

2 ステップ QRM-ML ブロック信号検出を 用いるシングルキャリア MIMO 多重伝送

高須 満彦[†] 天間 克宏[†] 山本 哲矢[†] 安達 文幸[‡]

^{†‡} 東北大学大学院 工学研究科 電気・通信工学専攻 〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

E-mail: [†]{takasu, tenma, yamamoto}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし QR 分解と M アルゴリズムを用いる演算量削減型最尤ブロック信号検出法(QRM-MLBD)は、最尤検出(MLD)から演算量を大幅に削減しつつ、最小二乗誤差規範に基づく空間フィルタリング(MMSED)に比べシングルキャリア(SC)マルチ送受信アンテナ(MIMO)多重伝送の伝送特性を大幅に改善できる。しかしながら、M アルゴリズムにおけるパスメトリック演算では、各ステージで全てのシンボル候補について計算を行うため、QRM-MLBD の演算量は依然として大きい。そこでシングルアンテナ(SISO)伝送を対象に、筆者らは最近、MMSE 規範に基づく周波数領域等化(MMSE-FDE)出力から事後確率を計算してシンボル候補を絞り込むことでパスメトリック演算量を削減する 2 ステップ QRM-MLBD を提案した。本報告では、2 ステップ QRM-MLBD を用いる SC-MIMO 多重伝送を対象に、シンボル候補の絞り込み結果と送信アンテナ順番とを考慮した適応オーダリング提案する。2×2 SC-MIMO 多重伝送の場合、適応オーダリングを導入した 2 ステップ QRM-MLBD は QRM-MLBD と同等のスループット特性を達成しつつ、演算量を QRM-MLBD のおよそ 1/30 まで削減できることを計算機シミュレーションにより示す。

キーワード シングルキャリア, MIMO, MLD, MMSED, QR 分解, M アルゴリズム

Single-Carrier MIMO Multiplexing Using 2-step QRM-ML Block Signal Detection

Michihiko TAKASU[†] Katsuhiro TEMMA[†] Tetsuya YAMAMOTO[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

^{†‡} Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University
6-6-05, Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579, JAPAN

E-mail: [†]{takasu, tenma, yamamoto}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Maximum likelihood block signal detection using QR-decomposition and M-algorithm (QRM-MLBD) can significantly improve the transmission performance of single-carrier multiple-input multiple-output (SC-MIMO) multiplexing compared to space filtering based on the minimum mean square error criterion (MMSED) while reducing the computational complexity compared to MLD. However, QRM-MLBD still requires high complexity in M-algorithm. Recently, the authors proposed 2-step QRM-MLBD for a single-input single-output (SISO) transmission. 2-step QRM-MLBD can remove unreliable symbol candidates from the symbol tree by computing the posteriori probabilities after MMSE based frequency domain equalization (MMSE-FDE). In this paper, for achieving further complexity reduction, we propose an adaptive detection ordering into 2-step QRM-MLBD for SC-MIMO multiplexing. The adaptive detection ordering is based on the number of symbol candidates at each stage and transmit antenna order. We show by computer simulation that 2-step QRM-MLBD using proposed ordering can achieve almost the same throughput performance as QRM-MLBD while reducing computational complexity.

Keyword Single-carrier, MIMO, MLD, MMSED, QR-decomposition, M-algorithm

1. はじめに

次世代の移動無線通信では、高速かつ大容量な通信が求められている。有効な技術としてマルチ送受信アンテナ(MIMO)多重伝送[1]が知られている。また、移動無線通信の伝搬路は遅延時間の異なる複数の遅延パ

スにより構成される周波数選択性フェージングチャネル[2]であるため、その克服が必要不可欠となる。周波数選択性フェージング環境下で MIMO 多重伝送を行う方式として、多数の狭帯域サブキャリアを用いて並列伝送を行う MIMO-直交周波数分割多重(OFDM)[3]が知

られている。しかし、OFDM 伝送はピーク対平均信号電力比(PAPR)が大きくなるため、線形電力増幅器の負担が増加してしまうという問題がある。そのため、近年 PAPR の問題が少ないシングルキャリア(SC)伝送を用いる MIMO 多重伝送[4]が上りリンク伝送において注目されている。少ない演算量で実現できる信号検出法として最小平均二乗誤差規範に基づく空間フィルタリング(MMSED)[5]があるが残留干渉成分による特性劣化が大きく最尤検出(MLD)[6]との特性差は大きくなってしまふ。そこで最近、QR 分解と M アルゴリズムを用いる演算量削減型最尤ブロック信号検出(QRM-MLBD)[7-9]が提案されているがその演算量は依然として大きい。そこで筆者らは最近、MMSE 規範に基づく周波数領域等化(MMSE-FDE)[10,11]による事前判定結果を利用してシンボル候補を絞り込み演算量を削減する 2 ステップ QRM-MLBD[12-13]をシングルアンテナ(SISO)の SC 伝送における信号検出法として提案した。

