

不完全なウェイト行列を使用する SVD-MIMO における適応送信制御手法の検討

牧野 仁宣^{a)} 佐藤 貴弘 伊藤 史人 中川 孝之 居相 直彦

Methods of Adaptive Transmission Control for SVD-MIMO using Incomplete Weight Matrices

Kiminobu MAKINO^{a)}, Takahiro SATO, Fumito ITO, Takayuki NAKAGAWA, and Naohiko IAI

あらまし 信号を空間多重することにより伝送容量の拡大や安定した伝送を実現する multiple-input multiple-output (MIMO) 方式の中で、通信路符号化定理に基づく通信路容量に対して最適な伝送方式として singular value decomposition (SVD) -MIMO 方式が研究されている。SVD-MIMO 方式では、変動する伝搬環境で通信品質の安定と通信速度の最大化を両立するため、適応的に電力配分や変調方式を変更する適応送信制御 (ATC: adaptive transmission control) が併せて使用される。これらの技術を採用したシステムとして、ロードレース中継等に使用される移動中継用 field pick-up unit (FPU)の次世代システムが研究・開発されている。一方で、SVD-MIMO を実際の伝搬環境で用いる場合、理想的な送受信ウェイトを作成し、使用することは困難であることが知られている。FPU 次世代システムでこれまで ATC に用いられてきた伝送路品質指標は、実運用に起因する不完全な送受信ウェイト行列により変化する雑音強調量や発生する干渉成分を考慮せず、実際の伝送路品質との間に乖離が生じていた。本論文では、不完全なウェイト行列を使用した条件での伝送路品質を正しく表す指標と、その指標を用いて最適化した ATC アルゴリズムを提案する。更に、計算機シミュレーションにより、提案した指標が実用的な 0~50 dB の signal-to-noise power ratio (SNR) の範囲で 2 dB 以下の誤差で正しく伝送路品質を示すことを示す。また、各種相関条件や符号化率に対して ATC アルゴリズムの性能を比較評価し、提案したアルゴリズムが、従来法と比べて要求される所要 bit error rate を達成する SNR を最大 6 dB 低減できることを示す。

キーワード SVD-MIMO, 適応送信制御, 適応変調, FPU

1. まえがき

放送・通信分野において、限られた周波数帯域で大容量・安定伝送を実現するために、空間多重を使用する multiple-input multiple-output (MIMO) 伝送の研究が盛んになされている [1]。中でも、特に高い伝送性能が見込まれる方式として、singular value decomposition (SVD)-MIMO 方式が提案・評価されている [2-6]。SVD-MIMO 方式は、SVD により送受信ウェイト行列を作成・使用し、複数の「固有モード」と呼ばれる、single-input single-output と等価な独立伝送路 (ストリームと呼称する)を作成し、伝送する手法である。特に、

伝送路品質に応じて各ストリームに電力を適切に割り当て、最適な変調方式や符号化率を決定する適応送信制御 (ATC: adaptive transmission control) [5-7]と組み合わせることで、通信路符号化定理に基づく通信路容量に対して最適な伝送が見込まれる。しかし、時変動する伝搬環境で、理想的な送受信ウェイト行列を作成・使用することは極めて困難である。理想的な送受信ウェイトと異なる不完全な送受信ウェイト行列は、各ストリームの伝送路品質の劣化を引き起こすことが知られている [4,5]。文献[4]では、不完全な推定伝搬路行列を使用した SVD-MIMO に対する無復号での bit error rate (BER) に基づく ATC が検討されている。しかし、16 QAM 以下の変調方式が使用され、誤り訂正符号不使用での評価がなされている。文献[5]は、ATC ではなく、SVD-MIMO 伝送性能の改善手法が提案さ

NHK 放送技術研究所, 世田谷区
Science & Technology Research Laboratories, NHK, 1-10-11 Kinuta,
Setagaya-ku, 157-8510 Japan
a) E-mail: makino.k-gg@nhk.or.jp

れている。

また、SVD-MIMO および ATC を使用するシステムとして、ロードレール中継の大容量伝送に向けた次世代移動中継用 field pick-up unit (FPU)の研究開発がなされている。従来の移動中継用 FPUは最大 44 Mbps の伝送速度、かつ移動局 (MS: mobile station) から基地局 (BS: base station) への uplink (UL) のみの片方向通信であった [8]。しかし、次世代 FPU では、4K/8K 等の高精細映像の移動伝送が求められ、100 Mbps 以上の伝送速度が必要である。また、UL 伝送に使用する制御情報の伝送や、映像素材伝送以外の IP アプリケーションでの活用も見込まれ、限られた周波数帯域で双方向通信が求められる。こうした理由から time division duplex (TDD) による双方向通信、及び UL では 4×4 の SVD-MIMO と ATC が併せて使用される方式の導入が検討されており、標準規格化やハードウェア実装・フィールド実験による評価もされている [6,9,10]。特に、高い変調次数を持つ変調方式をターボ符号と組み合わせることで、移動環境で最大 180 Mbps の伝送速度、周波数利用効率 10 bit/s/Hz を達成することが実験により確認されている [10]。

同システムでは、ATC における伝送路品質を表す指標として modulation error ratio (MER) が使用されている。MER は、送信信号電力を送信信号と受信信号の誤差電力で除算した値の平均値として定義されており、各ストリームの送受信信号から計算し、直接的に伝送路品質を表す「実測 MER」が基準となる。これは、各ストリームの受信 signal-to-interference-plus-noise power ratio (SINR) に相当する値である。各ストリームの伝送路品質としてこの実測 MER を用いて ATC を実施することが望ましいが、伝送前にこの値を取得することは不可能であり、前フレームの推定伝搬路行列やプリアンブルから求める平均受信 signal-to-noise power ratio (SNR) を使用して MER を推定する「換算 MER」が代わりに使用される。従来研究では、SVD の出力である特異値から求められる雑音強調を考慮した換算 MER (以下、従来換算 MER) が用いられてきた。この指標は、理想的な送受信ウェイトを使用した SVD-MIMO の実測 MER と高精度で一致する。一方で、実伝搬環境では、送信ウェイト行列は制御遅延やフィードバックの際の量子化劣化、伝搬路推定誤差等、様々な劣化要因が存在する [4,5]。また、受信ウェイト行列も推定誤差による劣化を受ける。更に、受信ウェイト行列では雑音強調抑制のために、信号分離行列とし

て minimum mean square error (MMSE) 行列が用いられるなど、理想的な行列とは乖離した不完全なウェイト行列が使用される。これらの乖離により、雑音強調量は変化し、干渉成分も発生する。それに伴い、実伝搬環境では従来換算 MER は実測 MER から大幅に乖離する。また、干渉を考慮しない ATC のアルゴリズムである adaptive bit and power allocation (ABPA) [6] を併せて使用するために、伝送性能の劣化を引き起こしている。一方で前述の通り、実運用に則した不完全な送受信ウェイトを使用する移動環境での SVD-MIMO 伝送に対して、誤り訂正符号や、4096QAM 等の高い変調次数を持つ変調方式の使用を前提とする ATC の提案・検討はなされていない。

本論文では 2 つの手法を提案する。まず、不完全な送受信ウェイト行列で伝送した際の変化した雑音強調量と、干渉成分を含めた伝送路品質を表す指標として新たな換算 MER (以下、提案換算 MER) を提案する。また、干渉成分を考慮した ATC アルゴリズムとして、新たな ABPA アルゴリズムを提案する。これらの提案手法に関する計算機シミュレーションを実施することで、ATC による伝送性能の改善効果を確認する。

本論文の以降の構成は以下のとおりである。2 章でまず評価に使用するシステムモデルの概要を述べる。3 章では、理想的な条件と各種劣化を受ける実運用的な条件での SVD-MIMO 伝送の伝送路品質を考察する。4 章では、ATC に向けた伝送路品質を表す指標として、実測 MER、従来換算 MER、提案換算 MER をそれぞれ数式により定義する。5 章では、換算 MER を使用する ATC のアルゴリズムについて、比較手法である等電力配分ベースの手法と、ABPA について述べる。6 章では、4 章の各指標の推定性能について計算機シミュレーションにより評価する。7 章では、適応送信制御性能の評価として、計算機シミュレーションにより手法毎の所要 SNR と条件別の所要 SNR の評価を実施する。最後に 8 章で本論文をまとめ、今後の展望について述べる。

2. システムモデル

本論文では、提案する適応送信制御手法を、ARIB STD-B75 [9] に規定される UL 伝送に適用することとする。同規格の UL では、高い回線信頼性に加え、大容量の伝送速度が要求されるため、 4×4 SVD-MIMO, orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), ATC を組み合わせる伝送方式が規定されている。同規格の

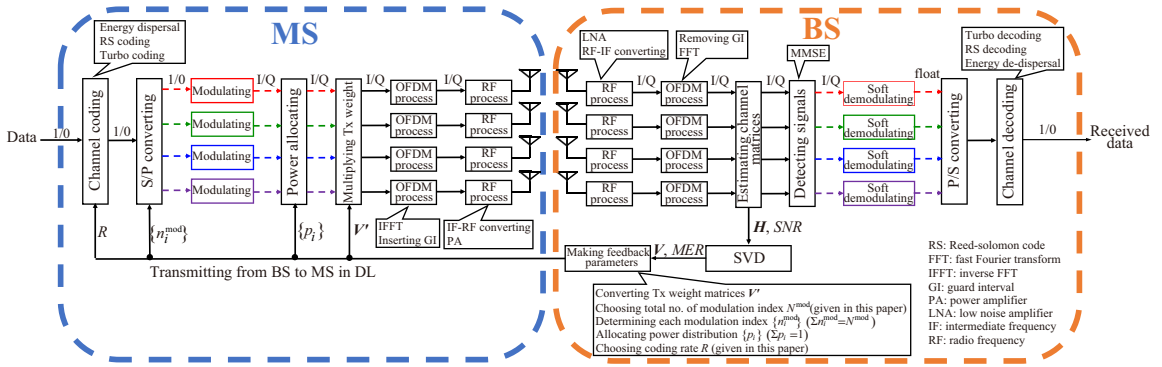


図1 システムモデル処理ブロック
Figure 1 Block diagram of the system model.

downlink (DL) では同等の回線信頼性が求められる一方で、相対的に低速の伝送速度での利用が想定されるため、 2×4 space-time trellis coded-MIMO による伝送方式が規定されている。

まず、システムモデルの処理ブロックを図1に、諸元を表1に示す。なお、表1において本論文で評価に使用する条件を赤太字で示した。最大の伝送速度はフレーム構成等によって異なるが、本論文で使用する構成では約 190 Mbps である。本システムの特徴として、伝送速度はサブキャリア毎の各ストリーム搭載ビット数に相当する変調次数 n_i^{mod} の合計変調次数 $N^{\text{mod}} = \sum n_i^{\text{mod}}$ と誤り訂正符号の符号化率 R を伝搬環境に応じて変更することで、通信の安定性と高速化を両立する ATC が規定されている。この時、 $i = 0, 1, 2, 3$ はストリームインデックスである。実環境ではハードウェア設計上全ての条件を同等に動的に変更することは困難である。また、 N^{mod} の変更と比べて R を変更する方が容易である。こうした理由から、 N^{mod} を固定した状態で伝送路品質に応じて R を変更し、 R で追従できないほど伝送路品質が変化した場合に N^{mod} を変更するという順序で伝送速度変更が実施される。また、ATC には、各ストリームの伝送路品質に応じて、各ストリームの電力配分 (p_i) や変調方式 (変調次数 n_i^{mod}) を決定する処理も含まれる。これらの ATC 処理は、TDD フレーム毎に制御が実施される。本論文では、 N^{mod} および R を固定した状態で、各ストリームの諸元を決定する部分について提案・評価する。なお、 N^{mod} と R を決定する部分についても、本論文の手法を拡張することで、高品質な制御が見込まれる。

本システムは TDD により分割されたフレームの DL で制御情報が伝送されるため、そのフレーム構成が性

表1 ARIB STD-B75 諸元 (UL)
Table 1 Specifications of ARIB STD-B75 (UL).

