

2 ステップ QRM-MLD を用いる シングルキャリア周波数領域ブロック信号検出

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 最近、筆者らは周波数選択性チャネルにおけるシングルキャリア(SC)伝送を対象に、QR分解とMアルゴリズムを適用した演算量削減型最尤検出法(QRM-MLD)を用いるシングルキャリア周波数領域ブロック信号検出(SC-FDBD)を提案した。QRM-MLDを用いるSC-FDBDは、演算量を大幅に削減しつつMLDに近いビット誤り率(BER)特性を達成できるものの、依然としてその演算量は、よく知られた最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化(MMSE-FDE)よりはるかに多い。本論文では、MMSE-FDEによる硬判定結果に基づきQRM-MLD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-MLDを提案する。2ステップQRM-MLDを用いるSC-FDBDの平均BER特性を計算機シミュレーションにより明らかにし、従来のQRM-MLDとほぼ同等のBER特性を確保しつつ、演算量を大幅に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-MLD

Single-Carrier Frequency-Domain Block Signal Detection using 2-Step QRM-MLD

Katsuhiro TEMMA[†] Tetsuya YAMAMOTO[†] and Fumiya 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 Recently, we proposed a single-carrier frequency-domain block signal detection (SC-FDBD) using maximum likelihood detection (MLD) employing QR decomposition and M-algorithm (QRM-MLD) for the reception of the SC signals transmitted over a frequency-selective channel. Although SC-FDBD using QRM-MLD can significantly improve the bit error rate (BER) performance, its computational complexity is still high compared to the minimum mean square error frequency-domain equalization (MMSE-FDE). In this paper, we propose a 2-step QRM-MLD which reduces the number of symbol candidates to be searched by utilizing the hard decision results obtained by MMSE-FDE and accordingly reduces the computational complexity. We evaluate the BER performance achievable by 2-step QRM-MLD and show that it can significantly reduce the computational complexity while keeping the BER performance almost the same as the conventional QRM-MLD.

Keyword Single-carrier, block signal detection, MMSE-FDE, QRM-MLD

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、筆者らは、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法(QRM-MLD)[5]を用いるシングルキャリア周波数領域ブロック信号検出(SC-FDBD)を提案した[6]。QRM-MLDの各ステージにおける生き残りシンボル候補数を大きくすることでMF限界に近いBER特性を達成できる[6]。しかし、依然としてその演算量はMLD[7]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。

そこで本論文では、MMSE-FDEの判定結果に基づきQRM-MLD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-MLDを提案する．2ステップQRM-MLDでは，バスメトリックの計算を行う探索シンボル候補をMMSE-FDEの硬判定値周辺に制限することで，演算量の大幅な削減を実現する．計算機シミュレーションにより2ステップQRM-MLDを用いるSC-FDBDの平均BER特性を明らかにし，従来のQRM-MLDと比較する．

本稿の構成は以下のようにになっている．第2章では，2ステップQRM-MLDを用いるSC-FDBD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シンボル候補の絞り込み範囲について検討し，次いで平均BER特性を明らかにする．第4章でまとめる．

2. 2ステップQRM-MLDを用いるSC-FDBD

2.1. 送受信信号表現

図1に2ステップQRM-MLDを適用したSC-FDBD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．

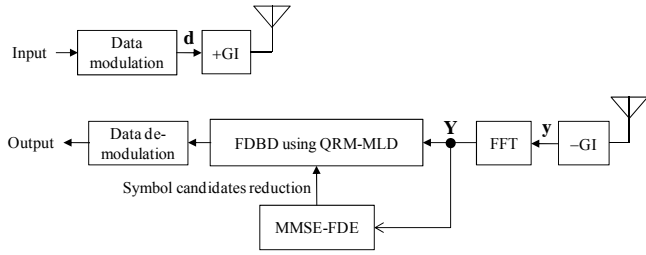


図1 2ステップQRM-MLDを適用したSC-FDBDを用いるSC伝送系

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．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 ， τ_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．

