順に達成すべきビットエラー率を満足するような電力割り当てを決定する手法である。したがって、受信 SNR が低い環境では、すべての電力をレイヤ 1 に割り当てることになる。受信 SNR が増加すると、レイヤ 2 に対して電力を割り当てる余裕が生まれるため、 $\beta_1^{(\text{req})}$ の達成に必要な電力以外をレイヤ 2 に割り当てることになる。レイヤ 1 およびレイヤ 2 は固有ビーム伝送されるため、互いに干渉しない式 (5.38) で表現される。したがって、受信 SNR の増加に比例して、レイヤ 1 およびレイヤ 2 に割り当てる電力は減少する。一方で、式 (5.38) に示すように、レイヤ 3 およびレイヤ 4 は互いに干渉し合う関係にある。つまり、レイヤ 3 に割り当てる電力を大きくすることはレイヤ 4 に対する干渉電力を増加することを意味し、レイヤ 4 に割り当てる電力を大きくすることはレイヤ 3 に対する干渉電力を増加することを意味する。レイヤ 4 よりもレイヤ 3 の方が重要度が高いため、 $\beta_3^{(\text{req})} < \beta_4^{(\text{req})}$ であることを加味すると、レイヤ 3 に割り当てる送信電力はレイヤ 4 よりも大きくなる。以上より、受信 SNR が増加するにつれて、レイヤ 3 およびレイヤ 4 に割り当てる電力差はある値に収束する。

5.7.6 平均 PSNR 特性: PE-SDM, PE-SDM w/ GPA

式 (4.18) に基づいて、PE-SDM および PE-SDM w/ GPA により得られた動画像フレームの PSNR を算出した。送信した 100 フレームの平均 PSNR 特性を図 5.14 に示す。なお、PE-SDM には EPA が適用される。

図 5.14 において、すべての受信 SNR で GPA の PSNR 特性は EPA を上回っている。これは、GPA が受信 SNR とレイヤの重要度を考慮した電力割り当てを行うことに起因する。受信 SNR が低い領域では、全レイヤに均等に電力を配分するよりも、重要度が最も高いレイヤ 1 に全送信電力を割り当てる方が効率が良い。一方で、受信 SNR が高い領域では重要度の高いレイヤ 1 やレイヤ 2 に割り当てる電力を下げて、残りのレイヤ 3 およびレイヤ 4 に割り当てる電力を大きくすることで受信する動画像の画質を常に高く保つことができる。