Parameter	
Frequency band	1.2 GHz (1.24–1.30) 2.3 GHz (2.33–2.37)
Spatial multiplexing	4×4 SVD-MIMO
FFT size	1024 2048
Subcarrier spacing (kHz)	19.97 9.99
Mode	Half Full Half Full
Occupied bandwidth (MHz)	8.47 17.18 8.47 17.18
Total no. of subcarriers	424 860 848 1720
No. of data subcarriers	408 816 844 1688
Sum of mod. orders (N_{mod})	10, 12, 14, 16, 18, 20, 22, 24
Mod. schemes (Mod. order)	BPSK (1), QPSK (2), 8QAM (3), ..., and 4096QAM (12)
Inner code	Turbo code (Code rate: $R=0.33-0.92$)
Outer code	Reed-Solomon code (204, 188, $r=8$)
GI length (μs)	6.26 9.39 12.5 12.5 18.8 25.0
Sym. length (μs)	56.3 59.5 62.6 113 119 125

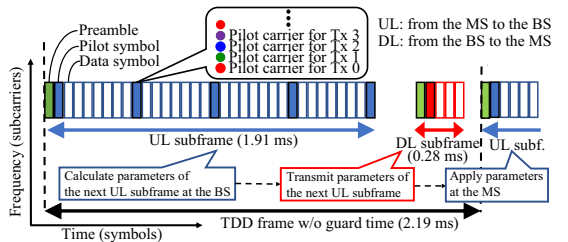


図2 TDD フレーム構成例
Figure 2 Example of TDD frame configuration.

能に影響を与える。FFT サイズやガードインターバル長などに応じて、各フレーム長は様々なサイズが規定されているが、本論文では図2の構成を使用することとした。なお、パイロットシンボルにおけるパイロツ

トキャリアは、4つの送信アンテナに対して1キャリアずつが交互に割り当てられる。ULにおいて使用するATCの各諸元決定や送信ウェイト行列の作成は、最短でも一つ前のULフレームのパイロットシンボルを使用し、BS側で実施する。さらに、それらの諸元やウェイト行列はDLを通じてMSに伝送されて使用される。こうした理由からULが使用するパラメータやウェイト行列には少なからず(本構成ではDLサブフレーム長である0.28ms以上の)制御遅延が発生する。

3. SVD-MIMO 伝送概要

前述の通り SVD-MIMO 伝送は、各ストリームに最適な電力配分を割り当てる ATC と併せて使用することで、高い通信路容量が見込まれる[2]。最適な ATC を実施するためには、伝送路品質を制御時に正確に推定することが必要である。そこで、送受信ウェイトが理想的な「理想的な SVD-MIMO 伝送」、および実際の伝送に即して送受信ウェイトが不完全な「実運用的な SVD-MIMO 伝送」における所望信号、および雑音電力や干渉電力などの非所望信号について考察する。

まず、どちらの伝送においても各シンボルの、各送受信アンテナ間の伝搬路行列である MIMO 伝搬路行列 $H \in \mathbb{C}^{4 \times 4}$ を SVD より次式のように分解する。

$$H = U\Sigma V^H \quad (1)$$

この時、 $U, V \in \mathbb{C}^{4 \times 4}$ はユニタリ行列、 $\Sigma \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$ は特異値 $\{\xi_i\}$ を要素を持つ対角行列であり、添字の H はエルミート転置である。

3.1 理想的な SVD-MIMO 伝送

理想的な SVD-MIMO 伝送の流れを図3に示す。送受信のウェイト行列として、理想的な送受信ウェイトである V および U^H を使用している。受信ウェイト行列 U^H を乗算した後の、ウェイト後受信信号ベクトル y_0 は

$$y_0 = U^H[H(VTx) + n] = \Sigma Tx + U^H n \quad (2)$$

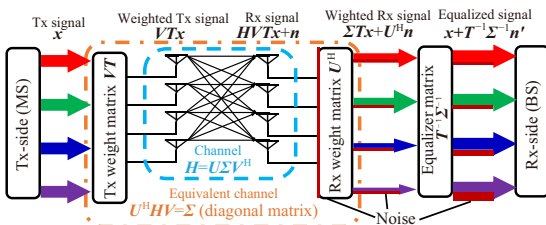


図3 理想的な SVD-MIMO 伝送フロー
Figure 3 Procedure of ideal SVD-MIMO transmission.

となる。この時、 $x = \{x_i \in \mathbb{C}\}$ は送信信号、 $T \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$ は電力配分の振幅成分 $\{\sqrt{p_i}\}$ を対角成分に持つ電力配分対角行列、 $n = \{n_i \in \mathbb{C}\}$ は additive white-Gaussian-noise (AWGN) ベクトルである。なお、送信信号電力は4ストリーム合計が一定である必要があり、 $\sum p_i = 1$ に制約される。

最終的な出力である等化信号 y は y_0 に等化行列 Σ^{-1} 及び電力配分逆行列 T^{-1} が乗算されて

$$y = T^{-1}\Sigma^{-1}\Sigma Tx + T^{-1}\Sigma^{-1}U^H n = x + T^{-1}\Sigma^{-1}n' \quad (3)$$

となる。この時、回転雑音ベクトル n' は、 $n' = U^H n$ であり、 U^H はユニタリ行列であるため、 n と同分布の雑音ベクトルとなる。また、 y の各要素 y_i は

$$y_i = x_i + n'_i / (\xi_i \sqrt{p_i}) \quad (4)$$

である。つまり、所望信号 x_i に $1/(\xi_i \sqrt{p_i})$ 倍強調された雑音が非所望信号として加わって受信される [2]。また、ここで次節のため便宜的に U^H と Σ^{-1} をまとめて信号分離行列 $W = \Sigma^{-1}U^H$ を定義する。

3.2 実運用的な SVD-MIMO 伝送

2章で述べたシステムモデルのような実際の SVD-MIMO 伝送では、各シンボルにとって理想的な送受信ウェイトを使用することは極めて困難である [4,5]。劣化を受けた送信ウェイト行列 V' 、理想的な SVD-MIMO 信号分離行列 W から変化した信号分離行列 W' といった不完全なウェイト行列を使用する実運用的な条件について検討する。実運用的な SVD-MIMO 伝送の流れを図4に示す。最終的な出力である等化信号 y' は

$$y' = T^{-1}W'[H(V'Tx) + n] = x + T^{-1}W'n + T^{-1}\Delta Tx \quad (5)$$

となる。この時、 Δ は干渉成分行列であり、 $W'HV'$ と単位行列 $I \in \mathbb{C}^{4 \times 4}$ の差分であるため、

$$\Delta = W'HV' - I \quad (6)$$

により求められる。理想的な SVD-MIMO 伝送同様、所望信号に加えて非所望信号が受信される。なお、非

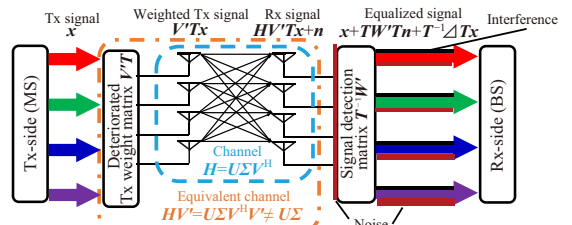


図4 実運用的な SVD-MIMO 伝送フロー
Figure 4 Procedure of actual SVD-MIMO transmission.

所望信号には信号分離行列 \mathbf{W}' により強調された雑音 $\mathbf{T}^{-1}\mathbf{W}'\mathbf{n}$ に加え、 \mathbf{W}' の信号分離性能に起因する干渉成分 $\mathbf{T}^{-1}\angle\mathbf{T}\mathbf{x}$ が加わる。

3.2.1 送信ウェイト行列の劣化

特にシステムモデルは ARIB STD-B75 [9] に準拠するため、使用する送信ウェイト行列 \mathbf{V}' に関して、3 つの劣化要因が存在する。

1) 伝搬路推定誤差

送信ウェイト行列を作成する際に使用する \mathbf{H} は推定伝搬路行列 $\tilde{\mathbf{H}}$ であり、実際に伝送する MIMO チャンネルと乖離する。2 章で述べた制御遅延や、パイロットシンボルを使用した伝搬路推定・補間を実施することにより発生する。

2) 量子化誤差

送信ウェイト行列は BS で作成された後に、DL を通じて MS に伝送される。システムモデルでは、DL の伝送領域における送信ウェイト行列のデータ量を少なくするため、各要素は実部虚部ともに 3 bit 量子化して伝送する [9]。それに伴い誤差が発生する。

3) 代表送信ウェイトによる誤差

2) 同様に送信ウェイト行列のデータ量を少なくするため、8 本のサブキャリアをプリコーディングブロックとしてまとめ、代表する一つの送信ウェイト行列が使用される [9]。それにより理想的な送信ウェイト行列と比べ誤差が発生する。

3.2.2 信号分離行列の変化

3.2.1 項の送信ウェイト行列の劣化要因でもあった 1) 伝搬路推定誤差による劣化の影響に加え、SVD による生成ではなく、信号分離手法により求められる行列が使用されるため、信号分離行列は \mathbf{W} から変化する。

信号分離手法としては、理想条件では $\mathbf{W} = \mathbf{\Sigma}^{-1}\mathbf{U}^H$ と同一の行列を使用する zero-forcing (ZF) $\mathbf{W}_{ZF} = (\mathbf{H}\mathbf{V})^{-1}$ に加え、MMSE, maximum likelihood, successive interference cancellation などが提案されている [11]。ARIB STD-B75 では雑音強調の抑制能力と処理の簡易さから、MMSE 行列による信号分離が例示されており、本論文でも同方式を使用する ($\mathbf{W}' = \mathbf{W}_{MMSE}$)。 \mathbf{W}_{MMSE} は劣化送信ウェイト行列 \mathbf{V}' と推定伝搬路行列 $\tilde{\mathbf{H}}$ を用いて、

$$\mathbf{W}_{MMSE} = \left[(\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{V}')^H \tilde{\mathbf{H}}\mathbf{V}' + \frac{4}{SNR^{Av.}} \mathbf{I} \right]^{-1} (\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{V}')^H \quad (7)$$

