

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

山本 哲矢[†] 武田 一樹[†] 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: [†]{yamamoto, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 筆者らは最近、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(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、周波数選択性チャネルにおける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ことを示した。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(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ている。BER特性を計算機シミュレーションにより明らかにし、生き残りシンボル候補数が限られた場合にはTA-SC伝送がCP-SC伝送に比べて優れたBER特性を達成できることを示す。

キーワード シングルキャリア, QRM-MLD, 既知系列

Single-carrier Frequency-domain Block Signal Detection Using Training Sequence and QRM-MLD

Tetsuya YAMAMOTO[†] Kazuki TAKEDA[†] 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: [†]{yamamoto, kazuki}@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 (QRM-MLD) for the cyclic prefix inserted single-carrier (CP-SC) block transmissions and showed that it can significantly improve the bit error rate (BER) performance of CP-SC transmissions in a frequency-selective fading channel. However, if the number of surviving symbol candidates is small, 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 insert the known training sequence into each data block instead of CP. This SC transmission is called the training sequence-aided SC (TA-SC) block transmissions. We show by computer simulation that the TA-SC can achieve much better BER performance than the CP-SC if the number of surviving symbol candidates is limited.

Keyword Single-carrier, QRM-MLD, training sequence

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(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残っていた。

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大き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ともなう。一方で、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。

QRM-MLD周波数領域ブロック信号検出では、初期のステージにおける誤りがBER特性に大きな影響を与える。初期のステージで判定されるシンボルを既知とすればBER特性を大幅に改善することができる。これまで、同期の確立を容易にする目的や高速フェージングに追従する目的でCPの代わりに既知系列を挿入したSC(TA-SC)伝送[7, 8]が提案されている。TA-SC伝送では、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離散フーリエ変換(DFT)または高速フーリエ変換(FFT)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。QRM-MLD周波数領域ブロック信号検出を用いるSC伝送にこの既知系列を用いれば、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させることが可能である。そこで、本報告では、QRM-MLD周波数領域ブロック信号検出をTA-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。

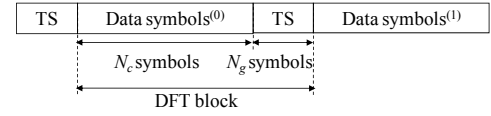
本論文の構成は以下のようになっている。第2章ではQRM-MLD周波数領域ブロック信号検出を用いるTA-SC伝送について述べる。第3章では、計算機シミュレーションにより平均BER特性を明らかにしている。第4章でまとめる。

2. QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出を用いる TA-SC 伝送

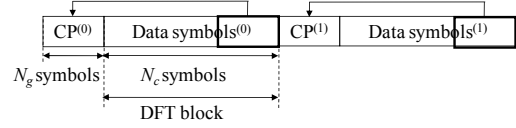
2.1. TA-SC 伝送と CP-SC 伝送

図1にTA-SC伝送のブロック構成を示し、CP-SCと比較する。CPの代わりに既知系列を挿入したものがTA-SC伝送である。CP-SC伝送においては、有効なデータシンボル長およびCP長はそれぞれ N_c および N_g で表わされる。TA-SC伝送では、ブロック内の周期性を満足されるため、有効データシンボル数と既知系列シンボル数を合計したシンボル数が受信側におけるDFTまたはFFTブロック長となるように構成される。本報告では、CP-SC伝送とデータレートを等しくするために、有効なデータシンボル長および既知系列長をそれぞれ N_c および N_g とする。したがって、TA-SCとCP-SCでは、受信側におけるDFTブロック長が異なり、CP-SC

伝送では N_c 、TA-SC伝送では N_c+N_g となる。



(a) TA-SC 伝送



(b) CP-SC 伝送

図1 TA-SC 伝送および CP-SC 伝送のブロック構成

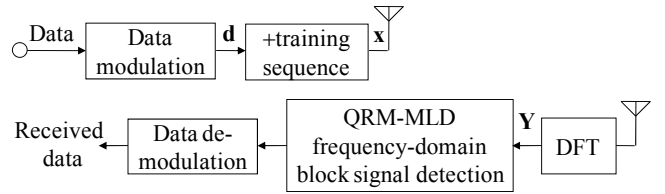


図2 QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出を用いる TA-SC 伝送系

2.2. 送受信信号の数式表現

図2にQRM-MLD周波数領域ブロック信号検出を用いるTA-SC伝送系の送受信機構成を示す。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、 N_g シンボルの既知系列を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。

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

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。

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。

$$h(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(\tau - \tau_l) \quad (2)$$

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. 受信信号ベクトル $\mathbf{y}=[y(0), \dots, y(N_c+N_g-1)]^T$ は次式のようになる.

