

# シングルキャリア伝送における適応的な木構造の簡略化を用いる 2ステップ QRM-ML ブロック信号検出に関する検討

天間 克宏<sup>†</sup> 山本 哲矢<sup>†</sup> 安達 文幸<sup>‡</sup>

<sup>†‡</sup> 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: <sup>†</sup>{tenma, yamamoto}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 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)は、周波数選択性チャネル環境下におけるシングルキャリア(SC)伝送の平均ビット誤り率(BER)特性を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)と比較して大幅に改善できる。しかしながら、QRM-MLBD の演算量は依然として MMSE-FDE よりはるかに大きいという問題がある。筆者らは最近、QRM-MLBD の演算量を削減する手法として MMSE-FDE による硬判定値に基づき MLD の木構造の簡略化を行う 2 ステップ QRM-MLBD を提案した。本報告では、MMSE-FDE 後の軟判定値と残留符号間干渉(ISI)+雑音成分の分散に基づいて適応的に木構造を簡略化する 2 ステップ QRM-MLBD を提案する。平均 BER 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し、従来の QRM-MLBD、硬判定値に基づく 2 ステップ QRM-MLBD と比較して、本提案法がほぼ同等の BER 特性を達成しつつさらに演算量を削減できることを示す。

キーワード シングルキャリア, ブロック信号検出, MMSE-FDE, QRM-MLBD

## Study of 2-step QRM-ML Block Signal Detection using Adaptive Tree Structure Simplification for Single-Carrier Transmission

Katsuhiko TEMMA<sup>†</sup> Tetsuya YAMAMOTO<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

<sup>†‡</sup> 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: <sup>†</sup>{tenma, yamamoto}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** A maximum likelihood block signal detection employing 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 frequency-selective channel. However, the computational complexity of QRM-MLBD is still much higher than that of MMSE-FDE. Recently, we proposed a 2-step QRM-MLBD which simplifies the tree structure of MLD utilizing the hard detection results obtained by MMSE-FDE to reduce the computational complexity of QRM-MLBD. In this paper, we propose an adaptive tree-pruning 2-step QRM-MLBD based on the soft detection results and variance of residual inter-symbol interference (ISI) plus noise after MMSE-FDE for 2-step QRM-MLBD. We evaluate, by computer simulation, the BER performance and computational complexity and show that it can reduce the computational complexity while keeping almost the same BER performance as the conventional QRM-MLBD and 2-step QRM-MLBD based on the hard decision.

**Keyword** Single-carrier, Block signal detection, MMSE-FDE, QRM-MLBD

### 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フェージング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(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(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 では等化後に残留 ISI が発生するため、整合フィルタ(MF)限界との特性差は大きい[4]。

最近、SC伝送に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]を用いれば、MF限界に非常に近いBER特性を達成できることが示されている[6, 7]。しかし、その演算量はMLD[8]より大幅に低減されているものの、MMSE-FDEと比べるとはるかに大きい。

筆者らは以前、MMSE-FDEの判定結果に基づきQRM-MLBDにおける探索シンボル候補数を制限して

演算量を削減する2ステップQRM-MLBDを提案した[9]. 2ステップQRM-MLBDは, QRM-MLBDの前段でMMSE-FDEを行い, その硬判定値から円を描くことで信頼度の低いシンボル候補の絞り込みを行い, Mアルゴリズムによって探索を行う木構造を簡略化することで, 探索に要する演算量を大幅に削減することができる. しかしながら, 探索シンボル候補の削減に硬判定値と固定の絞り込み円半径を用いているため, 演算量の削減効果には限界があった.

本報告では, MMSE-FDE後の軟判定値と残留ISI+雑音成分の分散に基づいて適応的に木構造を簡略化する2ステップQRM-MLBDを提案する. 計算機シミュレーションにより提案法の平均BER特性と演算量を明らかにし, 従来のQRM-MLBD並びに硬判定値に基づく2ステップQRM-MLBDと比較する.

本稿の構成を以下に示す. 第2章では, 適応木構造簡略化を用いる2ステップQRM-MLBD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BER特性と演算量を明らかにする. 第4章でまとめる.

## 2. MMSE-FDE による適応木構造簡略化を用いる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. 以降では, 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.