と定義される [9]。この時、 $SNR^{Av.}$ は受信アンテナにおける平均 SNR である。これにより信号分離行列は、

特に低 SNR では \mathbf{W} と比べて大きく変化する。

4. 伝送路品質推定手法

2 章で述べたシステムモデルのような実際の SVD-MIMO 伝送では、推定した各ストリームの伝送路品質に基づき、ATC を実施する。特にシステムモデルでは、受信信号における所望信号と非所望信号の割合である MER により伝送路品質が表現される。

4.1 実測 MER

既知の送信信号と受信信号により MER を計測する実測 MER $MER^{monit.}$ は

$$MER^{monit.} = \Sigma_s (|r_s|^2) / \Sigma_s (|r_s - t_s|^2) \quad (8)$$

と定義されている。この時、 t_s および $r_s \in \mathbb{C}$ はそれぞれサンプルインデックス s のときの送信信号および受信信号を表している。実測 MER は伝送路品質そのものを表現しており、評価サンプル全体の SINR と同義である。しかし、伝送前に実測 MER を計測し、ATC に使用することは不可能である。そこで、推定伝搬路行列と $SNR^{Av.}$ から実測 MER を推定する換算 MER の利用が検討されている [6]。換算 MER が実測 MER を正しく表現することは、伝送路品質を正しく推定することと同義となる。

4.2 従来換算 MER

従来法による換算 MER (従来換算 MER) の定義は 3.1 節における雑音強調のみが考慮された

$$MER_i^{conv.} = SNR^{Av.} g_i^2 p_i \quad (9)$$

であった。

4.3 提案換算 MER

本論文では、雑音強調の変化、干渉成分を考慮した換算 MER (提案換算 MER) を提案する。まず、式(5)における雑音強調成分 $\mathbf{T}^{-1}\mathbf{W}'\mathbf{n}$ は

$$\begin{aligned} \mathbf{T}^{-1}\mathbf{W}'\mathbf{n} &= \mathbf{T}^{-1} (\Sigma_k w_{0,k} n_k \dots \Sigma_k w_{3,k} n_k)^T \\ &= \mathbf{T}^{-1} \left(\sqrt{\Sigma_k |w_{0,k}|^2} \dots \sqrt{\Sigma_k |w_{3,k}|^2} \right)^T \mathbf{n}'' \quad (10) \end{aligned}$$

と表現される。この時、 $w_{i,k}$ は \mathbf{W}' の i 行 k 列の要素であり、同様に $k = 0, 1, 2, 3$ はストリームインデックス、 \mathbf{n}'' は雑音ベクトル、添字の T は転置である。また、ガウス分布である n_k の足し合わせはガウス分布であり、 $\sqrt{\Sigma_k |w_{i,k}|^2}$ は $\Sigma_k w_{i,k} n_k$ の n_k からの振幅変動量であるため、 $\mathbf{n}'' = \{n_i''\}$ は \mathbf{n} と同じ分布を持つ。また、式(10)の計算により各ストリームの雑音成分は $n_i'' \sqrt{\Sigma_k |w_{i,k}|^2} / \sqrt{p_i}$ となる。そこで、式(4)の理想的な SVD-MIMO 伝

送での雑音強調成分 $n'_i/(\xi_i\sqrt{p_i})$ との対比から 4.2 節における特異値 ξ_i と同様に扱う値として、みなし特異値 ξ'_i を

$$\xi'_i = 1/\sqrt{\sum_k |w_{i,k}|^2} \quad (11)$$

と定義する。

同様に、式(5)における干渉成分 $\mathbf{T}^{-1} \Delta \mathbf{T} \mathbf{x}$ は

$$\mathbf{T}^{-1} \Delta \mathbf{T} \mathbf{x} = \left[(\sum_k \delta_{0,k} \sqrt{p_k} x_k) / \sqrt{p_0}, \dots, (\sum_k \delta_{3,k} \sqrt{p_k} x_k) / \sqrt{p_3} \right]^T \quad (12)$$

と表現される。ここで $\delta_{i,k}$ は Δ の i 行 k 列の要素である。送信信号 x_i はそれぞれ平均電力が 1 に規格化されて伝送されるため、非所望電力の期待値から、提案換算 MER_i MER_i^{prop} を

$$MER_i^{\text{prop}} = \left[(SNR^{\text{Av}} \xi_i'^2 p_i)^{-1} + (\sum_k \delta_{i,k}^2 p_k / p_i) \right]^{-1} \quad (13)$$

と定義する。

4.3.1 干渉成分補正項

式(11)、式(12)における \mathbf{W}' は推定伝搬路のみから求めた。しかし、 \mathbf{W} と \mathbf{W}' の差は、推定伝搬路行列と実際の伝搬路行列の間の誤差にも起因するため、考慮する差異が不十分である。そこで、推定伝搬路行列 $\tilde{\mathbf{H}}$ に補正項を加えた補正伝搬路行列 \mathbf{H}^{Cor} を用いて、伝送路品質を推定する。伝搬路推定誤差は、AWGN に起因する要素と、サブキャリア配置や制御遅延に起因する AWGN に関連しない要素がある。どちらも考慮した伝送路品質推定用の MMSE ウェイト $\mathbf{W}_{\text{MMSE}}^{\text{Cor}}$ は

$$\begin{aligned} \mathbf{H}^{\text{Cor}} &= \tilde{\mathbf{H}} + \mathbf{D}_{SNR} + d \cdot \mathbf{1} \\ \mathbf{W}_{\text{MMSE}}^{\text{Cor}} &= \left[\left(\mathbf{H}^{\text{Cor}} \mathbf{V}' \right)^H \mathbf{H}^{\text{Cor}} \mathbf{V}' \right. \\ &\quad \left. + \frac{4}{SNR^{\text{Av}}} \mathbf{I} \right]^{-1} \left(\mathbf{H}^{\text{Cor}} \mathbf{V}' \right)^H \end{aligned} \quad (14)$$

となる。この時、 \mathbf{D}_{SNR} は受信雑音と同一の分布を持つ AWGN であり、 d は AWGN に依存しない定数、 $\mathbf{1}$ は全要素 1 の行列 ($\in \mathbb{R}^{4 \times 4}$) である。この $\mathbf{W}_{\text{MMSE}}^{\text{Cor}}$ を式(11)、式(12)における \mathbf{W}_{MMSE} の代わりに \mathbf{W}' として使用する ($\mathbf{W}' = \mathbf{W}_{\text{MMSE}}^{\text{Cor}}$)。

5. 適応送信制御アルゴリズム

SVD-MIMO における ATC アルゴリズムとして、通信路符号化理論に基づき合計通信路容量を最大化する電力配分方式として、注水定理や等電力配分が知られている [2]。電力配分 p_i が定まっているときの各ストリーム i の単位帯域幅あたりの通信路容量 C_i は各ストリーム MER_i MER_i を用いて

$$C_i = \log_2(1 + MER_i) \cong \log_2(MER_i) \quad (15)$$

である。ここで 4 章のとおり、理想環境では $MER_i^{\text{conv}} = SNR^{\text{Av}} \xi_i^2 p_i$ である。また、1 と比べ十分に高い MER_i では式(15)の近似が成立する。近似をせずに合計通信路容量 $\sum C_i$ を最大化する電力配分は注水定理で、近似を前提条件とした場合には等電力配分となる [12]。実際の伝送に用いる伝送領域では十分に高い MER_i となり、SVD-MIMO における注水定理と等電力配分の通信路容量差も少なくなるため、本論文では簡単のため等電力配分を比較手法として使用する。

通信路容量に最適化した電力配分であっても、 N^{mod} 一定の条件の下で、通信路容量の差に応じて各ストリームの変調方式を最適化することは別の課題である。注水定理や等電力配分で割り当てた電力配分に対する変調方式決定手法として誤り訂正不使用の BER に基づく手法などが検討されている [3,4]。しかし、文献[3]は干渉を考慮しておらずかつ N^{mod} は 10 以下である。一方で文献[4]は高い変調次数を持つ変調方式を使用しない。更に、各ストリーム独立で変調方式を決定するため、 N^{mod} も大きく変化する方式であった。システムモデルに対しては、 N^{mod} 固定の条件で、各ストリームの電力配分と変調方式を併せて最適化する ABPA アルゴリズムが提案されている [6]。本論文では干渉を考慮した環境も含めて等電力配分による通信路容量に基づく割当手法と、ABPA を比較評価する。なお、実装上 TDD フレーム内の全てのサブキャリアで同一の ATC を適用するため、 MER_i^{conv} 、 MER_i^{prop} を平均して下記の ATC アルゴリズムを実施する。

5.1 等電力配分及び変調方式決定

等電力配分では、電力配分 p_i は使用するストリーム数 l の時、 $p_i = 1/l$ となる。 N^{mod} 固定の条件に従うストリーム数選択、および変調方式の決定については、付録 1 に記す。

本方式は、通信路容量が伝送路品質に直結する理想的な条件において、最適な電力配分と、それに基づく変調方式を決定する。一方で、注水定理や等電力配分は干渉を考慮しないため、干渉がある条件では最適な電力配分とはならない課題がある [13,14]。また、著者の知る限り SVD-MIMO において、移動環境下で N^{mod} 一定の条件の下、干渉を考慮した注水定理・等電力配分に従い変調方式を決定する手法は検討されていない。

5.2 Adaptive bit and power allocation (ABPA)

ABPA は、各ストリームの MER を変調方式毎の基準 MER で除算した値である、「MER マージン」をストリーム間で一致かつ最大化するアルゴリズムである [6]。これは、通信路容量に従う適切な基準 MER を設定することで、各ストリームの通信路容量を最大化しつつ、各ストリームの通信路容量と、各基準 MER に従う通信路容量 (基準容量) の差を同一化する電力配分・変調方式決定手法となる。

5.2.1 従来 ABPA

4.2 節の、干渉を考慮しない従来換算 MER に基づく従来 ABPA アルゴリズムの流れを図 5 に示す。まず、電力配分を与えない条件での暫定 MER マージン $Margin_{j,i}^0$ は

$$\begin{aligned} MER_i^{\text{conv},0} &= SNR_i^{\text{Av}} \xi_i^2 \\ Margin_{j,i}^0 &= MER_i^{\text{conv},0} / MER_{j,i}^{\text{thre}} \end{aligned} \quad (16)$$

となる。この時、 j は変調方式割当インデックスであり、 $MER_{j,i}^{\text{thre}}$ は i 番目のストリームの基準 MER である。本方式では、AWGN 環境における RS 復号で擬似エラーフリーが見込まれる所要 BER である 10^{-4} を達成する所要 SNR の値から取得した値 [6] を基準 MER として使用する。例えば、 $j = 0$ の各ストリームの変調方式が {64QAM, 64QAM, 16QAM, 16QAM} であると、各基準 MER は $\{MER_{0,i}^{\text{thre}}\} = \{24.3 \text{ dB}, 24.3 \text{ dB}, 18.3 \text{ dB}, 18.3 \text{ dB}\}$ と設定される。また、同条件での変調次数は $\{n_{j,i}^{\text{mod}}\} = \{6,6,4,4\}$ である。本方式では、 j を決定することが、各ストリームの変調方式を決定することと同義となる。

各変調方式割当 j の暫定 MER マージンを基に、それぞれ各ストリームの電力配分 $p_{j,i}^{\text{cal}}$ を決定する。

$$p_{j,i}^{\text{cal}} = 1 / [Margin_{j,i}^0 \cdot \Sigma_i (1 / Margin_{j,i}^0)] \quad (17)$$

この $p_{j,i}^{\text{cal}}$ を式 (9) の p_i に代入して求めた MER_j^{conv} を用いて、各ストリームの MER マージン $Margin_j^{\text{cal}}$ は

$$Margin_j^{\text{cal}} = MER_j^{\text{conv}} / MER_{j,i}^{\text{thre}} \quad (18)$$

となる。この時、 $Margin_j^{\text{cal}}$ は電力配分の効果により、ストリームインデックス i によらず一致する。この

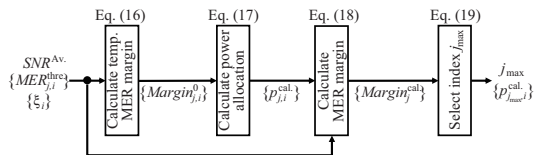


図 5 従来 ABPA アルゴリズムフロー
Figure 5 Process of conventional ABPA algorithms.