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{bmatrix} h_{L-1} & \cdots & h_1 & h_0 & & & \\ & h_{L-1} & \vdots & h_1 & h_0 & & \mathbf{0} \\ & & h_{L-1} & \vdots & h_1 & \ddots & \\ & & & \ddots & \vdots & \ddots & \ddots \\ & \mathbf{0} & & & h_{L-1} & \cdots & h_1 & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(N_g-L+1) \\ \vdots \\ u(N_g-1) \\ \mathbf{x} \end{bmatrix} + \mathbf{n} \quad (3)$$

ここで, E_s は送信シンボルエネルギー, T_s はシンボル長である. $\mathbf{n}=[n(0), \dots, n(N_c+N_g-1)]^T$ 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. 全ブロックで共通の既知系列を用いているため, 式(3)はCP-SC伝送と同様に次式で表わすことができる.

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

ただし, \mathbf{h} は $(N_c+N_g) \times (N_c+N_g)$ インパルス応答行列であり, 次式で与えられる.

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_0 & & & & & & & h_{L-1} & \cdots & \\ \vdots & h_0 & & & & & & & & \\ & \vdots & h_0 & \mathbf{0} & & & & & & h_{L-1} \\ h_{L-1} & & \vdots & \ddots & & & & & & \\ & h_{L-1} & & & & & & & & \\ & & h_{L-1} & & h_0 & \ddots & & & & \\ & & & h_{L-1} & \vdots & \ddots & & & & \\ \mathbf{0} & & & & \ddots & & & & & h_0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

受信機では, N_c+N_g ポイントのDFT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 $\mathbf{Y}=[Y(0), \dots, Y(N_c+N_g-1)]^T$ は次式で表わされる.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{F} \mathbf{y} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{F} \mathbf{h} \mathbf{x} + \mathbf{F} \mathbf{n} \quad (6)$$

ここで, \mathbf{F} は次式で表わされる $(N_c+N_g) \times (N_c+N_g)$ DFT行列である.

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{N_c+N_g}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{1 \times 1}{N_c+N_g}} & \cdots & e^{-j2\pi \frac{1 \times (N_c+N_g-1)}{N_c+N_g}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{(N_c+N_g-1) \times 1}{N_c+N_g}} & \cdots & e^{-j2\pi \frac{(N_c+N_g-1) \times (N_c+N_g-1)}{N_c+N_g}} \end{bmatrix} \quad (7)$$

また, \mathbf{h} は巡回行列であるため, 次式を得る[9].

$$\mathbf{F} \mathbf{h} \mathbf{F}^H = \text{diag}[H(0), \dots, H(N_c+N_g-1)] \equiv \mathbf{H} \quad (8)$$

ただし, $(\cdot)^H$ はエルミート転置操作を表し, $H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp(-j2\pi k \tau_l / (N_c+N_g))$, $k=0 \sim N_c+N_g-1$ である.

式(8)を用いると, 式(6)は次式のようになる.

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H} \mathbf{F} \mathbf{x} + \mathbf{N} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \bar{\mathbf{H}} \mathbf{x} + \mathbf{N} \quad (9)$$

$\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{H} \mathbf{F}$ および $\mathbf{N}=[N(0), \dots, N(N_c+N_g-1)]^T$ 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

SC伝送の場合, 全送信シンボルの信号対干渉+雑音電力比(SINR)が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.

$$\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{Q} \mathbf{R} \quad (10)$$

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

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{Y}} &= [\hat{Y}(0), \dots, \hat{Y}(N_c+N_g-1)]^T \\ &= \mathbf{Q}^H \mathbf{Y} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{R} \mathbf{x} + \mathbf{Q}^H \mathbf{N} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{bmatrix} R_{0,0} & \cdots & R_{0,N_c-1} & R_{0,N_c} & \cdots & R_{0,N_c+N_g-1} \\ & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ & & R_{N_c-1,N_c-1} & R_{N_c-1,N_c} & \cdots & R_{N_c-1,N_c+N_g-1} \\ & & & R_{N_c,N_c} & \cdots & R_{N_c,N_c+N_g-1} \\ & \mathbf{0} & & & \ddots & \vdots \\ & & & & & R_{N_c+N_g-1,N_c+N_g-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d(0) \\ \vdots \\ d(N_c-1) \\ u(0) \\ \vdots \\ u(N_g-1) \end{bmatrix} \\ &+ \mathbf{Q}^H \mathbf{N} \end{aligned} \quad (11)$$

