

シングルキャリア伝送における時間領域と 周波数領域 QRM-ML ブロック信号検出の比較

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

あらまし 筆者らは最近、シングルキャリア(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による周波数領域ブロック信号検出(FD-QRM-MLBD)を提案し、最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)に比べて平均ビット誤り率(BER)特性を大幅に改善できることを示した。また、FD-QRM-MLBDを、送信フィルタを用いるSC伝送に拡張し、フィルタのロールオフファクタを大きくするにつれて、信号帯域が広がって、大きな周波数ダイバーシチ利得を得ることができ、BER特性を改善でき、これによりMアルゴリズムにおける所要生き残りパス数を削減できることを示した。本報告では、QRM-MLBDを時間領域で行う時間領域QRM-MLBD(TD-QRM-MLBD)について検討し、TD-QRM-MLBDとFD-QRM-MLBDが等価であることを示す。また、平均BER特性と演算量を計算機シミュレーションにより比較している。

キーワード シングルキャリア, 送信フィルタ, ブロック信号検出, QR分解, Mアルゴリズム

Comparison between Time and Frequency- Domain QRM-ML Block Signal Detection for Single-Carrier Transmission

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

Abstract Recently, we proposed a frequency-domain block signal detection using maximum likelihood detection (MLD) employing QR decomposition and M-algorithm (FD-QRM-MLBD) for the single carrier (SC) block transmissions and showed that it can significantly improve the average bit error rate (BER) performance compared to the frequency-domain equalization (FDE) based on the minimum mean square error (MMSE) criterion. We have also extended FD-QRM-MLBD to the filtered SC transmissions and showed that as the filter roll-off factor increases, the BER performance improves due to the increased frequency-diversity gain and hence, the required number of surviving paths in the M-algorithm can be reduced, resulting in the reduced computational complexity. In this paper, we study time-domain QRM-MLBD (TD-QRM-MLBD). We show that TD-QRM-MLBD and FD-QRM-MLBD are equivalent. The average BER performance and complexity are evaluated by computer simulation.

Keyword Single-carrier, transmit filtering, block signal detection, QR decomposition, M-algorithm

1. まえがき

次世代の移動無線通信システムでは、高度なサービスの提供に向けて高速・大容量のデータ転送が要求される。しかし、高速移動無線チャネルは遅延時間の異なる複数の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、符号間干渉(ISI)により平均ビット誤り率(BER)特性が大幅に劣化してしまう[1,2]。周波数選択性フェージングを克服する手段として、直交周波数分割多重(OFDM)がある[3]。OFDMは多数の狭帯域直交サブキャリアを用いて並列伝送し、

周波数選択性ひずみが発生しないという利点があるが、送信信号のピーク対平均信号電力比(PAPR)が大きくなり、線形電力増幅器の負担が増加してしまう問題がある[4]。そのため、OFDMに比べてPAPRが小さいシングルキャリア(SC)伝送が注目されている。最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)は、周波数ダイバーシチ効果を得ることができるので、SC伝送の平均BER特性を大幅に改善できる[5,6]。しかしながら、MMSE-FDEでは等化後に残留ISIが発生するため、BERの理論的下界(Matched Filter Bound)と

の特性差は大きい[7].

筆者らは最近, 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による周波数領域ブロック信号検出(FD-QRM-MLBD)[8,9]を用いれば, MMSE-FDE に比べて平均 BER 特性を大幅に改善できることを示した. また, FD-QRM-MLBD を, 送信フィルタを用いる SC 伝送に拡張し, フィルタのロールオフファクタを大きくするにつれて, 信号帯域が広がり大きな周波数ダイバーシチ利得を得ることが出来る. これにより, BER 特性を改善できるので, M アルゴリズムにおける生き残りパス数を削減でき, 演算量を低減できる[10]. 本報告では, QRM-MLBD を時間領域で行う時間領域 QRM-MLBD(TD-QRM-MLBD)について検討している. TD-QRM-MLBD と FD-QRM-MLBD の等価性を示し, 平均 BER 特性と演算量を計算機シミュレーションにより比較している.