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

受信機ではGI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．

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

$N_c \times N_c$ 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[8]，次式を得る．

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

ここで $[\cdot]^H$ は共役転置操作を表し， $H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp(-j2\pi k \tau_l / N_c)$ である．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-MLDが適用できる。

2.2. 従来の QRM-MLD

QRM-MLDを用いるSC-FDBD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アルゴリズムによる生き残りシンボル候補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、MLDによって得られる最尤系列は次式で表される。

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

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 $\sum_{n=1}^{N_c} P^n$ ($= P/(P-1)(P^{N_c} - 1) \approx P^{N_c}$) 回から $P\{1+M(N_c-1)\}$ 回に削減できる。ここで、 P は各ステージの探索シンボル候補数を表しており、従来のQRM-MLDでは $P=X$ である。QRM-MLD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. 2ステップ QRM-MLD

QRM-MLDを用いるSC-FDBDのパスメトリック演算量はブロックサイズ N_c 、各ステージの生き残りシンボル候補数 M 、各ステージの探索シンボル候補数 P に依存する。筆者らは以前、 M の削減法について提案した[9, 10]。本論文で提案する2ステップQRM-MLDでは探索シンボル候補数 P を制限することで、演算量を削減する。

従来のQRM-MLDでは尤度判定を行うため全てのシンボル候補に対しパスメトリックを計算する必要があった(すなわち $P=X$)。2ステップQRM-MLDを用いるSC-FDBDでは、前段でMMSE-FDEを行い、その判定結果を用いて信頼度の低いシンボル候補に対するパスメトリック演算を省略することで演算量低減を実現する。

まず第1ステップにおいて、MMSE-FDEによる硬判定値系列を得る。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]。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。

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

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MMSE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 ($[.]^*$ は複素共役を表す)。

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

MMSE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。

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

最後に、 $\hat{\mathbf{y}}$ から硬判定値系列を得る。

第2ステップではQRM-MLDを実行する。第1ステップのMMSE-FDEによって得られた硬判定値周辺のシンボル候補についてのみパスメトリックの計算を行う。MMSE-FDEの硬判定値から等ユークリッド距離にあるシンボル候補は同程度の信頼度を有していると考えられるため、2ステップQRM-MLDではMMSE-FDEによる硬判定値を中心とした半径 r の円を描くことでパスメトリック演算を行うシンボル候補の絞り込みを行う。図2に、16QAMを用いた場合におけるシンボル候補の絞り込みの一例を示す。半径 r を小さく設定すれば演算量をより削減できるが、 r を小さくし過ぎるとBER特性

が劣化する．したがって，演算量削減効果とBER特性のバランスがとれた最適値が半径 r には存在する．

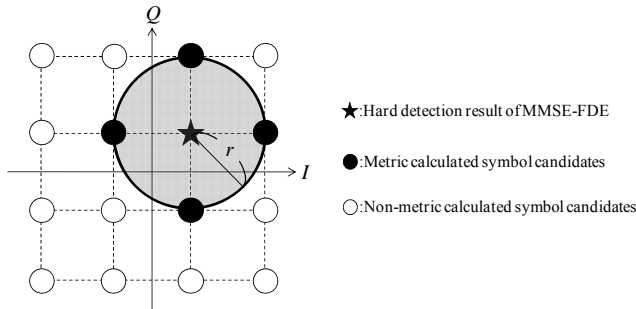


図2 シンボル候補の絞り込みの一例(16QAM)

3. 計算機シミュレーション

本稿では，まずシンボル候補の絞り込み半径 r の最適化を行う．次に2ステップQRM-MLDのBER特性を明らかにし，従来のQRM-MLD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ジングを想定した．チャンネル推定は理想的であるものとした．

表1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter	Modulation	QPSK, 16QAM
	Block size	$N_c=64$
	GI	$N_g=16$
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
	Detection	MMSE-FDE, QRM-MLD, 2-step QRM-MLD

3.1. 絞り込み半径 r の最適化

MMSE-FDEによる硬判定値が得られたときの各送信シンボルの事後確率分布を測定した．図3に示すように各信号点配置は原点を中心として対称であるため，ある1つの象限のMMSE-FDEによる硬判定値が得られた場合についてのみ事後確率分布測定を行えば十分である．