MER マージンを揃えることにより、各ストリームの平均 MER から求める通信路容量と基準容量の差を同一化する。最大の MER マージンを得る変調方式割当インデックス j_{max} は

$$j_{\text{max}} = \text{argmax}_j \{Margin_j^{\text{cal}}\} \quad (19)$$

として求められる。この時の j_{max} および $\{p_i\} = \{p_{j_{\text{max}},i}^{\text{cal}}\}$ が従来 ABPA の出力となる。なお、6.1 節で評価するシミュレーション条件の一例では、 $\{p_{j_{\text{max}},i}^{\text{cal}}\}$ は理想的な SVD で通信路容量に最適化される等電力配分の結果と、同ストリーム数使用条件において最大 3 dB 程度の乖離となる。この値はストリーム間の最大 MER 差 40 dB と比べ十分に小さい。つまり、従来 ABPA は変調方式も併せて最適化するにも関わらず、干渉を考慮しない条件では、通信路容量に準最適な電力配分となっていることがわかる。さらに、MER マージンを同一化することで各ストリーム通信路容量と基準容量の差は同一化されており、通信路容量の観点からストリーム間で同程度の伝送性能が見込まれる変調方式決定となっている。

5.2.2 提案 ABPA

4.3 節の提案換算 MER に基づく ABPA アルゴリズムを提案する。図 6 に流れを示す。5.2.1 項の式 (16), (17) により、まず暫定電力配分 $p_{j,i}^{\text{cal}}$ を決定する。この計算において、特異値 ξ_i の代わりに式 (11) のみなし特異値 ξ_i^* を使用する。その後 $p_{j,i}^{\text{cal}}$ を $p_{j,i}^{\text{in}}$ として使用し、暫定 MER マージン $Margin_{j,i}^0$ を以下のとおり計算する。

$$\begin{aligned} MER_{j,i}^{\text{prop},0} &= \left[(SNR_i^{\text{Av}} \xi_i^2 p_{j,i}^{\text{in}})^{-1} + (\Sigma_k \delta_{i,k}^2 p_{j,i,k}^{\text{in}}) / p_{j,i}^{\text{in}} \right]^{-1} \\ Margin_{j,i}^0 &= MER_{j,i}^{\text{prop},0} / (MER_{j,i}^{\text{thre}} p_{j,i}^{\text{in}}) \end{aligned} \quad (20)$$

$p_{j,i}^{\text{in}}$ を電力配分として使用した際の $MER_{j,i}^{\text{prop},0}$ に対して、MER マージンを最適化する電力配分 $p_{j,i}^{\text{cal}}$ は式 (17) により求められる。しかし、 $p_{j,i}^{\text{in}}$ が変化すると干渉電力が変化し、MER が変化するため、最適な $p_{j,i}^{\text{cal}}$ は変化する。したがって、 $p_{j,i}^{\text{cal}}$ を $p_{j,i}^{\text{in}}$ に代入して式 (20) 及び式 (17) を繰り返すことで、干渉も考慮した最適な電力配分を取得する。6.2 節の計算機シミュレーション条件でスト

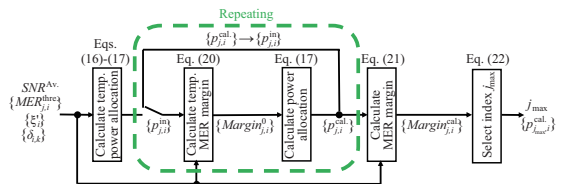


図 6 提案 ABPA アルゴリズムフロー
Figure 6 Process of proposed ABPA algorithms.

リーム数毎に最大の MER マージンをとる j において、繰り返しで $p_{j,i}^{\text{cal}}$ が変化する様子の一例を図 7 に示す。なお、等電力配分 (EP: equal power) での割当量をメーカーなしの線分で記す。使用ストリーム数によらず 2 回以下の繰り返しで十分に収束している。本例に限らず十分な収束が求められるため、以下では 4 回を使用する。また、提案 ABPA では、同ストリーム数使用条件でも EP とは大きな乖離、特に 4 ストリーム伝送において最大 20 dB 弱発生していることが確認できる。6.2 節の条件ではストリーム間の MER 差は最大 30 dB 程度であり、この電力配分差は性能に強く影響を与えると考えられる。このことから、従来 ABPA 同様に提案 ABPA が本条件下で通信路容量に準最適な電力配分が実現されていると仮定すると、理想環境で最適化された EP は、劣化環境において最適な電力配分とは大きく乖離すると考えられる。収束後の電力配分を使用した最終的な出力 MER マージン $\text{Margin}_{j,i}^{\text{cal}}$ は

$$\text{MER}_{j,i}^{\text{prop.}} = \left[(\text{SNR}_{\zeta_i}^{\text{Av.}} \zeta_i^2 p_{j,i}^{\text{cal.}})^{-1} + (\sum_k \delta_{i,k}^2 p_{j,k}^{\text{cal.}}) / p_{j,i}^{\text{cal.}} \right]^{-1}$$

$$\text{Margin}_{j,i}^{\text{cal.}} = \text{MER}_{j,i}^{\text{prop.}} / \text{MER}_{j,i}^{\text{thre.}} \quad (21)$$

となる。 $p_{j,i}^{\text{cal}}$ が完全に収束していれば $\text{Margin}_{j,i}^{\text{cal}}$ は i によらず同じ値となることを見込まれる。収束不足を考慮して、MER マージンが最低のストリームを基準に変調方式割当インデックス j_{\max} を決定する。

$$j_{\max} = \underset{j}{\text{argmax}} \left\{ \min_i \text{Margin}_{j,i}^{\text{cal.}} \right\} \quad (22)$$

この時の j_{\max} , および $\{p_i\} = \{p_{j_{\max},i}^{\text{cal.}}\}$ が提案 ABPA の出力となる。

5.3 伝送性能に基づく補正方式

等電力配分, ABPA アルゴリズム共に平均換算 MER を使用して, 通信容量定理に基づき電力及び変調方式決定を最適化する手法である。一方で現実には, 平均換算 MER により計算する通信路容量に, 完全に従う伝送性能が得られるわけではない。ストリーム間のダイバーシチオーダの差異や, 干渉成分の割合により同一の通信路容量が得られても, 大きな性能差が発生する。Independent and identically distributed (i.i.d.) 環境での理想的な SVD-MIMO のダイバーシチオーダは各ストリーム $\{16,9,4,1\}$ [15] であり, 特に第 3 ストリームの性能劣化が見込まれる。この性能差を簡易的に適応送信制御に反映する方式として, 最大 3 ストリーム伝送方式と, MER 補正方式の 2 種類を検討する。

1) 最大 3 ストリーム伝送方式

全ての処理で最大使用ストリーム数を 3 に制限

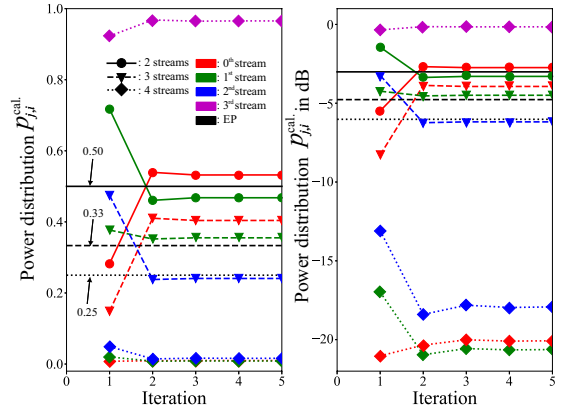


図 7 提案 ABPA における電力配分収束例

Figure 7 Example of power distribution convergence for proposed ABPA.

する。条件によらず 4 ストリームを用いた伝送がなされなくなるため, 拡張性は低下する。

2) MER 補正方式

各ストリームの BER 性能差を基に, 特定のストリームの MER にバイアスを与えて ATC を実施する。品質に基づく適切なバイアス値を設定することで, 性能改善が見込まれる。

6. 伝送路品質推定の性能評価

4 章の伝送路品質推定手法の性能を計算機シミュレーションにより評価する。チャンネルモデルは, 屋外実験により取得された 11 波のチャンネルモデル [9] を使用する。ここで, 2.3 GHz 帯利用かつ MS の移動速度を 20 km/h とした移動中継を想定し, ドップラー周波数 f_D は 43 Hz と設定する。伝搬路行列 \mathbf{H} はクロネッカーモデル [16] を使用し, $\mathbf{H} = \sqrt{\Pi_r} \mathbf{G} \sqrt{\Pi_t}$ と定義する。この時, \mathbf{G} は Jakes モデル [17] により作成される 4×4 の i.i.d. フェージング伝搬路行列である。 Π_t, Π_r は送信, 受信の相関行列である。本論文ではアンテナ間は等間隔配列を想定し, 相関行列の i 行 j 列の要素は, 最近傍相関値 ρ_0 を使用して $\rho_{i,j} = \rho_0^{|i-j|^2}$ と定義する [18]。

平均受信 SNR に対する, 4 章で述べた各指標によるストリーム平均 MER を比較 (SNR-MER 評価) することで, 伝送路品質推定精度を評価する。本章では, 簡単のため各ストリームの変調方式は $n_i^{\text{mod}} = 5$ の 32QAM を使用し, 電力配分は等電力配分 ($p_i = 0.25$) とした。本章では ARIB STD-B75 で評価に使用される標準条件である, 最近傍送信相関値 $\rho_t = 0.7$, 同受信相関値 $\rho_r = 0.3$ の中相関を使用する。

6.1 理想的な SVD-MIMO 伝送

まず, 3.2.1 項に挙げた送信ウェイト行列 \mathbf{V} が推定誤差などの劣化を受けず, かつ信号分離行列 ($\mathbf{W} = \boldsymbol{\Sigma}^{-1}\mathbf{U}^H$) も理想的な条件での SVD-MIMO 伝送の SNR-MER 評価を実施する. なお, 本評価ではパイロットシンボルによる推定伝搬路行列ではなく, シミュレーションに使用した伝搬路行列により, 送受信ウェイトを理想的に作成した.

