

MIMO-OFDM における 2 ステップ QRM-MLD の適用効果に関する検討

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

あらまし マルチ送受信アンテナ(MIMO)空間多重を用いる直交周波数分割多重(OFDM)伝送の信号分離法として、QR 分解と M アルゴリズムを用いる演算量削減型最尤検出(QRM-MLD)が MLD に近い誤り率特性を達成することが知られている。筆者らは以前、シングルキャリア(SC)伝送を対象に最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化(MMSE-FDE)出力より事後確率を計算してシンボル候補を絞り込むことで演算量を削減する、2 ステップ QRM-ML ブロック信号検出(QRM-MLBD)を提案した。2 ステップ QRM-MLD は SC 伝送だけではなく、MIMO-OFDM 伝送にも適用できる。本稿では、MMSE 規範に基づく線形検出(MMSED)を第 1 ステップに用いる 2 ステップ QRM-MLD を MIMO-OFDM 伝送に適用する。QRM-MLD においては送信信号の検出順序が信号検出精度に大きく影響する。そこで、本稿ではシンボル候補数に基づくオーダリングと Sorted QR 分解(SQRD)の 2 つについて、2 ステップ QRM-MLD への適用効果を比較検討している。2 ステップ QRM-MLD を用いる MIMO-OFDM 伝送のパケット誤り率(PER)特性及び演算量を計算機シミュレーションにより明らかにする。

キーワード OFDM, MIMO, MLD, MMSED, QR 分解, M アルゴリズム, オーダリング

Application of 2-step QRM-MLD for MIMO-OFDM

Katsuhiko 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: [†]{tenma, yamamoto}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Maximum likelihood detection employing QR decomposition and M-algorithm (QRM-MLD) can achieve almost the same transmission performance as MLD in multiple-input multiple-output (MIMO) - orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems. Recently, we proposed the reduced complexity 2-step QRM-ML block signal detection (QRM-MLBD) which discards the unreliable symbol candidates by computing the *a posteriori* probability from the output of minimum mean square error based frequency-domain equalization (MMSE-FDE) for single-carrier (SC) transmission. This scheme can be applied to MIMO-OFDM system. In this paper, we apply the 2-step QRM-MLD which uses the MMSE detection (MMSED) as the tentative decision to MIMO-OFDM transmission. It is shown that detection order affects the achievable performance of QRM-MLD. We consider two ordering schemes: the ordering based on the number of symbol candidates and the sorted QR decomposition (SQRD). We evaluate, by computer simulation, the average packet error rate (PER) performance and complexity of MIMO-OFDM transmission using 2-step QRM-MLD.

Keyword OFDM, MIMO, MLD, MMSED, QR decomposition, M-algorithm, ordering

1. まえがき

次世代の移動無線通信では、高速・高品質なデータ伝送の実現が期待されているが、移動無線チャネルは遅延時間の異なる様々な伝搬路から構成される周波数選択性チャネルである[1]ため、その克服が必須となる。また、利用できる無線周波数帯域幅が限られているため、周波数利用効率のより高い無線伝送技術が必要である。これらの要求に対して有効な技術に、マルチ送受信アンテナ(MIMO)空間多重[2]や直交周波数分割多重(OFDM)[3]が知られている。この 2 つの技術を組み合わせた MIMO-OFDM 伝送は、高い周波数利用効率を実現できることが知られている[4]。

MIMO-OFDM 伝送における信号検出法として最尤検出(MLD)[5]を用いることができるが、演算量が多いという問題がある。様々な MLD 演算量削減手法が検討されており、その一つに QR 分解と M アルゴリズム

を用いる演算量削減型最尤検出(QRM-MLD)[6]がある。また、更なる演算量削減法も提案されている[7, 8]。

我々は最近、QRM-ML ブロック信号検出(QRM-MLBD)を用いる SC 伝送[9, 10]を対象に、更なる演算量削減を実現する 2 ステップ QRM-MLBD を提案した[11, 12]。第 1 ステップでは、最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化(MMSE-FDE)[13, 14]出力より事後確率を計算しシンボル候補を絞り込むことで演算量を削減している。第 2 ステップでは、第 1 ステップで絞り込んだシンボル候補以外を木構造から除外した上で、QRM-MLBD を行う。

2 ステップ QRM-MLD は SC 伝送だけではなく、MIMO-OFDM 伝送にも適用できる。本稿では、MMSE 規範に基づく線形検出(MMSED)を第 1 ステップに用いる 2 ステップ QRM-MLD を MIMO-OFDM 伝送に適用する。MMSED 出力が得られた時の各シンボル候補の

事後確率を計算し、それに基づいてシンボル候補の絞り込む。また、QRM-MLDでは送信シンボルの検出順序が信号検出精度に大きく影響する。そこで、シンボル候補数に基づくオーダリング[14]とSorted QR分解(SQRD)[15]の2つを用い比較評価を行う。計算機シミュレーションにより、2ステップQRM-MLDのMIMO-OFDM伝送への適用効果について明らかにする。

