

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

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 シングルキャリア(SC)伝送にQR分解とMアルゴリズムを適用した演算量削減型最尤ブロック信号検出法(QRM-MLBD)を用いれば、ビット誤り率(BER)の理論的下界である整合フィルタ(MF)限界に近い特性を達成できる。しかしながら、その演算量は従来の最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化(MMSE-FDE)に比べはるかに大きい。筆者らは最近、MMSE-FDEによる事前判定を利用してMLDの木構造の簡略化を行う2ステップQRM-MLBDを提案した。本稿では、FDE後の軟判定値と残留符号間干渉(ISI)+雑音成分の分布に基づく2ステップQRM-MLBDの演算量を更に削減するため、探索が不要であるステージのシンボル候補を減算することによるQR分解の演算量の削減、そしてMアルゴリズムにおける生き残りパス数削減のための事前判定結果に基づく信号検出順序付け(オーダリング)を提案する。計算機シミュレーションにより提案法による演算量削減効果を明らかにする。

キーワード シングルキャリア, ブロック信号検出, MMSE-FDE, QR分解, Mアルゴリズム

Study of Pre-detection based Complexity Reduction Methods for Single-Carrier Transmission using 2-step QRM-ML Block Signal Detection

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 A maximum likelihood block signal detection using QR decomposition and M-algorithm (QRM-MLBD) can significantly improve the bit error rate (BER) performance of single-carrier (SC) transmission compared to the minimum mean square error frequency-domain equalization (MMSE-FDE) in a frequency-selective channel. However, the computational complexity of QRM-MLBD is still much higher than that of MMSE-FDE. In order to reduce the computational complexity of QRM-MLBD, recently, we proposed a 2-step QRM-MLBD which simplifies the tree structure of MLD utilizing the pre-detection results obtained by MMSE-FDE. In this paper, for further complexity reduction, we propose the complexity reduction method for QR decomposition and the detection ordering to reduce the number of surviving paths in the M-algorithm. We evaluate, by computer simulation, computational complexity and show an advantage of the proposed methods.

Keyword Single-carrier, block signal detection, MMSE-FDE, QR decomposition, M-algorithm

1. まえがき

次世代の移動無線通信では、高速かつ高品質なデータ伝送の実現が期待されている。しかしながら、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ため、シングルキャリア(SC)伝送では厳しい符号間干渉(ISI)が発生し伝送特性が大幅に劣化してしまう[1]。近年、最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化(MMSE-FDE)をSC伝送に用いれば、周波数ダイバーシチ効果が得られるので周波数選択性チャネルにおけるビット誤り率(BER)特性を大幅に改善できることが示されてきた[2, 3]。しかしながら、MMSE-FDEでは等化後の残留ISIにより、整合フィルタ(MF)限界との特性差は大きい[4]。

QR分解とMアルゴリズムを用いる演算量削減型最

尤ブロック検出(QRM-MLBD)[5]は、MLD[6]より演算量を大幅に抑えつつMF限界に非常に近いBER特性を達成できる[7, 8]。しかし、その演算量はMMSE-FDEより依然として大きい。

筆者らは以前、第1ステップとしてMMSE-FDEを行い、その判定結果に基づいて探索シンボル候補数を制限することでQRM-MLBDの演算量を削減する2ステップQRM-MLBDを提案した[9, 10]。しかしながら、MF限界に近い特性を達成するためには、Mアルゴリズムにおける各ステージでの生き残りパス数を大きく設定する必要があり、そのパスメトリック演算量は依然として大きい。また、2ステップQRM-MLBDではQRM-MLBDと同様に等価チャネル行列にQR分解を適用して上三角行列に変換する必要があるが、QR分解の

演算量はブロックサイズの三乗オーダーであるので、ブロックサイズが大きいと多くの演算を要する。

本稿では、上記の問題を解決するため、QR分解の演算量削減法とMアルゴリズムにおける生き残りパス数削減のための信号検出順序付け(オーダリング)を提案する。2ステップQRM-MLBDにおける第1ステップでの探索シンボル候補の絞り込み結果を利用することにより、QR分解の演算量とオーダリングによるMアルゴリズムにおける生き残りパス数の削減ができ、2ステップQRM-MLBDの演算量を更に削減できることを示す。計算機シミュレーションにより提案法による演算量削減効果を明らかにする。

