

多値変調に対応する大規模 MIMO における BP 信号検出の検討

迫田和之¹・湯之前翔大²

Study on Belief Propagation Decoding for Multivalued Modulation in Massive MIMO

SAKODA Kazuyuki¹ and YUNOMAE Shota²

(Accepted September 27, 2022)

Abstract A Massive MIMO (Multiple Input Multiple Output) is expected to become the core of technology for future large-capacity wireless communication. However, massive MIMO systems generally experience the explosive increase of the computation time required for decoding. BP decoding is attracting attention as decoding method in a massive MIMO because of practical computation time. There are several types of BP decoding that will be used for a decoding in a massive MIMO. The BP decoding (previous method) proposed in our laboratory shows high performance, but does not support multivalued modulation. Support for multivalued modulation is essential for large-capacity wireless communication. In this study, we propose a new BP decoding to adapt multivalued modulation. We numerically evaluate decoding accuracy and channel capacity of the proposed method. The results suggest that the proposed method achieves the standard criteria for establishing wireless communication in bit error ratio and increases channel capacity.

Keywords [Massive MIMO, BP decoding, Multivalued modulation]

1 序論

近年、高速・大容量無線移動通信規格である第 5 世代 (5G) サービスが提供され、無線移動通信の大容量化が進んだ。今後は移動通信の主要端末である携帯電話だけに留まらず、家電、自動車や工場の自動操作等といった様々なものがインターネットに接続可能になる Internet Of Things (IoT) の発展は必至である。それらの機器は無線で接続されることが想定されるため、今後の無線通信は大容量かつ多接続可能な移動通信が条件となる。その条件を満たす中核技術は大規

模 Multiple Input Multiple Output (MIMO) である^{1,2)}。大規模 MIMO は、これまで数本程度であった MIMO 送受信アンテナを数十～数百本程度に増やすことで、チャネル容量の大容量化を実現するものである^{3,4)}。しかしながら、送信アンテナ数の増加に比例して送信信号数も増加し、それにより受信側での信号検出 (受信信号から送信信号を推定する技術) における計算量が指数関数的に増加するという課題がある^{5,6)}。この問題を解決するため、MIMO の一般的な信号検出手法である

1 都城工業高等専門学校電気情報工学科 (現 鹿屋体育大学スポーツ情報センター) Department of Electrical and Computer Engineering, National Institute of Technology(KOSEN), Miyakonojo College (Present address: Information Technology Center for Sports Sciences, National Institute of Fitness and Sports in Kanoya)

2 富士アイティ株式会社情報制御システム本部産業ソリューション事業部環境ソリューション部計測システム課 Instruments Control System Section, Industry Solution Division, Environment Solution Department, Fuji IT Co. Ltd.

