

# シングルキャリア伝送における MMSE 規範に基づく QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出

山本 哲矢<sup>†</sup> 武田 一樹<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>{yamamoto, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**あらまし** QR 分解と M アルゴリズムを用いる演算量削減型最尤検出(QRM-MLD)による周波数領域ブロック信号検出は、周波数選択性チャネルにおけるサイクリックプリフィックスを用いるシングルキャリア伝送(CP-SC 伝送)のビット誤り率(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)に比べて大幅に改善できる。しかしながら、M アルゴリズムにおける各ステージの生き残りシンボル候補数が少ない場合には、初期のステージで正しいシンボル候補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。本報告では、この問題を解決するため MMSE 規範に基づく QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出(MMSE QRM-MLD)を適用している。MMSE QRM-MLD を用いる CP-SC 伝送の BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにし、MMSE QRM-MLD は従来の QRM-MLD に比べて生き残りシンボル候補数を削減しつつ優れた BER 特性が得られることを示している。また、同様の問題を解決するために以前提案した既知系列を挿入する SC 伝送(TA-SC 伝送)に QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出を用いる場合と BER 特性および演算量を比較している。

**キーワード** シングルキャリア, ブロック信号検出, MMSE QRM-MLD, 周波数領域等化

## MMSE based QRM-MLD Frequency-domain Block Signal Detection for Single-carrier Transmission

Tetsuya YAMAMOTO<sup>†</sup> Kazuki TAKEDA<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>{yamamoto, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** A frequency-domain block signal detection using maximum likelihood detection (MLD) employing QR decomposition and M-algorithm (QRM-MLD) can significantly improve the bit error rate (BER) performance of the cyclic-prefix inserted single-carrier (CP-SC) block transmissions in a frequency-selective fading channel, compared to the frequency-domain equalization (FDE) based on the minimum mean square error criterion (MMSE). However, if the number of surviving symbol candidates is small, the performance improvement is limited since the probability of removing the correct symbol candidates at early stages increases. In this paper, to solve this problem, we apply an MMSE QRM-MLD frequency-domain block signal detection to the CP-SC transmission and show by computer simulation that the MMSE QRM-MLD can improve the BER performance while reducing the number of surviving symbol candidates compared to the conventional QRM-MLD. We also compare the achievable BER performance and computational complexity of CP-SC transmission using MMSE QRM-MLD frequency-domain block signal detection to that of the training sequence-aided SC (TA-SC) transmission using QRM-MLD frequency-domain block signal detection.

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

### 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望まれている。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]。最近では、サイ

クリックプリフィックスを用いる SC 伝送(CP-SC 伝送)に最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域等化を用いれば、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 が発生するため伝送特性が劣化してしまい、BER の理

論的下界(matched filter bound)との差は大きい[4]. これまで FDE と周波数領域残留干渉キャンセラの融合技術が提案されてきたが[4, 5], 特に高多値変調においてはまだ理論的下界からの劣化が数 dB あった.

筆者らは最近, CP-SC 伝送において, 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)を用いる周波数領域ブロック信号検出を提案し[6], 周波数選択性チャンネルにおける CP-SC 伝送の BER 特性を従来の MMSE-FDE に比べて大幅に改善できることを示した. また, M アルゴリズムの各ステージにおける生き残りシンボル候補数を多くすることで高多値変調においても BER の理論的下界に近い特性が得られることを示した. しかし, 生き残りシンボル候補数の増加は演算量の増加を伴う. また, 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が少ない場合には, 初期のステージで正しいシンボル候補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.

筆者らは以前, この問題を解決するため, 各データブロックに CP の代わりに既知系列を挿入した SC 伝送(TA-SC 伝送)に QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出を適用することを提案した[7]. QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出を用いる TA-SC 伝送では, 初期のステージで正しいシンボル候補を削除してしまう確率を減少でき, 理論的下界に近い BER 特性を達成するための生き残りシンボル候補数を大幅に削減できる.

