

# シングルキャリア MIMO 多重における 既知系列を利用した QRM-ML 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 アルゴリズムを利用した演算量削減型最尤ブロック信号検出(QRM-MLBD)は、最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく空間フィルタリングに比べてサイクリックプリフィックス(CP)を用いるシングルキャリア(SC)マルチ送受信アンテナ(MIMO)多重伝送のパケット誤り率(PER)特性を大幅に改善できる。しかしながら、十分な特性改善効果を得るためには、M アルゴリズムにおける生き残りパス数  $M$  の値を非常に大きくする必要があり、その結果、演算量が膨大となる。一方、 $M$  の値を小さくすると、M アルゴリズムの初期ステージで正しいパスを削除してしまう確率が増加するため、PER 特性が劣化する。本報告では、この問題を解決できる手法として、既知系列を利用した SC-MIMO 多重 (TA-SC MIMO 多重)を用い、その既知系列を利用した QRM-MLBD を提案する。計算機シミュレーションにより、16QAM を用いる  $4 \times 4$  MIMO 多重の場合、QRM-MLBD を用いる TA-SC MIMO 多重は、 $M=16$  程度で  $M=1024$  とした従来の QRM-MLBD を用いる CP-SC MIMO 多重と同等の PER 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, MIMO, QRM-MLD, 既知系列

## Training Sequence-aided QRM-ML Block Signal Detection for Single-carrier MIMO Multiplexing

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** Maximum likelihood block signal detection using QR decomposition and M-algorithm (QRM-MLBD) can significantly improve the packet error rate (PER) performance of cyclic prefix-inserted single-carrier (CP-SC) multi-input multi-output (MIMO) spatial multiplexing when compared to the frequency-domain spatial filtering based on the minimum mean square error (MMSE) criterion. However, in order to achieve the sufficiently improved performance, a fairly large number  $M$  of surviving paths in the M-algorithm is required and this results in a very high computational complexity. If smaller  $M$  is used, the probability of removing the correct path at early stages increases. In this paper, to reduce this probability, we proposed a training sequence (TS)-aided QRM-MLBD for SC MIMO spatial multiplexing. We show by computer simulation that training sequence-aided SC-MIMO multiplexing (TA-SC MIMO) multiplexing using TS-aided QRM-MLBD with  $M=16$  can achieve almost the same PER performance as CP-SC MIMO multiplexing using the conventional QRM-MLBD with  $M=1024$  in the case of 16QAM and  $4 \times 4$  MIMO spatial multiplexing.

**Keyword** Single-carrier, MIMO, QRM-MLD, training sequence

### 1. まえがき

次世代の移動無線通信では、周波数利用効率の高い高速かつ高品質なデータ伝送を実現する技術が期待されている。有効な技術として、マルチ送受信アンテナ(MIMO)多重[1]が知られている。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[2]。周波数選択性フェージング環境下における MIMO 多重として、MIMO-直交周波数分割多重(OFDM)[3]が知られているが、OFDM は、送信信号のピーク対平均

信号電力比(PAPR)が大きくなるので、線形電力増幅器の負担が増加してしまう問題がある。そこで最近では、PAPR の問題の少ない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)を用いる MIMO 多重が特に上りリンク通信において注目されている[4, 5]。最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域空間フィルタリング[4]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 SC-MIMO 多重の伝送特性を比較的少ない演算量で改善できる。しかしながら、MMSE 周波数領域