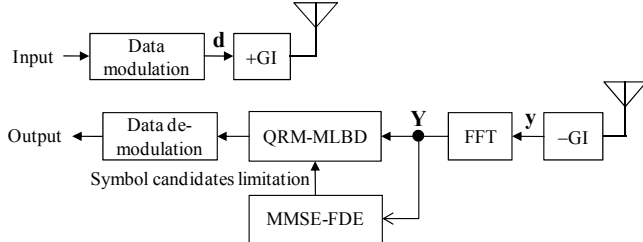


図1 2ステップQRM-MLBD用いるSC伝送系

送信機では, 情報ビット系列を生成後, 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に変換する. データシンボルブロックをベクトル $\mathbf{d}=[d(0), \dots, d(N_c-1)]^T$ を用いて表す. 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リフィックス(CP)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. チャンネルのインパルス応答 $h(\tau)$ は次式で表される.

$$h(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(\tau - \tau_l) \quad (1)$$

ここで $h_l$ ,  $\tau_l$ はそれぞれ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,  $E[\sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2] = 1$ であるものとしている. GI除去後の受信信号ベクトル

$\mathbf{y}=[y(0), \dots, y(N_c-1)]^T$ は次式のようになる.

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{h} \mathbf{d} + \mathbf{n} \quad (2)$$

ここで $E_s$ は送信シンボルエネルギーを表している.  $\mathbf{n}=[n(0), \dots, n(N_c-1)]^T$ の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である. また,  $\mathbf{h}$ は $N_c \times N_c$ のチャンネルのインパルス応答行列であり, 次式で表される.

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_0 & & & & & & & h_{L-1} & \cdots & h_1 \\ \vdots & h_0 & & & & & & & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & h_0 & & & & & \mathbf{0} & & h_{L-1} \\ h_{L-1} & \vdots & \vdots & \ddots & & & & & & \\ \vdots & h_{L-1} & \vdots & \ddots & h_0 & & & & & \\ \vdots & \vdots & h_{L-1} & \ddots & \vdots & \ddots & & & & \\ \mathbf{0} & & & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & & & \\ & & & & h_{L-1} & \cdots & \cdots & h_0 & & \end{bmatrix} \quad (3)$$

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)を適用することにより, 受信信号を周波数領域受信信号 $\mathbf{Y}=[Y(0), \dots, Y(N_c-1)]^T$ へと変換する.  $\mathbf{Y}$ は次式で表される.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{F} \mathbf{y} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{F} \mathbf{h} \mathbf{d} + \mathbf{N} \quad (4)$$

ここで $\mathbf{N}=\mathbf{F} \mathbf{n}=[N(0), \dots, N(N_c-1)]^T$ は周波数領域雑音ベクトルであり,  $\mathbf{F}$ は次式で表される $N_c \times N_c$ のFFT行列である.

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{|x|}{N_c}} & \cdots & e^{-j2\pi \frac{1 \times (N_c-1)}{N_c}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{(N_c-1) \times 1}{N_c}} & \cdots & e^{-j2\pi \frac{(N_c-1) \times (N_c-1)}{N_c}} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$N_c \times N_c$ の巡回行列は上式 $\mathbf{F}$ を用いて固有値分解できることが知られており[10], 次式を得る.

$$\mathbf{F} \mathbf{h} \mathbf{F}^H = \text{diag}[H(0), \dots, H(N_c-1)] = \mathbf{H} \quad (6)$$

ここで $H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp(-j2\pi k \tau_l / N_c)$ であり,  $[\cdot]^H$ は共役転置操作を表す. したがって, 式(4)は次式で表せる.

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

式(7)において,  $\mathbf{H} \mathbf{F}$ を等価チャンネル行列 $\bar{\mathbf{H}}$ と見なすと, 次式が得られる.

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} (\mathbf{H} \mathbf{F}) \mathbf{d} + \mathbf{N} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \bar{\mathbf{H}} \mathbf{d} + \mathbf{N} \quad (8)$$

SC伝送の周波数領域受信信号が等価チャンネル行列 $\bar{\mathbf{H}}$ を用いて式(8)のように表せることから, 周波数領域受信ブロックにQRM-MLBDが適用できる[6, 7].