本稿の構成を以下に示す。第2章では、FDE後の軟判定値と残留ISI+雑音成分の分布に基づく2ステップQRM-MLBDについて示す。第3章では、第1ステップの絞り込み結果に基づく演算量削減法について示す。第4章では、計算機シミュレーションにより平均BER特性と演算量を明らかにする。第5章でまとめる。

2. FDE後の軟判定値と残留ISI+雑音成分の分布に基づく2ステップQRM-MLBD

2.1. 送受信信号表現

図1に2ステップQRM-MLBDを用いるSC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。

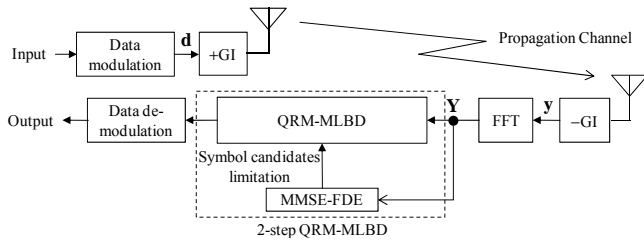


図1 2ステップQRM-MLBDを用いるSC伝送系

送信機では情報ビット系列を生成後にデータ変調を行い、各送信シンボル系列を1ブロック当り N_c 個のデータシンボルから成るブロック系列 $\mathbf{d}=[d(0), \dots, d(N_c-1)]^T$ に変換する。ここで、 $[\cdot]^T$ は転置操作を表している。その後、送信ブロック \mathbf{d} の後尾 N_g シンボルをサイクリックプレフィックスとしてコピーし、ブロックの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。受信信号は送信信号ブロックとチャンネルのインパルス応答との巡回畳み込みで表される。

受信機ではGIを除去後、 N_c ポイント高速フーリエ変換(FFT)により、受信信号を周波数領域受信信号 \mathbf{Y} へと変換する。 $N_c \times N_c$ の巡回行列は離散フーリエ変換(DFT)行列を用いて固有値分解できる[11]ため、周波数領域受信信号 $\mathbf{Y}=[Y(0), \dots, Y(N_c-1)]^T$ は次式のように表すこと

ができる。

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H} \mathbf{F} \mathbf{d} + \mathbf{N} \quad (1)$$

ここで E_s は送信シンボルエネルギーを表している。 $\mathbf{H}=\text{diag}[H(0), \dots, H(N_c-1)]$ は周波数領域のチャネル行列を表し、各要素は $H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp(-j2\pi k \tau_l / N_c)$ である。 $\mathbf{N}=[N(0), \dots, N(N_c-1)]^T$ は各要素が零平均で分散 $2N_0/T_s$ の複素ガウス過程である周波数領域雑音ベクトルであり、 N_0 は加法的白色ガウス雑音の片側電力スペクトル密度である。 \mathbf{F} は次式で表される $N_c \times N_c$ のDFT行列である。

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

以降、式(1)の信号表現に基づき信号検出を行う。

2.2. QRM-MLBD

QRM-MLBDは、QR分解を利用することで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から演算量を大幅に削減するものである。

式(1)において、 $\mathbf{H}\mathbf{F}$ を等価チャネル行列 $\bar{\mathbf{H}}$ と見なすと、次式が得られる。

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} (\mathbf{H}\mathbf{F}) \mathbf{d} + \mathbf{N} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \bar{\mathbf{H}} \mathbf{d} + \mathbf{N} \quad (3)$$

次に、等価チャネル行列 $\bar{\mathbf{H}}$ をQR分解する。

$$\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{Q}\mathbf{R} \quad (4)$$