空間フィルタリングでは信号検出後に残留符号間干渉および残留アンテナ間干渉が発生するため伝送特性が劣化してしまい、最尤検出(MLD)[6]との差は大きい。

一方、MLDは、最適な伝送特性を実現できる技術であるが、SC-MIMO多重に適用した場合には、その演算量が膨大となるという問題がある(例えば、X-QAMを用い、送信アンテナ本数を $N_t$ 、ブロックサイズを $N_c$ とすると、送信系列の候補数は $X^{N_t N_c}$ となる)。そこで最近、CP-SC MIMO多重においてQR分解とMアルゴリズムを用いる演算量削減型MLDが提案されている[7](本論文では、QRM-MLブロック信号検出(QRM-MLBD)と呼ぶ)。QRM-MLBDでは、空間および周波数領域のチャネルと離散フーリエ変換(DFT)との連結を1つの等価チャネルとみなしQR分解を適用する。文献[7]において、QRM-MLBDは、MMSE周波数領域空間フィルタリングに比べてCP-SC MIMO多重のバケット誤り率(PER)特性を大幅に改善できることが示されている。しかしながら、Mアルゴリズムにおける生き残りパス数 $M$ の値を小さくすると、Mアルゴリズムの初期ステージで正しいパスを削除してしまう確率が増加するため、十分な特性改善効果を得るためには、生き残りパス数 $M$ の値を非常に大きくする必要があった。しかし、生き残りパス数 $M$ の増加は、演算量の増加を伴う。文献[7]では、この問題を解決するためのオーダリング法が提案されているが、まだ十分なPER特性を得るために必要な生き残りパス数 $M$ の値は大きい。

本報告では、SC-MIMO多重において、十分なPER特性を得るために必要な生き残りパス数 $M$ の値をさらに削減するために、既知系列を利用したQRM-MLBDを提案する。筆者らは以前、シングル送受信アンテナ(SISO)時において、CP-SC伝送の代わりに既知系列を利用したSC伝送(TA-SC伝送)[8, 9]を用い、その既知系列を利用することで、QRM-MLBDを用いるSC伝送において十分な伝送特性を得るために必要な生き残りパス数 $M$ の値を大幅に減少できることを示した[10]。TA-SC MIMO多重では、Mアルゴリズムの初期ステージにおけるパスの選択・削除に影響を与えるシンボルが各アンテナから送信された既知系列に対応するために、初期ステージで正しいパスを削除してしまう確率を大幅に減少できる。

本報告の構成は以下のようになっている。第2章ではQRM-MLBDを用いるTA-SC MIMO多重について述べる。第3章では、計算機シミュレーションにより平均PER特性を明らかにし、TA-SC MIMO多重は、CP-SC MIMO多重に比べて同等のPER特性を達成するために必要な生き残りパス数 $M$ の値を大幅に削減できることを示す。第4章でまとめる。

## 2. QRM-MLBD を用いる TA-SC MIMO 多重

### 2.1. 信号伝送系

図1にQRM-MLBDを用いるTA-SC MIMO多重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、送信アンテナ毎に符号化、パンクチャおよびインターリーブを行った後の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第 $n_t$ 送信アンテナ( $n_t=1,2,\dots,N_t$ )におけるデータ

シンボルブロックをベクトル $\mathbf{d}_{n_t} = [d_{n_t}(0), \dots, d_{n_t}(t), \dots, d_{n_t}(N_c-1)]^T$ 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 $\mathbf{d}_{n_t}$ に既知系列を付加することで得られる第 $n_t$ 送信アンテナにおける送信ブロック $\mathbf{s}_{n_t}$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_{n_t} &= [s_{n_t}(0), \dots, s_{n_t}(N_c + N_g - 1)]^T \\ &= [d_{n_t}(0), \dots, d_{n_t}(N_c - 1), u_{n_t}(0), \dots, u_{n_t}(N_g - 1)]^T \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{d}_{n_t} \\ \mathbf{u}_{n_t} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1)$$

ここで、 $\mathbf{u}_{n_t} = [u_{n_t}(0), \dots, u_{n_t}(t), \dots, u_{n_t}(N_g - 1)]^T$ は、第 $n_t$ 送信アンテナにおける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。図2にTA-SC伝送のブロック構成を示し、CP-SC伝送と比較する。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。既知系列がCPと同じ働きをするためには、データシンボル数と既知シンボル数を合計したシンボル数を受信側におけるDFT長とする必要がある。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、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 $N_g$ とし、CP-SC伝送のデータシンボル長およびCP長と同じとした。したがって、TA-SC伝送とCP-SC伝送では、受信側におけるDFTブロック長が異なり、TA-SC伝送では $N_c + N_g$ 、CP-SC伝送では $N_c$ となる。