Mアルゴリズム[10]は, 送信ブロック内のシンボル数と同じ N_c+N_g ステージで構成される. 第 n ステージ ($n=0 \sim N_c+N_g-1$)では, 変換後の周波数領域受信信号 $\hat{\mathbf{Y}}$ の要素 $\hat{Y}(N_c+N_g-1-n)$ 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 個のシンボル候補を生き残りシンボル候補として選択する. TA-SC伝送の場合, $\hat{\mathbf{Y}}$ の第 $N_c \sim (N_c+N_g-1)$ 番目の要素には, 既知系列しか含まれていないため, 第 $0 \sim (N_g-1)$ ステージは省くことができ, 第 N_g ステージからMアルゴリズムを開始できる.

第 N_g ステージではまず, シンボル $d(N_c-1)$ のすべてのシンボル候補を生成する(シンボル候補数は, QPSKであれば4個, 16QAMであれば16個である). $\hat{Y}(N_c-1)$ とそれぞれの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次式のように計算する.

$$e_{N_g} = \left| \hat{Y}(N_c-1) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} R_{N_c-1,N_c-1} \bar{d}(N_c-1) \right|^2 \quad (12)$$

ここで, $\bar{d}(n)$ は $d(n)$ のシンボル候補を表わす. 次に, メトリックが小さい順に M ($M \leq X$)個のシンボル候補を生き残りシンボル候補として選択する. 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). 生き残りシンボル候補は次のステー

ジへ受け渡される．第 N_g+1 ステージでは， $d(N_c-1)$ の各生き残りシンボル候補に対して X 個の $d(N_c-2)$ のシンボル候補が存在するため，全部で $M \cdot X$ 個の $d(N_c-1)$ と $d(N_c-2)$ の組み合わせが存在する．すべての組み合わせに対してメトリックを次式のように計算する．

$$e_{N_g+1} = \sum_{n=0}^1 \left| \hat{Y}(N_c-1-n) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{i=0}^n R_{N_c-1-n, N_c-1-i} \bar{d}(N_c-1-i) \right|^2 \quad (13)$$

次に， $M \cdot X$ 個の $d(N_c-1)$ と $d(N_c-2)$ の組み合わせの中からメトリックが小さい順に M 個の組み合わせを選択する．この動作を最終ステージまで繰り返し行う．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．

2.4. TA-SC 伝送の利点

QRM-MLD周波数領域ブロック信号検出の第 n' ステージ ($n'=0 \sim N_c+N_g-1$) においては，送信シンボル $x(N_c+N_g-1) \sim x(N_c+N_g-1-n')$ 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 $x(N_c+N_g-1-n)$ ， $n=0 \sim n'$ の信号電力は行列 \mathbf{R} の第 (N_c+N_g-1-n) 列の第 $(N_c+N_g-1-n') \sim (N_c+N_g-1)$ までの要素の2乗和で与えられる[11]．そのため，初期のステージほど信号電力が低いため誤った生き残りシンボル候補を選択してしまう確率が高い．さらに，SC伝送の場合，チャン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[12]．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．Mアルゴリズムに基づくMLDはステージ毎に逐次的にシンボル候補の選択を行うため，初期のステージにおける選択誤りはQRM-MLDのBER特性に大きく影響を与える．したがって，BER特性を改善するためには，初期のステージで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なければならない．

CP-SC伝送の場合には，変換後の周波数領域受信信号 $\hat{\mathbf{Y}}^{(CP)} = [\hat{Y}(0), \dots, \hat{Y}(N_c-1)]^T$ が次式で表わされるため，有効シンボルの生き残りシンボル候補の選択に行列 \mathbf{R} の右下成分が影響を与える．

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{Y}}^{(CP)} &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{R}^{(CP)} \mathbf{d} + \mathbf{Q}^H \mathbf{N}^{(CP)} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{bmatrix} R_{0,0}^{(CP)} & R_{0,1}^{(CP)} & \dots & R_{0,N_c-1}^{(CP)} \\ R_{1,1}^{(CP)} & \dots & R_{1,N_c-1}^{(CP)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{N_c-1,N_c-1}^{(CP)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d(0) \\ d(1) \\ \vdots \\ d(N_c-1) \end{bmatrix} \\ &\quad + \mathbf{Q}^H \mathbf{N}^{(CP)} \end{aligned} \quad (14)$$

したがって， M の値が小さいと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．そのため，CP-SC伝送では，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．

一方，TA-SC伝送を用いれば，行列 \mathbf{R} の右下成分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．