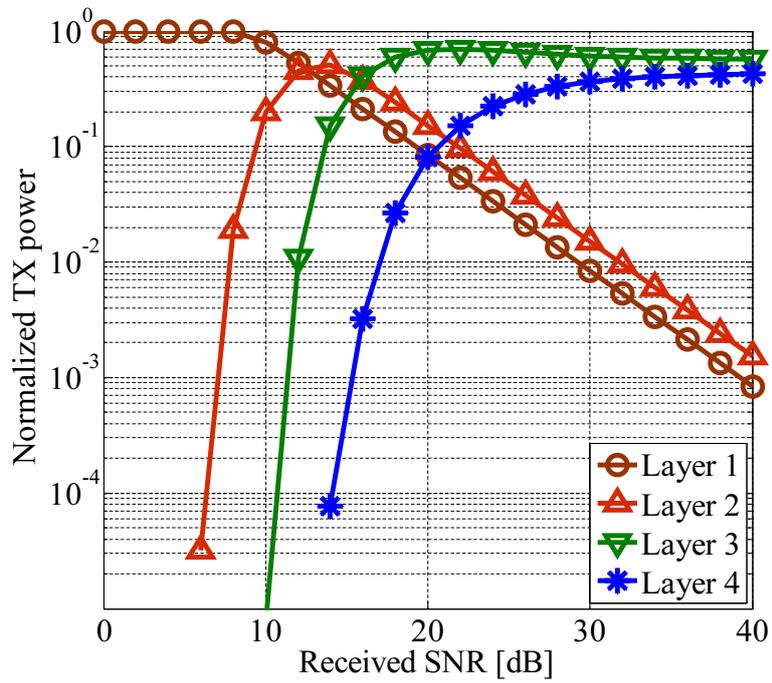


図 5.13: レイヤ別の正規化送信電力: PE-SDM w/ GPA

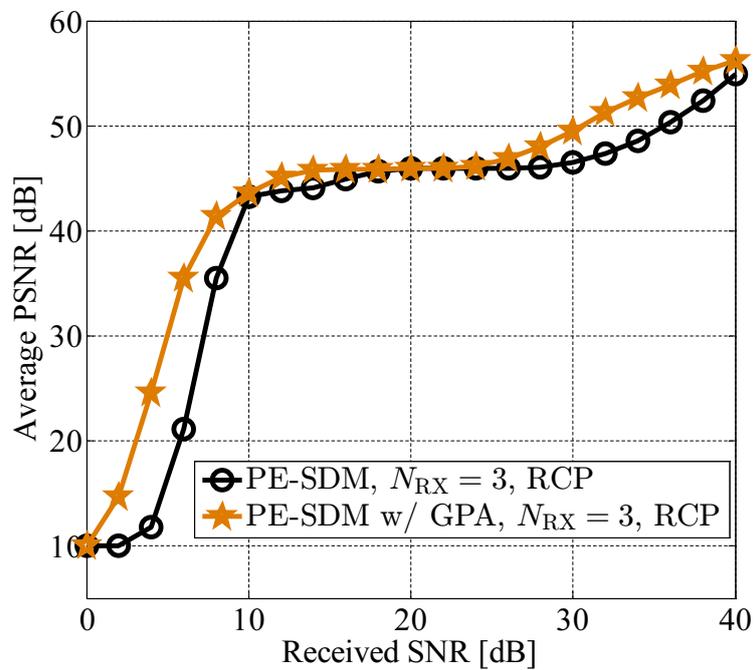


図 5.14: 平均 PSNR 特性: PE-SDM, PE-SDM w/ GPA

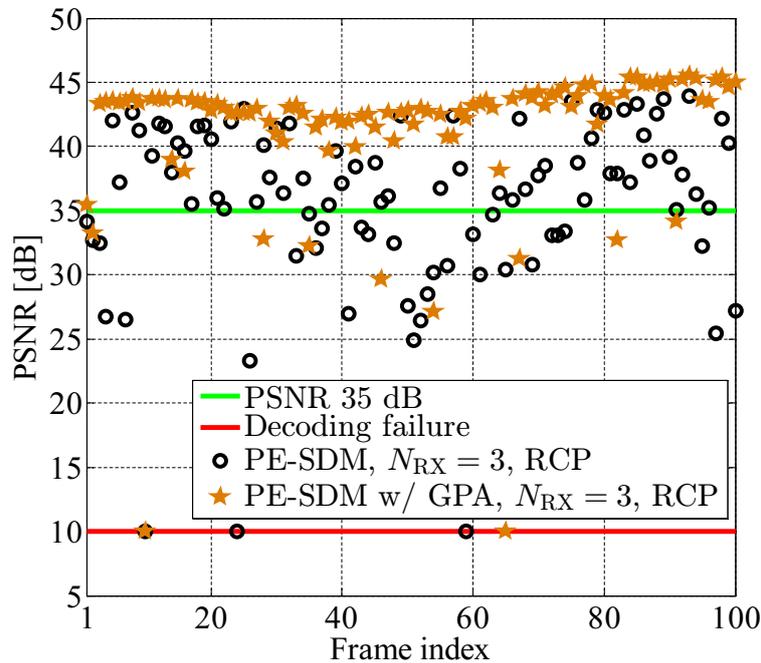


図 5.15: SNR 8 dB における瞬時 PSNR 特性: PE-SDM, PE-SDM w/ GPA

5.7.7 瞬時 PSNR 特性と受信フレームの例: PE-SDM, PE-SDM w/ GPA

受信 SNR が 8 dB の場合において、PE-SDM および PE-SDM w/ GPA によって得られる瞬時 PSNR 特性を図 5.15 に示す。なお、復号に失敗したフレームは PSNR 10 dB の位置にプロットした。

EPA に基づく PE-SDM では 3 フレームの復号に失敗し、復号に成功したフレームにおいても PSNR のばらつきが非常に大きい。具体的には、30 フレームの PSNR が 35 dB を下回っており、安定して高画質な動画像伝送が実現できているとは言えない。一方の PE-SDM w/ GPA では、10 フレームを除いて PSNR が 35 dB を超えており、約 85 フレームにおいて PSNR が 40 dB を上回っている。以上より、レイヤの重要度に応じた電力割り当てを行うことで、PE-SDM プリコーディングが高画質な動画像伝送を実現する受信 SNR の範囲が広がることを確認した。

最後に、受信した動画像フレームの一部を例示する。受信 SNR が 8 dB の場合において、PE-SDM および PE-SDM w/ GPA によって得られるフレームを図 5.16 に示す。



(a) PE-SDM, $N_{RX} = 3$, RCP (PSNR: 32.0 [dB])



(b) PE-SDM w/ GPA, $N_{RX} = 3$, RCP (PSNR: 42.6 [dB])

図 5.16: SNR 8 dB における受信フレーム: PE-SDM, PE-SDM w/ GPA

5.8 まとめ

本章の前半では、過負荷 MIMO システムを動画像伝送に応用する際の問題点について述べ、第4章で提案した固有ビーム伝送に基づく JSCC 手法を過負荷 MIMO に直接適用できないことを示した。次に、過負荷 MIMO において高画質な動画像伝送を実現する JSCC 手法を新たに提案した。提案手法は、送受信機が互いに連携することにより画質劣化を抑えると同時に、受信側の信号分離に要する演算量を削減する手法である。送信側に適用する PE-SDM は、ユニタリ変換によりチャネル行列の係数を特定の空間ストリームに集中させると同時に、部分的に固有ビーム伝送を適用することで高画質な動画像伝送を実現するプリコーディング手法である。また、逐次干渉キャンセルにより送信信号の候補ベクトル数を削減する RCP を提案した。 $N_{TX} = 4$, $N_{RX} = 3$ として、4-QAM による変調を行う場合、RCP は PVC に対して 60% 程度演算量を削減することを示した。また、SNR をもとにレイヤ間の電力割り当てを適応的に調節する GPA を提案した。GPA は各レイヤにおいて達成すべきビットエラー率を設定して、貪欲法に基づいてレイヤ 1 から順に優先して電力割り当てを行う手法である。