本報告では 2 ステップ QRM-MLBD を SC-MIMO 多重伝送に拡張し、シンボル候補の絞り込み結果と送信アンテナ順とを考慮した適応オーダリングを提案する。適応オーダリングを用いる 2 ステップ QRM-MLBD は QRM-MLBD と同等のスループット特性を達成しつつ演算量を大幅に削減できることを示す。

以下に本報告の構成を示す。第 2 章において 2 ステップ QRM-MLBD を用いる SC-MIMO 多重伝送について述べる。第 3 章では計算機シミュレーションにより、適応オーダリングを導入した 2 ステップ QRM-MLBD を用いる SC-MIMO 多重伝送のスループット特性を明らかにし、従来の QRM-MLBD と比較する。第 4 章にて本報告をまとめる。

2.2 ステップ QRM-MLBD を用いる SC-MIMO 多重伝送

2.1. 送受信信号表現

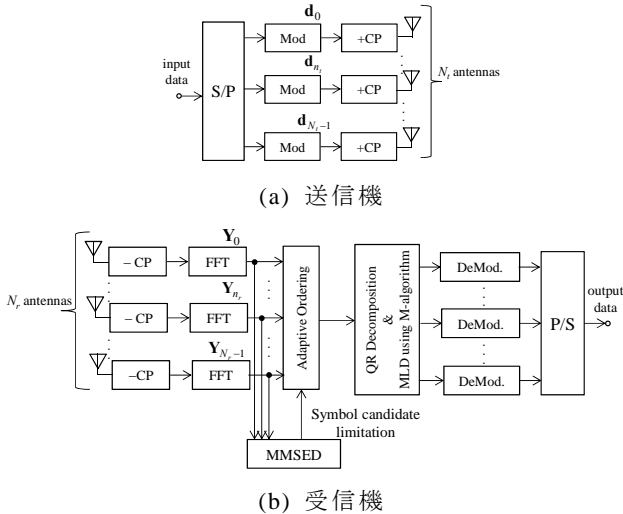


図 1 送受信機構成

図 1 に 2 ステップ QRM-MLBD を用いる SC-MIMO 多重伝送の送受信機構成を示す。以降、シンボル時間 T_s 間隔の離散時間低域等価表現を用いる。送信機では、 N_r 本の送信アンテナに入力された信号に対し、データ

変調を行う。第 n_t 送信アンテナ($n_t=0\sim N_t-1$)から送信される N_c シンボルからなる送信シンボルブロックはベクトル $\mathbf{d}_{n_t}=[d_{n_t}(0), \dots, d_{n_t}(N_c-1)]^T$ で表される。ただし、 $(\cdot)^T$ は転置操作を表す。この送信シンボルブロックの後尾 N_g シンボルをサイクリックプレフィックス(CP)としてコピーし、ブロック先頭のガードインターバル(GI)に挿入して送信する。

送信された信号はシンボル長間隔の L 個の離散パスから構成される周波数選択性ブロックレイリーフェージングチャネルを伝搬して N_r 本の受信アンテナにより受信される。受信機側では CP を除去した後に各受信アンテナの受信信号に対し N_c ポイントの高速フーリエ変換(FFT)を適用する。第 n_r 受信アンテナ($n_r=0\sim N_r-1$)における周波数領域受信信号ベクトルを $\mathbf{Y}_{n_r}=[Y_{n_r}(0), \dots, Y_{n_r}(N_c-1)]^T$ と表す時、 \mathbf{Y}_{n_r} は次式のように表される。

$$\mathbf{Y}_{n_r} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \mathbf{H}_{n_r, n_t} \mathbf{F} \mathbf{d}_{n_t} + \mathbf{N}_{n_r} \quad (1)$$

ここで、 E_s は送信シンボルエネルギー、 $\mathbf{H}_{n_r, n_t} = \text{diag}[H_{n_r, n_t}(0), \dots, H_{n_r, n_t}(N_c-1)]$ は第 n_t 送信アンテナと第 n_r 受信アンテナ間の周波数領域チャネル行列を表す。 $\mathbf{N}_{n_r}=[N_{n_r}(0), \dots, N_{n_r}(N_c-1)]^T$ は第 n_r 受信アンテナに加わる周波数領域雑音ベクトルであり各要素は零平均で分散 $2N_0/T_s$ の複素ガウス過程であり、 N_0 は加法性白色ガウス雑音(AWGN)の片側電力スペクトル密度を表す。 \mathbf{F} は以下に示す $N_c \times N_c$ の離散フーリエ変換(DFT)行列を表す。