計算機シミュレーションにより求めた各送信シンボルの事後確率分布を図4および5に示す．棒グラフの位置が図3に示す信号点配置と対応しており，MMSE-FDEによる硬判定値が，QPSKの場合は1個，16QAMの場合は4個のシンボルの場合について事後確率分布を測定している．QPSKの場合，MMSE-FDEの硬判定値から最も離れたシンボルの事後確率がかなり小さくなっているため，図6に示すように $r=\sqrt{2}$ と設定すればよい．16QAMの場合，硬判定値からの信号点間

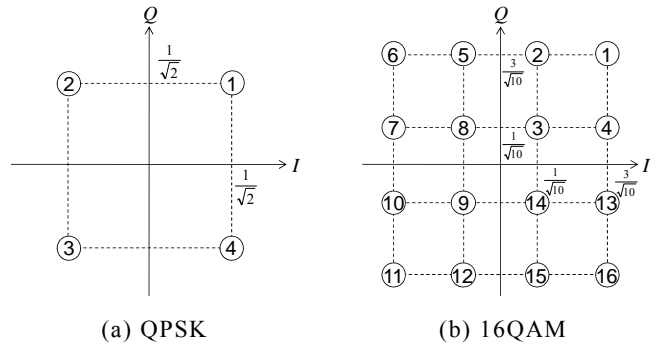
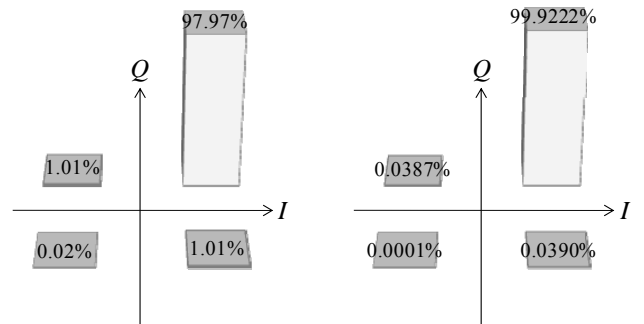


図3 信号点配置



(a) 平均受信 $E_b/N_0=10\text{dB}$ (b) 平均受信 $E_b/N_0=15\text{dB}$

図4 MMSE-FDEによる硬判定値が得られたときの各送信シンボルの事後確率分布(QPSK)

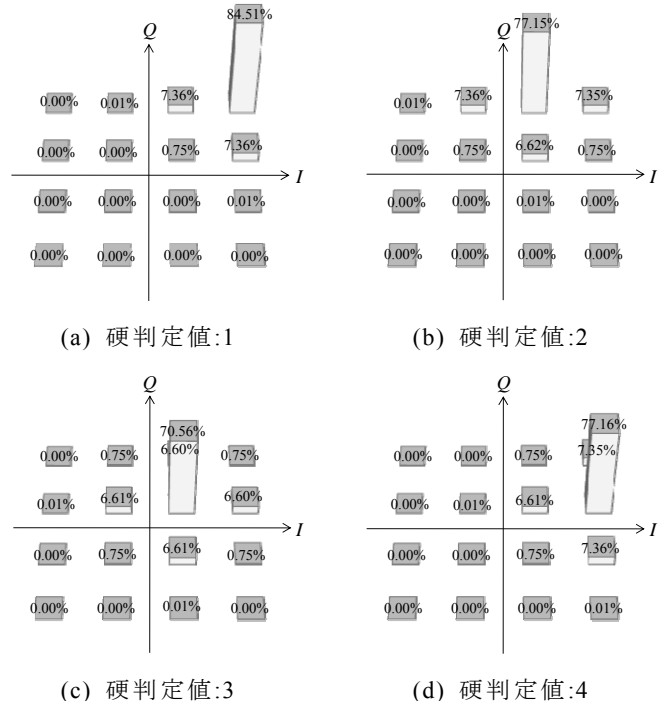


図5 MMSE-FDEによる硬判定値が得られたときの各送信シンボルの事後確率分布(16QAM, 平均受信 $E_b/N_0=10\text{dB}$)