各送信アンテナから送信された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ネルを伝搬して受信されるものとする。全ブロックで共通の既知系列を用いているため、 $L \leq N_g$ を満たす場合には、 $N_c + N_g$ ポイントDFT後に得られる第 $n_r$ 受信アンテナにおける周波数領域受信シンボルベクトル $\mathbf{Y}_{n_r} = [Y_{n_r}(0), \dots, Y_{n_r}(k), \dots, Y_{n_r}(N_c + N_g - 1)]^T$ は次式で表わされる。

$$\mathbf{Y}_{n_r} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{n_t=1}^{N_t} \mathbf{H}_{n_t, n_r} \mathbf{F}^{(N_c + N_g)} \mathbf{s}_{n_t} + \mathbf{N}_{n_r} \quad (2)$$

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。 $\mathbf{H}_{n_t, n_r}$ は、第 $n_t$ 送信アンテナと第 $n_r$ 受信アンテナ間の周波数領域チャネル行列であり、次式で表される。

$$\mathbf{H}_{n_t, n_r} = \text{diag}[H_{n_t, n_r}(0), \dots, H_{n_t, n_r}(k), \dots, H_{n_t, n_r}(N_c + N_g - 1)] \quad (3)$$

ただし、 $H_{n_t, n_r}(k)$ ,  $k=0 \sim N_c + N_g - 1$ は、第 $k$ 周波数におけるチャネル利得である。 $\mathbf{F}^{(J)}$ は次式で表わされる $J \times J$  DFT行列である。

$$\mathbf{F}^{(J)} = \frac{1}{\sqrt{J}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{1 \times 1}{J}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{1 \times (J-1)}{J}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{(J-1) \times 1}{J}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{(J-1) \times (J-1)}{J}} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$\mathbf{N}_{n_r} = [N_{n_r}(0), \dots, N_{n_r}(k), \dots, N_{n_r}(N_c + N_g - 1)]^T$  は周波数領域雑音ベクトルであり、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、 $N_0$  は加法的白色ガウス雑音 (AWGN) の片側電力スペクトル密度である。

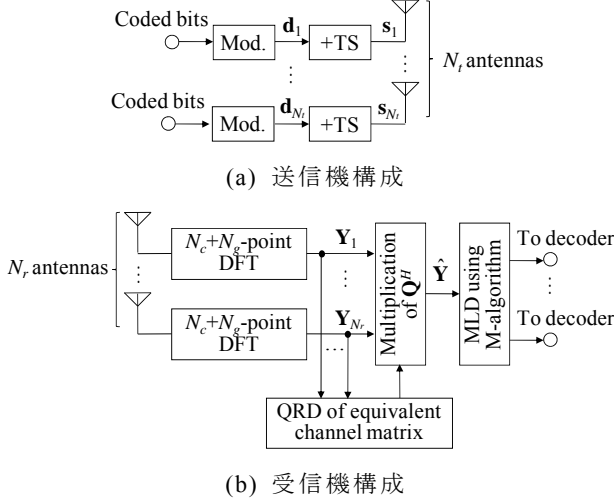


図 1 QRM-MLBD を用いる TA-SC MIMO 多重伝送系

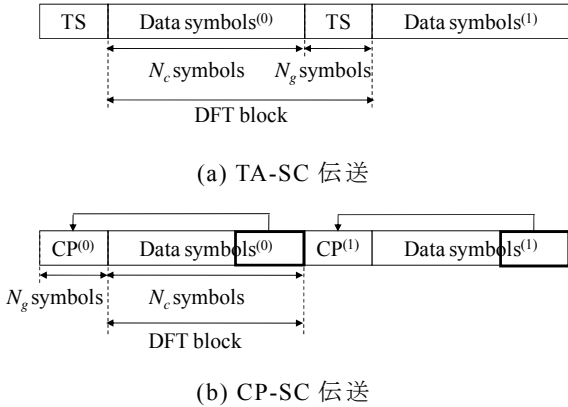


図 2 TA-SC 伝送と CP-SC 伝送のブロック構成の比較

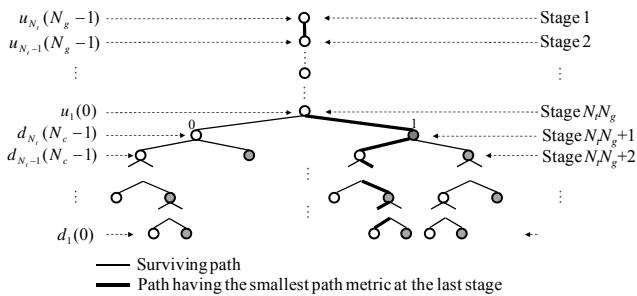


図 3 M アルゴリズムを用いる MLD (BPSK,  $M=3$ )