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{1 \times 1}{N_c}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{1 \times (N_c-1)}{N_c}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{(N_c-1) \times 1}{N_c}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{(N_c-1) \times (N_c-1)}{N_c}} \end{bmatrix} \quad (2)$$

(1)式より受信信号を $N_r N_c \times 1$ の拡張周波数領域受信信号ベクトル $\bar{\mathbf{Y}}=[\mathbf{Y}_0^T, \dots, \mathbf{Y}_{N_r-1}^T]^T$ を用いて次のように表すことができる。

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{Y}} &= \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_0 \\ \vdots \\ \mathbf{Y}_{N_r-1} \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{H}}_{0,0} & \dots & \bar{\mathbf{H}}_{0,N_t-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{\mathbf{H}}_{N_r-1,0} & \dots & \bar{\mathbf{H}}_{N_r-1,N_t-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{d}_0 \\ \vdots \\ \mathbf{d}_{N_t-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{N}_0 \\ \vdots \\ \mathbf{N}_{N_r-1} \end{bmatrix} \\ &= \bar{\mathbf{H}} \mathbf{d} + \bar{\mathbf{N}} \end{aligned} \quad (3)$$

ただし、 $\bar{\mathbf{H}}_{n_r, n_t} = \mathbf{H}_{n_r, n_t} \mathbf{F}$ 、 $\bar{\mathbf{N}}=[\mathbf{N}_0^T, \dots, \mathbf{N}_{N_r-1}^T]^T$ は $N_r N_c \times 1$ の拡張周波数領域雑音ベクトル、 $\mathbf{d}=[\mathbf{d}_0^T, \dots, \mathbf{d}_{N_t-1}^T]^T$ は $N_t N_c \times 1$ の拡張送信信号ベクトル、 $\bar{\mathbf{H}}$ は $N_r N_c \times N_t N_c$ の拡張等価チャネル行列をそれぞれ表す。このようにして、空間多重された SC-MIMO 多重伝送のチャネルを 1 つの等価チャネル行列として扱うことで、QRM-MLBD による信号検出が可能となる。

2.2. MMSED 軟判定値を用いたシンボル候補絞り込み

(1)式で表される受信信号の第 k 周波数成分に対し、

MMSE 規範に基づく重みを乗算することで、信号を分離する。分離後の第 n_t 送信アンテナの信号 $\tilde{D}_{n_t}(k)$ は次のように表される。

$$\begin{aligned}\tilde{D}_{n_t}(k) &= \sum_{n_r=0}^{N_r-1} W_{n_r, n_t}(k) Y_{n_r}(k) \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} W_{n_r, n_t}(k) \left\{ \sum_{n'_t=0}^{N_t-1} H_{n_r, n'_t}(k) D_{n'_t}(k) + N_{n_r}(k) \right\} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{W}_{n_t}(k) \mathbf{H}(k) \mathbf{D}(k) + \tilde{N}_{n_t}(k)\end{aligned}\quad (4)$$

ただし、 $\mathbf{D}(k)=[D_0(k), \dots, D_{N_t-1}(k)]^T$ は周波数領域送信信号の第 k 周波数成分、 $\mathbf{H}(k)$ は (n_r, n_t) 要素が第 n_t 送信アンテナと第 n_r 受信アンテナ間の周波数領域チャネル行列の第 k 周波数成分で構成される $N_r \times N_t$ の行列、 $\tilde{N}_{n_t}(k)$ は重み乗算後の雑音を表す。 $\mathbf{W}_{n_t}(k)=[W_{n_t,0}(k), \dots, W_{n_t, N_r-1}(k)]$ は、第 n_t 送信アンテナの送信信号の第 k 周波数成分を分離するために受信信号の第 k 周波数成分に対し乗算する重みベクトルであり、次のように表される。

$$\mathbf{W}_{n_t}(k) = \mathbf{H}_{n_t}^H(k) \left[\mathbf{H}(k) \mathbf{H}^H(k) + \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \mathbf{I}_{N_r} \right]^{-1} \quad (5)$$

\mathbf{I}_{N_r} は $N_r \times N_r$ の単位行列である。 $(\cdot)^H$ は行列のエルミート転置操作を表す。(4)式に対し、 N_c ポイントの逆FFT(IFFT)を行うことで軟判定値 $\tilde{d}'_{n_t}(t)$ を得る。

$$\begin{aligned}\tilde{d}'_{n_t}(t) &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_{n_t, n_t}(k) d_{n_t}(t) \\ &\quad + \mu_{ISI, n_t}(t) + \mu_{IAI, n_t}(t) + \mu_{noise, n_t}(t)\end{aligned}\quad (6)$$