距離が $2/\sqrt{5}$ 以内にあるシンボル候補に事後確率分布が集中しているため、 $r=2/\sqrt{5}$ と設定すればよい。本稿では、比較のため図6に示すように $r=2/\sqrt{10}$ 、 $2/\sqrt{5}$ および $4/\sqrt{10}$ の場合についてもBER特性を比較する。

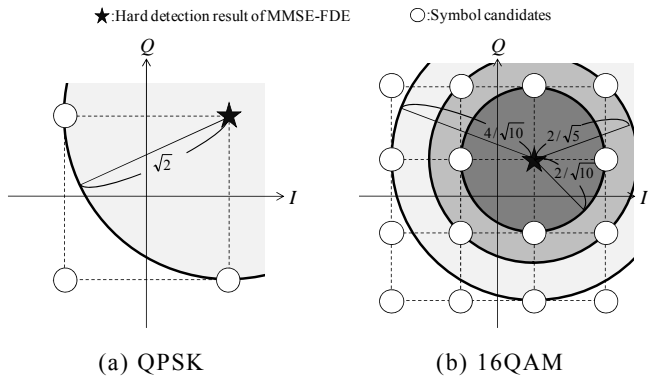


図6 シンボル候補の絞り込みモデル

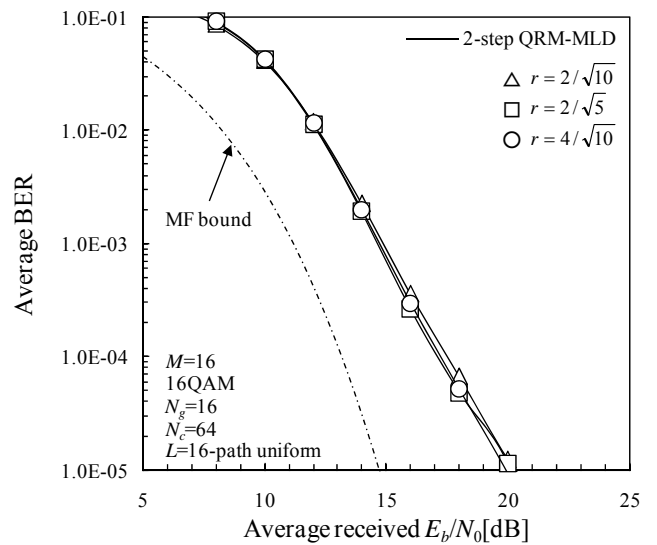
3.2. BER 特性

図7に、16QAMの場合におけるシンボル候補絞り込み半径 $r=2/\sqrt{10}$ 、 $2/\sqrt{5}$ および $4/\sqrt{10}$ を用いるときの2ステップQRM-MLDの平均BER特性を示す。ここで、横軸 $E_b/N_0 = (E_s/N_0)(1+N_c/N_g)/\log_2 X$ は1ビットあたりの平均信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度である (X : 変調多値数)。生き残りシンボル候補数 $M=16$ の場合、いずれの r を用いてもBER特性はほとんど同じであるが、 $M=256$ の場合、シンボル候補の絞り込み半径を $r=2/\sqrt{10}$ のように小さくしてしまうとBER特性が劣化する。これは、事後確率が完全に0%ではないシンボル候補を第1ステップで削除してしまうため、正しいシンボル候補をパスメトリック演算から除外してしまう確率が高くなるためである。以上より、BER特性の劣化を抑えてできるだけ演算量を削減するという観点から見た場合、16QAMにおいては $r=2/\sqrt{5}$ と設定するのが最適であると考えられる。