ここで \mathbf{Q} は $N_c \times N_c$ のユニタリ行列、 \mathbf{R} は $N_c \times N_c$ の上三角行列を表す。 \mathbf{Q}^H を周波数領域受信信号 \mathbf{Y} に乘算し、次式を得る($[\cdot]^H$ は共役転置操作を表す)。

$$\begin{aligned} \mathbf{Z} &= [\mathbf{Z}(0), \dots, \mathbf{Z}(N_c-1)]^T = \mathbf{Q}^H \mathbf{Y} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{R} \mathbf{d} + \mathbf{Q}^H \mathbf{N} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{bmatrix} R_{0,0} & R_{0,1} & \dots & R_{0,N_c-1} \\ & R_{1,1} & \dots & R_{1,N_c-1} \\ & & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & & & R_{N_c-1,N_c-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d(0) \\ d(1) \\ \vdots \\ d(N_c-1) \end{bmatrix} + \mathbf{Q}^H \mathbf{N} \end{aligned} \quad (5)$$

式(5)より、最尤系列 \mathbf{d}_{ML} を推定するMLDは次式で表される。

$$\mathbf{d}_{ML} = \arg \min_{\mathbf{d} \in \mathcal{X}^{N_c}} \left(\sum_{i=1}^{N_c} \left| Z(N_c - i) - \sum_{j=1}^i \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} R_{N_c-i, N_c-j} \bar{d}(N_c - j) \right|^2 \right) \quad (6)$$

ここで、 $\bar{\mathbf{d}} = [\bar{d}(0), \dots, \bar{d}(N_c-1)]^T$ はシンボル候補ベクトル、 \mathcal{X} は変調多値数を表している。

Mアルゴリズムは、送信ブロック内のシンボル数と同じ N_c ステージで構成される。第 n ステージ($n=0\sim N_c-1$)において、変換後の周波数領域受信信号 $Z(N_c-1-n)$ とシンボル候補系列 $\tilde{d}(N_c-1)\sim\tilde{d}(N_c-1-n)$ 間の二乗ユークリッド距離に基づくパスメトリックを計算後、累積パスメトリックの小さい方から M 本のパスを生き残りパスとして選択し他を削除する。同様の操作を最終ステージまで行った後、累積パスメトリックが最小となるシンボル候補系列を用いて信号検出を行う。

Mアルゴリズムを用いることにより、パスメトリックの演算回数を $\sum_{n=1}^{N_c} X^n$ 回から $N_{cand}\{1+M(N_c-1)\}$ 回に削減できる。ここで、 N_{cand} は各ステージの探索シンボル候補数を表しており、QRM-MLBDでは $N_{cand}=X$ である。QRM-MLBDはMLDと比較して大幅な演算量削減を実現しているが、依然その演算量はかなり大きい。

2.3. FDE 後の軟判定値と残留 ISI+雑音成分の分布に基づく探索シンボル候補制限

QRM-MLBDの演算量の多くは、木構造の探索におけるパスメトリック演算によるものである。よって、木構造の探索を簡略化することでQRM-MLBDの演算量を大幅に削減できる。2ステップQRM-MLBDは、探索が行われる木構造から低信頼度のシンボル候補を予め削除しておくことで木構造探索の簡略化を実現する。

まず、第1ステップにおいてMMSE-FDEによる事前判定を行う。MMSE-FDEは周波数領域受信信号 \mathbf{Y} にMMSE重みを乗算することで等化を行う[2, 3]。周波数領域受信信号 \mathbf{Y} は式(1)より次式のように変形できる。

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H} \mathbf{F} \mathbf{d} + \mathbf{N} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H} \mathbf{D} + \mathbf{N} \quad (7)$$

ここで \mathbf{D} は周波数領域送信信号ベクトルである。次に、次式のように \mathbf{Y} にFDE重み \mathbf{W} を乗算する。

$$\tilde{\mathbf{D}} = \mathbf{W} \mathbf{Y} \quad (8)$$

ここで \mathbf{W} は次式で与えられるMMSE重み行列である($[\cdot]^*$ は複素共役を表す)。

$$\mathbf{W} = \text{diag} \left[\frac{H^*(0)}{|H(0)|^2 + (E_s/N_0)^{-1}}, \dots, \frac{H^*(N_c-1)}{|H(N_c-1)|^2 + (E_s/N_0)^{-1}} \right] \quad (9)$$