一方, マルチアンテナ(MIMO)多重において, MMSE 規範に基づいた QRM-MLD が提案されており, 従来の QRM-MLD と同様の BER 特性を得るための生き残りシンボル候補数を大幅に削減できることが示されている[8, 9]. MMSE QRM-MLD を CP-SC 伝送に適用すれば, 離散フーリエ変換(DFT)ブロック長を大きくすることなく理論的下界に近い BER 特性を達成するための生き残りシンボル候補数を大幅に削減できる. そこで, 本報告では, MMSE QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出を CP-SC 伝送に適用した時の BER 特性を明らかにしている. また, 以前提案した QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出を用いる TA-SC 伝送と BER 特性および演算量を比較している.

本論文の構成は以下のようになっている. 第 2 章では MMSE QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出を用いる CP-SC 伝送について述べる. 第 3 章では, QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出を用いる TA-SC 伝送について述べる. 第 4 章では, 計算機シミュレーションにより平均 BER 特性を明らかにしている. 第 5 章でまとめる.

## 2. MMSE QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出を用いる CP-SC 伝送

### 2.1. 送信系

図 1 に QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出を用

いる CP-SC 伝送のブロック構成を示す. 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. 送信機では, 情報ビット系列を変調した後, 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データ変調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 CP としてコピーして, 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.

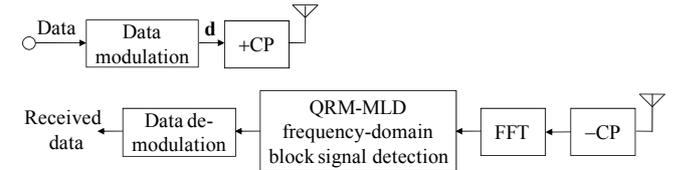


図 1 QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出を用いる CP-SC 伝送系

### 2.2. 受信信号

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,  $h_l$  および  $\tau_l$  はそれぞれ第  $l$  パスの複素パス利得および遅延時間であり,  $E[\sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2] = 1$  であるものとしている. GI を削除した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である.  $\mathbf{n}=[n(0), \dots, n(N_c-1)]^T$  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  $N_c \times N_c$  インパルス応答行列であり, 次式で与えられる.

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

受信機では,  $N_c$  ポイントの高速フーリエ変換(FFT)により受信信号を周波数領域信号へと変換する. 周波数領域受信信号ベクトル  $\mathbf{Y}=[Y(0), \dots, Y(N_c-1)]^T$  は次式で表わされる.

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

ここで、 $\mathbf{F}$ は次式で表わされる $N_c \times N_c$  FFT行列である。

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

また、 $\mathbf{h}$ は巡回行列であるから、次式を得る[10].

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

ただし、 $(\cdot)^H$ はエルミート転置操作を表し、 $H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp(-j2\pi k l / N_c)$ ,  $k=0 \sim N_c-1$ である。式(6)を用いると、式(4)は次式のようになる。

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

ここで、 $\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{H}\mathbf{F}$ および $\mathbf{N} = [N(0), \dots, N(N_c-1)]^T$ はそれぞれ等価チャネル行列と周波数領域雑音ベクトルである。

### 2.3. QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出

#### 2.3.1. 従来の QRM-MLD

SC伝送の場合、受信シンボル毎の信号対干渉+雑音電力比(SINR)が全てのシンボルで同じであるためオーダリングの必要はない。まず、等価チャネル行列 $\bar{\mathbf{H}}$ をQR分解する。

$$\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{Q}\mathbf{R} \quad (8)$$

$\mathbf{Q}$ は $\mathbf{Q}^H\mathbf{Q} = \mathbf{I}$ ( $\mathbf{I}$ は単位行列)を満たす $N_c \times N_c$ の行列である。 $\mathbf{R}$ は $N_c \times N_c$ 上三角行列である。 $\mathbf{Q}^H$ を周波数領域受信信号ベクトル $\mathbf{Y}$ に乗算し、次式を得る。

$$\hat{\mathbf{Y}} = \mathbf{Q}^H\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{R}\mathbf{d} + \mathbf{Q}^H\mathbf{N} \quad (9)$$