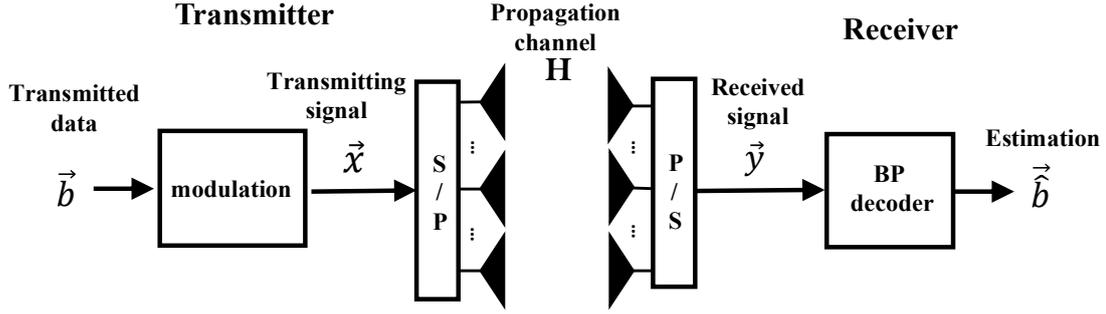


Fig. 1 Massive MIMO overview

最尤推定法 (Maximum Likelihood Detection, MLD) の計算量を削減する手法や繰り返し計算を用いた手法等が提案されている^{7,8)}。中でも、確率伝播法 (Belief Propagation, BP) を用いた繰り返し計算手法、以下 BP 信号検出は、高い推定精度と少ない計算量により、注目を集めている^{9~13)}。BP 信号検出には大きく分けて 2 種類あり、1 つは信号検出に BP 法を適用した最初の手法であり、通信容量を増加させる多値変調への適応¹⁴⁾や推定精度を向上させる改良^{11,12)}が行われ、5G の信号検出の主流となりつつあるものである^{9~14)}。もう 1 つは、当研究室で考案された手法で (以下、前手法)¹⁵⁾、今後の改良が期待されるものである。この 2 つの大きな違いは、繰り返し計算の際に算出する残留干渉成分と呼ばれるものの分散の計算方法である。この違いにより、繰り返し計算途中の推定値の振る舞いが大きく変わることが報告されている。両手法の振る舞いに大きな違いはあるが、推定精度と計算量は同程度である。しかしながら、前手法は、多値変調への対応や推定精度を向上させる改良は未だ行われていない。特に、必要な通信容量は年を追う毎に増加する一方であるため、通信容量の増加が見込める多値変調への対応は急務である。そこで本研究では、2 値変調 (Binary Phase Shift Keying, BPSK) の信号検出にしか対応していない前手法を、多値変調の 1 つである Quadrature Phase Shift Keying (QPSK) の信号検出に対応できる手法に改良し提案する。その提案手法の誤り率と通信容量を数値実験により評価する。2 章では、無線通信のシステムモデルと前手法を紹介する。3 章では、提案手法を述べる。4 章では提案手法の数値実験結果、5 章では考察とまとめを述べる。

2 システムモデルと前手法

ここでは本研究および前手法でのシステムモデルである大規模 MIMO 通信方式と前手法である BPSK に対応した BP 信号検出を紹介する。

2.1 システムモデル

システムモデルは、送信アンテナ数 N_t 、受信アンテナ数 N_r の大規模 MIMO 通信方式を考える。送信ビットは BPSK を用いて電磁波で送りやすい形式に変換され、直並列変換器 (Serial Parallel Conversion, S/P) を経て、送信アンテナから受信アンテナに向けて送信される。受信機では、受信アンテナで得られた受信信号を並直列変換器 (Parallel Serial Conversion, P/S) に通し、BP 信号検出により送信ビットを推定する (Fig. 1)。

送信データは、 N_t 個の送信ビット

$$\vec{b} = (b_1, b_2, \dots, b_{N_t}), \quad (1)$$

$$b_i \in \{0, 1\} \text{ for } i = 1, 2, \dots, N_t$$

で、送信信号 \vec{x} は、送信データを BPSK で変調し、

$$\vec{x} = (x_1, x_2, \dots, x_{N_t}), \quad (2)$$

$$x_i = \begin{cases} 1 & (b_i = 1) \\ -1 & (b_i = 0) \end{cases} \text{ for } i = 1, 2, \dots, N_t$$

となる。 x_i は送信シンボルといい、送信信号の 1 要素である。BPSK は位相変調の最も基礎的な手法であり、電磁波の位相を Fig. 2(a) のように 180° ずらすことで $b_i \in \{0, 1\}$ を表すことができ、1 送信シンボルに 1 ビットの情報を含む。 \vec{x} の各要素は、送信アンテナに 1 つずつ割り当てられ、同時刻同周波数で受信アンテナに向けて送信される。電磁波が通る空間中の経路はマルチパスチャネルと呼ばれ、 N_r 行 N_t 列の通信路行列 \mathbf{H} で表される。受信信号 \vec{y} は

$$\vec{y} = \mathbf{H}\vec{x} + \vec{n} \quad (3)$$

と表せる。ここで \vec{n} は平均 0 で分散 σ_n^2 の白色雑音である。

受信機では、受信信号 \vec{y} から送信データ \vec{b} を BP 信号検出を用いて推定する。従って、推定データ $\vec{\hat{b}}$ は、 \mathbf{H} を既知として、 \vec{y} と \mathbf{H} の関数

