

ガードインターバルを用いないシングルキャリア伝送における 時間領域 Overlap QRM-ML ブロック信号検出

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)伝送を対象に, 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時間領域ブロック信号検出(TD-QRM-MLBD)を提案し, 従来の最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域等化に比べてビット誤り率(BER)特性を大幅に改善できること, 周波数領域 QRM-MLBD(FD-QRM-MLBD)と TD-QRM-MLBD は等価であることを示した. TD-QRM-MLBD ではブロック間干渉(ABI)を避けるためにガードインターバル(GI)を挿入しているが, 伝送効率の低下を招いてしまう. そこで本稿では GI を必要としない Overlap QRM-MLBD を提案している. 時間領域 Overlap QRM-MLBD は, 演算量の観点では周波数領域 Overlap QRM-MLBD よりも優位性がある. 計算機シミュレーションにより BER 特性とスループット特性を明らかにし, 従来の QRM-MLBD と比較している.

キーワード シングルキャリア, QRM-MLBD, 時間領域信号検出, ブロック間干渉

Time-Domain Overlap QRM-ML Block Signal Detection for Single-Carrier Transmission without Guard Interval

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 time-domain block signal detection using maximum likelihood detection (MLD) employing QR decomposition and M-algorithm (TD-QRM-MLBD) for the single carrier (SC) block transmissions and showed that it can significantly improve the bit error rate (BER) performance compared to the conventional frequency-domain equalization (FDE) based on the minimum mean square error (MMSE) criterion, and frequency-domain QRM-MLBD (FD-QRM-MLBD) is equivalent to TD-QRM-MLBD. In TD-QRM-MLBD, the insertion of the guard interval (GI) is necessary in order to avoid inter-block interference (ABI). However, the GI insertion reduces the transmission efficiency. In this paper, we propose overlap QRM-MLBD which requires no GI insertion. In overlap QRM-MLBD, time-domain signal processing has advantage over frequency-domain in terms of the computational complexity when cyclic prefix is not used. We evaluate the average BER performance and the throughput performance by computer simulation and compare them with the conventional QRM-MLBD with GI.

Keyword Single-carrier, QRM-MLBD, time-domain signal detection, inter-block interference

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, 高速移動無線チャン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ンネルであるため, 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].

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)[3,4]が提案され, 従来の周波数領域等化[5,6]に比べて BER 特性を大幅に改善できることが

示されている. FD-QRM-MLBD ではブロック間干渉(ABI)を避けるためとチャンネルを直交周波数分解するためにサイクリックプレフィックス(CP)をガードインターバル(GI)に挿入している. このことによりチャンネル行列が離散フーリエ変換(DFT)行列によって固有値分解が可能なることを利用すると, 等価チャンネル行列の計算量を抑えることが可能になる[7]. また筆者らは以前, 時間領域で QRM-MLBD を行う TD-QRM-MLBD を提案し, FD-QRM-MLBD と等価であることを示した[8]. TD-QRM-MLBD では受信信号の DFT と等価チャンネル行列の計算を必要としない. そのため TD-QRM-MLBD は FD-QRM-MLBD と比較し, 演算量の観点で優位性がある. しか

し、従来の QRM-MLBD は GI の挿入により伝送効率が低下してしまふ。

GI を挿入しない伝送系に QRM-MLBD を適用すると、IBI の影響によって特性が大幅に劣化してしまふ。ただし、受信信号変形後の IBI 電力がブロック後尾のシンボルに集中するためブロック後尾のシンボルは誤り率が高く、ブロック先頭にいくに従って誤り率が低くなる。そこで本稿では推定精度の高いブロック先頭のシンボルのみを取り出し、検出区間をオーバーラップさせることで IBI を抑圧する Overlap QRM-MLBD を提案している。Overlap QRM-MLBD は GI を挿入しないため従来の QRM-MLBD と比較して高いスループットが達成可能である。また前述したように時間領域での処理と周波数領域での処理は等価である。そこで本稿では計算量の観点で優位性がある時間領域で行う Overlap QRM-MLBD について検討している。計算機シミュレーションにより平均 BER 特性とスループット特性および演算量を明らかにし、従来の QRM-MLBD と比較している。

本稿の構成は以下のようになっている。第 2 章では Overlap 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 特性とスループット特性および演算量を明らかにし、考察している。第 4 章でまとめる。

2. 時間領域 Overlap QRM-MLBD

2.1. 信号伝送系

図 1 に Overlap QRM-MLBD を用いる SC 伝送系の構成を、図 2 に Overlap QRM-MLBD の信号処理動作を示す。以降では送信シンボル長 T_s で正規化された離散時間 t の等価低域表現を用いる。