## 2.2. QRM-MLBD

QRM-MLBDでは、QR分解を利用して等価チャネル行列を上三角行列に変換することで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。

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

$$\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{Q}\mathbf{R} \quad (9)$$

ここで  $\mathbf{Q}$  は  $N_c \times N_c$  のユニタリ行列、 $\mathbf{R}$  は  $N_c \times N_c$  の上三角行列を表している。 $\mathbf{Q}^H$  を周波数領域受信信号  $\mathbf{Y}$  に乗算し、次式を得る。

$$\begin{aligned} \mathbf{Z} &= [Z(0), \dots, Z(N_c - 1)]^T = \mathbf{Q}^H \mathbf{Y} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{R} \mathbf{d} + \hat{\mathbf{N}} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{bmatrix} R_{0,0} & R_{0,1} & \dots & R_{0,N_c-1} \\ & R_{1,1} & \dots & R_{1,N_c-1} \\ & & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & & & R_{N_c-1,N_c-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d(0) \\ d(1) \\ \vdots \\ d(N_c - 1) \end{bmatrix} + \hat{\mathbf{N}} \end{aligned} \quad (10)$$

式(10)より、最尤系列  $\hat{\mathbf{d}}$  を推定するMLDは次式で表される。

$$\hat{\mathbf{d}} = \underset{\bar{\mathbf{d}} \in X^{N_c}}{\arg \min} \left( \sum_{i=0}^{N_c-1} \left| Z(N_c - 1 - i) - \sum_{j=0}^i \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} R_{N_c-1-i, N_c-1-j} \bar{d}(N_c - 1 - j) \right|^2 \right) \quad (11)$$

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、 $X$  は変調多値数を表している (QPSK のとき  $X=4$ , 16QAM のとき  $X=16$ )。

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  $\bar{d}(N_c-1) \sim \bar{d}(N_c-1-n)$  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、それでもMMSE-FDEと比較すればその演算量はかなり大きい。

## 2.3. MMSE-FDE による適応木構造簡略化

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ものと考えられる。探索の簡略化に関して、筆者らはこれまでMアルゴリズムにおける生き残りパス数  $M$  を削減する手法について検討を行った [11, 12]。一方、以前提案した2ステップQRM-MLBD

は木構造自体の簡略化に着目して探索の簡略化を行った [9]。本報告では、後者のアプローチを発展させ、更なる木構造の簡略化を実現する。

まず、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(7)より次式のように変形できる。

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H} \mathbf{d} + \mathbf{N} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H} \mathbf{D} + \mathbf{N} \quad (12)$$

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FDE重みを乗算する。

$$\hat{\mathbf{Y}} = \mathbf{W} \mathbf{Y} \quad (13)$$

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)。

$$\mathbf{W} = \text{diag} \left[ \frac{H^*(0)}{|H(0)|^2 + (E_s / N_0)^{-1}}, \dots, \frac{H^*(N_c - 1)}{|H(N_c - 1)|^2 + (E_s / N_0)^{-1}} \right] \quad (14)$$

重み乗算後の周波数領域受信信号  $\hat{\mathbf{Y}}$  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  $\hat{\mathbf{y}}$  を得る。

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{F}^H \hat{\mathbf{Y}} \quad (15)$$

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

$$\hat{y}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \left( \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right) d(t) + \mu_{ISI} + \mu_{noise} \quad (16)$$

式(16)において、 $\hat{H}(k)$  は第  $k$  周波数におけるMMSE重み乗算後の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。

$$\begin{cases} \mu_{ISI} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \left[ \sum_{n=0 \neq t}^{N_c-1} d(n) \exp \left( j2\pi k \frac{t-n}{N_c} \right) \right] \\ \mu_{noise} = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{N}(k) \exp \left( j2\pi k \frac{t}{N_c} \right) \end{cases} \quad (17)$$

ここで、 $\mu_{ISI}$  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  $\mu = \mu_{ISI} + \mu_{noise}$  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。 $\mu$  の分散  $2\sigma^2$  は次式で与えられる。

$$2\sigma^2 = E[|\mu|^2] = 2\sigma_{ISI}^2 + 2\sigma_{noise}^2 \quad (18)$$

式(17)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 [13]。

$$\begin{cases} 2\sigma_{ISI}^2 = E[|\mu_{ISI}|^2] = \frac{2E_s}{T_s} \left[ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\hat{H}(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right|^2 \right] \\ 2\sigma_{noise}^2 = E[|\mu_{noise}|^2] = \frac{1}{N_c} \frac{2N_0}{T_s} \sum_{k=0}^{N_c-1} |W(k)|^2 \end{cases} \quad (19)$$

