

## 九州工業大学学術機関リポジトリ



Title	マルチユーザMIMO伝送に関する研究
Author(s)	横田, 裕司
Issue Date	2016
URL	<a href="http://hdl.handle.net/10228/5725">http://hdl.handle.net/10228/5725</a>
Rights	

# マルチユーザ MIMO 伝送に関する研究

横田 裕司

# 目次

<b>第1章</b>	<b>序論</b>	<b>1</b>
1.1	研究背景	1
1.2	研究目的	6
1.3	本論文の構成	7
1.4	記号・変数の定義	9
<b>第2章</b>	<b>MIMO システムモデルと従来手法の概要</b>	<b>11</b>
2.1	はじめに	11
2.2	高次 MIMO システムモデル	14
2.3	LRA-MMSE	16
2.4	最尤判定手法 (MLD)	19
2.5	グループ判定手法	20
2.5.1	従来グループ判定手法 1	20
2.5.2	従来グループ判定手法 2	23
2.6	MU-MIMO システムモデル	26
2.7	従来プリコーディング手法：BD-QRD	28
2.8	従来プリコーディング手法：Iterative BD	29
2.9	まとめ	31
<b>第3章</b>	<b>高次 MIMO デコーダにおける低演算量グループ判定手法の提案</b>	<b>32</b>
3.1	はじめに	32
3.2	提案グループ判定手法	32
3.2.1	STEP1：グループ判定重み行列の計算	33
3.2.2	STEP2：通信路容量を基準にグループセットの削減	35
3.2.3	STEP3：グループ判定及び LLR 加算	36
3.3	特性評価	38
3.3.1	BER PER 特性評価	38
3.3.2	演算量比較	43
3.4	まとめ	45

---

<b>第 4 章</b>	<b>MU-MIMO システムにおける低演算量プリコーディング手法の提案</b>	<b>46</b>
4.1	はじめに	46
4.2	IEEE802.11ac 標準規格	48
4.3	IEEE802.11ac CSI Feedback	52
4.4	提案 LC-IBD プリコーディング手法	54
4.5	性能評価	58
4.5.1	アルゴリズムの BER 特性評価	58
4.5.2	アルゴリズムの演算量比較	60
4.6	まとめ	63
<b>第 5 章</b>	<b>行列演算に特化した ASIP パイプラインの提案と実装</b>	<b>64</b>
5.1	はじめに	64
5.2	ASIP 構成	65
5.3	行列演算に特化したパイプラインの提案	68
5.4	IEEE802.11ac 標準規格準拠プラットフォーム	70
5.4.1	プラットフォームのシステム仕様	70
5.4.2	実装するアルゴリズム	72
5.5	ASIP 実装結果	74
5.6	まとめ	77
<b>第 6 章</b>	<b>結論</b>	<b>78</b>
<b>付録 A</b>	<b>Appendix</b>	<b>80</b>
	謝辞	84
	参考文献	85
	本論文に関する参考文献	85
	研究業績	88

---

# 目次

1.1	TDMA における SU-MIMO 通信と DL-MU-MIMO 通信 . . . . .	3
1.2	ASIC, ASIP, および GPP の関係 . . . . .	5
1.3	各章の相互関係 . . . . .	8
2.1	高次 MIMO システムの送信機と受信機のブロック図 . . . . .	15
2.2	LRA-MMSE 復号フロー . . . . .	17
2.3	直交ベクトルと疑似直交ベクトル . . . . .	18
2.4	従来グループ判定手法 1 のグループの選び方 . . . . .	22
2.5	従来グループ判定手法 2 のグループの選び方 . . . . .	25
2.6	MU-MIMO システムの送信機と受信機のブロック図 . . . . .	27
3.1	提案グループ判定手法のグループセット . . . . .	34
3.2	提案グループ判定手法のブロック図 . . . . .	37
3.3	グループ判定ブロックのブロック図 . . . . .	37
3.4	BER 特性評価 $G=2, N_g=4,5, \text{ or } 6$ . . . . .	39
3.5	PER 特性評価 $G=2, N_g=4,5, \text{ or } 6$ . . . . .	40
3.6	BER 特性評価 $G=2 \text{ or } 4, N_g=4 \text{ or } 2$ . . . . .	41
3.7	PER 特性評価 $G=2 \text{ or } 4, N_g=4 \text{ or } 2$ . . . . .	42
3.8	変調方式が QPSK の場合の演算量比較 . . . . .	44
4.1	IEEE802.11ac CSI フィードバック . . . . .	53
4.2	提案 LC-IBD の計算処理の流れ . . . . .	56
4.3	BER 特性評価 . . . . .	59
5.1	ASIP 構成 . . . . .	66
5.2	処理装置 (Processing Unit) の回路構成 . . . . .	66
5.3	データと命令セットのフォーマット . . . . .	67
5.4	パイプラインの流れ . . . . .	69
5.5	実装プラットフォームの送信機 . . . . .	71
5.6	実装プラットフォームの受信機 . . . . .	71
5.7	MU-MIMO プリコーディングの流れ . . . . .	76

# 表目次

3.1	シミュレーション諸元 . . . . .	38
3.2	演算量比較 . . . . .	44
4.1	IEEE802.11ac PHY 層の仕様 . . . . .	49
4.2	MCS の定義 . . . . .	49
4.3	VHT PDU フォーマット . . . . .	51
4.4	送信ストリーム数 $N_{STS}$ 別の VHT-LTF 数 $N_{VHTLTF}$ . . . . .	51
4.5	送信ストリーム数 $N_{STS}$ 別の PHY Header フレーム長 . . . . .	51
4.6	シミュレーション諸元 . . . . .	59
4.7	6×[2,2,2] MU-MIMO 環境における演算量比較 . . . . .	61
4.8	8×[2,2,2,2] MU-MIMO 環境における演算量比較 . . . . .	62
5.1	演算タイプ . . . . .	67
5.2	システム仕様 . . . . .	70
5.3	性能比較 . . . . .	74
5.4	4×[2, 2] MU-MIMO 伝送における STA 側に要求される計算処理速度 $T_{req}/N_{sd}$ と, 特異値分解と CSI 圧縮処理の両方を ASIP 実装したときの計算処理速度 w/ 13 パイプライン ( $N_p=13$ ) . . . . .	75
5.5	4×[2, 2] MU-MIMO 伝送における AP 側での CSI 伸張処理 (MU-Precoding) を ASIP 実装した結果 (計算処理時間) w/ 13 パイプライン ( $N_p=13$ ) . . . . .	76

# 第1章 序論

## 1.1 研究背景

2015年現在までの無線通信とそれらを取り巻く状況について、無線 LAN (local area network) 規格を例にして述べる。近年、無線通信機器はスマートフォンやタブレットなどのモバイル端末での大容量コンテンツ配信の需要を受け、データ伝送速度の向上が強く求められている。

無線 LAN の標準規格は IEEE (The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.) によって標準化され、より高速な通信を実現するための様々な技術が盛り込まれている。802.11 規格では最大 2Mbps (bit per second) のデータ伝送速度であったが、802.11a/g 規格 [1] では OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 技術を使用し最大 54Mbps のデータ伝送速度を得た。また、802.11n 規格 [2] では送信機と受信機の双方で 4 本のアンテナを使用する MIMO (multiple input multiple output) 技術を使用することで最大 600Mbps のデータ伝送速度を達成する。2014 年に策定された 802.11ac 規格 [3] では送受信アンテナに 8 本のアンテナを使用し 160MHz の帯域と 256QAM (quadrature amplitude modulation) を用いて最大 6.93Gbps のデータ伝送速度を達成できる。

802.11n 規格から採用された複数の送受信アンテナを使用する MIMO 技術の利用によってデータ伝送速度は飛躍的に向上し、802.11ac 規格では 1Gbps 以上のデータ伝送速度を達成する。このように MIMO 技術を用いることで複数のストリームを空間的に多重化 (SDM: space division multiplexing) でき、周波数利用効率を向上させることができる。そのため、近年では無線 LAN 規格だけではなく様々な無線通信規格でデータ伝送速度を向上させるための技術として MIMO 技術が注目されている [4]。

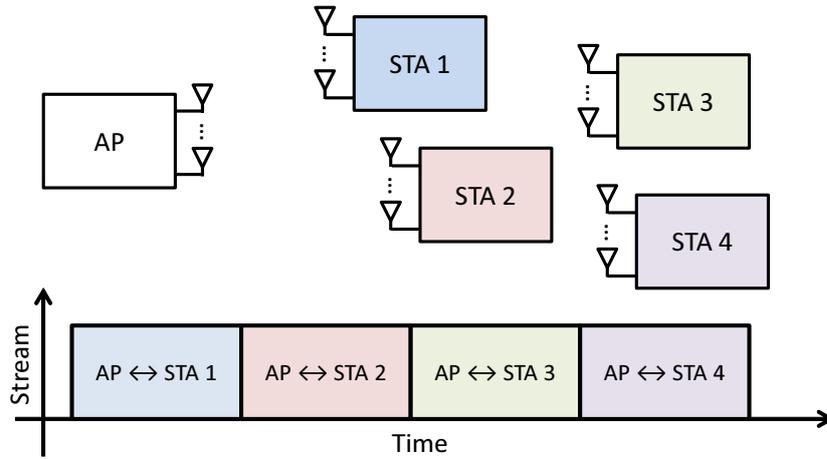
しかし、MIMO 技術によるデータ伝送速度の向上には 2 つの重要な問題がある。1 つ目は、受信機側での MIMO デコーダの演算量と回路規模の問題である。MIMO 技術を使用して送信機側でストリームを空間的に多重化して送信した信号は、受信機側では各送信アンテナからの送信信号がチャンネル間干渉 (ICI: inter channel interference) の影響を受けて受信される。このチャンネル間干渉の影響を強く受けた受信信号から送信信号を直接判定することは困難であるため、受信機では MIMO デコーダを使用し複雑な信号処理によってチャンネル間干渉を受けた受信信号から所望信号を分離する必要がある。しかし、その MIMO デコーダの演算量と回路規

模は受信アンテナ数の二乗に比例して増加するため、MIMO の次元数が増加するにつれてその実装が困難になる問題がある。

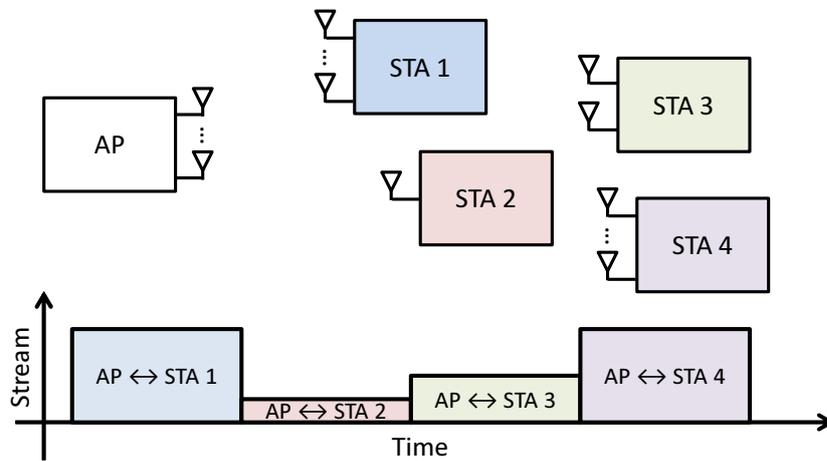
2つ目は、アンテナ数の少ない端末の通信による通信効率が低下する問題である。複数の端末が時分割された時間(タイムスロット)ごとに通信する時分割多元接続(TDMA: time division multiple accesses)において、802.11ac 規格では最大8本のアンテナを使用した8×8MIMO 送信を行うことができる。ここで、全ての端末がアクセスポイントの提供する最大ストリーム数(8ストリーム)に対応していれば、各タイムスロットでアクセスポイントと端末が最大通信速度での通信を行えるため、各タイムスロットの通信効率は最大である(図 1.1(a))。しかし、スマートフォンやタブレットなどのモバイル端末には、このような8ストリームに対応した大規模アンテナシステムを実装する十分なアンテナスペースはなく、さらにモバイル端末の消費電力の観点からも大規模 MIMO システムの実現は困難である。そのため、実際には1または2ストリームにしか対応していないモバイル端末がタイムスロットで通信を行うことになる(図 1.1(b))。1対1の通信である SU(single user)-MIMO では通信中に他の端末が割り込めないため、1ストリームのモバイル端末が通信することで8ストリーム中1ストリームしか使われないタイムスロットが生じるために、そのタイムスロットの通信効率が最大時の1/8に低下する問題がある。

そこで、アクセスポイントが複数のアンテナを備え、複数台のモバイル端末(ストリーム数が少ない)が存在する通信環境において、システムの通信速度を向上させる DL(down link)-MU(multi user)-MIMO 技術が提案された。DL-MU-MIMO システムではアクセスポイントが持つ複数のストリームをユーザごとに割り当てて、プリコーディング行列と呼ばれる重み行列を送信信号に乗算することで、ユーザを空間的に分割(SDMA: space division multiple accesses)し複数ユーザへの同時刻・同周波数帯を使用した同時通信を実現できる。この SDMA を用いた DL-MU-MIMO 技術ではアクセスポイントの有する全ストリームを各ユーザに割り当てて通信することができるため、ストリーム数の少ない端末が存在しても SU-MIMO と同等(アクセスポイントが有する最大通信能力)の通信が理論上は可能である(図 1.1(c))。そのため、近年の無線通信規の研究において DL-MU-MIMO 技術が注目されている。

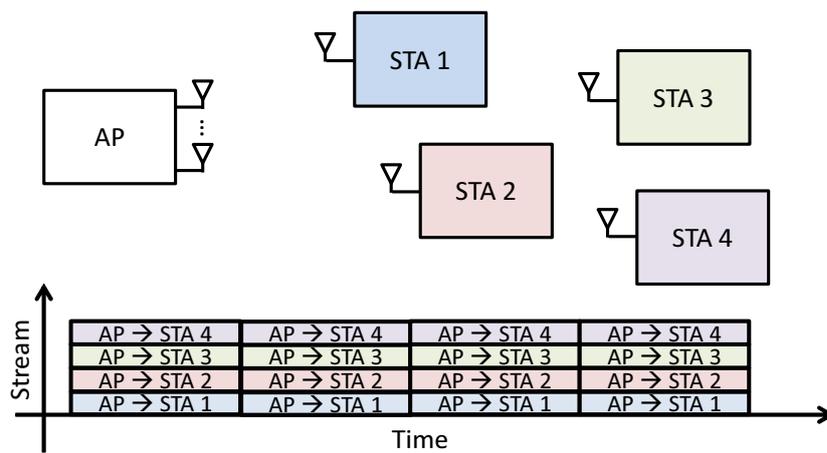
この MU-MIMO 技術を使用するシステムでは、送信信号がユーザ間で干渉する IUI (inter user interference) の影響を低減または抑制するために、送信機側で MU-MIMO プリコーディング処理を行う必要がある。しかし、MU-MIMO プリコーディング行列の計算には非常に複雑な信号処理が必要となるため、その計算処理の演算量は多く、それに伴い計算処理時間が長くなる傾向がある。これにより、システムのスループットが低下してしまう問題がある。



(a) APとSTAが同じストリーム数のときのSU-MIMO通信



(b) APとSTAが異なるストリーム数のときのSU-MIMO通信



(c) APとSTAが異なるストリーム数のときのDL-MU-MIMO通信

図 1.1: TDMA における SU-MIMO 通信と DL-MU-MIMO 通信

近年の無線通信分野では SU-MIMO 技術による 1 ユーザ当たりへの最大データ転送速度の向上と, MU-MIMO 技術によるシステム全体のデータ転送速度の向上に関する研究が行われている. そのため, SU-MIMO 技術では低演算量で復号精度のよい MIMO デコーダが, MU-MIMO 技術では低演算量で計算処理遅延の短い MU-MIMO プリコーディングがそれぞれの研究に求められている.

次に提案アルゴリズムの実装手法について着目する. アルゴリズムの実装手法には特定用途向け集積回路 (ASIC: application specific integrated circuit) による ASIC 実装, 特定用途向けプロセッサ (ASIP: application specific instruction-set processor) による ASIP 実装, 汎用プロセッサ (GPP: general purpose processor) による GPP 実装 (ソフトウェア実装) がある. 図 1.2 に各実装手法の関係を示す.

これまで, 無線通信の分野では数  $\mu\text{s}$  のオーダーでの計算処理が求められるため, GPP では計算処理が間に合わず消費電力も多いので, ASIC を開発することで計算処理能力と消費電力の問題を解決してきた. しかし ASIC では, ハードウェアをカスタマイズしているため, 仕様変更等でハードウェアに修正が必要となると ASIC をもう一度開発 (再設計) し直す必要がある. そのため, ASIC には再設計のための時間と費用がかかる問題がある.

上記の問題において GPP と ASIC の間を埋める手法として ASIP 実装がある. ASIP は特定の応用分野に特化した ASIP アーキテクチャや命令セットをチューニングすることで, ASIC 並みの計算処理能力と低消費電力, さらに GPP と同じ柔軟性 (programmability) を有する. そのため, 近年の無線通信では ASIP による実装が注目を集めている.

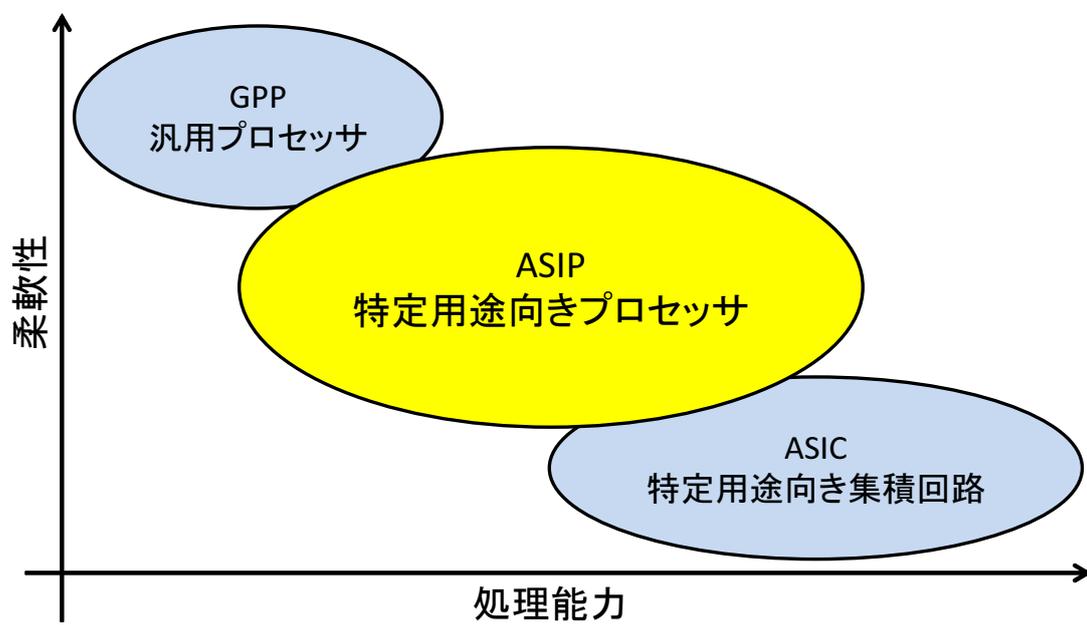


図 1.2: ASIC, ASIP, および GPP の関係

## 1.2 研究目的

本研究の目的は、無線 LAN の国際標準である 802.11ac 規格に準拠した MIMO 伝送システムにおいて、高次 MIMO デコーダと MU-MIMO プリコーディングの演算量を削減する手法の提案である。本論文において MIMO システムの送信/受信アンテナ数をそれぞれ  $N_{tx}$ ,  $N_{rx}$  で表し、 $N_{tx} \times N_{rx}$  MIMO と表記する。また、 $4 \times 4$  MIMO よりも大規模な MIMO システムのことを高次 MIMO システムと呼称する。

本研究の第一の目的は、高次 MIMO システムにおいて最大通信路容量をもとにグループ判定数を削減した低演算量グループ判定高次 MIMO デコーダを用いることで通信品質を向上させつつ、その高次 MIMO デコーダの演算量・回路規模を削減することにある。従来の MIMO 復号に関する研究では、MIMO デコーダのなかで最も復号精度の良い MLD (maximum likelihood detection) の演算量削減に関する研究が行われた [8–10]。しかし、MLD の演算量は受信アンテナ数に対して指数関数的に増加し、アンテナ数の多い高次 MIMO デコーダでは演算量が膨大となる問題がある。そこで、MLD の演算量を削減するためにグループ判定を用いた MLD の演算量削減に関する研究が行われた。従来のグループ判定を用いた MLD の演算量削減に関する研究では、グループ判定の組合せのすべてを使用したグループ判定手法 [12] と最大通信路容量となるグループのみを使用したグループ判定手法 [15] の 2 つが提案された。しかし、従来 MIMO デコーダの復号精度とその演算量はトレードオフである。そこで、本研究ではグループ判定アルゴリズムにおいて最大通信路容量をもとにグループ判定数を削減しつつ復号精度の良いグループ判定高次 MIMO デコーダを提案する。

第二の目的は、MU-MIMO システムにおいて MU-MIMO プリコーディングの演算量を削減することでシステムのスループットを改善することにある。MU-MIMO 伝送を行うためには MU-MIMO プリコーディングを用いることで、各ユーザへの送信信号が干渉する IUI の影響を低減・抑制する必要がある。しかし、従来手法は演算量と計算処理時間にトレードオフの関係があり、それを解決する手法はまだ提案されていない。提案アルゴリズムでは、802.11ac の CSI (channel state information) フィードバックの計算を拡張させることによって MU-MIMO プリコーディングにかかる演算量を削減する。これにより MU-MIMO プリコーディングに必要な計算処理時間を短縮することができ、システムのスループットの改善を実現する。

第三の目的は、提案アルゴリズムの LSI (large scale integration) 化のためのアーキテクチャにおいて行列演算に特化した ASIP (application specific instruction-set processor) のパイプライン構成を提案し、高速かつ柔軟なアルゴリズム実装を実現する。

## 1.3 本論文の構成

本論文は、全6章により構成される。図 1.3 に各章の相互関係を示す。

- ・本章では、研究背景および目的、本研究の位置づけについて述べる。

- ・第2章では、MIMO システムモデルと従来手法の概要について述べる。初めに、高次 MIMO システムモデルについて説明し、従来 MIMO 復号法について詳細および特徴について説明する。従来 MIMO 復号法として LRA-MMSE (lattice reduction aided - linear minimum mean square error), MLD, 従来グループ判定手法を例に挙げて説明し、従来 MIMO 復号法における課題を示す。次に、MU-MIMO システムモデルについて説明し、従来 MU-MIMO プリコーディング手法について詳細および特徴について説明する。従来 MU-MIMO プリコーディング手法として QR 分解を使用したブロック対角化 (BD-QRD: block diagonalization - QR decomposition) 手法と IBD (iterative block diagonalization) 手法について説明し、従来 MU-MIMO プリコーディング手法の課題を示す。

- ・第3章では、高次 MIMO システムにおける演算量を削減したグループ判定アルゴリズムを提案し、計算機シミュレーションにより BER (bit error rate), PER (packet error rate) 特性評価を行う。また、従来手法との演算量の比較を行い提案手法の有効性を検証する。

- ・第4章では、MU-MIMO システムにおける演算量を削減したプリコーディング手法を提案し、計算機シミュレーションにより BER 特性評価を行う。また、従来手法との演算量の比較を行い提案手法の有効性を検証する。

- ・第5章では、行列演算に特化したパイプライン手法を提案する。また、提案 ASIP に特異値分解, IEEE802.11ac 規格が規定する CSI(channel state information) 圧縮処理, 提案プリコーディング手法をそれぞれ実装し、提案パイプライン手法の有効性を検証する。

- ・第6章では、本論文の結論を述べる。

---

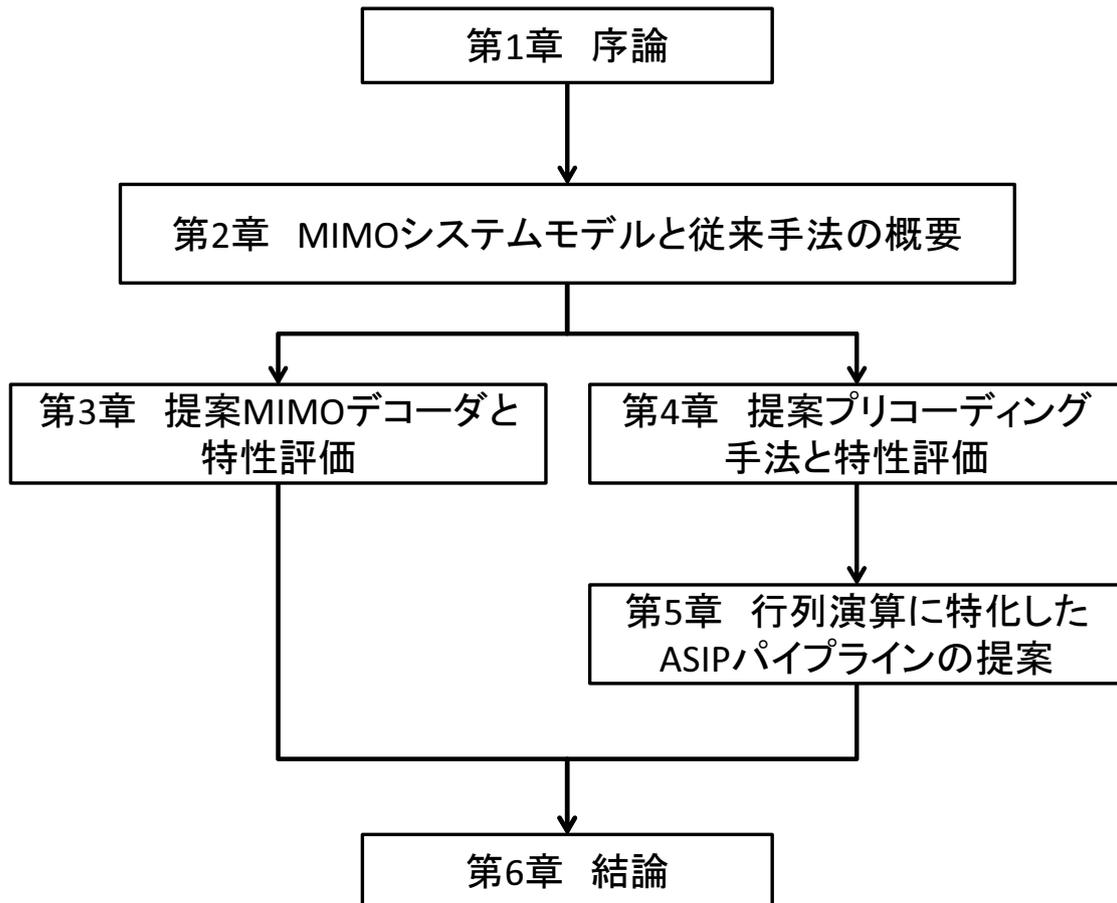


図 1.3: 各章の相互関係

## 1.4 記号・変数の定義

- $N_{tx}$  : 送信アンテナ数  
 $N_{tx,k}$  : マルチユーザ *MIMO* において  $k$  番目のユーザへの送信アンテナ数  
 $N_{rx}$  : 受信アンテナ数  
 $N_{rx,k}$  : マルチユーザ *MIMO* において  $k$  番目のユーザの受信アンテナ数  
 $\mathbf{y}$  :  $N_{rx} \times 1$  受信信号ベクトル  
 $\mathbf{H}$  :  $N_{rx} \times N_{tx}$  通信路行列  
 $\mathbf{x}$  :  $N_{tx} \times 1$  送信信号ベクトル  
 $\mathbf{n}$  :  $N_{rx} \times 1$  ガウス雑音からなる雑音ベクトル  
 $\sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_{rx}}$  :  $N_{rx} \times N_{rx}$  の単位行列  $\mathbf{I}_{N_{rx}}$  とガウス雑音の分散  $\sigma_n^2$   
 $h_{ij}$  : 第  $j$  番目の送信アンテナから第  $i$  番目の受信アンテナへの伝搬路応答  
 $\mathbf{T}$  : 行列式  $|\mathbf{T}|$  が 1 であるユニモジュラ行列  
 $\hat{\mathbf{H}}$  : LatticeReduction 変換後の通信路行列  
 $\mathbf{z}$  : 準直交通信路行列  $\hat{\mathbf{H}}$  上の送信信号ベクトル  
 $\mathbf{H}^+$  : MMSE 重み行列  
 $\hat{\mathbf{z}}$  : 準直交通信路行列  $\hat{\mathbf{H}}$  上の受信信号ベクトルの *MMSE* 推定値  
 $\mathbf{z}_{\text{rep}}$  : 準直交通信路行列  $\hat{\mathbf{H}}$  上の受信信号ベクトルの信号点  
 $\mathbf{x}_{\text{rep}}$  :  $\mathbf{z}_{\text{rep}}$  から推定した送信信号ベクトル  
 $W$  : 送信信号の信号点配置数 (16-QAM 時は  $W = 16$ )  
 $\alpha$  : 隣接する信号点配置の距離  
 $\beta$  : 隣接する信号点配置の距離の半分  
 $p$  : 疑似直交変換を施す列ベクトルのインデックス  
 $q$  : 疑似直交変換の基底となる列ベクトルのインデックス  
 $M$  :  $M$  行  $M$  列の Lattice Reduction 計算行列サイズ  
 $\text{round}(\cdot)$  : 四捨五入丸め込み関数  
 $\mathbf{Q}$  : 通信路行列  $\mathbf{H}$  の QR 分解後のユニタリー行列  $\mathbf{Q}$   
 $\mathbf{Q}^b$  : ユニタリー行列  $\mathbf{Q}$  の基底ベクトルからなる行列  
 $\mathbf{Q}^n$  : ユニタリー行列  $\mathbf{Q}$  のヌル空間ベクトルからなる行列  
 $\mathbf{R}$  : 通信路行列  $\mathbf{H}$  の QR 分解後の上三角行列  $\mathbf{R}$

- $\mathbf{h}_c$  : 通信路行列  $\mathbf{H}$  の  $c$  番目の列ベクトル  
 $\mathbf{g}_k$  : グループ判定における  $k$  番目のグループ  
 $\mathbf{G}(n)$  : グループ  $\mathbf{g}_k$  からなるグループセット  
 $\mathbf{G}_{max}$  : グループセット  $\mathbf{G}(n)$  のなかで最大通信路容量となるグループセット  
 $N_{comb}$  : 従来グループ判定手法 1 が使用するグループ  $\mathbf{g}_k$  の総数  
 $N_g$  : グループ  $\mathbf{g}_k$  が持つ通信路列ベクトル  $\mathbf{h}_c$  の数  
 $G$  : グループセット  $\mathbf{G}(n)$  が持つグループ  $\mathbf{g}_k$  の数 ( $1 \leq k \leq G$ )  
 ${}_A C_B$  :  $A$  個から  $B$  個選ぶ組合せの計算  
 $C$  : *MIMO* 通信路容量  
 $K$  : *MU-MIMO* 伝送における同時通信ユーザ数  
 $NS(\cdot)$  : ヌル空間をもとめる関数  
 $\mathbf{A}^H$  : 行列  $\mathbf{A}$  のエルミート転置  
 $\mathbf{A}^*$  : 変数  $\mathbf{A}$  の複素共役  
 $\det(\mathbf{A})$  : 行列  $\mathbf{A}$  の行列式  
 $\mathbf{H} = \mathbf{U}\Sigma\mathbf{V}^H$  : 通信路行列  $\mathbf{H}$  の特異値分解  
 $\mathbf{U}$  : 特異値分解で得られるユニタリ行列  
 $\Sigma$  : 特異値を対角成分に持つ対角行列  
 $\mathbf{V}$  : 特異値分解で得られるユニタリ行列  
 $\mathbf{V}^{basis}$  : ユニタリ行列  $\mathbf{V}$  の基底ベクトルからなる行列  
 $\mathbf{V}^{null}$  : ユニタリ行列  $\mathbf{V}$  のヌル空間ベクトルからなる行列
-

## 第2章 MIMOシステムモデルと従来手法の概要

### 2.1 はじめに

近年、空間分割多重 (SDM: space division multiplexing) 方式を用いてストリームを多重化することでデータ伝送速度を飛躍的に向上させる MIMO (multiple input multiple output) 技術が注目されている。