後半では、計算機シミュレーションにより得られた結果について議論した。比較手法として、 $N_{TX} = N_{RX} = 4$ とする過負荷ではない通常の MIMO に対して E-SDM や UEP, UPA を用いる手法や、 $N_{TX} = 4$, $N_{RX} = 3$ の過負荷 MIMO に対して UEP, UPA を用いる手法を選定した。第1レイヤのビットエラー率は E-SDM, PE-SDM, UEP, UPA の順に低い受信 SNR で下がり始めることから、平均 PSNR 特性も E-SDM, PE-SDM, UEP, UPA の順に低い受信 SNR で立ち上がることを確認した。PE-SDM に適用するポストコードを MLD, PVC, RCP と変更した場合において、ビットエラー率および平均 PSNR 特性に大きな性能差は見受けられなかった。平均 PSNR において 35 dB の達成に必要な最小受信 SNR は、E-SDM で 6 dB, PE-SDM で 8 dB, UEP ($N_{RX} = 4$) で 10 dB, UEP ($N_{RX} = 3$) で 14 dB, UPA ($N_{RX} = 4$) で 14 dB, UPA ($N_{RX} = 3$) で 18 dB であった。したがって、PE-SDM によるプリコーディングを行うことで $N_{RX} = 3$ の場合においても、 $N_{RX} = 4$ の場合の UEP 以上の画質を達成することを確認した。ただし、これは低 SNR 時に見られる傾向であり、SNR が高い環境ではレイヤ間のビットエラー率の差が小さい UEP や UPA を用いる方が高画質となる。最後に、電力割り当てが動画像伝送性能に与える影響を評価するために、EPA を適用する PE-SDM と GPA を適用する PE-SDM w/ GPA の性能比較を行った。GPA により SNR に応じて電力割り当てを制御することで、シミュレーションしたすべての SNR の範囲において、EPA よりも高い平均 PSNR 特性を示すことを確認した。以上より、過負荷 MIMO において PE-SDM を適用する動画像伝送システムは、受信アンテナ数を削減した状態であっても、高画質な動画像伝送と低演算量の信号分離を同時に実現することを確認した。

第6章 結論

本論文では、MU-MIMO システムおよび過負荷 MIMO システムを利用して、高画質な動画像伝送を実現する手法について述べた。本論文で得られた成果を以下にまとめる。

第2章では、最も基礎的な構成の MIMO 通信モデルを定式化し、信号分離手法について説明した。また、MIMO 通信モデルを1対多に拡張した MU-MIMO 通信モデルについて定式化し、IUIのみを完全に除去する指向性制御手法であるブロック対角化の原理について述べた。同時に、ブロック対角化においてユーザ間の空間相関が通信性能に影響を与えることを示した。次に、過負荷 MIMO 通信モデルについて述べ、従来の MIMO 通信モデルとの違いを明らかにした。過負荷 MIMO システムでは、受信アンテナ数よりも多くの空間ストリーム数を推定するため、受信信号ベクトルと送信シンボルベクトルの関係を記述した連立方程式は劣決定系となる。したがって、低演算量の線形分離が利用できないことが問題である。

第3章では、画質スケーラビリティの基本的な概念やそれを実現する技術について述べた。画像をビットプレーンに展開し、MSB から順に復号時に利用するビット数を増やすことで、段階的に画質が向上することを示した。また、具体的な動画像符号規格を挙げて、それらの規格において画質スケーラビリティを実現する方法について概説した。JPEG 2000 では、サブバンド係数をビットプレーンに展開して MSB から順に符号化するだけでなく、ビットプレーン内においても画質への寄与度を意識した符号化を行うことで、スケーラビリティを有するコードストリームを生成する。さらに、代表的な既存の JSCC 手法をいくつか例示し、特徴に応じてそれらを分類した。それらに共通する方針は重要度の高いレイヤを優先してエラーから保護することである。最後に、UPA および UEP を MIMO 通信システムに適用する例を示した。

第4章では、MU-MIMO システム向けの動画像伝送システムを提案した。提案システムでは、送信側でブロック対角化による指向性制御を行うと同時に、各ユーザに対して固有ビーム伝送によるプリコーディングを適用する。そこで、固有チャネルの品質とサブキャリアの品質に基づいて、画質スケーラビリティを有するコードストリームを空間ストリーム・サブキャリアに同時に割り当てる手法 (JSSA) を提案した。次に、計算機シミュレーションにより得られた結果について議論した。直接波が支配的な LOS 環境では固有値間の広がりが大きくなることを確認した。また、ユーザ間の空間相関が高い場合にブロック対角による固有値の劣化が大きい