式(9)から、最尤検出(ML)に基づくML系列は次式のように表わされる。

$$\hat{\mathbf{d}} = \arg \min_{\mathbf{d} \in X^{N_c}} \left\| \hat{\mathbf{Y}} - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{R}\mathbf{d} \right\|^2 \quad (10)$$

ただし、 $X$ は変調レベルである(QPSKであれば $X=4$ , 16QAMであれば $X=16$ である)。

Mアルゴリズム[11]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( $n=0 \sim N_c-1$ )では、変換後の周波数領域受信信号 $\hat{\mathbf{Y}}$ の要素 $\hat{Y}(N_c-1-n)$ とシンボル候補間の二乗ユークリッド距離に基づくメトリックを計算し、メトリックの小さい $M$ 個のシンボル候補系列を生き残りシンボル候補として選択する[6, 7]。最後に、最終ステージにおいて最もメトリックの小さいシンボル候補の組み合わせを用いて信号検出を行う。

MLDでは、 $X^{N_c}$ 個のシンボル候補の組み合わせに

ついてメトリックを計算する必要があるが、QRM-MLDでは、メトリックの演算回数を $X\{1+M(N_c-1)\}$ に削減できる。しかしながら、MLDと同等の特性(理論的下界)に近いBER特性を得るためには、 $M$ の値を大きくしなければならなかった(例えば、 $N_c=64$ および16QAMを用いた場合には $M=256$ )[6]。しかしながら、 $M$ の値の増加は演算量の増加を伴う。

#### 2.3.2. MMSE QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出

QRM-MLD周波数領域ブロック信号検出の第 $n$ ステージ( $n=0 \sim N_c-1$ )においては、送信シンボル $d(N_c-1) \sim d(N-1-n)$ に至る系列に対して生き残りシンボル候補の選択を行う。第 $n$ ステージにおけるシンボル $d(N_c-1-m)$ ,  $m=0 \sim n$ の信号電力は行列 $\mathbf{R}$ の第 $(N_c-1-m)$ 列の第 $(N_c-1-n) \sim (N_c-1)$ までの要素の2乗和で与えられる[12]。また、SC伝送の場合、チャネルのインパルス応答行列が巡回行列であるため、行列 $\mathbf{R}$ の右下成分の値が他と比べて小さくなりやすい[13]。したがって、初期のステージにおける信号電力は大幅に低下してしまい、誤って正しい生き残りシンボル候補を削除してしまう確率は大幅に増加する。

この問題を解決するためにMIMO多重において、MMSE規範に基づいたQRM-MLDが提案されている[8, 9]。MMSE規範に基づくQRM-MLDでは、MMSE規範に基づくQR分解によって、行列 $\mathbf{R}$ の右下成分の値が他と比べて小さくなることを防ぐことができる[8]。そのため、 $M$ の値が小さい場合でも、初期のステージで誤って正しい生き残りシンボル候補を削除してしまう確率を減少させることが可能である。したがって、従来のQRM-MLDと同等のBER特性を得るための生き残りシンボル候補数を削減できる。

MMSE QRM-MLDでは、まず次式で表わされる $2N_c \times N_c$ 拡張等価チャネル行列 $\bar{\mathbf{H}}^{ext}$ および $2N_c \times 1$ 拡張周波数領域受信信号ベクトル $\mathbf{Y}^{ext}$ を用意する[6, 7].

$$\bar{\mathbf{H}}^{ext} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{H}} \\ \sqrt{N_0/E_s} \mathbf{I}_{N_c} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Y}^{ext} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y} \\ \mathbf{0}_{N_c,1} \end{bmatrix} \quad (11)$$