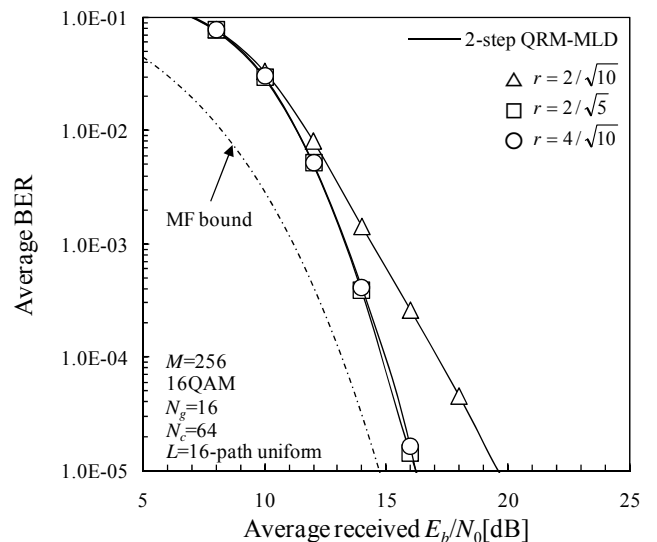
図8に2ステップQRM-MLDと従来のQRM-MLDの平均BER特性を示す。生き残りシンボル候補数 M の値はQPSKのとき4, 16, 64とし、16QAMのとき16, 64, 256としている。2ステップQRM-MLDにおけるシンボル候補の絞り込み半径 r は、QPSKのとき $r=\sqrt{2}$ 、16QAMのとき $r=2/\sqrt{5}$ とした。また、MMSE-FDEの平均BER特性及びMF限界[11]も比較のため示した。 M の値が等しいとき、2ステップQRM-MLDは従来のQRM-MLDとほぼ同等のBER特性を達成できていることが分かる。

2ステップQRM-MLD、従来のQRM-MLD、及びMMSE-FDEを用いるSC伝送の複素乗算回数を比較する。表2にそれぞれの複素乗算回数を示す。2ステップQRM-MLDでは、従来のQRM-MLDにMMSE-FDEの演算が加わるものの、探索シンボル候補数 P を制限するため、総合での演算量は従来のQRM-MLDに比べ大幅に削減されている。パスメトリック演算に要する複素乗

算回数は $P\{2+(M/2)(N_c+4)(N_c-1)\}$ である。従来のQRM-MLDでは、QPSKのとき $P=4$ 、16QAMのとき $P=16$ である。一方、2ステップQRM-MLDでは、全てのシンボルが等確率で送信されると仮定すると、QPSKのとき $P=3$ 、16QAMのとき $P=6.25$ (平均値) に削減できる。この結果、QPSK(16QAM)のときの2ステップQRM-MLDの総合演算量は、 $M=64(256)$ とした場合、従来のQRM-MLDの約83(41)%に削減できる。多値数の大きい変調方式を用いるほど、2ステップQRM-MLDの演算量削減効果は大きい。