図 8 に式(9)から求める従来換算 MER (Conv.), 実測 MER (Monit.) を比較評価した結果を示す. 理想的な条件では, 従来換算 MER を使用することで, 実測 MER を 1 dB 以内の誤差で正しく推定することを確認した.

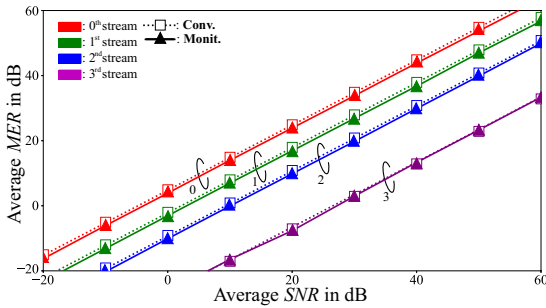


図 8 理想環境での SNR-MER 性能評価
Figure 8 SNR-MER characteristics of the ideal environment.

6.2 実運用的な SVD-MIMO 伝送

続いて, 送信ウェイト行列が 3.2.1 項に述べたシステムモデルの各種劣化を, 信号分離行列が 3.2.2 項に述べた変化を受ける実運用的な劣化環境での SNR-MER 評価を実施する.

図 9 に式(13)から求める補正項を使用しない提案換算 MER (Prop. w/o correc.), Conv., Monit. を比較評価した結果を示す. Conv. は Monit. と最大 20 dB 以上乖離する一方で, Prop. w/o correc. は 0 dB 以下の低 SNR や 40 dB 以上の高 SNR を除き 5 dB 以下の誤差と高い精度で Monit. を推定していることを確認した.

ここで Monit. は, 0 dB 以下の低 SNR ($SNR^{Av.} \rightarrow 0$) や, 50 dB 以上の高 SNR ($SNR^{Av.} \rightarrow +\infty$) では, 一定値に収束している. これは, 信号分離行列 \mathbf{W}_{MMSE} がそれぞれ SNR に影響されない値に収束し, 等化後信号も SNR に影響されない値に収束することが原因である. \mathbf{W}_{MMSE} は式(7)からそれぞれ

$$\lim_{SNR^{Av.} \rightarrow 0} \mathbf{W}_{MMSE} = \mathbf{O} \quad (23)$$

$$\lim_{SNR^{Av.} \rightarrow +\infty} \mathbf{W}_{MMSE} = (\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{V})^{-1} = \mathbf{W}_{ZF}$$

となる [11]. なお, $\mathbf{O} \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$ は零行列, \mathbf{W}_{ZF} は ZF 方

式を使用する際の信号分離行列である. 式(23), 及び式(5)から低 SNR では受信信号が全ストリーム 0 に収束するため, 式(8)から Monit. は 1 (0 dB) に収束する. 式(5)において高 SNR では受信信号における雑音成分が少なくなり, 非所望信号が雑音に影響されない干渉成分 $\mathbf{T}^{-1} \triangleleft \mathbf{T}\mathbf{x}$ のみとなり, Monit. は定数に収束している.

図 10 に Monit., Prop. w/o correc. に加え, 式(14)に記す補正項を加えた式(13)から求める提案 MER (Prop.) を比較評価した結果を示す. 本評価では, 推定誤差から定数補正項 d を 0.006 と設定した. d は伝搬路推定誤差による影響を考慮するため, シミュレーションにおける理想的な伝搬路行列 \mathbf{H} と, 雑音の存在しない環境での伝搬路推定行列 $\tilde{\mathbf{H}}$ の差分の絶対値 ($|\mathbf{H} -$

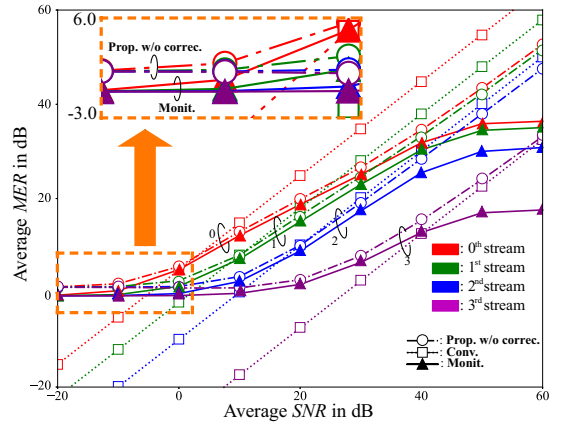


図 9 劣化環境での SNR-MER 性能評価 (補正なし)
Figure 9 SNR-MER characteristics of the actual environment (without correction terms).

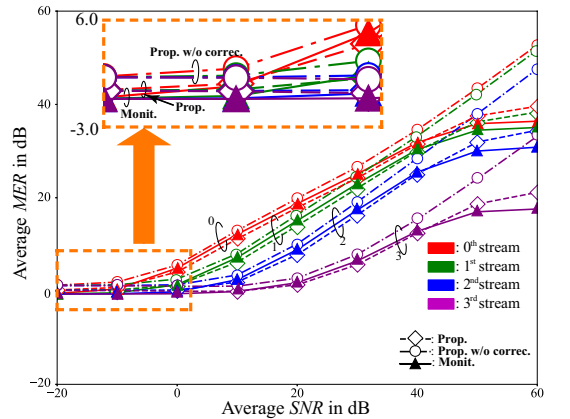


図 10 劣化環境での SNR-MER 性能評価 (補正あり)
Figure 10 SNR-MER characteristics of the actual environment (with correction terms).

\tilde{H})を各要素にわたって平均化した値(=0.0062...)から近似値で決定した. **Prop.**は 0 dB を下回る低い SNR や, 40 dB を上回る高い SNR でも高い精度で **Monit.**を推定している. 特に, 実用的な動作範囲である 0~50 dB の SNR では, 2 dB 以下の誤差と高い精度で **Monit.**を推定していることを確認した. 7 章の評価では **Prop.**を提案法として使用する.

7. 適応送信制御アルゴリズムの性能評価

平均受信 SNR に対する BER 性能 (SNR-BER 評価)により, ATC 性能を評価する. なお, RS 符号の復号により全ての誤りの訂正が見込まれる, $BER = 10^{-4}$ を所要 BER とし, 達成する平均 SNR を所要 SNR とする. チャンネルモデル等の基本評価条件は 6 章の評価と同条件とする. 送受信アンテナの相関値は, 6 章で使用した中相関 (Mid.: $\rho_t/\rho_r = 0.7/0.3$)に加え, i.i.d. ($\rho_t = \rho_r = 0$)と高相関 (High: $\rho_t = \rho_r = 0.7$)を使用する. また, 参考のためターボ符号の誤り訂正復号を使用しない条件 (無復号: w/o dec.)での性能も一部評価する.

7.1 手法比較

本節では等電力配分 (EP)と ABPA に対して, 従来法 (**Conv.**)と提案法 (**Prop.**)の手法による性能差を比較する. 性能比較をする条件は, 合計変調次数 $N^{\text{mod}} = 20$, $R = 0.92$ と w/o dec., 相関は i.i.d.と中相関 (Mid.)で評価する.

7.1.1 理想的な SVD-MIMO 伝送

6.1 節同様, SVD-MIMO の本来の伝送性能を評価するため, 理想的な SVD-MIMO 伝送で EP 及び従来 ABPA に従来換算 MER を使用した SNR-BER 評価を実施する.

まず, 図 11 に各相関条件, 符号化率における ABPA と EP の SNR-BER を比較評価した結果を示す. 所要

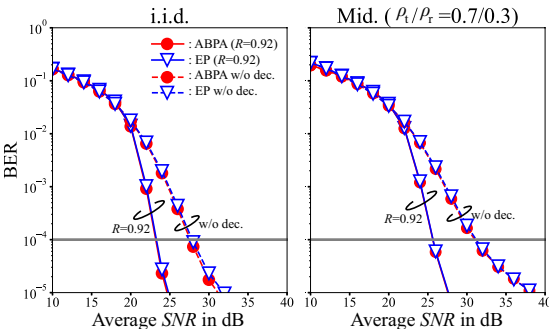


図 11 理想環境での SNR-BER 性能評価

Figure 11 SNR-BER performances of the ideal environment.

SNR では, 条件によらず 2 つの手法の間にはほとんど差が生じていないことを確認した.

続いて, ストリーム間の特性差を比較するため, 各ストリーム性能を評価する. まず, 図 12 で各ストリームの平均受信 SNR に対する実測 MER から求める各平均 MER マージン性能 (SNR-MER マージン)を比較する. MER マージンは両手法, 両相関条件ともにほぼ一致している. このことから, 5.2 節に記載した, ストリーム間で MER マージンを同一化すること, すなわちストリーム間で通信路容量と基準容量の差を平等に制御する ATC の目的を, 理想的な環境で達成することを確認した. 続いて, 図 13 で各平均 MER マージンに対する無復号時の BER 性能 (MER マージン-BER)を比較する. 図 12 の結果により通信路容量の観点から同等の性能が見込まれるストリーム間の MER マージン-BER が, 図 13 では同等の性能となっていないことがわかる. この原因は, 5.3 節で述べた SVD-

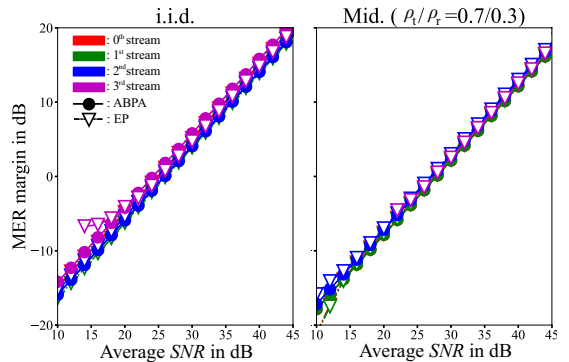


図 12 理想環境での SNR-各 MER マージン

Figure 12 SNR-MER margin performances for each stream of the ideal environment.

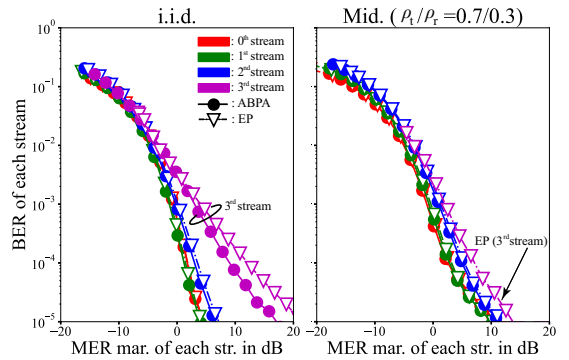


図 13 理想環境での各 MER マージン-無復号 BER

Figure 13 MER margin -BER performances for each stream without turbo decoding of the ideal environment.