ここで、 $\mathbf{I}_{N_c}$ および $\mathbf{0}_{N_c,1}$ は $N_c \times N_c$ 単位行列および $N_c$ 次元の0ベクトルを表わしている。次に、拡張等価チャネル行列 $\bar{\mathbf{H}}^{ext}$ をQR分解する。

$$\bar{\mathbf{H}}^{ext} = \tilde{\mathbf{Q}}\tilde{\mathbf{R}} \quad (12)$$

$\tilde{\mathbf{Q}}$ は $\tilde{\mathbf{Q}}^H\tilde{\mathbf{Q}} = \mathbf{I}$ ( $\mathbf{I}$ は単位行列)を満たす $2N_c \times N_c$ の行列である。 $\tilde{\mathbf{R}}$ は $N_c \times N_c$ 上三角行列である。 $\tilde{\mathbf{Q}}^H$ を拡張周波数領域受信信号ベクトル $\mathbf{Y}^{ext}$ に乗算し、次式を得る。

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \tilde{\mathbf{Q}}^H\mathbf{Y}^{ext} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \tilde{\mathbf{R}}\mathbf{d} + \tilde{\mathbf{Q}}^H \begin{bmatrix} \mathbf{N} \\ -\sqrt{N_0/E_s} \mathbf{d} \end{bmatrix} \quad (13)$$

式(13)から、ML理論に基づくML系列は次式のように表わされる。

$$\hat{\mathbf{d}} = \arg \min_{\mathbf{d} \in \mathcal{X}^{\text{sc}}} \left\{ \left\| \tilde{\mathbf{Y}} - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{R} \mathbf{d} \right\|^2 - \frac{N_0}{E_s} \|\mathbf{d}\|^2 \right\} \quad (14)$$

M アルゴリズムは、式(14)における第 2 項部分の計算が加わったこと以外は、従来の QRM-MLD と同様である。ただし、QPSK を用いた場合には、 $\|\mathbf{d}\|^2 = 1$  となるため、第 2 項の計算は省略できる。

### 3. QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出を用いる TA-SC 伝送

図 2 に示すように TA-SC 伝送は、CP の代わりに既知系列を挿入した SC 伝送である。ブロック毎に同じ既知系列を挿入し、受信側でデータブロックと既知系列を合計したシンボル数で DFT をすることでブロック内の周期性を満足させることができる。

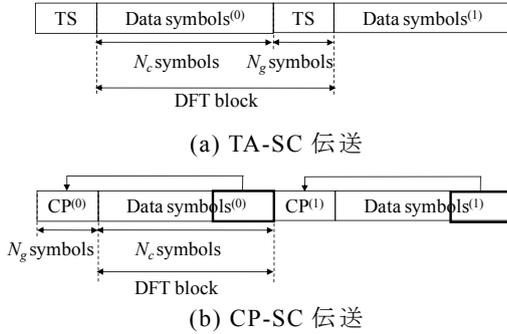


図 2 TA-SC 伝送および CP-SC 伝送のブロック構成

送信機では、 $N_g$  シンボルの既知系列をデータ変調シンボルブロックの後尾に付加して送信する。データシンボルベクトル  $\mathbf{d}$  に既知系列を付加することで得られる送信ブロック  $\mathbf{x} = [x(0), \dots, x(N_c + N_g - 1)]^T$  は次式で表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= [x(0), \dots, x(N_c + N_g - 1)]^T \\ &= [d(0), \dots, d(N_c - 1), u(0), \dots, u(N_g - 1)]^T \\ &= [\mathbf{d}^T \quad \mathbf{u}^T]^T \end{aligned} \quad (15)$$