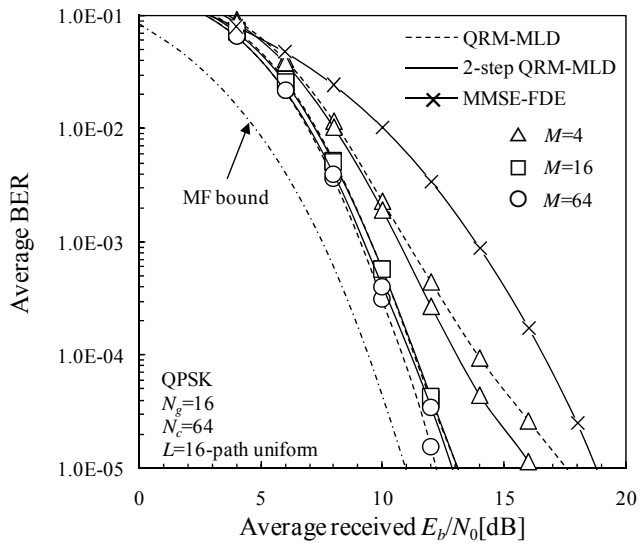


(a) $M=16$

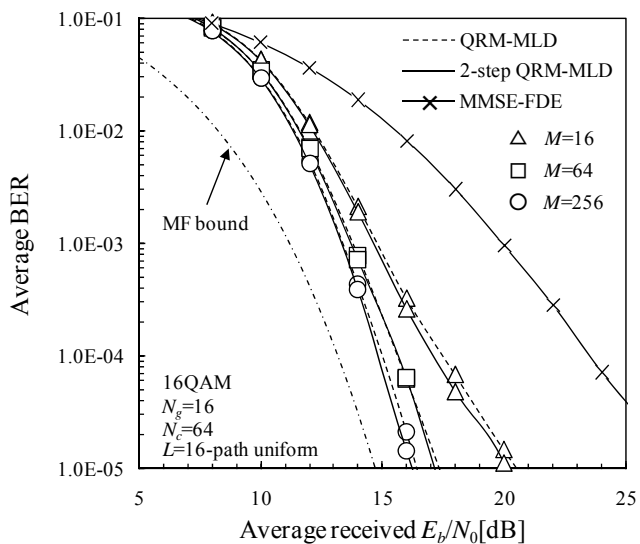


(b) $M=256$

図7 2ステップQRM-MLDにおけるシンボル候補の絞り込み半径 r による平均BER特性差



(a) QPSK



(b) 16QAM

図 8 平均 BER 特性

表 2 複素乗算回数

	MMSE-FDE	SC-FDBD using QRM-MLD	SC-FDBD using 2-step QRM-MLD
FFT	$N_c \log_2 N_c$	$N_c \log_2 N_c$	$N_c \log_2 N_c$
MMSE-weight calc. & FDE	$N_c + N_c$		$N_c + N_c$
IFFT	$N_c \log_2 N_c$		$N_c \log_2 N_c$
HF calc. & QR decomposition		$N_c^2 + N_c^3$	$N_c^2 + N_c^3$
Multiplication of \mathbf{Q}^H		N_c^2	N_c^2
Path metric calc.		$X \{2 + (M/2)(N_c + 4)(N_c - 1)\}$	$P \{2 + (M/2)(N_c + 4)(N_c - 1)\}$

4. むすび

本報告では、MMSE-FDE による硬判定値を利用して

パストリック演算を行う探索シンボル候補を絞り込むことで QRM-MLD の演算量を削減する 2 ステップ QRM-MLD を用いる SC-FDBD を提案した。MMSE-FDE による硬判定値が得られたときの各送信シンボルの事後確率分布を計算機シミュレーションにより求め、探索シンボル候補の絞り込み半径を最適化した。BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにし、従来の QRM-MLD を用いる SC-FDBD と比較して演算量を削減しつつほぼ同等の特性を達成できることを示した。16QAM のとき、従来の QRM-MLD の約 41% に演算量を削減できることを示した。

文 献

- [1] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.
- [2] 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.
- [3] K. Takeda, T. Itagaki, and F. Adachi, "Joint use of frequency-domain equalization and transmit/receive antenna diversity for single-carrier transmissions," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E87-B, No. 7, pp.1946-1953, Jul. 2004.
- [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," in *Proc. Thirty-Sixth Asilomar Conference on Signals, System and Computers*, pp. 1857-1861, Nov. 2002.
- [6] T. Yamamoto, K. Takeda, and F. Adachi, "Single-carrier transmission using QRM-MLD with antenna diversity," *The 12th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC 2009)*, Sendai, Japan, Sept. 2009.
- [7] A. van Zelst, R. van Nee, and G. A. Awater, "Space division multiplexing (SDM) for OFDM systems," *IEEE 51st Vehicular Technology Conference (VTC)*, pp. 1070-1074, May 2000.
- [8] G. H. Golub and C. F. van Loan, *Matrix Computations*, 3rd ed. Baltimore, MD, Johns Hopkins Univ. Press, 1996.
- [9] T. Yamamoto, K. Takeda, and F. Adachi, "Training sequence aided single-carrier block signal detection using QRM-MLD," *IEEE Wireless Communication & Networking Conference (WCNC)*, Apr. 2010.
- [10] T. Yamamoto, K. Takeda, and F. Adachi, "MMSE based QRM-MLD Frequency-domain block signal detection for single-carrier transmission," *The 7th IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communication Symposium (APWCS 2010)*, Taiwan, May 2010.
- [11] 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.