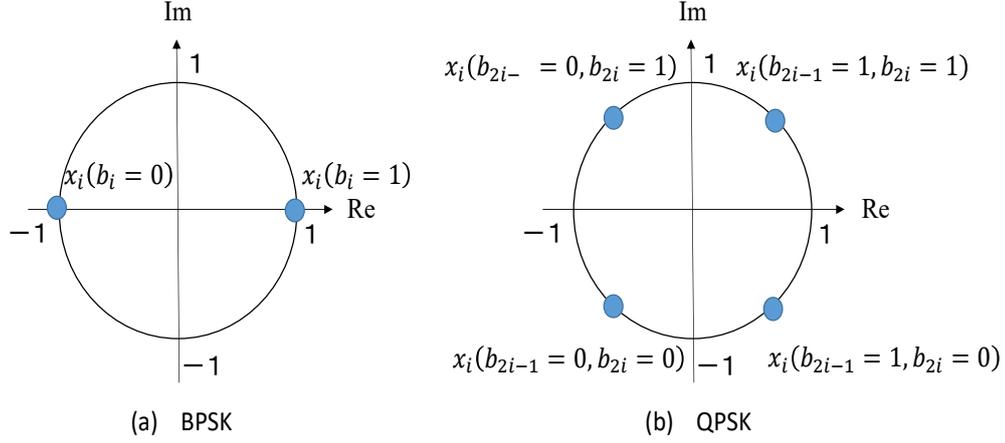


Fig. 2 Constellation points of BPSK and QPSK

$$\vec{b} = \vec{b}(\vec{y}, \mathbf{H}) \quad (4)$$

と書ける。BPSK に対応した BP 信号検出の詳細は次節で述べる。

2.2 BPSK に対応した BP 信号検出

BP 信号検出は並列干渉除去 (Parallel Interference Cancellation, PIC) を用い、繰り返し計算により送信データを推定する。PIC により不必要な送信信号を除去することで、MIMO を Single Input Multiple Output (SIMO) として見なし、送信データの各ビットを推定可能とする。推定された各ビットの尤度を次の繰り返し計算で PIC に用いることで、徐々に推定された送信データの精度が向上する。以下に BPSK に対応した BP 信号検出である前手法¹⁵⁾の手順を述べる。

2.2.1 並列干渉除去

ここでは受信機で受け取った受信信号に PIC を行い SIMO 化する手順を述べる。受信信号の要素である y_j の x_k 以外の送信信号を PIC で除去したものを

$$\tilde{y}_{jk}^{(l)} = y_j - \sum_{i=1, i \neq k}^{N_t} h_{ji} \tilde{x}_{ji}^{(l)}, \quad (5)$$

$$\tilde{x}_{ji}^{(l)} = \tanh\left(\frac{\beta_{ji}^{(l)}}{2}\right) \quad (6)$$

とする。ここで、 $\tilde{x}_{ji}^{(l)}$ はレプリカ信号であり、 $l = 1, 2, \dots$ は繰り返し回数である。 $\beta_{ji}^{(l)}$ (式 (14)) については後

述する。レプリカ信号は $-1 \leq \tilde{x}_{ji}^{(l)} \leq 1$ の範囲の連続値

であり、BP の繰り返し回数が増えると 1 もしくは -1 に収束することが期待される。式 (5) は、

$$\tilde{y}_{jk}^{(l)} = h_{jk} x_k + n_j + R_{jk}^{(l)}, \quad (7)$$

$$R_{jk}^{(l)} = \sum_{i=1, i \neq k}^{N_t} h_{ji} (x_i - \tilde{x}_{ji}^{(l)}) \quad (8)$$

と書き直すことができる。式 (7) は x_k に着目し、それ以外の送信信号はレプリカ信号により BP の繰り返し毎に徐々に除去されることを期待する。ここで、 $R_{jk}^{(l)}$ は残留干渉成分と呼ばれ、レプリカ信号で除去しきれなかった成分である。

2.2.2 LLR

ここでは PIC により着目した送信信号が 1 か -1 であるかを評価する対数尤度比 (Log Likelihood Ratio, LLR) について述べる。 $R_{jk}^{(l)}$ を雑音と見なすと、 x_k の尤度関数は、

$$\begin{aligned} \Pr(\tilde{y}_{jk}^{(l)} | x_k(b_k)) \\ = \text{CN}(\tilde{y}_{jk}^{(l)} | h_{jk} x_k + \mu_{jk}^{(l)}, \sigma_{jk}^{(l)2} + \sigma_n^2) \end{aligned} \quad (9)$$