3. 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TA-SC伝送およびCP-SC伝送ともに $N_c=64$ とし，TA-SC伝送における既知系列長はCP-SC伝送におけるCP長と同じ $N_g=16$ 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．チャン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

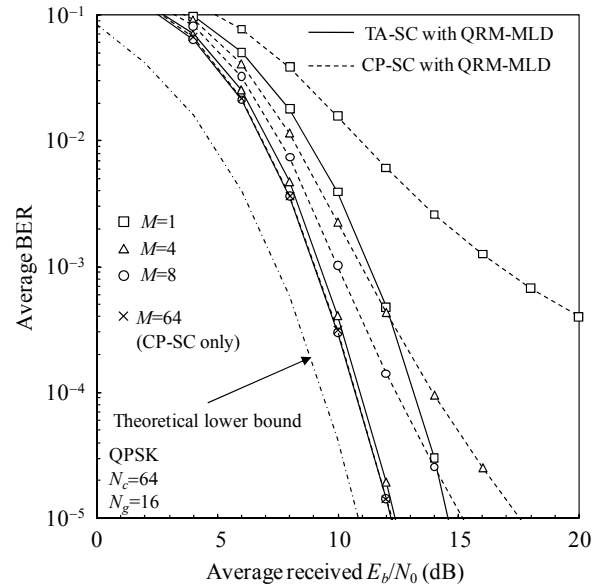
Transmitter	Modulation	QPSK, 16QAM
	The number of useful data symbols	$N_c=64$
	Length of TS or CP	$N_g=16$
Channel	Fading type	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform power delay profile
	Time delay	$\tau_l=l$ ($l=0 \sim L-1$)
Receiver	Channel estimation	Ideal

図3にQRM-MLD周波数領域ブロック信号検出を用いるTA-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(QPSKであれば $X=4$ ，16QAMであれば $X=16$ である)． M の値はQPSKの場合，1，4，8とし，16QAMの場合，1，4，16としている．また，比較のためCP-SC伝送を用いた場合の平均BER特性および理論的下界[13]も示す． M の値が小さい場合，CP-SC伝送では，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，TA-SC伝送では， M の値が小さくても優れたBER特性が得られる．この理由を以下に考察する．

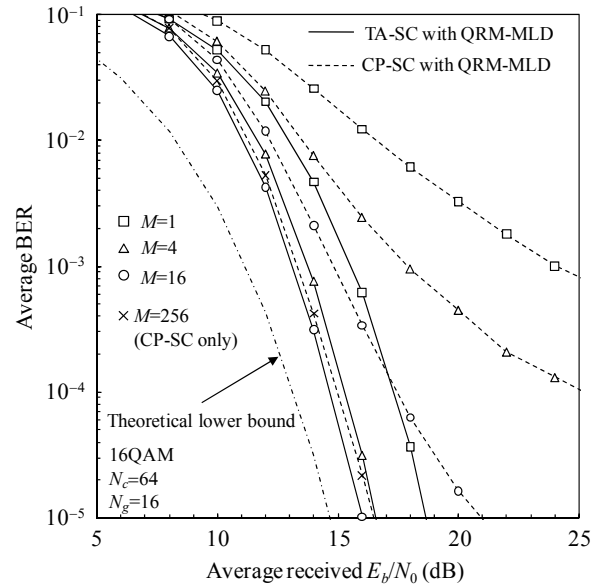
図4はTA-SC伝送における $|R_{N_c-1, N_c-1}|^2$ (N_g ステージにおける信号電力)およびCP-SC伝送における $|R_{N_c-1, N_c-1}^{(CP)}|^2$ (第0ステージにおける信号電力)の確率密度関数を示したグラフである. CP-SC伝送の場合, 信号電力が大幅に低下する確率が高いことが分かる. したがって, M の値が小さい場合, 初期のステージで誤って正しいシンボル候補を削除してしまう確率が増加してしまう. 一方, TA-SC伝送では, 行列 \mathbf{R} の右下成分は有効シンボルの生き残りシンボル候補の選択には関係なく, 第 N_g ステージから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.

平均BER=10⁻³を満たす所要 E_b/N_0 を M の値の関数として図5にプロットした. 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, 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, TA-SC伝送では, $M=8(16)$ 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).