本稿の構成を以下に示す。第2章では、2ステップQRM-MLDを用いるMIMO-OFDM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平均パケット誤り率(PER)特性と演算量を示す。第4章でまとめる。

2. 2 ステップ QRM-MLD を用いる MIMO-OFDM 伝送

2.1. 送受信信号表現

図1にMIMO-OFDM伝送系を示す。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。送信機では情報ビット系列を符号化、パングチャ及びインターリーブを行った後、符号化ビット系列を送信アンテナと同数(N_t 個)の並列ビット系列に直並列(S/P)変換する。それぞれの系列を各送信アンテナで変調し、各送信シンボル系列を1ブロックあたり N_c 個のシンボルからなるブロック系列に変換する。 N_c 個のデータシンボルからなる第 n_t 送信アンテナ($n_t=0, \dots, N_t-1$)におけるデータシンボルブロックをベクトル $\mathbf{d}_{n_t} = [d_{n_t}(0), \dots, d_{n_t}(N_c-1)]^T$ を用いて表す。次に、 \mathbf{d}_{n_t} に N_c ポイントの逆離散フーリエ変換(IDFT)を適用し、時間領域のOFDM信号ブロック $\mathbf{s}_{n_t} = [s_{n_t}(0), \dots, s_{n_t}(N_c-1)]^T$ を生成する。その後、OFDM信号ブロック \mathbf{s}_{n_t} の後尾 N_g シンボルをサイクリックプリフィックス(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。

送信信号はシンボル時間間隔の 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ンネルを伝搬して受信されるものとする。第 n_r 受信アンテナ($n_r=0, \dots, N_r-1$)と第 n_t 送信アンテナ間のチャンネルのインパルス応答は次式で与えられる。

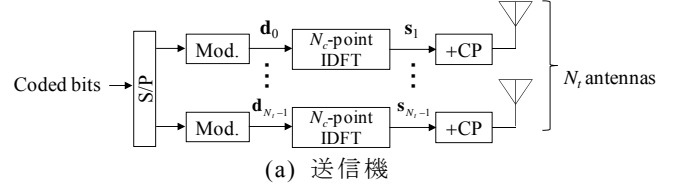
$$h_{n_r, n_t}(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n_r, n_t}^{(l)} \delta(\tau - \tau_{n_r, n_t}^{(l)}) \quad (1)$$

ここで $h_{n_r, n_t}^{(l)}$ 、 $\tau_{n_r, n_t}^{(l)}$ はそれぞれ第 n_r 受信アンテナと第 n_t 送信アンテナ間のチャンネルを構成する第 l パスの複素パス利得および遅延時間を表し、 $E[\sum_{l=0}^{L-1} |h_{n_r, n_t}^{(l)}|^2] = 1$ であるものとしている。

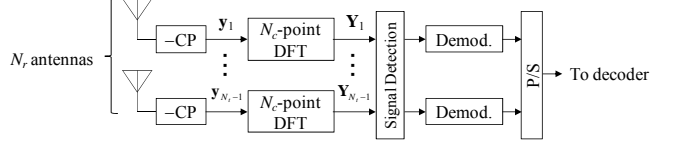
受信機ではGIを取り除いた後、各アンテナにおいて受信したOFDM信号ブロックにDFTを適用し N_c 個のサブキャリア成分に変換する。各受信アンテナの第 k 周波数成分からなる受信信号ベクトル $\mathbf{Y}(k) = [Y_0(k), \dots, Y_{N_r-1}(k)]^T$ は次式のように表される。

$$\mathbf{Y}(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H}(k) \mathbf{d}(k) + \mathbf{N}(k) \quad (2)$$

E_s はデータシンボルの送信シンボルエネルギー、 $\mathbf{H}(k)$ は $N_r \times N_t$ 周波数領域チャンネル利得行列であり、 $\mathbf{H}(k)$ の第 (n_r, n_t) 要素は $H_{n_r, n_t}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n_r, n_t}^{(l)} \exp(-j2\pi k \tau_{n_r, n_t}^{(l)} / N_c)$ で表される。 $\mathbf{d}(k) = [d_0(k), \dots, d_{N_t-1}(k)]^T$ は各送信アンテナから送信されたデータシンボルブロックの第 k シンボルからなる系列である。 $\mathbf{N}(k) = [N_0(k), \dots, N_{N_r-1}(k)]^T$ の各要素は



(a) 送信機



(b) 受信機

図1 MIMO-OFDM伝送系

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の片側電力スペクトル密度である。式(2)に基づき、サブキャリア毎に信号検出を行う。

2.2. 2ステップQRM-MLD

QRM-MLDは、QR分解を利用してMLDの復号構造を木構造に階層化し、更に各ステージでMアルゴリズムにより生き残りパス数を制限することでMLDから演算量を削減する。しかしながら、Mアルゴリズムの各ステージでは全シンボル候補に対しパスメトリックを計算しているため、QRM-MLDにおけるパスメトリック演算量は大きい。本稿では、特にパスメトリック演算の削減に着目し、MMSEDを利用した2ステップQRM-MLDをMIMO-OFDM伝送の信号検出に適用する。