ことを示した。JSSAにおける下位レイヤのビットエラー率はUPAやUEPよりも十分に低いため、平均PSNR特性や復号成功率特性において良好な性能を示すことを確認した。具体的には、PSNRにおいて35 dBの達成に最小受信SNRは、 $\rho = 0$ のとき、UPAが10 dBであるのに対してJSSAは6 dBであった。また、 $\rho = 0.5$ のとき、UPAが20 dBであるのに対してJSSAは10 dBであった。さらに、総送信電力を一定とする制約下において、JSSAをMU-MIMOに適用する場合と、UPAおよびUEPをSU-MIMOに適用する場合における性能比較を行った。SU-MIMOに対して、送信する動画像のデータ量・ユーザ数を2倍に増やした場合においても、JSSAを適用するMU-MIMOはUPAおよびUEPをSU-MIMOよりも高画質であることを確認した。以上より、固有ビーム伝送を利用する動画像伝送システムは、データ量およびユーザ数が増加した環境においても、高画質かつ安定した動画像伝送が可能であり、ユーザ間の空間相関に対しても一定の耐性があることを確認した。したがって、提案システムは、今後も増加の一途をたどるモバイルビデオトラフィックに対する有効な解決策となる。

第5章では、過負荷MIMOにおいて高画質な動画像伝送を実現するJSCC手法を提案した。提案手法は、送受信機が互いに連携することにより画質劣化を抑えると同時に、受信側の信号分離に要する演算量を削減する手法である。送信側に適用するPE-SDMは、ユニタリ変換によりチャネル行列の係数を特定の空間ストリームに集中させると同時に、部分的に固有ビーム伝送を適用することで高画質な動画像伝送を実現するプリコーディング手法である。また、逐次干渉キャンセルにより送信信号の候補ベクトル数を削減するRCPを提案した。 $N_{TX} = 4$ 、 $N_{RX} = 3$ として、4-QAMによる変調を行う場合、RCPはPVCに対して60%程度演算量を削減することを示した。また、SNRをもとにレイヤ間の電力割り当てを適応的に調節するGPAを提案した。計算機シミュレーションの結果、平均PSNR特性はE-SDM、PE-SDM、UEP、UPAの順に低い受信SNRで立ち上がることを確認した。また、ポストコーダの違いによるPE-SDMのビットエラー率特性および平均PSNR特性に大きな差は見られない。PE-SDMによるプリコーディングを行うことで $N_{RX} = 3$ の場合においても、 $N_{RX} = 4$ の場合のUEP以上の画質を達成することを確認した。最後に、GPAによりSNRに応じて電力割り当てを制御することで、シミュレーションしたすべてのSNRの範囲において、EPAよりも高い平均PSNR特性を示すことを確認した。以上より、提案する過負荷MIMO向けの動画像伝送システムは、受信アンテナ数を削減した状態であっても、高画質な動画像伝送と低演算量の信号分離を同時に達成することを確認した。したがって、提案システムは、小型モバイル端末で視聴する動画像の高画質化を実現する。

謝辞

本研究を行うにあたり，指導教員である九州工業大学大学院 情報工学研究院 電子情報工学研究系 尾知 博 教授には，本研究を行う機会と環境を与えて頂くとともに，研究の方向性や進め方を示唆して頂きました．御意見，御指導を賜り改めて謝意ならびに敬意を表します．同研究系の黒崎 正行 准教授には，著者が学部在籍時から6年間にわたって，研究の全体から詳細まで多大なる御力添えをして頂き，心より深く感謝申し上げます．九州工業大学大学院 情報工学研究院 情報創成工学研究系 碓崎 賢一 教授，北九州市立大学 国際環境工学部 情報メディア工学科 奥田 正浩 教授には，本論文の審査を通して貴重な御意見，御指導を賜り，ここに厚く御礼申し上げます．