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、送信シンボル-軟判定シンボル間の距離 $R$ 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。

$$p(R) = \frac{R}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) \quad (20)$$

式(20)で示されるレイリー分布はMMSE-FDEによる軟判定値を中心とした分布となっている。そこで本稿では、式(20)で表されるレイリー分布の所要累積確率に基づいて半径の設定を行う。所要累積確率を $\alpha$ とすると、絞り込み半径 $r$ は下式のように求められる。

$$\int_0^r \frac{R}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) dR = \alpha \Leftrightarrow r = \sqrt{-2\sigma^2 \ln(1-\alpha)} \quad (21)$$

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、チャンネルの状態や $\alpha$ の設定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可能性も考えられる(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という処理を行うものとする。

レイリー分布の累積確率 $\alpha$ の値が大きいほど $r$ の値が大きくなる。 $\alpha=1$ の場合には $r=\infty$ となるためシンボル候補が絞り込まれず、従来のQRM-MLBDと等価となる。一方 $\alpha=0$ の場合には $r=0$ となり、絞り込み円の中にシンボル候補が存在せず、MMSE-FDEによる判定と等価となる。よって、 $\alpha$ の値は演算量削減と誤り率特性のトレードオフを決定づける重要なパラメータであり、適切な値に設定する必要がある。本稿では、 $\alpha$ の値がシンボル誤り率(SER)特性にどのような影響を与えるかを計算機シミュレーションによって測定し、 $\alpha$ の値の設定法について考察を行う。

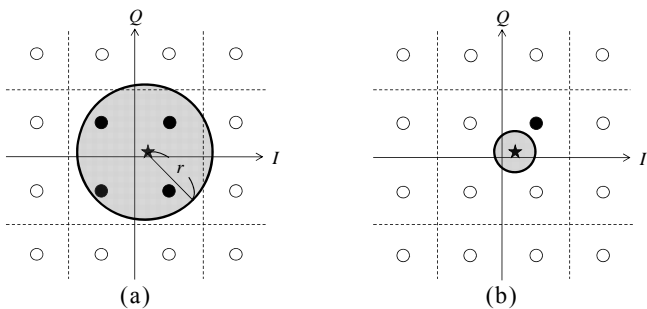


図2 探索シンボル候補の絞り込み(16QAM)

### 3. 計算機シミュレーション

本稿では、まず $\alpha$ の値が平均SER特性に与える影響を計算機シミュレーションによって明らかにし、 $\alpha$ の設定を行う。次に提案法の平均BER特性を明らかにし、演算量について従来のQRM-MLBD、硬判定値に基づく2ステップQRM-MLBDと比較する。シミュレーション諸元を表1に示す。データ変調にはQPSK、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 $L=16$ パスで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ディングを想定した。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

### 3.1. $\alpha$ の設定法の検討

まず、 $\alpha$ が伝送特性に与える影響を測定することで、 $\alpha$ の設定法を検討する。QPSK変調を用い、 $M=64$ とした場合において、 $\alpha$ の値を0.99, 0.999, 0.9999と設定した時の提案法の平均SER特性について図3に示す。提案法では、送信シンボル-受信信号点間の距離がレイリー分布に従うとし、その累積確率が所要値 $\alpha$ を満たす距離をしきい値としてシンボル候補の絞り込みを行っている。これは、MMSE-FDEによる軟判定値が得られた時に、それを中心として円を描き、正しい送信シンボルがその内部に入らない確率(シンボル誤り確率)が $1-\alpha$ を満たすようにシンボル候補を絞り込んでいることと等価である。したがって、提案信号検出法のSER特性はQPSK変調のとき、 $\min\{\text{MLDのSER}+(1-\alpha), \text{MMSE-FDEのSER}\}$ となる。 $1-\alpha$ を初めから十分に小さな値に設定すれば誤り率の劣化を防げるが、 $1-\alpha$ を小さくしたことによって特に低受信 $E_b/N_0$ の領域ではシンボル候補の絞り込みが行われず、演算量が増大してしまう。そこで、本稿では、 $M$ を十分に大きな値に設定したQRM-MLBD(QPSK:  $M=64$ , 16QAM:  $M=256$ )の特性を達成しつつ演算量の削減を実現するため、図4に示すようにQRM-MLBDの平均SER特性が $10^{-x} < \text{SER} \leq 10^{-x+1}$  ( $x=1, 2, \dots$ )となるような受信 $E_b/N_0$ の領域において $\alpha=1-10^{-x}$  ( $\alpha=0.9, 0.99, 0.999, \dots$ )と設定した。