MIMO 技術を使用して送信機側でストリームを空間的に多重化して送信した信号は、受信機側では各送信アンテナからの送信信号がチャンネル間干渉 (ICI: inter channel interference) の影響を受けて受信される。このチャンネル間干渉の影響を強く受けた受信信号から送信信号を直接判定することは困難であるため、受信機では MIMO デコーダでチャンネル間干渉を受けた受信信号から所望信号を分離する必要がある。

高次 MIMO システムの実現のために演算量が少なく復号精度の良い高次 MIMO デコーダが必要である。しかし、従来 MIMO 復号法の LRA-MMSE (lattice reduction aided - minimum mean square error) [5], [6] や MLD (maximum likelihood detection) には高次 MIMO デコーダにおいてそれぞれ復号精度が劣化する問題と演算量が膨大になる問題がある [7]。

MLD の演算量削減手法として SD (sphere decoder) [8], [9], K-best アルゴリズム [10], グループ判定 (group detection: GD) 手法がこれまでに提案された。SD と K-best は MLD の計算処理において信号候補点の探索範囲を絞ることで演算量を削減するが、グループ判定手法は高次 MIMO 行列を任意の低次 MIMO 行列に分解し低次 MIMO 行列ごとに MIMO 復号を行うことで演算量を削減する。グループ判定手法は、もともとは CDMA (code division multiple access) 方式におけるユーザ分離手法として提案された [11]。

これまでに、高次 MIMO デコーダにおけるグループ判定を用いた演算量削減手法 [12]- [15] は提案されたが、復号精度と演算量の両方をバランスよく達成する手法はまだ提案されていない。そのため、従来手法から復号精度の劣化を起さず、演算量を削減できる手法が求められている。

次に高次 MIMO 伝送の問題について説明する。複数の端末が時分割された時間 (タイムスロット) ごとに通信する時分割多元接続 (TDMA: time division multiple

accesses)において、全ての端末がアクセスポイントの提供する最大ストリーム数に対応していれば、各タイムスロットでアクセスポイントと端末が最大通信速度での通信を行えるため、各タイムスロットの通信効率は最大である。

しかし、スマートフォンやタブレットなどのモバイル端末には、このような高次 MIMO システムを実装する十分なアンテナスペースはなく、さらにモバイル端末の消費電力の観点からも高次 MIMO システムの実現は困難である。そのため、実際には1または2ストリームにしか対応していないモバイル端末がタイムスロットで通信を行うことになる。1対1の通信である SU(single user)-MIMO では通信中に他の端末が割り込めないため、1ストリームにしか対応していないモバイル端末が通信することでそのタイムスロットの通信効率が低下する問題がある。

そこで、アクセスポイントが複数のアンテナを備え、複数台のモバイル端末(ストリーム数が少ない)が存在する通信環境において、システムの通信速度を向上させる DL(down link)-MU(multi user)-MIMO 技術が提案された。DL-MU-MIMO システムではアクセスポイントが持つ複数のストリームをユーザごとに割り当てて、プリコーディング行列と呼ばれる重み行列を送信信号に乗算することで、ユーザを空間的に分割 (SDMA: space division multiple accesses) し複数ユーザへの同時刻・同周波数帯を使用した同時通信を実現できる。この SDMA を用いた DL-MU-MIMO 技術ではアクセスポイントの有する全ストリームを各ユーザに割り当てて通信することができるため、ストリーム数の少ない端末が存在しても SU-MIMO と同等(アクセスポイントが有する最大通信能力)の通信が理論上は可能である。そのため、近年の無線通信規の研究において DL-MU-MIMO 技術が注目されている。

ここで、DL-MU-MIMO 技術ではユーザ間干渉 (IUI: inter-user interference) を低減・抑制するために基地局側での MU-MIMO プリコーディング処理が要求され、MU-MIMO プリコーディング手法には線形手法と非線形手法がある。本研究では 802.11ac 規格が採用する線形手法に着目する。線形プリコーディング手法である ZF (zero-forcing) [19] 手法や MMSE (minimum mean square error) [20] 手法ではモバイル端末 (STA: station) のアンテナ相関が高い環境では通信環境が悪くなる問題がある。さらに、これらの手法ではダイバシティゲインを得られない問題もある。そこで、BD (block diagonalization) [21] プリコーディング手法が提案された。

初期の BD プリコーディングにはヌル空間ベクトルの計算のために特異値分解 (SVD: singular value decomposition) が使用される。しかしながら、特異値分解は演算量が多いため、特異値分解を使用した BD プリコーディング手法 (BD-SVD) は実時間システムへの応用は困難であった。そこで、特異値分解の代わりに QR 分解 (QRD: QR decomposition) を使用した低演算量プリコーディング手法 (BD-QRD) が提案された [22]。しかし、BD-QRD 手法は低演算量であるもののアルゴリズムの特性上すべてのユーザの通信路情報を得てから計算を始める。そのため、BD-SVD または BD-QRD 手法には MU-MIMO プリコーディングの計算処理遅延の問題がある。

この計算処理遅延の問題を解決する為に、IBD (iterative BD) プリコーディング手法が提案された [23]. IBD 手法では各ユーザからの通信路情報 (CSI: channel state information) からプリコーディング行列を繰り返し計算することで計算処理遅延の問題を解決する. しかし, IBD 手法は BD-QRD 手法よりも総演算量が増加する問題がある.

本章では, 初めに高次 MIMO システムモデルと従来 MIMO 復号法について説明すると共に, 高次 MIMO デコーダにおける従来 MIMO 復号法とグループ判定手法の位置づけを明らかにする. 次に, MU-MIMO システムモデルと従来プリコーディング手法について説明すると共に, MU-MIMO デコーダにおける従来プリコーディング法である BD-QRD 手法と IBD 手法の位置づけを明らかにする.

## 2.2 高次 MIMO システムモデル

本節では、高次 MIMO システムにおける送受信モデルについて説明する。本論文では送信アンテナ数  $N_{tx}$  本、受信アンテナ数  $N_{rx}$  本の  $N_{tx} \times N_{rx}$  MIMO システムの場合について考える。このとき、送信データの空間ストリーム数  $N_{ss}$  と送信アンテナ数  $N_{tx}$  が同じであると仮定する。

$N_{tx} \times N_{rx}$  MIMO システムの  $N_{rx} \times 1$  受信信号ベクトル  $\mathbf{y}$  は、 $N_{rx} \times N_{tx}$  通信路行列  $\mathbf{H}$ 、 $N_{tx} \times 1$  送信信号ベクトル  $\mathbf{x}$ 、 $N_{rx} \times 1$  雑音ベクトル  $\mathbf{n}$  を用いて式 (2.1) で表わせる。雑音ベクトル  $\mathbf{n}$  は加法性ホワイトガウスノイズ (additive white Gaussian noise: AWGN) からなるベクトルで、平均が 0、共分散行列が  $\sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_{rx}}$  の性質を持つ。

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.1)$$

ここで、 $N_{rx} \times N_{tx}$  通信路行列  $\mathbf{H}$  は式 (2.2) で表わされる。

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,N_{tx}} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,N_{tx}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_{rx},1} & h_{N_{rx},2} & \cdots & h_{N_{rx},N_{tx}} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

通信路行列  $\mathbf{H}$  の通信路係数  $h_{i,j}$  は第  $j$  番目の送信アンテナから第  $i$  番目の受信アンテナへの複素数の伝送路応答 (channel response) である。

$$E[\mathbf{x}\mathbf{x}^H] = \sigma_x^2 \mathbf{I}_{N_{tx}} \quad (2.3)$$

送信信号ベクトル  $\mathbf{x}$  の共分散行列は式 (2.3) で表される。本稿では送信信号ベクトル  $\mathbf{x}$  を正規化し、 $\sigma_x^2 = 1$  とする。

図 2.1 に高次 MIMO システムの送信機と受信機のブロック図を示す。送信ビット系列は初めに畳み込み符号 (convolutional encoder) とパンクチャ (puncture) で通信路符号化され、ストリームごとにインターリーバ (interleaver) で送信系列の並びを入れ替える。その後、一次変調 (constellation mapper) で QPSK (quadrature phase shift keying) や 16-QAM などに変調し、二次変調の逆フーリエ変換 (IFFT: inverse fast furrier transfer) で周波数軸信号から時間軸信号へと変換される。その後、ガードインターバル (GI: gard interval) を付加し送信フィルタ (TX filter) を通し RF (radio frequency) 回路でベースバンド信号から搬送波信号へと変換し送信する。

受信機では、受信信号は受信フィルタ (RX filter) を通過後にガードインターバルを除去し、二次復調のフーリエ変換 (FFT) で時間軸信号から周波数軸信号へと変換される。その後、MIMO デコーダでチャンネル間干渉を除去しサブキャリアごとに一次復調 (subcarrire demodulation) を行う。デパンクチャ (de-puncture) とビタビ復号 (Viterbi decoder) を行うことでビット誤りの訂正を行う。

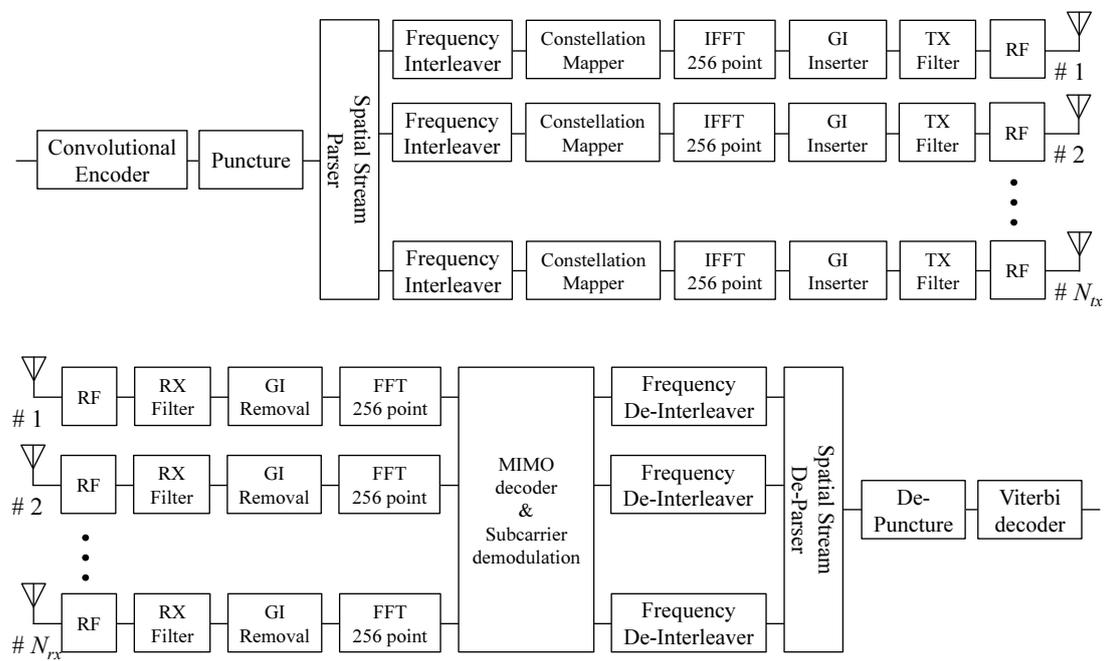


図 2.1: 高次 MIMO システムの送信機と受信機のブロック図

## 2.3 LRA-MMSE

本節では、従来MIMO復号法であるLRA-MMSEについて説明する。LRA-MMSEは低次MIMOデコーダにおいてMLDよりも演算量が少なく、かつMMSEよりも復号精度が高い特性を持つ。そのため、低次MIMOデコーダではLRA-MMSEは演算量と復号精度のトレードオフの良いMIMO復号法として考えられている。

図2.2にLRA-MMSEの復号過程を示す。LRA-MMSE手法では、行列演算の一種であるLattice Reduction演算により通信路行列 $\mathbf{H}$ を準直交行列 $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{HT}$ に変換する。得られた準直交行列 $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{HT}$ を新たな通信路行列とみなしてMMSE復号を行うことで、雑音強調を抑えMIMOデコーダの復号精度を向上させる。式(2.1)で表わされる受信信号ベクトル $\mathbf{y}$ は、準直交行列 $\hat{\mathbf{H}}$ と $\mathbf{z} = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{x}$ を用いて式(2.4)で表わされる。ここで、 $\mathbf{T}$ は $|\mathbf{T}| = 1$ であり行列の要素がすべて整数値からなる特性を持つユニモジュラ行列である。

$$\begin{aligned}\mathbf{y} &= (\mathbf{HT})(\mathbf{T}^{-1}\mathbf{x}) + \mathbf{n} \\ &= \hat{\mathbf{H}}\mathbf{z} + \mathbf{n}\end{aligned}\quad (2.4)$$

LRA-MMSEでは式(2.4)で表わされる準直交行列 $\hat{\mathbf{H}}$ 上の信号 $\mathbf{z}$ をMMSE復号する。MMSE復号に用いる疑似逆行列 $\mathbf{H}^+$ を式(2.5)に示す。

$$\mathbf{H}^+ = (\hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_{rx}})^{-1} \hat{\mathbf{H}}^H \quad (2.5)$$

疑似逆行列 $\mathbf{H}^+$ を式(2.4)の受信信号 $\mathbf{y}$ の左から乗算し信号 $\mathbf{z}$ の推定値である信号 $\hat{\mathbf{z}}$ を求める。ここで、信号 $\hat{\mathbf{z}}$ を整数値に丸め込んだ信号(硬判定)を信号 $\mathbf{z}_{rep}$ と定義する。そして準直交行列 $\hat{\mathbf{H}}$ 上の信号 $\mathbf{z}$ は $\mathbf{z} = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{x}$ の関係がある。LRA-MMSE復号後の信号 $\mathbf{x}_{rep}$ は信号 $\mathbf{z}_{rep}$ にLattice Reduction変換行列 $\mathbf{T}$ を乗算して求める。数式(2.6)~(2.9)に信号 $\hat{\mathbf{z}}$ 、信号 $\mathbf{z}_{rep}$ 、信号 $\mathbf{x}_{rep}$ を示す。

$$\hat{\mathbf{z}} = \mathbf{H}^+ \mathbf{y} = \mathbf{z} + \mathbf{H}^+ \mathbf{w} \quad (2.6)$$

$$\mathbf{z}_{rep} = \alpha \left\lceil \frac{\hat{\mathbf{z}} - \mathbf{T}^{-1} \mathbf{1}_M \beta}{\alpha} \right\rceil + \mathbf{T}^{-1} \mathbf{1}_M \beta \quad (2.7)$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{6}{W-1}}, \quad \beta = \alpha/2 \quad (2.8)$$

$$\mathbf{s}_{rep} = \mathbf{T} \mathbf{z}_{rep} \quad (2.9)$$

ここで $\lceil \cdot \rceil$ は四捨五入の丸め処理を示し、 $W$ は信号候補点の数で16QAMのとき $W=16$ 、 $\alpha$ は隣接する信号点配置間の最小距離、 $\mathbf{1}_M$ はすべての要素が $1 + j1$ である $M \times 1$ 列ベクトルをそれぞれ示す。

MMSEでは受信信号の決定はチャネル応答行列 $\mathbf{H}$ の影響が掛かった送信信号 $\mathbf{x}$ で決定される。しかし、LRA-MMSEでの受信信号の決定は準直交行列 $\hat{\mathbf{H}}$ 上での

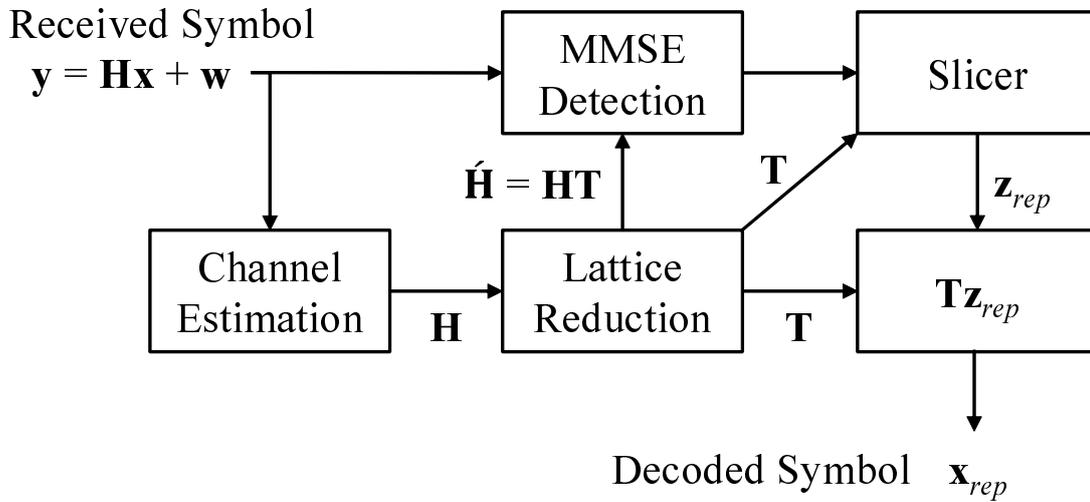


図 2.2: LRA-MMSE 復号フロー

信号  $\mathbf{z}$  で決定される。このとき、準直交行列  $\hat{\mathbf{H}}$  を用いた疑似逆行列  $\mathbf{H}^+$  を使用することで、雑音強調を抑え復号精度を向上させることができる。

次に Lattice Reduction 演算を行う LLL(Lenstra Lenstra Lovasz) [5] アルゴリズムについて説明する。  $N \times M$  行列  $\hat{\mathbf{H}}$  に対する LLL アルゴリズムを Algorithm1 に示す。このアルゴリズムでは Gram-shumit の直交化法をもとにしている。

LLL アルゴリズムでの特徴的な計算として Algorithm1 中の 3 行目での計算で round 計算 (四捨五入の丸め処理) を行うことである。ここで round を取ることで Algorithm1 中の 4 行目の式が直交変換ではなく疑似直交変換になる。図 2.3 にベクトル  $\mathbf{h}_2$  のベクトル  $\mathbf{h}_1$  に対する直交変換と疑似直交変換を示す。疑似直交変換では  $\mathbf{h}_1^H \mathbf{h}_2 / \mathbf{h}_1^H \mathbf{h}_1$  の値を整数値に丸めるため、ベクトル  $\mathbf{h}_1$  と完全には直交していないが直交関係に近い疑似直交ベクトル  $\mathbf{h}_{2,PO}$  を得る。

このようにして疑似直交変換を行った後に、Algorithm1 中の 9 行目の計算で列ベクトルの大きさの比較を行う。列  $p$  が列  $p-1$  より大きい場合は、列  $p$  と列  $p-1$  を入れ替える。この操作を列ベクトルのインデックが  $M$  になるまで繰り返す。

この計算が終了すると入力行列に疑似直交変換を繰り返し施すため、入力行列よりも直交性が増した出力行列  $\hat{\mathbf{H}}$  と、その変換を行う変換行列  $\mathbf{T}$  を得ることができる。

**Algorithm 1** LLL Algorithm

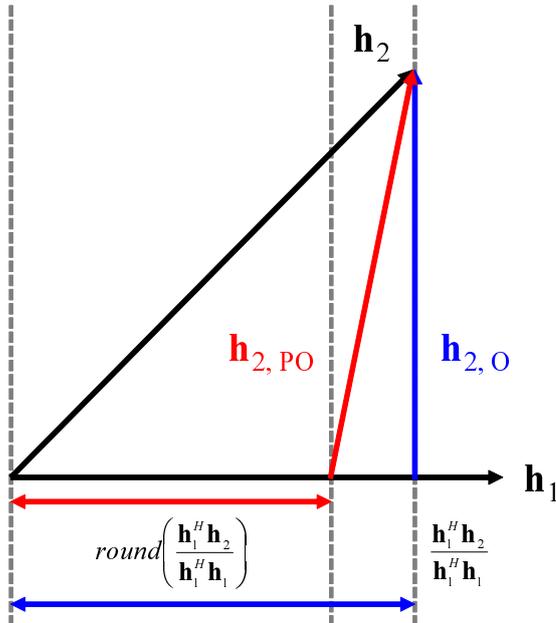
---

```

1: while  $p \leq M$  do
2:   for  $q = p - 1$  down to 1 do
3:      $\mu(p, q) = \text{round}\left(\frac{\hat{\mathbf{H}}(:, q)^H \hat{\mathbf{H}}(:, p)}{\hat{\mathbf{H}}(:, q)^H \hat{\mathbf{H}}(:, q)}\right)$ 
4:      $\hat{\mathbf{H}}(:, p) = \hat{\mathbf{H}}(:, p) - \mu(p, q) \hat{\mathbf{H}}(:, q)$ 
5:      $\mathbf{T}(:, p) = \mathbf{T}(:, p) - \mu(p, q) \mathbf{T}(:, q)$ 
6:   end for
7:    $\text{power}_{p-1} = \hat{\mathbf{H}}(:, p-1)^H \hat{\mathbf{H}}(:, p-1)$ 
8:    $\text{power}_p = \hat{\mathbf{H}}(:, p)^H \hat{\mathbf{H}}(:, p)$ 
9:   if  $\delta \cdot \text{power}_{p-1} \leq \text{power}_p$  then
10:     $p = p + 1$ 
11:   else
12:    Swap columns  $\hat{\mathbf{H}}(:, p) \Leftrightarrow \hat{\mathbf{H}}(:, p-1)$ 
13:    Swap columns  $\mathbf{T}(:, p) \Leftrightarrow \mathbf{T}(:, p-1)$ 
14:     $p = \max(p-1, 2)$ 
15:   end if
16: end while

```

---



Orthogonal Vector

$$\mathbf{h}_{2,o} = \mathbf{h}_2 - \frac{\mathbf{h}_1^H \mathbf{h}_2}{\mathbf{h}_1^H \mathbf{h}_1} \mathbf{h}_1$$

Pseudo Orthogonal Vector

$$\mathbf{h}_{2,PO} = \mathbf{h}_2 - \text{round}\left(\frac{\mathbf{h}_1^H \mathbf{h}_2}{\mathbf{h}_1^H \mathbf{h}_1}\right) \mathbf{h}_1$$

図 2.3: 直交ベクトルと疑似直交ベクトル

## 2.4 最尤判定手法 (MLD)

本節では最も高い復号精度を得られる MIMO 復号法である QR 分解 (QRD: QR decomposition) を使用した最尤判定手法 (QRD-MLD) について説明する. MIMO 通信路行列  $\mathbf{H}$  を QR 分解するとユニタリ行列  $\mathbf{Q}$  と上三角行列  $\mathbf{R}$  に分解することができる.

$$\mathbf{H} = \mathbf{Q}\mathbf{R} \quad (2.10)$$

式 (2.10) で求めたユニタリ行列  $\mathbf{Q}$  を用いて最尤送信信号ベクトル  $\hat{\mathbf{x}}$  を式 (2.11) から求めることができる.

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \min_{\mathbf{x} \in \Omega} (\|\mathbf{Q}^H \mathbf{y} - \mathbf{Q}^H \mathbf{H} \mathbf{x}\|) \quad (2.11)$$

ここで,  $\Omega$  は  $W^{N_{tx}}$  個のすべての送信信号候補であり,  $W$  は信号点配置の数を表す (16-QAM 時,  $W=16$ ). QRD-MLD は, この  $W^{N_{tx}}$  の送信信号候補の中から受信信号との最小ユークリッド距離になる  $\hat{\mathbf{x}}$  を探索するアルゴリズムである.

次にビタビ復号の誤り訂正能力を向上させるために, QRD-MLD の対数尤度比 (LLR: log likelihood detection) を計算する必要がある.

QRD-MLD において, 送信信号ベクトル  $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_j, \dots, x_{N_{tx}}]^T$  の第  $j$  番目の送信アンテナから送信されるシンボル  $x_j$  の第  $l$  bit 目の LLR は最大対数近似法 (max-log approximation, [17] の 11.7.3 章より) を使用して式 (2.12) で計算される.

$$\begin{aligned} LLR(x_{j,l}|\mathbf{y}) &= \ln \frac{p(x_{j,l} = 1|\mathbf{y})}{p(x_{j,l} = 0|\mathbf{y})} \\ &\approx \min_{\mathbf{x} \in S_{j,l}^-} D(\mathbf{x}) - \min_{\mathbf{x} \in S_{j,l}^+} D(\mathbf{x}) \end{aligned} \quad (2.12)$$

ここで,  $S_{j,l}^+$ ,  $S_{j,l}^-$  は全送信信号候補  $\Omega$  の中で第  $j$  番目の送信アンテナから送信されるシンボル  $x_j$  の第  $l$  bit 目が 1 または 0 となる送信信号候補をそれぞれ表し, 関数  $D(\mathbf{x})$  は  $D(\mathbf{x}) = \|\mathbf{Q}^H \mathbf{y} - \mathbf{Q}^H \mathbf{H} \mathbf{x}\|$  である.

IEEE802.11a/n/ac 規格において QRD-MLD を使用する場合, 式 (2.12) を用いて LLR を計算する必要があるが, 送信アンテナ数  $N_{tx}$  が増加すると探索する信号候補点  $S_{j,l}^+$ ,  $S_{j,l}^-$ , または  $\Omega$  が指数関数的に増加する. 例えば  $4 \times 4$  MIMO と  $8 \times 8$  MIMO を信号点配置の数  $W = 16$  の場合で比較すると,  $8 \times 8$  MIMO は  $4 \times 4$  MIMO の 65,536 倍の信号候補点を探索する必要がある. それゆえ, 高次 MIMO デコーダにおいて QRD-MLD の実装が困難になる.

## 2.5 グループ判定手法

本節では、2つの従来グループ判定手法について説明する。グループ判定手法は高次 MIMO 行列を任意の低次 MIMO 行列に分解し、この分解された低次 MIMO 行列をグループとして、グループごとに MIMO 復号(受信信号の判定)を行うことで演算量を削減する MIMO デコーダの演算量削減手法の一つである。従来グループ判定手法 1 [12] ではグループ判定の組合せのすべてを使用する。また、従来グループ判定手法 2 [15] ではグループ判定において最大通信路容量となるグループの組を使用する。

### 2.5.1 従来グループ判定手法 1

式(2.2)で表わされる  $N_{rx} \times N_{tx}$  通信路行列  $\mathbf{H}$  を、 $N_{rx} \times 1$  通信路列ベクトル  $\mathbf{h}_c$  を用いて再定義する。ここで、インデックス  $c$  は通信路行列の列番号を示す。

$$\mathbf{H} = \left[ \mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \cdots \ \mathbf{h}_c \ \cdots \ \mathbf{h}_{N_{tx}} \right] \quad (2.13)$$

また、集合  $H = \{\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_c, \dots, \mathbf{h}_{N_{tx}}\}$  を定義する。

次に、 $N_{tx}$  個の通信路列ベクトルから  $N_g$  個を選んだ  $N_{rx} \times N_g$  行列を  $\mathbf{g}_k$  とし、行列  $\mathbf{g}_k$  の列ベクトルに対応する集合  $g_k \in \{\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_{N_{tx}}\}$  を定義する(集合  $g_k$  は集合  $H$  の部分集合)。インデックス  $k$  は  $k$  番目のグループを示し、そのグループの選び方は  ${}_{N_{tx}}C_{N_g}$  個の組合せがある ( $1 \leq k \leq {}_{N_{tx}}C_{N_g}$ )。さらに、グループ  $\mathbf{g}_k$  の選択において以下の条件を設ける。  $g_k \subseteq H$ ,  $g_k \neq g_q$  ( $k \neq q$ )。ここで、インデックス  $k$  と  $q$  は各グループを示す。

第  $k$  番目のグループ  $\mathbf{g}_k$  のグループ判定に用いる計算行列  $\hat{\mathbf{H}}_k$  は、グループ  $\mathbf{g}_k$  以外の通信路行列からなる  $N_{rx} \times (N_{tx} - N_g)$  行列であり、行列  $\hat{\mathbf{H}}_k$  の列ベクトルに対応する集合  $\hat{H}_k$  は次の関係を持つ。

$$\hat{H}_k = \overline{H \cap g_k} \quad (2.14)$$

$N_{rx} \times (N_{tx} - N_g)$  計算行列  $\hat{\mathbf{H}}_k$  は QR 分解により式(2.15)に示す様に  $N_{rx} \times N_{rx}$  ユニタリ行列  $\mathbf{Q}_k$  と  $N_{rx} \times (N_{tx} - N_g)$  上三角行列  $\mathbf{R}_k$  に分解できる。

$$\hat{\mathbf{H}}_k = \mathbf{Q}_k \mathbf{R}_k = \left[ \mathbf{Q}_k^b \ \mathbf{Q}_k^n \right] \mathbf{R}_k \quad (2.15)$$

ここで行列  $\mathbf{Q}_k^b$  は基底ベクトルからなる  $N_{rx} \times (N_{tx} - N_g)$  行列であり、行列  $\mathbf{Q}_k^n$  はヌル空間ベクトルからなる  $N_{rx} \times N_g$  行列である。従来グループ判定手法 1 では行列  $\mathbf{Q}_k^n$  を使用してグループ判定重み行列  $\mathbf{W}_k = \mathbf{Q}_k^n$  を得る。

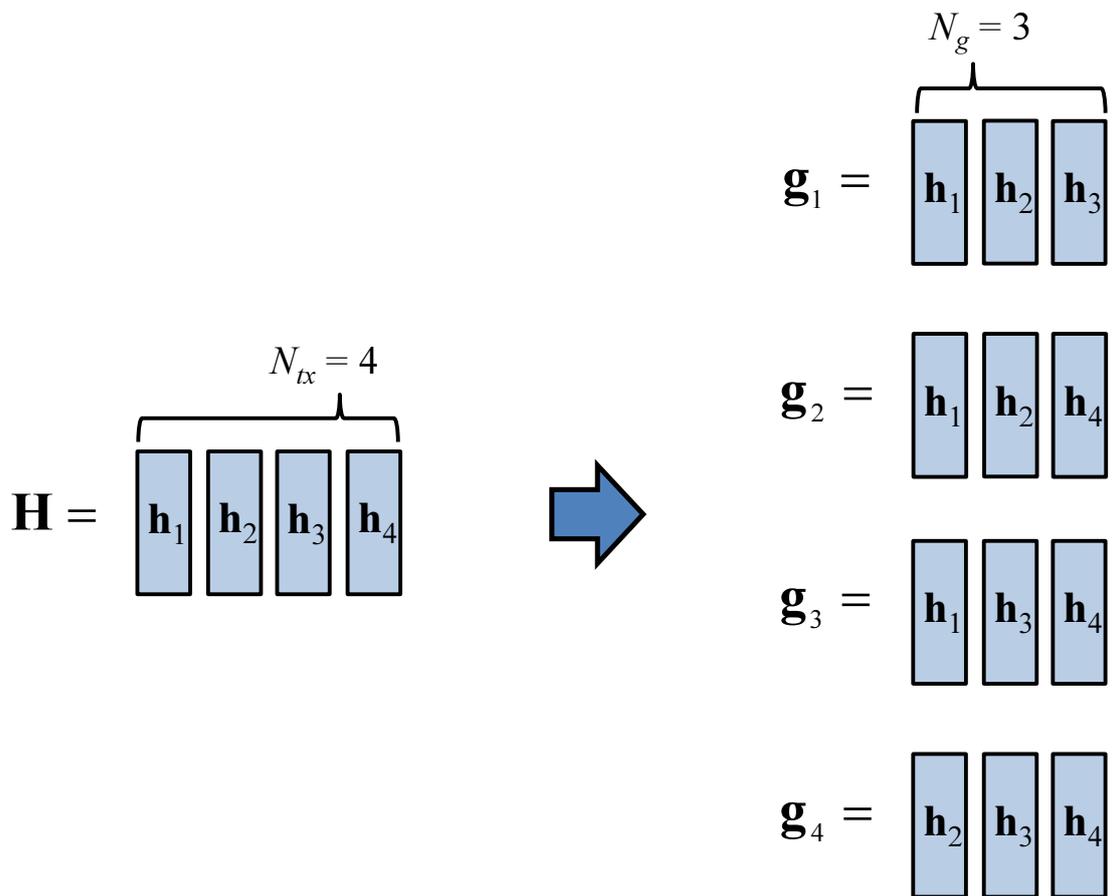
グループ判定重み行列  $\mathbf{W}_k$  を受信信号ベクトル  $\mathbf{y}$  の左側から乗算することで、グループ判定のための小行列を式 (2.16) のように得られる。

$$\begin{aligned}\mathbf{W}_k^H \mathbf{y} &= \mathbf{W}_k \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{W}_k \mathbf{n} \\ &= \mathbf{Q}_k^{nH} \mathbf{g}_k \mathbf{x}_{\mathbf{g}_k} + \mathbf{W}_k \mathbf{n}\end{aligned}\quad (2.16)$$