本研究の一部は，日本学術振興会 (JSPS) 特別研究員奨励費 JP18J12075 の助成を受けたものです．関係者各位に心より感謝申し上げます．

参考文献

- [1] Cisco Systems, Inc., “Cisco visual networking index: global mobile data traffic forecast update, 2016–2021,” Feb. 2017.
- [2] A. Goldsmith, S.A. Jafar, N. Jindal, and S. Vishwanath, “Capacity limits of MIMO channels,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.21, no.5, pp.684–702, June 2003.
- [3] 大鐘武雄, 小川恭孝, わかりやすいMIMOシステム技術, オーム社, 2009.
- [4] J.G. Proakis, *Digital Communications*, 5th Edition, McGraw-Hill, 2008.
- [5] 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.
- [6] H. Yao and G.W. Wornell, “Lattice-reduction-aided detectors for MIMO communication systems,” *IEEE GLOBECOM*, vol.1, pp.424–428, Taipei, Taiwan, Nov. 2002.
- [7] C. Windpassinger, L.H.-J. Lampe, and R.F.H. Fischer, “From lattice-reduction-aided detection towards maximum-likelihood detection in MIMO systems,” *IASTED Int. Conf. Wireless Optical Commun.*, pp.141–148, Banff, Canada, Jul. 2003.
- [8] 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,” *Int. Symp. Sig., Syst., Electronics*, Pisa, Italy, Oct. 1998.
- [9] F. Oggier, G. Rekaya, J.-C. Belfiore, and E. Viterbo, “Perfect space-time block codes,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.52, no.9, pp.3885–3902, Sept. 2006.
- [10] V. Tarokh, N. Seshadri, and A.R. Calderbank, “Space-time codes for high data rate wireless communication: performance analysis and code construction,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.44, no.2, pp.744–765, Mar. 1998.
- [11] 西森健太郎, マルチユーザMIMOの基礎, コロナ社, 2014.

-
- [12] Q.H. Spencer, A.L. Swindlehurst, and M. Haardt, "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels," *IEEE Trans. Sig. Process.*, vol.52, no.2, pp.461–471, Feb. 2004.
- [13] A.A.-H. Azremi, N. Jamaly, K. Haneda, C. Icheln, and V. Viikari, "Design and measurement-based evaluation of multi-antenna mobile terminals for LTE 3500 MHz band," *Progress Electromagnetics Research B*, vol.53, pp.241–266, 2013.
- [14] S.J. Grant and J.K. Cavers, "Performance enhancement through joint detection of cochannel signals using diversity arrays," *IEEE Trans. Commun.*, vol.46, no.8, pp.1038–1049, Aug. 1998.
- [15] M. Damen, K. Abed-Meraim, and J. Belfiore, "A low-complexity generalized sphere decoding approach for underdetermined MIMO systems," *IEEE Int. Conf. Commun.*, Istanbul, Turkey, Jun. 2006.
- [16] P. Wang and T. Le-Ngoc, "A low-complexity generalized sphere decoding approach for underdetermined linear communication systems: performance and complexity evaluation," *IEEE Trans. Commun.*, vol.57, no.11, pp.3376–3388, Nov. 2009.
- [17] X.-W. Chang and X. Yang, "An efficient tree search decoder with column reordering for underdetermined MIMO systems," *IEEE Global Telecommun. Conf.*, Nov. 2007.
- [18] L. Bai, C. Chen, and J. Choi, "Lattice reduction aided detection for underdetermined MIMO systems: a pre-voting cancellation approach," *IEEE Veh. Technol. Conf.*, Taipei, Taiwan, May 2010.
- [19] L. Bai, C. Chen, and J. Choi, "Prevoting cancellation-based detection for underdetermined MIMO systems," *EURASIP J. Wireless Commun. Network.*, vol.2010, Sept. 2010.
- [20] E. Perahia and R. Stacey, *Next Generation Wireless LANs*, 2nd Edition, Cambridge University Press, 2013.
- [21] H. Lou, M. Ghosh, P. Xia, and R. Olesen, "A comparison of implicit and explicit channel feedback methods for MU-MIMO WLAN systems," *IEEE Int. Symp. Personal, Indoor, Mobile Radio Commun.*, pp.419–424, London, UK, Sept. 2013.
- [22] D. Gerlach and A. Paulraj, "Adaptive transmitting antenna arrays with feedback," *IEEE Sig. Process. Lett.*, vol.1, no.10, pp.150–152, Oct. 1994.
-

-
- [23] M.H.M Costa, "Writing on dirty paper," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.29, no.3, pp.439–441, May 1983.
- [24] H. Harashima and H. Miyakawa, "Matched-transmission technique for channels with intersymbol interference," *IEEE Trans. Commun.*, vol.20, no.4, pp.774–780, Aug. 1972.
- [25] 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, no.1, pp.195–202, Jan. 2005.
- [26] 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.
- [27] K. Sulonen, P. Suvikunnas, L. Vuokko, J. Kivinen, and P. Vainikainen, "Comparison of MIMO antenna configurations in picocell and microcell environments," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.21, no.5, pp.703–712, Jun. 2003.
- [28] E. Viterbo and J. Boutros, "A universal lattice code decoder for fading channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.45, no.5, pp.1639–1642, Jul. 1999.
- [29] 木本崇博, "H.264/スケーラブルビデオ符号化 (SVC)," *映像情報メディア学会誌*, vol.61, no.4, pp.422–425, 2007.
- [30] ITU-T Rec. T.81, "Information technology-digital compression and coding of continuous-tone still images-requirements and guidelines," Sept. 1992.
- [31] 小川文伸, 小野文孝, "静止画像国際標準符号化 (JPEG)," *Medical Imaging Technol.*, vol.14, no.3, pp.231–236, May 1996.
- [32] ITU-T Rec. T.800, "Information technology-JPEG 2000 image coding system: core coding system," Aug. 2002.
- [33] ITU-T Rec. T.802, "Information technology-JPEG 2000 image coding system: Motion JPEG 2000," Aug. 2002.
- [34] ITU-T Rec. H.264, "Advanced video coding for generic audiovisual services," May 2003.
- [35] H. Schwarz, D. Marpe, and T. Wiegand, "Overview of the scalable video coding extension of the H.264/AVC standard," *IEEE Trans. Circ. Syst. Video Technol.*, vol.17, no.9, pp.1051–8215, Sept. 2007.
-