送信機では、情報ビット系列をデータ変調して得られるデータシンボル系列 $\{d(t); t=..., -1, 0, 1, \dots\}$ を送信する。

受信機では検出対象の X シンボルを先頭に N_c シンボルを検出するため、 $N_c + L - 1$ シンボルからなる時間領域受信シンボル系列 $\mathbf{y} = [y(0), \dots, y(N_c + L - 2)]^T$ に対し検出処理を行う。まず、1 つ前のブロックによる IBI を事前判定を用いて除去する。その後、IBI 除去後の受信信号系列に対して QRM-MLBD を適用し、検出した N_c 個のデータシンボル系列 $\tilde{\mathbf{d}} = [\tilde{d}(0), \dots, \tilde{d}(N_c - 1)]^T$ のうち推定精度の高いブロックの先頭 X シンボルを $\hat{\mathbf{d}} = [\hat{d}(0), \dots, \hat{d}(X - 1)]^T$ として取り出す。以降の X シンボルを検出するために、検出区間を X シンボルシフトさせ、オーバーラップさせつつ同様の処理を行う。これを繰り返すことにより IBI を抑圧しつつ、全送信シンボルを検出することができる。最後にデータ復調を行うことにより受信ビット系列を得る。

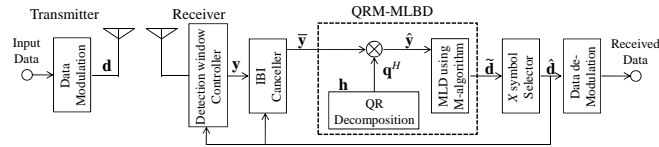


図 1 時間領域 Overlap QRM-MLBD を用いる SC 伝送系の構成

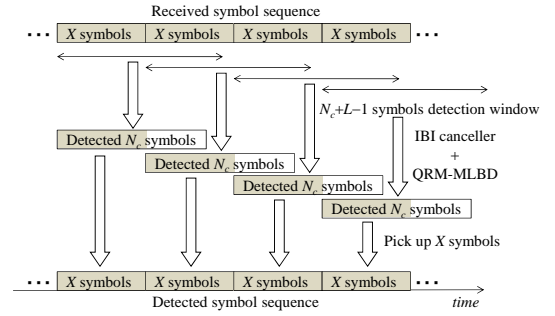


図 2 Overlap QRM-MLBD の信号処理動作

2.2. 送受信信号表現

N_c 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 $\mathbf{d} = [d(0), \dots, d(N_c - 1)]^T$ を用いて表す。

送信信号は、周波数選択性フェージングチャンネルを伝搬して受信される。本稿ではシンボル長間隔の遅延時間を有する L 個の独立な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仮定する。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 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。

$N_c + L - 1$ シンボルからなる受信信号ベクトル $\mathbf{y} = [y(0), \dots, y(N_c + L - 2)]^T$ は次式で表される。

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{h}_{-1} \mathbf{d}_{-1} + \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{h} \mathbf{d} + \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{h}_{+1} \mathbf{d}_{+1} + \mathbf{n} \quad (2)$$

ただし、 $\mathbf{d}_{-1} = [d_{-1}(0), \dots, d_{-1}(N_c - 1)]^T$ 、 $\mathbf{d}_{+1} = [d_{+1}(0), \dots, d_{+1}(N_c - 1)]^T$ はそれぞれ 1 つ前のブロックおよび 1 つ後ろのブロックの送信シンボル系列である。式(2)の第 2 項は希望信号、第 1 項および第 3 項はそれぞれ 1 つ前のブロックおよび後ろのブロックからの IBI を表している。 $\mathbf{n} = [n(0), \dots, n(N_c + L - 2)]^T$ は雑音ベクトルであり、各要素 $n(t)$ は平均 0、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り、 E_s は送信シンボルエネルギーを表す。また、 \mathbf{h} 、 \mathbf{h}_{-1} 、 \mathbf{h}_{+1} はそれぞれ $(N_c + L - 1) \times N_c$ のチャンネルインパルス応答行列であり、それぞれ次式で与えられる。

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_0 & & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \\ h_{L-1} & & \\ \mathbf{0} & & h_0 \\ & & \vdots \\ & & h_{L-1} \\ \mathbf{0} & & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{h}_{-1} = \begin{bmatrix} & & & & & \\ & & & & & \\ & & h_{L-1} & \dots & h_1 \\ & & \vdots & \ddots & \vdots \\ & & & & h_{L-1} \\ \mathbf{0} & & & & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{h}_{+1} = \begin{bmatrix} & & & & \mathbf{0} \\ & & & & \\ & & & & \\ & & & & \\ & & & & \\ h_0 & \dots & & & \\ \vdots & \ddots & & & \\ h_{L-2} & \dots & h_0 & & \end{bmatrix} \quad (3)$$

2.3. Overlap QRM-MLBD

次式のように 1 つ前のブロックの推定値 $\hat{\mathbf{d}}_{-1} = [\hat{d}_{-1}(0), \dots, \hat{d}_{-1}(N_c - 1)]^T$ を用いて式(2)の第 1 項で表される IBI のレプリカを生成し受信信号から差し引くことで, IBI 干渉キャンセルを行う.