本稿の構成は以下のようになっている. 第 2 章では送信フィルタを用いる SC 伝送における TD-QRM-MLBD と FD-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し, ロールオフファクタが TD-QRM-MLBD および FD-QRM-MLBD の平均 BER 特性および演算量に与える影響について考察している. 第 4 章でまとめる.

2. 送信フィルタを用いる SC 伝送における TD-QRM-MLBD と FD-QRM-MLBD

2.1. 信号伝送系

図 1 に送信フィルタおよび TD-または FD-QRM-MLBD を用いる SC 伝送系の構成を示す. 以降では低域等価表現を用いる. 送信機では, 情報ビット系列を生成後, データ変調を行い, N_m 個のデータシンボルからなるブロック $\{d(n); n=0, \dots, N_m-1\}$ を送信するものとする. $d(n)$ はシンボル時間 T_s で正規化した表現である. N_m ポイント離散フーリエ変換(DFT)を用いて, データシンボルブロックを周波数領域信号 $\{D(k); k=-N_m/2, \dots, N_m/2-1\}$ に変換する. 次に送信フィルタ $\{H_T(k); k=-N_c/2, \dots, N_c/2-1\}$ により帯域制限を行い, 周波数領域信号 $\{S(k); k=-N_c/2, \dots, N_c/2-1\}$ を得る. ただし, ロールオフファクタ α の送信フィルタを用いるとき, $N_c=(1+\alpha)N_m$ とする. 最後に, N_c ポイント逆 DFT(IDFT)により時間領域信号に変換し, ブロックの後尾 N_g サンプルをサイクリックプレフィックス(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.

TD-QRM-MLBD の受信機では, GI を除去後, N_c サンプルの時間領域受信信号系列 $\{y(t); t=0, \dots, N_c-1\}$ を得た後, QRM-MLBD を適用し, 推定したデータシンボル系列を用いてデータ復調を行うことにより, 受信ビット系列を得る. 一方, FD-QRM-MLBD の受信機では, GI を除去後, N_c ポイント DFT により周波数領域受信信号系列 $\{Y(k); k=-N_c/2, \dots, N_c/2-1\}$ を得た後, QRM-MLBD を適用し, 推定したデータシンボル系列

をデータ復調し, 受信ビット系列を得る.

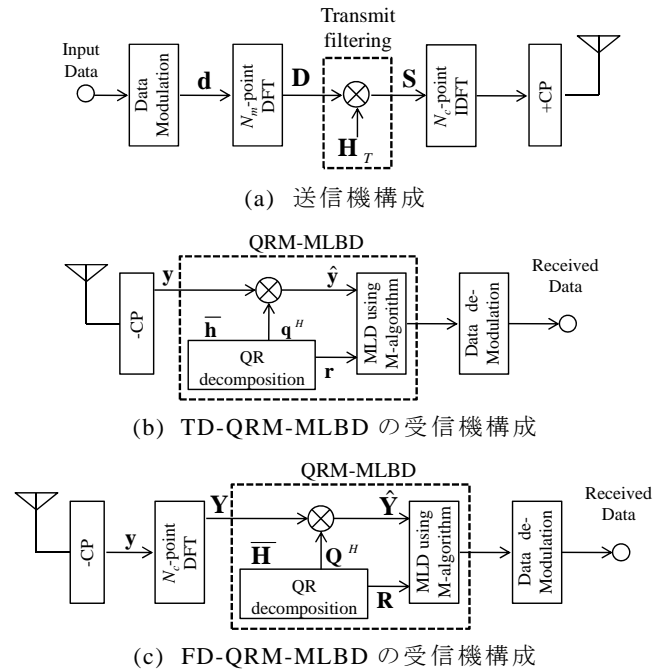


図 1 送信フィルタおよび TD-と FD-QRM-MLBD を用いる SC 伝送系の構成

2.2. 送受信信号表現

N_m 個のデータシンボルからなる送信シンボルブロックをベクトル $\mathbf{d}=[d(0), \dots, d(N_m-1)]^T$ を用いて表す. 送信シンボルブロックに N_m ポイント DFT を用いて得られる周波数領域信号 $\mathbf{D}=[D(-N_m/2), \dots, D(N_m/2-1)]^T$ は次式で表わされる.

$$\mathbf{D} = \mathbf{F}^{(N_m)} \mathbf{d} \quad (1)$$

ここで, $\mathbf{F}^{(K)}$ は次式で表わされる $K \times K$ ポイント DFT 行列である.