2.2.1. MMSED 出力を利用したシンボル候補の絞り込み

まず、第1ステップにおいてMMSED出力より事後確率を計算する。MMSEDは各周波数成分で受信信号 $\mathbf{Y}(k)$ にMMSE重み $\mathbf{W}(k)$ を乗算することで検出を行う[1]。

$$\tilde{\mathbf{d}}(k) = \mathbf{W}(k) \mathbf{Y}(k) \quad (3)$$

ここで $\tilde{\mathbf{d}}(k) = [\tilde{d}_0(k), \dots, \tilde{d}_{N_t-1}(k)]^T$ はMMSED後の軟判定値系列であり、 $\mathbf{W}(k)$ は次式で与えられる $N_r \times N_t$ のMMSE重み行列である($[\cdot]^H$ は複素共役転置操作を表す)。

$$\mathbf{W}(k) = \left[\mathbf{H}^H(k) \mathbf{H}(k) + \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \mathbf{I}_{N_t} \right]^{-1} \mathbf{H}^H(k) \quad (4)$$

ここで \mathbf{I}_{N_t} は $N_t \times N_t$ 単位行列を表している。MMSED出力 $\tilde{d}_{n_t}(k)$ は次式のように表すことができる。

$$\tilde{d}_{n_t}(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \left(\sum_{i=0}^{N-1} W_{n_t, i}(k) H_{i, n_t}(k) \right) d_{n_t}(k) + \mu_{IAI, n_t}(k) + \mu_{noise, n_t}(k) \quad (5)$$

式(5)において、 $W_{n_t, i}(k)$ はMMSE重み行列の第 (n_t, i) 成分を表しており、第1項は希望信号、第2項は残留アンテナ間干渉(IAI)、第3項は雑音である。簡単のため式(5)を $A = \sqrt{2E_s/T_s} \sum_{i=0}^{N-1} W_{n_t, i}(k) H_{i, n_t}(k)$ で正規化する。

$$\tilde{d}'_{n_t}(k) = d_{n_t}(k) + \mu'_{IAI, n_t}(k) + \mu'_{noise, n_t}(k) \quad (6)$$

$$\mu'_{IAI, n_t}(k) = A^{-1} \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{i=0 \neq n_t}^{N-1} \left[\sum_{j=0}^{N-1} W_{n_t, j}(k) H_{j, i}(k) \right] d_i(k) \quad (7)$$

$$\mu'_{noise,n_i}(k) = A^{-1} \sum_{i=0}^{N_r-1} W_{n_i,i}(k) N_i(k) \quad (8)$$

ここで、残留IAIを零平均の複素ガウス変数と近似すると、残留IAIと雑音の和 $\mu_{n_i}(k) = \mu'_{IAI,n_i}(k) + \mu'_{noise,n_i}(k)$ を新たな零平均の複素ガウス変数と見なすことができる。 $\mu_{n_i}(k)$ の分散 σ_{μ,n_i}^2 は次式で求められる。

$$\sigma_{\mu,n_i}^2 = \frac{1}{2} E[|\mu_{n_i}(k)|^2] = \frac{1}{2} E[|\tilde{d}'_{n_i}(k)|^2] - \frac{1}{2} E[|Ad_{n_i}(k)|^2] \quad (9)$$

式(9)はMMSED出力と希望信号成分の差の分散を計算することを意味している。式(9)の第1項、第2項はそれぞれ次式のように求められる ($[.]^*$ は複素共役を表す)。

$$\frac{1}{2} E[|\tilde{d}'_{n_i}(k)|^2] = A^{-2} \frac{E_s}{T_s} \left\{ \sum_{i=0}^{N_r-1} W_{n_i,i}(k) H_{i,n_i}(k) \right\}^* \quad (10)$$

$$\frac{1}{2} E[|Ad_{n_i}(k)|^2] = A^{-2} \frac{E_s}{T_s} \left| \sum_{i=0}^{N_r-1} W_{n_i,i}(k) H_{i,n_i}(k) \right|^2 \quad (11)$$

よって、 $\mu_{n_i}(k)$ の分散 σ_{μ,n_i}^2 は次式のように求められる。

$$\begin{aligned} \sigma_{\mu,n_i}^2 &= A^{-2} \frac{E_s}{T_s} \left[\left\{ \sum_{i=0}^{N_r-1} W_{n_i,i}(k) H_{i,n_i}(k) \right\}^* - \left| \sum_{i=0}^{N_r-1} W_{n_i,i}(k) H_{i,n_i}(k) \right|^2 \right] \\ &= \frac{1}{2} \frac{1 - \sum_{i=0}^{N_r-1} W_{n_i,i}(k) H_{i,n_i}(k)}{\sum_{i=0}^{N_r-1} W_{n_i,i}(k) H_{i,n_i}(k)} \end{aligned} \quad (12)$$