ここで  $\mathbf{x}_{\mathbf{g}_k}$  は送信信号ベクトル  $\mathbf{x}$  でグループ  $\mathbf{g}_k$  に対応する送信信号ベクトルである。グループ判定では  $N_g \times N_g$  小行列  $\mathbf{Q}_k^{nH} \mathbf{g}_k$  を使用して MIMO 復号を行う。従来グループ判定手法 1 では、グループのすべての組合せである  ${}_{N_{tx}}C_{N_g}$  個のグループ  $\mathbf{g}_k$  のグループ判定を行い、各グループ判定で得られた LLR の値を加算した LLR 値でビタビ復号を行う [12]。

従来グループ判定手法 1 は  $4 \times 4$  MIMO システムにおいて、 $N_g = 3$  のとき  ${}_4C_3 = 4$  回、 $N_g = 2$  のとき  ${}_4C_2 = 6$  回のグループ判定の結果を加算する。しかし、高次  $8 \times 8$  MIMO システムでは  $N_g = 4$  のとき  ${}_8C_4 = 70$  回、 $N_g = 5$  のとき  ${}_8C_5 = 56$  回のグループ判定を行わなければならない、高次 MIMO デコーダでは演算量の増加を引き起こす問題がある。

例として  $N_{tx} = 4, N_g = 3$  における従来グループ判定手法 1 のグループの選び方を図 2.4 に示す。従来グループ判定手法 1 は  $N_{tx} = 4, N_g = 3$  において通信路行列  $\mathbf{H}$  を  $\mathbf{g}_1$  から  $\mathbf{g}_4$  の 4 つのグループに分けることができる。各グループにおいて式 (2.16) の計算を行い、小行列  $\mathbf{Q}_k^{nH} \mathbf{g}_k$  ごとに MIMO 復号を行う。



$k$ 番目のグループ  $\mathbf{g}_k$  ( $1 \leq k \leq 4$ )

グループの組合せ数  ${}_{N_{tx}}C_{N_g} = {}_4C_3 = 4$

図 2.4: 従来グループ判定手法 1 のグループの選び方

## 2.5.2 従来グループ判定手法 2

従来グループ判定手法 1 は高次 MIMO デコーダにおいて多くのグループ判定が必要になるため演算量が多くなる問題がある。そこで従来グループ判定手法 2 では最大通信路容量を達成するグループの組合せのみを使用する事で演算量を削減しつつ復号精度を高める。

従来グループ判定手法 2 では、通信路行列  $\mathbf{H}$  を  $N_g = N_{tx}/2$  である 2 つのグループ  $\mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2$  に分け、2 つのグループの組をグループセット  $\mathbf{G}(n) = \{\mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2\}$  ( $1 \leq n \leq P_{max}$ ) とする。このときグループの組合せは最大  $P_{max}$  通り存在する。

$$P_{max} = \frac{N_{tx} C_{N_g}}{2!} \quad (2.17)$$

式 (2.14), (2.15) を使用して、任意のグループセット  $\mathbf{G}(n)$  に対するグループ判定重み行列  $\mathbf{W}_{\mathbf{G}(n)} = [\mathbf{Q}_1^n, \mathbf{Q}_2^n]$  を作成する。グループ判定重み行列  $\mathbf{W}_{\mathbf{G}(n)}$  を受信信号ベクトル  $\mathbf{y}$  の左側から乗算することで、グループ判定のための小行列を式 (2.18) のように得られる。

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{\mathbf{G}(n)}^H \mathbf{y} &= \mathbf{W}_{\mathbf{G}(n)} \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{W}_{\mathbf{G}(n)} \mathbf{n} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_1^{nH} \mathbf{g}_1 & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{Q}_2^{nH} \mathbf{g}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{\mathbf{g}_1} \\ \mathbf{x}_{\mathbf{g}_2} \end{bmatrix} + \mathbf{W}_{\mathbf{G}(n)} \mathbf{n} \end{aligned} \quad (2.18)$$

ここで  $\mathbf{x}_{\mathbf{g}_k}$  は送信信号ベクトル  $\mathbf{x}$  でグループ  $\mathbf{g}_k$  に対応する送信信号ベクトルである。理論的に、MIMO チャネルの通信路容量  $C$  は式 (2.20) で定義される [18]。

$$C = \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_{rx}} + \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \quad (2.19)$$

$$= \sum_{i=1}^{N_{rx}} \log_2 \left( 1 + \frac{\lambda_i}{\sigma_n^2} \right) \quad (2.20)$$

ここで、 $\mathbf{I}_{N_{rx}}$  は  $N_{rx} \times N_{rx}$  単位行列、 $\sigma_n^2$  は雑音電力、 $\lambda_i$  は  $i$  番目の行列  $\mathbf{H} \mathbf{H}^H$  の固有値をそれぞれ表す。MIMO 通信路容量の式より、グループ  $\mathbf{G}(n)$  の  $k$  番目のグループ  $\mathbf{g}_k$  の通信路容量  $C_{GD,k}$  は式 (2.21) で表わされる。

$$C_{GD,k} = \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_g} + \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{H}_{GD,k} \mathbf{H}_{GD,k}^H \right) \quad (2.21)$$

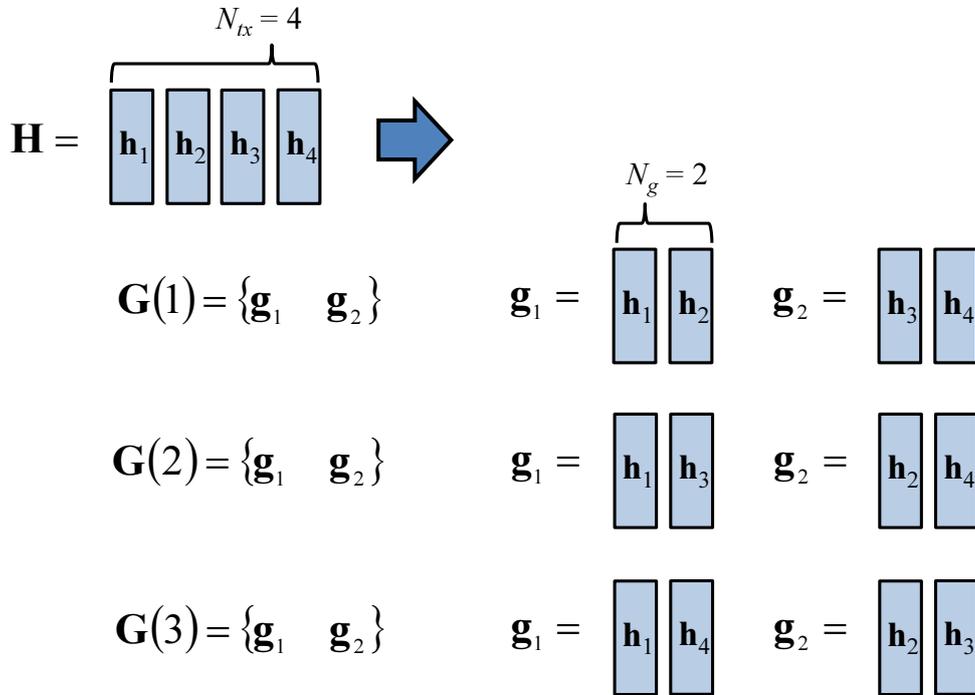
ここで、行列  $\mathbf{H}_{GD,k}$  は  $\mathbf{H}_{GD,k} = \mathbf{Q}_k^{nH} \mathbf{g}_k$  である。 $n$  通り目のグループ  $\mathbf{G}(n)$  ( $1 \leq n \leq P_{max}$ ) を使用した場合の各グループ  $\mathbf{g}_k$  ( $1 \leq k \leq 2$ ) の通信路容量を合計した合計 MIMO 通

信路容量  $C_{GD}(\mathbf{G}(n))$  を式 (2.22) で表す.

$$\begin{aligned} C_{GD}(\mathbf{G}(n)) &= \sum_{k=1}^2 C_{GD,k} \\ &= \sum_{k=1}^2 \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_g} + \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{H}_{GD,k} \mathbf{H}_{GD,k}^H \right) \end{aligned} \quad (2.22)$$

従来グループ判定手法2では式(2.22)で計算した合計MIMO通信路容量  $C_{GD}(\mathbf{G}(n))$  を用いて  $P_{max}$  通り存在するグループ群  $\mathbf{G}(n)$  ( $1 \leq n \leq P_{max}$ ) から通信路容量が最も大きくなるグループを選択しグループセット  $\mathbf{G}_{max}$  と定義する. 従来グループ判定手法2ではグループセット  $\mathbf{G}_{max}$  のみを使用してグループ判定を行うことで高次MIMOデコーダの演算量を削減することができる.

例として  $N_{tx} = 4, N_g = 2$  における従来グループ判定手法2のグループの選び方を図2.5に示す. 従来グループ判定手法2は  $N_{tx} = 4, N_g = 2$  において通信路行列  $\mathbf{H}$  を  $\mathbf{G}(1)$  から  $\mathbf{G}(3)$  の3つのグループセットに分けることができる. 各グループセットにおいて式(2.22)の通信路容量の計算を行い,  $\mathbf{G}(1)$  から  $\mathbf{G}(3)$  の3つのグループセットの中で最も通信路容量が高いグループセットを  $\mathbf{G}_{max}$  としてグループ判定を行う.



$k$ 番目のグループ  $g_k$  ( $1 \leq k \leq 2$ )

グループセット  $G(n) = \{g_1, g_2\}$  ( $1 \leq n \leq P_{\max}$ )

グループセット数  $P_{\max} = \frac{N_{tx} C_{N_g}}{2!} = 3$

$P_{\max}$ 個のグループセットから最大通信路容量となるグループセットを選ぶ

$G(n) = \{g_1, g_2\}$  ( $1 \leq n \leq P_{\max}$ )  $\rightarrow$   $G_{\max}$   
 通信路容量  $C_{GD}(G(n))$

図 2.5: 従来グループ判定手法 2 のグループの選び方

## 2.6 MU-MIMO システムモデル

本節では、MU-MIMO システムモデルについて説明する。  $N_{tx} \times N_{rx}$  MU-MIMO システムについて考える。ここで送信アンテナ数と受信アンテナ数はそれぞれ  $N_{tx}$ ,  $N_{rx}$  で表わされ、  $k$  番目のユーザの  $N_{rx,k} \times 1$  受信信号ベクトル  $\mathbf{y}_k$  ( $N_{rx} = \sum_{k=1}^K N_{rx,k}$ ),  $N_{rx,k} \times N_{tx}$  通信路行列  $\mathbf{H}_k$ ,  $N_{tx,k} \times 1$  送信信号ベクトル  $\mathbf{x}_k$  ( $N_{tx} = \sum_{k=1}^K N_{tx,k}$ ),  $N_{rx,k} \times 1$  雑音ベクトル  $\mathbf{n}_k$  をそれぞれ定義する。ここで  $K$  は MU-MIMO 伝送における同時通信ユーザ数を示し、雑音ベクトル  $\mathbf{n}_k$  は AWGN (additive white Gaussian noise) ベクトルで平均は  $\mathbf{0}$  で共分散行列は  $\sigma_n^2 \mathbf{I}$  である。このとき、受信信号ベクトル  $\mathbf{y}$  は次式で表される。

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{y}_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{H}_K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{x}_K \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_1 \\ \mathbf{n}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{n}_K \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

802.11ac 規格における MU-MIMO プリコーディング後の受信信号ベクトル  $\mathbf{y}$  はプリコーディング行列  $\mathbf{W}$  を用いて式 (2.24) で再定義される。

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.24)$$

ここで、MU-MIMO プリコーディング重み行列  $\mathbf{W}$  は  $k$  番目のユーザへの重み行列  $\mathbf{W}_k$  ( $1 \leq k \leq K$ ) からなる。

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 & \mathbf{W}_2 & \cdots & \mathbf{W}_K \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

さらに、 $k$  番目のユーザの受信信号ベクトル  $\mathbf{y}_k$  は式 (2.26) で表わされる。

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_k &= \mathbf{H}_k \mathbf{W} \mathbf{x} + \mathbf{n}_k \\ &= \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k \mathbf{x}_k + \sum_{m=1, (m \neq k)}^K \mathbf{H}_k \mathbf{W}_m \mathbf{x}_m + \mathbf{n}_k \end{aligned} \quad (2.26)$$

ここで  $\mathbf{H}_k \mathbf{W}_m \mathbf{x}_m$  は他ユーザからのユーザ間干渉と呼ばれる干渉成分である。そのため、MU-MIMO プリコーディング処理では重み行列  $\mathbf{W}_m$  によってこの干渉成分を低減・抑圧する必要がある。

図 2.6 に MU-MIMO システムの送信機と受信機のブロック図を示す。MU-MIMO 伝送における基地局側の送信機は  $k$  番目のユーザの空間時間ストリームのための送信アンテナを  $N_{tx,k}$  本有する。ここで送信機の送信アンテナ数  $N_{tx}$  は各ユーザの送信アンテナ数  $N_{tx,k}$  の総和である。送信機では MU-MIMO プリコーディング行列  $\mathbf{W}$  は一次変調 (constellation mapper) のあとの送信信号ベクトル  $\mathbf{x}$  に乗算される。その後、ストリームごとに逆フーリエ変換 (IFFT) で周波数軸信号から時間軸信号への二次変調を行い TX フィルタを通して RF 回路で伝送される。一方、 $k$  番目のユーザの受信機構成は SU-MIMO システムと相違ない。

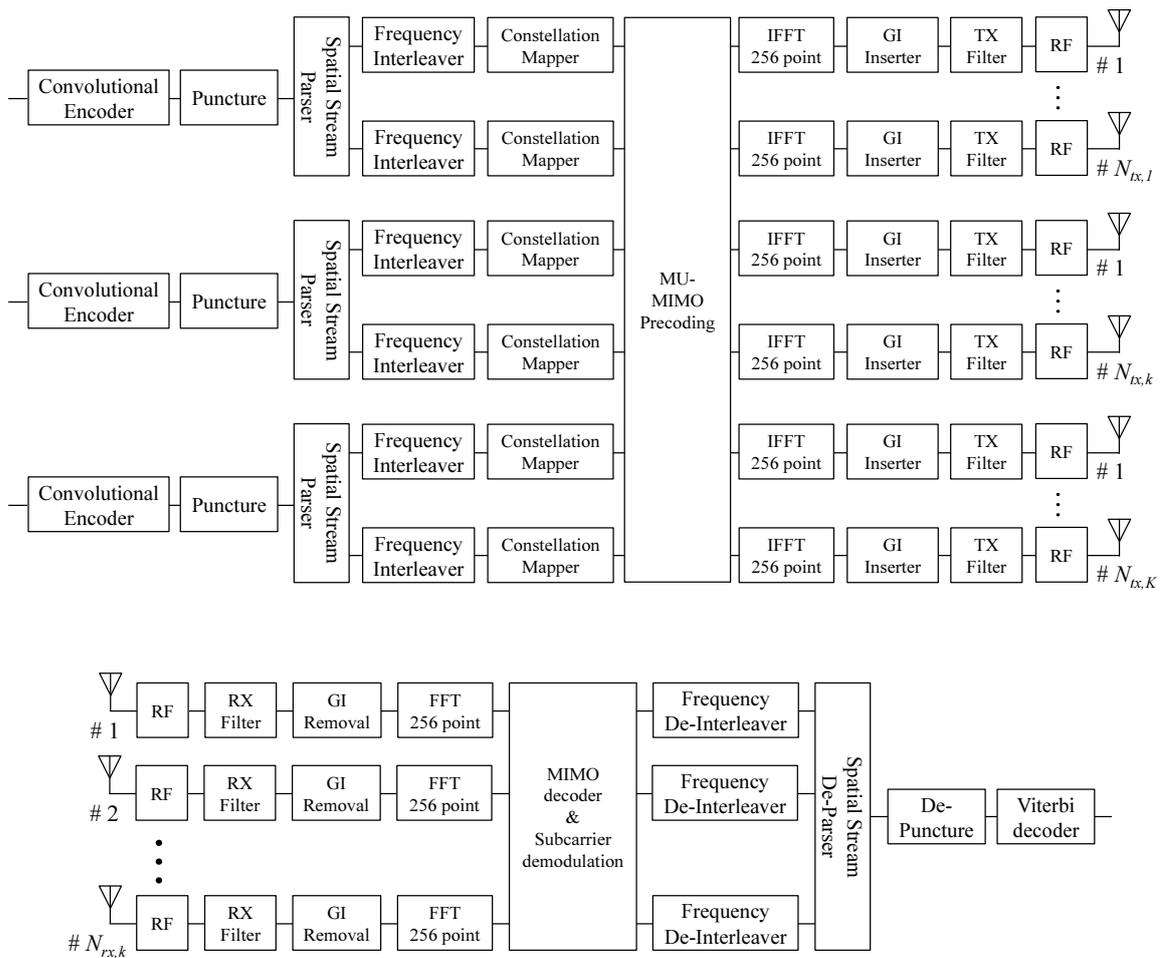


図 2.6: MU-MIMO システムの送信機と受信機のブロック図

## 2.7 従来プリコーディング手法：BD-QRD

本節では従来プリコーディング手法であるBD-QRD手法について説明する。IEEE 802.11ac 規格のCSIフィードバックにより得られた各STAの通信路情報を $\mathbf{V}_k^{basis}$ とする( $1 \leq k \leq K$ )。この行列 $\mathbf{V}_k^{basis}$ を用いてIUIを除去するプリコーディング行列 $\mathbf{W}$ を求める。

次にCSIフィードバックにより得られた行列 $\mathbf{V}_k^{basis}$ から、 $k$ 番目のユーザのMU-MIMOプリコーディング行列 $\mathbf{W}_k$ を求める計算行列 $\hat{\mathbf{H}}_k$ を定義する。

$$\hat{\mathbf{H}}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1^{basis} & \cdots & \mathbf{V}_{k-1}^{basis} & \mathbf{V}_{k+1}^{basis} & \cdots & \mathbf{V}_K^{basis} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

ここで計算行列 $\hat{\mathbf{H}}_k$ は $k$ 番目のユーザの通信路情報 $\mathbf{V}_k^{basis}$ 以外からなる行列である。 $N_{tx} \times (N_{rx} - N_{rx,k})$ 計算行列 $\hat{\mathbf{H}}_k$ はQR分解により式(2.28)に示す様に $N_{tx} \times N_{tx}$ ユニタリ行列 $\mathbf{Q}_k$ と $N_{tx} \times (N_{rx} - N_{rx,k})$ 上三角行列 $\mathbf{R}_k$ に分解できる。

$$\hat{\mathbf{H}}_k = \mathbf{Q}_k \mathbf{R}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_k^{basis} & \mathbf{Q}_k^{null} \end{bmatrix} \mathbf{R}_k \quad (2.28)$$

この様にして得られたヌル空間ベクトルからなる行列 $\mathbf{Q}_k^{null}$ を使用することで、従来BD-QRD手法では $k$ 番目のユーザのMU-MIMOプリコーディング行列 $\mathbf{W}_k = \mathbf{Q}_k^{null}$ を得る。従来BD-QRD手法では以上の処理を $K$ ユーザ分行うことでMU-MIMOプリコーディング行列 $\mathbf{W} = [\mathbf{W}_1, \dots, \mathbf{W}_k, \dots, \mathbf{W}_K]$ を得る。

ここで、 $k$ 番目のユーザのMU-MIMOプリコーディング行列 $\mathbf{W}_k$ は次の関係を持つため、IUIの影響を除去できる。 $k$ と $m$ はユーザのインデックスを示す。

$$\mathbf{H}_k \mathbf{W}_k \neq \mathbf{O} \quad (2.29)$$

$$\mathbf{H}_m \mathbf{W}_k = \mathbf{O} \quad (k \neq m) \quad (2.30)$$

従来BD-QRD手法では $k$ 番目のユーザのMU-MIMOプリコーディング行列の計算で、計算行列 $\hat{\mathbf{H}}_k$ に対してQR分解を行うことでヌル空間ベクトルからなる行列 $\mathbf{Q}_k^{null}$ を得ることができる。この計算処理には $K-1$ ユーザ分の通信路情報 $\{\mathbf{V}_1^{basis}, \dots, \mathbf{V}_{k-1}^{basis}, \mathbf{V}_{k+1}^{basis}, \dots, \mathbf{V}_K^{basis}\}$ が必要である。そのため、従来BD-QRD手法は $K-1$ 番目のユーザのCSIフィードバックの受信後に、 $K$ 番目のユーザのMU-MIMOプリコーディング行列 $\mathbf{W}_K$ の計算処理を開始できる。しかし、基地局側では残り $K-1$ 回のMU-MIMOプリコーディング行列 $\mathbf{W}_k$  ( $1 \leq k \leq K-1$ )の計算処理を、 $K$ 番目のユーザのCSIフィードバックの受信後から行わなければならない。

IEEE802.11ac規格では $K$ 番目のユーザのCSIフィードバックの受信後から最短でSIFS後に、基地局はDL-MU-MIMO伝送を行うことができる。しかし、従来BD-QRD手法では $K$ 番目のユーザのCSIフィードバックの受信後からの演算量が多いため、MU-MIMOプリコーディング行列の計算処理遅延による伝送効率の劣化を引き起こす問題がある。

## 2.8 従来プリコーディング手法 : Iterative BD

本節では従来プリコーディング手法である IBD-QRD 手法について説明する. 従来 BD-QRD 手法はアルゴリズムの特性上  $K - 1$  ユーザ分の通信路情報を受信してからでないと MU-MIMO プリコーディング行列の計算処理を開始できない. その問題を解決するために IBD (iterative block diagonalization) 手法が提案された.

従来 IBD 手法を Algorithm2 に示す. 従来 IBD 手法では MU-MIMO プリコーディング行列を CSI フィードバックで受信した通信路情報をもとに繰り返し更新する. これにより  $K$  番目のユーザの CSI フィードバックの受信後からの演算量を削減することができるため, 従来 BD-QRD 手法での MU-MIMO プリコーディング行列の計算処理遅延による伝送効率の劣化の問題を解決することができる.

しかし, Algorithm2 に示す様に従来 IBD 手法では CSI フィードバックの受信ごとにヌル空間  $NS(\cdot)$  の計算処理を行うため総演算量は従来 BD-QRD 手法よりも多くなる. ここで  $NS(\cdot)$  は式 (2.28) におけるヌル空間ベクトルからなる行列  $\mathbf{Q}^n$  を求める計算処理である.

例として Algorithm2 を使用して計算した 3 ユーザ ( $K = 3$ ) の MU-MIMO プリコーディング行列  $\mathbf{W}$  が, IUI を除去できることを示す.

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1^{(2)} & \mathbf{W}_2^{(2)} & \mathbf{W}_3^{(2)} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

ここで,  $\mathbf{W}_1^{(2)}, \mathbf{W}_2^{(2)}, \mathbf{W}_3^{(2)}$  はそれぞれ次式で表される.

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_1^{(2)} &= \mathbf{W}_1^{(1)} \times NS(\mathbf{V}_3^{basisH} \mathbf{W}_1^{(1)}) \\ &= NS(\mathbf{V}_2^{basisH}) \times NS(\mathbf{V}_3^{basisH} NS(\mathbf{V}_2^{basisH})) \end{aligned} \quad (2.32)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_2^{(2)} &= \mathbf{W}_2^{(1)} \times NS(\mathbf{V}_3^{basisH} \mathbf{W}_2^{(1)}) \\ &= NS(\mathbf{V}_1^{basisH}) \times NS(\mathbf{V}_3^{basisH} NS(\mathbf{V}_1^{basisH})) \end{aligned} \quad (2.33)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_3^{(2)} &= \mathbf{W}_2^{(1)} \times NS(\mathbf{V}_2^{basisH} \mathbf{W}_2^{(1)}) \\ &= NS(\mathbf{V}_1^{basisH}) \times NS(\mathbf{V}_2^{basisH} NS(\mathbf{V}_1^{basisH})) \end{aligned} \quad (2.34)$$

次に  $\mathbf{W}_1^{(2)}$  が他ユーザへの干渉を除去できることを示すために, 次式をそれぞれ計算する.

$$\mathbf{H}_1 \mathbf{W}_1^{(2)} = \mathbf{U}_1 \Sigma_1 \mathbf{V}_1^{basisH} NS(\mathbf{V}_2^{basisH}) \times NS(\mathbf{V}_3^{basisH} NS(\mathbf{V}_2^{basisH})) \neq \mathbf{O} \quad (2.35)$$

$$\mathbf{H}_2 \mathbf{W}_1^{(2)} = \mathbf{U}_2 \Sigma_2 \mathbf{V}_2^{basisH} NS(\mathbf{V}_2^{basisH}) \times NS(\mathbf{V}_3^{basisH} NS(\mathbf{V}_2^{basisH})) = \mathbf{O} \quad (2.36)$$

$$\mathbf{H}_3 \mathbf{W}_1^{(2)} = \mathbf{U}_3 \Sigma_3 \mathbf{V}_3^{basisH} NS(\mathbf{V}_2^{basisH}) \times NS(\mathbf{V}_3^{basisH} NS(\mathbf{V}_2^{basisH})) = \mathbf{O} \quad (2.37)$$

ここで, 他ユーザへの干渉成分である  $\mathbf{H}_2 \mathbf{W}_1^{(2)}$ ,  $\mathbf{H}_3 \mathbf{W}_1^{(2)}$  がそれぞれ  $\mathbf{O}$  になり, 干渉成分を除去できることが確認できる. また, 他のプリコーディング行列  $\mathbf{W}_2^{(2)}$ ,  $\mathbf{W}_3^{(2)}$  も同様に他ユーザへの干渉成分を除去できる.

---

**Algorithm 2** Iterative BD Precoding

---

**Require:**  $\mathbf{W}_1^{(0)} = \mathbf{I}_{N_r}$ 

- 1: **for**  $k = 1$  to  $K$  **do**
  - 2:    $\mathbf{V}_k^{basis}$  is CSI from the  $k$ -th STA
  - 3:   **if**  $k < K$  **then**
  - 4:      $\mathbf{W}_{k+1}^{(k)} = \mathbf{W}_k^{(k-1)} \times NS(\mathbf{V}_k^{basisH} \mathbf{W}_k^{(k-1)})$
  - 5:   **end if**
  - 6:   **if**  $2 \leq k$  **then**
  - 7:     **for**  $m = 1$  to  $k - 1$  **do**
  - 8:       $\mathbf{W}_m^{(k-1)} = \mathbf{W}_m^{(k-2)} \times NS(\mathbf{V}_k^{basisH} \mathbf{W}_m^{(k-2)})$
  - 9:     **end for**
  - 10:   **end if**
  - 11: **end for**
-

## 2.9 まとめ

本章では、初めに高次 MIMO システムモデルと従来 MIMO 復号法について LRA-MMSE, MLD, グループ判定手法を例に挙げて説明した. LRA-MMSE は低次 MIMO システムにおいて低演算量で復号精度が MLD に近い優れた MIMO 復号法である. しかし, 高次 MIMO システムでは疑似直交行列が十分な直交性を得られないため復号精度が劣化する問題がある [7]. MLD は高次 MIMO システムにおいて演算量が指数関数的に増加するため実時間システムにおける実装が困難である. グループ判定手法では高次 MIMO 通信路行列を低次 MIMO 行列に変換するため, MLD に比べ演算量を大幅に削減できる. しかし, 従来グループ判定手法 1 では高次 MIMO システムにおいてグループ判定数が著しく増加し, 従来グループ判定手法 2 では従来グループ判定手法 1 と比較し復号精度が大幅に劣化する問題がある.

次に, MU-MIMO システムモデルと従来プリコーディング手法について BD-QRD 手法と IBD 手法を例に挙げて説明した. BD-QRD 手法ではヌル空間の計算に  $K-1$  ユーザ分の通信路情報が必要なため, CSI フィードバック後からの演算量が多い問題がある. 一方, IBD 手法ではプリコーディング行列をユーザの通信路情報から更新するアルゴリズムであるため,  $K$  番目のユーザの CSI フィードバック後からの演算量を低減できる利点がある. しかし, IBD 手法では各ユーザの CSI フィードバックからプリコーディング行列の更新を行うため, アルゴリズムの総演算量が QRD-BD 手法より多くなる問題がある.

## 第3章 高次MIMOデコーダにおける 低演算量グループ判定手法の 提案

### 3.1 はじめに

近年，空間分割多重 (SDM: space division multiplexing) 方式でストリームを多重化することでデータ伝送速度を飛躍的に向上させる MIMO (multiple input multiple output) 技術が注目されている。

高次 MIMO デコーダの演算量削減手法としてグループ判定手法がある。グループ判定手法では高次 MIMO 通信路行列を低次 MIMO 行列に変換するため，MLD に比べ演算量を大幅に削減できる。これまでに，高次 MIMO デコーダの演算量削減手法として2つのグループ判定手法が提案された。しかし，従来グループ判定手法 1 [12] では高次 MIMO システムにおいてグループ判定数が著しく増加する問題がある。また，従来グループ判定手法 2 [15] では通信路容量が最大となるグループのみを使用してグループ判定するため演算量を大幅に削減できる一方，従来グループ判定手法 1 と比較し復号精度が劣化する問題がある。

本章では，高次 MIMO システムにおける演算量を削減したグループ判定アルゴリズムを提案し，計算機シミュレーションにより BER (bit error rate), PER (packet error rate) 特性評価を行う。また，従来手法との演算量比較を行い提案手法の有効性を検証する。

### 3.2 提案グループ判定手法

本節では，提案グループ判定手法およびグループ選択手法について説明する。はじめに，グループ判定手法の重み行列計算過程について説明し，次に最大通信路容量を基準にグループを削減する方法について説明する。最後に LLR 加算方法について説明する。

### 3.2.1 STEP1 : グループ判定重み行列の計算

グループ判定手法は、高次 MIMO 行列を任意の低次 MIMO 行列に分解する行列演算を使用する。ここで、 $N_{rx} \times 1$  列ベクトル  $\mathbf{h}_c$  を用いて通信路行列  $\mathbf{H}$  を式 (3.1) として再定義する。

$$\mathbf{H} = \left[ \mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \cdots \ \mathbf{h}_c \ \cdots \ \mathbf{h}_{N_{tx}} \right] \quad (3.1)$$

ここで、インデックス  $c$  は通信路行列の列番号を示す。また、集合  $H = \{\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_c, \dots, \mathbf{h}_{N_{tx}}\}$  を定義する。

次に、 $N_{tx}$  個の通信路行列  $\mathbf{H}$  の列ベクトルから  $N_g$  個を選んだ  $N_{rx} \times N_g$  行列を  $\mathbf{g}_k$  とし、通信路行列  $\mathbf{H}$  を  $G$  個のグループ  $\mathbf{g}_k$  ( $1 \leq k \leq G$ ) に分けたグループセット  $\mathbf{G} = \{\mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2, \dots, \mathbf{g}_k, \dots, \mathbf{g}_G\}$  を定義する。ここで、 $\mathbf{g}_k$  は  $k$  番目のグループであり、各グループ  $\mathbf{g}_k$  ( $1 \leq k \leq G$ ) は  $N_g$  個の通信路行列の列ベクトルを有する。さらに、グループ  $\mathbf{g}_k$  の列ベクトルに対応する集合  $g_k \in \{\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_{N_{tx}}\}$  を定義する (集合  $g_k$  は集合  $H$  の部分集合)。

グループ  $\mathbf{g}_k$  の選択において以下の条件を設ける。  $g_k \subseteq H$ ,  $\overline{H \cap (\cup_{k=1}^G g_k)} = \emptyset$ ,  $g_k \neq g_q$  ( $k \neq q$ )。インデックス  $k$  と  $q$  は各グループを示す。

第  $k$  番目のグループ  $\mathbf{g}_k$  のグループ判定に用いる計算行列  $\hat{\mathbf{H}}_k$  は、グループ  $\mathbf{g}_k$  以外の通信路行列  $\mathbf{H}$  の列ベクトルからなる  $N_{rx} \times (N_{tx} - N_g)$  行列であり、行列  $\hat{\mathbf{H}}_k$  の列ベクトルに対応する集合  $\hat{H}_k$  は次の関係を持つ。

$$\hat{H}_k = \overline{H \cap g_k} \quad (3.2)$$

計算行列  $\hat{\mathbf{H}}_k$  は QR 分解により式 (3.3) に示す様にユニタリー行列  $\mathbf{Q}_k$  と上三角行列  $\mathbf{R}_k$  に分解できる。

$$\hat{\mathbf{H}}_k = \mathbf{Q}_k \mathbf{R}_k = \left[ \mathbf{Q}_k^b \ \mathbf{Q}_k^n \right] \mathbf{R}_k \quad (3.3)$$

ここで行列  $\mathbf{Q}_k^b$  は基底ベクトルからなる行列であり、行列  $\mathbf{Q}_k^n$  はヌル空間の基底ベクトルからなる行列である。行列  $\mathbf{Q}_k^n$  を使用してグループ判定重み行列  $\mathbf{W}_{GD}$  が式 (3.4) の様に求められる。

$$\mathbf{W}_{GD} = \left[ \mathbf{Q}_1^n \ \cdots \ \mathbf{Q}_k^n \ \cdots \ \mathbf{Q}_G^n \right]^H \quad (3.4)$$

式 (3.4) で求めたグループ判定重み行列  $\mathbf{W}_{GD}$  を受信信号ベクトル  $\mathbf{y}$  の左側から乗算することで、グループ判定のための小行列を式 (3.5) のように得られる。

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{GD} \mathbf{y} &= \mathbf{W}_{GD} \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{W}_{GD} \mathbf{n} \\ &= \left[ \begin{array}{cccc} \mathbf{H}_{GD,1} & \mathbf{O} & \cdots & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{H}_{GD,2} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \cdots & \mathbf{O} & \mathbf{H}_{GD,G} \end{array} \right] \left[ \begin{array}{c} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{x}_G \end{array} \right] + \mathbf{W}_{GD} \mathbf{n} \end{aligned} \quad (3.5)$$

行列  $\mathbf{H}_{GD,k}$  は  $k$  番目のグループ判定用小行列である ( $\mathbf{H}_{GD,k} = \mathbf{Q}_k^{nH} \mathbf{g}_k$ ). ベクトル  $\mathbf{x}_k$  はグループ  $\mathbf{g}_k$  に対応する送信信号ベクトルである.