$\tilde{H}_{n_t, n_t}(k)$ は重み乗算後のチャネルの第 k 周波数成分を表す。また、第 1 項は希望信号成分、第 2 項は残留符号間干渉(ISI)成分、第 3 項は残留アンテナ間干渉(IAI)成分、第 4 項は雑音成分をそれぞれ表す。 $\tilde{A} = \sqrt{2E_s/T_s} \{ (1/N_c) \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_{n_t, n_t}(k) \}$ を用いて正規化した値 $d'_{n_t}(t)$ は次のように表すことができる。

$$\tilde{d}'_{n_t}(t) = d_{n_t}(t) + \mu'_{ISI, n_t}(t) + \mu'_{IAI, n_t}(t) + \mu'_{noise, n_t}(t) \quad (7)$$

この時、正規化後の干渉項及び雑音項はそれぞれ次のように表される。

$$\left\{ \begin{aligned}\mu'_{ISI, n_t}(t) &= A^{-1} \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_{n_t, n_t}(k) \\ &\quad \times \sum_{\tau=0 \neq t}^{N_c-1} d_{n_t}(\tau) \exp\left(j2\pi k \frac{(t-\tau)}{N_c} \right) \\ \mu'_{IAI, n_t}(t) &= A^{-1} \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \frac{1}{N_c} \sum_{n'_t=0 \neq n_t}^{N_t-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_{n_t, n'_t}(k) \\ &\quad \times \sum_{\tau=0}^{N_c-1} d_{n'_t}(\tau) \exp\left(j2\pi k \frac{(t-\tau)}{N_c} \right) \\ \mu'_{noise, n_t}(t) &= A^{-1} \frac{1}{N_c} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} W_{n_r, n_t}(k) \tilde{N}_{n_t}(k)\end{aligned}\right. \quad (8)$$

ここで、残留 ISI および残留 IAI 項を零平均複素ガウス変数と近似することで、干渉及び雑音項を 1 つの零平均複素ガウス変数 $\mu'_{n_t}(t) = \mu'_{ISI, n_t}(t) + \mu'_{IAI, n_t}(t) + \mu'_{noise, n_t}(t)$ として表すことができる。この時 $\mu'_{n_t}(t)$ の分散 $\sigma_{n_t}^2$ は次のように表される [13]。

$$\begin{aligned}\sigma_{n_t}^2 &= \sigma_{ISI, n_t}^2 + \sigma_{IAI, n_t}^2 + \sigma_{noise, n_t}^2 \\ &\left\{ \begin{aligned}\sigma_{ISI, n_t}^2 &= A^{-2} \frac{E_s}{T_s} \left[\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\tilde{H}_{n_t, n_t}(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_{n_t, n_t}(k) \right|^2 \right] \\ \sigma_{IAI, n_t}^2 &= A^{-2} \frac{E_s}{T_s} \left[\frac{1}{N_c} \sum_{n'_t=0 \neq n_t}^{N_t-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\tilde{H}_{n_t, n'_t}(k)|^2 \right] \\ \sigma_{noise, n_t}^2 &= A^{-2} \frac{N_0}{T_s} \left[\frac{1}{N_c} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} |W_{n_r, n_t}(k)|^2 \right]\end{aligned}\right. \quad (9)\end{aligned}$$

次に各シンボル候補の事後確率を計算する。MMSED による軟判定値 $\tilde{d}'_{n_t}(t)$ が得られた時のシンボル s_k ($k=0 \sim X-1, X$: 変調多値数) の事後確率はベイズの定理より次のように求めることができる。

$$P(s_k | \tilde{d}'_{n_t}(t)) = \frac{P(s_k) p(\tilde{d}'_{n_t}(t) | s_k)}{p(\tilde{d}'_{n_t}(t))} \quad (10)$$

$P(s_k)$ は送信信号が s_k である事前確率を表す。 $p(\tilde{d}'_{n_t}(t))$ は MMSED 後の軟判定値の確率密度関数であり次のように表される。

$$p(\tilde{d}'_{n_t}(t)) = \sum_{k=0}^{X-1} p(\tilde{d}'_{n_t}(t) | s_k) P(s_k) \quad (11)$$

また、 $p(\tilde{d}'_{n_t}(t) | s_{k'})$ は次式で表される条件付き確率密度関数である。

$$p(\tilde{d}'_{n_t}(t) | s_{k'}) = \frac{1}{2\pi\sigma_{n_t}^2} \exp\left(-\frac{|\tilde{d}'_{n_t}(t) - s_{k'}|^2}{2\sigma_{n_t}^2} \right) \quad (12)$$