重み乗算後の周波数領域受信信号 $\tilde{\mathbf{D}}$ に N_c ポイント逆FFT(IFFT)を適用し、時間領域の軟判定値系列 $\tilde{\mathbf{d}}$ を得る。

$$\tilde{\mathbf{d}} = \mathbf{F}^H \tilde{\mathbf{D}} \quad (10)$$

MMSE-FDE後の軟判定値 $\tilde{d}(t)$ は次式のように表すことができる。

$$\tilde{d}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}(k) \right) d(t) + \mu_{ISI}(t) + \mu_{noise}(t) \quad (11)$$

式(11)において、 $\tilde{H}(k)$ は第 k 周波数におけるMMSE重み

乗算後の等価チャネル利得であり、第1項は希望信号、第2項は残留ISI、第3項は雑音である。第2項と第3項は次式のように表される。

$$\begin{cases} \mu_{ISI}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}(k) \left[\sum_{n=0 \neq t}^{N_c-1} d(n) \exp\left(j2\pi k \frac{t-n}{N_c}\right) \right] \\ \mu_{noise}(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{N}(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (12)$$

ここで、 $\tilde{N}(k)$ は第 k 周波数におけるMMSE重み乗算後の周波数領域雑音成分である。2ステップQRM-MLBDでは、式(12)で表される残留ISIと雑音の和の分布に基づき探索シンボル候補の絞り込みを行う。ここで、 $\mu_{ISI}(t)$ を零平均の複素ガウス変数として近似すると、残留ISIと雑音の和 $\mu(t) = \mu_{ISI}(t) + \mu_{noise}(t)$ 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。 $\mu(t)$ の分散 $2\sigma^2$ は次式で与えられる。

$$2\sigma^2 = E[|\mu|^2] = 2\sigma_{ISI}^2 + 2\sigma_{noise}^2 \quad (13)$$

式(12)より $2\sigma_{ISI}^2$ 及び $2\sigma_{noise}^2$ を求めることができ、それぞれ次式で与えられる[12]。

$$\begin{cases} 2\sigma_{ISI}^2 = E[|\mu_{ISI}|^2] = \frac{2E_s}{T_s} \left[\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\tilde{H}(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}(k) \right|^2 \right] \\ 2\sigma_{noise}^2 = E[|\mu_{noise}|^2] = \frac{1}{N_c} \frac{2N_0}{T_s} \sum_{k=0}^{N_c-1} |W(k)|^2 \end{cases} \quad (14)$$

残留ISIと雑音の和を複素ガウス変数と近似しているから、MMSE-FDE後の軟判定値 $\tilde{d}(t)$ と希望信号 $\sqrt{2E_s/T_s} [(1/N_c) \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}(k)] d(t)$ との距離 R はレイリー分布に従い、その確率密度関数 $p(R)$ は次式で表される。

$$p(R) = \frac{R}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) \quad (15)$$

本稿では、式(15)で表されるレイリー分布の累積確率(CDF)に基づいて半径の設定を行う。送信シンボルを中心として円を描いたとき、 $\tilde{d}(t)$ が円外に入る確率が確率 β となるような半径を絞り込み半径 r とする。 r は次式のように求められる。

$$\int_r^{\infty} \frac{R}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) dR = \beta \Leftrightarrow r = \sqrt{-2\sigma^2 \ln \beta} \quad (16)$$

図2にシンボル候補の絞り込みの様子を示す。MMSE-FDEによる軟判定値を中心とした円を描き、円外部のシンボル候補を木構造から除外する(図2(a))。ここで、チャネルの状態や β の設定値によっては描かれた円の中にシンボル候補が存在しないという場合もあり得る(図2(b))。このような場合、本稿ではMMSE-FDEによる硬判定値のみを木構造に残すものとする。