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{y}} &= \mathbf{y} - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{h}_{-1} \hat{\mathbf{d}}_{-1} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{h}_{-1} (\mathbf{d}_{-1} - \hat{\mathbf{d}}_{-1}) + \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{h} \mathbf{d} + \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{h}_{+1} \mathbf{d}_{+1} + \mathbf{n} \quad (4) \end{aligned}$$

第 1 項は前ブロックの IBI キャンセル後の残留 IBI である.

Overlap QRM-MLBD では希望信号成分のチャネル行列 \mathbf{h} を, 次式のように QR 分解する.

$$\mathbf{h} = \mathbf{q} \mathbf{r} \quad (5)$$

ここで \mathbf{q} は $(N_c + L - 1) \times N_c$ ユニタリ行列, \mathbf{r} は $N_c \times N_c$ 上三角行列を表している. 希望信号のチャネル行列のインパルス応答 \mathbf{h} は(3)式で表されるように帯行列であるため \mathbf{h} を QR 分解したユニタリ行列 \mathbf{q} と上三角行列 \mathbf{r} は次式で与えられる.

$$\mathbf{q} = \begin{bmatrix} q_{0,0} & \cdots & \cdots & \cdots & q_{N_c-1,0} \\ \vdots & & & & \vdots \\ q_{0,L-1} & & & & \vdots \\ & \ddots & & & \vdots \\ & & \ddots & & \vdots \\ \mathbf{0} & & & & q_{N_c-1, N_c + L - 2} \\ & & & & \vdots \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} r_{0,0} & \cdots & r_{L-1,0} & & \mathbf{0} \\ & \ddots & & & \\ & & \ddots & & \\ & & & \ddots & \\ \mathbf{0} & & & & r_{N_c-1, N_c-1} \end{bmatrix}$$

\mathbf{q}^H を $\bar{\mathbf{y}}$ に乗算し, 次式を得る. $(\cdot)^H$ はエルミート転置操作を表す.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{y}} &= \mathbf{q}^H \bar{\mathbf{y}} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{\mathbf{h}}_{-1} (\mathbf{d}_{-1} - \hat{\mathbf{d}}_{-1}) + \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{r} \mathbf{d} + \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{\mathbf{h}}_{+1} \mathbf{d}_{+1} + \hat{\mathbf{n}} \quad (7) \end{aligned}$$

ここで, $\hat{\mathbf{h}}_{-1} = \mathbf{q}^H \mathbf{h}_{-1}$, $\hat{\mathbf{h}}_{+1} = \mathbf{q}^H \mathbf{h}_{+1}$, $\hat{\mathbf{n}} = \mathbf{q}^H \mathbf{n}$ である. 式(7)より, Overlap QRM-MLBD における ML 検出(MLD)は次式のように表される.

$$\hat{\mathbf{d}}_{ML} = \arg \min_{\mathbf{d} \in \mathcal{Z}^d} \left\| \hat{\mathbf{y}} - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{r} \mathbf{d} \right\|^2 \quad (8)$$

ここで, \mathcal{Z} は変調多値数(QPSK のとき $Z=4$, 16QAM のとき $Z=16$) である. 式(7)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[9]は現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, 変換後の受信信号 $\hat{\mathbf{y}}$ の要素 $\hat{y}_{(N_c-1-n)}$ とシンボル候補系列 $\hat{\mathbf{d}}(N_c-1) \sim \hat{\mathbf{d}}(N_c-1-n)$ の二乗ユークリッド距離に基づくメトリック

を計算し, 累積バ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, 累積バスメトリックが最小となるシンボル候補系列 $\hat{\mathbf{d}} = [\hat{d}(0), \dots, \hat{d}(N_c - 1)]$ を送信シンボルとして検出する.