-
- [36] 坂東幸浩, 早瀬和也, 藤井寛, 高村誠之, 如澤裕尚, “AVC/H.264 スケーラブル拡張方式 SVC (scalable video coding) 概説,” 信学技報 ITS, vol.109, no.414, pp.141–145, Feb. 2010.
- [37] R. Gupta, A. Pulipaka, P. Seeling, L.J. Karam, and M. Reisslein, “H.264 coarse grain scalable (CGS) and medium grain scalable (MGS) encoded video: a trace based traffic and quality evaluation,” IEEE Trans. Broadcast., vol.58, no.3, pp.428–439, Sept. 2012.
- [38] ITU-T Rec. H.265, “High efficiency video coding,” Apr. 2013.
- [39] Y. Ye and P. Andrivon, “The scalable extensions of HEVC for ultra-high-definition video delivery,” IEEE Multimedia, vol.21, no.3, pp.58–64, Jul. 2014.
- [40] D. Taubman, “High performance scalable image compression with EBCOT,” IEEE Trans. Image Process., vol.11, no.3, pp.332–344, Mar. 2001.
- [41] 小野定康, 鈴木純司, わかりやすい JPEG2000 の技術, オーム社, 2003.
- [42] 福原隆浩, 板倉英三郎, JPEG2000 詳細解説, CQ 出版, 2004.
- [43] 尾知博, 黒崎正行, 川村新, デジタル音声 & 画像の圧縮 / 伸張 / 加工技術, CQ 出版, 2013.
- [44] Kakado software, “The world’s leading JPEG2000 developer toolkit,” <http://kakadusoftware.com/>
- [45] M.F. Sabir, A.C. Bovik, and R.W. Heath, “Unequal power allocation for JPEG transmission over MIMO systems,” IEEE Trans. Image Process., vol.19, no.2, pp.410–421, Feb. 2010.
- [46] N. Thomos, N.V. Boulgouris, and M.G. Strintzis, “Optimized transmission of JPEG2000 streams over wireless channels,” IEEE Trans. Image Process., vol.15, no.1, pp.1349–1364, Jan. 2006.
- [47] R. Colda, C. Perrine, J. Cances, R. Vauzelle, and T. Palade, “Content-based image unequal error protection strategies for an open loop MIMO system,” Computer Science Commun., vol.5, no.1, pp.72–80, 2012.
- [48] L. Pu, M.W. Marcellin, I. Djordjevic, B. Vasic, and A. Bilgin, “Joint source-channel rate allocation in parallel channels,” IEEE Trans. Image Process., vol.16, pp.2016–2022, Aug. 2007.
-

-
- [49] D. Song and C.W. Chen, "Scalable H.264/AVC video transmission over MIMO wireless systems with adaptive channel selection based on partial channel information," *IEEE Trans. Circ. Syst. Video Technol.*, vol.17, no.9, pp.1218–1226, Sept. 2007.
- [50] C. Zhou, X. Zhang, and Z. Guo, "Optimal adaptive channel scheduling for scalable video broadcasting over MIMO wireless networks," *Computer Networks*, vol.57, no.15, pp.3039–3050, Oct. 2013.
- [51] M.F. Sabir, H.R. Sheikh, R.W. Heath, and A.C. Bovik, "A joint source-channel distortion model for JPEG compressed images," *IEEE Int. Conf. Image Process.*, vol.5, pp.3249–3252, Oct. 2004.
- [52] M.F. Sabir, H.R. Sheikh, R.W. Heath, and A.C. Bovik, "A joint source-channel distortion model for JPEG compressed images," *IEEE Trans. Image Process.*, vol.15, no.6, pp.1349–1364, Jun. 2006.
- [53] F. Oggier, G. Rekaya, J.-C. Belfiore, and E. Viterbo, "Perfect space-time block codes," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.52, no.9, pp.3885–3902, Sept. 2006.
- [54] J.-C. Belfiore, G. Rekaya, and E. Viterbo, "The golden code: a 2×2 full rate space-time code with non-vanishing determinants," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.51, no.4, pp.1432–1436, Apr. 2005.
- [55] H. Mansour, V. Krishnamurthy, and P. Nasiopoulos, "Channel aware multiuser scalable video streaming over lossy under-provisioned channels: modeling and analysis," *IEEE Trans. Multimedia*, vol.10, no.7, pp.1366–1348, Nov. 2008.
- [56] M.-L. Tham, C.-O. Chow, M. Iwahashi, and H. Ishii, "BER-driven resource allocation for scalable bitstreams over OFDMA networks," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.63, no.6, pp.2755–2768, 2014.
- [57] M. Shayegannia, A.H.S. Mohammadi, S. Muhaidat, and M. Torki "An OFDM based system for transmission of JPEG2000 images using unequal power allocation," *IEEE Wireless Commun. Network. Conf.*, pp.2064–2069, Shanghai, China, Apr. 2012.
- [58] S. Li, "A novel scalable video broadcasting method over MIMO-OFDM systems," *Int. J. Electronics Commun.*, vol.69, no.11, pp.1672–1682, Nov. 2015.
- [59] J. Campello, "A practical bit loading for DMT," *IEEE Int. Conf. Commun.*, vol.2, pp.801–805, Vancouver, Canada, June 1999.
-