β は瞬時チャネル状態やパス数、変調方式に依存するので、最適値を導出するのは難しい。したがって、本

稿では平均受信 E_b/N_0 ごとに平均BERを最小にし、かつ最大限シンボル候補を絞り込む β の値を事前に計算機シミュレーションによって求めるものとする。

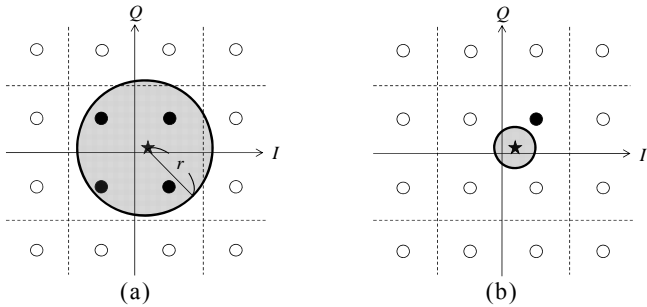


図2 探索シンボル候補の絞り込み(16QAM)

3. 絞り込み結果を利用した演算量削減法

2ステップQRM-MLBDでは、第1ステップにおける探索シンボル候補の絞り込みによって、パスメトリック演算量の削減を実現する。しかしながら、MF限界に近い特性を達成するためには、生き残りパス数 M を大きくしなければならず、それはパスメトリック演算量の増大を招く。また、第2ステップでは等価チャネル行列にQR分解を適用するが、その演算量は等価チャネル行列のサイズの三乗(行列サイズ $A \times B$ のとき AB^2)とかなり大きい。そこで本稿では、2ステップQRM-MLBDの第1ステップにおける絞り込み結果を利用したQR分解の演算量削減法と、Mアルゴリズムにおける生き残りパス数 M の削減のためのオーダリングを提案する。

3.1. QR分解の演算量低減法

QR分解によってMLDは木構造化されるが、第1ステップにおける探索シンボル候補の絞り込みによって、あるステージでは探索シンボル候補数 N_{cand} が1個になってしまう場合がある。このようなステージにおいては、Mアルゴリズムによる探索をする前に残されたシンボル候補を用いて信号検出することが可能であるので、探索を行う前に $N_{cand}=1$ であるステージでは信号検出をしてしまい、そのステージを木構造から除外する。つまり、 $N_{cand}=1$ である送信シンボル $d(t)$ について、残されたシンボル候補を用いて検出し、検出された信号を図3(a)のように周波数領域受信信号 Y から減算する($N_{cand}=1$ であるステージ数を C とする)。このような操作を行うことで、 $N_{cand}=1$ である送信シンボル $d(t)$ に対応する等価チャネル行列の列成分を0と見なすことができ、QR分解を適用する等価チャネル行列のサイズを $N_c \times N_c$ から $N_c \times (N_c - C)$ へと縮小することができるため、QR分解の演算量を N_c^3 から $N_c(N_c - C)^2$ に削減できる。

3.2. 第1ステップにおける探索シンボル候補の絞り込み結果に基づくオーダリング

Mアルゴリズムにおける生き残りパス数 M を小さくした場合、初期のステージからMアルゴリズムによるパスの削減が行われるが、QR分解により得られる上三

角行列 R の右側成分が落ち込むため初期のステージにおけるパスメトリックの精度は悪い。したがって、Mアルゴリズムにおける各ステージの生き残りシンボル候補数 M が少ない場合には、パスメトリックの精度が悪い初期のステージからパスの削減が行われることになり、正しいパスの誤削除確率が増加してしまうことから、BER特性の改善量が少なくなってしまう[13, 14]。

M が小さい場合の問題点は、パスメトリックの精度が悪い初期のステージからパスの削減が行われてしまう点にある。よって、初期のステージにおけるパスの本数自体が少なればMアルゴリズムによるパスの削減が行われにくくなり、 M を小さくしても特性劣化が生じにくくなると考えられる。この考えに基づき、本稿では所要の生き残りパス数 M を削減するため、第1ステップにおける探索シンボル候補の絞り込み結果に基づくオーダリングを提案する。

第1ステップにより各ステージにおける探索シンボル候補数 N_{cand} は $2 \leq N_{cand} \leq X$ の範囲で変動する($N_{cand}=1$ のステージは3.1節の演算量削減法によって事前に検出されているものとする)。本稿で提案するオーダリングは、 N_{cand} の値が小さいものが木構造の初期ステージに配置されるように信号の検出順序を入れ換える(図3(b))。このような操作を行うことで、初期ステージにおけるパス数が減少し、生き残りパス数 M が少なくても初期ステージでのMアルゴリズムによるパスの削減が行われにくくなると考えられる。