## 2.2. QRM-MLBD

式(2)から、 $N_r(N_c + N_g) \times 1$  拡張周波数領域受信信号ベクトル  $\bar{\mathbf{Y}}$  が次式のように定義できる [7] (以上では、簡単のため  $(N_c + N_g)$  の表記を省略している)。

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{Y}} &= \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{Y}_{N_r} \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{1,1} & \mathbf{H}_{2,1} & \cdots & \mathbf{H}_{N_r,1} \\ \mathbf{H}_{1,2} & \mathbf{H}_{2,2} & \cdots & \mathbf{H}_{N_r,2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_{1,N_r} & \mathbf{H}_{2,N_r} & \cdots & \mathbf{H}_{N_r,N_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{F} & \mathbf{0} \\ \mathbf{F} & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{F} \end{bmatrix} \\ &\quad \times \begin{bmatrix} \mathbf{s}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{s}_{N_r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{N}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{N}_{N_r} \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{s}} + \bar{\mathbf{N}} \end{aligned} \quad (5)$$

ここで、 $\bar{\mathbf{H}}$  は、 $N_r(N_c + N_g) \times N_r(N_c + N_g)$  等価チャネル行列、 $\bar{\mathbf{s}}$  は  $N_r(N_c + N_g) \times 1$  拡張送信シンボルベクトルおよび  $\bar{\mathbf{N}}$  は  $N_r(N_c + N_g) \times 1$  拡張雑音ベクトルである。空間および周波数領域のチャネルおよび DFT との連結を 1 つの等価チャネルと見なすことによって SC-MIMO 多重に対して QRM-MLBD を適用できる。

QRM-MLBD はオーダリング、QR 分解および M アルゴリズムを用いる MLD の 3 つのステップからなる。

### 2.2.1. オーダリング

文献 [7] では、QRM-MLBD における 2 つのオーダリング法が提案されており (アンテナ単位オーダリングおよび符号単位オーダリング)、符号単位オーダリングがアンテナ単位オーダリングに比べて PER 特性を大幅に改善できることが示されている。また、TA-SC MIMO 多重を用いた場合には、符号単位オーダリングを用いることで各送信アンテナから送信された既知系列ベクトルがすべてオーダリング後の拡張送信シンボルベクトルの下部に集まることになる。その場合、信号電力が十分に得られないために正しいパスを削除してしまう確率が高い M アルゴリズムの初期ステージにおいてパスの選択・削除に影響を与えるシンボルが各アンテナから送信された既知系列に対応することになる。したがって、TA-SC MIMO 多重および符号単位オーダリングを用いれば、初期ステージに対応するシンボルが既知系列になるために、正しいパスを削除してしまう確率を大幅に減少できる。符号単位オーダリング後の拡張送信シンボルベクトルは次式のように表される。

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{s}}^{order} &= [s_1(0), \dots, s_{N_r}(0), \dots, s_1(N_c + N_g - 1), \dots, s_{N_r}(N_c + N_g - 1)]^T \\ &= [\mathbf{d}^T(0), \mathbf{d}^T(1), \dots, \mathbf{d}^T(N_c - 1), \mathbf{u}^T(0), \dots, \mathbf{u}^T(N_g - 1)]^T \end{aligned} \quad (6)$$

ここで、 $\mathbf{d}^T(t)$  および  $\mathbf{u}^T(t)$  は、それぞれ送信ブロック内の第  $t$  番目の  $N_r \times 1$  データシンボルベクトルおよび  $N_r \times 1$  既知系列ベクトルである。