$$\mathbf{F}^{(K)} = \frac{1}{\sqrt{K}} \begin{bmatrix} 1 & e^{-j2\pi \frac{-K/2+1}{K}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{-K/2+(K-1)}{K}} \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{(-K/2+1) \times 1}{K}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{(-K/2+1) \times (K-1)}{K}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{(K/2-1) \times 1}{K}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{(K/2-1) \times (K-1)}{K}} \end{bmatrix} \quad (2)$$

次に, 送信フィルタ $\{H_T(k); k=-N_c/2, \dots, N_c/2-1\}$ を適用したときの周波数領域信号 $\mathbf{S}=[S(-N_c/2), \dots, S(N_c/2-1)]^T$ は次式のように表される.

$$S(k) = \begin{cases} H_T(k)D(k+N_m) & -N_c/2 \sim -N_m/2-1 \\ H_T(k)D(k) & -N_m/2 \sim N_m/2-1 \\ H_T(k)D(k-N_m) & N_m/2 \sim N_c/2-1 \end{cases} \quad (3)$$

式(3)より周波数領域信号に送信フィルタを適用したときの周波数領域信号は行列表現で表わすと次式のようになる.

$$\mathbf{S} = \mathbf{H}_T \mathbf{D} \quad (4)$$

ただし, \mathbf{H}_T は次式で表わされる $N_c \times N_m$ 送信フィルタ行列である.

$$\mathbf{H}_r = \begin{bmatrix} & & & H_r\left(-\frac{N_c}{2}\right) & \cdots & & \\ & & & & & & H_r\left(-\frac{N_c}{2}-1\right) \\ & & 0 & & & & \\ H_r\left(-\frac{N_c}{2}\right) & & & & & & \\ \vdots & & & & & & \\ & & H_r(0) & & & & \\ & & & \ddots & & & \\ & & & & & & H_r\left(\frac{N_c}{2}-1\right) \\ & & & & & 0 & \\ H_r\left(\frac{N_c}{2}\right) & & & & & & \\ \vdots & & & & & & \\ & & & & & & H_r\left(\frac{N_c}{2}-1\right) \end{bmatrix} \quad (5)$$

次に、次式のように送信フィルタ適用後の周波数領域信号 \mathbf{S} に N_c ポイント IDFT を適用して時間領域送信信号 $\{s(t); t=0, \dots, N_c-1\}$ を得る. IDFT サンプル間隔で正規化した等価低域表現は次式のようなになる.

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=-N_c/2}^{k=N_c/2} S(k) \exp\left(j2\pi \frac{kt}{N_c}\right) \quad (6)$$

ここで、 E_s は送信シンボルエネルギー、 T_s はデータシンボル長である.

送信信号は、異なる遅延時間を有する 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ネルを伝搬して受信されるものとする. チャネルのインパルス応答 $h(\tau)$ は次式で表される.

$$h(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(\tau - \tau_l) \quad (7)$$

ここで、 h_l および τ_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 除去後の受信信号 $\{y(t); t=0, \dots, N_c-1\}$ は次式で表される.

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{l=0}^{L-1} h_l s((t - \tau_l) \bmod N_c) + n(t) \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{\tau=0}^{N_c-1} h_l d(\tau) h_r(t - (1+\alpha)\tau - \tau_l) + n(t) \end{aligned} \quad (8)$$

ここで、 $\{n(t); t=0, \dots, N_c-1\}$ 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、 $h_r(t)$ は送信フィルタの IDFT により求まり、次式で与えられる.

$$h_r(t) = \frac{1}{\sqrt{N_m}} \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=-N_c/2}^{k=N_c/2} H_T(k) \exp\left(j2\pi \frac{kt}{N_c}\right) \quad (9)$$

式(8)より受信信号を行列表現で表すと次式のようなになる.