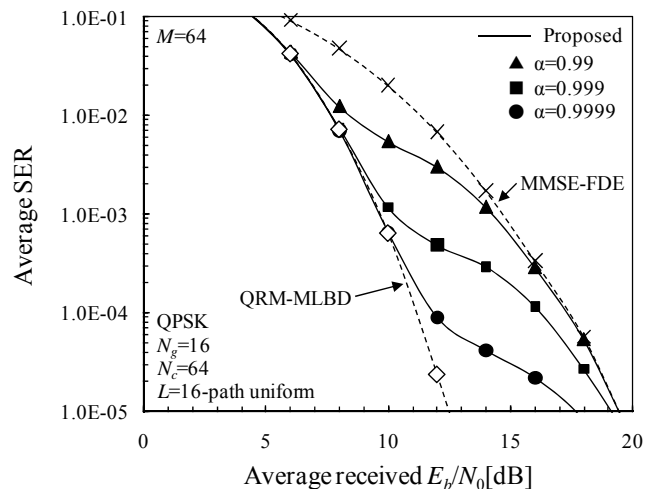


図3  $\alpha$  の設定による平均SER特性の変化

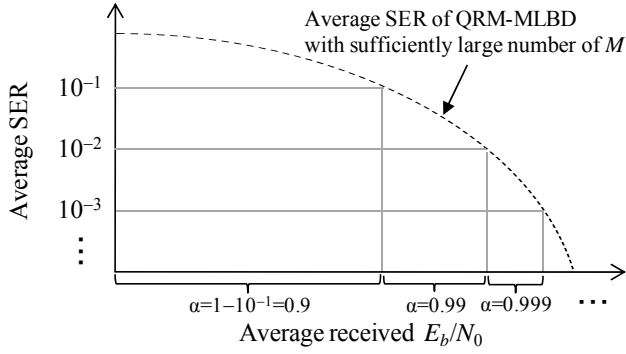


図4  $\alpha$ の設定

### 3.2. 平均 BER 特性と演算量

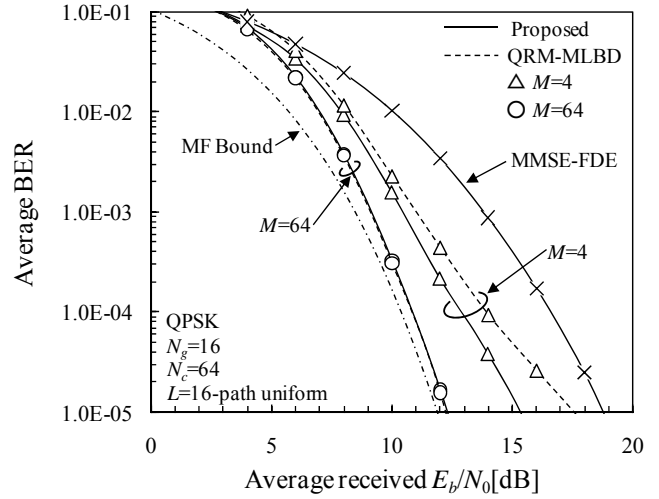
図5に提案法と従来のQRM-MLBDを用いるSC伝送の平均BER特性を示す. 比較のため, MMSE-FDEとMF限界[13]の特性も合わせて示す.  $\alpha$ の設定法は3.1節で述べた方法を用いた. 提案法と従来法を比較すると,  $M$ の値が十分に大きい場合にはほぼ同等の特性を達成していることが分かる. しかしながら,  $M$ の値が小さい場合には提案法を用いた方が従来法を用いた場合に比べ特性が改善していることが分かる. QRM-MLBDにおいて各ステージの生き残りシンボル候補数 $M$ が少ない場合には, 初期のステージで正しいパスを削除してしまう確率が増加するため, BER特性の改善量が少なくなってしまう[11, 12]. 一方提案法では, MMSE-FDEにより信頼度の低いパスをあらかじめ削除しているため, Mアルゴリズムによる探索時に正しいパスが削除されてしまう可能性を低減でき,  $M$ が少ない場合において従来法よりもBER特性を改善できる.