### 2.2.2. QR 分解

列ベクトルを拡張送信シンボルベクトルのオーダリングと同様に並び替えた後の等価チャネル行列  $\bar{\mathbf{H}}^{order}$  に次式のような QR 分解を適用する。

$$\bar{\mathbf{H}}^{order} = \mathbf{Q}\mathbf{R} \quad (7)$$

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

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{Y}} &= [\hat{Y}(1), \dots, \hat{Y}(n), \dots, \hat{Y}(N_t(N_c+N_g))]^T \\ &= \mathbf{Q}^H \bar{\mathbf{Y}} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{R} \bar{\mathbf{s}}^{order} + \mathbf{Q}^H \bar{\mathbf{N}} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{bmatrix} R_{1,1} & \dots & R_{1,N_r N_c} & R_{1,N_r N_c+1} & \dots & R_{1,N_r(N_c+N_g)} \\ & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ & & R_{N_r N_c, N_r N_c} & R_{N_r N_c, N_r N_c+1} & \dots & R_{N_r N_c, N_r(N_c+N_g)} \\ & & \mathbf{0} & R_{N_r N_c+1, N_r N_c+1} & \dots & R_{N_r N_c+1, N_r(N_c+N_g)} \\ & & & \ddots & \ddots & \vdots \\ & & & & & R_{N_r(N_c+N_g), N_r(N_c+N_g)} \end{bmatrix} \\ &\quad \times \begin{bmatrix} \mathbf{d}(0) \\ \vdots \\ \mathbf{d}(N_c-1) \\ \mathbf{u}(0) \\ \vdots \\ \mathbf{u}(N_g-1) \end{bmatrix} + \mathbf{Q}^H \bar{\mathbf{N}} \end{aligned} \quad (8)$$

### 2.2.3. M アルゴリズムを用いる MLD

式(8)から、ML解は、図3に示すような $N_t(N_c+N_g)$ ステージで構成される木構造の中で最小のユークリッド距離をもつパスを探索することで得られる。しかし、符号単位オーダリングを用いるTA-SC MIMO多重の場合、 $\bar{\mathbf{Y}}$ の第 $N_r N_c+1 \sim N_r(N_c+N_g)$ 番目の要素には、既知系列しか含まれていないため、第 $1 \sim N_r N_g$ ステージは省くことができ、第 $N_r N_g+1$ ステージからMアルゴリズムを開始できる。

各ステージ( $N_r N_g+1 \sim N_r(N_c+N_g)$ )では、二乗ユークリッド距離に基づくパスメトリックを計算し、パスメトリックが小さい順に $M$ 個のパスを生き残りパスとして選択する。無符号化伝送の場合には、最終ステージ(第 $N_t(N_c+N_g)$ ステージ)において最もパスメトリックの小さいパスに対応するシンボル候補系列を用いてデータ復調を行う。一方、符号化伝送の場合には、復号器への軟入力として対数尤度比(LLR)が必要となる。しかしながら、QRM-MLBDでは最終ステージにおいて、1または0のビットを有する生き残りパスが存在しないビットが生じるため、最終ステージのパスメトリックだけでは、すべてのビットのLLRを計算することができない。本報告では、生き残りパスが存在しないビットに対するLLR推定法として文献[12]で提案されている手法を用いた。各ステージでは、1および0のビットを有する生き残りパスが存在する各ビットに対してはそのパスメトリックを用いて近似LLRを計算し、ステージ毎に1および0のビットを有する生き残りパスが存在する各ビットの近似LLRを更新する。1および0のビットを有する生き残りパスが存在しない各ビットのLLRについては、直前までに更新された近似LLRが用いられる。

表1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter	Channel code	Turbo code ( $R=1/2, 3/4, 8/9, 1$ )
	Data modulation	16QAM
Channel	Number of transmit antennas	$N_t=4$
	Data symbol block length	$N_c=64$
	TS or CP lengths	$N_g=16$
	Fading type	Frequency-selective block Rayleigh
Receiver	Power delay profile	$L=16$ path exponential power delay profile
	Decay factor	$\alpha=3$ dB
	Time delay	$\tau_l=l$ ( $l=0 \sim L-1$ )
	Number of receive antennas	$N_r=4$
	Channel estimation	Ideal