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \bar{\mathbf{h}} \mathbf{d} + \mathbf{n} \quad (10)$$

ただし、 $\mathbf{n} = [n(0), \dots, n(N_c-1)]^T$ は雑音ベクトルである. また、 $\bar{\mathbf{h}}$ は送信側における DFT 操作および送信フィルタリングとチャネルを 1 つの等価チャネルと見なしたときの $N_c \times N_m$ 時間領域等価チャネル行列であり、行列

の第 i 行 j 列の要素 $\bar{h}_{i,j}$ は次式で表される.

$$\bar{h}_{i,j} = \frac{1}{\sqrt{N_m}} \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l \sum_{k=-N_c/2}^{k=N_c/2} H_T(k) \exp\left(j2\pi \frac{k(i - (1+\alpha)j - \tau_l)}{N_c}\right) \quad (11)$$

一方、受信信号に N_c ポイント DFT を適用して得られる周波数領域受信信号ベクトル $\mathbf{Y} = [Y(-N_c/2), \dots, Y(N_c/2-1)]^T$ は次式で表わされる.

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

ここで $\bar{\mathbf{H}}$ は $N_c \times N_m$ 周波数領域等価チャネル行列であり、式(1),(4),(8)より次式のようなになる.

$$\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{H} \mathbf{H}_T \mathbf{F}^{(N_m)} \quad (13)$$

ここで、 $\mathbf{H} = \text{diag}[H(-N_c/2), \dots, H(N_c/2-1)]$ であり、その第 k ($k = -N_c/2 \sim N_c/2-1$) 周波数要素は $H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp(-j2\pi k \tau_l / N_c)$ である. また、 $\mathbf{N} = [N(-N_c/2), \dots, N(N_c/2-1)]^T$ は周波数領域雑音ベクトルである.

TD-(FD-)QRM-MLBD では等価チャネル行列 $\bar{\mathbf{h}}$ ($\bar{\mathbf{H}}$) を、次式のように QR 分解する.

$$\begin{cases} \bar{\mathbf{h}} = \mathbf{q} \mathbf{r} \\ \bar{\mathbf{H}} = \mathbf{Q} \mathbf{R} \end{cases} \quad (14)$$

ここで \mathbf{q} (\mathbf{Q}) は $N_c \times N_m$ ユニタリ行列、 \mathbf{r} (\mathbf{R}) は $N_m \times N_m$ 上三角行列を表している. TD-(FD-)QRM-MLBD では \mathbf{q}^H (\mathbf{Q}^H) を \mathbf{y} (\mathbf{Y}) に乗算し、次式を得る. $(\cdot)^H$ はエルミート転置操作を表す.

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{y}} = \mathbf{q}^H \mathbf{y} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{r} \mathbf{d} + \hat{\mathbf{n}} \\ = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{bmatrix} r_{0,0} & r_{0,1} & \cdots & r_{0,N_m-1} \\ & r_{1,1} & \cdots & r_{1,N_m-1} \\ & & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & & & r_{N_m-1,N_m-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d(0) \\ d(1) \\ \vdots \\ d(N_m-1) \end{bmatrix} + \hat{\mathbf{n}} \\ \hat{\mathbf{Y}} = \mathbf{Q}^H \mathbf{Y} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{R} \mathbf{d} + \hat{\mathbf{N}} \\ = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{bmatrix} R_{0,0} & R_{0,1} & \cdots & R_{0,N_m-1} \\ & R_{1,1} & \cdots & R_{1,N_m-1} \\ & & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & & & R_{N_m-1,N_m-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d(0) \\ d(1) \\ \vdots \\ d(N_m-1) \end{bmatrix} + \hat{\mathbf{N}} \end{cases} \quad (15)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{n}} = \mathbf{q}^H \mathbf{n}$ ($\hat{\mathbf{N}} = \mathbf{Q}^H \mathbf{N}$) である. 式(15)より、TD-および FD-QRM-MLBD における ML 検出 (MLD) は次式のように表される.