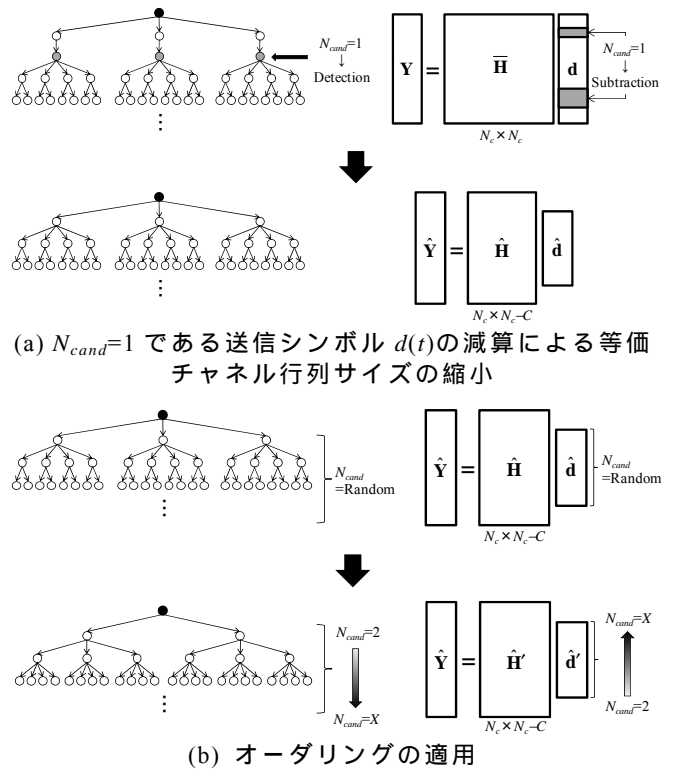


図3 等価チャネル行列サイズの縮小とオーダリング適用後の木構造と周波数領域受信信号の変化

4. 計算機シミュレーション

計算機シミュレーションにより，本稿で提案した演算量削減法を用いた時の2ステップQRM-MLBDの平均BER特性と演算量を明らかにする．シミュレーション諸元を表1に示す．データ変調にはQPSKと16QAMを用い，ブロックサイズは $N_c=64$ ，ガードインターバル長は $N_g=16$ とした．伝搬路は等電力遅延プロファイルを有する $L=16$ パス周波数選択性ブロックレイリーフェージングを仮定した．チャンネル推定は理想とした．

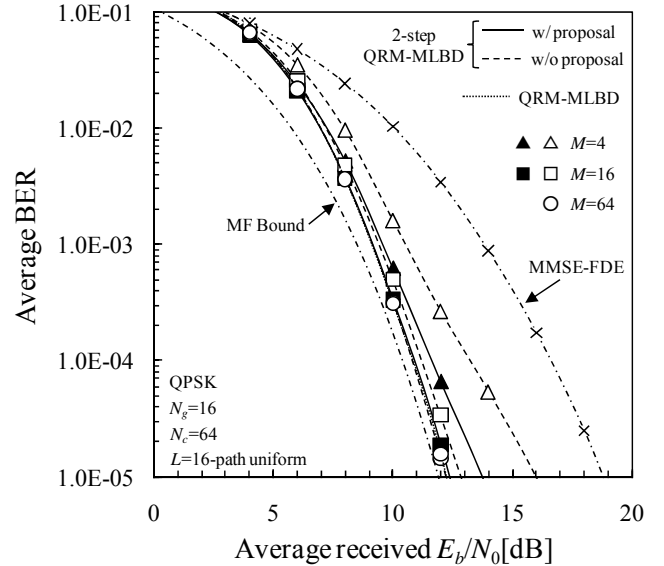
表1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter	Modulation	QPSK, 16QAM
	Data block size	$N_c=64$
	GI size	$N_g=16$
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	Channel estimation	Ideal
	Noise power estimation	