GI を用いない場合, 前後のブロックによる IBI が発生する. 前のブロックによる IBI は(7)式のように事前判定による IBI キャンセラを導入することで影響を低減することができるが, 後ろのブロックによる IBI は除去することができない. そこで \mathbf{q}^H 乗算後の後ろの IBI の広がり注目する. (7)式の第 3 項の後ろのブロックによる IBI は次式で与えられる.

$$\begin{cases} \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{\mathbf{h}}_{+1} \mathbf{d}_{+1} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{q}^H \mathbf{h}_{+1} \mathbf{d}_{+1} \\ \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{bmatrix} \hat{h}_{+1, N_c - L + 1, 0} \\ \vdots \\ \hat{h}_{+1, N_c - 1, 0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{+1}(0) \\ \vdots \\ d_{+1}(N_c - 1) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (9)$$

(9)式より後ろブロックによる残留 IBI はブロック後尾のシンボルに集中していることが分かる. $N_c=64$ としたときの送信電力で正規化した平均 IBI 電力を図 3 に示す. 受信信号変換後の(7)式において i 番目の受信信号 $\hat{y}(i)$ に含まれる IBI 電力は

$$E \left[\sum_{j=0}^{N_c-1} |\hat{h}_{+1, i, j}|^2 \right]$$

図 3 より IBI 電力は変換後の受信信号の後尾 $L-1$ シンボルに集中しており, 後ろのシンボルほど電力が大きくなっていることが分かる. したがって M アルゴリズムにおける初期ステージでは IBI の影響により正しいパスが削除され, 誤って検出される確率が高くなる. 一方, 後半のステージでは IBI の影響をほとんど受けず, また(6)式より上三角行列の右上成分が 0 となるため初期ステージでの誤りの影響も受けないため高い精度での検出が可能となる.

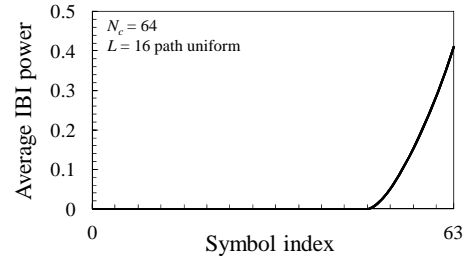


図 3 平均 IBI 電力

16QAM を用い $N_c=64, M=16$ としたときのブロック内の各シンボルの平均シンボル誤り率(SER)を図 4 に示す. $L=16$ パスを仮定している. なおここでは簡単のため前ブロックによる干渉は完全に取り除かれるものとしている. 図 4 よりブロック後尾のシンボルほど誤り率が高く, ブロック先頭のシンボルほど誤り率が低いことが分かる. そのため, 検出された送信シンボル $\hat{\mathbf{d}} = [\hat{d}(0), \dots, \hat{d}(N_c - 1)]^T$ のうち信頼度の高い先頭の X シンボルを $\hat{\mathbf{d}} = [\hat{d}(0), \dots, \hat{d}(X - 1)]^T$ として取り出すことで高い精度での送信信号の検出が可能となる.

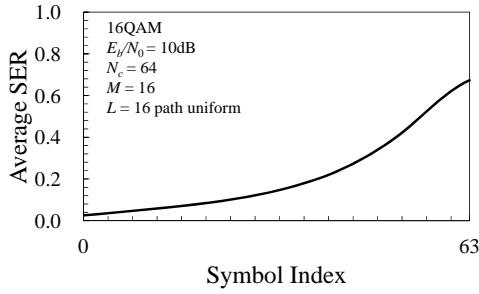


図4 平均SER特性

2.4. 時間領域 Overlap QRM-MLBD と周波数領域 Overlap QRM-MLBD の等価性

IBIキャンセル後の受信信号 $\bar{\mathbf{y}}$ に N_c+L-1 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 $\bar{\mathbf{Y}} = [\bar{Y}(0), \dots, \bar{Y}(N_c+L-2)]^T$ は次式で表される。

$$\bar{\mathbf{Y}} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H}_{-1} (\mathbf{d}_{-1} - \hat{\mathbf{d}}_{-1}) + \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H} \mathbf{d} + \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H}_{+1} \mathbf{d}_{+1} + \mathbf{N} \quad (10)$$

ここで \mathbf{H}_{-1} , \mathbf{H} , \mathbf{H}_{+1} は周波数領域等価チャネル行列であり, $(N_c+L-1) \times (N_c+L-1)$ DFT行列を用いて次式のように表せる。

$$\begin{cases} \mathbf{H}_{-1} = \mathbf{F} \mathbf{h}_{-1} \\ \mathbf{H} = \mathbf{F} \mathbf{h} \\ \mathbf{H}_{+1} = \mathbf{F} \mathbf{h}_{+1} \end{cases} \quad (11)$$