で与えられる。ここで $\text{CN}(* | \mu, \sigma^2)$ は平均 μ で分散 σ^2 の複素ガウス分布である。式 (9) の $\mu_{jk}^{(l)}$ と $\sigma_{jk}^{(l)2}$ は残留干渉成分の分散と平均で

$$\mu_{jk}^{(l)} = 0, \quad (10)$$

$$\sigma_{jk}^{(l)2} = \sum_{i=1, i \neq k}^{N_t} |h_{ji}|^2 (x_i - \hat{x}_{ji}^{(l)})^2 \quad (11)$$

である。式(9)の尤度関数を用いて、対数尤度比(LLR)

$$\alpha_{jk}^{(l)} = \log \frac{\Pr(\hat{y}_{jk}^{(l)} | x_k(b_k = 1))}{\Pr(\hat{y}_{jk}^{(l)} | x_k(b_k = 0))} \quad (12)$$

を算出することで、 j 番目の受信アンテナで得られた受信信号 y_j での k 番目の送信信号 x_k を評価することができる。 $\alpha_{jk}^{(l)}$ が正であれば $x_k = 1$ 、つまり $b_k = 1$ である確率が高く、負であれば $x_k = -1$ 、つまり $b_k = 0$ である確率が高い。このLLRの情報を次のBP繰り返しに引き継ぐため

$$\gamma_k^{(l)} = \sum_{j=1}^{N_t} \alpha_{jk}^{(l)}, \quad (13)$$

$$\beta_{jk}^{(l+1)} = \gamma_k^{(l)} - \alpha_{jk}^{(l)} \quad (14)$$

を算出する。式(13)は送信信号 x_k を評価するLLRを加算したものである。式(14)は次のBP繰り返しで式(5)に用いる。

2.2.3 BP繰り返し処理と推定値

PICを元に式(5)-(12)によりLLRを得られる。LLRから構成される $\beta_{jk}^{(l)}$ を生成することで次のBP繰り返し処理へ移る。繰り返し処理により、 $\alpha_{jk}^{(l)}$ 、 $\beta_{jk}^{(l)}$ と $\hat{x}_{jk}^{(l)}$ が更新され、BP繰り返しの規定回数 N_{iter} に到達した際に、送信ビットの推定を

$$\hat{b}_k = \begin{cases} 1, & \gamma_k^{(N_{\text{iter}})} \geq 0 \\ 0, & \gamma_k^{(N_{\text{iter}})} < 0 \end{cases} \quad (15)$$

とする。

2.2.4 残留干渉成分の分散の取り扱い

尤度関数に式(11)で表される残留干渉成分の分散を導入する必要があるが、その中には真の送信信号 x_i が含まれている。これは受信側では知りえない情報であるため、疑似残留干渉成分の分散を他の方法で残留干渉成分の分散を見積もる必要がある。疑似残留干渉成分の分散を

$$\tilde{\sigma}_{jk}^{(l)2} = \sum_{i=1, i \neq k}^{N_t} |h_{ji}|^2 (\hat{x}_{ji}^{(l-1)} - \hat{x}_{ji}^{(l)})^2 \quad (16)$$

と設定し、残留干渉成分の分散の代わりに用いる。また、BP繰り返しの初回において $\hat{x}_{ji}^{(1)} = 0$ とし、 $\hat{x}_{ji}^{(0)}$ は1と-1が等確率と仮定し、その疑似残留干渉成分の分散を

$$\tilde{\sigma}_{jk}^{(0)2} = \sum_{i=1, i \neq k}^{N_t} |h_{ji}|^2 \quad (17)$$