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{d}}_{TD} = \arg \min_{\mathbf{d} \in X^k} \left\| \hat{\mathbf{y}} - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{r} \mathbf{d} \right\|^2 \\ \hat{\mathbf{d}}_{FD} = \arg \min_{\mathbf{d} \in X^k} \left\| \hat{\mathbf{Y}} - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{R} \mathbf{d} \right\|^2 \end{cases} \quad (16)$$

ここで、 X は変調多値数(QPSK のとき $X=4$, 16QAM のとき $X=16$)である。式(15)のように受信信号系列を上三角行列と送信信号ベクトルとの積に変換することでMLDを木構造の系列探索に変換できるので、演算量を削減することができる。

M アルゴリズム[11]は送信シンボル数と同じ N_m ステージで構成される。第 n ステージ ($n=0 \sim N_m-1$)で、TD-(FD-)QRM-MLBD では、変換後の受信信号 $\hat{\mathbf{y}} (\hat{\mathbf{Y}})$ の要素 $y(N_m-1-n) (Y(N_m-1-n))$ とシンボル候補系列 $d(N_m-1) \sim d(N_m-1-n)$ の二乗ユークリッド距離に基づくメトリックを計算し、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、他のパスは以降の探索を行わない。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。

2.3. TD-QRM-MLBD と FD-QRM-MLBD の等価性

TD-QRM-MLBD では等価チャンネル行列 $\bar{\mathbf{h}}$ をQR分解することで、信号検出を行う。式(14)の1行目に左からDFT行列 $\mathbf{F}^{(N_c)}$ を乗算すると、 $\mathbf{F}^{(N_c)}\bar{\mathbf{h}} = \mathbf{F}^{(N_c)}\mathbf{q}\mathbf{r}$ となるが、 $\mathbf{F}^{(N_c)}$ と \mathbf{q} とともにユニタリ行列であるので $\mathbf{F}^{(N_c)}\mathbf{q}$ もユニタリ行列である。任意の行列に対してQR分解は一意であることと、 $\mathbf{F}^{(N_c)}\bar{\mathbf{h}} = \bar{\mathbf{H}}$ であることを踏まえると、式(14)より、次式が得られる。

$$\begin{cases} \mathbf{F}^{(N_c)}\mathbf{q} = \mathbf{Q} \\ \mathbf{r} = \mathbf{R} \end{cases} \quad (17)$$

次に、TD-QRM-MLBD の変換後の受信信号 $\hat{\mathbf{y}}$ に注目すると、式(15)、式(17)より $\hat{\mathbf{y}}$ を、次式のように変形できる。

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{y}} = \mathbf{q}^H \mathbf{y} \\ = \mathbf{q}^H (\mathbf{F}^{(N_c)})^H \mathbf{F}^{(N_c)} \mathbf{y} \\ = (\mathbf{F}^{(N_c)} \mathbf{q})^H (\mathbf{F}^{(N_c)} \mathbf{y}) \\ = \mathbf{Q}^H \mathbf{Y} \\ = \hat{\mathbf{Y}} \end{cases} \quad (18)$$

同様にして、変換後の雑音ベクトル $\hat{\mathbf{n}}$ も次式が成り立つ。

$$\hat{\mathbf{n}} = \mathbf{Q}^H \mathbf{N} = \hat{\mathbf{N}} \quad (19)$$

ゆえに、式(17)～(19)より TD-QRM-MLBD と FD-QRM-MLBD とは等価であることが分かる。

3. 計算機シミュレーション

3.1. 平均 BER 特性

計算機シミュレーション諸元を表1に示す。変調方式は16QAMを用いている。データシンボル長は $N_m=64$ とし、DFTブロック長 $N_c=(1+\alpha)16$ 、CP長 $N_g=(1+\alpha)8$ とした。送信フィルタはルートレイズドコサインフィルタを用いた。伝搬路は $L=16$ パスで1/2シンボル長間隔の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。チャンネル推定は理想的としている。

表1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter	Modulation	16QAM
	Number of symbol per block	$N_m=64$
IDFT block size	$N_c=(1+\alpha)64$	
Length of CP	$N_g=(1+\alpha)8$	
Transmit filter	Transfer function	Square-root raised cosine
	Roll off factor	$\alpha=0 \sim 1$
Channel	Fading type	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform power delay profile
	Time delay	$\tau_l=l(1+\alpha)/2$ ($l=0 \sim L-1$)
Receiver	Signal detection	TD-QRM-MLBD, FD-QRM-MLBD
	Channel estimation	Ideal