希望信号成分のチャネル行列 \mathbf{H} を次式のように $(N_c+L-1) \times N_c$ ユニタリ行列 \mathbf{Q} と $N_c \times N_c$ 上三角行列 \mathbf{R} にQR分解する。

$$\mathbf{H} = \mathbf{Q} \mathbf{R} \quad (12)$$

\mathbf{Q}^H を $\bar{\mathbf{Y}}$ に乗算し, 次式を得る。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{Y}} &= \mathbf{Q}^H \bar{\mathbf{Y}} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{\mathbf{H}}_{-1} (\mathbf{d}_{-1} - \hat{\mathbf{d}}_{-1}) + \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{R} \mathbf{d} + \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{\mathbf{H}}_{+1} \mathbf{d}_{+1} + \hat{\mathbf{N}} \end{aligned} \quad (13)$$

ここで, $\hat{\mathbf{H}}_{-1} = \mathbf{Q}^H \mathbf{H}_{-1}$, $\hat{\mathbf{H}}_{+1} = \mathbf{Q}^H \mathbf{H}_{+1}$, $\hat{\mathbf{N}} = \mathbf{Q}^H \mathbf{N}$ である。

時間領域 Overlap QRM-MLBD ではチャネル行列 \mathbf{h} をQR分解することで, 信号検出を行う。式(5)に左から \mathbf{F} を乗算すると。

$\mathbf{F} \mathbf{h} = \mathbf{F} \mathbf{q} \mathbf{r}$ となるが, \mathbf{F} と \mathbf{q} とともにユニタリ行列であるので $\mathbf{F} \mathbf{q}$ もユニタリ行列である。任意の行列に対してQR分解は一意的であること, $\mathbf{F} \mathbf{h} = \mathbf{H}$ であることを踏まえると, 式(5), (12)より, 次式が得られる。

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

次に, 時間領域 Overlap QRM-MLBD の変換後の受信信号 $\hat{\mathbf{y}}$ に注目すると, 式(13), 式(14)より $\hat{\mathbf{y}}$ を, 次式のように変形できる。

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

同様にして, 次式が成り立つ。

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{h}}_{-1} = \mathbf{Q}^H \mathbf{H}_{-1} = \hat{\mathbf{H}}_{-1} \\ \hat{\mathbf{h}}_{+1} = \mathbf{Q}^H \mathbf{H}_{+1} = \hat{\mathbf{H}}_{+1} \\ \hat{\mathbf{n}} = \mathbf{Q}^H \mathbf{N} = \hat{\mathbf{N}} \end{cases} \quad (16)$$

ゆえに, 式(7), 式(13)~(16)より時間領域 Overlap QRM-MLBD と周波数領域 Overlap QRM-MLBD は等価であることが分かる。

周波数領域 Overlap QRM-MLBD は受信信号にDFTを行い, 周波数領域受信信号と周波数領域等価チャネル行列 \mathbf{H} をもとに送信信号の検出を行う。そのため, 時間領域 Overlap QRM-MLBD と比較するとDFTと等価チャネル行列 \mathbf{H} の演算を必要とする演算量が大きくなる。またチャネル行列 \mathbf{h} が巡回行列でないことを踏まえると, DFT行列を用いた固有値分解による等価チャネル行列の計算ができないため, その計算量は $O(N_c^3)$ と非常に大きなものになってしまう。以上のことから時間領域 Overlap QRM-MLBD は周波数領域 Overlap QRM-MLBD と比較し, 演算量の観点から優位性がある。そこで本稿では時間領域 Overlap QRM-MLBD により評価する。

3. 計算機シミュレーション

3.1. 平均BER特性とスループット特性

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。 $N_c=64$ とし, 送信シンボルの検出出力から X シンボルを取り出すものとする。パケットサイズは $N_p=3N_c=192$, GI長は $N_g=0$ とする。伝搬路は $L=16$ パスで1シンボル長間隔の1様電力遅延プロファイルを有するレイリーフェージングを仮定し, 1パケット内でフェージングの変動はないものとする。チャネル推定は理想的とする。CPの代わりに $N_g=16$ シンボルの既知系列(TS)をGIに挿入したQRM-MLBD[10]を比較対象とする。