と設定する。

3 提案手法

ここでは、多値変調としてQPSKの概要とそれに対応したBP信号検出、以下、提案手法を述べる。

3.1 QPSK

QPSKは、送信シンボル x_i に2ビットの情報を含む変調方式である。Fig. 2(b)のように、電磁波の位相 90° をずらして、2ビットの情報を表す。その時の送信データ \vec{b} は、

$$\vec{b} = (b_1, b_2, \dots, b_{2N_t}), \quad (18)$$

$$b_i \in \{0, 1\}, \quad i = 1, 2, \dots, 2N_t$$

で、送信信号 \vec{x} は、

$$\vec{x} = (x_1, x_2, \dots, x_{N_t}),$$

$$x_i = \begin{cases} \exp(i\pi/4) & (b_{2i-1} = 1, b_{2i} = 1) \\ \exp(3i\pi/4) & (b_{2i-1} = 0, b_{2i} = 1) \\ \exp(5i\pi/4) & (b_{2i-1} = 0, b_{2i} = 0) \\ \exp(7i\pi/4) & (b_{2i-1} = 1, b_{2i} = 0) \end{cases}, \quad (19)$$

$$i = 1, 2, \dots, N_t$$

である。BPSKと比べ、1送信シンボルで送れるビット数が2倍になる。

3.2 提案手法

提案手法は、前手法のLLRやレプリカ信号の生成方法をQPSKに対応させるものである。ここでは、その方法を述べる。

Table 1 Simulation condition

	Proposed method	Previous method
Modulation	QPSK	BPSK
Num. of antennas	$N_t = N_r = 100$	
Channel	i.i.d. Rayleigh fading	
Receive channel state information	Perfect	
Decoding method	BP decoding	
Num. of BP iteration	$N_{\text{iter}} = 20$	

まず、送信シンボルに含まれる第1ビットと第2ビットのそれぞれのLLRを

$$\alpha_{jk,1}^{(l)} = \log \frac{\Pr(\tilde{y}_{jk}^{(l)} | \text{Re}[x_k(b_{2k-1} = 1)])}{\Pr(\tilde{y}_{jk}^{(l)} | \text{Re}[x_k(b_{2k-1} = 0)])}, \quad (20)$$

$$\alpha_{jk,2}^{(l)} = \log \frac{\Pr(\tilde{y}_{jk}^{(l)} | \text{Im}[x_k(b_{2k} = 1)])}{\Pr(\tilde{y}_{jk}^{(l)} | \text{Im}[x_k(b_{2k} = 0)])} \quad (21)$$

とする。これにより、式(13)、(14)は、

$$\gamma_{k,1}^{(l)} = \sum_{j=1}^{N_t} \alpha_{jk,1}^{(l)}, \quad \gamma_{k,2}^{(l)} = \sum_{j=1}^{N_t} \alpha_{jk,2}^{(l)}, \quad (22)$$

$$\beta_{jk,1}^{(l+1)} = \gamma_{k,1}^{(l)} - \alpha_{jk,1}^{(l)}, \quad \beta_{jk,2}^{(l+1)} = \gamma_{k,2}^{(l)} - \alpha_{jk,2}^{(l)} \quad (23)$$

となる。 $\beta_{jk,1}^{(l+1)}$ 、 $\beta_{jk,2}^{(l+1)}$ から生成されるレプリカ信号は、

$$\hat{x}_{ji}^{(l)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{\beta_{ji,1}^{(l)}}{2}\right) + \frac{i}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{\beta_{ji,2}^{(l)}}{2}\right) \quad (24)$$

とする。 $|\beta_{jk,1}^{(l)}|$ と $|\beta_{jk,2}^{(l)}|$ が大きくなると、レプリカ信号がQPSKの送信信号に近づくことがわかる。前手法は送信シンボル毎に評価していたが、提案手法では送信ビット毎に評価することで、QPSKに対応することが可能である。提案手法は、前手法の式(6)を式(24)に、式(12)を式(20)と(21)に、式(13)と(14)を式(22)と(23)に変更する。

4 数値実験による評価

提案手法の性能を評価するため、誤り率と通信容量について数値実験を行った。それらに共通する諸元はTable 1の通りとした。送信データの要素は等確率で

0または1をとるとし、無作為に生成した。チャネル行列の要素は平均0、分散1の複素ガウス分布 $CN(0,1)$ に従う乱数とした。受信信号に含まれる雑音は白色雑音と仮定し、複素ガウス分布 $CN(0, \sigma_n^2)$ に従う乱数とした。雑音の分散は1ビットあたりの信号電力と雑音電力の比である E_b/N_0 を用いて、 $\sigma_n^2 = 10^{-E_b/N_0}$ とした。全ての乱数は互いに独立に生成した。これらの数値実験はMATLAB®で行った。