高次 MIMO 行列を任意の小行列に分解した後, 式 (2.11) を使用し小行列に分解された  $\mathbf{H}_{GD,k}$  ( $k = 1, 2, \dots, G$ ) ごとに送信信号ベクトル  $\hat{\mathbf{x}}_k$  をそれぞれ推定する.

このとき, グループ判定を用いることで高次 MIMO 行列  $\mathbf{H}$  の QRD-MLD 時の送信信号候補数  $W^{N_{tx}}$  を,  $G$  個の低次 MIMO 行列  $\mathbf{H}_{GD,k}$  の送信信号候補数  $G \cdot W^{N_g}$  に下げることが可能となり QRD-MLD の演算量を大幅に削減できる.

図 3.1 に提案グループ判定手法のグループセットを示す. 提案グループ判定手法のグループセットは, 従来グループ判定手法 2 をより一般化して表現している. そのため,  $N_g = N_{tx}/2, G = 2$  のときの提案グループ判定手法と従来グループ判定手法 2 のグループセットは同じである.

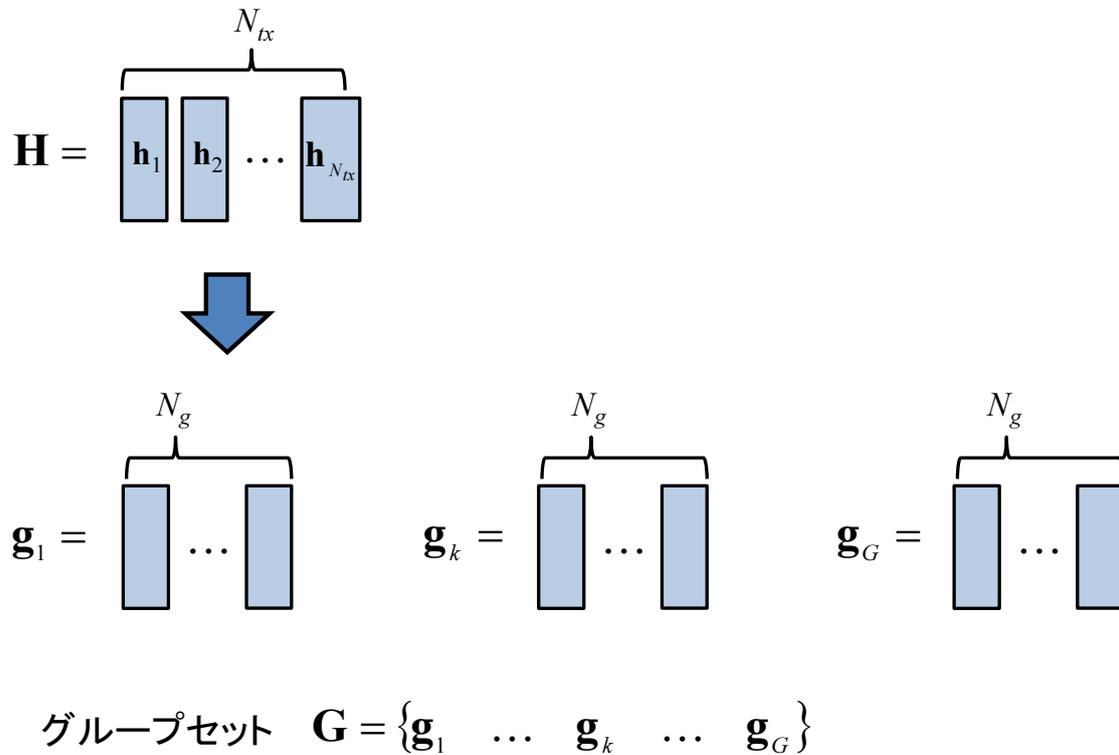


図 3.1: 提案グループ判定手法のグループセット

### 3.2.2 STEP2 : 通信路容量を基準にグループセットの削減

$N_{tx} \times N_{rx}$  MIMO において,  $N_{tx} = N_{rx} = 8$ ,  $G = 2$ ,  $N_g = 4$  の場合について考える. グループ  $\mathbf{g}_k$  は  $N_{comb} = {}_8C_4 = 70$  通り存在し, グループセット  $\mathbf{G}$  は  $P_{max} = 35$  通りのグループの組合せ方が存在する.

$$P_{max} = \frac{\prod_{i=0}^{G-1} {}_{N_{tx}-iN_g}C_{N_g}}{G!} \quad (3.6)$$

従来グループ判定手法 1 はこの  $N_{comb}$  通りのグループ  $\mathbf{g}_k$  すべてに対してグループ判定を行うため高次 MIMO デコーダで演算量が多くなる問題がある. そこで提案手法では  $P_{max}$  通りのグループの組合せの中から通信路容量が大きい  $N$  個のグループセットに対してグループ判定を行うことで演算量を削減する.

理論的に, MIMO チャネルの通信路容量  $C$  は式 (3.8) で定義される [18].

$$C = \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_{rx}} + \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) \quad (3.7)$$

$$= \sum_{i=1}^{N_{rx}} \log_2 \left( 1 + \frac{\lambda_i}{\sigma_n^2} \right) \quad (3.8)$$

ここで,  $\mathbf{I}_{N_{rx}}$  は  $N_{rx} \times N_{rx}$  単位行列,  $\sigma_n^2$  は雑音電力,  $\lambda_i$  は  $i$  番目の行列  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$  の固有値をそれぞれ表す. MIMO 通信路容量の式より, グループセット  $\mathbf{G}$  の  $k$  番目のグループ  $\mathbf{g}_k$  の通信路容量  $C_{GD,k}$  は式 (3.9) で表わされる.

$$C_{GD,k} = \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_g} + \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{H}_{GD,k} \mathbf{H}_{GD,k}^H \right) \quad (3.9)$$

第  $n$  パターン目のグループセット  $\mathbf{G}(n)$  ( $1 \leq n \leq P_{max}$ ) を使用した場合の各グループ  $\mathbf{g}_k$  ( $1 \leq k \leq G$ ) の通信路容量を合計した合計 MIMO 通信路容量  $C_{GD}(\mathbf{G}(n))$  を式 (3.10) で表す.

$$\begin{aligned} C_{GD}(\mathbf{G}(n)) &= \sum_{k=1}^G C_{GD,k} \\ &= \sum_{k=1}^G \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_g} + \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{H}_{GD,k} \mathbf{H}_{GD,k}^H \right) \end{aligned} \quad (3.10)$$

提案グループ判定手法では式 (3.10) で計算した合計 MIMO 通信路容量  $C_{GD}(\mathbf{G}(n))$  を用いて  $P_{max}$  通り存在するグループセット  $\mathbf{G}(n)$  ( $1 \leq n \leq P_{max}$ ) から通信路容量が大きい順に  $N$  個のグループセットを選択し, グループセット  $\mathbf{G}_{sort}(n)$  ( $1 \leq n \leq N$ ) と定義する. ここで,  $\mathbf{G}_{sort}(1)$  は最大通信路容量となるグループセットである. 従来グループ判定手法 2 は最大通路路容量となるグループのみを用いてグループ判定するため, 提案手法は  $N=1$  とした場合に従来グループ判定手法 2 と同じアルゴリズムになる.

### 3.2.3 STEP3 : グループ判定及びLLR加算

STEP2で求めた提案グループセット  $\mathbf{G}_{sort}(n)$  ( $1 \leq n \leq N$ ) において、第  $n$  番目に高い通信路容量を有するグループセット  $\mathbf{G}_{sort}(n)$  に対して式 (2.11), (2.12), (3.5) を持ちいてグループ判定を行う。そのとき得られたLLRを  $LLR(x_{j,l}|\mathbf{y}, \mathbf{G}_{sort}(n))$  とする。

信号対雑音比 (SNR: signal-to-noise-ratio) が低い環境では、高確率で  $LLR(x_{j,l}|\mathbf{y}, \mathbf{G}_{sort}(n))$  が低い値を取る。これにより、復号精度の劣化を引き起こしViterbi復号器の出力にビット誤りが増える。そのため、より良いLLR値を得ることができればグループ判定の復号精度を高められると期待できる。

そこで、提案手法では  $N$  個の異なるグループセット ( $\mathbf{G}_{sort}(1), \dots, \mathbf{G}_{sort}(N)$ ) をグループ判定し得られたLLRを加算することでLLRの信頼度を高める。 $N$  回のグループ判定で得られたLLRを加算した  $LLR_{prop}(x_{j,l}|\mathbf{y})$  は式 (3.11) で表される。ここで、 $x_{j,l}$  は第  $j$  番目の送信アンテナから送信されるシンボル  $x_j$  の第  $l$  bit を表す。

$$LLR_{prop}(x_{j,l}|\mathbf{y}) = \sum_{n=1}^N LLR(x_{j,l}|\mathbf{y}, \mathbf{G}_{sort}(n)) \quad (3.11)$$

提案グループ判定手法の全体のブロック図を図 3.2 に示し、図 3.2 内のグループ判定ブロックを図 3.3 に示す。図 3.2 より、提案手法では送信信号ベクトル  $\mathbf{x}$  の判定に  $N$  個のグループ判定ブロックが必要である。

はじめに、図 3.2 の " $\mathbf{G}_{sort}(n)$ " ブロックで通信路行列  $\mathbf{H}$  からグループセット  $\mathbf{G}_{sort}(n)$  を計算し  $N$  個のグループを選択する (STEP1, 2)。次に各グループ判定ブロック " $\text{Group detection group set } \mathbf{G}_{sort}(n)$ " でグループ判定を行う。図 3.3 の " $\text{GD}$ " ブロックでグループ判定重み行列  $\mathbf{W}_{GD}$  を用いて通信路行列  $\mathbf{H}$  を任意の低次 MIMO 行列  $\mathbf{H}_{GD,k}$  ( $1 \leq k \leq G$ ) に分解する。" $\text{QRD-MLD group } \mathbf{g}_k$ " ブロックにおいて  $k$  番目のグループの送信信号ベクトル  $\hat{\mathbf{x}}_k$  を行列  $\mathbf{H}_{GD,k}$  を用いて判定する。" $\text{LLR}$ " ブロックでは最大対数近似法 [17] を使用して対数尤度比を計算し  $LLR(x_{j,l}|\mathbf{y}, \mathbf{G}_{sort}(n))$  を得る。以上の計算処理を  $N$  個のグループ判定ブロックに行い " $\text{Combiner of LLRs}$ " ブロックで式 (3.11) の LLR の加算処理を行う (STEP3)。このようにして計算された LLR 値  $LLR_{prop}(x_{j,l}|\mathbf{y})$  を用いて Viterbi decoder でビット誤りの訂正を行う。

また、提案アルゴリズムはさらに高次の MIMO デコーダにも適応可能である。例えば、 $16 \times 16$  MIMO の場合は  $G=4$ ,  $N_g=4$  または  $G=2$ ,  $N_g=8$  のパラメータを用いてグループ判定を行うことで、さらに高次の MIMO デコーダを実現できる。

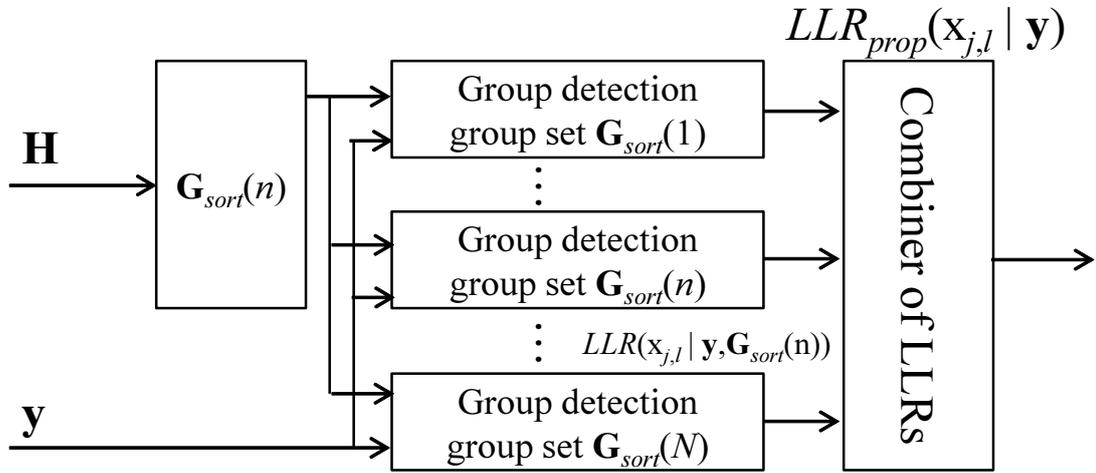


図 3.2: 提案グループ判定手法のブロック図

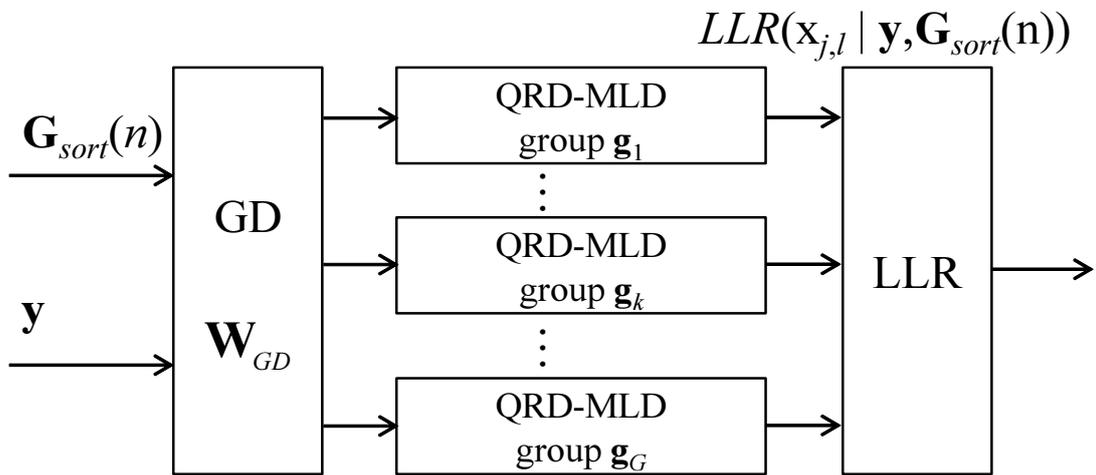


図 3.3: グループ判定ブロックのブロック図

### 3.3 特性評価

本節では、提案グループ判定手法と従来 MIMO 復号手法の伝送性能とその演算量について評価する。伝送性能の評価において、従来手法 [14]，従来グループ判定手法 1 [12]，従来グループ判定手法 2 [15] と比較する為にビット誤り率 (bit error rate: BER) とパケット誤り率 (packet error rate: PER) を用いて評価を行った。

本論文では、IEEE802.11ac 規格をシミュレーション環境とし、図 2.1 にシステムのブロック図を示す。図 2.1 内の”MIMO decoder & subcarrier demodulation”ブロックに各 MIMO 復号法を実装し BER または PER の測定を行う。通信路モデルとして IEEE802.11ac タスクグループ (Task Group: TG) で規定された TGac channel model D [3] を用いる。channel model D とは一般的なオフィス環境を想定しており rms (root mean square) delay spread は 50ns である。

グループ判定に用いる各種パラメータは以下の値を用いた。グループセット内のグループ  $\mathbf{g}_k$  の数  $G = 2$  or  $4$ ，グループ  $\mathbf{g}_k$  が選ぶ通信路列ベクトルの数  $N_g = 2, 4, 5, \text{ or } 6$ ，提案手法が選ぶグループセットの数  $N = 2, 3, 5, \text{ or } 10$ 。

#### 3.3.1 BER PER 特性評価

提案手法と従来手法の復号精度の比較を BER と PER を用いて行う。シミュレーション諸元を表 3.1 に示す。channel model D 環境における BER または PER 特性比較を図 3.4, 3.5 にそれぞれ示す。

各シミュレーション結果において、従来グループ判定手法 1 [12] はグループ  $\mathbf{g}_k$  の取り得るすべてのグループに対してグループ判定を行い、従来グループ判定手法 2 [15] は最大通信路容量となるグループセットを選択しグループ判定を行う。また、従来グループ判定手法 [14] は通信路容量などを一切考慮せず、単に通信路行列を 2 つのグループ  $\mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2$  に分けてグループ判定を行う。

表 3.1: シミュレーション諸元

Simulator	IEEE 802.11ac
信号帯域幅	80MHz
FFT/IFFT サイズ	256
データサブキャリア	234
OFDM シンボル長	4 us (0.8 us GI)
TX/RX アンテナ	$N_{tx} = 8, N_{rx} = 8$
送信データ数	1500 [byte]
帯域	80 MHz
変調方式	QPSK, $R = 1/2$
通信路	TGac Channel model D
誤り訂正	BCC (Binary Convolutional Code)

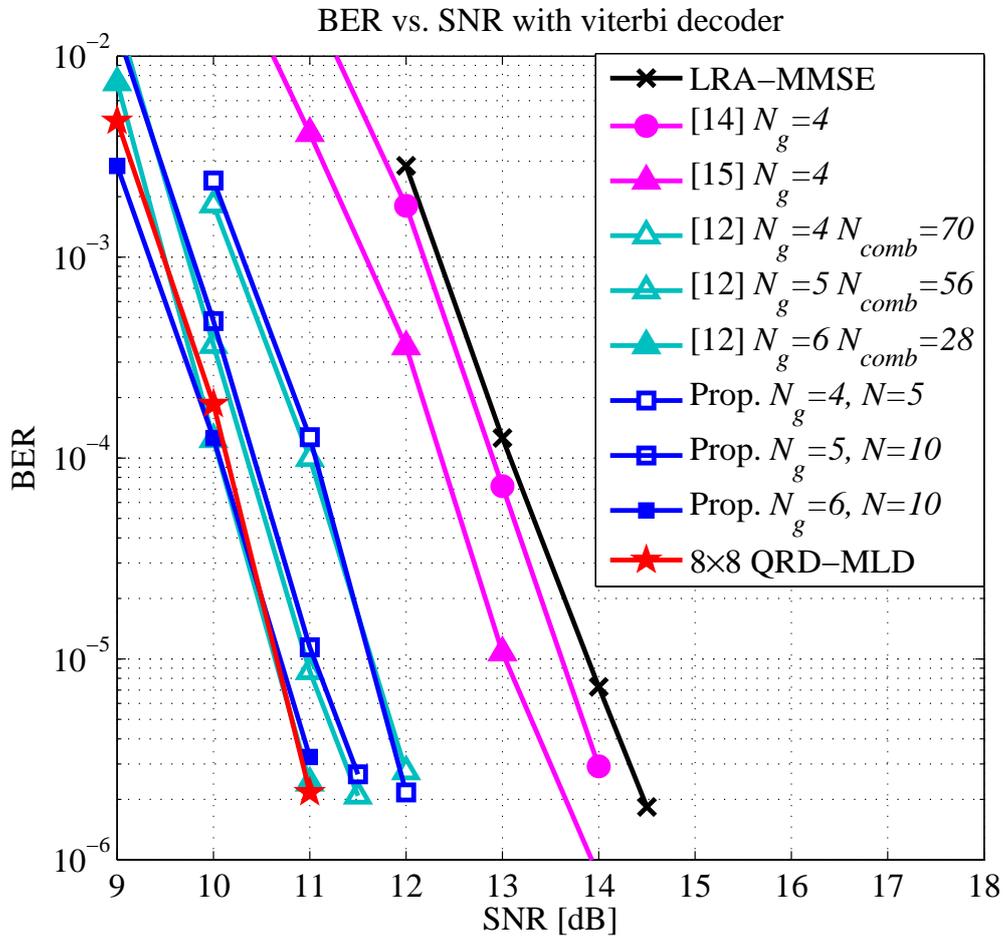


図 3.4: BER 特性評価  $G=2$ ,  $N_g=4,5$ , or 6

図 3.4 より、 $BER = 10^{-5}$  において、提案手法 (Prop.  $N_g=4, N=5$ ) は従来グループ判定手法 2 [15]、従来手法 [14]、LRA-MMSE と比較してそれぞれ 1.4 dB, 2.0 dB, 2.3 dB の性能が改善された。また、従来グループ判定手法 1 ([12]  $N_g=4, N_{comb}=70$ ) と同等の復号精度が得られ、8x8 QRD-MLD に対しての復号精度の劣化は 1 dB 程度であった。提案手法 (Prop.  $N_g=5, N=10$ ) は従来グループ判定手法 1 ([12]  $N_g=5, N_{comb}=56$ ) と同等の復号精度が得られ、提案手法 (Prop.  $N_g=4, N=5$ ) に対して 0.6 dB 程の性能を改善することができる。提案手法 (Prop.  $N_g=6, N=10$ ) は従来グループ判定手法 1 ([12]  $N_g=6, N_{comb}=28$ ) または 8x8 QRD-MLD と同等の復号精度が得られ、提案手法 (Prop.  $N_g=4, N=5$ ) に対して 1 dB 程の性能を改善することができる。

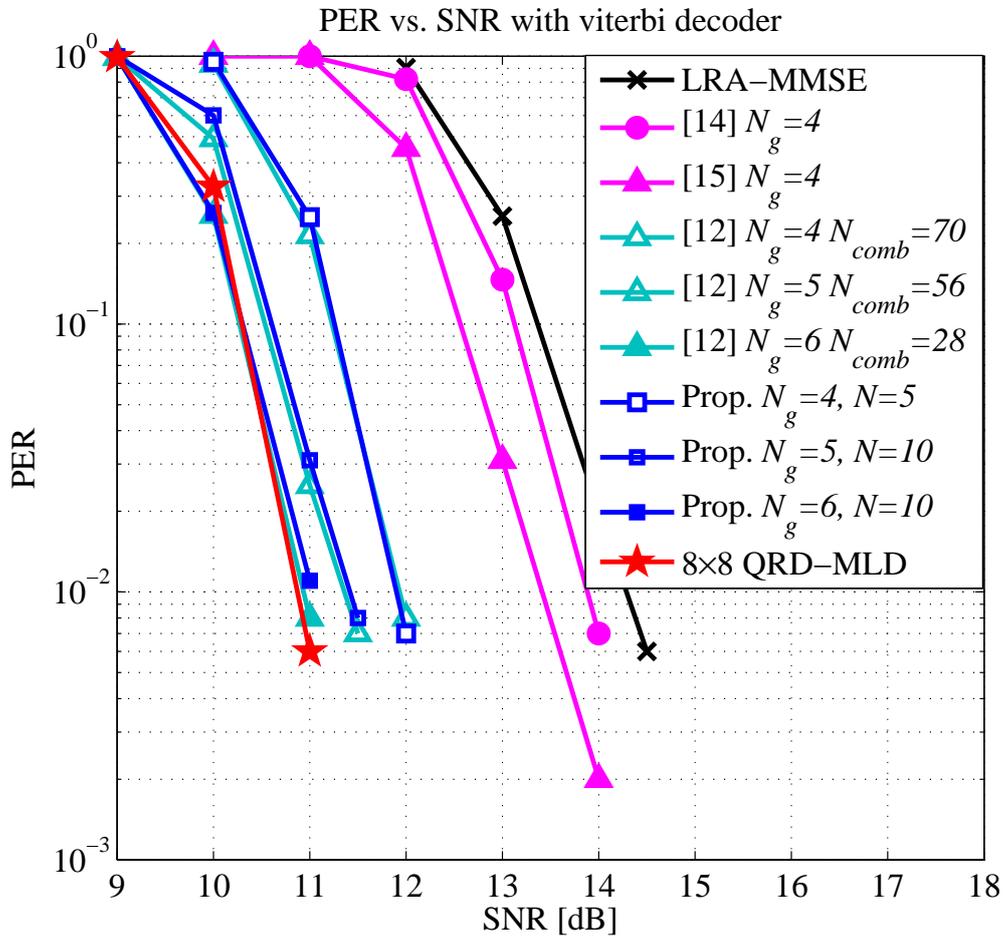


図 3.5: PER 特性評価  $G=2$ ,  $N_g=4, 5$ , or 6

図 3.5 より,  $PER = 10^{-2}$  において, 提案手法 (Prop.  $N_g=4, N=5$ ) は従来グループ判定手法 2 [15], 従来手法 [14], LRA-MMSE と比較してそれぞれ 1.5 dB, 2.0 dB, 2.4 dB の性能が改善された. また, 従来グループ判定手法 1 ([12]  $N_g=4, N_{comb}=70$ ) と同等の復号精度が得られ, 8x8 QRD-MLD に対しての復号精度の劣化は 1 dB 程度であった. 提案手法 (Prop.  $N_g=5, N=10$ ) は従来グループ判定手法 1 ([12]  $N_g=5, N_{comb}=56$ ) と, 提案手法 (Prop.  $N_g=6, N=10$ ) は従来グループ判定手法 1 ([12]  $N_g=6, N_{comb}=28$ ) または QRD-MLD とそれぞれ同等の復号精度が得られ, 提案手法 (Prop.  $N_g=5, N=10$ ) の 8x8 QRD-MLD に対しての復号精度の劣化は 0.4 dB 程度であることがわかる.

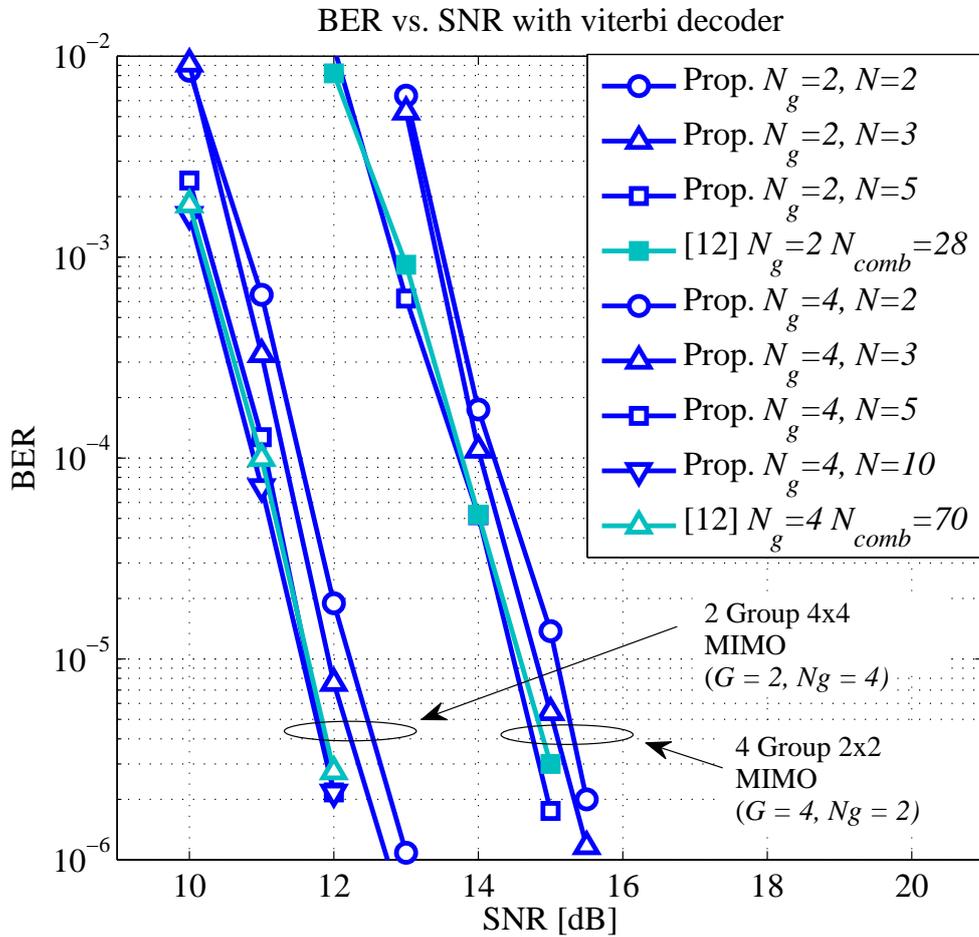


図 3.6: BER 特性評価  $G=2$  or  $4$ ,  $N_g=4$  or  $2$

最後に表 3.1 に示すシミュレーション諸元を用い、提案手法のグループ数  $G$  と LLR 加算回数  $N$  を変えた場合での提案手法の特性評価を行う。  $G=2$  と  $G=4$  のときのシミュレーション結果を図 3.6, 3.7 に示す。

図 3.6 より、  $BER = 10^{-5}$  において  $G=2$  の場合の提案手法 (Prop.  $N_g=4, N=5$ ) は、  $G=4$  の提案手法 (Prop.  $N_g=2, N=5$ ) より約 3 dB の BER の性能改善が見られる。同様に図 3.7 より、 PER 特性においても  $PER = 10^{-2}$  において約 3 dB の性能改善が見られる。これによりグループ数  $N_g$  が多いほど性能が改善されることがわかる。

次に提案手法においてグループ数を  $N_g = 4$  とし  $N$  の値による性能の変化に着目すると、提案手法は  $N$  の値を増やすごとに BER 特性が改善される。しかし、提案手法は  $N = 5$  と  $N = 10$  の BER 特性が同じであるため、グループ数が  $N_g = 4$  のとき  $N$  の値は 5 以上に設定しても BER 特性の変化は無い。

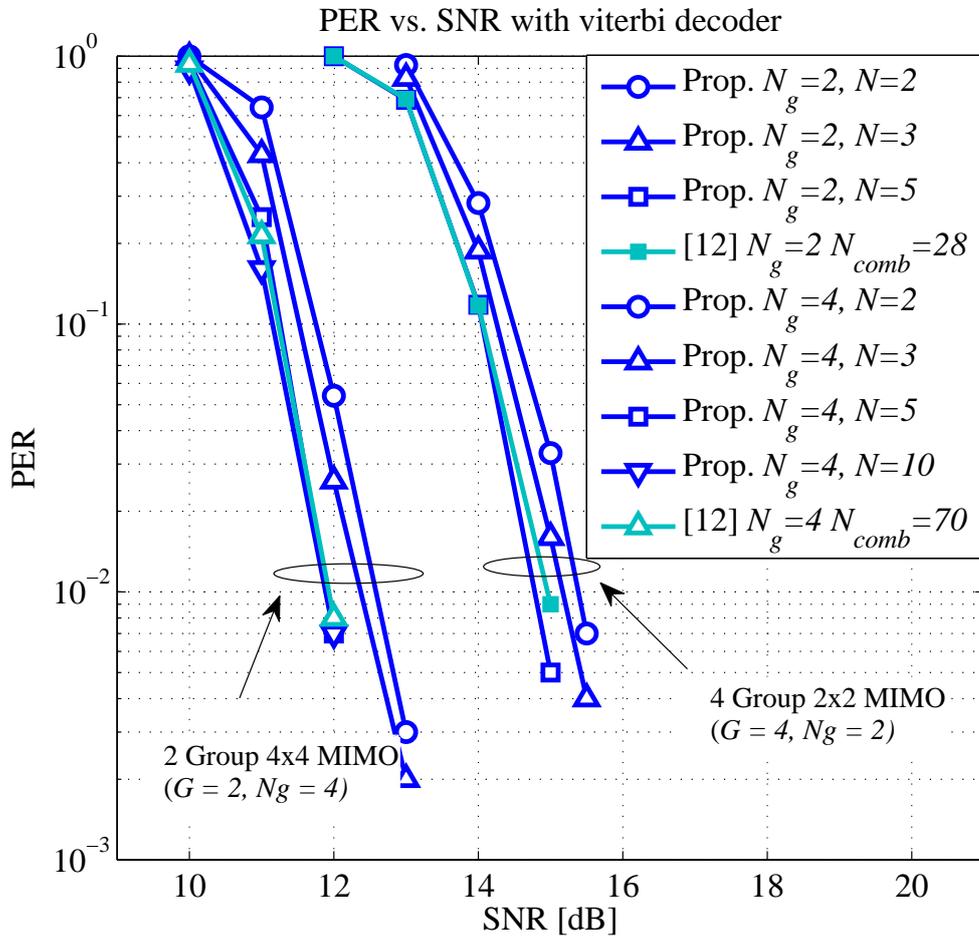


図 3.7: PER 特性評価  $G=2$  or  $4, N_g=4$  or  $2$

図 3.6, 図 3.7 の  $BER = 10^{-5}$  または  $PER = 10^{-2}$  において, 提案手法 (Prop.  $N_g=2, N=5$ ) と従来グループ判定手法 1 ([12]  $N_g=2, N_{comb}=28$ ) は同程度の復号精度が得られることがわかる. グループ数  $G=4$  かつ  $N_g=2$  の場合, 必要とされる QRD-MLD 復号の信号候補点数は  $W^2$  となり, グループ数  $G=2$  かつ  $N_g=4$  の場合の信号候補点数  $W^4$  より極めて少ない候補点数になるため, 演算量の削減に期待できるが伝送性能は約 3 dB 劣化する.