ここで、 $\mathbf{u} = [u(0), \dots, u(N_g - 1)]^T$  は、既知系列ベクトルであり、全ブロックで共通の既知系列を用いる。受信機では、 $N_c + N_g$  ポイントの DFT により受信ブロックを周波数領域信号へと変換し、QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出を適用する。TA-SC 伝送の場合には、変換後の周波数領域受信信号  $\hat{\mathbf{Y}}^{(\text{TA-SC})} = [\hat{Y}^{(\text{TA-SC})}(0), \dots, \hat{Y}^{(\text{TA-SC})}(N_c - 1)]^T$  が次式で表わされる [7]。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{Y}}^{(\text{TA-SC})} &= [\hat{Y}^{(\text{TA-SC})}(0), \dots, \hat{Y}^{(\text{TA-SC})}(N_c + N_g - 1)]^T \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{bmatrix} R_{0,0} & \cdots & R_{0,N_c-1} & R_{0,N_c} & \cdots & R_{0,N_c+N_g-1} \\ \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots \\ & & R_{N_c-1,N_c-1} & R_{N_c-1,N_c} & \cdots & R_{N_c-1,N_c+N_g-1} \\ \mathbf{0} & & & R_{N_c,N_c} & \cdots & R_{N_c,N_c+N_g-1} \\ & & & & & \vdots \\ & & & & & R_{N_c+N_g-1,N_c+N_g-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d(0) \\ \vdots \\ d(N_c - 1) \\ u(0) \\ \vdots \\ u(N_g - 1) \end{bmatrix} \\ &+ \mathbf{Q}^H \mathbf{N}^{(\text{TA-SC})} \end{aligned} \quad (16)$$

TA-SC 伝送では、行列  $\mathbf{R}$  の右下  $N_g \times N_g$  の要素は既知系列に対応し、有効シンボルの生き残りシンボル候補の選択には関係ない。また、第  $N_g$  ステージから M アルゴリズムを開始できるため、十分な信号電力を用いて生き残りシンボル候補の選択を行うことができる。そのため、 $M$  の値が小さい場合でも、初期のステージで誤って正しいシンボル候補を削除してしまう確率を減少させることができる。

TA-SC 伝送においても、MMSE QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出を適用できる。しかしながら、QRM-MLD でも初期のステージで誤って正しいシンボル候補を削除してしまう確率を十分に低くできるため、MMSE QRM-MLD による特性改善効果がほとんどなく、QRM-MLD とほぼ同等の特性となる。したがって、本報告では、TA-SC 伝送については従来の QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出のみを用いている。

### 4. 計算機シミュレーション

計算機シミュレーション諸元を表 1 に示す。有効シンボル数は CP-SC 伝送および TA-SC 伝送ともに  $N_c = 64$  とし、CP-SC 伝送における CP 長および TA-SC 伝送における既知系列長は  $N_g = 16$  シンボルとした。伝搬路は、 $L = 16$  パスで一様電力遅延プロファイルを有するブロックレイリーフェージングを仮定した。チャネル推定は理想としている。

表 1 計算機シミュレーション諸元

	Modulation	QPSK, 16QAM
	Transmitter	The number of useful data symbols
Length of CP or TS		$N_g = 16$
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

図 3 に MMSE QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出を用いる CP-SC 伝送の BER 特性を示す。ここで、横軸  $E_b/N_0 (= (E_s/N_0)(N_c + N_g)/X)$  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。ただし、 $X$  は変調レベルである。 $M$  の値は QPSK の場合、1, 4, 8 とし、16QAM の場合、1, 16, 64 としている。また、比較のため従来の QRM-MLD を用いた場合の平均 BER 特性および理論的下界 [14] も示す。 $M$  の値が小さい場合、従来の QRM-MLD では、初期のステージで誤って正しいシンボル候補を削除してしまう確率が増加するため、BER 特性が劣化する。一方、MMSE QRM-MLD では、 $M$  の値が小さくても優れた BER 特性が得られる。

平均 BER =  $10^{-3}$  を得るための所要  $E_b/N_0$  を  $M$  の値の関

数として図4にプロットした。従来のQRM-MLDを用いるCP-SC伝送, MMSE QRM-MLDを用いるCP-SC伝送およびQRM-MLDを用いるTA-SC伝送について示している。また, 比較のため理論的下界の所要 $E_b/N_0$ も示す。QPSK(16QAM)を用いた場合, 従来のQRM-MLDを用いるCP-SC伝送においてBER特性を理論的下界に近づけるためには $M$ の値を64(256)以上としなければならない。しかしながら, MMSE QRM-MLDを用いれば,  $M=8(64)$ 程度で十分である(ただし, 0.97dBの劣化は既知系列またはCPの挿入損の影響である)。