本提案法, 従来のQRM-MLBD及び硬判定値に基づく2ステップQRM-MLBDを用いるSC伝送の複素乗算回数を表2に示す. 本提案法は, 従来のQRM-MLBDにMMSE-FDEの演算,  $r$ の設定に要するMMSE-FDE後の残留ISI+雑音成分の分散の演算, 各シンボル候補とMMSE-FDEの軟判定値間の距離の演算が加わる. しかしながら, 提案法は図6に示すように平均探索シンボル候補数 $N_{cand}$ を大幅に削減できるため, QRM-MLBD, 硬判定値に基づく2ステップQRM-MLBDと比較してパスメトリック演算に要する複素乗算回数を大幅に削減することが可能である. 図7に, MF限界に近い特性を達成するのに要する複素乗算回数について, 従来のQRM-MLBDを100%とした場合の複素乗算回数の比較を示す. 図7より, 提案法は従来のQRM-MLBD, 硬判定値に基づく2ステップQRM-MLBDより大幅に演算量を削減できていることが分かる. 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56(18)%, 硬判定値に基づく2ステップQRM-MLBDの68(42)%に演算量を削減できる.

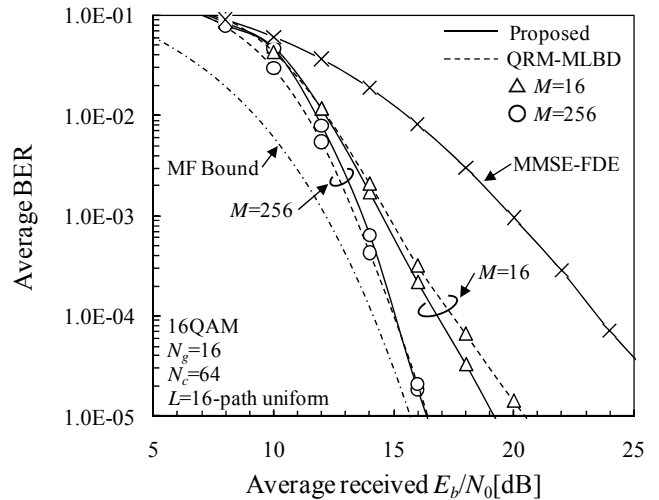
### 4. むすび

本報告では, MMSE-FDE後の軟判定値と残留ISI+雑音成分の分散を用い, 適応的にシンボル候補を絞り込むことでQRM-MLBDの演算量を削減する手法を提案した. 提案手法では, MMSE-FDE後の残留ISI+雑音成

分をガウス変数と近似することで, 送信シンボルとMMSE-FDE後の軟判定値の信号点間距離の累積確率が所要値 $\alpha$ を満たすような距離をしきい値としてシンボル候補の絞り込みを行う.  $\alpha$ とSER特性の関係を計算機シミュレーションにより明らかにし, それに基づく $\alpha$ の設定を行った. BER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, 従来のQRM-MLBD, 2ステップQRM-MLBDと比較して演算量を大幅に削減できることを示した.