4.1 提案手法の誤り率

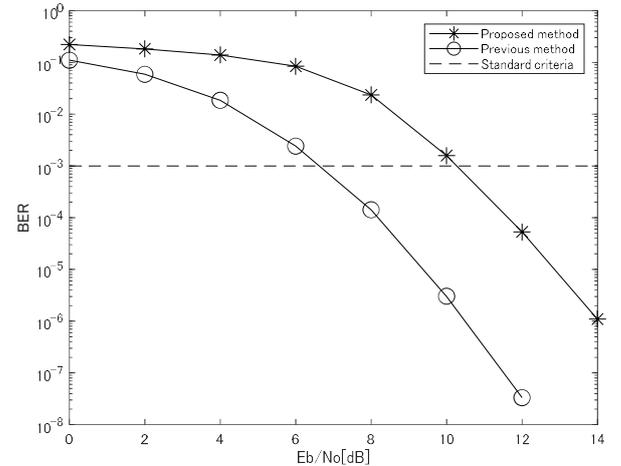


Fig. 3 BERs in massive MIMO for proposed method and previous method

本研究ではBit Error Rate (BER)を用いて誤り率の評価を行う。提案手法と前手法のBERを比較した結果がFig. 3である。誤り率を縦軸BER、横軸 E_b/N_0 とし、提案手法をアスタリスク、前手法を円で無線通信の誤り率の基準値を破線で表示した。提案手法と前手法を比較すると、 E_b/N_0 が大きくなるとどちらもBERは低下するが、全ての E_b/N_0 で前手法のBERが低くなった。しかしながら、提案手法のBERは、無線通信の誤り率基準値である $BER < 10^{-3}$ を $E_b/N_0 < 20$ で達成しているため、実用上の問題はないと考えられる。提案手法のBERが増加する原因は、Fig. 2で表される信号点

間の距離が前手法に比べ短くなり、ノイズの影響を受けやすくなったためと考えられる。

4.2 提案手法の通信容量

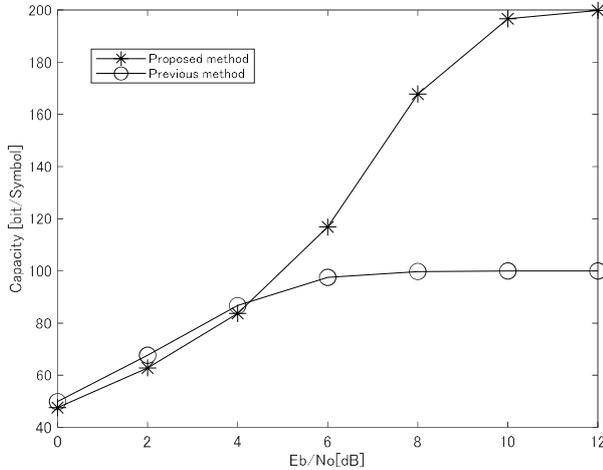


Fig. 4 Channel capacity in proposed method and previous method

提案手法の通信容量を前手法と比較し評価した。通信容量は、

$$C = qN_t[1 + P_R \log_2 P_R + (1 - P_R) \log_2 (1 - P_R)] \quad (25)$$

で与えられる。ここで、 q は変調多値数であり BPSK では $q=1$ 、QPSK では $q=2$ である。 P_R は BER である。

提案手法と前手法の通信容量を比較した結果が Fig. 4 である。縦軸を通信容量、横軸を E_b/N_0 とし、提案手法をアスタリスクで表し、前手法を円で表した。どちらの手法も E_b/N_0 が大きくなると通信容量が大きくなった。小さい E_b/N_0 の範囲では提案手法よりも前手法の方は通信容量が僅かながら大きい、 $E_b/N_0 \geq 6$ で提案手法の通信容量が大きくなった。提案手法と前手法の通信容量の上限は、式(24)によると $P_R = 0$ 、つまり 1 つも誤らなかつた場合、それぞれ 200 [bit/symbol] と 100 [bit/symbol] である。数値実験の結果、 E_b/N_0 が大きくなると通信容量は上限に漸近した。 E_b/N_0 が十分に大きい環境で、提案手法は前手法に比べ通信容量の面で大きな性能改善が可能であることがわかった。