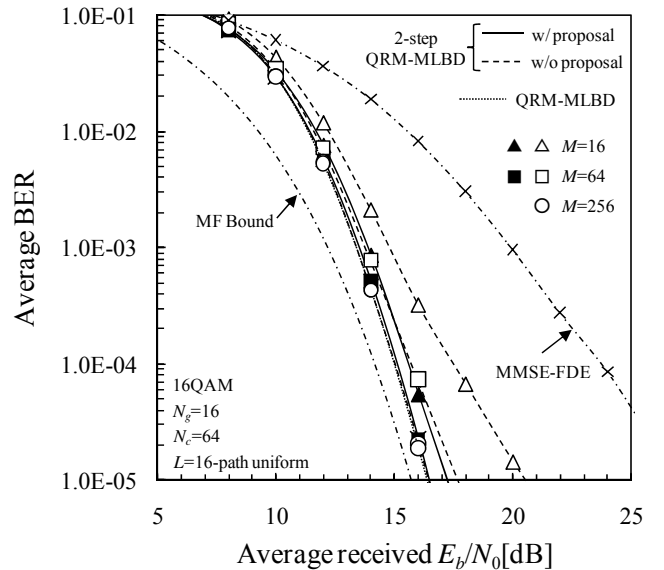
図4に，提案した演算量削減法を用いる場合と用いない場合の2ステップQRM-MLDの平均BER特性を示す．比較のため，従来のQRM-MLBD(QPSK: $M=64$ ，16QAM: $M=256$)，MMSE-FDEの特性とMF限界[12]も示している．従来のQRM-MLBDと提案した演算量削減法を用いない2ステップQRM-MLBDでは，MF限界に近い特性を達成するためにはQPSK(16QAM)で $M=64$ (256)程度にしなければならない．一方，提案法を用いる場合にはQPSK(16QAM)で $M=16$ (64)程度と，約4分の1の生き残りパス数でMF限界に近い特性を達成できている．これは，オーダリングによって初期ステージにおけるパスの本数が減少し，生き残りパス数 M を小さくしても初期ステージでMアルゴリズムによるパスの削減が行われにくくなったためであると考えられる．

表2に，提案した演算量削減法を用いる2ステップQRM-MLBDと従来のQRM-MLBDとについて，1ブロックの検出に要する平均複素乗算回数を示す．提案した演算量削減法を用いる2ステップQRM-MLBDは，従来のQRM-MLBDにMMSE-FDE，絞り込み半径 r の計算，探索シンボル候補の絞り込み， $N_{cand}=1$ である送信シンボル $d(t)$ の減算に要する演算量加わる．しかしながら，提案した演算量削減法によって， $N_{cand}=1$ である送信シンボル $d(t)$ の減算によるQR分解の演算量の削減，探索シンボル候補の絞り込みとオーダリングによる生き残りパス数 M の低減によるパスメトリック演算量の削減ができるため，提案法を用いる2ステップQRM-MLBDは従来のQRM-MLBDよりも低演算量を実現している．MF限界に近い特性を達成するのに必要な平均複素乗算回数を，従来のQRM-MLBDの演算量で正規化して図5に示す．2ステップQRM-MLBDは，探索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従来のQRM-MLBDから大幅に削減しているが，本稿で

提案した演算量削減法を2ステップQRM-MLBDに適用することで更に演算量を削減できる．例えばQPSK(16QAM)を用いた場合で平均受信 E_b/N_0 が12(16)dBのとき，従来のQRM-MLBDの11.7(3.6)%，提案した演算量削減法を用いない2ステップQRM-MLBDの17.5(19.9)%に，それぞれ演算量を削減できる．



(a) QPSK



(b) 16QAM

図4 提案演算量削減法を用いる2ステップQRM-MLBDの平均BER特性

表 2 1ブロックの検出に要する平均複素乗算回数

	QRM-MLBD	2-step QRM-MLBD (soft decision based) with proposal
FFT	$N_c \log_2 N_c$	$N_c \log_2 N_c$
MMSE-weight computation & FDE		$2N_c$
IFFT		$N_c \log_2 N_c$
HF calc.	N_c^2	N_c^2
Computation of r		$3N_c+1$
Symbol candidate Limitation		$2XN_c$
Subtraction of signals with $N_{cand}=1$		CN_c
QR decomposition		$N_c(N_c-C)^2$
Computation of $\mathbf{Q}^H \mathbf{Y}$	N_c^2	$N_c(N_c-C)$
Path metric computation	$X\{2+(M/2)\}$ $(N_c+4)(N_c-1)\}$	$E[N_{cand}]\{2+(M/2)\}$ $(N_c-C+4)(N_c-C-1)\}$

文 献

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

[2] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamini-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.