以上の結果より, MIMO 復号精度の観点から提案グループ判定手法はグループ数  $G=2$  とし  $N_g = 4, 5$ , または 6 の場合を使用するのが望ましい.

### 3.3.2 演算量比較

各 MIMO 復号アルゴリズムの演算量について比較する。  $n$  bit の符号なし 2 進数  $X$  と  $Y$  の和を計算する加算器には  $(n - 1)$  個の全加算器と 1 個の半加算器が必要であり、  $n$  bit の符号なし 2 進数  $X$  と  $Y$  の積を計算する乗算器には  $n(n - 2)$  個の全加算器、  $n$  個の半加算器、 および  $n^2$  個の AND ゲートが必要である [28]。 そのため、 複素乗算器を 4 個の実数乗算器と 2 個の実数加算器で構成する場合、 複素乗算器は他の演算回路よりも多くのハードウェア回路面積を必要とする。

上記の理由よりハードウェア実装において、 そのハードウェア回路規模はアルゴリズム中の複素乗算 (complex multiplier) の数に大きく依存する。 そのため、 演算量の比較として各手法の QRD-MLD 演算の複素乗算回数を比較した。 表 3.2 は  $8 \times 8$  MIMO における信号点配置の数  $W$  のときの複素乗算回数を示す。 また、 図 3.8 に表 3.2 で示した各 MIMO 復号アルゴリズムの複素乗算回数が QPSK 変調 ( $W=4$ ) を用いた場合について比較したものを示す。

表 3.2 において、  $8 \times 8$  QRD-MLD は  $8 \times 8$  MIMO の QRD-MLD 演算を行うが、 従来手法 [14]、 従来グループ判定手法 2 [15] では  $4 \times 4$  MIMO の QRD-MLD 演算を 2 回行う。 提案手法 (Prop.  $N_g=4$ ) は  $2N$  回の  $4 \times 4$  MIMO の QRD-MLD 演算を行い、 提案手法 (Prop.  $N_g=2$ ) は  $4N$  回の  $2 \times 2$  MIMO の QRD-MLD 演算を行う。

図 3.8 より従来手法 [14]、 従来グループ判定手法 2 [15] のグループ判定における QRD-MLD の複素乗算回数は同じである。 提案手法 (Prop.  $N_g = 2, N = 3$ ) の複素乗算回数は  $8 \times 8$  QRD-MLD の 0.03 % であり、 複素乗算回数を 99.97 % 削減できる。 また、 提案手法 (Prop.  $N_g = 2, N = 3$ ) を従来グループ判定手法 1 ([12]  $N_g=2$ ) と比較した場合、 複素乗算回数は従来グループ判定手法 1 [12] の 42.85 % であり、 複素乗算回数を 57.15 % 削減できる。

同様に提案手法 ( $N_g=4 N=5$ ,  $N_g=5 N=10$ ,  $N_g=6 N=10$ ) と  $8 \times 8$  QRD-MLD の複素乗算回数を比較すると、 提案手法の複素乗算回数は  $8 \times 8$  QRD-MLD の 1.56 %、 17.19 %、 87.50 % にそれぞれ削減できる。

また、 同様に提案手法 ( $N_g=4 N=5$ ,  $N_g=5 N=10$ ,  $N_g=6 N=10$ ) と従来グループ判定手法 1 [12] の複素乗算回数を比較すると、 提案手法の複素乗算回数は従来グループ判定手法 1 [12] の 14.29 %、 35.71 %、 71.43 % にそれぞれ削減できる。

図 3.4, 3.5 より提案手法 (Prop.  $N_g=6 N=10$ ) は  $8 \times 8$  QRD-MLD と同等の復号精度を有するが、 図 3.8 より提案手法は  $8 \times 8$  QRD-MLD とほぼ同じ演算量が必要である。 また、 提案手法 (Prop.  $N_g=5 N=10$ ) は提案手法 (Prop.  $N_g=4 N=5$ ) の約 11 倍の複素乗算回数が必要である。

MIMO 復号精度の観点からは提案手法はグループ数  $G=2$  とし  $N_g=4, 5$ , または 6 の場合を使用するのが望ましかったが、 演算量の観点から提案手法 (Prop.  $N_g=4 N=5$ ) を使用するのが望ましい。 以上より、 高次 MIMO デコーダにおいて提案手法 (Prop.  $N_g=4 N=5$ ) を用いることで、  $8 \times 8$  QRD-MLD の復号精度の 1dB 未満の性能

表 3.2: 演算量比較

Decoder Method	The Number of Complex Multipliers
QRD-MLD	$W^2 + 2W^3 + 3W^4 + 4W^5 + 5W^6 + 6W^7 + 7W^8$
[14] $N_g=4$	$2(W^2 + 2W^3 + 3W^4)$
[15] $N_g=4$	$2(W^2 + 2W^3 + 3W^4)$
[12] $N_g=6$	$28(W^2 + 2W^3 + 3W^4 + 4W^5 + 5W^6)$
[12] $N_g=5$	$56(W^2 + 2W^3 + 3W^4 + 4W^5)$
[12] $N_g=4$	$70(W^2 + 2W^3 + 3W^4)$
[12] $N_g=2$	$28(W^2)$
Prop. $N_g=6$	$2N(W^2 + 2W^3 + 3W^4 + 4W^5 + 5W^6)$
Prop. $N_g=5$	$2N(W^2 + 2W^3 + 3W^4 + 4W^5)$
Prop. $N_g=4$	$2N(W^2 + 2W^3 + 3W^4)$
Prop. $N_g=2$	$4N(W^2)$

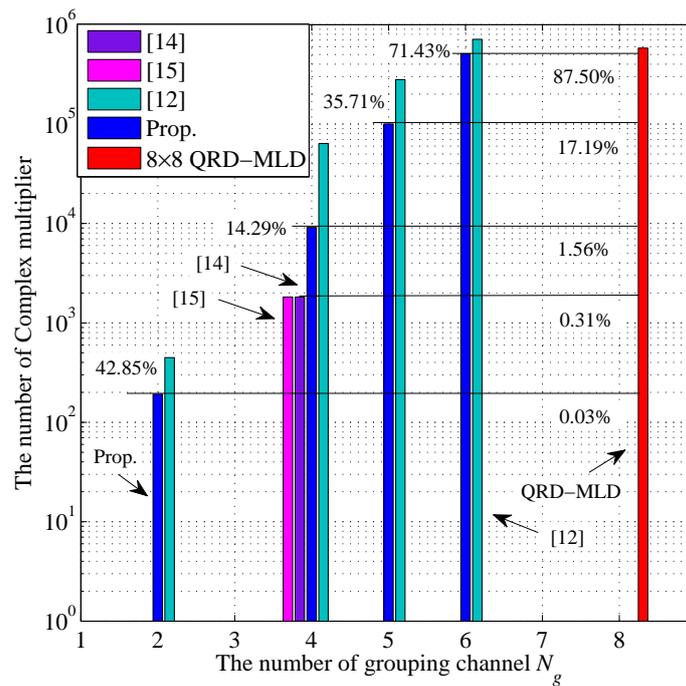


図 3.8: 変調方式が QPSK の場合の演算量比較

劣化で演算量を 8x8 QRD-MLD と従来グループ判定手法 1 ([12]  $N_g=4$ ) の 1.56%, 14.29% にそれぞれ削減することができる。

### 3.4 まとめ

本章では、高次 MIMO デコーダの演算量を削減するために通信路容量の大きい  $N$  個のグループセットに対してグループ判定を行う手法を提案した。MIMO デコーダの復号精度についてシミュレーション結果より、提案手法 (Prop.  $N_g=4 N=5$ ) は BER と PER の両方で最大通信路容量となるグループのみを使用する従来グループ判定手法 2 [15] と比較し復号精度を改善することができた。特に、PER が  $10^{-2}$  において提案手法 (Prop  $G=2 N=5$ ) は、従来グループ判定手法 2 [15] と比べて 1.5 dB の SNR を改善できる。また、グループの組合せすべてを使用する従来グループ判定手法 1 [12] と同等の復号精度を得られる。MIMO デコーダの演算量比較の結果より、 $8 \times 8$  MIMO において提案手法 (Prop.  $N_g=4 N=5$ ) はグループ判定時の MLD 演算量を  $8 \times 8$  QRD-MLD と従来グループ判定手法 1 [12] の 1.56 %, 14.29 % にそれぞれ削減できる。以上より、提案手法 (Prop  $G=2 N=5$ ) は、従来グループ判定手法より復号精度が高く演算量少ないため、高次 MIMO デコーダの有効な手法である。

今後は提案手法の RTL 設計を行い、FPGA で 16-QAM, 64-QAM 等の高次変調方式を用いた BER または PER での性能比較を行う予定である。

## 第4章 MU-MIMOシステムにおける 低演算量プリコーディング手 法の提案

### 4.1 はじめに

近年，SU-MIMO(single user - multiple input multiple output) 技術によりデータ転送速度は飛躍的に向上し，無線LANの標準規格であるIEEE802.11ac規格では送受信アンテナを8本使用することで最大6.93Gbpsのデータ転送速度を達成する．このような高速通信を実現する高次SU-MIMO伝送の時分割多元接続(TDMA: time division multiple accesses)において，全ての端末がアクセスポイント(AP: access point)の提供する最大ストリーム数に対応していれば，各タイムスロットでアクセスポイントと端末が最大通信速度での通信を行えるため，各タイムスロットの通信効率は最大である．

しかし，スマートフォンやタブレットなどのモバイル端末には，このような高次MIMOシステムを実装する十分なアンテナスペースはなく，さらにモバイル端末の消費電力の観点からも高次MIMOシステムの実現は困難である．そのため，実際には1または2ストリームにしか対応していないモバイル端末がタイムスロットで通信を行うことになる．1対1の通信であるSU-MIMOでは通信中に他の端末が割り込めないため，1ストリームにしか対応していないモバイル端末が通信することでそのタイムスロットの通信効率が低下する問題がある．

そこで，アクセスポイントが複数のアンテナを備え，複数台のモバイル端末(ストリーム数が少ない)が存在する通信環境において，システムの通信速度を向上させるDL(down link)-MU(multi user)-MIMO技術が提案された．DL-MU-MIMOシステムではアクセスポイントが持つ複数のストリームをユーザごとに割り当てて，プリコーディング行列と呼ばれる重み行列を送信信号に乗算することで，ユーザを空間的に分割(SDMA: space division multiple accesses)し複数ユーザへの同時刻・同周波数帯を使用した同時通信を実現できる．このSDMAを用いたDL-MU-MIMO技術ではアクセスポイントの有する全ストリームを各ユーザに割り当てて通信することができるため，ストリーム数の少ない端末が存在してもSU-MIMOと同等(アクセスポイントが有する最大通信能力)の通信が理論上は可能である．そのため，

近年の無線通信規の研究において DL-MU-MIMO 技術が注目されている。

しかし、DL-MU-MIMO 技術ではユーザ間干渉 (IUI: inter-user interference) を低減・抑制するために基地局側での MU-MIMO プリコーディング処理が要求される。従来プリコーディング手法である BD-QRD 手法 [22] は、特異値分解の代わりに QR 分解 (QRD: QR decomposition) を使用することで低演算量を達成する。しかし、BD-QRD 手法は低演算量であるもののアルゴリズムの特性上  $K-1$  ユーザ分 ( $K$  はユーザ数) の通信路情報を得てからでないと計算処理を開始できない。そのため、BD-QRD 手法には MU-MIMO プリコーディングの計算処理遅延の問題がある。一方、IBD (iterative BD) プリコーディング手法 [23] では、各ユーザからの通信路情報 (CSI: channel state information) からプリコーディング行列を繰り返し計算し更新することで計算処理遅延の問題を解決する。しかし、IBD 手法は BD-QRD 手法よりも総演算量が増加する問題がある。

本章では、初めに IEEE802.11ac 標準規格の詳細とその標準規格で使用される CSI フィードバックについて説明する。次に、従来プリコーディング手法が有する問題を解決する低演算量プリコーディング手法を提案し、提案手法と従来手法との演算量比較を行い提案手法の優位性を示す。

## 4.2 IEEE802.11ac 標準規格

本節では無線 LAN の標準規格である IEEE802.11ac 規格について説明する。表 4.1 に IEEE802.11ac 標準規格の物理層の仕様を示す。チャンネル帯域幅は 20~160MHz であり、160MHz はオプションの仕様である。データサブキャリア数  $N_{sd}$  はそれぞれの帯域で 52, 108, 234, 468 個を使用する。GI(gard interval) 長には Normal GI と Short GI の 2 つがあり、それぞれ  $0.8\mu\text{s}$  と  $0.4\mu\text{s}$  である。OFDM シンボル長は  $3.6\mu\text{s}$  と  $4\mu\text{s}$  がある [3]。また、2.4GHz 帯の無線チャンネルは通信が混雑しているため、802.11ac 規格では 5GHz 帯を使用して無線通信を行う。

表 4.2 に 802.11ac 規格で使用する MCS (modulation and coding scheme) を示す。802.11ac 規格では BPSK (binary phase shift keying), QPSK (quadrature phase shift keying), 16QAM (quadrature amplitude modulation), 64QAM, 256QAM の変調方式をサポートしている。符号化率は  $1/2$ ,  $2/3$ ,  $3/4$ ,  $5/6$  をサポートしている。802.11ac 規格で使用される変調方式と符号化率の組合せを表 4.2 で定義している。

802.11ac 規格における SU-MIMO 伝送では、モバイル端末は空間時間ストリーム (STS: space time stream) を最大で 8 本使用することができる。そして、 $8\times 8$  MIMO 技術を使用し 160MHz 帯域での 256QAM を用いた通信を行うことで最大 6.93Gbps のデータ転送速度を達成する。

一方、802.11ac 規格における MU-MIMO 伝送では、ユーザごとの空間時間ストリーム数  $N_{STS,u}$  は最大 4 ストリームであり、MU-MIMO 伝送における最大同時通信ユーザ数  $K$  は 4 ユーザである。しかし、802.11ac 規格における基地局側の空間時間ストリーム数  $N_{STS}$  は最大 8 ストリームであるため、ユーザごとの空間時間ストリーム数  $N_{STS,u}$  の総数  $N_{STS,total} = \sum_{u=1}^K N_{STS,u}$  は 8 ストリーム以下でなければならない。ここで  $u$  はユーザのインデックスを示す。

上記したように 802.11ac 規格では MU-MIMO 伝送を行うことができるが、802.11ac 規格では MU-MIMO 伝送はオプションとしてサポートしているため、MU-MIMO 伝送に対応していなくても 802.11ac 規格の無線 LAN と言える。

表 4.1: IEEE802.11ac PHY 層の仕様

チャンネル帯域幅	20 MHz	40 MHz	80 MHz	160 (80+80) MHz
データサブキャリア数 $N_{sd}$	52	108	234	468
パイロットサブキャリア数 $N_{sp}$	4	6	8	16
総サブキャリア数 $N_{st}$	56	114	242	484
IFFT シンボル長	3.2 $\mu$ s			
Normal GI 長	0.8 $\mu$ s			
Short GI 長	0.4 $\mu$ s			
OFDM シンボル長	Short GI 時 3.6 $\mu$ s, Normal GI 時 4.0 $\mu$ s			

表 4.2: MCS の定義

MCS	Modulation	Coding Rate
0	BPSK	1/2
1	QPSK	1/2
2	QPSK	3/4
3	16-QAM	1/2
4	16-QAM	3/4
5	64-QAM	2/3
6	64-QAM	3/4
7	64-QAM	5/6
8	256-QAM	3/4
9	256-QAM	5/6

次に IEEE802.11ac 標準規格で使用する物理層のフレーム構成 VHT-PPDU (very high throughput - PLCP protocol data unit) について説明する。PLCP は physical layer convergence protocol の略である。表 4.3 に VHT-PPDU フレーム構成を示す。表中のそれぞれの略称は L-STF (legacy - short training field), L-LTF (legacy - long training field), L-SIG (legacy - signal) である。

IEEE802.11ac 規格は下位互換を有するため、受信処理では初めに Legacy Preamble の受信処理を行う。その後、VHT-SIG-A の復号を行うことで、受信機は 802.11ac かそれ以外の規格かを判別する。

IEEE802.11ac 規格におけるチャンネル推定は VHT-PPDU フレームの VHT-LTF で行われる。この VHT-LTF の OFDM シンボル数  $N_{VHTLTF}$  は、空間時間ストリームの総数  $N_{STS,total}$  によって変動する。また、SU-MIMO 伝送における  $N_{STS,total}$  は 1 ユーザの空間時間ストリーム数  $N_{STS}$  であり、MU-MIMO 伝送における  $N_{STS,total}$  はユーザごとの空間時間ストリーム数  $N_{STS,u}$  の総和である。802.11ac 規格の実際の空間時間ストリームの総数  $N_{STS,total}$  に対する VHT-LTF 数  $N_{VHTLTF}$  を表 4.4 に示す。

表 4.3 の Data フレームのフレーム長の Max 5.484 ms は VHT-PPDU の最大 PPDU 長を示す。正確な Data フレームの最大フレーム長は 5.484 ms から Legacy Preamble フレーム長と VHT Preamble フレーム長を引いた値である。

VHT-PPDU フレームにおける Legacy Preamble 部と VHT Preamble 部を合わせたものを PHY Header と呼ぶ。空間時間ストリームの総数  $N_{STS,total}$  別の PHY Header フレーム長を表 4.5 に示す。PHY Header フレーム長は空間時間ストリームの総数  $N_{STS,total}$  に依存し最少 40  $\mu$ s から最大 68  $\mu$ s である。

802.11a 規格では PHY Header は Legacy Preamble のみの 20  $\mu$ s であったが、802.11ac 規格では PHY Header は最大 68  $\mu$ s となり 802.11a 規格の 3.4 倍にもなる。そのため、近年の無線 LAN 規格では PHY Header の増加にともなう通信効率の劣化の問題が懸念されている。

表 4.3: VHT PPDU フォーマット

Non-VHT Portion			VHT Portion				
Legacy Preamble			VHT Preamble				Data
L-STF	L-LTF	L-SIG	VHT-SIG-A	VHT-STF	VHT-LTF	VHT-SIG-B	Data
$8 \mu\text{s}$	$8 \mu\text{s}$	$4 \mu\text{s}$	$8 \mu\text{s}$	$4 \mu\text{s}$	$4 * N_{VHTLTF} \mu\text{s}$	$4 \mu\text{s}$	Max 5.484 ms

表 4.4: 送信ストリーム数  $N_{STS}$  別の VHT-LTF 数  $N_{VHTLTF}$ 

送信ストリーム数 $N_{STS,total}$	1	2	3	4	5	6	7	8
VHT-LTF 数 $N_{VHTLTF}$	1	2	4	4	6	6	8	8

表 4.5: 送信ストリーム数  $N_{STS}$  別の PHY Header フレーム長

送信ストリーム数 $N_{STS,total}$	1	2	3	4	5	6	7	8
VHT-LTF 数 $N_{VHTLTF}$	1	2	4	4	6	6	8	8
PHY Header フレーム長	$40 \mu\text{s}$	$44 \mu\text{s}$	$52 \mu\text{s}$	$52 \mu\text{s}$	$60 \mu\text{s}$	$60 \mu\text{s}$	$68 \mu\text{s}$	$68 \mu\text{s}$

### 4.3 IEEE802.11ac CSI Feedback

本節では無線 LAN の標準規格である IEEE802.11ac 規格における CSI フィードバックプロトコルについて説明する. IEEE802.11ac 規格における CSI フィードバックのダイアグラムを図 4.1 に示す. 基地局 (beamformer) は DL-MU-MIMO での同時通信するユーザを NDPA (null data packet announcement) フレームですべてユーザに通知する. この NDPA フレームはサウンディングフレームである NDP (null data packet) フレームの SIFS (short inter-frame space) 前に送信される. ここで SIFS は搬送波周波数帯で値が異なり, 802.11ac が使用する 5GHz 帯では  $16\mu\text{s}$  である.

NDPA フレームで示された  $k$  番目のモバイル端末 (beamformee) は, NDP フレームを使用して通信路行列  $\mathbf{H}_k$  を推定する. その後,  $k$  番目のモバイル端末は特異値分解 (SVD: singular value decomposition) を行い, ユニタリー行列  $\mathbf{V}_k$  から規定ベクトルからなる行列  $\mathbf{V}_k^{\text{basis}}$  を得る.

$$\begin{aligned}\mathbf{H}_k &= \mathbf{U}_k \Sigma_k \mathbf{V}_k^H \\ &= \mathbf{U}_k \Sigma_k \left[ \mathbf{V}_k^{\text{basis}} \quad \mathbf{V}_k^{\text{null}} \right]^H\end{aligned}\quad (4.1)$$

ここで, 行列  $\mathbf{V}_k^{\text{null}}$  は, ユニタリー行列  $\mathbf{V}_k$  のヌル空間ベクトルからなる行列である. さらに 802.11ac 規格では規定ベクトルからなる行列  $\mathbf{V}_k^{\text{basis}}$  に圧縮処理を施す. 802.11ac 規格における規定ベクトルからなる行列  $\mathbf{V}_k^{\text{basis}}$  の圧縮伸張処理を式 (4.2), (4.3), (4.4) に示す ((20-79) in [3]). また, Appendix に  $4 \times 2$  行列  $\mathbf{V}_k^{\text{basis}}$  の圧縮処理の例を示す.

$$\mathbf{V}^{\text{basis}} = \left[ \prod_{i=1}^{\min(N_c, N_r-1)} \left[ D_i \left( 1_{i-1} e^{j\phi_{i,i}} \dots e^{j\phi_{N_r-1,i}} 1 \right) \prod_{l=i+1}^{N_r} G_{li}^T(\psi_{li}) \right] \right] \mathbf{I}_{N_r \times N_c} \quad (4.2)$$

ここで  $N_r$ ,  $N_c$  は基底ベクトルからなる行列  $\mathbf{V}^{\text{basis}}$  の行と列の数,  $1_{i-1}$  は  $i-1$  の長さの 1 の数列をそれぞれ示す. 行列  $G_{li}$  と  $D_i$  は次式で表される.

$$G_{li}(\psi_{li}) = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{i-1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\psi_{li}) & 0 & \sin(\psi_{li}) & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{I}_{l-i-1} & 0 & 0 \\ 0 & -\sin(\psi_{li}) & 0 & \cos(\psi_{li}) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{I}_{N_r-l} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$D_{li}(\psi_{li}) = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{i-1} & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \exp(j\phi_{i,i}) & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & 0 & \exp(j\phi_{N_r-1,i}) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

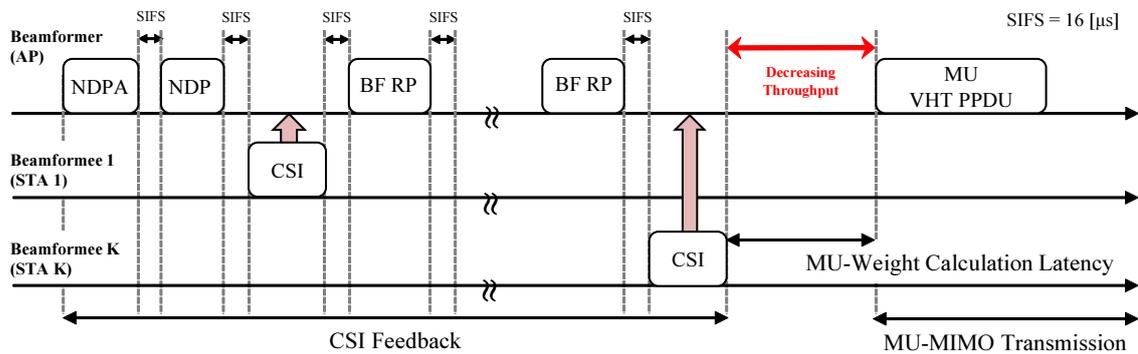


図 4.1: IEEE802.11ac CSI フィードバック

ここで、行列  $G_{li}(\psi_{li})$  は  $N_r \times N_r$  ギブンス回転行列 (givens rotation matrix) であり、行列  $D_i(1_{i-1} e^{j\phi_{i,i}} \dots e^{j\phi_{N_r-1,i}} 1)$  は  $N_r \times N_r$  対角行列である。また、式 (4.2), (4.3), (4.4) によって圧縮された情報  $\phi$  と  $\psi$  は compressed CSI と呼ばれる。

図 4.1 より、NDP フレームを受信した SIFS 後にモバイル端末 1 は自身の compressed CSI を基地局にフィードバックする。各モバイル端末の CSI フィードバックのタイミングは BFRP (beamforming request poll) で制御される。K 番目のモバイル端末の BFRP フレームの受信した SIFS 後に K 番目のモバイル端末は自身の compressed CSI をフィードバックする。

K 番目のモバイル端末の compressed CSI を受信後、基地局は DL-MU-MIMO フレーム (MU VHT PPDU : multi-user very high throughput PLCP protocol data unit, PLCP : physical layer convergence protocol) を最短で CSI フィードバックプロトコルの SIFS 後に送信することができる。そのため、MU-MIMO プリコーディング重み行列の計算時間 (または、遅延時間) はできるだけ短いことが望まれる。

次に CSI 圧縮処理 (行列  $\mathbf{V}$  から位相情報  $\phi, \psi$  への変換) で、どれくらいのデータが圧縮されるかについて説明する。802.11n 規格では行列  $\mathbf{V}$  をフィードバックする非圧縮フィードバック (non-compressed feedback) と位相情報  $\phi$  と  $\psi$  をフィードバックする圧縮フィードバック (compressed feedback) の 2 つの CSI フィードバックの仕方がある。

非圧縮フィードバックでは、 $N_r \times N_c$  行列  $\mathbf{V}$  の実部と虚部をそれぞれ 8bit で表すため、 $N_r \times N_c$  行列  $\mathbf{V}$  は  $2 \times 8 \times N_r \times N_c$  bit のデータを持つ。4x2 行列  $\mathbf{V}$  の場合、1 サブキャリア当たり 128 bit のデータを持つ。

一方、圧縮フィードバックでは、4x2 行列  $\mathbf{V}$  は 5 つの  $\phi$  と 5 つの  $\psi$  に変換できる。ここで、 $\phi$  と  $\psi$  はそれぞれ 9bit と 7bit で表されるため、4x2 行列  $\mathbf{V}$  の場合は 1 サブキャリア当たり 80 bit のデータを持つ。以上より、行列  $\mathbf{V}$  を位相情報  $\phi$  と  $\psi$  に変換することで約 60% のデータに圧縮できることがわかる。そのため、802.11ac 規格では圧縮フィードバックのみを使用 (サポート) している。

## 4.4 提案 LC-IBD プリコーディング手法

本節では，提案 LC(low complexity)-IBD プリコーディング手法について説明する．ヌル空間の計算  $NS(\cdot)$  は IBD プリコーダにおいて最も演算量の多い計算処理である．ヌル空間  $NS(\cdot)$  を計算するために，従来手法では一般的に SVD, QRD, 投影手法などが用いられている．従来 IBD 手法 [23] では，行列  $\mathbf{V}_k$  のヌル空間の計算に QRD を使用している．

$$\mathbf{V}_k = \mathbf{Q}_k \mathbf{R}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_k^{basis} & \mathbf{Q}_k^{null} \end{bmatrix} \mathbf{R}_k \quad (4.5)$$

$$NS(\mathbf{V}_k^H) = \mathbf{Q}_k^{null} \quad (4.6)$$

$$\mathbf{V}_k^H NS(\mathbf{V}_k^H) = \mathbf{V}_k^H \mathbf{Q}_k^{null} = \mathbf{O} \quad (4.7)$$

ここで  $\mathbf{Q}_k$  はユニタリ行列， $\mathbf{Q}_k^{basis}$  と  $\mathbf{Q}_k^{null}$  は行列  $\mathbf{Q}_k$  の基底ベクトルとヌル空間ベクトルからなる行列をそれぞれ示す．また， $\mathbf{R}_k$  は上三角行列， $\mathbf{O}$  は零行列をそれぞれ示す．

提案 LC-IBD プリコーダは IEEE802.11ac 規格で定義された CSI 圧縮伸張プロセスからヌル空間ベクトルを生成することで低演算量を達成する．提案 LC-IBD プリコーダにおいて数式 (4.2) で使用される単位行列  $\mathbf{I}_{N_r \times N_c}$  を  $\mathbf{I}_{N_r \times N_r}$  に拡張することで基底ベクトル  $\mathbf{V}^{basis}$  に対応するヌル空間ベクトルからなる行列  $\mathbf{V}^{null}$  を得ることができる．

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{V}} &= \begin{bmatrix} \prod_{i=1}^{\min(N_c, N_r-1)} \left[ D_i \left( 1_{i-1} e^{j\phi_{1,i}} \dots e^{j\phi_{N_r-1,i}} 1 \right) \prod_{l=i+1}^{N_r} G_{li}^T(\psi_{li}) \right] \\ \mathbf{V}^{basis} & \mathbf{V}^{null} \end{bmatrix} \mathbf{I}_{N_r \times N_r} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{V}^{basis} & \mathbf{V}^{null} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.8)$$

ここで  $\hat{\mathbf{V}}$  は  $N_r \times N_r$  のユニタリ行列である．また， $\mathbf{V}^{basis}$  と  $\mathbf{V}^{null}$  には以下の特性がある．

$$\mathbf{V}^{basisH} \mathbf{V}^{null} = \mathbf{O}_{N_c \times (N_r - N_c)} \quad (4.9)$$

提案 LC-IBD のアルゴリズムを Algorithm 3 に示す． $k$  番目のユーザの compressed CSI を  $\Phi_k = \{\phi_{1,1}, \dots, \phi_{N_r-1, \min(N_c, N_r-1)}\}$ ,  $\Psi_k = \{\psi_{2,1}, \dots, \psi_{\min(N_c, N_r-1)+1, \min(N_c, N_r-1)}\}$  と定義する．式 (4.8) の CSI 伸張処理を次式で表記する．

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_k^{basis} & \mathbf{V}_k^{null} \end{bmatrix} = CSI(\Phi_k, \Psi_k) \quad (4.10)$$

Algorithm 3 中の  $\mathbf{W}_2^{(1)}$  は  $\mathbf{V}_1^{basisH} \mathbf{W}_2^{(1)} = \mathbf{O}_{N_c \times (N_r - N_c)}$  である特徴を持つため，式 (4.8), (4.9), (4.10) を使用することで  $\mathbf{V}_1^{null}$  を使用して  $\mathbf{W}_1^{(0)} \times NS(\mathbf{V}_1^{basisH} \mathbf{W}_1^{(0)})$  と置き換えることができる．同様に  $\mathbf{W}_1^{(1)}$  は  $\mathbf{V}_2^{null}$  で置き換えることができる．言い換えると，単位行列  $\mathbf{I}_{N_r \times N_c}$  を式 (4.8) で  $\mathbf{I}_{N_r \times N_r}$  と拡張するだけで，ヌル空間ベクトルを SVD や QRD などの余分な計算を行うことなく得ることができる．

**Algorithm 3** Proposed LC-BD Precoding**Require:**  $\mathbf{W}_1^{(0)} = \mathbf{I}_{N_r}$ 

Comments : 1st User CSI receiving

1:  $[\mathbf{V}_1^{basis}, \mathbf{V}_1^{null}] = CSI(\Phi_1, \Psi_1)$

2:  $\mathbf{W}_2^{(1)} = \mathbf{W}_1^{(0)} \times NS(\mathbf{V}_1^{basisH} \mathbf{W}_1^{(0)}) = \mathbf{V}_1^{null}$

Comments : 2nd User CSI receiving

3:  $[\mathbf{V}_2^{basis}, \mathbf{V}_2^{null}] = CSI(\Phi_2, \Psi_2)$

4:  $\mathbf{W}_3^{(2)} = \mathbf{W}_2^{(1)} \times NS(\mathbf{V}_2^{basisH} \mathbf{W}_2^{(1)})$

5:  $\mathbf{W}_1^{(1)} = \mathbf{W}_1^{(0)} \times NS(\mathbf{V}_2^{basisH} \mathbf{W}_1^{(0)}) = \mathbf{V}_2^{null}$

Comments : 3rd to K-th User CSI receiving

6: **for**  $k = 3$  to  $K$  **do**

7:  $\mathbf{V}_k^{basis} = CSI(\Phi_k, \Psi_k)$

8: **if**  $k < K$  **then**

9:  $\mathbf{W}_{k+1}^{(k)} = \mathbf{W}_k^{(k-1)} \times NS(\mathbf{V}_k^{basisH} \mathbf{W}_k^{(k-1)})$

10: **end if**11: **for**  $m = 1$  to  $k - 1$  **do**

12:  $\mathbf{W}_m^{(k-1)} = \mathbf{W}_m^{(k-2)} \times NS(\mathbf{V}_k^{basisH} \mathbf{W}_m^{(k-2)})$

13: **end for**14: **end for**

図 4.2 に本アルゴリズムの 3 ユーザ MU-MIMO 伝送 ( $K = 3$ ) 時のプリコーディング行列計算過程を示す. 本アルゴリズムは IBD 手法をもとにしているため, 各ユーザの CSI フィードバック後にプリコーディング行列を更新する. 各ユーザからの CSI フィードバック後に本アルゴリズムが行う計算をそれぞれ Step  $k$  で表す. Step 1 では 1 番目のユーザの CSI フィードバックからヌル空間ベクトルからなる行列  $\mathbf{V}_1^{null}$  を得て, 2 番目のユーザのプリコーディング行列  $\mathbf{W}_2^{(1)}$  とする. Step 2 では 2 番目のユーザの CSI フィードバックからヌル空間ベクトルからなる行列  $\mathbf{V}_2^{null}$  を得て, 1 番目のユーザのプリコーディング行列  $\mathbf{W}_1^{(1)}$  とする. また, 基底ベクトルからなる行列  $\mathbf{V}_2^{basis}$  とプリコーディング行列  $\mathbf{W}_2^{(1)}$  から, 3 番目のユーザのプリコーディング行列  $\mathbf{W}_3^{(2)}$  を計算する. Step 3 では 3 番目のユーザの CSI フィードバックから 1 番目のユーザと 2 番目のユーザのプリコーディング行列の更新を行う.