(a) QPSK



(b) 16QAM

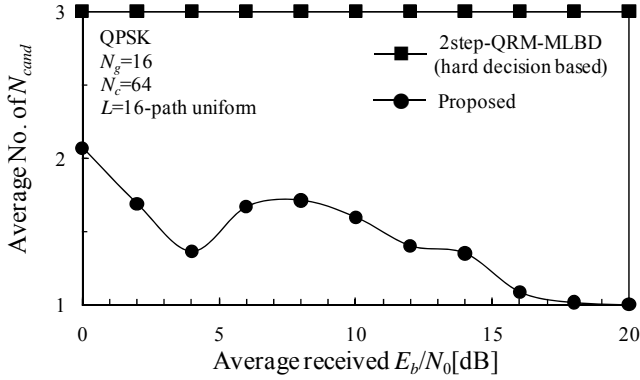
図5 平均 BER 特性

表2 複素乗算回数

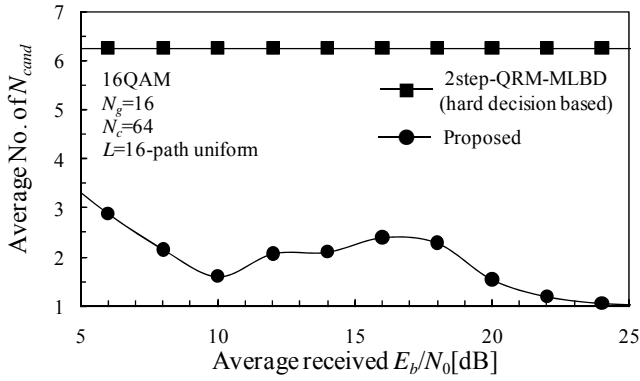
	MMSE-FDE	QRM-MLBD	2-step QRM-MLBD
FFT	$N_c \log_2 N_c$	$N_c \log_2 N_c$	$N_c \log_2 N_c$
MMSE-weight calc. & FDE	$2N_c$		$2N_c$
IFFT	$N_c \log_2 N_c$		$N_c \log_2 N_c$
HF calc. & QR decomposition		$N_c^2 + N_c^3$	$N_c^2 + N_c^3$
Calc. of $\mathbf{Q}^H \mathbf{Y}$		$N_c^2$	$N_c^2$
Calc. of $r$			$3N_c + 1$
Symbol candidate Limitation			$2XN_c$
Path metric calc.		$X\{2+(M/2)(N_c+4)(N_c-1)\}$	$N_{cand}\{2+(M/2)(N_c+4)(N_c-1)\}$

文 献

- [1] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 5<sup>th</sup> ed., McGraw-Hill, 2008.
- [2] D. Falconer, S. L. Ariyavitakul, 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.
- [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] 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.
- [7] 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.
- [8] A. van Zelst, R. van Nee, and G. A. Awater, "Space division multiplexing (SDM) for OFDM systems," *Proc. IEEE 51<sup>st</sup> Vehicular Technology Conference (VTC)*, pp. 1070-1074, May 2000.
- [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] G. H. Golub and C. F. van Loan, *Matrix Computations*, 3rd ed. Baltimore, MD, Johns Hopkins Univ. Press, 1996.
- [11] 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.
- [12] T. Yamamoto, K. Takeda, and F. Adachi, "MMSE based QRM-MLD Frequency-domain block signal detection for single-carrier transmission," *Proc. The 7<sup>th</sup> IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communication Symposium (APWCS 2010)*, Taiwan, May 2010
- [13] 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.

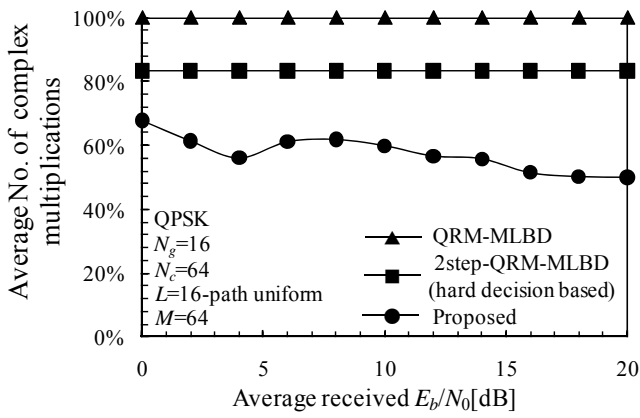


(a) QPSK

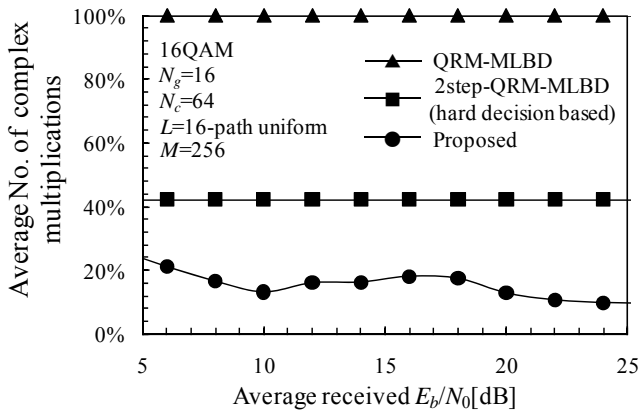


(b) 16QAM

図 6  $N_{cand}$  の平均値



(a) QPSK



(b) 16QAM

図 7 複素乗算回数の比較