[3] 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.

[4] K. Takeda, K. Ishihara, and F. Adachi, "Frequency-domain ICI cancellation with MMSE equalization for DS-CDMA downlink," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E89-B, No. 12, pp. 3335-3343, Dec. 2006.

[5] 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.

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

[7] 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.

[8] 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)*, Sendai, Japan, Sept. 2009.

[9] 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)*, Singapore, 17-19, Nov. 2010.

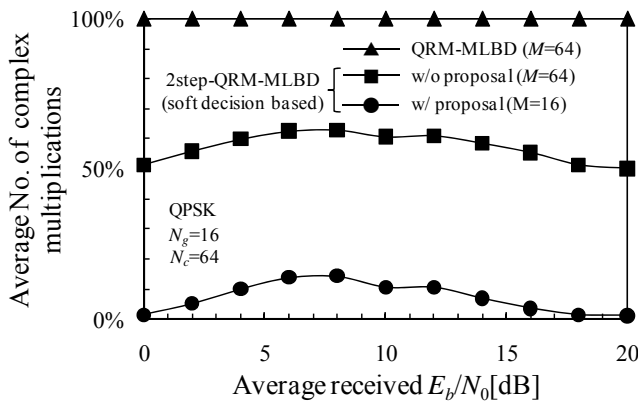
[10] 天間克宏, 山本哲矢, 安達文幸, "QR分解とMアルゴリズムを用いるシングルキャリア最尤ブロック信号検出における木構造の適応的簡略化," *信学技報*, RCS2010-192, pp.197-202, 2010年12月

[11] G. H. Golub and C. F. van Loan, *Matrix Computations*, 3rd ed. Baltimore, MD, Johns Hopkins Univ. Press, 1996.

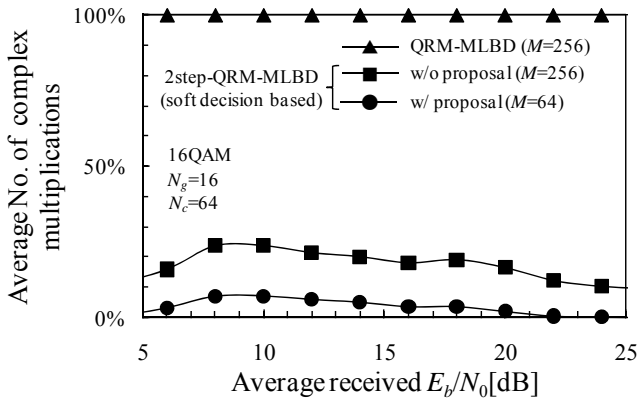
[12] F. Adachi and K. Takeda, "Bit error rate analysis of DS-CDMA with joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E87-B, No. 10, pp.2991-3002, Oct. 2004.

[13] T. Yamamoto, K. Takeda, and F. Adachi, "Training sequence aided single-carrier block signal detection using QRM-MLD," *Proc. IEEE Wireless Communication & Networking Conference (WCNC)*, Apr. 2010.

[14] T. Yamamoto, K. Takeda, and F. Adachi, "MMSE based QRM-MLD Frequency-domain block signal detection for single-carrier transmission," *Proc. The 7th IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communication Symposium (APWCS 2010)*, Taiwan, May 2010



(a) QPSK



(b) 16QAM

図 5 平均複素乗算回数の比較

5. むすび

本稿では、以前提案した 2 ステップ QRM-MLBD の演算量をさらに削減するために、探索シンボル候補数が 1 つに絞り込まれた送信シンボルを周波数領域受信信号から減算することで QR 分解の演算量を削減し、さらにオーダリングを導入して生き残りパス数 M を低減することでパス探索のための演算量を削減する手法を提案した。これにより、従来の QRM-MLBD より大幅に演算量を削減できることを示した。