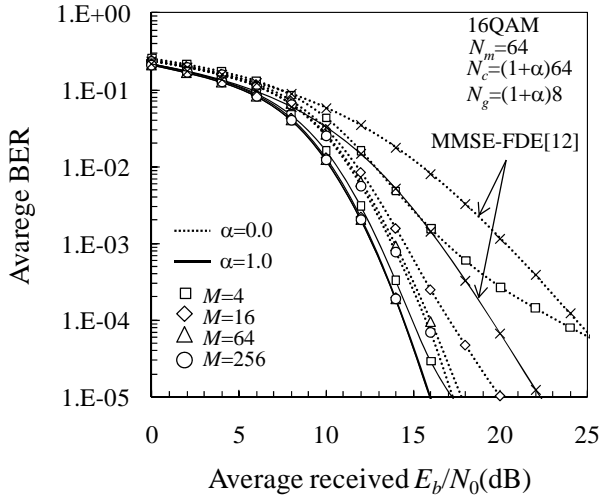
図2にTD-QRM-MLBDとFD-QRM-MLBDの平均BER特性を示す。ここで、横軸受信 $E_b/N_0 = ((E_s/N_0)(1+N_g/N_c)/\log_2 X)$ は1ビットあたりの平均受信信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度である。生き残りパス数 M は4, 16, 64, 256としている。また、比較のため文献[12]で用いられているMMSE-FDEを用いた場合の平均BER特性も示す。

図2よりTD-QRM-MLBDとFD-QRM-MLBDの特性は一致していることが分かる。これは2.4節で証明しているように両者は等価であることから分かる。

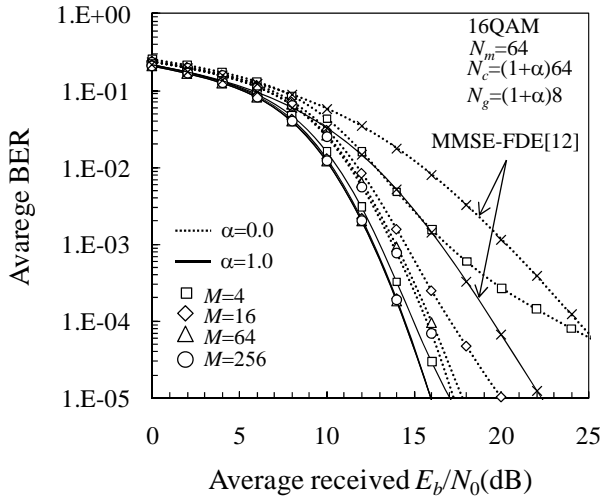
QRM-MLBDでは M の値を大きくすることでMMSE-FDEに比べて平均BER特性が大幅に改善されていることが分かる。これは M の値を大きくすることにより、生き残りパスの選択・削除を開始するステージを遅らせることができ、また各ステージで誤って正しいシンボルを削除してしまう確率を減少できるからである。

QRM-MLBDではロールオフファクタ α の値を大きくすることにより、平均BER特性が改善され、 M の値を小さくしても、優れた平均BER特性が得られる。これは信号帯域が $(1+\alpha)$ 倍に広がることで、大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるからである。

平均BER= 10^{-3} を得るための所要 E_b/N_0 を M の関数として図3に示す。同等のBERを達成するための所要 E_b/N_0 は α を大きくすることで低減できることが分かる。また M の値を大きくすることで所要 E_b/N_0 を低減することができるが、ある一定以上の値になるとMLDとほぼ同等の特性が得られるため、改善効果が見られなくなる。 α の値を0.0, 0.25, 0.5, 0.75, 1.0とすることで、MLDとほぼ同等の特性を達成するための M はそれぞれ128, 64, 32, 16, 8と小さくできるため、パスメトリックに要する演算量を削減することができる。