次に, MMSE QRM-MLDを用いるCP-SC伝送とQRM-MLDを用いるTA-SC伝送を比較する。QPSKを用いた場合には, 両者はほぼ同等の特性を示している。一方, 16QAMを用いた場合には, MMSE QRM-MLDを用いるCP-SC伝送が, BERを理論的下界に近づけるためには $M=64$ 程度でなければならないが, QRM-MLDを用いるTA-SC伝送では,  $M=16$ 程度で十分でありTA-SC伝送の方が優れた特性が得られる。この理由を以下に考察する。

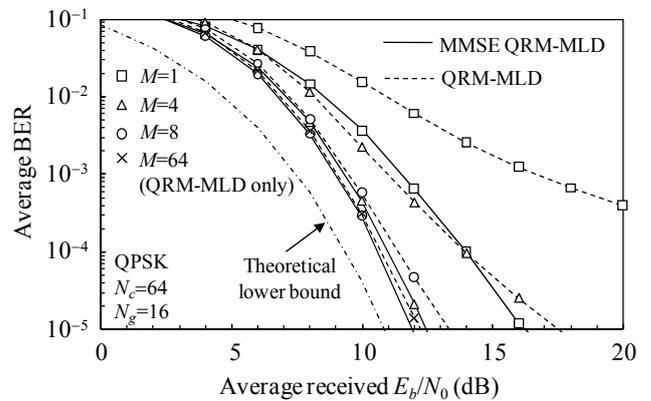
図5はCP-SC伝送における $|R_{N_c-1, N_c-1}|^2$ (第0ステージにおける信号電力)およびTA-SC伝送における $|R_{N_g-1, N_g-1}|^2$ (第 $N_g$ ステージにおける信号電力)の確率密度関数を示したグラフである。QPSKで $E_b/N_0=5$ dBおよび16QAMで $E_b/N_0=10$ dBの場合について示している。従来のQRM-MLDを用いるCP-SC伝送の場合, 信号電力が大幅に低下する確率が高いことが分かる。したがって,  $M$ の値が小さい場合, 初期のステージで誤って正しいシンボル候補を削除してしまう確率が増加してしまう。一方, MMSE QRM-MLDを用いるCP-SC伝送およびTA-SC伝送では, 信号電力が大幅に低下する確率を減らすことができるため, 初期のステージで誤って正しいシンボル候補を削除してしまう確率を減少させることができる。QPSKを用いた場合には, 両者の確率密度関数はほぼ同等であるため, 同等のBER特性が得られる。一方, 16QAMを用いた場合には, MMSE QRM-MLDを用いた時の $|R_{N_c-1, N_c-1}|^2$ の確率密度関数が左にシフトしていることが分かる。これは, 信号対雑音電力比(SNR)が高くなるに従って, MMSE QRM-MLDが従来のQRM-MLDに近づくためである。したがって, 高いSNRが必要な16QAMを用いた場合には, TA-SC伝送の方がMMSE QRM-MLDを用いるCP-SC伝送に比べて優れたBER特性を得ることができる。

従来のQRM-MLDを用いるCP-SC伝送, MMSE QRM-MLDを用いるCP-SC伝送およびQRM-MLDを用いるTA-SC伝送の演算量を複素乗算回数の観点から比較する。表2にそれぞれの複素乗算回数を示す。MMSE QRM-MLDでは, 拡張等価チャネルをQR分解するため, QR分解に必要な演算量が従来のQRM-MLDに比べて増加する。一方, TA-SC伝送も等価チャネル行列のサイズがCP-SC伝送に比べて大きいだけでなく周波数領域信号を得るためにFFTの代わりにDFTが必要である