MIMO におけるストリーム間のダイバーシチオーダ差であると考えられる．特に i.i.d. では第 3 ストリームはダイバーシチ効果を全く得られていない BER の傾きになっている．一方で中相関では，ストリーム間のダイバーシチオーダ差が減少し，BER 性能は比較的近くなっている．また，ダイバーシチオーダの影響により，全ストリーム BER=10⁻⁴ 以下で傾きの鈍化が発生している．さらに，第 3 ストリームは i.i.d. 同様他のストリームと比べ劣化している．図 8 の通り第 3 ストリームは MER が低く，使用する変調方式の変調次数が少ない．さらに中相関ではストリーム間の特異値差が大きいことなどから，ABPA では使用されず，EP でも使用される頻度は低い．誤り訂正符号の効果も存在するため，第 3 ストリームを含むストリーム間の差や BER カーブ傾きの鈍化が全体性能に与える影響は限定的と考えられる．このことから，図 11 では ABPA と EP は同程度の性能である．しかし，これらの性能差を考慮することで，より最適な ATC も見込まれる．

7.1.2 実運用的な SVD-MIMO 伝送

続いて，6.2 節同様システムモデルにおける劣化を受けた SVD-MIMO における性能を評価する．

図 14 に EP と ABPA，および Prop. と Conv. の各組み合わせを比較評価した結果を示す．まず，i.i.d. 環境では，誤り訂正復号を使用した場合，提案換算 MER を使用する EP (EP+Prop.) が所要 SNR で従来換算 MER を使用する EP (EP+Conv.) と比べ 4 dB 劣化するという結果が得られた．なお，ABPA では Prop., Conv. による差は得られていない．中相関でも同様に EP+Prop. が EP+Conv. と比べ劣化する一方で，提案換算 MER を使用する提案 ABPA (ABPA+Prop.) は従来換算 MER を使用する従来 ABPA (ABPA+Conv.) と比べ所要 SNR が 3

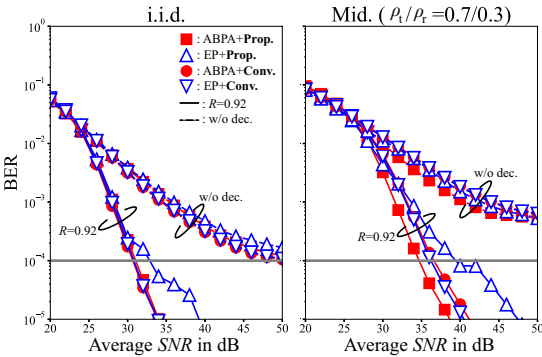


図 14 劣化環境での SNR-BER 性能評価
Figure 14 SNR-BER performances of the actual environment.

dB 程度改善する．この原因を調査するため，ストリーム毎の性能を評価する．

図 15 に ABPA および EP における SNR-MER マージンを示す．ABPA/EP 共に相関によらず Conv. は一致しない一方で，Prop. は一致していることを確認した．このことから，Prop. は ABPA/EP によらず，ストリー

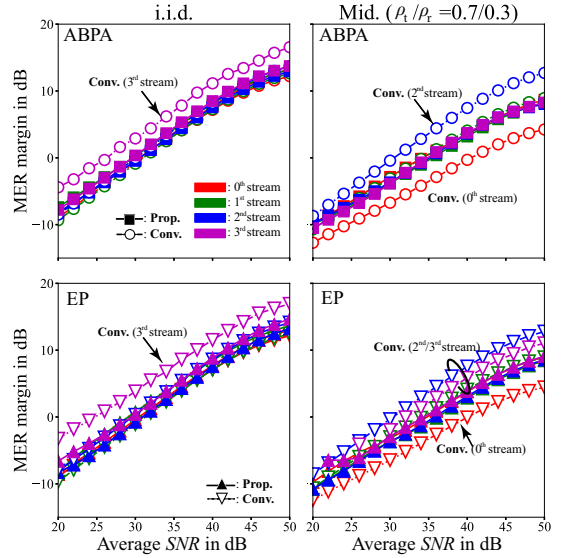


図 15 劣化環境での SNR-各 MER マージン
Figure 15 SNR-MER margin performances for each stream of the actual environment.

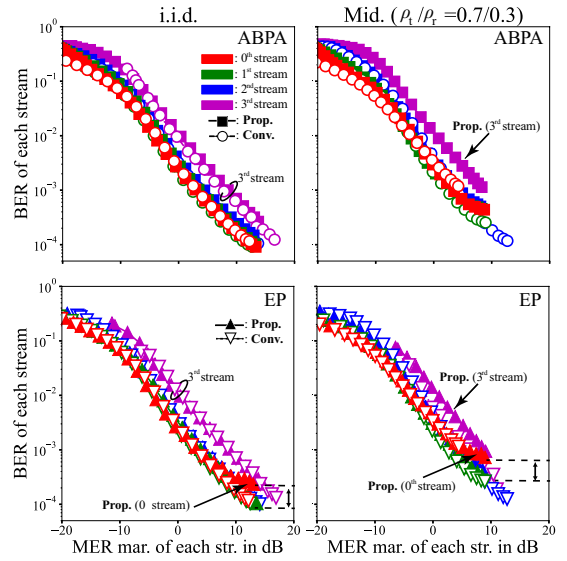


図 16 劣化環境での各 MER マージン-無復号 BER
Figure 16 MER margin-BER performances for each stream without turbo decoding of the actual environment.

ム間で通信路容量と基準容量の差を平等に制御する目的を、劣化環境でも果たすことを確認した。

図 16 に ABPA および EP におけるストリーム毎の MER マージン-無復号 BER を示す。まず、ABPA では、相関によらず第 3 ストリームが同一の BER を達成する MER マージンで、他の 3 ストリームと比べて 5 dB 程度劣悪となっている。これは主に理想的な場合と同様ダイバーシチオーダの差に起因する。さらに、劣化環境特有の干渉成分等様々な要因も複合的に作用している。また、中相関の **Prop.**では第 0 ストリームでフロア誤りに近い傾向が表れている。同様に EP では第 3 ストリームが 5 dB 程度劣悪であるという傾向に加え、グラフ中の両矢印の通り **Prop.**のみで第 0 ストリームは第 1, 2 ストリームと比較して最大 1 乗弱高いフロア誤りが発生している。

図 15-16 では **Prop** の第 0 ストリームは EP と ABPA で同じ傾向にも関わらず、図 14 では大きな性能差が生じていた。この原因を更に調査するため、図 17 に **Prop.**の条件で、ABPA と EP におけるストリーム毎の平均 SNR-無復号 BER を示す。i.i.d.環境では受信 SNR が 35 dB 以下の第 2 ストリームや、受信 SNR が 35 dB 以上の第 0 ストリームでは、EP が ABPA と比べ劣化している。中相関環境では、受信 SNR が 40 dB 以下の第 2 ストリームや、受信 SNR が 30 dB 以上の第 0 ストリームで劣化している。この性能差が、図 14 での **Prop.**同士の性能差に影響していると考えられる。この劣化は、EP が干渉を考慮しない電力配分であるため、第 0 ストリームや第 2 ストリームに与える干渉電力の影響が大きいことが原因である。また、量子化の影響によりストリーム間のみならず特異値および MER 差が減少し、**Prop.**では **Conv.**と比べ 4 ストリーム伝送される条件が増加する。このことが **Prop.**で特に劣化を受ける原因であると考えられる。干渉を考慮した通信路容量に最適な電力配分を使用する方法も考えられるが、その場合も変調方式決定を別途計算する必要がある。こうした理由から、以下では変調方式決定も併せて電力配分を準最適化する **ABPA+Prop.**を使用する。

一方で、第 3 ストリーム性能の劣悪さが、全体性能の劣化につながっていることも考えられる。そこで、5.3 節の伝送性能に基づく補正方式を比較評価する。先述のとおり、第 3 ストリームは他の 3 ストリームと比べ MER マージン-BER で 5 dB 程度劣悪となっている。**ABPA+Prop./Conv.**の各条件に対して、 $R=0.92$ の、補正なし (W/o correc./)最大 3 ストリーム伝送 (Max 3

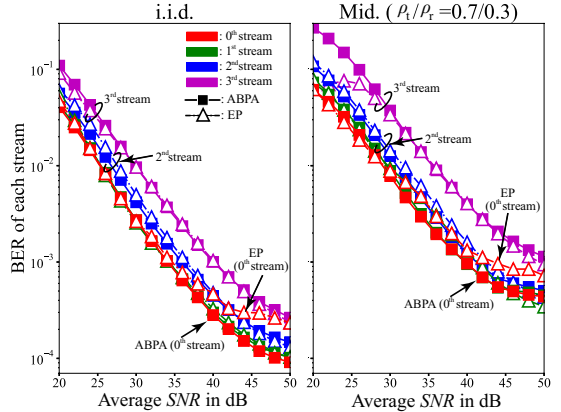


図 17 劣化環境での SNR-各無復号 BER (**Prop.**)
Figure 17 SNR-BER performances for each stream of the actual environment (**Prop.**).

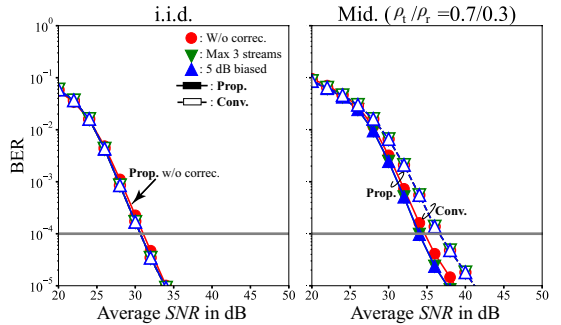


図 18 劣化環境での SNR-BER (補正あり ABPA, $R=0.92$)
Figure 18 SNR-BER performances of the actual environment (ABPA with correction methods, $R=0.92$).

str.)第 3 ストリームの MER マージンを 5 dB 低く見積もる MER 5 dB 補正伝送 (5 dB biased)を比較評価する。

図 18 に結果を示す。i.i.d.では補正による改善はわずかだが、中相関では **Prop.**は Max 3 str., 5 dB biased 共に 0.5 dB 程度の改善効果が得られている。2 つの補正方式に差が生じていない要因は、5 dB biased でも 3 ストリームしか使用されないことに起因する。拡張性の高さから、今後の評価では 5 dB biased を伝送性能に基づく補正方式として使用する。

7.2 総合性能評価

システムモデルの総合性能評価として、各相関条件、各 N^{mod} 、各符号化率に対して SNR-BER を評価する。先述の通り ATC アルゴリズムとして ABPA を使用し、評価対象は 5 dB バイアスを与えた提案法 (**Biased**)、バイアスを与えない提案法 (**Prop.**)、従来法 (**Conv.**)の三種類である。表 2 に所要 SNR を示し、各条件にお

表 2 所要平均 SNR in dB ($BER = 1.0 \times 10^{-4}$)
Table 2 Required average SNR in dB ($BER = 1.0 \times 10^{-4}$).