ここで、全てのシンボルが等確率で送信されていると仮定すると(10)式の事後確率は次のように表すことができる。

$$P(s_k | \tilde{d}'_{n_t}(t)) = \frac{p(\tilde{d}'_{n_t}(t) | s_k) \frac{1}{X}}{\frac{1}{X} \sum_{k'=0}^{X-1} p(\tilde{d}'_{n_t}(t) | s_{k'})} = \frac{p(\tilde{d}'_{n_t}(t) | s_k)}{\sum_{k'=0}^{X-1} p(\tilde{d}'_{n_t}(t) | s_{k'})} \quad (13)$$

計算した事後確率からシンボル候補の絞り込みを行う。図 2 に絞り込みの一例を示す。事後確率の高いシンボル候補から選択を行い、選択したシンボルの事後確率の累積値を計算する。累積事後確率があらかじめ設定した所要値 α を超えた時点でシンボル候補の選択を終了し、残りのシンボル候補を木構造から除外する。このような絞り込みを行うことで、M アルゴリズムにおける木構造探索に要する演算量を大幅に削減することができる。この際、所要値 α を大きく設定した場合は、候補シンボル数が増加してしまうため演算量低減効果が小さくなり、一方で α を小さく設定した場合、演算量削減効果が大きくなる傍ら伝送特性に劣化が生じてしまう。それゆえ、 α の値は軟判定値を用いる 2 ステップ QRM-MLBD の重要なパラメータと言える。本報

告では生き残りパス数 $M=1024$ とした 2 ステップ QRM-MLBD において所要値 α を変数とした SER 特性を事前に計算機シミュレーションにより計算し、 $M=1024$ とした QRM-MLBD の平均シンボル誤り率 (SER) 特性から劣化の生じない最小の α を平均受信 E_s/N_0 毎に求め、それらを所要値として用いている。

2.3. 適応オーダリング

QRM-MLBD を用いる信号検出では拡張チャネル行列 $\bar{\mathbf{H}}$ の列成分を入れ替えることで検出順序を任意に選択することができる。文献[8]において、信号の検出順序を異なるアンテナからの信号が交互になるように配置する code-first ordering を用いることで QRM-MLBD の伝送特性を改善できることが報告されている。一方、文献[13]では、2ステップ QRM-MLBD における第 1 ステップによる絞り込み後のシンボル候補数に応じたオーダリングを行うことで伝送特性を改善できることが報告されている。

本報告では次に示すような 2 段階の処理を行う適応オーダリングを用いることを提案する。図 3 に提案法の動作を示す。図中の $N_{cand}^n(k)$ はシンボル $d_n(k)$ のシンボル候補数を表す。木構造はオーダリングを行う前は図 3(a) に示すように同一アンテナからの信号が固まり、かつ第 1 ステップによる絞り込み後のシンボル候補数とは無関係な構造となっている。これに対し Phase1 として、絞り込み後のシンボル候補数の少ないシンボルを木構造の上位ステージに配置する(図 3(b))。その後、Phase2 としてシンボル候補数の等しいシンボル群を 1 つのグループとして扱い、そのグループ内で異なるアンテナからの信号が交互になるように配置する(図 3(c))。このようなオーダリングを施すことで、隣接シンボル間の相関を低減しつつ、M アルゴリズムによるパスの削減が行われるステージをより下位のステージにすることができる。

2.4. QRM-MLBD

前節で示すオーダリングを行った後の拡張等価チャネル行列を $\bar{\mathbf{H}}^{order}$ と表す時、 $\bar{\mathbf{H}}^{order}$ を $N_c N_r \times N_c N_t$ のユニタリ行列 \mathbf{Q} と $N_c N_t \times N_c N_t$ の上三角行列 \mathbf{R} に QR 分解することで次式を得る。

$$\bar{\mathbf{H}}^{order} = \mathbf{QR} \quad (14)$$

次に、 \mathbf{Q}^H を受信信号 $\bar{\mathbf{Y}}$ に乗算することで次式を得る。

$$\begin{aligned} \mathbf{Z} &= \begin{bmatrix} Z(0) \\ \vdots \\ Z(N_t N_c - 1) \end{bmatrix} = \mathbf{Q}^H \bar{\mathbf{Y}} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{bmatrix} R_{0,0} & \cdots & R_{0,N_t N_c - 1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & & R_{N_t N_c - 1, N_t N_c - 1} \end{bmatrix} \bar{\mathbf{d}}^{order} + \mathbf{Q}^H \bar{\mathbf{N}} \end{aligned} \quad (15)$$

\mathbf{Z} は \mathbf{Q}^H 乗算後の周波数領域受信信号ベクトル、 $\bar{\mathbf{d}}^{order}$ はオーダリング適用後の拡張送信信号ベクトルをそれぞれ表す。(15)式により、MLD のシンボル探索は $N_t N_c$ ステージからなる木構造の形に置き換えることができる。各ステージでは二乗ユークリッド距離に基づくパスメトリックを計算し、累積パスメトリックの小さい順に M 個のパスを生き残りパスとして選択する。最終