-
- [60] K. Hassan and W. Henkel, "Fast prioritized bit-loading and subcarriers allocation for multicarrier systems," IEEE Veh. Technol. Conf., pp.1–5, Taipei, Taiwan, May 2010.
- [61] L. Cai, S. Xiang, Y. Luo, and J. Pan, "Scalable modulation for video transmission in wireless networks," IEEE Trans. Veh. Technol., vol.60, no.9, pp.4314–4323, Nov. 2011.
- [62] H. Zheng, G. Chen and L. Yu, "Video transmission over IEEE 802.11n WLAN with adaptive aggregation scheme," IEEE Int. Symp. Broadband Multimedia Syst. Broadcast., pp.1–5, Shanghai, China, Mar. 2010.
- [63] K. Issiali, V. Guillet, G.E. Zein, and G. Zaharia, "IEEE 802.11ac multi-user MIMO capacity and impact of antenna array geometry based on indoor measurements," IEEE Annual Int. Symp. Personal, Indoor, Mobile Radio Commun., Hong Kong, China, Aug. 2015.
- [64] K. Miyashita, T. Nishimura, T. Ohgane, Y. Ogawa, Y. Takatori, and K. Cho, "High data-rate transmission with eigenbeam-space division multiplexing (E-SDM) in a MIMO channel," IEEE Veh. Technol. Conf., vol.3, pp.1302–1306, Vancouver, Canada, Sept. 2002.
- [65] E. Castaneda, A. Silva, A. Gameiro, and M. Kountouris, "An overview on resource allocation techniques for multi-user MIMO systems," IEEE Commun. Surveys Tutorials, vol.19, no.1, Oct. 2016.
- [66] 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, pp.1843–1851, May 2005.
- [67] P.B. Huu, Y. Ogawa, T. Nishimura, and T. Ohgane, "Multiuser MIMO E-SDM systems: performance evaluation and improvement in time-varying fading environments," IEEE GLOBECOM, pp.1–5, New Orleans, USA, Dec. 2008.
- [68] Digital Cinema Initiatives, "Original StEM access procedures," [Online]. Available: http://www.dcmovies.com/Original_StEM_Access/
- [69] IEEE Std 802.11acTM-2013, "Part 11: wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications, amendment 4: enhancements for very high throughput for operation in bands below 6 GHz," Dec. 2013.
- [70] G. Breit, H. Sampath, S. Vermani, R.V. Nee et al., "TGac channel model addendum," IEEE 802.11-09/0308r12, Mar. 2010.
-

-
- [71] “Digital video broadcasting (DVB); upper layer FEC for DVB systems,” ETSI TR 102 993 v1.1.1, Feb. 2011.
- [72] J. Webber, T. Nishimura, T. Ohgane, and Y. Ogawa, “Performance of a MIMO-OFDM eigenbeamforming system in a correlated channel,” *Asia-Pacific Sig. Inf. Process. Association Annual Summit Conf.*, pp.757–760, Biopolis, Singapore, Dec. 2010.
- [73] D. Gesber, M. Shafi, D. Shiu, P.J. Smith, and A. Naguib, “From theory to practice: an overview of MIMO space-time coded wireless systems,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.21, no.3, pp.281–302, Apr. 2003.
- [74] S.R. Krishnamurthy, A. Ramakrishnan, and S.A. Jafar, “Degrees of freedom of rank-deficient MIMO interference channels,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.61, no.1, pp.341–365, 2015.
- [75] K.L. Chung and W.M. Yan, “The complex Householder transform,” *IEEE Trans. Sig. Process.*, vol.45, no.9, pp.2374–2376, 1997.
- [76] P.K. Vitthaladevuni and M.S. Alouini, “A closed-form expression for the exact BER of generalized PAM and QAM constellations,” *IEEE Trans. Commun.*, vol.52, no.5, pp.698–700, May 2004.
- [77] M.J. Alexander and M.J. Salte, “The design of dipole and monopole antennas with low uncertainties,” *IEEE Trans. Instrumentation Measurement*, vol.46, no.2, pp.539–543, Apr. 1997.
-