TA-SC伝送およびCP-SC伝送におけるQRM-MLD周波数領域ブロック信号検出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. TA-SC伝送において必要な複素乗算回数は, DFTに $(N_c + N_g)^2$, QR分解に $(N_c + N_g)^3$, \mathbf{Q}^H の乗算に $(N_c + N_g)^2$, 二乗ユークリッド距離の計算に $X\{2+(M/2)(N_c+4)(N_c-1)\}$ である. 一方, CP-SC伝送においては, FFTに $N_c \times \log_2 N_c$, QR分解に N_c^3 , \mathbf{Q}^H の乗算に N_c^2 , 二乗ユークリッド距離の計算に $X\{2+(M/2)(N_c+4)(N_c-1)\}$ である. TA-SC伝送は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 $\hat{\mathbf{Y}}$ を得るまでの演算量が増加する. しかしながら, 前で述べたようにTA-SC伝送は M の値を小さくできるため, 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. 結果として, QPSK(16QAM)を用いた場合, TA-SCにおけるQRM-MLD周波数領域ブロック信号検出の全体の演算量はCP-SCの約73(12)%に削減することができる. 多値数の大きい変調方式を用いるほど, CP-SCからの演算量の削減が大きい.



(a) QPSK



(b) 16QAM

図3 平均BER特性

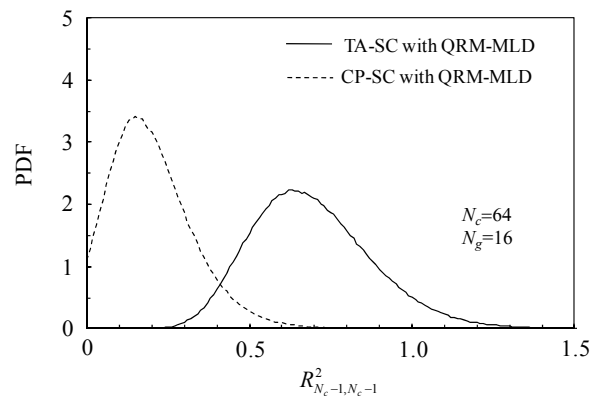
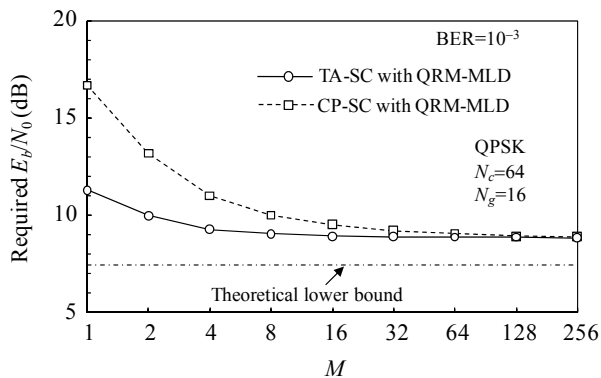
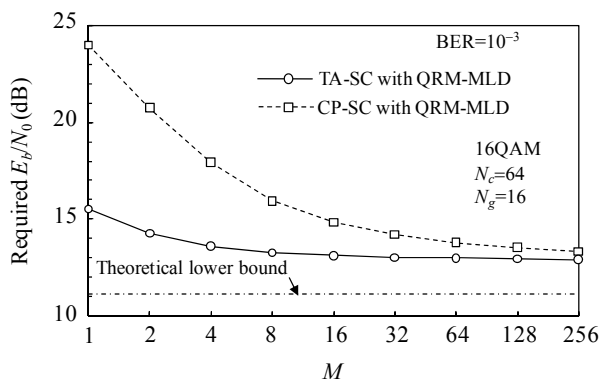


図4 $|R_{N_c-1, N_c-1}|^2$ および $|R_{N_c-1, N_c-1}^{(CP)}|^2$ の確率密度関数



(a) QPSK



(b) 16QAM

図 5 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

表 2 複素乗算回数

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

4. まとめ

本報告では、既知系列を利用して QRM-MLD 周波数領域ブロック信号検出における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させるために、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。BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにし、TA-SC 伝送では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、16QAM を用いた場合、TA-SC 伝送は理論的下界に近

い BER 特性を得るための演算量を CP-SC の約 12% に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 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] L. Deneire, B. Gyselinckx, and M. Engels, "Training sequence versus cyclic prefix-a new look on single carrier communication," *IEEE Commun. Lett.*, Vol. 5, No. 7, pp. 292-294, July, 2001.
- [8] J. Coon, M. Sandell, M. Beach and J. McGeehan, "Channel and noise variance estimation and tracking algorithms for unique-word based single-carrier systems," *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, Vol. 5, No. 6, pp. 1488-1496, June 2006.
- [9] G. H. Golub and C. F. van Loan, *Matrix Computations*, 3rd ed. Baltimore, MD, Johns Hopkins Univ. Press, 1996.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [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.