特に本アルゴリズムは 2 ユーザの MU-MIMO システムでさらに多くの演算量を削減できる. 2 ユーザの MU-MIMO プリコーディングではそのプリコーディング行列を  $\mathbf{W}_{IBD} = [\mathbf{W}_1^{(1)}, \mathbf{W}_2^{(1)}] = [\mathbf{V}_2^{null}, \mathbf{V}_1^{null}]$  で求めることができる. つまりプリコーディング行列生成に必要な  $\mathbf{W}_2^{(1)}$  と  $\mathbf{W}_1^{(1)}$  の計算を 802.11ac 規格の CSI 伸張演算で得られる  $\mathbf{V}_1^{null}$  と  $\mathbf{V}_2^{null}$  に置き換えることができる. これにより提案 IBD プリコーダは演算量を大幅に削減することができる

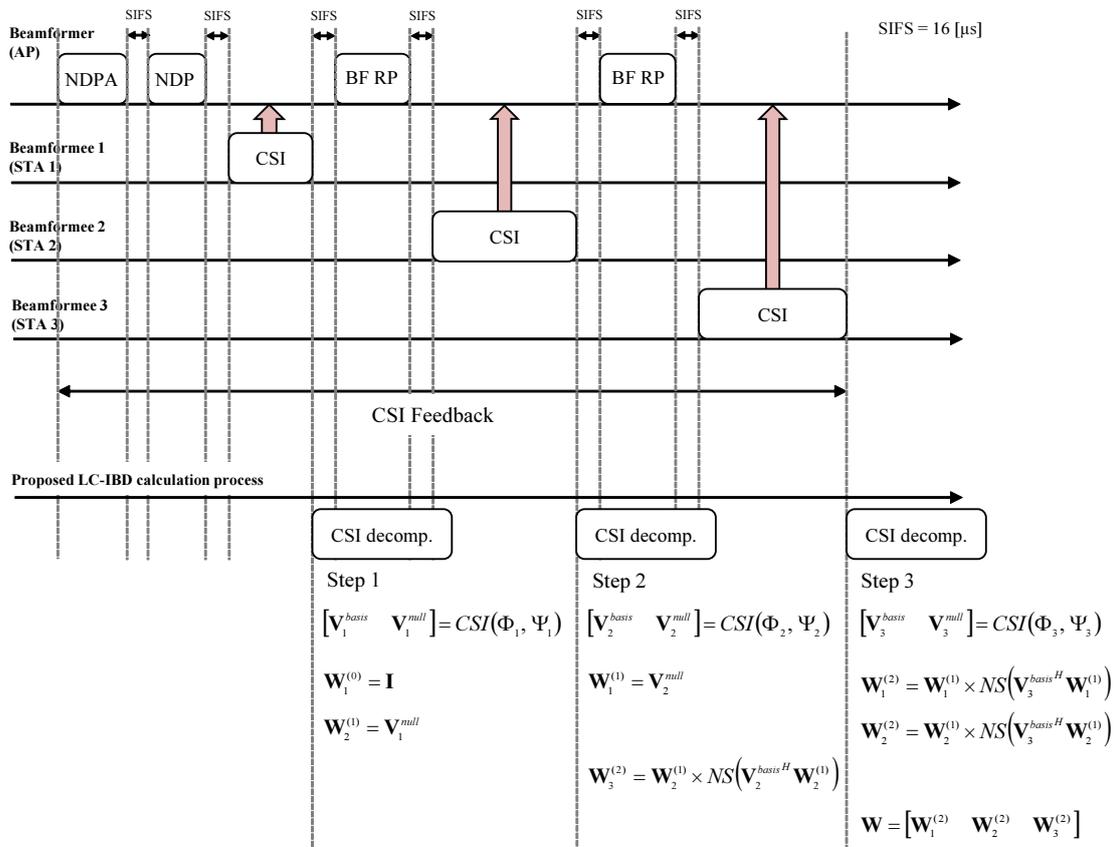


図 4.2: 提案 LC-IBD の計算処理の流れ

例として Algorithm3 を使用して計算した 3 ユーザ ( $K = 3$ ) の MU-MIMO プリコーディング行列  $\mathbf{W}$  が, IUI を除去できることを示す.

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1^{(2)} & \mathbf{W}_2^{(2)} & \mathbf{W}_3^{(2)} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

ここで,  $\mathbf{W}_1^{(2)}, \mathbf{W}_2^{(2)}, \mathbf{W}_3^{(2)}$  はそれぞれ次式で表される.

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_1^{(2)} &= \mathbf{W}_1^{(1)} \times NS(\mathbf{V}_3^{basisH} \mathbf{W}_1^{(1)}) \\ &= \mathbf{V}_2^{null} \times NS(\mathbf{V}_3^{basisH} \mathbf{V}_2^{null}) \end{aligned} \quad (4.12)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_2^{(2)} &= \mathbf{W}_2^{(1)} \times NS(\mathbf{V}_3^{basisH} \mathbf{W}_2^{(1)}) \\ &= \mathbf{V}_1^{null} \times NS(\mathbf{V}_3^{basisH} \mathbf{V}_1^{null}) \end{aligned} \quad (4.13)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_3^{(2)} &= \mathbf{W}_2^{(1)} \times NS(\mathbf{V}_2^{basisH} \mathbf{W}_2^{(1)}) \\ &= \mathbf{V}_1^{null} \times NS(\mathbf{V}_2^{basisH} \mathbf{V}_1^{null}) \end{aligned} \quad (4.14)$$

次に  $\mathbf{W}_1^{(2)}$  が他ユーザへの干渉を除去できることを示すために, 次式をそれぞれ計算する.

$$\mathbf{H}_1 \mathbf{W}_1^{(2)} = \mathbf{U}_1 \Sigma_1 \mathbf{V}_1^{basisH} \mathbf{V}_2^{null} \times NS(\mathbf{V}_3^{basisH} \mathbf{V}_2^{null}) \neq \mathbf{O} \quad (4.15)$$

$$\mathbf{H}_2 \mathbf{W}_1^{(2)} = \mathbf{U}_2 \Sigma_2 \mathbf{V}_2^{basisH} \mathbf{V}_2^{null} \times NS(\mathbf{V}_3^{basisH} \mathbf{V}_2^{null}) = \mathbf{O} \quad (4.16)$$

$$\mathbf{H}_3 \mathbf{W}_1^{(2)} = \mathbf{U}_3 \Sigma_3 \mathbf{V}_3^{basisH} \mathbf{V}_2^{null} \times NS(\mathbf{V}_3^{basisH} \mathbf{V}_2^{null}) = \mathbf{O} \quad (4.17)$$

ここで, 他ユーザへの干渉成分である  $\mathbf{H}_2 \mathbf{W}_1^{(2)}$ ,  $\mathbf{H}_3 \mathbf{W}_1^{(2)}$  がそれぞれ  $\mathbf{O}$  になり, 干渉成分を除去できることが確認できる. また, 他のプリコーディング行列  $\mathbf{W}_2^{(2)}$ ,  $\mathbf{W}_3^{(2)}$  も同様に他ユーザへの干渉成分を除去できる.

## 4.5 性能評価

本節では提案 LC-IBD 手法と従来プリコーディング手法の BER(bit error rate) 特性評価とアルゴリズムの演算量比較を行う。初めに IEEE802.11ac シミュレーションでの BER 特性評価について説明し、次にアルゴリズムの演算量比較について説明する。

### 4.5.1 アルゴリズムの BER 特性評価

初めに提案 LC-IBD 手法と従来 MU-MIMO プリコーディング手法である BD-QRD 手法 [22] と IBD 手法 [23] について IEEE802.11ac シミュレーションでの BER 特性評価を行う。

シミュレーション諸元を表 4.6 に示し、シミュレーション結果を図 4.3 に示す。シミュレーションでは BD-QRD 手法 [22], IBD 手法 [22], 提案手法 (Prop.) のプリコーディング手法について  $6 \times [2, 2, 2]$  MU-MIMO 伝送環境で比較する。 $6 \times [2, 2, 2]$  は 3 ユーザの MU-MIMO 通信環境を意味し、 $N_{tx} = N_{rx} = 6$  かつ  $N_{tx,k} = N_{rx,k} = 2$  である。

受信側の MIMO デコーダではダイバシティゲインを得られる LRA-MMSE と、ダイバシティゲインを得られない Linear-MMSE が存在するため、どちらの MIMO デコーダにおいても提案手法が BER 特性の劣化が起きないことを確認するために、受信側の MIMO デコーダとして Linear-MMSE と LRA-MMSE の 2 つを使用してシミュレーションを行った。

図 4.3 の Linear-MMSE の結果より、提案手法は SNR が 20-35dB において従来プリコーディング手法である BD-QRD 手法、IBD 手法からの BER 性能の劣化を起こしていないことがわかる。また、同様に LRA-MMSE の結果からも提案手法は性能劣化を起こしていないことがわかる。これにより、提案手法は受信側の MIMO デコーダが Linear-MMSE でも LRA-MMSE でも従来プリコーディング手法と同等の通信性能が得られることがわかる。

表 4.6: シミュレーション諸元

Simulator	IEEE 802.11ac
信号帯域幅	80MHz
FFT/IFFT サイズ	256
データサブキャリア	234
OFDM シンボル長	4 us (0.8 us GI)
TX/RX アンテナ	$N_{tx} = 6, N_{rx} = 6$ ( $N_{tx,k} = N_{rx,k} = 2$ )
送信データ数	1000 [byte]
帯域	80 MHz
変調方式	16-QAM, $R = 3/4$
通信路	TGac Channel model B
誤り訂正	BCC (Binary Convolutional Code)

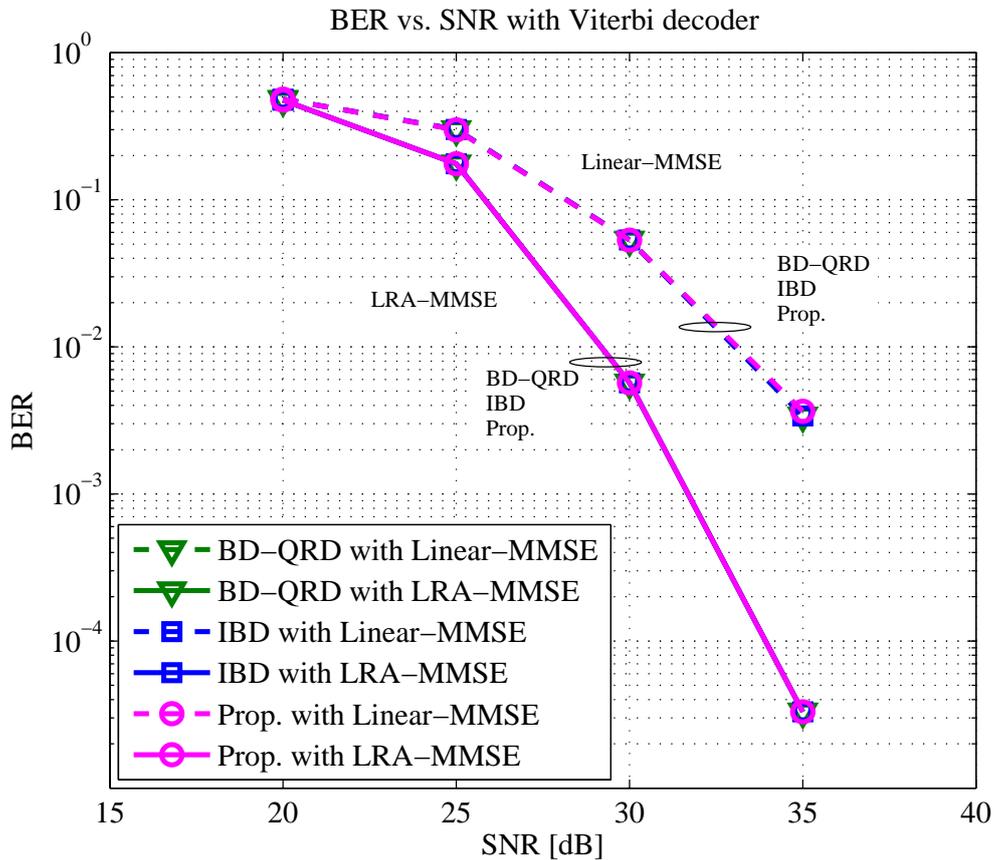


図 4.3: BER 特性評価

### 4.5.2 アルゴリズムの演算量比較

次に従来 MU-MIMO プリコーディング手法である BD-QRD 手法 [22] と IBD 手法 [23] と提案 LC-IBD 手法のアルゴリズムの演算量比較を行う. ここで式 (4.8) における  $\mathbf{V}^{null}$  の計算には単位行列  $\mathbf{I}_{N_t \times N_c}$  を  $\mathbf{I}_{N_t \times N_r}$  に拡張するだけなので, 過剰な計算はかからないと仮定する. そのため CSI 伸張にかかる演算量の比較は行わない.

各プリコーディング手法のアルゴリズム中の加減算 (ADD/SUB) と乗算 (multipliers) 回数で演算量の比較を行う.  $6 \times [2,2,2]$  MU-MIMO 環境における各プリコーディング処理の演算量の比較結果を表 4.7 に示す.  $6 \times [2,2,2]$  は 3 ユーザ ( $K = 3$ ) の MU-MIMO 通信環境を意味し,  $N_{tx} = N_{rx} = 6$  かつ  $N_{tx,k} = N_{rx,k} = 2$  である. 表 4.7 において, step  $k$  ( $k=1,2,3$ ) は  $k$  番目のユーザの CSI フレームの受信後から始まるプリコーディング計算処理の演算量それぞれを示す.

表 4.7 の Step 1 において, BD-QRD 手法はプリコーディング行列の計算に必要な  $K - 1$  ユーザ分の CSI が得られていないため計算を開始できない. IBD 手法は Step 1 において, 1 番目のユーザの CSI フィードバックから得た行列  $\mathbf{V}_1^{basis}$  に対して QR 分解を行うことでヌル空間を求める (Algorithm2). この IBD 手法の Step 1 に必要な演算量が ADD/SUB が 940, Multiplier が 861 である. このとき, 提案手法は 1 番目のユーザからの CSI フィードバックから行列  $\mathbf{V}_1^{basis}$  のヌル空間に対応する行列  $\mathbf{V}_1^{null}$  を直接得ることができるため (式 (4.8)), ヌル空間を求めるための新たな演算を必要としない.

表 4.7 の Step 2 において, BD-QRD 手法はプリコーディング行列の計算に必要な  $K - 1$  ユーザ分の CSI が得られるため, 行列  $\mathbf{V}_1^{basis}, \mathbf{V}_2^{basis}$  を使用して 3 番目のユーザのプリコーディング行列  $\mathbf{W}_3$  を計算する. この BD-QRD 手法の Step 2 に必要な演算量が ADD/SUB が 940, Multiplier が 861 である. IBD 手法は Step 2 において, 2 番目のユーザの CSI フィードバックから得た行列  $\mathbf{V}_2^{basis}$  を使用して Step 1 で求めたプリコーディング行列の更新を行う. この IBD 手法の Step 2 に必要な演算量が ADD/SUB が 1544, Multiplier が 1501 である. このとき, 提案手法は 2 番目のユーザからの CSI フィードバックから行列  $\mathbf{V}_2^{basis}$  のヌル空間に対応する行列  $\mathbf{V}_2^{null}$  を直接得ることができるため, IBD 手法からその分だけ演算量を削減することができる.

表 4.7 の Step 3 において, BD-QRD 手法はプリコーディング行列の計算に必要な全ユーザ分の CSI が得られるため, 残りのユーザのプリコーディング行列  $\mathbf{W}_1, \mathbf{W}_2$  を計算する. この BD-QRD 手法の Step 3 に必要な演算量は Step 2 の 2 倍 ( $K - 1$  倍) である. IBD 手法は Step 3 において, 3 番目のユーザの CSI フィードバックから得た行列  $\mathbf{V}_3^{basis}$  を使用して Step 1 と Step 2 で求めたプリコーディング行列の更新を行う. この IBD 手法の Step 3 に必要な演算量が ADD/SUB が 1208, Multiplier が 1280 である. このとき, 提案手法は IBD 手法と同じ計算を行う.

表 4.7:  $6 \times [2,2,2]$  MU-MIMO 環境における演算量比較

Precoding Method	Calculation	Step 1	Step 2	Step 3	Total
BD-QRD [22]	ADD/SUB	0	940	1880	2820
	Multiplier	0	861	1722	2583
IBD [23]	ADD/SUB	940	1544	1208	3692
	Multiplier	861	1501	1280	3642
Proposed LC-IBD	ADD/SUB	0	604	1208	1812
	Multiplier	0	640	1280	1920

表 4.7 より, 提案 LC-IBD アルゴリズムは従来 IBD アルゴリズム [23] と比較し総加減算回数と総乗算回数をそれぞれ 50.92 % と 47.28 % を削減できる. また, 提案アルゴリズムは従来 BD-QRD アルゴリズム [22] を Step 3 において比較し, 加減算回数と乗算回数をそれぞれ 35.74 % と 25.67 % を削減できる.

表 4.8:  $8 \times [2,2,2,2]$  MU-MIMO 環境における演算量比較

Precoding Method	Calculation	Step 1	Step 2	Step 3	Step 4	Total
BD-QRD [22]	ADD/SUB	0	0	2310	6930	9240
	Multiplier	0	0	2045	6135	8180
IBD [23]	ADD/SUB	2310	4316	4736	2172	13534
	Multiplier	2045	4061	4800	2304	13210
Proposed LC-IBD	ADD/SUB	0	2006	4736	2172	8914
	Multiplier	0	2016	4800	2304	9120

次に  $8 \times [2,2,2,2]$  MU-MIMO 環境における各プリコーディング処理の演算量の比較結果を表 4.8 に示す.  $8 \times [2,2,2,2]$  は 4 ユーザ ( $K = 4$ ) の MU-MIMO 通信環境を意味し,  $N_{tx} = N_{rx} = 8$  かつ  $N_{tx,k} = N_{rx,k} = 2$  である. 表 4.8 において, step  $k$  ( $k=1,2,3,4$ ) は  $k$  番目のユーザの CSI フレームの受信後から始まるプリコーディング計算処理の演算量それぞれを示す.

表 4.8 より, BD-QRD 手法はプリコーディング行列の計算に必要な  $K - 1$  ユーザ分の CSI が得られる Step 3 から計算を開始でき, Step 4 の演算量は Step 3 の 3 倍 ( $K - 1$  倍) である. IBD 手法は  $k$  番目のユーザの CSI フィードバックから得られる行列  $\mathbf{V}_k^{basis}$  を使用して, 各 Step で求めたプリコーディング行列の更新を行う. このとき, 提案手法は Step 1 と 2 において CSI フィードバックから直接得ることができる行列  $\mathbf{V}_1^{null}, \mathbf{V}_2^{null}$  を使用することで演算量を削減する.

表 4.8 より, 提案 LC-IBD アルゴリズムは従来 IBD アルゴリズム [23] と比較し総加減算回数と総乗算回数をそれぞれ 34.14 % と 30.96 % を削減できる. また, 提案アルゴリズムは従来 BD-QRD アルゴリズム [22] を Step 4 において比較し, 加減算回数と乗算回数をそれぞれ 68.66 % と 62.45 % を削減できる.

以上の結果から, BD-QRD 手法はユーザ数が増えるにつれて Step  $K$  における演算量が増え,  $K = 4$  では IBD 手法と提案手法の 3 倍以上の演算量が必要となり, プリコーディング行列の計算による処理遅延が長くなる. IBD 手法はユーザ数が増えるにつれてアルゴリズムの総演算量が多くなるが, 提案手法は Step 1 と 2 において CSI フィードバックから直接得ることができる行列  $\mathbf{V}_1^{null}, \mathbf{V}_2^{null}$  を使用することで演算量を下げることができる.

## 4.6 まとめ

本章では、初めに IEEE802.11ac 標準規格の詳細と標準規格で使用される CSI フィードバックについて説明し、次に MU-MIMO システムにおける演算量を削減したプリコーディング手法の提案を行った。提案プリコーディング手法は従来 IBD 手法のアルゴリズムをもとにしており、CSI フィードバックごとにプリコーディング重み行列を繰り返し計算することで、CSI フィードバック完了後の計算処理時間を短縮することができる手法である。

さらに、提案プリコーディング手法は 802.11ac 規格で定義される CSI 圧縮伸張処理を拡張することで、アルゴリズムの演算量を従来 IBD アルゴリズム [23] と比較し、総加減算回数と総乗算回数をそれぞれ 50.92 % と 47.28 % を削減できる。また、提案プリコーディング手法は従来 BD-QRD アルゴリズム [22] と比較し、CSI フィードバック完了後の演算量である加減算回数と乗算回数をそれぞれ 35.74 % と 25.67 % を削減できる。

さらに、計算機シミュレーションにより提案手法と従来手法の BER 特性の比較を行い、従来手法からの BER 特性の劣化が起きないことを確認した。

## 第5章 行列演算に特化したASIPパイプラインの提案と実装

### 5.1 はじめに

アルゴリズムの実装手法には特定用途向け集積回路 (ASIC: application specific integrated circuit) による ASIC 実装, 特定用途向けプロセッサ (ASIP: application specific instruction-set processor) による ASIP 実装, 汎用プロセッサ (GPP: general purpose processor) による GPP 実装 (ソフトウェア実装) がある.

これまで, 無線通信の分野では数  $\mu\text{s}$  のオーダーでの計算処理が求められるため, GPP では計算処理が間に合わず消費電力も大きいので, ASIC を開発することで計算処理能力と消費電力の問題を解決してきた. しかし ASIC では, ハードウェアをカスタマイズしているため, 仕様変更等でハードウェアに修正が必要となると ASIC をもう一度開発 (再設計) し直す必要がある. そのため, ASIC には再設計のための時間と費用がかかる問題がある.

GPP と ASIC の間を埋める手法として ASIP 実装がある. ASIP は特定の応用分野に特化した ASIP アーキテクチャや命令セットをチューニングすることで, ASIC 並みの計算処理能力と低消費電力, さらに GPP と同じ柔軟性 (programmability) を有する. そのため, 近年の無線通信では ASIP による実装が注目を集めている.

先行研究 [30] において, 著者はハードウェア記述言語 (verilog) を使用して ASIP のハードウェア設計を行った. さらに, LRA-MMSE の計算処理を [30] で設計した ASIP で実行できるように命令セットを作成し, それを ASIP で実行したときの計算処理時間と, ASIP の論理合成結果について報告した.

本研究では, 先行研究 [30] で設計した ASIP に対して, さらに行列演算に特化した新しいパイプラインを可能とする ASIP のアーキテクチャと命令セットを提案する. また, 提案 ASIP に特異値分解, IEEE802.11ac 規格が規定する CSI(channel state information) 圧縮処理, 提案プリコーディング手法をそれぞれ実装し, 提案パイプライン手法の有効性を検証する.

## 5.2 ASIP 構成

ここでは提案 ASIP の回路構成について説明する。ハードウェア記述言語 (verilog) を使用して設計した ASIP の回路構成を図 5.1 に示す。提案 ASIP はデータメモリ (Data memory), 命令メモリ (Instruction memory), コントローラ (Controller), 処理装置 (processing unit) から構成される。

処理装置の回路構造を図 5.2 に示す。ここで浮動小数点ユニット (FPU: floating point unit) は IEEE 754 [24] で規定される 32bit 単精度を使用している。1 個の浮動小数点ユニットは実数の加算, 減算, 乗算の演算処理に対応している。処理装置は 8 個の浮動小数点ユニットを使用して複素数の演算や累積計算を行うことができる。また, 除算, 平方根, 四捨五入の演算を行う専用計算回路を "FDIV", "FQRT", "FRND" とする。処理装置の出力は演算の種類によって {YA, YB}, {YC, YD}, {YDIV<sub>r</sub>, YDIV<sub>i</sub>}, {YSQRT}, {YRND} から選択する。

データと命令のフォーマットを図 5.3 (a), (b) に示す。データと命令の情報は各メモリに格納され, 処理装置はコントローラで読み込まれた命令を順に実行する。格納されたデータは 64bit の複素数の値で, 実数と虚部にそれぞれ 32bit を使用し, 各 32bit は IEEE754 で規定される単精度の浮動小数点である。図 5.3 (b) は従来 ASIP [30] の命令セットのフォーマットを示す。従来命令セットは 3 つのアドレス (C\_ADDR, B\_ADDR, A\_ADDR) と演算の種類 (OP: operation type) からなる。コントローラはデータメモリから A\_ADDR, B\_ADDR のアドレス情報を使用して読みだしたデータ A, B を処理装置に入力する。処理装置での演算終了後, 出力データ C は C\_ADDR の示すデータメモリのアドレスに格納される。

提案 ASIP のデータのフォーマットは従来 ASIP と同じ図 5.3 (a) を使用する。また, 提案 ASIP の命令セットのフォーマットを図 5.3 (c) に示す。提案命令セットは 3 つのアドレス (C\_ADDR, B\_ADDR, A\_ADDR), 演算の種類 (OP: operation type), パイプライン処理をコントロールする Rep (5bit) からなる。コントローラはデータメモリから A\_ADDR, B\_ADDR のアドレス情報を使用して読みだしたデータ A, B を処理装置に入力する。処理装置での演算終了後, 出力データ C は C\_ADDR の示すデータメモリのアドレスに格納される。

次に提案 ASIP がサポートする演算の種類について説明する。図 5.3 (c) に示す提案 ASIP の命令セットにおいて OP は 5 bit であるため最大 32 個の演算を示すことができる。提案 ASIP のサポートする演算を表 5.1 に示す。表 5.1 において, 提案 ASIP では複素数のデータ A, B の加算 (A+B) を複素加算, 複素数のデータ A, B の乗算 (A×B) を複素乗算, 複素数のデータ A, B の乗算 (A×B\*) をエルミート乗算とし, 全 27 個 (OP が 0 から 26 まで) の演算をサポートしている。また, reserve は今後の拡張のために確保している演算で最大 5 個の新たな演算が実装可能である。