次に、各シンボル候補の事後確率を計算する。ベイズの定理より、MMSED出力 $\tilde{d}'_{n_i}(k)$ が得られた時のあるシンボル候補 s_i ($i=0 \sim X-1$, X : 変調多値数) の事後確率 $P(s_i | \tilde{d}'_{n_i}(k))$ は次式で表される。

$$P(s_i | \tilde{d}'_{n_i}(k)) = \frac{P(s_i) p(\tilde{d}'_{n_i}(k) | s_i)}{p(\tilde{d}'_{n_i}(k))} \quad (13)$$

$P(s_i)$ はシンボル s_i の送信確率、 $p(\tilde{d}'_{n_i}(k) | s_i)$ は次式で表される条件付き確率密度関数である。

$$p(\tilde{d}'_{n_i}(k) | s_i) = \frac{1}{2\pi\sigma_{\mu,n_i}^2} \exp\left(-\frac{|\tilde{d}'_{n_i}(k) - s_i|^2}{2\sigma_{\mu,n_i}^2}\right) \quad (14)$$

また、 $p(\tilde{d}'_{n_i}(k))$ はMMSED出力の確率密度関数である。ここで、本稿では全シンボルが等確率で送信されると仮定し、 $P(s_i) = 1/X$ とする。 $P(s_i) = 1/X$ を仮定することで、事後確率 $P(s_i | \tilde{d}'_{n_i}(k))$ は次式のように求められる。

$$P(s_i | \tilde{d}'_{n_i}(k)) = \frac{P(s_i) p(\tilde{d}'_{n_i}(k) | s_i)}{\sum_{j=0}^{X-1} p(\tilde{d}'_{n_i}(k) | s_j) P(s_j)} = \frac{p(\tilde{d}'_{n_i}(k) | s_i)}{\sum_{j=0}^{X-1} p(\tilde{d}'_{n_i}(k) | s_j)} \quad (15)$$

各シンボル候補の事後確率を計算後、シンボル候補の絞り込みを行う。

図2に絞り込みの様子を示す。事後確率の大きいシンボル候補から選択し、選択したシンボル候補の事後確率の累積値を計算する。順次選択を行っていき、選択されたシンボル候補の累積事後確率が予め定めた所要値 α を超えたところでシンボル候補選択を終了する。

α の値を小さく設定した場合、シンボル候補を強力に絞り込むため演算量を低減できるが、小さく設定し

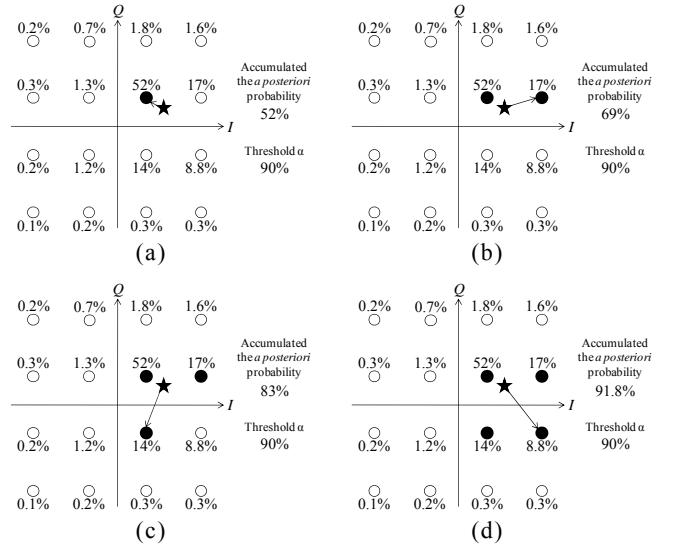


図2 シンボル候補の絞り込み

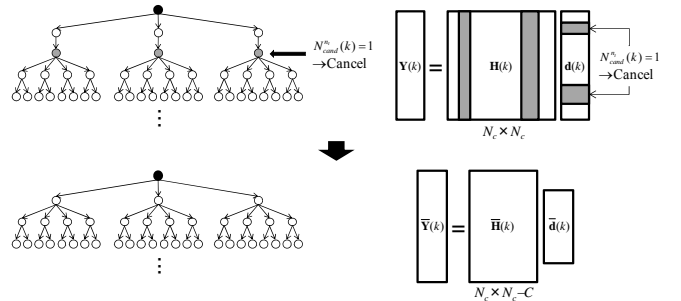


図3 QR分解の演算量削減

すぎると伝送特性の劣化が生じてしまう。一方、 α の値を大きく設定すると伝送特性の劣化を防げるが、シンボル候補の絞り込みが行われにくくなるため、演算量削減効果が減少する。本稿では平均受信 E_s/N_0 毎に絞り込みによる平均PERの劣化がMLDから10%に留まるような α の値を事前に計算機シミュレーションによって求め、それを特性評価に用いるものとする。