研究業績

1. 学術論文 (査読あり)

- [1] K. Tashiro, L. Lanante, M. Kurosaki, and H. Ochi, “Joint transmission and coding scheme for high-resolution video streams over multiuser-MIMO systems,” IEICE Trans. Fundamentals, vol.E100-A, no.11, pp.2304–2313, Nov. 2017.
受賞: 第 33 回 (2017 年度) 電気通信普及財団テレコムシステム技術学生賞

2. 講演論文 (査読あり)

- [1] K. Tashiro, M. Kurosaki, and H. Ochi, “Greedy power allocation for wireless video streaming with overloaded MIMO systems,” IEEE Int. Symp. Intell. Sig. Process. Commun. Syst. (ISPACS), Ishigaki, Japan, Nov. 2018.
受賞: **Best Paper Award**
- [2] M. Tiawongsuwan, K. Tashiro, M. Kurosaki, and H. Ochi, “Optimized packetization of H.264 SVC bitstreams for MIMO wireless video streaming,” IEEE Int. Symp. Commun. Inf. Technol. (ISCIT), Bangkok, Thailand, Sept. 2018.
- [3] M. Tiawongsuwan, K. Tashiro, L. Lanante, M. Kurosaki, and H. Ochi, “Efficient MIMO video transmission scheme for the scalable video coding extension of HEVC,” Int. Workshop Adv. Image Technol. (IWAIT), Chiang Mai, Thailand, Jan. 2018.
- [4] K. Tashiro, L. Lanante, M. Kurosaki, and H. Ochi, “Precoding and postcoding schemes for wireless video transmission in overloaded MIMO systems,” IEEE Int. Conf. Image Process. (ICIP), pp.1920–1924, Beijing, China, Sept. 2017.
- [5] K. Tashiro, L. Lanante, M. Kurosaki, and H. Ochi, “High-definition video transmission over MU-MIMO E-SDM system,” Int. Workshop Smart Info-Media Syst. Asia (SISA), no.RS1-3, pp.47–51, Tsudanuma, Japan, Aug. 2015.
- [6] K. Tashiro, L. Lanante, M. Kurosaki, and H. Ochi, “High-resolution image transmission over MIMO-OFDM E-SDM system with JSCC,” IEEE Int. Conf. Consumer Electronics-Berlin (ICCE-Berlin), pp.379–383, Berlin, Germany, Sept. 2014.

3. 講演論文 (査読なし)

- [1] 楠 湧夢, 王 楠, 永野 航太郎, 田代 晃司, 長尾 勇平, レオナルド ラナンテ, 黒崎 正行, 尾知 博, “非同期型 Wi-Fi 位置推定システムの提案と FPGA 実装,” 革新的無線通信技術に関する横断的研究会, ハトヤホテル, 2018 年 9 月.
 - [2] 吉川 祐太, 田代 晃司, 黒崎 正行, 尾知 博, “過負荷マルチユーザ MIMO システムを用いた無線動画像伝送,” 電気・情報関係学会九州支部連合大会, A-13, 大分大学, 2018 年 9 月.
 - [3] N. Ismail, M. Tiawongsuwan, K. Tashiro, M. Kurosaki, and H. Ochi, “Robust video transmission scheme for H.264 streams over MIMO channels,” IEICE Kyushu Section Gakuseikai, IS-3, University of the Ryukyus, Sept. 2017.
 - [4] 田代 晃司, 長尾 勇平, レオナルド ラナンテ, 黒崎 正行, 尾知 博, “下りリンク非直交多元接続における総伝送レート/フェアネス制御手法,” 信学技報, vol.116, no.394, pp.153–158, 大阪市立大学, 2017 年 1 月.
 - [5] 田代 晃司, 黒崎 正行, 尾知 博, “過負荷 MIMO を用いた動画像伝送に関する一検討,” 電子情報通信学会総合大会, B-5-180, p.573, 九州大学, 2016 年 3 月.
 - [6] 木村 優一, 田代 晃司, 黒崎 正行, 尾知 博, “伝送路特性を考慮した高解像度画像の無線伝送に関する一検討,” 電気・情報関係学会九州支部連合大会, no.06-2P-12, 鹿児島大学, 2014 年 9 月.
 - [7] 田代 晃司, 長尾 勇平, レオナルド ラナンテ, 黒崎 正行, 尾知 博, “IEEE 802.11ac のハードウェア実装と固有ビーム伝送を用いた高解像度画像の伝送,” ワイヤレステクノロジーパーク (WTP-2014), 2014 年 5 月.
受賞: アカデミアプログラム優秀者
 - [8] 伊藤 将史, 坂田 大樹, 田代 晃司, 黒崎 正行, 尾知 博, “伝送路特性を考慮した高精細画像の高エネルギー無線伝送に関する研究,” 画像電子学会 第 269 回研究会, no.13-04-19, p.109, 広島市立大学, 2014 年 2 月.
-