表1 計算機シミュレーション諸元

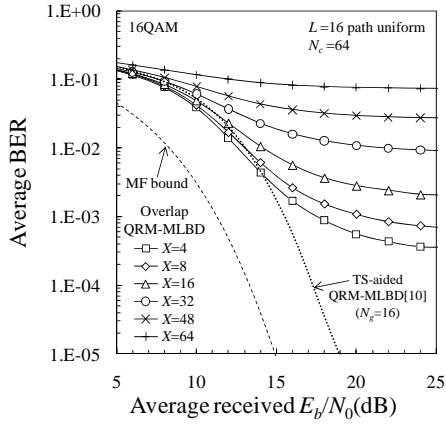
Transmitter	Modulation	16QAM
	Number of symbol per block	$N_c=64$
Packet size	$N_p=192$	
GI length	$N_g=0$	
Channel	Fading type	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform power delay profile
	Time delay	$\tau=l$ ($l=0 \sim L-1$)
Receiver	Number of surviving paths	$M=1,4,16,32$
	Number of symbols to pick up	$X=4,8,16,32,48,64$
	Channel estimation	Ideal

図5にOverlap QRM-MLBDの平均BER特性を示す。ここで, 横軸受信 $E_b/N_0=0.25(E_s/N_0)/(1+N_g/N_c)$ は平均受信ビットエネルギー対雑音電力スペクトル密度比である。生き残りパス数 M は1, 16としている。また, 比較のため文献[10]で用いられているTSをGIに挿入したQRM-MLBDを用いたときの平均BER特性も示す。 M は1, 16としている。

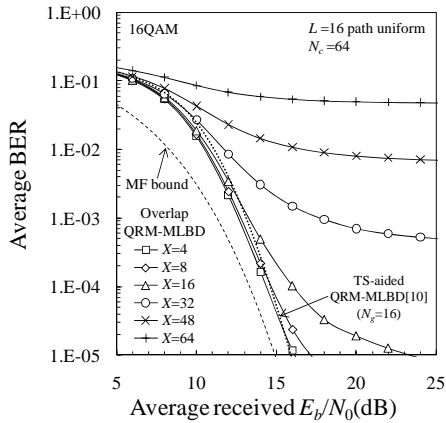
図5よりOverlap QRM-MLBDでは取り出すシンボル数 X の値を小さくすることで平均BER特性が改善していることが分かる。これは後半のステージのシンボルには前のブロックによるIBIが含まれておらず, また(6)式より $L+1$ ステージ前の判定には依存せず, 誤り伝搬が発生しにくいためである。

図5(a)より生き残りパス数 M の値が小さいときは高い誤り率のエラーフロアが発生する。これは各ステージで残る候補シンボル数が少なく十分なパスダイバーシティが得られないままパスを削除するため誤り伝搬が発生しやすいためである。一方, 図5(b)より M の値が大きいたまは誤り伝搬が発生しにくくなるため X の値を小さくするにつれて十分な特性改善が図れ, 従来のGIを用いるQRM-MLBDよりも良い特性が得られる。これは従来の手法ではTSをGIに挿入することによる電力損が存在した

ものの、Overlap QRM-MLBDではGI挿入損がないためである。また上三角行列 \mathbf{r} は上の行ほど値が大きく、後半のステージほど正しいパス選択が起りやすい。従来の QRM-MLBD では特性の悪い後尾のシンボルと特性の良い先頭のシンボル全てを検出しているのに対し、Overlap QRM-MLBD では特性の良い先頭のシンボルのみを検出しているため、 X の値を小さくすることで従来の GI を用いる QRM-MLBD よりも良い特性が得られる。