シンボル候補の絞り込み後、その結果を利用してQR分解の演算量を削減することが可能である[15]。図3に概念図を示す。第1ステップにおけるシンボル候補の絞り込みにより、シンボル $d_{n_i}(k)$ に対応するシンボル候補数 $N_{cand}^{n_i}(k)$ が1つになる場合がある。このようなシンボルについては、QRM-MLDを行う前に1つに絞り込まれたシンボル候補を用いて信号検出が可能であるので、 $N_{cand}^{n_i}(k) = 1$ に対応するシンボル $d_{n_i}(k)$ のMMSEDによる硬判定値を正しいものとして受信信号から減算する。 $N_{cand}^{n_i}(k) = 1$ なるシンボル $d_{n_i}(k)$ の数を C とすると、このような操作を行うことで $N_{cand}^{n_i}(k) = 1$ なるシンボル $d_{n_i}(k)$ に対応するチャネル行列の列成分を0と見なすことができ、QR分解を適用するチャネル行列のサイズを $N_r \times N_t$ から $N_r \times (N_t - C)$ へと縮小することができるため、QR分解の演算量を $N_r N_t^2$ から $N_r (N_t - C)^2$ に削減できる。

2.2.2. オーダリング

QRM-MLDでは、送信シンボルの検出順序がMアルゴリズムにおける信号検出精度に大きく影響する。本稿では2ステップQRM-MLDにおけるオーダリング法として、シンボル候補数 $N_{cand}^{n_i}(k)$ に基づくオーダリング

[15]とSQRD[16]を適用し、比較評価を行う。

シンボル候補数 $N_{cand}^n(k)$ に基づくオーダリングでは、 $N_{cand}^n(k)$ が小さいシンボルから検出するように検出順序を入れ換える。シンボル候補数 $N_{cand}^n(k)$ に基づくオーダリングの適用により、初期のステージにおけるパス数を少なくできる。初期のステージにおけるパス数が減少することで、 M を小さくしても初期のステージでのパスの削減が行われにくくなり、パスメトリックの精度が悪い初期のステージからパス削減が行われることに起因する特性劣化を防ぐことができる。

SQRDは、初期のステージのパスメトリックの精度に影響を与える上三角行列の右下対角要素が落ち込むのを防ぐオーダリング法である。QR分解を行う中で、上三角行列の対角要素が小さくなる順にチャンネル行列の列成分の入れ替えを逐次的に行うことで、上三角行列の右下対角要素ができるだけ大きくなるようにオーダリングを行う。上三角行列の右下対角要素の落ち込みを防ぐことで、初期のステージのパスメトリックの精度を向上させ、Mアルゴリズムにおける信号検出精度を高めることができる。

2.2.3. QRM-MLD

シンボル候補の絞り込み、その結果を利用したQR分解の演算量削減とオーダリングを行った後、QRM-MLDによる信号検出を行う。まず、QR分解の演算量削減とオーダリングを行った後の $N_r \times (N_r - C)$ 周波数領域チャンネル利得行列 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ をQR分解する。

$$\hat{\mathbf{H}}(k) = \hat{\mathbf{Q}}(k) \hat{\mathbf{R}}(k) \quad (16)$$

ここで $\hat{\mathbf{Q}}(k)$ は $\hat{\mathbf{Q}}^H(k) \hat{\mathbf{Q}}(k) = \mathbf{I}_{N_r - C}$ を満たす $N_r \times (N_r - C)$ の行列 ($[\cdot]^H$ は複素共役転置操作を表す)、は $(N_r - C) \times (N_r - C)$ の上三角行列である。 $\hat{\mathbf{Q}}^H(k)$ を、 $N_{cand}^n(k) = 1$ なるシンボル $d_n(k)$ のMMSEDによる硬判定値を減算した受信信号ベクトル $\bar{\mathbf{Y}}(k)$ に乗算し、次式を得る。

$$\begin{aligned} \mathbf{z}(k) &= [Z_0(k), \dots, Z_{N_r - C}(k)]^T = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{\mathbf{Q}}^H(k) \bar{\mathbf{Y}}(k) \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{bmatrix} \hat{R}_{0,0}(k) & \dots & \hat{R}_{0,N_r - C}(k) \\ & \ddots & \vdots \\ & & \hat{R}_{N_r - C, N_r - C}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_0(k) \\ \vdots \\ \hat{d}_{N_r - C}(k) \end{bmatrix} + \hat{\mathbf{Q}}^H(k) \hat{\mathbf{N}}(k) \end{aligned} \quad (17)$$

$\hat{\mathbf{d}} = [\hat{d}_0(k), \dots, \hat{d}_{N_r - C}(k)]^T$ は、第 k 周波数におけるデータシンボル系列 $\mathbf{d}(k)$ から $N_{cand}^n(k) = 1$ なるシンボル $d_n(k)$ を除き、オーダリングによる並び替えを行った $(N_r - C) \times 1$ のベクトル、 $\hat{\mathbf{N}}(k) = [\hat{N}_0(k), \dots, \hat{N}_{N_r - C}(k)]^T$ は $(N_r - C) \times 1$ の雑音ベクトルである。

Mアルゴリズムは、 $\hat{\mathbf{d}}$ のサイズと同じ全 $N_r - C$ ステージで構成される。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が小さい順に 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(第 $N_r - 1 - C$ ステージ)において、探索を行ったシンボル候補系列の累積パスメトリックを用い、復号器への軟入力として対数尤度比(LLR)を計算する。本稿では、LLR推定法として文献[17]で提案されている手法を用いた。各ステージでは、1および0のビットを有する生き残りパスが存在する各ビットに対してはそのパスメトリックを用いて近似LLRを計算し、ステージ