		Rate (Mbps)	i.i.d. ($\rho_t = \rho_r = 0$)			Mid. Corr. ($\rho_t = 0.7, \rho_r = 0.3$)			High corr. ($\rho_t = \rho_r = 0.7$)		
N^{mod}	R		Biased	Prop.	Conv.	Biased	Prop.	Conv.	Biased	Prop.	Conv.
10	0.33	29.0	12.0 (0)	11.5 (-0.5)	12.0	11.0 (-0.5)	11.5 (0)	11.5	14.5 (-1.0)	15.0 (-0.5)	15.5
	0.71	62.3	17.5 (-0.5)	17.5 (-0.5)	18.0	17.5 (-0.5)	17.5 (-0.5)	18.0	22.5 (-1.5)	22.5 (-1.5)	24.0
	0.92	80.2	22.0 (-1.0)	22.0 (-1.0)	23.0	22.5 (-0.5)	22.5 (-0.5)	23.0	28.5 (-2.5)	28.5 (-2.5)	31.0
20	0.33	57.9	18.0 (0)	17.0 (-1.0)	18.0	18.0 (-0.5)	18.0 (-0.5)	18.5	23.0 (-0.5)	23.0 (-0.5)	23.5
	0.71	125	24.5 (0)	24.0 (-0.5)	24.5	26.5 (0)	27.0 (+0.5)	26.5	32.0 (-1.5)	32.5 (-1.0)	33.5
	0.92	160	30.0 (0)	30.5 (+0.5)	30.0	34.0 (-2.5)	34.5 (-2.0)	36.5	40.5 (-6.0)	41.0 (-5.5)	46.5
24	0.33	69.5	20.0 (0)	19.0 (-1.0)	20.0	20.5 (0)	21.5 (+1.0)	20.5	25.0 (-1.0)	26.5 (+0.5)	26.0
	0.71	150	28.0 (0)	27.0 (-1.0)	28.0	31.0 (0)	31.0 (0)	31.0	36.5 (-1.0)	36.5 (-1.0)	37.5
	0.92	192	34.5 (0)	34.0 (-0.5)	34.5	39.5 (-3.0)	39.5 (-3.0)	42.5	46.0 (-6.0)	47.0 (-5)	52.0

る最低値を太字で示した。Biased と Prop. は Conv. と比較した値をカッコ内に記した。また、図 2 の TDD フレーム構成を想定した場合の、 N^{mod} および R あたりの伝送速度 (Rate in Mbps) を記す。

まず、表 2 から i.i.d. 環境での性能を比較評価する。Prop. は Conv. と比べ、一部の条件を除き 0.5-1.0 dB 程度と僅かに所要 SNR が改善する。僅かである理由は、i.i.d. では、 V の劣化による影響がそもそも少ないためと考えられる。なお、改善効果は $N^{\text{mod}} = 24$ のときに $N^{\text{mod}} = 10$ と比較して多く得られている。Biased は Conv. と比べ、同じく、1.0 dB 以下と僅かに良好であるものの、Prop. と比べると性能改善はほぼ得られておらず、高い N^{mod} では一部劣化している。つまり本環境では検討した手法の中で Prop. が概ね最善の手法である。また、このことから、ダイバーシチオーダによる性能差があったとしても、3 ストリームで伝送するよりも補正をせずに 4 ストリームで伝送するほうが良好な条件があるということが確認された。

続いて、表 2 と図 18 から、中相関での性能を比較評価する。Prop. は Conv. と比べ、一部の条件を除き 0.5-3.0 dB 程度性能が改善する。特に $N^{\text{mod}} = 20, 24$ の $R=0.92$ では 2.0 dB 以上の改善量が得られている。これは、所要 SNR が高く、相関による劣化の影響が強いため、改善効果も大きいと考えられる。特に図 18 から、他の条件と比べて、SNR の上げ幅に対する BER の下がり幅が下がり、フロア誤りに近づく傾向が表れている。Biased は Prop. と同様に Conv. と比べほぼ全ての条件で所要 SNR が改善しており、Prop. と比べても 0-1.0 dB 程度良好である。つまり中相関では全ての条件で Biased を使用した場合において、Prop. と比べ改善はあっても劣化は無い結果が得られている。

これは、i.i.d. と比べて相関がある状況では特異値の差が大きいため、4 ストリーム伝送することによるメリットが比較的少なく、3 ストリーム伝送するメリットが上回り、性能改善につながっていると考えられる。本環境では検討した手法の中で Biased が最善の手法である。

最後に、表 2 から高相関での性能を比較評価する。Prop. は Conv. と比べ、一部の条件を除き 0.5-5.5 dB 程度性能が改善する。特に高い符号化率では、改善効果が大きい。また、Biased は Conv. と比べ全ての条件で性能が改善しており、Prop. と比べても 0-1.5 dB 程度良好である。このことから、高相関は中相関と比べ全体的に同じ傾向が如実であるものの、Biased による Prop. からの改善効果は限定的であると言える。しかし、本環境でも、検討した手法の中で Biased が最善の手法であると言える。

これらの検討から、送受信ウェイト行列が劣化を受ける実運用システムにおいて、提案法 (Prop./ Biased) は相関によらず良好であるということを確認した。また、MER マージンバイアスを与えることにより、特定の MER マージン-BER 性能が劣悪なストリームを使用しない手法 (Biased) を用いることで、中高相関では Prop. と比べ更なる改善が得られた。一方で、i.i.d. では改善が得られず、画一的に 5 dB のバイアスを与えるのではなく、ダイバーシチオーダや干渉を考慮した改善の余地が有ることが見込まれる。

また、表 2 から、伝送速度に対する Prop. の所要 SNR を比較すると、殆どの条件でレートが上がると所要 SNR が上昇する。一方で、 $N^{\text{mod}} = 10, R = 0.71$ と $N^{\text{mod}} = 20, R = 0.33$ を比較すると伝送レートはそれぞれ 62.3 Mbps と 57.9 Mbps であり、i.i.d. での所要 SNR

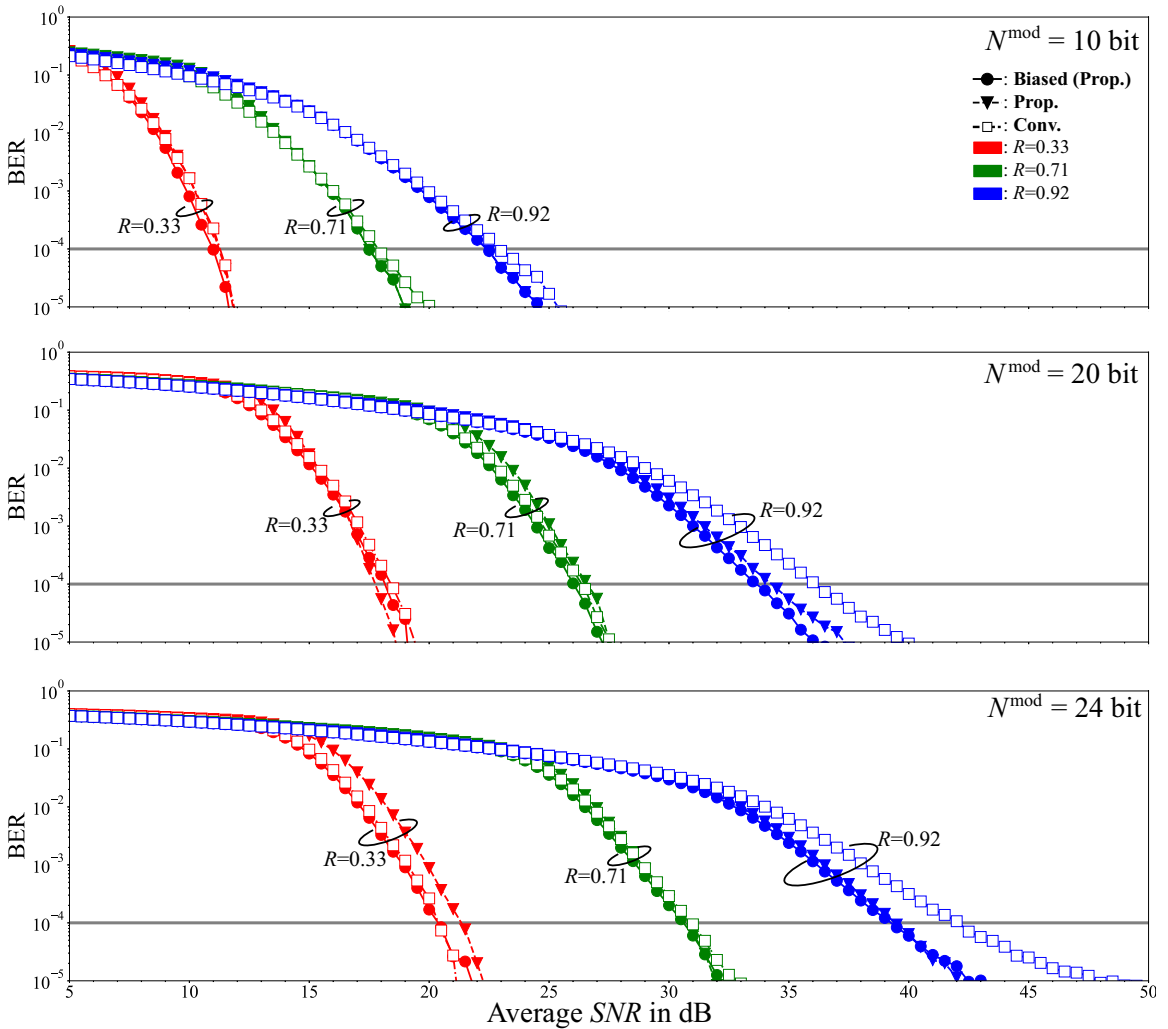


図 19 SNR-BER 比較性能評価 (中相関)

Figure 19 Comparison of SNR-BER performances (middle correlation).