(a) $M=1$



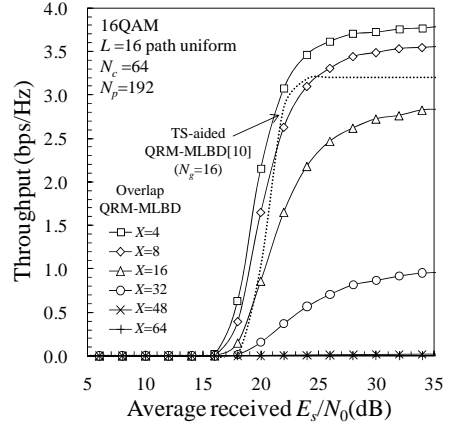
(b) $M=16$

図5 平均 BER 特性

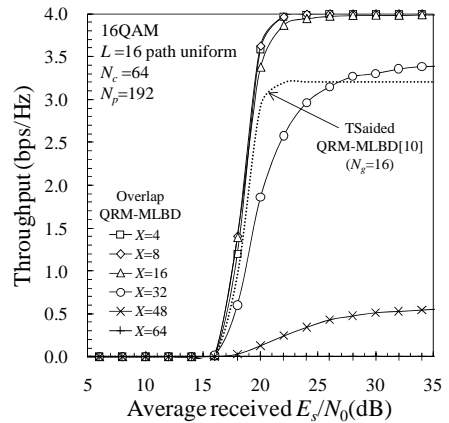
図6にスループット特性を示す。スループット $\log_2 Z(1-\text{PER})/(1+N_g/N_c)$ より求まる。PERはパケット誤り率である。図6よりOverlap QRM-MLBDでは取り出すシンボル数 X の値を小さくすることでスループット特性が改善していることが分かる。 $M=1$ のときは $X=8$ で従来のGIを用いるQRM-MLBDと同等かそれ以上の $X=4$ で常に従来のGIを用いるQRM-MLBDよりも高いスループットを達成している。また $M=16$ のときは $X=16$ で常に従来のGIを用いるQRM-MLBDよりも高いスループットを達成している。従来の手法ではGI損によって伝送効率の低下を招いていたが、Overlap QRM-MLBDではGI損がなく周波数利用効率が高い。そのため X の値を小さくすることで十分な特性改善効果が得られ、従来のGIを用いるQRM-MLBDよりも高いスループットが達成可能である。また、GI損がないため、ピークスループットを従来のGIを用いるQRM-MLBDと比較して1.25倍まで引き上げることができる。

十分な特性改善効果を得るための所要となる X の値を議論するため $E_b/N_0=30\text{dB}$ のときのスループットを X の関数として図7に示す。従来のGIを用いるQRM-MLBDと同等以上のスループットを達成するためには $M=1, 4, 16, 32$ でそれぞれ $X=8, 16, 32, 32$ が必要である。またピークスループット 4bps/Hz を達成するためには $M=4, 16, 32$ でそれぞれ $X=8, 16, 16$ が必要である。このことから M の値が大きいときは M の値が小さいときに比べて X の値を大きくしても十分な特性改善効果があることが分かる。これは M の値が大きいときはブロック内の広範囲のシンボルで高精度な検出が可能であるため、 X の値を大きくしても十分な特性改善効果が得られるためである。

図7にスループット特性を示す。スループット $\log_2 Z(1-\text{PER})/(1+N_g/N_c)$ より求まる。PERはパケット誤り率である。図7よりOverlap QRM-MLBDでは取り出すシンボル数 X の値を小さくすることでスループット特性が改善していることが分かる。 $M=1$ のときは $X=8$ で従来のGIを用いるQRM-MLBDと同等かそれ以上の $X=4$ で常に従来のGIを用いるQRM-MLBDよりも高いスループットを達成している。また $M=16$ のときは $X=16$ で常に従来のGIを用いるQRM-MLBDよりも高いスループットを達成している。従来の手法ではGI損によって伝送効率の低下を招いていたが、Overlap QRM-MLBDではGI損がなく周波数利用効率が高い。そのため X の値を小さくすることで十分な特性改善効果が得られ、従来のGIを用いるQRM-MLBDよりも高いスループットが達成可能である。また、GI損がないため、ピークスループットを従来のGIを用いるQRM-MLBDと比較して1.25倍まで引き上げることができる。



(a) $M=1$



(b) $M=16$

図6 スループット特性

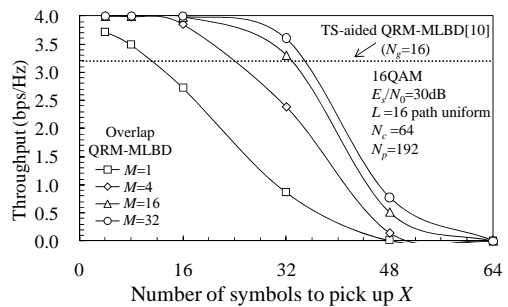


図7 取り出すシンボル数 X 対スループット特性

3.2. 演算量

本稿では演算量を1パケット $N_p=3N_c$ シンボルの検出に必要な実数乗算回数で表す。Overlap QRM-MLBDおよび従来のGIを用いるQRM-MLBDの実数乗算回数を表2に示す。なおここでIBIキャンセラおよびパストリック計算時に同じ計算の重複

を避けるために L 個の複素パス利得×全送信シンボル候補 (Z 通り) と上三角行列 \mathbf{r} の各要素×全送信シンボル候補を予め計算しメモリに格納しておき, IBI キャンセラおよびパスメトリック計算時にはそれらを読み出すこととする. また複素パス利得×全送信シンボル候補, 上三角行列 \mathbf{r} の各要素×全送信シンボル候補の計算時には候補シンボルの信号点配置が原点に対し対象となっていることを利用し, 各要素の実数部または虚数部×候補シンボルの信号点配置の座標のうち $\sqrt{Z}/2$ 点 (QPSK のとき $1/\sqrt{2}$, 16QAM のとき $1/\sqrt{10}$, $3/\sqrt{10}$) のみを計算し, それらの加減算によって求めることとする.