5 まとめ

本研究では、BPSK の信号検出にしか対応していない前手法を、多値変調の 1 つである QPSK の信号検出に対応できる手法に改良し提案した。その提案手法の誤り率と通信容量を数値実験により評価した。その結果、誤り率において、無線通信の基準値を達成すること、

通信容量において、前手法よりも優れていることを示すことができた。これらの結果から、提案手法が多値変調を基本とする大規模 MIMO での信号検出で有効であるということが示唆された。

今後の課題として、提案手法を QPSK よりもさらに多値変調となる 8 Phase Shift Keying (8PSK) や 16 Quadrature Amplitude Modulation (16QAM) への拡張を考えている。

参考文献

- 1) T. L. Marzetta : Noncooperative Cellular Wireless with Unlimited Numbers of Base Station Antennas, IEEE Trans. Wireless Commun., Vol.9, pp.3590-3600, 2010
- 2) F. Rusek, D. Persson, B. K. Lau, et al. : Scaling Up MIMO Opportunities and Challenges with Very Large Arrays, IEEE Signal Process. Mag., Vol.30, pp.40-60, 2013
- 3) E. Telatar : Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels, European Transactions on Telecommunications, Vol.10, pp.585-595, 1999
- 4) L. Lu, G. Y. Li, A. L. Swindlehurst, et al. : An Overview of Massive MIMO: Benefits and Challenges, IEEE J. Sel. Topics Signal Process., 8, pp.742-758, 2014
- 5) S. Yang, L. Hanzo : Fifty Years of MIMO Detection the Road to Large-scale MIMOs, IEEE Commun. Surveys Tuts., 17, pp.1941-1988, 2015
- 6) D. Araújo, T. Maksymyuk, A. L. F. Almeida, et al. : Massive MIMO: Survey and Future Research Topics, IET Commun., 10, pp.1938-1946, 2016
- 7) T. H. Im, J. Kim and Y. S. Cho : A Low Complexity QRM-MLD for MIMO Systems, Proc. IEEE Vehicular Technology Conf., pp.2243-2247, 2007
- 8) H. Kawai, K. Higuchi, N. Maeda, et al. : Likelihood Function for QRM-MLD Suitable for Soft-decision Turbo Decoding and its Performance for OFDM MIMO Multiplexing in Multipath Fading Channel, IEICE Trans. Commun., E88-B, pp.47-57, 2005
- 9) J. Yang, C. Zhang, X. Liang, et al. : Improved Symbol-based Belief Propagation Detection for Large-scale MIMO, Proc. IEEE Workshop on Signal Processing Systems, pp.1-6, 2015
- 10) W. Fukuda, T. Abiko, T. Nishimura, et al. : Low-complexity Detection Based on Belief Propagation in a Massive MIMO System, Proc. IEEE Vehicular Technology Conf., pp.1-5, 2013

- 11) T. Takahashi, S. Ibi, S. Sanpei, et al. : On Normalization of Matched Filter Belief in GaBP for Large MIMO detection, Proc. IEEE Vehicular Technology Conf., pp.1-6, 2016
- 12) P. Som, T. Datta, A. Chockalingam, B. S. Rajan, et al. : Improved large-MIMO Detection Based on Damped Belief Propagation, Proc. IEEE Trans. inf. Theory, pp.1-5, 2010
- 13) J. Yang, W. Song, S. Zhang, et al. : Low-Complexity Belief Propagation Detection for Correlated Large-Scale MIMO Systems, J Sign. Process. Syst., 90, pp.585-599, 2018
- 14) T. Watabe, T. Nishimura, T. Ohgane, et al. : Superposed 16-QAM Signal Detection Using GaBP in a Massive MIMO System, Proc. APSIPA Annual Summit and Conf., pp.1416-1420, 2018
- 15) K. Sakoda, H. Hata and S. Hata : Residue Effect of Parallel Interference Canceller in Belief Propagation Decoding in Massive MIMO Systems, International Journal of Electrical and Electronic Engineering & Telecommunications, Vol.9, pp.13-17, No.1, 2020