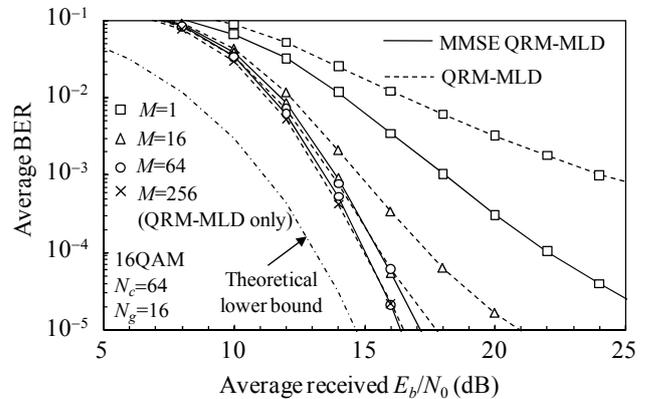
ため, CP-SC伝送に比べて変換後の周波数領域信号 $\hat{Y}$ を得るまでの演算量が増加する。しかしながら, 前述したように両者とも, 従来のQRM-MLDを用いるCP-SC伝送に比べて $M$ の値を大幅に小さくできるため, 二乗ユークリッド距離の計算に必要な演算量を大幅に削減することができる。この結果, 図4より, 理論的下界からの許容劣化を1.5(2.0)dBとすると, QPSK(16QAM)を用いる場合の受信機演算量は, MMSE QRM-MLDを用いるCP-SC伝送では従来のQRM-MLDを用いるCP-SC伝送より約26(69)%削減でき, TA-SC伝送では, 約27(88)%削減できる。

## 5. まとめ

本報告では, MMSE QRM-MLD周波数領域ブロック信号検出をCP-SC伝送に適用した時のBER特性を明らかにし, 生き残りシンボル候補数が少ない場合でも理論的下界に近いBER特性を達成できることを示した。また, 以前提案したQRM-MLD周波数領域ブロック信号検出を用いるTA-SC伝送とBER特性および演算量を比較した。QPSKを用いた場合には, 両者はほぼ同等の演算量で同等のBER特性が得られることを示した。一方, 16QAMを用いた場合には, TA-SC伝送の方が少ない演算量で同等のBER特性を得ることができることを示した。