(a) TD-QRM-MLBD



(b) FD-QRM-MLBD

図2 平均 BER 特性

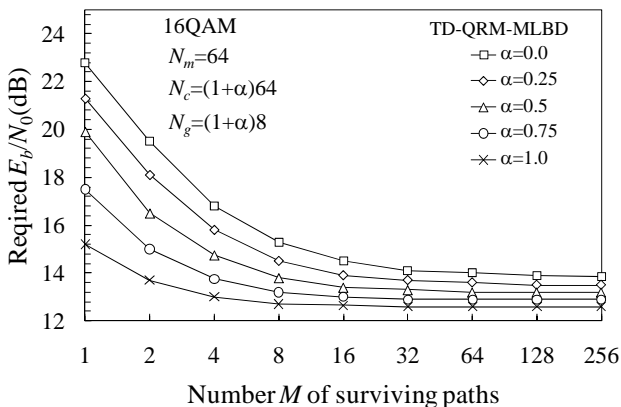


図3 生き残りシンボル候補数 M に対する
平均 $BER=10^{-3}$ を満たす所要 E_b/N_0

3.2. 演算量

本稿では演算量を複素乗算回数で表す。
TD-QRM-MLBD および FD-QRM-MLBD と比較のため

MMSE-FDE の複素乗算回数を表 2 に示す。

表 2 複素乗算回数

	MMSE-FDE [12]	TD- QRM-MLBD	FD- QRM-MLBD
DFT	N_c^2		N_c^2
MMSE-weight calc. & FDE	$2N_c$ $-(1-\alpha)N_m$ $+N_c$		
IDFT	N_m^2		
Equivalent channel calc.		$N_c N_m L$	$N_c + N_c N_m$
QR decomposition		$N_c N_m^2$	$N_c N_m^2$
Computation of $\hat{\mathbf{y}}, \hat{\mathbf{Y}}$		$N_c N_m$	$N_c N_m$
Path metric calc.		$N_m(N_m-1)M/2+$ $2X\{1+M(N_m-1)\}$	$N_m(N_m-1)M/2+$ $2X\{1+M(N_m-1)\}$

FD-QRM-MLBD は受信信号を周波数領域に変換して信号検出を行うため、DFT が必要であるが、TD-QRM-MLBD では DFT は必要ない。しかし、等価チャネル行列 $\bar{\mathbf{h}}$ の演算量はパス数 L に依存するため、 L の値に比例して $\bar{\mathbf{h}}$ の演算量も大きくなる。一方 CP を用いて伝送する FD-QRM-MLBD では、チャネル行列 \mathbf{H} が対角行列になることを利用すると、等価チャネル行列 $\bar{\mathbf{H}}$ の演算量は L の値に依存しなくなる。DFT と等価チャネル行列に要する演算量を L の関数として図 4 に示す。全ての α で L の値が 3 以上になると、FD-QRM-MLBD より TD-QRM-MLBD の方が演算量が大きくなる。QR 分解の演算量と TD-(FD-)QRM-MLBD における $\mathbf{q}^H \times \mathbf{y} (\mathbf{Q}^H \times \mathbf{Y})$ の演算量は TD-QRM-MLBD と FD-QRM-MLBD で等しく、また、両者の特性は等しくなることからパスメトリックの演算量も等しくなる。これらのことから、 L の値が 3 以上では合計の演算量は TD-QRM-MLBD の方が FD-QRM-MLBD より大きくなると結論できる。

3.1 節で述べたように、ある値以上の生き残りパス数 M では BER 特性改善効果が飽和する。MLD とほぼ同等の特性を達成するために必要な全体の演算量を図 5 に示す。TD-QRM-MLBD と FD-QRM-MLBD の両者において、 α の値を 0 から大きくすることで演算量の削減を図れるが、 α がある値以上になると演算量が増加していることが分かる。これは α を大きくすることで MLD と同等の特性を達成するための M の値を減らすことができ、パスメトリックの演算量を削減できる一方で、DFT と等価チャネル行列の計算と QR 分解の演算量と $\hat{\mathbf{y}}, \hat{\mathbf{Y}}$ を求める演算量が増加するためである。また $L=16$ のとき、FD-QRM-MLBD の方が等価チャネル行列の計算に要する演算量が少ないため、TD-QRM-MLBD と比較して全体の演算量が小さい。