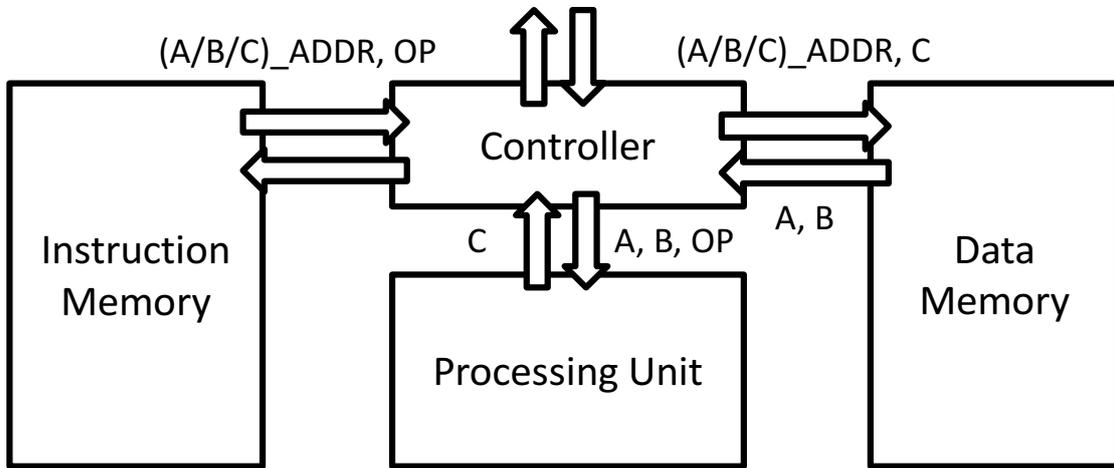


図 5.1: ASIP 構成

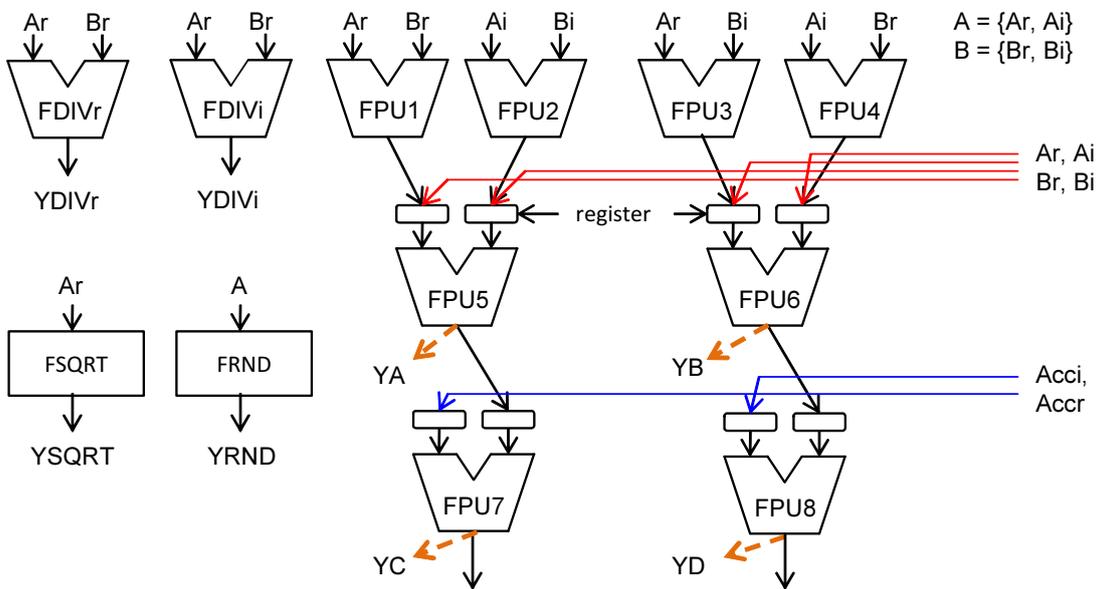


図 5.2: 処理装置 (Processing Unit) の回路構成

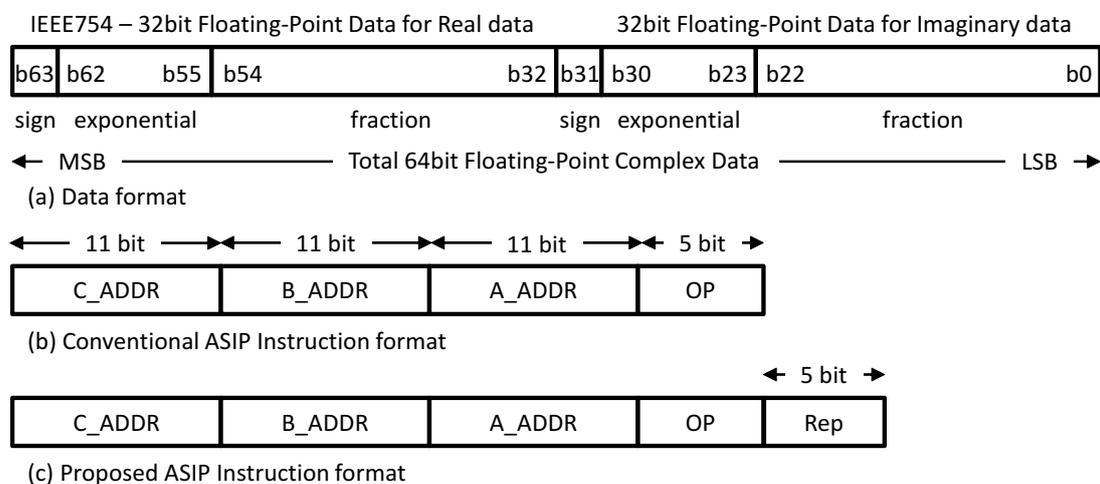


図 5.3: データと命令セットのフォーマット

表 5.1: 演算タイプ

OP	演算内容	OP	演算内容
0	複素加算	16	逆正接関数計算 (初期入力)
1	複素減算	17	逆正接関数計算 (繰り返し)
2	複素乗算	18	余弦・正弦関数計算 (初期入力)
3	実数乗算	19	余弦・正弦関数計算 (繰り返し)
4	累積複素加算	20	マージ処理
5	累積複素減算	21	実部取り出し
6	累積複素乗算	22	虚部取り出し
7	累積実数乗算	23	符号取り出し
8	実数除算	24	整数/浮動小数点変換
9	平方根	25	浮動小数点/整数変換
10	絶対値 2 乗	26	丸め込み (四捨五入)
11	絶対値 2 乗累積	27	reserve
12	エルミート乗算	28	reserve
13	ニュートン法初期値	29	reserve
14	複素共役	30	reserve
15	コピー	31	reserve

### 5.3 行列演算に特化したパイプラインの提案

ここではパイプライン構成について説明する．従来 ASIP [30] と提案 ASIP のパイプライン構成を図 5.4 に示す．図 5.4 において， $OP(k)$  は  $k$  番目の命令セットの演算種類を示す． $A(k)$ ,  $B(k)$ ,  $C(k)$  は  $k$  番目の命令セットの入力データアドレス  $A\_ADDR$ ,  $B\_ADDR$ , と出力データアドレス  $C\_ADDR$  をそれぞれ示す．

ここで  $N_p$  個の行列  $\mathbf{H}_k (1 \leq k \leq N_p)$  について ASIP を用いて  $\mathbf{H}_k^H \mathbf{H}_k$  を計算することについて考える．

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} h_{11,k} & h_{12,k} \\ h_{21,k} & h_{22,k} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

$$\mathbf{H}_k^H \mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} h_{11,k}^H h_{11,k} + h_{21,k}^H h_{21,k} & h_{11,k}^H h_{12,k} + h_{21,k}^H h_{22,k} \\ h_{12,k}^H h_{11,k} + h_{22,k}^H h_{21,k} & h_{12,k}^H h_{12,k} + h_{22,k}^H h_{22,k} \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

図 5.4 (a) で示す様にパイプライン処理を使用しない場合は， $N_p$  個の行列についてエルミート乗算の  $h_{11,k}^H h_{11,k}$  を一つずつ計算していくため，その計算処理にはとても多くの時間が必要である．

ここで行列  $\mathbf{H}_k (1 \leq k \leq N_p)$  に対する計算はすべて線形処理で行われることに着目すると， $N_p$  個の行列についての計算の差異は行列  $\mathbf{H}_k$  の値 (サブキャリアごとの情報) だけであり，各行列の計算処理に相違はないことに気が付く．そこで，従来 ASIP [30] は図 5.4 (b) で示す様に異なるサブキャリア間 ( $1 \leq k \leq N_p$ ) での同じ演算処理についてパイプライン処理を使用することで高速化を図る．

図 5.4 (b) で示す従来 ASIP [30] のパイプライン処理では，初めに図 5.1 で示すコントローラは  $k$  番目の命令セットを命令メモリから読み出す．そのときコントローラは処理装置への入力データを  $k$  番目の命令セットが示すアドレス  $A(k)$ ,  $B(k)$  を用いてデータメモリから読み出す．入力データの読み出し後，コントローラは処理装置に  $OP(k)$  とアドレス  $A(k)$ ,  $B(k)$  から読み出したデータを入力として与える．次にパイプライン処理のためにコントローラは追加の入力データを  $A(k)+\text{offset}, \dots, A(k)+(N_p-1)\cdot\text{offset}$  と  $B(k)+\text{offset}, \dots, B(k)+(N_p-1)\cdot\text{offset}$  のアドレスから読み出し処理装置にクロックごとにそれぞれ入力する．これらの処理は新しく命令セットを読まずに，コントローラがオフセット値 ( $\text{offset}$ ) を使用してアドレスを計算することで実現する．これにより，1つの命令セットで  $N_p$  個のデータをパイプライン処理で計算処理することができ計算処理を効率化できる．

次に提案 ASIP のパイプライン構成について説明する．式 (5.2) よりエルミート乗算を 8 回，実数加算を 2 回，複素加算を 2 回行うことで行列  $\mathbf{H}_k$  に対して  $\mathbf{H}_k^H \mathbf{H}_k$  を計算できる．そのため，ASIP では合計 12 個の命令セットを使用することで  $\mathbf{H}_k^H \mathbf{H}_k$  を計算する．ここで，提案 ASIP では行列演算には同じ演算の種類が多く表れることに着目し，これらの同じ演算 (例：エルミート乗算を 8 回) をパイプライン処理することで計算処理を効率化する．

提案 ASIP では行列演算の計算処理を効率化するために図 5.4 (b) で示す従来パイプラインを図 5.4 (c) の様に拡張し、それに合わせて図 5.3 (b) に示す命令セットの従来フォーマットを図 5.3 (c) の提案フォーマットの様に拡張する。

提案フォーマットの Rep は、この命令より後にどれだけの同じ計算 (命令セットの演算種類) が連続するかを示す。もし  $k$  番目の命令セットの Rep の値に 3 が設定されていた場合、 $k$  から  $(k+2)$  番目の命令セットが同じ演算処理を行うことを示す。そして、提案 ASIP のコントローラでは  $k$  番目の命令セットを読み出し  $N_p$  個の行列に対するパイプライン処理を行ったあと、すぐに  $k+1$  番目の命令セットを読み出し、さらに  $N_p$  個の行列に対するパイプライン処理を行う。この処理を Rep の値が 1 になるまで行う。

従来 ASIP [30] のパイプライン処理では行列演算に現れる同じ演算処理 (例：エルミート乗算を 8 回) に対して、図 5.4 (b) のように 1 つの命令の処理が完了してからでないと次の命令を処理することができなかった。しかし、提案 ASIP は同じ演算処理 (例：エルミート乗算を 8 回) に対して Rep を用いてパイプライン処理することで、図 5.4 (c) のように同じ演算処理を連続して計算できる。そのため、提案 ASIP は従来 ASIP [30] よりも効率の良い計算処理を実現する。

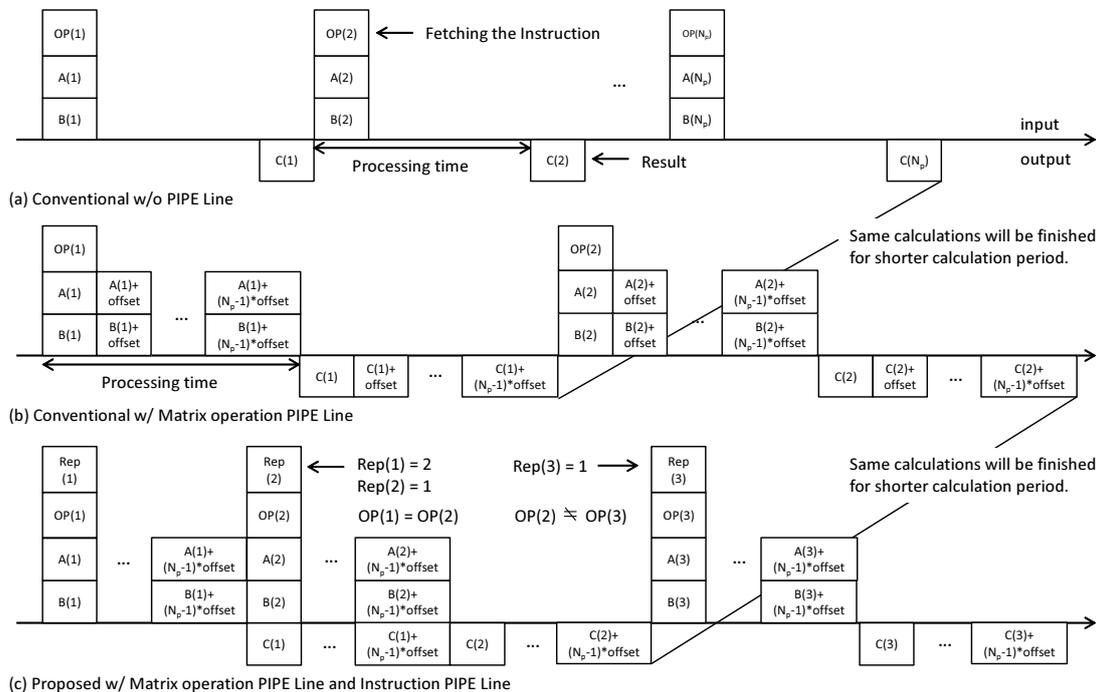


図 5.4: パイプラインの流れ

## 5.4 IEEE802.11ac 標準規格準拠プラットフォーム

### 5.4.1 プラットフォームのシステム仕様

本研究では  $4 \times [2, 2]$  MU-MIMO 無線 LAN における CSI フィードバック処理に必要な特異値分解と CSI 圧縮処理, 提案プリコーディング手法の ASIP 実装を行う. 無線 LAN 標準規格 IEEE802.11ac に準拠する  $4 \times [2, 2]$  MU-MIMO 無線システムの仕様を表 5.2 に示す. 表中の略称はそれぞれ, FEC (forward error correction), BCC (binary convolutional code), BD (block diagonalization), QAM (quadrature amplitude modulation), GI (guard interval), Comp. V FB (compressed V feedback), N/A (not applicable) を表わす.

サンプリング周波数は 240[MHz], MCS は 0-9 を使用する. シングルユーザ (SU: single user) の最大伝送速度は 866[Mbps], マルチユーザ (MU: multi user) の最大伝送速度は 1733[Mbps] である (ダウンリンク). ただし, マルチユーザの場合は 1 人当たりの伝送速度はシングルユーザの場合と変わらない. 本試作プラットフォームの最大ユーザ多重化数は 2 ユーザである為, 送信機の最大伝送速度はシングルユーザの 2 倍の 1733[Mbps] となる. 本試作プラットフォームでは IEEE 802.11ac だけをサポートするのではなく, IEEE 802.11n や 11a もサポートする.

表 4.5 より, 本システムでの Downlink 時は PHY Header フレーム長は最大で  $52\mu\text{s}$  (MU-MIMO,  $N_{STS, total} = 4$ ), Uplink 時 PHY Header フレーム長は最大で  $44\mu\text{s}$  (SU-MIMO,  $N_{STS, total} = 2$ ) である. また, 図 5.5, 5.6 に実装プラットフォームの送信機と受信機のブロック図を示す.

表 5.2: システム仕様

Precoding Method	802.11ac Mandatory	Implemented
Tx/Rx Antennas	$1 \times 1$	$4 \times [2, 2]$
No. of users	1	2
Max data rate of user	325 Mbps	866Mbps
FEC type	BCC	BCC
MU-MIMO Precoding	N/A	Proposed LC-IBD
CSI feedback	N/A	Compressed feedback
Maximum Modulation	64-QAM	256-QAM
Guard Interval (GI)	Normal GI	Normal/Short GI
Bandwidth	20/40/80 MHz	20/40/80 MHz
No. of data sub-carriers $N_{sd}$	52/108/234	52/108/234
Compatibility	802.11a/n/ac	802.11a/n/ac

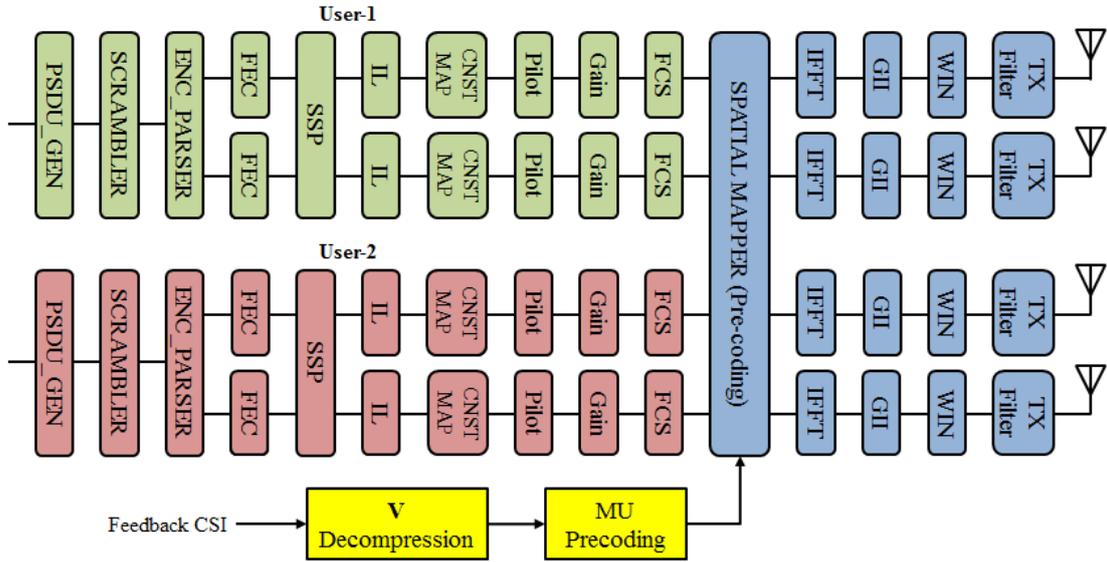


図 5.5: 実装プラットフォームの送信機

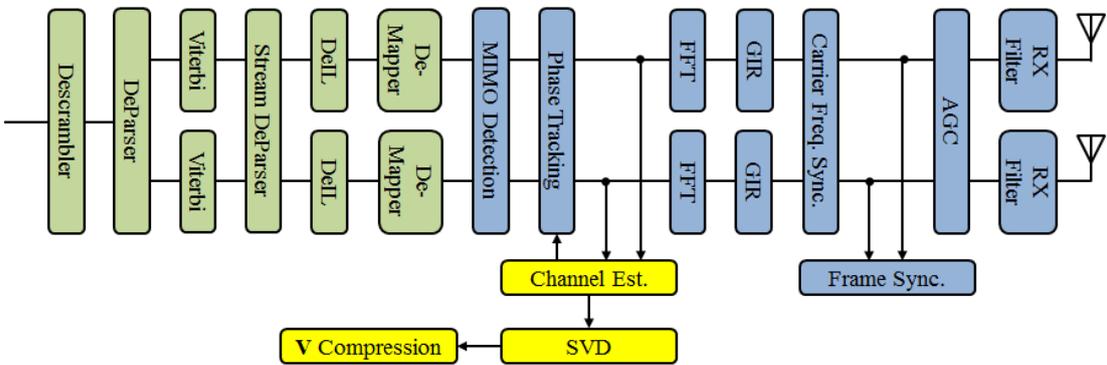


図 5.6: 実装プラットフォームの受信機

### 5.4.2 実装するアルゴリズム

ここでは ASIP に実装するアルゴリズムについて説明する。提案 ASIP に実装するアルゴリズムは特異値分解 (SVD: singular value decomposition), CSI(channel state information) 圧縮処理, 提案プリコーディング手法である。提案プリコーディング手法は第4章で説明した Algorithm 3 を使用し, CSI の圧縮伸張処理は IEEE802.11ac 規格が規定する手法を使用する。しかし, 特異値分解を解くアルゴリズムは IEEE802.11ac 規格では規定されていないため, 次のようにして計算する。

特異値分解を計算する一般的なアルゴリズムとしては QR 分解を繰り返し行う QR 法 [31] がある。QR 法による特異値分解では分解する行列のサイズによって QR 分解する回数が異なる。本研究で実装するターゲットは  $4 \times [2, 2]$  MU-MIMO システムのため, 特異値分解を特性方程式から求めることができる。

初めに特異値分解する  $2 \times N_{tx}$  通信路行列  $\mathbf{H}$  を次式で定義する。

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,N_{tx}} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,N_{tx}} \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

次に通信路行列  $\mathbf{H}$  に対して次式を計算する。

$$\mathbf{R} = \mathbf{H}\mathbf{H}^H = \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & b \\ b^* & d \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

ここで,  $2 \times 2$  行列  $\mathbf{R}$  の要素を  $a, b, c, d$  とすると, 複素数  $c$  は複素数  $b$  の複素共役の関係にある ( $c = b^*$ )。

行列  $\mathbf{R}$  の固有値  $\lambda$  は,  $|\mathbf{R} - \lambda\mathbf{I}| = 0$  の関係があるため, 次の特性方程式 (二次方程式) を解くことで行列  $\mathbf{R}$  の 2 つの固有値  $\lambda$  が得られる。

$$\begin{aligned} |\mathbf{R} - \lambda\mathbf{I}| &= \begin{vmatrix} a - \lambda & b \\ b^* & d - \lambda \end{vmatrix} \\ &= (a - \lambda)(d - \lambda) - bb^* \\ &= \lambda^2 - (a + d)\lambda + (ad - bb^*) \end{aligned} \quad (5.5)$$

$$\lambda = \frac{(a + d) \pm \sqrt{(a + d)^2 - 4(ad - bb^*)}}{2} \quad (5.6)$$

ここで, 行列  $\mathbf{R}$  の 2 つの固有値をそれぞれ  $\lambda_1 = ((a + d) + \sqrt{(a + d)^2 - 4(ad - bb^*)})/2$ ,  $\lambda_2 = ((a + d) - \sqrt{(a + d)^2 - 4(ad - bb^*)})/2$  とする。固有値  $\lambda_1, \lambda_2$  に対するそれぞれの固有ベクトル  $\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2$  は次式で計算される。

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_1 & \mathbf{u}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_1 - d & \lambda_2 - d \\ b^* & b^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{(\lambda_1 - d)^2 + bb^*}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{(\lambda_1 - d)^2 + bb^*}} \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

ここで、固有ベクトル  $\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2$  からなる行列をユニタリ行列  $\mathbf{U}$  とする。特異値  $\sigma$  を対角成分に持つ行列  $\Sigma$  は次式で計算される。

$$\Sigma = \begin{bmatrix} \sigma_1 & 0 \\ 0 & \sigma_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda_2} \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

最後に求めた行列  $\mathbf{U}$ ,  $\Sigma$  と通信路行列  $\mathbf{H}$  から  $N_{tx} \times 2$  行列  $\mathbf{V}$  を次式で求める。

$$\mathbf{V} = \mathbf{H}^H \mathbf{U} \Sigma^{-1} \quad (5.9)$$

この様な手順で特異値分解を計算する。本アルゴリズムでは  $2 \times N_{tx}$  通信路行列  $\mathbf{H}$  に対して特異値分解を行うことができるため、本アルゴリズムは任意の送信アンテナ数  $N_{tx}$  に対応できる。しかし、 $k$  番目の端末の受信アンテナ数  $N_{rx,k}$  は 2 以下でないといけない。また、 $k$  番目の端末の受信アンテナ数  $N_{rx,k}$  が 3 以上の場合は三次方程式の解または QR 法 [31] を使用して解く必要がある。

## 5.5 ASIP実装結果

- ASIP 合成結果

従来 ASIP [30] と提案 ASIP について 1.32 V 電力 90 nm CMOS (complementary metal oxide semiconductor) 標準セルライブラリを使用して論理合成を行った。ターゲットとするクロック周波数を 400 MHz (2.5 ns clock period) に設定し、その合成結果を表 5.3 に示す。従来 ASIP は図 5.4 (b) で示す MOP (matrix operation pipe-line) 構造のパイプライン処理を行う。また、提案 ASIP は図 5.4 (c) に示す MOP と IP (instruction pipe-line) の両方のパイプライン処理を行う。

論理合成の結果より、提案 ASIP は行列演算に特化したパイプライン処理のために論理回路のゲート数が従来 ASIP と比較して 32 K<sub>gates</sub> 増加し、命令メモリも 0.32 Kbytes 増加した。しかし、提案 ASIP のゲート数の増加量は 13%、命令メモリの増加量も 14.7% と十分に小さい。

表 5.3: 性能比較

ASIP Structure	Conventional	Proposed
Clock Frequency [MHz]	400	400
Gate count [K <sub>Gates</sub> ]	246	278
Instruction memory [Kbytes]	2.18	2.50
Data memory [Kbytes]	8	8

- STA 側での計算処理 : SVD と CSI 圧縮処理

図 4.1 より、STA1 の CSI フィードバックフレームの送信は NDP(null data packet) フレームの受信後から SIFS(short inter frame space, 5GHz 帯では SIFS = 16us) 後に開始しなければならない。そのため、CSI を最初にフィードバックする端末 (STA 1) には高い計算処理能力が求められる。

$4 \times [2, 2]$  MU-MIMO 伝送において  $k$  番目のサブキャリアの通信路行列  $\mathbf{H}_k$  は特異値分解と CSI 圧縮処理によって 45 bit の  $\Phi_k = [\phi_{11}, \phi_{12}, \phi_{13}, \phi_{22}, \phi_{23}]$  (各 9 bit), 35 bit の  $\Psi_k = [\psi_{11}, \psi_{12}, \psi_{13}, \psi_{23}, \psi_{24}]$  (各 7 bit) の位相情報に圧縮される。圧縮された 1 サブキャリア当たりのデータ量を  $N_{csi} = 80$  bit とすると、各端末がフィードバックするデータ量は  $N_{csi} * N_{sd}$  である。ここで、 $N_{sd}$  はデータサブキャリアの数である。

この圧縮した全サブキャリアの CSI の情報 ( $N_{csi} * N_{sd}$ ) を AP にフィードバックするとき、MCS (modulation and coding rate) と送信ストリーム数  $N_{ss}$  によって CSI フィードバックのフレーム長が変わる。そこで、802.11ac 規格がサポートする最低伝送レートである MCS が 0 の環境 (BPSK, コーディングレート  $R = 1/2$ ) かつ送信ストリーム数が  $N_{ss} = 1$  のとき、圧縮した全サブキャリアの CSI の情報 ( $N_{csi} * N_{sd}$ )

表 5.4: 4×[2, 2] MU-MIMO 伝送における STA 側に要求される計算処理速度  $T_{req}/N_{sd}$  と、特異値分解と CSI 圧縮処理の両方を ASIP 実装したときの計算処理速度 w/ 13 パイプライン ( $N_p=13$ )

Required calculation throughput $T_{req}/N_{sd}$ [ $\mu\text{s}/\text{matrix}$ ]	20 MHz	40 MHz	80 MHz
MCS 0 (BPSK $N_{bpsc} = 1$ and $R = 1/2$ )	13.3846	6.4444	2.9744
MCS 1 (QPSK $N_{bpsc} = 2$ and $R = 1/2$ )	7.2308	3.4815	1.6068
MCS 2 (QPSK $N_{bpsc} = 2$ and $R = 3/4$ )	5.1795	2.4938	1.1510
MCS 3 (16QAM $N_{bpsc} = 4$ and $R = 1/2$ )	4.1538	2	0.9231
MCS 4 (16QAM $N_{bpsc} = 4$ and $R = 3/4$ )	3.1282	1.5062	0.6952
MCS 8 (256QAM $N_{bpsc} = 8$ and $R = 3/4$ )	2.1026	1.0123	0.4672
MCS 9 (256QAM $N_{bpsc} = 8$ and $R = 5/6$ )	2	0.9630	0.4444
Conventional w/ MOP [ $\mu\text{s}/\text{matrix}$ ]	1.3440		
Proposed w/ MOP and IP [ $\mu\text{s}/\text{matrix}$ ]	0.9523		

は  $(N_{csi}/R * N_{sd}) / (N_{ss} * N_{sd} * N_{bpsc}) * T_{sym} = 640 \text{ us}$  のデータとなる。ここで、 $N_{bpsc}$  はサブキャリアが搬送する bit 数 (BPSK のとき  $N_{bpsc} = 1$ )、 $T_{sym}$  は OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) シンボルの長さ (Normal GI のとき  $T_{sym} = 4 \text{ us}$ ) をそれぞれ示す。

そのため、CSI を最初にフィードバックする端末 (STA 1) は、最低でも SIFS (16 us) + PHY ヘッダの時間 (表 4.5 より 40 us) + データの時間 (640 us) = 696 us の間に全サブキャリアの通信路行列に対して特異値分解と CSI 圧縮処理を行わなければならない。つまり、提案 ASIP は要求される計算処理速度  $T_{req}/N_{sd}$  [ $\mu\text{s}/\text{matrix}$ ] の MCS が 0 である環境よりも速く特異値分解と CSI 圧縮処理を行わなければならない。

$$\begin{aligned}
 T_{req} &= T_{sifs} + T_{phy} + (N_{csi}/R * N_{sd}) / (N_{ss} * N_{sd} * N_{bpsc}) * T_{sym} \\
 &= 16 + 40 + (80/R * N_{sd}) / (1 * N_{sd} * N_{bpsc}) * 4
 \end{aligned} \tag{5.10}$$

ここで  $T_{sifs}$  は SIFS 時間、 $T_{phy}$  は PHY ヘッダの長さをそれぞれ示す。

表 5.4 は各 MCS 環境で ASIP に要求される計算処理速度  $T_{req}/N_{sd}$  と、特異値分解と CSI 圧縮処理の両方を提案 ASIP に実装したときの計算処理速度を示す。提案 ASIP は 0.9523 [ $\mu\text{s}/\text{matrix}$ ] で 1 サブキャリアに対して特異値分解と CSI 圧縮の両方の計算処理を行うことができる。またこの計算処理速度は MCS が 0 の環境を満たしているため、すべての帯域において標準規格の要求を満たしている。さらに、提案 ASIP では 20MHz 帯域では MCS が 9、40MHz 帯域では MCS が 9、80MHz 帯域では MCS が 2 での条件をそれぞれ満たしている。

- AP 側での演算処理 : CSI 伸張

4x[2,2] MU-MIMO において, 提案 MU-MIMO プリコーディングは図 5.7 (b) で示すように簡略化される. 2 番目のユーザの compressed CSI フィードバックフレームを受信後, AP はできるだけ早く MU-MIMO プリコーディング重み行列を作成しなければならない. とくにプリコーディング行列の計算処理遅延が  $44 \mu\text{s}$  (SIFS  $16 \mu\text{s}$  + Legacy Preamble  $20 \mu\text{s}$  + VHT-SIG A  $8 \mu\text{s}$ ) よりも短い場合 DL-MU-MIMO 通信は CSI フィードバックプロトコルの SIFS 後に開始できるため, プリコーディング行列の計算処理時間は  $44 \mu\text{s}$  以下が望ましい.

表 5.5 は提案 ASIP による CSI 伸張の結果を示す. 提案 ASIP に実装することで全サブキャリアの CSI 伸張に必要な計算処理時間はそれぞれ 20MHz で  $18.960[\mu\text{s}]$ , 40MHz で  $42.660[\mu\text{s}]$ , 80MHz で  $85.320 [\mu\text{s}]$  である. つまり, 20 と 40MHz 帯域では, 提案 ASIP を使用することで AP は MU-MIMO 通信を CSI フィードバックの SIFS 後から開始できる. 一方, 従来 ASIP では 20MHz でのみしか CSI フィードバックの SIFS 後から MU-MIMO 通信を行うことができない. このように CSI フィードバックの SIFS 後から MU-MIMO 通信を行うことができない場合, AP は衝突回避のためにランダムな時間 (バックオフ時間) 待機してから MU-MIMO 通信を行うため, スループットが下がる. また, 80MHz 帯域では提案 ASIP は従来 ASIP と比較し  $26.10 \mu\text{s}$  の計算処理遅延時間を削減できる.