ステージでは、最も累積パスメトリックの小さいパスに対応するシンボル系列を QRM-MLBD の検出値として出力する。

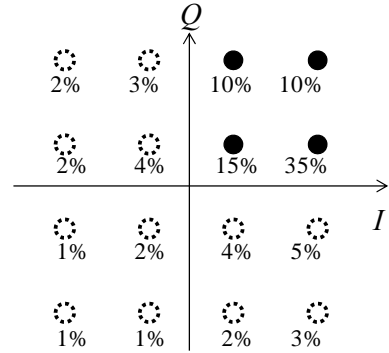


図 2 シンボル候補絞り込みの例(16QAM)

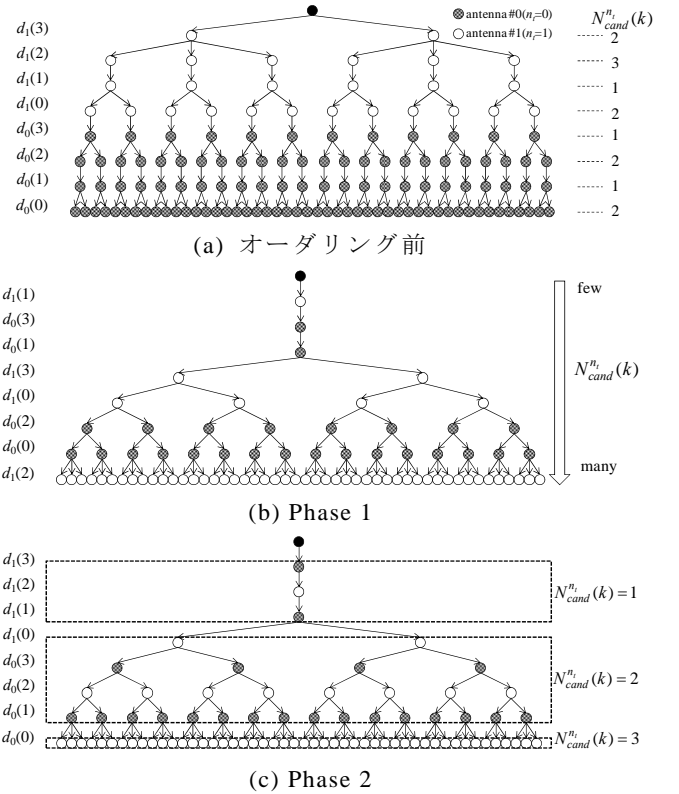


図 3 提案オーダリングの動作($N_t=2, N_c=4$)

3. 計算機シミュレーション

2ステップ QRM-MLBD を用いた SC-MIMO 多重伝送のスループット特性並びに演算量(複素乗算回数)を計算機シミュレーションにより評価する。計算機シミュレーション諸元を表 1 に示す。送信機では $N_t=2$ 本の送信アンテナから $N_c=64$ の信号ブロックに $N_g=16$ シンボルとした CP を付加し送信する。送信された信号は $L=16$ パスの等電力遅延プロファイルを有する周波数選択性ブロックレイリーフェージングチャネルを伝搬するものと仮定する。受信機では $N_r=2$ 本の受信アンテナで受信される。受信機においてチャネル推定は理想的に行えるものとする。

3.1. スループット特性

図 4 に平均受信 E_s/N_0 対スループット特性を示す。なおスループットはパケット誤り率(PER)を用いて次

のように定義される[15].

$$\text{Throughput} = (1 - \text{PER}) \times N_t \times \log_2 X \times \frac{N_c}{N_c + N_g} \quad (16)$$

提案オーダリングを用いた 2 ステップ QRM-MLBD では、 $M=1024$ とした時の QRM-MLBD と同等の伝送特性を達成するために必要な M の値が 64 まで低減できていることが分かる。この理由は、提案オーダリングを用いることで、2 ステップ QRM-MLBD の第 1 ステップによる絞り込み後の候補シンボル数が少ないものを木構造の上位ステージに割り当てているため、木構造の初期ステージでのパスの削減が行われる確率を低くすることができ、その上で code-first ordering と同様、隣接シンボル間のフェージング相関低減効果を得られているためと考えられる。

表 1 シミュレーション諸元

Transmitter	Number of Transmit antennas	$N_t=2$
	Modulation	16QAM
	Block size	$N_c=64$
	Packet size	1024 bits
	GI length	$N_g=16$
	Num. of paths	$L=16$
Channel	Fading type	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	Uniform
	Delay time	$\tau_l=l(l=0\sim L-1)$
Receiver	Number of receive antennas	$N_r=2$
	Channel estimation	Ideal