毎に1および0のビットを有する生き残りパスが存在する各ビットの近似LLRを更新する。1および0のビットを有する生き残りパスが存在しない各ビットのLLRについては、直前までに更新された近似LLRが用いられる。しかしながら、2ステップQRM-MLDにおいては、第1ステップにおけるシンボル候補の絞り込みによって生き残りパスから近似LLRを算出できない場合が発生する。そのようなビットに対し、本稿ではMMSEDの判定結果を用いてLLRを補間している。

3. 計算機シミュレーション

2ステップQRM-MLDを用いる 4×4 MIMO-OFDM 空間多重伝送の平均PER特性を計算機シミュレーションにより評価し、従来のQRM-MLDのそれと比較する。計算機シミュレーション諸元を表1に示す。誤り訂正符号化として、2個の(13,15)再帰的組織畳み込み(RSC)符号器を用いた符号化率 $1/3$ のターボ符号化を用いる。ターボ符号器出力の2つのパリティビット系列を周期的にバンクチャして、符号化率 $R=3/4$ の符号化系列を生成する。ターボ復号器では、Log-MAPアルゴリズムを用い、復号の繰り返し回数は6回とした。1パケット長は1024ビットである。変調方式として16QAMを用いている。1アンテナ当りのサブキャリア数は $N_c=64$ とし、GI長は $N_g=16$ シンボルとした。伝搬路は、一様電力遅延プロファイルを有する $L=16$ パスの周波数選択性ブロックレイリーフェージングを仮定し、受信機でのチャンネル推定は理想とした。

図4に、2ステップQRM-MLDにおける各オーダリングについて比較したグラフを示す。本稿では、平均 $PER=10^{-3}$ を満たす平均受信 E_s/N_0 がMLDから1dB以内の劣化になるよう、オーダリングと生き残りパス数 M の設計を行う。図4より、各オーダリングの適用によって平均PER特性を改善できていることが分かる。 $M=8$ と小さく設定した場合には、シンボル候補数 $N_{cand}^n(k)$ に基づくオーダリングによるPERの改善効果が高いことが分かる。これは、シンボル候補数が少ない順に検出順序を入れ換えたことで M を小さく設定しても初期のステージにおけるパスの削減が行われにくくなるためである。一方、平均 $PER=10^{-3}$ を満たす平均受信 E_s/N_0 がMLDから1dB以内の劣化となるためには、シンボル候補数 $N_{cand}^n(k)$ に基づくオーダリングを用いた場合に $M=20$ 、SQRDを用いた場合に $M=16$ と設定する必要がある。どちらのオーダリングを用いても M を16以上に設

表1 計算機シミュレーション諸元

	Modulation	16QAM
Transmitter	No. of transmit antennas	$N_t=4$
	No. of subcarriers	$N_c=64$
	GI size	$N_g=16$
Coding	Packet size	1024 bits
	Encoder	$R=1/3$ (13,15) RSC encoder
	Coding rate	$R=3/4$
	Decoder	Log MAP (6 iterations)
Channel	Fading type	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform power delay profile
	Time delay	$\tau_l=l$ ($l=0 \sim L-1$)
Receiver	No. of receive antennas	$N_r=4$
	Channel estimation	Ideal

定する必要がある,これは第0ステージにおいてパス削減が行われないことを意味している(16QAM変調を用いているため).したがって,初期のステージのシンボル候補数を少なくする $N_{cand}^n(k)$ に基づくオーダリングの効果は M が少ない時ほど大きくないと考えられる. また,シンボル候補の絞り込みがあまり行われなかった場合にも, $N_{cand}^n(k)$ に基づくオーダリングの効果は少なくなる.一方, SQRDは上三角行列の右下対角要素が落ち込むのを防ぐオーダリングであり,シンボル候補の絞り込みがあまり行われなかった場合にも効果的であると考えられる.従って, M を大きく設定した場合にはSQRDの方が効果的であると考えられる.本稿では,より M を低減できるSQRDを用いるものとする.

図5に,2ステップQRM-MLDと従来のQRM-MLDの平均PER特性を示す.従来のQRM-MLDでは,平均PER=10⁻³を満たす平均受信 E_s/N_0 がMLDから1dB以内の劣化となるためには $M=20$ と設定しなければならないが,2ステップQRM-MLDでは $M=16$ で十分である.