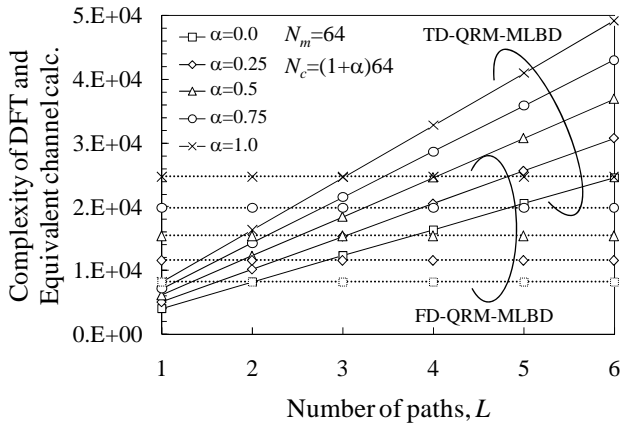


図4 DFTと等価チャネル行列に要する演算量

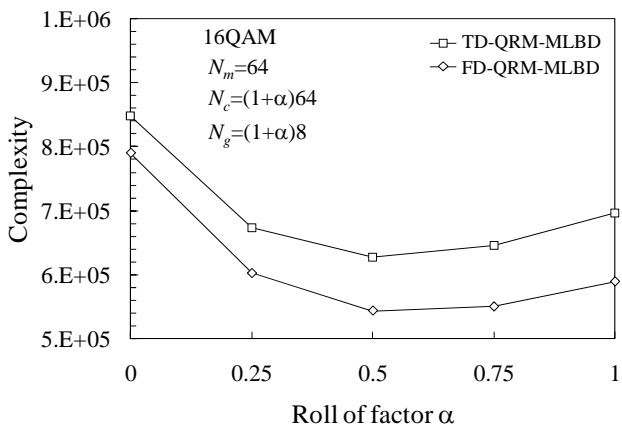


図5 MLDと同等の特性を得るために必要な全体の演算量

4. まとめ

本報告では、送信フィルタを用いる SC 伝送系において時間領域で QRM-MLBD を行う TD-QRM-MLBD について検討した。TD-QRM-MLBD と FD-QRM-MLBD とが等価であることを示し、等しい平均 BER 特性が得られることを計算機シミュレーションにより明らかにした。また、フィルタのロールオフファクタ α の値を大きくして信号帯域を広げることでより大きな周波数ダイバーシチ効果が得られ、平均 BER 特性が改善されることを示した。また、 α の値を大きくすることで MLD とほぼ同等の特性を得るために必要な生き残りパス数 M を減らせることを示した。MLD とほぼ同等の特性を得るために必要な全体の演算量は α の値を 0 から大きくすることで削減を図れるが、 α がある値以上になると増加することを示した。また、CP を用いる伝送ではパス数 L の値が大きくなると FD-QRM-MLBD の方が TD-QRM-MLBD よりも全体の演算量が小さいことを示した。

文 献

[1] W. C., Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
 [2] J. G. Proakis, and M Salehi, *Digital communications*, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.
 [3] R. Van Nee, and R. Prasad, *OFDM for Wireless*

Multimedia Communications, Artech House, 2000.

[4] V. Tarokh and H. Jafarkhani, "On the computation and reduction of the per-to-average power ratio in multicarrier communications," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 48, No. 1, pp. 37-44, Jan. 2000.
 [5] 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.
 [6] F. Adachi, T. Sao, and T. Itagaki, "Performance of multicode DS-SS using frequency domain equalization in a frequency selective fading channel," *IEE Electronics Letters*, Vol. 39, No.2, pp.239-241, Tan. 2003.
 [7] K. Takeda, K. Ishihara and F. Adachi, "Frequency-domain ICI cancellation with MMSE equalization for DS-SS downlink," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E89-B, No. 12, pp. 3335-3343, Dec. 2006.
 [8] 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." In *Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, Apr. 2009.
 [9] 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.
 [10] T. Yamamoto, Kazuki Takeda, and F. Adachi, "Frequency-domain Block Signal Detection with QRM-MLD for Frequency-domain Filtered Single-carrier Transmission," *2010 IEEE 72nd Vehicular Technology Conference (VTC-Fall)*, Ottawa, Canada, 6-9 Sept. 2010.
 [11] J. B. Anderson and S. Mohan, "Sequential coding algorithms: A survey and cost analysis," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol. 32, pp. 169-176, Feb. 1984.
 [12] S. Okuyama, Kazuki Takeda, and F. Adachi, "MMSE Frequency-domain Equalization Using Spectrum Combining for Nyquist Filtered Broadband Single-Carrier Transmission," *2010 IEEE 71st Vehicular Technology Conference (VTC-Spring)*, Taipei, Taiwan, 16-19 May 2010.