表 2 実数乗算回数

	Overlap QRM-MLBD	TS-aided QRM-MLBD[10]
QR decomposition	$2L^2(L+1)+2LN_c(N_c-2) - (N_c-1)N_c$	$2L^2(L+1)+2LN_c(N_c-2) - (N_c-1)N_c$
IBI cancellation	$\sqrt{Z}(L-1)$	
Computation of $\hat{\mathbf{y}}$	$6N_c^2(N_c+2L-1)/X$	$6N_c(N_c+2L-1)$
Path metric calc.	$\sqrt{Z}\{2L(N_c-L+1)+(L-1)L\}/2 + \{Z+MZ(N_c-1)\}6N_c/X$	$\sqrt{Z}\{2L(N_c-L+1)+(L-1)L\}/2 + \{Z+MZ(N_c-1)\}6$

Overlap QRM-MLBD は N_c シンボルの検出のために N_c/X 回 QRM-MLBD を行う必要がある. そのため従来の GI を用いる QRM-MLBD と比較し $\hat{\mathbf{y}}$ の計算およびパスメトリック計算のうちユークリッド距離の 2 乗計算を N_c/X 倍必要とする.

M をパラメータとし, 演算量を X の関数として図 8 に示す. 従来の GI を用いる QRM-MLBD はブロック分割数が等しくなることから Overlap QRM-MLBD において $X=64$ のときの演算量とほぼ等しくなり, IBI キャンセルを行わない分少なくなる. 図 8 より X の値を小さくすると演算量が大きくなることが分かる. 前述したように従来の GI を用いる QRM-MLBD と同等以上のスループットを達成するためには $M=1,4,16,32$ でそれぞれ $X=8,16,32,32$ 必要である. これらは従来の GI を用いる QRM-MLBD が十分な特性改善効果が得られる $M=16$ [10] と比較すると, それぞれ 177%, 141%, 150%, 222% の演算量を要する. M を大きくすれば, 十分な特性改善効果を得るために必要な X の値を大きくできる. そのため, M の値を大きくすることで, $\hat{\mathbf{y}}$ の計算回数とパスメトリック計算の回数を低減できるため, M の増加に従って生じる演算量の級数的な増加を抑えることが可能となる. またピークスループットである 4.0 bps/Hz を達成するためには $M=4,16,32$ でそれぞれ $X=8,16,16$ 必要であり, これらは従来の GI を用いる QRM-MLBD が十分な特性改善効果が得られるときと比較するとそれぞれ 231%, 249%, 393% となる. このとき従来の GI を用いる QRM-MLBD と比較しスループットは 1.25 倍向上する.

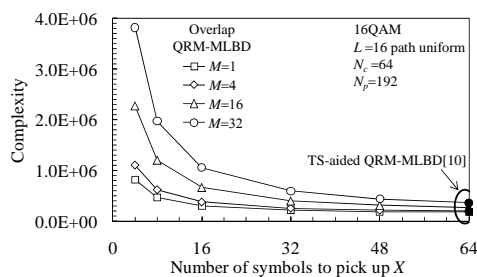


図 8 取り出すシンボル数 X 対演算量

4. まとめ

本報告では, GI を用いない伝送系において IBI を抑圧し高精度な誤り率と高い伝送効率を実現する Overlap QRM-MLBD を提案した. 受信信号変形後の IBI 電力がブロック後尾のシンボルに集中することを示し, 推定精度の高いブロック先頭のシンボルのみを取り出し, 検出区間をオーバーラップさせることで IBI の影響を低減することができる. Overlap QRM-MLBD を用いることで従来の従来の GI を用いる QRM-MLBD と比較し 1.25 倍のスループットが達成可能なことを示し, そのときの所要演算量が 231% であることを明らかにした. また, 各生き残りパス数 M における十分な特性改善効果を得るために所要となる取り出すシンボル数 X を明らかにし, M の値を大きくするにつれて X の値は大きくでき, M の増加に伴って生じる演算量の級数的な増加を抑えることができることを明らかにした.

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] 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), Apr. 2009.
- [4] 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), Sept. 2009.
- [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, Jan. 2003.
- [7] G. H. Golub and C. F. van Loan, *Matrix Computations*, Johns Hopkins University Press, Baltimore, Md, USA, 3rd edition, 1996.
- [8] 諸我英之, 山本哲矢, 安達文幸, "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-MLD ブロック信号検出の比較," 信学技報, RCS2010-249, pp.7-12, 2011 年 3 月
- [9] 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.
- [10] T. Yamamoto, K. Takeda and F. Adachi, "Frequency-domain block signal detection with QRM-MLD for training sequence-aided single-carrier transmission," EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, Vol. 2011