## 3. 計算機シミュレーション

既知系列を利用したQRM-MLBDを用いる $4 \times 4$  TA-SC MIMO多重の平均PER特性を計算機シミュレーションにより評価し、従来のQRM-MLBDを用いるCP-SC MIMO多重と比較する。計算機シミュレーション諸元を表1に示す。2個の(13,15)再帰的組織畳み込み(RSC)符号器を用いた符号化率 $1/3$ のターボ符号化を用いる。ターボ符号器出力の2つのパリティビット系列を周期的にパンクチャして、符号化率 $R=1/2, 3/4$ および $8/9$ の符号化系列を生成する。ターボ復号器では、Log-MAPアルゴリズムを用い、復号の繰り返し回数は6回とした。1パケット長は4096ビットである。データ変調方式としては16QAMを用いている。データシンボル数は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、減衰係数3dBの指数減衰電力遅延プロファイルを有する $L=16$ パスの周波数選択性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。

### 3.1. 平均 PER 特性

図4に無符号化時( $R=1$ )のQRM-MLBDを用いるTA-SC MIMO多重のPER特性を示す。ここで、横軸 $E_b/N_0(=R(E_s/N_0)(1+N_g/N_c)/4)$ 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。 $M$ の値は1, 4, 16, 64, 256としている。また、比較のためQRM-MLBDを用いるCP-SC MIMO多重を用いた場合の平均PER特性[7]およびMMSE周波数領域空間フィルタリングを用いる場合も示す。 $M$ の値が小さい場合、QRM-MLBDを用いるCP-SC MIMO多重では、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、PER特性が劣化する。一方、QRM-MLBDを用いるTA-SC MIMO多重では、 $M$ の値が小さくても優れたPER特性が得られる。QRM-MLBDを用いるTA-SC MIMO多重は、 $M=16$ 程度で $M=1024$ の従来のQRM-MLBDを用いるCP-SC MIMO多重と同等のPER特性を達成できる。したがって、TA-SC MIMO多重は、CP-SC MIMO多重に比べて二乗ユークリッド距離の計算に必要な演算量を大幅に低減できる。演算量の比較については次節(3.2節)で議論する。また、 $M=16$ の

QRM-MLBDは、MMSE周波数領域空間フィルタリングに比べてPER=10<sup>-2</sup>を達成するための所要E<sub>b</sub>/N<sub>0</sub>を約16.5dB低減できる。

図5にターボ符号化時(R=1/2, 3/4および8/9)のQRM-MLBDを用いるTA-SC MIMO多重のPER特性を示す。Mの値は1, 4, 16, 64, 256としている。ターボ符号化伝送の場合も同様にQRM-MLBDを用いるTA-SC MIMO多重では、Mの値が小さくても優れたPER特性が得られる。M=1024の従来のQRM-MLBDを用いるCP-SC MIMO多重と同等のPER特性を達成するために必要なMの値は、R=1/2, 3/4および8/9の時にそれぞれ、M=64, 16および16である。また、M=16のQRM-MLBDは、MMSE周波数領域空間フィルタリングに比べてPER=10<sup>-2</sup>を達成するための所要E<sub>b</sub>/N<sub>0</sub>をR=1/2, 3/4および8/9の時にそれぞれ、約2dB, 7dBおよび10dB低減できる。

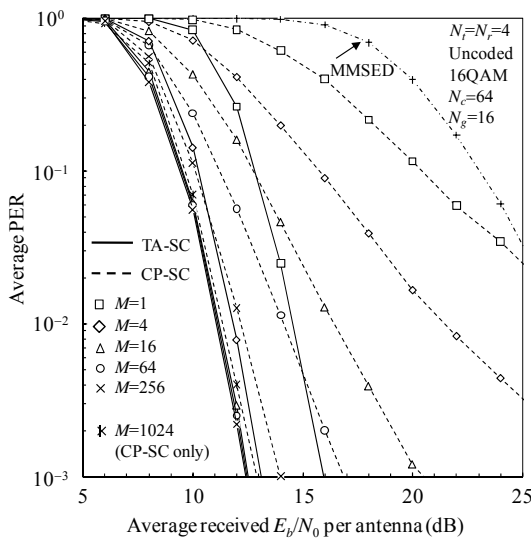
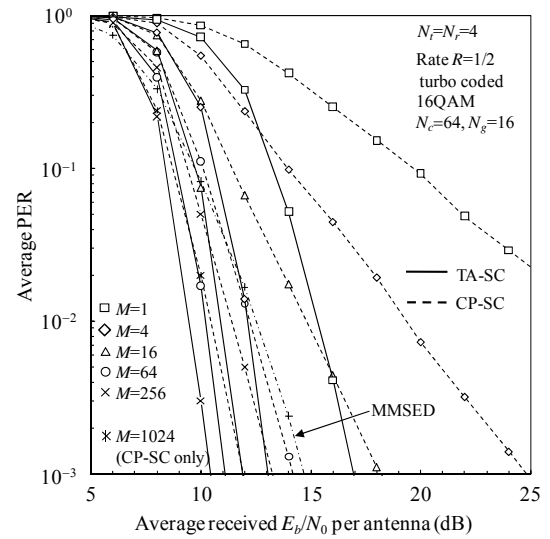