は 17.5 dB と 17.0 dB であるものの、中相関では 17.5 dB と 18.0 dB、高相関では 22.5 dB と 23.0 dB と、 $N^{\text{mod}} = 10$, $R = 0.71$ の方が良好である。つまり、本条件では相対的に合計変調次数が低く、符号化率が高い条件の方が、高い伝送速度であっても同等以上の所要 SNR が得られている。特定の条件の比較であり、十分な検討とは言えないが、同条件では、相対的に合計変調ビット数を低く、符号化率を高く設定したほうが性能は良好であると見込まれる。合計変調次数 N^{mod} を可変する適応送信制御に向けた知見も得られた。

8. むすび

実運用に起因する各種変化を受けた不完全な送受信

ウェイト行列を使用する SVD-MIMO 伝送において、理想条件から変化した雑音強調量、干渉量を推定する新規伝送路品質指標と、それに伴う適応送信制御手法を提案した。提案法は実際の伝送路品質を実用的な SNR の範囲で 2 dB 以下の誤差と高精度で推定すること、実運用を想定したチャンネルモデル、高相関、高符号化率では所定の BER を達成する所要 SNR が最大 6 dB 改善することを、計算機シミュレーションで確認した。今後、送信ウェイト行列の補償方式や、より高度にダイバーシチオーダ差を活用した適応送信制御手法の検討、提案法の装置実装等を進めていく予定である。

謝辞

本報告の一部は、総務省の「次世代映像素材伝送の実現に向けた高効率周波数利用技術に関する研究開発」の一環として実施されたものである。

文献

[1] K. Zheng, L. Zhao, J. Mei, B. Shao, W. Xiang and L. Hanzo, "Survey of Large-Scale MIMO Systems," IEEE Commun. Surv. Tutor., vol. 17, no. 3, pp. 1738-1760, Apr. 2015. DOI: 10.1109/COMST.2015.2425294

[2] G. Lebrun, J. Gao and M. Faulkner, "MIMO transmission over a time-varying channel using SVD," IEEE Trans. Wirel. Commun., vol. 4, no. 2, pp. 757-764, Mar. 2005. DOI: 10.1109/TWC.2004.840199

[3] K. Miyashita, T. Nishimura, T. Ohgane, Y. Ogawa, Y. Takatori and Keizo Cho, "High data-rate transmission with eigenbeam-space division multiplexing (E-SDM) in a MIMO channel," Proc. IEEE VTC, vol.3, pp. 1302-1306, Dec. 2002. DOI: 10.1109/VETECF.2002.1040426

[4] See Ho Ting, K. Sakaguchi and K. Araki, "A robust and low complexity adaptive algorithm for mimo eigenmode transmission system with experimental validation," IEEE Trans. Wirel. Commun., vol. 5, no. 7, pp. 1775-1784, Jul. 2006. DOI: 10.1109/TWC.2006.1673089

[5] Yuta Seki and Fumiyuki Adachi, "Adaptive MMSE-SVD for OFDM downlink MU-MIMO in a high mobility environment," IEICE ComEx, vol. 7, no.6, pp. 195-200, 2018. DOI: 10.1587/comex.2018XBL0028

[6] K.Mitsuyama and N. Iai, "Adaptive bit and power allocation algorithm for SVD-MIMO system with fixed transmission rate," Proc. IEEE WiMob, pp. 455-460, Oct. 2014. DOI: 10.1109/WiMOB.2014.6962210

[7] T. Nechiporenko, K. T. Phan, C. Tellambura and H. H. Nguyen, "On the capacity of Rayleigh fading cooperative systems under adaptive transmission," IEEE Trans. Wirel. Commun., vol. 8, no. 4, pp. 1626-1631, Apr. 2009. DOI: 10.1109/T-WC.2008.071098

[8] ARIB STD-B57, "1.2GHz/2.3GHz 帯テレビジョン放送番組素材伝送用可搬形 OFDM 方式デジタル無線伝送システム", Dec. 2013.

[9] ARIB STD-B75, "超高精細度テレビジョン放送番組素材伝送用可搬形準マイクロ波帯 OFDM 方式デジタル無線伝送システム", Mar. 2020.

[10] F. Ito, F. Uzawa, T. Sato, T. Nakagawa and N. Iai, "Performance analysis of 4x4 TDD-SVD-MIMO system in suburban field trial," Proc. IEEE GLOBECOM 2020, pp. 1-7, Dec. 2020. DOI: 10.1109/GLOBECOM42002.2020.9348151

[11] S. Yang and L. Hanzo, "Fifty years of MIMO detection: The road to large-scale MIMOs," IEEE Commun. Surv. Tutor., vol. 17, no. 4, pp. 1941-1988, Sep. 2015. DOI: 10.1109/COMST.2015.2475242

[12] W. Yu and J. M. Cioffi, "On constant power water-filling," Proc. IEEE ICC 2001, pp. 1665-1669 vol.6, Jun. 2001. DOI: 10.1109/ICC.2001.937077

[13] A. Liu, Y. Liu, H. Xiang and W. Luo, "Polite water-filling for weighted sum-rate maximization in MIMO B-MAC networks under multiple linear constraints," IEEE Trans. Signal Process., vol. 60, no. 2, pp. 834-847, Feb. 2012. DOI: 10.1109/TSP.2011.2173334

[14] J. Choi, J. Park and B. L. Evans, "Spectral Efficiency Bounds for Interference-Limited SVD-MIMO Cellular Communication Systems," IEEE Wireless Commun. Lett., vol. 6, no. 1, pp. 46-49, Feb. 2017. DOI: 10.1109/LWC.2016.2629474

[15] K. J. Lee and I. Lee, "Diversity analysis of coded SVD schemes for MIMO spatial multiplexing systems," Proc. IEEE ICC 2008, pp. 4703-4707, May 2008. DOI: 10.1109/ICC.2008.881

[16] K. I. Pedersen, J. B. Andersen, J. P. Kermoal and P. Mogensen, "A stochastic multiple-input-multiple-output radio channel model for evaluation of space-time coding algorithms," IEEE VTC Fall 2000, Sep. 2000. DOI: 10.1109/VETECF.2000.887129

[17] W. C. Jakes, "Microwave mobile communications," John Wiley & Sons Inc., 1975.

[18] 3GPP TS 36.101. "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) Radio Transmission and Reception." 3GPP; TSG RAN, Sep. 2008.

付録

1. 等電力配分における変調方式決定

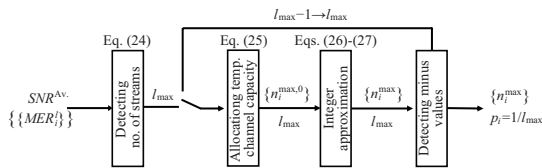


図 20 等電力配分及び変調方式決定フロー

Figure 20 Process of equal power allocation and determination of modulation methods.

図 20 に等電力配分及び変調方式決定の流れを示す。まず、等電力配分では、近似通信路容量を最大化する使用ストリーム数を選ぶ処理が必要である。以下の式により使用ストリーム数 I_{\max} を決定する。

$$I_{\max} = \max_{i=\{1,2,3,4\}} \{C_i^{\text{sum}}\}, \quad C_i^{\text{sum}} = \sum_{l=0}^{i-1} [\log_2(MER_l^i)] \quad (24)$$

この時、 MER_l^i は等電力配分 $p_l = 1/l$ のときの i ストリームの MER であり、従来法では式(9)、提案法では式(13)が使用される。

合計通信路容量 $C_{I_{\max}}^{\text{sum}}$ は N^{mod} と基本的に一致しないため、最適化されたストリーム間の通信路容量差に応じて、各容量の割当を決定する必要がある。通信路容量に平等にマージンを与える各ストリームの割当容量

$n_i^{\text{mod},0}$ は

$$n_i^{\text{mod},0} = \log_2 \left(MER_i^{\text{max}} \right) + (N^{\text{mod}} - C_{l_{\text{max}}}^{\text{sum}}) / l_{\text{max}} \quad (25)$$

となる。しかし、 $n_i^{\text{mod},0}$ は整数値にならない。そこで、 N^{mod} の範囲で整数となるよう整数近似を実施する。まず、小数点以下を切り捨てた n_i^{mod} を計算する。

$$n_i^{\text{mod}} = \lfloor n_i^{\text{mod},0} \rfloor \quad (26)$$

その後、割当容量 n_i^{mod} の合計が N^{mod} と一致する($N^{\text{mod}} = \sum n_i^{\text{mod}}$)まで、余剰のあるストリーム i_{add} に1ビットずつ追加する。

$$\begin{aligned} i_{\text{add}} &= \operatorname{argmax}_i (n_i^{\text{mod},0} - n_i^{\text{mod}}) \\ n_{i_{\text{add}}}^{\text{mod}} &= n_{i_{\text{add}}}^{\text{mod}} + 1 \end{aligned} \quad (27)$$

この近似が必須であるため、通信路容量に完全に最適な割当容量とはならないが、準最適な割当が見込まれる。

また、SNRが十分に高く、 $C_{l_{\text{max}}}^{\text{sum}}$ が N^{mod} よりも十分に高い場合には、最小割当容量のストリームの割当容量が負となる場合がある。本条件では負となったストリームを切り捨て、一つ少ないストリーム数とし($l_{\text{max}} = l_{\text{max}} - 1$)、式(25)-(27)の処理を再度実施する。この出力割当 $\{n_i^{\text{mod}}\}$ が各変調次数であり、電力配分 $p_i = 1/l_{\text{max}}$ と併せて本アルゴリズムの出力となる。

(XXXX年XX月XXXX日受付, XXXX年XX月XX日再受付)



牧野 仁宣 (正員)

2015京都大学・工卒。2017同大大学院・情報学修士課程修了。同年、NHK入局、放送技術研究所に所属。番組制作支援システムの研究・開発を経て、現在、次世代映像素材伝送システムの研究・開発に従事。



佐藤 貴弘

2015千葉大学・工卒。2017同大大学院修士課程修了。同年、NHK入局。2019-2022放送技術研究所にて次世代映像素材伝送システムの研究・開発に従事。現在、広島放送局にて送出技術業務に従事。



伊藤 史人 (正員)

2003慶應義塾大学・理工卒。2005同大大学院修士課程了。同年、NHK入局。2013年より放送技術研究所にて番組制作用の無線伝送技術の研究・開発に従事。現在、放送技術研究所 伝送システム研究部 主任研究員。



中川 孝之 (正員)

1995早稲田大学・理工卒。同年、NHK入局。営業総局、松山放送局を経て、2000年より、放送技術研究所にてミリ波電波伝搬、番組中継用無線伝送方式の研究に従事。技術局での設備整備を経て、現在、放送技術研究所 伝送システム研究部 研究プロデューサー。



居相 直彦 (正員)

1991大阪大学・工卒。1993同大大学院博士前期課程修了。同年、NHK入局。放送技術研究所にて、マイクロ波・ミリ波回路技術、地上デジタル放送、ソフトウェア無線技術、番組素材伝送技術の研究に従事。現在、放送技術研究所 伝送システム研究部 研究プロデューサー。

Abstract

In this paper, new adaptive transmission control (ATC) methods for SVD-MIMO using imperfect weight matrices are proposed. Combined systems of SVD-MIMO and optimum ATC are expected to be the optimum transmission for channel capacity. However, it is difficult to use ideal weight matrices for actual transmission. A conventional ATC method was optimized for the ideal transmission quality. Proposed ATC methods include new transmission quality indexes and algorithms also optimized for using incomplete weight matrices. The evaluation results show that the index estimates actual transmission quality within 2 dB and the algorithm decreases SNR required for quasi error-free by 6 dB.

key words

SVD-MIMO, Adaptive transmission control, Adaptive modulation, Field pickup unit