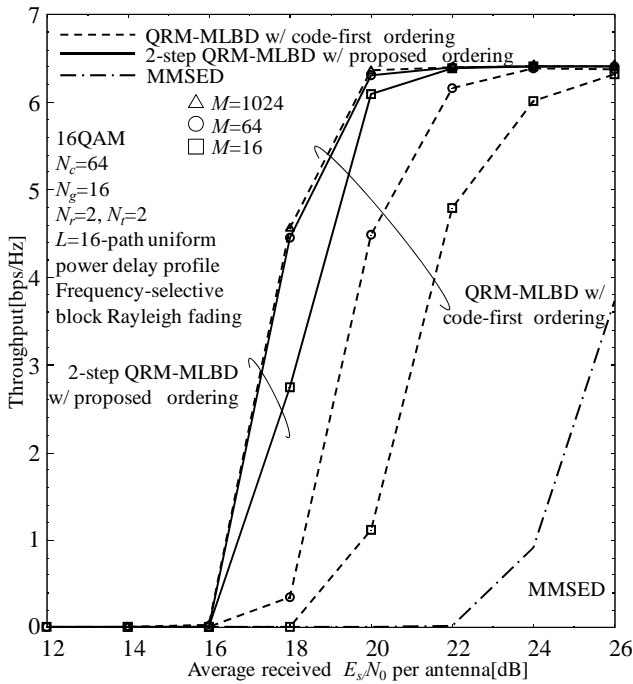


図 4 スループット特性

3.2. 演算量の比較

表 2 に 1 ブロック ($N_c N_t$ シンボル) 検出に要する平均複素乗算回数を示す。ただし表中の $E[\cdot]$ は時間平均操

作を表し、 $E[N_{\text{cand}}^n(k)]$ は 1 ブロック検出時の 1 ステージあたりの平均シンボル候補数を表す。図 5 に平均受信 E_s/N_0 対複素乗算回数 ($N_c N_t=128$ シンボル) のグラフを示す。図中の worst で表される値は各平均受信 E_s/N_0 においてシミュレーションの結果 1 ブロック検出時に $E[N_{\text{cand}}^n(k)]$ の値が最も大きい値になった時の複素乗算回数を表している。一例としてピークスループットを達成する平均受信 $E_s/N_0=24$ [dB] における複素乗算回数を比較すると、適応オーダリングを用いる 2 ステップ QRM-MLBD の複素乗算回数は QRM-MLBD のおよそ 1/30 まで低減することができている。この理由は、木構造を簡略化し、かつ生き残りパス数 M の値が、提案オーダリングを用いる 2 ステップ QRM-MLBD ではスループット特性の改善により所要の生き残りパス数 M を 64 まで小さくすることができ、大きな演算量削減効果が得られているためである。

表 2 1 ブロック ($N_t N_c$ シンボル) 検出に要する平均複素乗算回数

	QRM-MLBD	2-step QRM-MLBD w/ proposed ordering
FFT	$N_r N_c \log_2 N_c$	$N_r N_c \log_2 N_c$
Calc. Weight and FDE		$2N_r^2 N_t N_c + N_r^3 N_c^2 + N_t N_r N_c$
IFFT		$N_t N_c \log_2 N_c$
Symbol candidate limitation		$N_t \{N_c(N_r + N_t - 1) + 1\}$
Calc. \bar{H} and QR decomposition	$N_r N_t N_c^2 + N_r N_t^2 N_c^3$	$N_r N_t N_c^2 + N_r N_t^2 N_c^3$
Computation of $\mathbf{Q}^H \bar{\mathbf{Y}}$	$N_r N_t N_c^2$	$N_r N_t N_c^2$
Path metric computation	$X \{2 + (M/2) (N_t N_c + 4) (N_t N_c - 1)\}$	$E[N_{\text{cand}}^n(k)] \{2 + (M/2) (N_t N_c + 4) (N_t N_c - 1)\}$

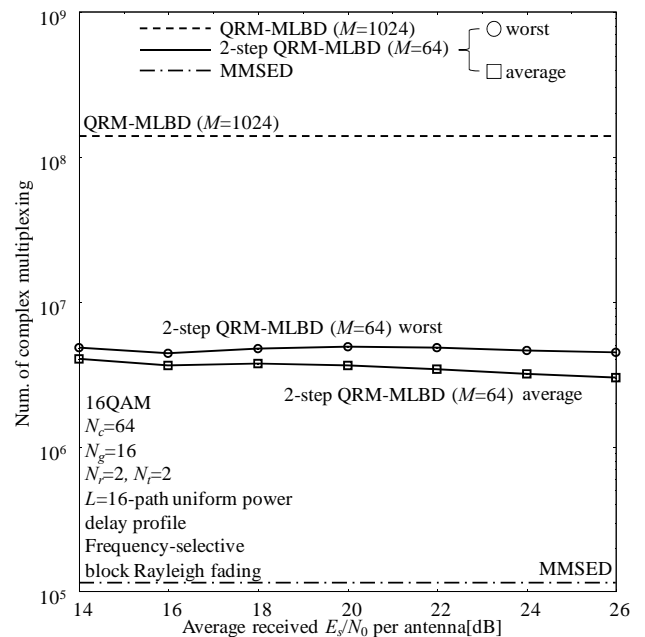


図 5 複素乗算回数の比較 (1 ブロック検出時)