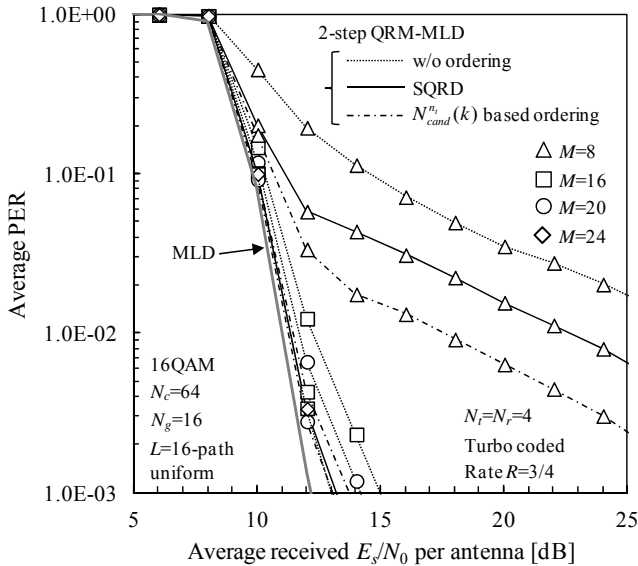


図4 2ステップQRM-MLDにおけるオーダリングの適用効果に関する比較

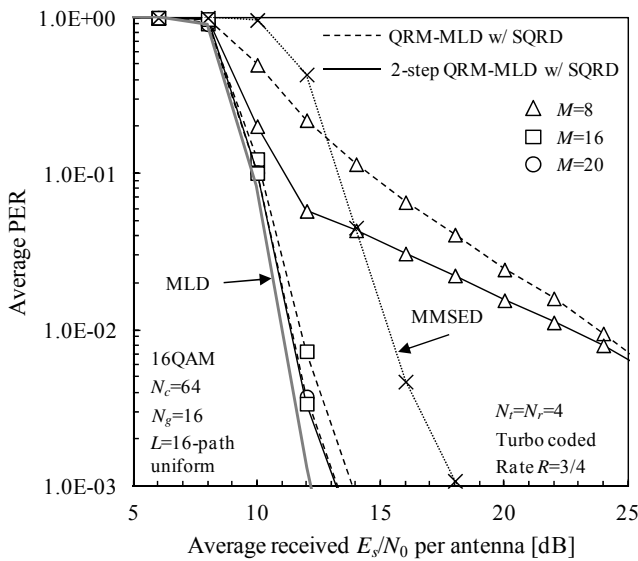


図5 平均PER特性

これは,シンボル候補の絞り込みによって M を小さく設定してもパスの削減が行われにくくなり,生き残りパスを用いて算出するLLRの精度が向上するためであると考えられる.

表2に,1サブキャリアの検出に要する平均複素乗算回数を示す.2ステップQRM-MLDは,従来のQRM-MLDにMMSED,事後確率の計算, $N_{cand}^n(k)=1$ なるシンボルに対応するMMSEDの硬判定値の減算に要する演算が加わる.しかしながら,QR分解の演算量の削減,シンボル候補の絞り込みと生き残りパス数 M の低減によるパスメトリック演算量の削減効果により,2ステップQRM-MLDは従来のQRM-MLDから演算量を削減できる.図6に $N_{cand}^n(k)$ と C の平均値を示し,平均PER=10⁻³を満たす平均受信 E_s/N_0 がMLDから1dB以内の劣化になる場合の平均複素乗算回数を図7に示す.平均受信 E_s/N_0 が8dB以下の領域はMMSEDとMLDの特性差がほとんどないため,本稿で用いている規範(PERの劣化がMLDから10%未満)に基づく $\alpha=0$, すなわちMMSEDのみ行われる領域である.図6,7より,2ステップQRM-MLDでは平均シンボル候補数が削減されており,従来のQRM-MLDと比べて演算量が削減できていることが分かる.平均PER=10⁻³を達成する平均受信 $E_s/N_0=12$ dBと比較した場合,2ステップQRM-MLDの平均複素乗算回数は従来のQRM-MLDの約40%である.

4. むすび

本稿では,MMSEDを第1ステップとして用いる2ステップQRM-MLDをMIMO-OFDM空間多重伝送に適用し,平均PER特性と演算量を計算機シミュレーションにより明らかにした.MMSED出力が得られた場合の各シンボル候補の事後確率に基づくシンボル候補の絞り込みとQR分解の演算量削減法について述べた.オーダリングについては,シンボル候補数 $N_{cand}^n(k)$ に基づくオーダリングとSQRDを比較検討し,生き残りパス数 M が大きい場合にはSQRDの方が有効であることを示した.SQRDを適用した2ステップQRM-MLDは,従来のQRM-MLDと比較して所要の生き残りパス数 M を削減でき,演算量を低減できることを示した.

表2 平均複素乗算回数

	QRM-MLD	2-step QRM-MLD
$\mathbf{W}(k)$ computation		$2N_t^2N_r + N_t^3$
$\mathbf{W}(k)$ multiplication		N_tN_r
Computation of σ_{μ,n_t}^2		N_tN_r
Symbol candidate selection		N_tX
Cancellation of signals with $N_{cand}^n(k)=1$		CN_r
SQRD	$(3N_t^2N_r - N_tN_r)/2$	$\{3(N_t - C)^2N_r - (N_t - C)N_r\}/2$
Computation of $\mathbf{Q}^H(k)\mathbf{Y}(k)$ ($\hat{\mathbf{Q}}^H(k)\hat{\mathbf{Y}}(k)$)	N_tN_r	$(N_t - C)N_r$
Path metric computation	$2X + \sum_{i=2}^{N_t} [(i-1)\min(X^{i-1}, M) + 2\min(X^i, MX)]$	$2V + \sum_{i=2}^{N_t-C} [(i-1)\min(V^{i-1}, M) + 2\min(V^i, MX)]$ $V = E[N_{cand}^n(k)]$