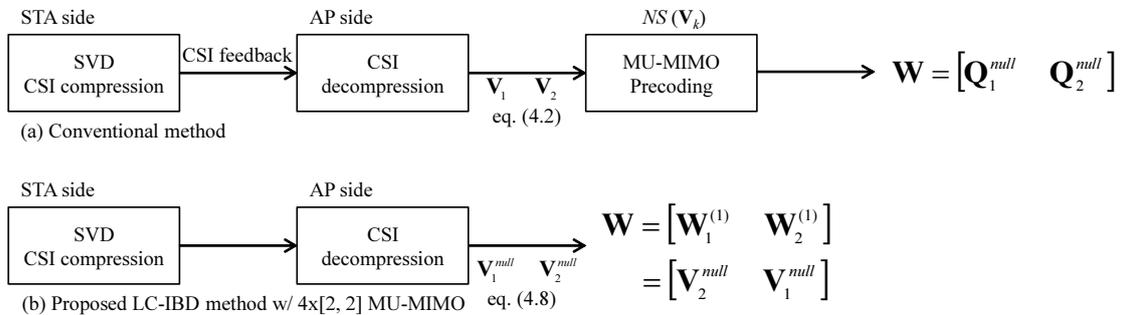


図 5.7: MU-MIMO プリコーディングの流れ

表 5.5: 4x[2, 2] MU-MIMO 伝送における AP 側での CSI 伸張処理 (MU-Precoding) を ASIP 実装した結果 (計算処理時間) w/ 13 パイプライン ( $N_p=13$ )

ASIP Structure	20 MHz	40 MHz	80 MHz
Conventional w/ MOP [ $\mu\text{s}$ ]	24.760	55.710	111.42
Proposed w/ MOP and IP [ $\mu\text{s}$ ]	18.960	42.660	85.320

## 5.6 まとめ

本章では行列演算に特化した ASIP パイプラインの提案と提案 ASIP の回路構成について説明し、提案 ASIP の論理合成結果を報告した。

特異値分解と CSI 圧縮処理の両方を提案 ASIP に実装したときの計算処理速度の結果より、提案 ASIP は  $0.9523 [\mu\text{s}/\text{matrix}]$  で 1 サブキャリアに対して特異値分解と CSI 圧縮の両方の計算処理を行うことができる。またこの計算処理速度は MCS が 0 の環境を満たしているため、すべての帯域において標準規格の要求を満たしている。さらに、提案 ASIP では 20MHz 帯域では MCS が 9, 40MHz 帯域では MCS が 9, 80MHz 帯域では MCS が 2 での条件をそれぞれ満たしている。

CSI 伸張処理を提案 ASIP に実装したときの計算処理時間の結果より、提案 ASIP に実装することで全サブキャリアの CSI 伸張処理はそれぞれ 20MHz で  $18.960[\mu\text{s}]$ , 40MHz で  $42.660[\mu\text{s}]$ , 80MHz で  $85.320 [\mu\text{s}]$  で実現できる。また、20 と 40MHz 帯域では、提案 ASIP を使用することで AP は MU-MIMO 通信を CSI フィードバックの SIFS 後から開始できる。一方、従来 ASIP では 20MHz でのみしか CSI フィードバックの SIFS 後から MU-MIMO 通信を行うことができない。そのため、従来 ASIP では AP は衝突回避のためにランダムな時間 (バックオフ時間) 待機してから MU-MIMO 通信を行うため、スループットが下がる。80MHz 帯域では提案 ASIP は従来 ASIP と比較し  $26.10 \mu\text{s}$  の計算処理遅延時間を削減できる。

## 第6章 結論

本論文は、無線 LAN の国際標準である 802.11ac 規格における MIMO 伝送システムにおいて、高次 MIMO デコーダと MU-MIMO プリコーディングにおける演算量削減手法についてまとめたものである。本論文で得られた成果を以下にまとめる。

第2章では、初めに高次 MIMO システムモデルについて説明し、従来 MIMO 復号法として LRA-MMSE, MLD, 従来グループ判定手法を例に挙げて説明し、高次 MIMO デコーダにおいて従来 MIMO 復号法には演算量と復号精度がトレードオフの関係にあることを示した。次に MU-MIMO システムモデルについて説明し、従来プリコーディング手法として BD-QRD 手法と IBD 手法を例に挙げて説明し、従来プリコーディング手法は CSI フィードバック後からの演算量とその計算処理遅延がスループットの低下を引き起こす課題を示した。

第3章では、高次 MIMO デコーダの演算量を削減するために通信路容量の大きい  $N$  個のグループセットに対してグループ判定を行う手法を提案した。MIMO デコーダの復号精度についてシミュレーション結果より、提案手法 (Prop.  $N_g=4 N=5$ ) は BER と PER の両方で最大通信路容量となるグループのみを使用する従来グループ判定手法 2 [15] と比較し復号精度を改善することができた。特に、PER が  $10^{-2}$  において提案手法 (Prop  $G=2 N=5$ ) は、従来グループ判定手法 2 [15] と比べて 1.5 dB の SNR を改善できる。また、グループの組合せすべてを使用する従来グループ判定手法 1 [12] と同等の復号精度を得られる。MIMO デコーダの演算量比較の結果より、 $8 \times 8$  MIMO において提案手法 (Prop.  $N_g=4 N=5$ ) はグループ判定時の MLD 演算量を  $8 \times 8$  QRD-MLD と従来グループ判定手法 1 [12] の 1.56%, 14.29% にそれぞれ削減できる。以上より、提案手法 (Prop  $G=2 N=5$ ) は、従来グループ判定手法より復号精度が高く演算量少ないため、高次 MIMO デコーダの有効な手法である。

第4章では、初めに IEEE802.11ac 標準規格の詳細と標準規格で使用される CSI フィードバックについて説明し、次に MU-MIMO システムにおける演算量を削減したプリコーディング手法の提案を行った。提案プリコーディング手法は従来 IBD 手法のアルゴリズムをもとにしており、CSI フィードバックごとにプリコーディング重み行列を繰り返し計算することで、CSI フィードバック完了後の計算処理時間を短縮することができる手法である。さらに、提案プリコーディング手法は 802.11ac 規格で定義される CSI 圧縮伸張処理を拡張することで、アルゴリズムの演算量を従来 IBD アルゴリズム [23] と比較し、総加減算回数と総乗算回数をそれ

ぞれ 50.92 % と 47.28 % を削減できる。また、提案プリコーディング手法は従来 BD-QRD アルゴリズム [22] と比較し、CSI フィードバック完了後の演算量である加減算回数と乗算回数をそれぞれ 35.74 % と 25.67 % を削減できる。さらに、計算機シミュレーションにより提案手法と従来手法の BER 特性の比較を行い、従来手法からの BER 特性の劣化が起きないことを確認した。

第5章では、行列演算に特化した ASIP パイプラインの提案と提案 ASIP の回路構成について説明し、提案 ASIP の論理合成結果を報告した。特異値分解と CSI 圧縮処理の両方を提案 ASIP に実装したときの計算処理速度の結果より、提案 ASIP は 0.9523 [ $\mu\text{s}/\text{matrix}$ ] で 1 サブキャリアに対して特異値分解と CSI 圧縮の両方の計算処理を行うことができる。またこの計算処理速度は MCS が 0 の環境を満たしているため、すべての帯域において標準規格の要求を満たしている。さらに、提案 ASIP では 20MHz 帯域では MCS が 9、40MHz 帯域では MCS が 9、80MHz 帯域では MCS が 2 での条件をそれぞれ満たしている。CSI 伸張処理を提案 ASIP に実装したときの計算処理時間の結果より、提案 ASIP に実装することで全サブキャリアの CSI 伸張処理はそれぞれ 20MHz で 18.960 [ $\mu\text{s}$ ]、40MHz で 42.660 [ $\mu\text{s}$ ]、80MHz で 85.320 [ $\mu\text{s}$ ] で実現できる。また、20 と 40MHz 帯域では、提案 ASIP を使用することで AP は MU-MIMO 通信を CSI フィードバックの SIFS 後から開始できる。一方、従来 ASIP では 20MHz でのみしか CSI フィードバックの SIFS 後から MU-MIMO 通信を行うことができない。そのため、従来 ASIP では AP は衝突回避のためにランダムな時間 (バックオフ時間) 待機してから MU-MIMO 通信を行うため、スループットが下がる。80MHz 帯域では提案 ASIP は従来 ASIP と比較し 26.10  $\mu\text{s}$  の計算処理遅延時間を削減できる。

今後の課題としては、提案グループ判定高次 MIMO デコーダをハードウェア実装し、実機上での伝送特性・回路構成の評価を行い提案手法の有効性を示す必要がある。また、次世代の無線 WLAN 規格である 802.11ax では、稠密 (dense) 環境下における高効率・高速通信の実現を目指してこれまで以上に BER 特性や PER 特性の改善が求められる。今後は稠密環境下における高効率・高速無線通信の実現を目指して本論文で提案した手法の拡張、または別の手段による高効率・高速無線通信方式の開発とその評価について研究を行う。

## 付録A Appendix

ここでは、IEEE802.11ac 規格での  $4 \times 2$  行列  $\mathbf{V}$  の圧縮処理について説明する。 $4 \times 2$  行列  $\mathbf{V}$  を次式で定義する。ここで、 $v_{li}$  は行列  $\mathbf{V}$  の  $l$  行  $i$  列目の複素数の要素を示す。また、 $v_{li}^{(n)}$  は  $n$  回目の計算処理を行ったあとの状態を示し、初期値は  $n = 0$  とする。

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} v_{11} & v_{12} \\ v_{21} & v_{22} \\ v_{31} & v_{32} \\ v_{41} & v_{42} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{11}^{(0)} & v_{12}^{(0)} \\ v_{21}^{(0)} & v_{22}^{(0)} \\ v_{31}^{(0)} & v_{32}^{(0)} \\ v_{41}^{(0)} & v_{42}^{(0)} \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

IEEE802.11ac 規格の定める行列  $\mathbf{V}$  の圧縮処理では、初めに最下段の行の要素の実数化を行う。実数化を行う行列  $D_{pre}$  を次式で定義する。

$$D_{pre} = \begin{bmatrix} \frac{v_{41}^{(0)}}{|v_{41}^{(0)}|} & 0 \\ 0 & \frac{v_{42}^{(0)}}{|v_{42}^{(0)}|} \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

次に、行列  $D_{pre}$  を行列  $\mathbf{V}$  の右からエルミート乗算することで、行列  $\mathbf{V}$  の最下段を次の様実数化する。

$$\mathbf{V}D_{pre}^H = \begin{bmatrix} v_{11}^{(1)} & v_{12}^{(1)} \\ v_{21}^{(1)} & v_{22}^{(1)} \\ v_{31}^{(1)} & v_{32}^{(1)} \\ v_{41}^{(1)} & v_{42}^{(1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{11}^{(1)} & v_{12}^{(1)} \\ v_{21}^{(1)} & v_{22}^{(1)} \\ v_{31}^{(1)} & v_{32}^{(1)} \\ |v_{41}^{(0)}| & |v_{42}^{(0)}| \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

ここから、行列  $\mathbf{V}D_{pre}^H$  に対して圧縮処理を行い、行列を位相情報に圧縮する。まず、位相情報  $\phi_{li}$  への圧縮処理を行う。行列  $\mathbf{V}D_{pre}^H$  の 1 列目に対して、次式で示す行列  $D_1$  を定義する。

$$D_1 = \begin{bmatrix} \exp(j\phi_{11}) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \exp(j\phi_{21}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \exp(j\phi_{31}) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{v_{11}^{(1)}}{|v_{11}^{(1)}|} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{v_{21}^{(1)}}{|v_{21}^{(1)}|} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{v_{31}^{(1)}}{|v_{31}^{(1)}|} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

次に、行列  $D_1$  を行列  $\mathbf{VD}_{pre}^H$  の左側からエルミート乗算することで、行列  $\mathbf{VD}_{pre}^H$  の 1 列目の実数化を行う。

$$D_1^H \mathbf{VD}_{pre}^H = \begin{bmatrix} v_{11}^{(2)} & v_{12}^{(2)} \\ v_{21}^{(2)} & v_{22}^{(2)} \\ v_{31}^{(2)} & v_{32}^{(2)} \\ v_{41}^{(2)} & v_{42}^{(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |v_{11}^{(1)}| & v_{12}^{(2)} \\ |v_{21}^{(1)}| & v_{22}^{(2)} \\ |v_{31}^{(1)}| & v_{32}^{(2)} \\ |v_{41}^{(0)}| & |v_{42}^{(0)}| \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

列の実数化を行った行列  $D_1^H \mathbf{VD}_{pre}^H$  の 1 行目と 2 行目に対して、ギブンス回転行列  $G_{21}$  を次式で定義する。

$$\cos \psi_{21} = \frac{|v_{11}^{(1)}|}{\sqrt{|v_{11}^{(1)}|^2 + |v_{21}^{(1)}|^2}}, \quad \sin \psi_{21} = \frac{|v_{21}^{(1)}|}{\sqrt{|v_{11}^{(1)}|^2 + |v_{21}^{(1)}|^2}} \quad (\text{A.6})$$

$$G_{21} = \begin{bmatrix} \cos \psi_{21} & \sin \psi_{21} & 0 & 0 \\ -\sin \psi_{21} & \cos \psi_{21} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

次に、ギブンス回転行列  $G_{21}$  を行列  $D_1^H \mathbf{VD}_{pre}^H$  の左側から乗算することで、行列  $D_1^H \mathbf{VD}_{pre}^H$  の 2 行 1 列目の要素の値を 0 にすることができる。

$$G_{21} D_1^H \mathbf{VD}_{pre}^H = \begin{bmatrix} v_{11}^{(3)} & v_{12}^{(3)} \\ v_{21}^{(3)} & v_{22}^{(3)} \\ v_{31}^{(3)} & v_{32}^{(3)} \\ v_{41}^{(3)} & v_{42}^{(3)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{|v_{11}^{(1)}|^2 + |v_{21}^{(1)}|^2} & v_{12}^{(3)} \\ 0 & v_{22}^{(3)} \\ |v_{31}^{(1)}| & v_{32}^{(2)} \\ |v_{41}^{(0)}| & |v_{42}^{(0)}| \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

同様にギブンス回転行列  $G_{31}$  を次式で定義し、行列  $G_{21} D_1^H \mathbf{VD}_{pre}^H$  の左側から乗算することで、行列  $G_{21} D_1^H \mathbf{VD}_{pre}^H$  の 3 行 1 列目の要素の値を 0 にすることができる。

$$\cos \psi_{31} = \frac{\sqrt{|v_{11}^{(1)}|^2 + |v_{21}^{(1)}|^2}}{\sqrt{|v_{11}^{(1)}|^2 + |v_{21}^{(1)}|^2 + |v_{31}^{(1)}|^2}}, \quad \sin \psi_{31} = \frac{|v_{31}^{(1)}|}{\sqrt{|v_{11}^{(1)}|^2 + |v_{21}^{(1)}|^2 + |v_{31}^{(1)}|^2}} \quad (\text{A.9})$$

$$G_{31} = \begin{bmatrix} \cos \psi_{31} & 0 & \sin \psi_{31} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\sin \psi_{31} & 0 & \cos \psi_{31} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.10})$$

$$G_{31} G_{21} D_1^H \mathbf{VD}_{pre}^H = \begin{bmatrix} v_{11}^{(4)} & v_{12}^{(4)} \\ v_{21}^{(4)} & v_{22}^{(4)} \\ v_{31}^{(4)} & v_{32}^{(4)} \\ v_{41}^{(4)} & v_{42}^{(4)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{|v_{11}^{(1)}|^2 + |v_{21}^{(1)}|^2 + |v_{31}^{(1)}|^2} & v_{12}^{(4)} \\ 0 & v_{22}^{(3)} \\ 0 & v_{32}^{(2)} \\ |v_{41}^{(0)}| & |v_{42}^{(0)}| \end{bmatrix} \quad (\text{A.11})$$

同様にギブンス回転行列  $G_{41}$  を次式で定義し，行列  $G_{31}G_{21}D_1^H\mathbf{V}D_{pre}^H$  の左側から乗算することで，行列  $G_{31}G_{21}D_1^H\mathbf{V}D_{pre}^H$  の 4 行 1 列目の要素の値を 0 にすることができる．

$$\begin{aligned}\cos \psi_{41} &= \frac{\sqrt{|v_{11}^{(1)}|^2 + |v_{21}^{(1)}|^2 + |v_{31}^{(1)}|^2}}{\sqrt{|v_{11}^{(1)}|^2 + |v_{21}^{(1)}|^2 + |v_{31}^{(1)}|^2 + |v_{41}^{(0)}|^2}} = \sqrt{\frac{|v_{11}^{(1)}|^2 + |v_{21}^{(1)}|^2 + |v_{31}^{(1)}|^2}{|v_{11}^{(1)}|^2 + |v_{21}^{(1)}|^2 + |v_{31}^{(1)}|^2 + |v_{41}^{(0)}|^2}}, \\ \sin \psi_{41} &= \frac{|v_{41}^{(0)}|}{\sqrt{|v_{11}^{(1)}|^2 + |v_{21}^{(1)}|^2 + |v_{31}^{(1)}|^2 + |v_{41}^{(0)}|^2}} = |v_{41}^{(0)}| \end{aligned} \quad (\text{A.12})$$

$$G_{41} = \begin{bmatrix} \cos \psi_{41} & 0 & 0 & \sin \psi_{41} \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ -\sin \psi_{41} & 0 & 0 & \cos \psi_{41} \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

$$G_{41}G_{31}G_{21}D_1^H\mathbf{V}D_{pre}^H = \begin{bmatrix} v_{11}^{(5)} & v_{12}^{(5)} \\ v_{21}^{(5)} & v_{22}^{(5)} \\ v_{31}^{(5)} & v_{32}^{(5)} \\ v_{41}^{(5)} & v_{42}^{(5)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & v_{22}^{(3)} \\ 0 & v_{32}^{(4)} \\ 0 & v_{42}^{(5)} \end{bmatrix} \quad (\text{A.14})$$

行列  $\mathbf{V}D_{pre}^H$  に対して以上の処理 ( $D_1, G_{21}, G_{31}, G_{41}$ ) を行うことで，行列  $\mathbf{V}D_{pre}^H$  の 1 列目は単位ベクトルになる．つまり，行列  $\mathbf{V}D_{pre}^H$  の 1 列目の要素は位相情報  $\phi_{11}, \phi_{21}, \phi_{31}$  と位相情報  $\psi_{21}, \psi_{31}, \psi_{41}$  に圧縮することができる．ここで，要素  $v_{12}^{(5)}$  が 0 になる理由について考える．行列  $G_{41}G_{31}G_{21}D_1^H\mathbf{V}D_{pre}^H$  の 1 列目のベクトルを  $\mathbf{v}_1^{(5)}$ ，2 列目のベクトルを  $\mathbf{v}_2^{(5)}$  と定義する．列ベクトル  $\mathbf{v}_1^{(5)}$ ， $\mathbf{v}_2^{(5)}$  は直交しているため， $\mathbf{v}_1^{(5)H}\mathbf{v}_2^{(5)} = 0$  である．列ベクトル  $\mathbf{v}_1^{(5)}$  は単位ベクトル(基底ベクトル)  $\mathbf{v}_1^{(5)} = [1, 0, 0, 0]^T$  であるため，列ベクトル  $\mathbf{v}_1^{(5)}$  に直交する列ベクトル  $\mathbf{v}_2^{(5)}$  は  $\mathbf{v}_2^{(5)} = [0, v_{22}^{(5)}, v_{32}^{(5)}, v_{42}^{(5)}]^T$  である．これにより，列ベクトル  $\mathbf{v}_1^{(5)}$  の要素  $v_{12}^{(5)}$  は 0 になる．

次に，行列  $G_{41}G_{31}G_{21}D_1^H\mathbf{V}D_{pre}^H$  の 2 列目に対して実数化行列  $D_2$  とギブンス回転行列  $G_{32}, G_{42}$  を 1 列目と同様に計算することで，行列  $\mathbf{V}D_{pre}^H$  を単位行列に圧縮することができる．

$$G_{42}G_{32}D_2^H G_{41}G_{31}G_{21}D_1^H\mathbf{V}D_{pre}^H = \begin{bmatrix} v_{11}^{(8)} & v_{12}^{(8)} \\ v_{21}^{(8)} & v_{22}^{(8)} \\ v_{31}^{(8)} & v_{32}^{(8)} \\ v_{41}^{(8)} & v_{42}^{(8)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.15})$$

このように行列  $\mathbf{V}D_{pre}^H$  に対して実数化とギブンス回転の行列処理を行うことで，複素数の情報を位相情報  $\phi, \psi$  に圧縮することができる．ここで，最終的に得られ

るのが行列  $\mathbf{V}$  ではなく, 行列  $\mathbf{V}\mathbf{D}_{pre}^H$  であることに疑問を持つかもしれないが, 行列  $\mathbf{D}_{pre}^H$  は対角成分に位相回転の要素を持つだけの行列であるため, 受信機で位相回転を補正もしくはチャネル推定によって除去可能である. また, 数学的には行列  $\mathbf{V}$  も行列  $\mathbf{V}\mathbf{D}_{pre}^H$  もユニタリ行列であり, 特異値に対する固有ベクトルの関係をそれぞれ持つため, 行列  $\mathbf{V}$  と行列  $\mathbf{V}\mathbf{D}_{pre}^H$  の違いによる問題はない.

## 謝辞

本研究を行うにあたり、著者の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、環境を与えて頂くとともに、研究の方向性、進め方を示唆して頂きました。また、公私にわたる御指導、御助言を賜り改めて深く謝意ならびに敬意を表します。

海上保安大学校 海事工学講座 金城繁徳 教授、九州工業大学大学院 情報工学研究院 システム創成情報工学研究系 井上勝弘 教授、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 鶴正人 教授、黒崎正行 准教授には、本論文の審査を通して貴重な御意見、御指導を賜わり、ここに厚く御礼申し上げます。

本研究の成果の一部は、JST 研究成果最適展開支援プログラム AS2525006H の助成を受けたものである。関係者各位に心より感謝申し上げます。

## 参考文献

- [1] IEEE Std. IEEE802.11a: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications : High-Speed Physical Layer in 5 GHz Band, 1999.
- [2] IEEE Std. IEEE802.11n: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications - Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput, 2009.
- [3] IEEE Std. IEEE802.11ac: 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, 2013.
- [4] A. Liu and V. Lau: Hierarchical interference mitigation for massive MIMO cellular networks, *IEEE Trans. Signal Processing*, Vol.62, No.18, pp.4786-4749, Sept. 2014.
- [5] A.K. Lenstra, H.W. Lenstra Jr. and L. Lovasz: Factoring polynomials with rational coefficients, *Mathematische Annalen*, Vol.261, No.4, pp.515-534, 1982.
- [6] Y.H. Gan and W.H.Mow: Complex lattice reduction algorithm for low complexity MIMO detection, *Proc. GLOBECOM 2005*, Vol.5, pp.2953-2957, St. Louis, USA, Dec. 2005.
- [7] Y. Yokota and H. Ochi: Complexity reduction for higher order MIMO decoder using block diagonalization, *Proc. ISPACS 2013*, pp.235-239, Okinawa, Japan, Nov. 2013.
- [8] A.M. Chan and I. Lee: A new reduced-complexity sphere decoder for multiple antenna systems, *Proc. IEEE ICC 2002*, Vol.1, No.28, pp.460-464, May 2002.
- [9] L. Azzam and E. Ayanoglu: Reduction of ML decoding complexity for MIMO sphere decoding, QOSTBC, and OSTBC, *Proc. Information Theory and Application Workshop 2008*, pp.18-25. California, USA, Jan. 2008.

- 
- [10] S. Mondal, A. Eltawil, C. A. Shen and K. N. Salama: Design and implementation of a sort free K-best sphere decoder, *IEEE Trans. Very Large Scale Intergration (VLSI) Systems*, Vol.18, No.10, pp.1497-1501, Oct. 2010.
- [11] M. K. Varanasi: Group detection for synchronous gaussian code-division multiple-access channels, *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol.41, No.4, pp.1083-1096, July 1995.
- [12] T. Aoki, Y. Tanabe, H. Matsuoka and H. Shoki: Reduced complexity max-log-MAP sphere decoder using group detection in MIMO-OFDM systems, *IEICE Trans. Comm.*, Vol.E88-B, No.11, pp.4220-4228, Nov. 2005.
- [13] A. Chang-Jun: Parallel detection algorithm using multiple QR decompositions with permuted channel matrix for SDM/OFDM, *Proc. ISWPC 2008*, pp.101-105, Santorini, Greece, May 2008.
- [14] Y. Lan, Z. Zhang and H. Kayama: Orthogonal grouping-based near optimal detection algorithm for high order MIMO systems, *Proc. PIMRC 2009*, pp.2499-2503, Tokyo, Japan, Sept. 2009.
- [15] S. H. Moon, J. Jeong, H. Lee and I. Lee: Enhanced groupwise detection with a new receive combiner for spatial multiplexing MIMO systems, *IEEE Trans. Comm.*, Vol.58, No.9, pp.2511-2515, Sept 2010.
- [16] T. Yoshimura, Y. Ida, C.J. Anh, T. Omori and K. Hashimoto: Complexity reducing QRD-MLD with threshold method based on the estimated noise variance, *Proc. IEICE Technical Report*, SIP2011-143, pp.93-96, March 2012.
- [17] J. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang and C. G. Kang: *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*, John Wiley & Sons (Asia), pp.361-365, Markono Print Media, Singapore, 2010.
- [18] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj and H.V. Poor: *MIMO Wireless Communications*, pp.29-49, Cambridge University Press, New York, 2007.
- [19] Q.H. Spencer, "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multi-user MIMO channels," *IEEE Trans., Signal Processing*, vol.52, no.2, pp.461-471, Jan. 2004.
- [20] Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang and C. G. Kang, *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB*, John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd, 2010, pp.408-417.
-

- 
- [21] H. A. Khan and M. H. Lee, "Performance of block diagonalization scheme for multiuser MIMO downlink heterogeneous channels," in *Proc. IEEE ISIT 2013*, Sept. 2013, pp. 26-30.
- [22] Y. Yokota and H. Ochi, "Complexity reduction for higher order MIMO decoder using block diagonalization," in *Proc. ISPACS 2013*, Nov. 2013, pp.235-239.
- [23] L.N. Tran, M. Bengtsson and B. Ottesten, "Iterative precoder design and user scheduling for block diagonalized systems," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol.60, no.7, pp.3726-3739, July 2012.
- [24] *754-1985 IEEE Standard for Binary Floating-Point Arithmetic*, ISBN:0-7381-1165-1, 1985
- [25] N. Sutisna, L. Lanante Jr., Y. Nagao, M. Kurosaki and H. Ochi, "Live demonstration : hardware-software co-verification for very large scale SoC using synopsys HAPS platform," in *Proc. APCCAS 2014*, Nov. 2014, pp.171-172.
- [26] L. Lanante Jr., Y. Yokota, Y. Nagao, B. Sai, M. Kurosaki and H. Ochi, "Hardware design of 1.3Gbps multi-user MIMO system for IEEE802.11ac with LDPC decoder," in *Proc. SISA 2012*, Sept. 2012, pp.82-87.
- [27] W. H. Press, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling and B. P. Flannery, "*Numerical recipes - the art of scientific computing - third edition*," Cambridge University Press, 2007, pp.584-586.
- [28] 富沢 孝, 松山 泰男: CMOS VLSI 設計の原理 システムの視点から, pp.302-306, 丸善株式会社, 東京, 1996.
- [29] 小山徹, 黒崎正行, 尾知博, "Lattice Reduction を用いた軟判定値出力 MIMO 復号器の性能改善に関する一検討," 電子情報通信学会技術報告, vol. 110, no. 433, RCS2010-301, pp. 307-312, Yokosuka, Kanagawa, March 2-4, 2011.
- [30] 横田裕司, 吉澤真吾, 尾知博, "MIMO-OFDM 無線通信システムにおける Lattice Reduction アルゴリズムの ASIP 実装," 電子情報通信学会総合大会, B-5-180, Mar. 2013.
- [31] W. H. Press, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling and B. P. Flannery, "*Numerical recipes - the art of scientific computing - third edition*," Cambridge University Press, 2007, pp.584-586.
-

## 研究業績

### 1. 論文誌 (査読あり)

- [ 1 ] 横田裕司, 尾知博, ”グループ判定高次MIMOデコーダの演算量削減手法の提案,” 信号処理学会誌 Journal of Signal Processing, Vol.20, No.1, pp.21-29, 1月 2016年.

### 2. 国際会議講演論文 (査読あり)

- [ 1 ] Yuji YOKOTA, Takuro YOSHIDA, Daisuke NOJIMA, Yuhei NAGAO, Masayuki KUROSAKI and Hiroshi OCHI, “Performance Evaluation of  $\pi/4$  DQPSK Direct-conversion Wireless Communication System,” Proc. The International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT 2012), No.A6-02, pp.788-793, Pyeongchang, Korea, Feb. 19-22, 2012.
- [ 2 ] Leonardo Lanante Jr., Yuji YOKOTA, Yuhei Nagao, Baiko Sai, Masayuki Kurosaki, Hiroshi Ochi, ”Hardware Design of 1.3Gbps Multi-User MIMO System for IEEE802.11ac with LDPC decoder,” Proc. The International Workshop on Smart Info-Media Systems in Asia (SISA 2012), pp 82-87, Bangkok, Thailand, Sept. 6-8, 2012.
- [ 3 ] Leonardo Lanante Jr., Shogo Fujita, Yuji YOKOTA, Yuhei Nagao, Baiko Sai, Masayuki Kurosaki, Hiroshi Ochi, ”Hardware Design of 1.3Gbps Multi-User MIMO System for IEEE802.11ac” Proc. IEEE Vehicular Technology Society (VTS) Asia Pacific Wireless Communications Symposium(APWCS) 2012, Kyoto, Japan, Aug. 23-24, 2012
- [ 4 ] Yuji YOKOTA, and Hiroshi OCHI, ”Complexity Reduction for Higher Order MIMO Decoder using Block Diagonalization,” Proc. The International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS 2013), pp.235-239, Okinawa, Japan, Nov. 12-15, 2013.
- [ 5 ] Yuji YOKOTA, and Hiroshi OCHI, ”An Averaged-LLR Group Detection for Higher Order MIMO System,” Proc. The annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2014), pp.2201-2205, Washington D.C., USA, Sept. 2-5, 2014.

- [ 6 ] Yuji YOKOTA, and Hiroshi OCHI, "An Averaged-LLR Group Detection for Higher Order MIMO MLD," Proc. The 14th International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT 2014), pp.21-25, Incheong, Korea, Sept. 24-26, 2014.
- [ 7 ] Naotaka Yoshida, Yuji YOKOTA, Yuhei Nagao, Hiroshi Ochi, "Low Complexity Iterative Precoder for Downlink MU-MIMO Systems," Proc. The 30th International Technical Conference on Circuits / Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC), pp734-737, Seoul, Korea, June 29 - July 2, 2015.
- [ 8 ] Yuji YOKOTA, Shingo YOSHIKAWA, and Hiroshi OCHI, "ASIP Implementation of A Low Complexity Iterative BD Precoder for MU-MIMO System," Proc. The 15th International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT 2015), pp.277-280, Nara, Japan, Oct. 7-9, 2015.
- [ 9 ] Yuji YOKOTA, Shingo YOSHIKAWA, and Hiroshi OCHI, "ASIP Implementation of CSI Feedback and Low Complexity Precoding for MU-MIMO System," Proc. The 3rd International Conference on Computing, Management and Telecommunications (ComManTel 2015), pp.88-93, DaNang, Vietnam, Dec. 28-29, 2015.

### 3. 講演論文 (査読なし)

- [ 1 ] 横田裕司, 野島大輔, 黒崎正行, 尾知博, "軟判定ビタビ復号を用いた4値FSK無線伝送システムの特性評価," 電気関係学会九州支部連合大会, No.03-1A-05, CDRROM, 福岡, Sept. 25, 2010.
  - [ 2 ] 横田裕司, 吉田拓郎, 野島大輔, 長尾勇平, 尾知博, 石川晶, 深川秀午, 多比良明弘, "ダイレクトコンバージョン方式π/4DQPSK無線通信システムの性能評価", 電子情報通信学会CS, pp393-394, 沖縄, Mar. 3-4, 2011
  - [ 3 ] 野島大輔, 横田裕司, 長尾勇平, 黒崎正行, 尾知博, "MIMO通信におけるLRA復号器の重み付けビタビ復号器の検討," 電子情報通信学会総合大会, No.B-5-82, pp.481, 岡山, Mar. 20-23, 2012.
  - [ 4 ] Leonardo Lanante, Shogo Fujita, Yuji Yokota, Yuhei Nagao, Masayuki Kurosaki, Hiroshi Ochi, "Hardware Design of 1.3Gbps Multi-User MIMO System for IEEE802.11ac," IEICE Technical Report, RCS2012-74, pp.181-186, 福岡, June 26-27, 2012.
  - [ 5 ] Leonardo Jr. Lanante, Shogo Fujita, Yuji Yokota, Takuro Yoshida, Hong Tran Thi, Yuhei Nagao, Baiko Sai, Hiroshi Ochi, "IEEE802.11ac Standardization Activity and Its Chip Design," IEICE Society Conference 2012, B-5-122, 富山, Sept. 11-14, 2012
-

- 
- [ 6 ] 横田裕司, 吉澤真吾, 尾知博, "MIMO-OFDM 無線通信システムにおける Lattice Reduction アルゴリズムの ASIP 実装," 電子情報通信学会総合大会, B-5-180, 岐阜, Mar. 19-22, 2013.
- [ 7 ] 横田裕司, 吉田尚貴, 黒崎正行, 尾知博, "IEEE802.11ac 準拠マルチユーザ MIMO 通信におけるブロック対角化を用いた低演算プリコーディング手法の提案," 電気学会九州支部沖縄支所講演会, OKI-2013-05, pp.21-27, 沖縄, Dec. 7, 2013
- [ 8 ] 横田裕司, 尾知博, "Complexity Reduction Technique using Block Diagonalization for Higher Order MIMO MLD," IEICE Technical Report, vol. 113, no. 386, RCS2013-264, pp. 53-58, 福岡, Jan. 23-24, 2014
- [ 9 ] 吉田尚貴, 横田裕司, 長尾勇平, 尾知博, "V 行列の復元過程を改良したマルチユーザ MIMO システムにおける低演算プリコーダの提案," IEICE Technical Report, Vol. 114, No. 86, RCS2014-40, pp. 49-54, 沖縄, June 17-19, 2014
- [10] Yi RI, Yuji YOKOTA, Shingo YOSHIZAWA, and Hiroshi OCHI, "An implementation of alterable pipeline and arbitrary addressing based ASIP," IEICE ソサイエティ大会, B-5-86, pp.357, 徳島, Sept. 23-26, 2014
-