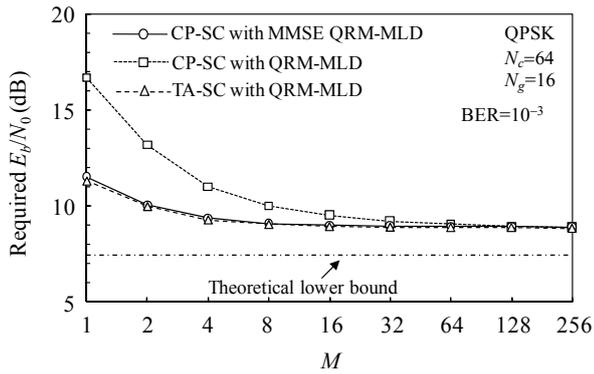


(a) QPSK

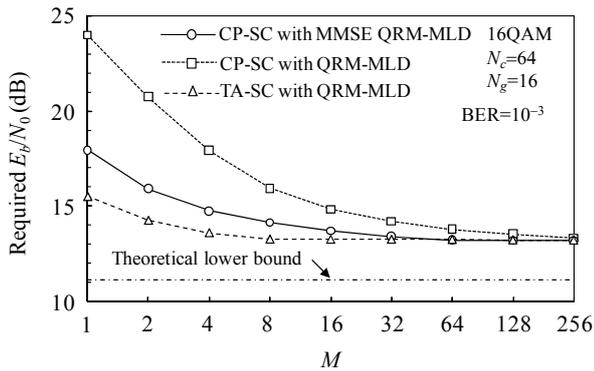


(b) 16QAM

図3 MMSE QRM-MLD周波数領域ブロック信号検出を用いるCP-SC伝送の平均BER特性

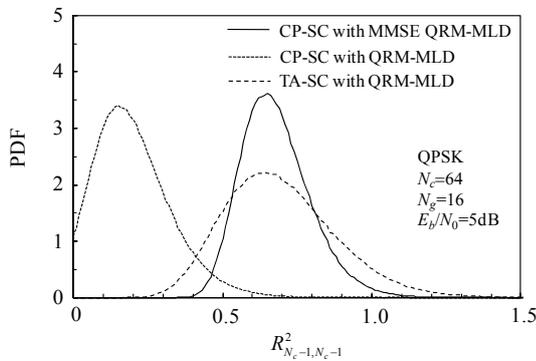


(a) QPSK

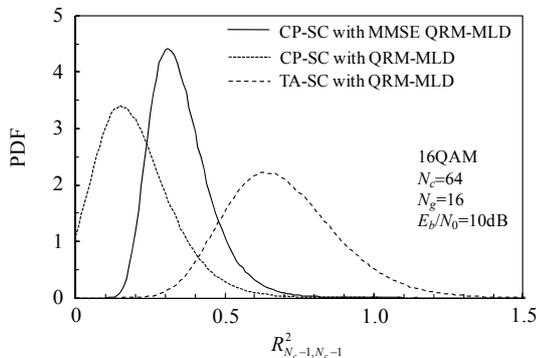


(b) 16QAM

図4 生き残りシンボル候補数  $M$  に対する平均  $\text{BER}=10^{-3}$  を満たす所要  $E_b/N_0$



(a) QPSK,  $E_b/N_0=5\text{dB}$



(b) 16QAM,  $E_b/N_0=10\text{dB}$

図5  $|R_{N_c-1, N_c-1}|^2$  および  $|R_{N_c-1, N_c-1}^{(CP)}|^2$  の確率密度関数

表2 複素乗算回数

	CP-SC with QRM-MLD	CP-SC with MMSE QRM-MLD	TA-SC with QRM-MLD
FFT or DFT	$N_c \times \log_2 N_c$	$N_c \times \log_2 N_c$	$(N_c + N_g)^2$
QR decomposition	$N_c^3$	$2N_c^3$	$(N_c + N_g)^3$
Multiplication of $\mathbf{Q}^H$	$N_c^2$	$N_c^2$	$(N_c + N_g)^2$
Squared Euclidian distance calculations	$X\{2+(M/2)(N_c+4)(N_c-1)\}$	$X\{2+(M/2)(N_c+6)(N_c-1)\}$	$X\{2+(M/2)(N_c+4)(N_c-1)\}$

## 文 献

- [1] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 5<sup>th</sup> ed., McGraw-Hill, 2008.
- [2] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar 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] N. Benvenuto and S. Tomasin, "Block iterative DFE for single carrier modulation," *Electron. Lett.*, Vol. 38, No. 19, pp. 1144-1145, Sep. 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] 山本,武田,安達, "既知系列と 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," *信学技報*, RCS2009-156, pp. 139-144, 2009年11月
- [8] D. Wubben, R. Bohnke, V. Kuhn, and K. D. Kammeyer, "MMSE extension of V-BLAST based on sorted QR decomposition," *The IEEE 58th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall)*, Florida, USA, Oct. 2003.
- [9] S. Sun, Y. Dai, Z. Lei, K. Higuchi, and H. Kawai, "Pseudo-inverse MMSE based QRD-M algorithm for MIMO OFDM," *The IEEE 63rd Vehicular Technology Conference (VTC-Spring)*, Melbourne, Australia, May. 2006.
- [10] G. H. Golub and C. F. van Loan, *Matrix Computations*, 3rd ed. Baltimore, MD, Johns Hopkins Univ. Press, 1996.
- [11] J. B. Anderson and S. Mohan, "Sequential coding algorithms: A suever and cost analysis," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol. 32, pp. 169-176, Feb. 1984.
- [12] 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," *Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, Apr. 2009.
- [13] K. Takeda, H. Tomeba, and F. Adachi, "Joint Tomlinson-Harashima precoding and frequency-domain equalization for broadband single-carrier transmission," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. 91-B, No. 1, pp. 258-266, Jan. 2008.
- [14] 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.