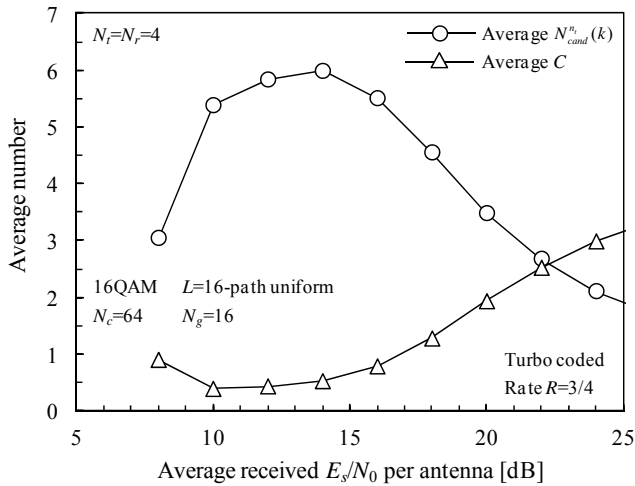


図 6 $N_{cand}^h(k)$ と C の平均値

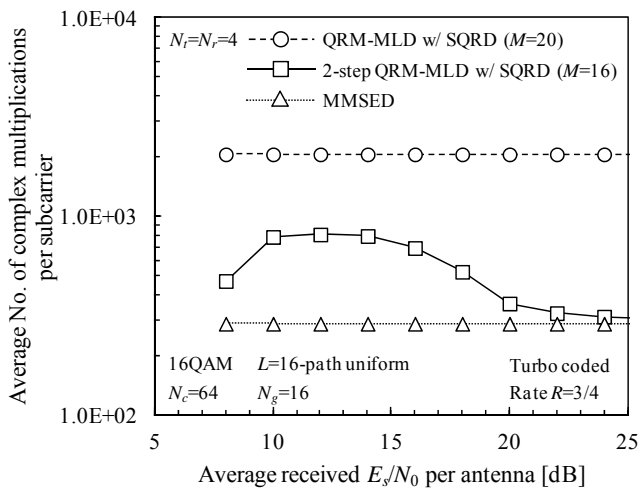


図 7 1 サブキャリア当りの平均複素乗算回数

文 献

[1] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.

[2] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limit of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Commun.*, Vol.6, No. 3, pp. 311-335, 1998.

[3] R. Van Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House, 2000.

[4] 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.

[5] A. van Zelst, R. van Nee, and G. A. Awater, "Space division multiplexing (SDM) for OFDM systems," *Proc. IEEE 51st Vehicular Technology Conference (VTC2000-Spring)*, Vol. 2, pp. 1070-1074, May 2000.

[6] 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.

[7] H. Kawai, K. Higuchi, N. Maeda, and M. Sawahashi, "Adaptive control of surviving symbol replica candidates in QRM-MLD for OFDM MIMO

multiplexing" *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. 24, No. 6, pp. 1130-1140, Jun. 2006.

[8] S. Nagayama and T. Hattori, "A proposal of QRM-MLD for reduced complexity of MLD to detect MIMO signals in fading environment," *Proc. IEEE 64th Vehicular Technology Conference (VTC2006-Fall)*, Sept. 2006.

[9] 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.

[10] T. Yamamoto, K. Takeda, and F. Adachi, "Single-carrier transmission using QRM-MLD with antenna diversity," *Proc. The 12th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC 2009)*, Sept. 2009.

[11] 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.

[12] K. Temma, T. Yamamoto, and F. Adachi, "Improved Decision 2-step QRM-ML Block Signal Detection for Single-Carrier Transmission," *Proc. IEEE 74th Vehicular Technology Conference (VTC2011-Fall)*, Sep. 2011.

[13] 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.

[14] F. Adachi, T. Sao, and T. Itagaki, "Performance of multicode DS-CDMA using frequency domain equalization in a frequency selective fading channel," *IEE Electronics Letters*, Vol. 39, No.2, pp. 239-241, Jan. 2003.

[15] 天間克宏, 山本哲矢, 安達文幸, "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伝送における事前判定情報を利用した演算量削減法に関する検討," *信学技報*, RCS2010-250, pp.13-18, 2011年3月.

[16] D. Wübben, R. Böhnke, J. Rinas, V. Kühn, and K. D. Kammeyer, "Efficient algorithm for decoding layered space-time codes," *IEE Electronics Letters*, vol. 37, no. 22, pp. 1348-1350, Oct. 2001.

[17] W. Shin, H. Kim, M Son, and H. Park, "An improved LLR computation for QRM-MLD in coded MIMO systems," *Proc. IEEE 66th Vehicular Technology Conference (VTC2007-Fall)*, pp.447-451, Oct. 2007.