4. まとめ

本報告では、シンボル候補の絞り込み結果と送信アンテナとを考慮した適応オーダリングを導入した2ステップ QRM-MLBD を提案し、スループット特性並びに複素乗算回数の評価を行った。生き残りパス数 M の値を1024とした QRM-MLBD と同等のスループットを達成するために必要な M の値は、提案オーダリングを導入した2ステップ QRM-MLBD では $M=64$ で十分であることを示した。これは適応オーダリングを導入することで、M アルゴリズムでパス削除の行われるステージを QRM-MLBD よりも下位のステージに移動できることと、アンテナ順を交互にすることによる隣接シンボル間の相関低減効果が得られることのためである。 M の値を大きく低減することができるため、提案オーダリングを用いる2ステップ QRM-MLBD では演算量を QRM-MLBD から大幅に削減することが可能であることを示した。今後の検討課題として符号化やチャネル推定誤差の影響などがあげられる。

引用文献

- [1] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Commun.*, Vol. 6, No. 3, pp. 311-335, 1998.
- [2] Tero Ojanpera and Ramjee Prasad, "*Wideband Cdma for Third Generation Mobile Communications*," 1998, Artech House Publishers
- [3] K. Higuchi, H. Kawai, N. Maeda, H. Taoka, and M. Sawahashi, "Experiments on real-time 1-Gb/s packet transmission using MLD-based signal detection in MIMO-OFDM broadband radio access," *IEEE Journal on Selected Areas in Commun.*, Vol. 24, No. 6, pp. 1141-1153, June 2006.
- [4] T. Fujimori, K. Takeda, K. Ozaki, A. Nakajima, and F. Adachi, "Channel estimation using cyclic delay pilot for SC-MIMO multiplexing," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E91-B, No. 09, pp. 2925-2932, Sep. 2008.
- [5] A. Nakajima, D. Garg, and F. Adachi, "Throughput of turbo coded hybrid ARQ using single-carrier MIMO multiplexing," *Proc. IEEE 61st Vehicular Technology Conference (VTC2005-Spring)*, Vol. 1, pp. 610-614, 30 May-1 June 2005.
- [6] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj and H. V. Poor, "*MIMO Wireless Communications*," 2007, Cambridge University Press
- [7] L. J. Kim and J. Yue, "Joint channel estimation and data detection algorithms for MIMO-OFDM systems," *Proc. Thirty-Sixth Asilomar Conference on Signals, System and Computers*, pp. 1857-1861, Nov. 2002.
- [8] K. Nagatomi, K. Higuchi, and H. Kawai, "Complexity reduced MLD based on QR decomposition in OFDM MIMO multiplexing with frequency domain spreading and code multiplexing," *Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC 2009)*, pp. 1-6, Apr. 2009.
- [9] T. Yamamoto, K. Takeda, and F. Adachi, "Training Sequence-aided QRM-MLD block signal detection for single-carrier MIMO spatial multiplexing," *Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC 2011)*, Jun. 2011.
- [10] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Edison, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, No. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [11] F. Adachi, H. Tomeba, and K. Takeda, "Introduction of frequency-domain signal processing to broadband single-carrier transmissions in a wireless channel," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E92-B, No. 09, pp. 2789-2808, Sep. 2009.
- [12] K. Temma, T. Yamamoto, and F. Adachi, "Computationally efficient 2-step QRM-MLD for single-carrier transmissions," *Proc. the IEEE International Conference on Communication Systems (IEEE ICCS 2010)*, Nov. 2010.
- [13] K. Temma, T. Yamamoto, and F. Adachi, "Improved 2-step QRM-ML block signal detection for single-carrier transmission," *Proc 2011 IEEE 74th Vehicular Technology Conference (VTC2011-Fall)*, Sep. 2011.
- [14] F. Adachi and K. Takeda, "Bit error rate analysis of DS-SS-CDMA with joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E87-B, No. 10, pp. 2991-3002, Oct. 2004.
- [15] K. Fukuda, A. Nakajima, and F. Adachi, "LDPC-coded HARQ throughput performance of MC-SS-CDMA using ICI cancellation," *Proc. IEEE 66th Veh. Technol. Conf. (VTC)*, pp. 965-969, Sept. 2007.