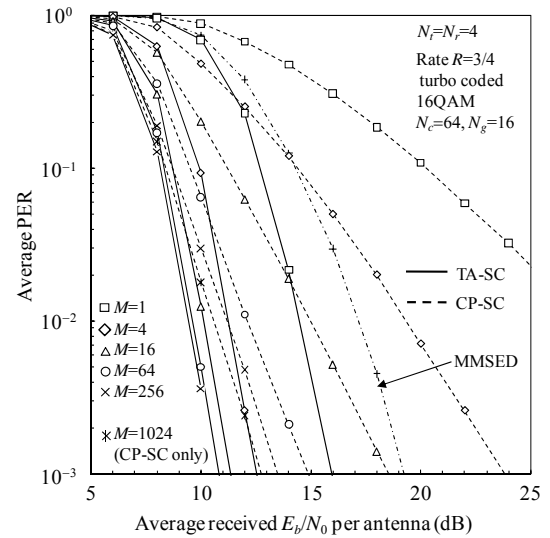
図4 平均 PER 特性(無符号化)

表2 1ブロックあたりの複素乗算回数(16QAM, Nr=Nf=4, Nc=64 および Ng=16)

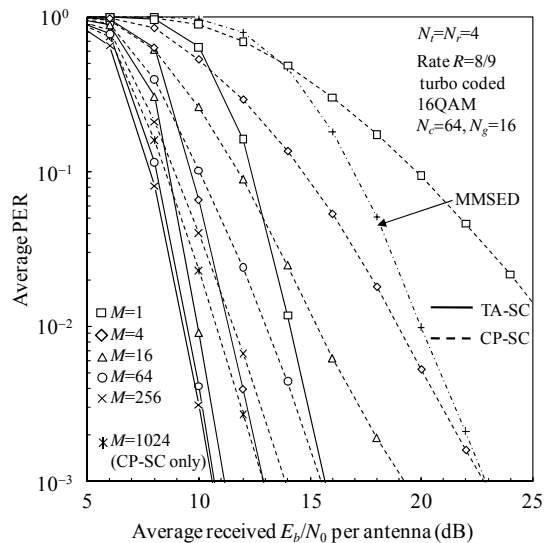
	TA-SC MIMO(M=16)	CP-SC MIMO(M=1024)
DFT	2.6×10 <sup>4</sup>	1.6×10 <sup>4</sup>
Equivalent channel matrix generation	1.0×10 <sup>5</sup>	6.6×10 <sup>6</sup>
QR decomposition [13]	3.3×10 <sup>7</sup>	4.2×10 <sup>6</sup>
Multiplication of Q <sup>H</sup>	1.0×10 <sup>5</sup>	6.6×10 <sup>4</sup>
Squared Euclidian distance calculations	1.3×10 <sup>7</sup>	5.4×10 <sup>8</sup>
Total	4.6×10 <sup>7</sup>	5.5×10 <sup>8</sup>



(a) R=1/2



(b) R=3/4



(c) R=8/9

図5 平均 PER 特性(ターボ符号化)

## 3.2. 演算量

QRM-MLBD を用いる TA-SC MIMO 多重および CP-SC MIMO 多重の演算量を複素乗算回数の観点から比較する. 表 2 に 16QAM を用い,  $N_t=N_r=4$ ,  $N_c=64$  および  $N_g=16$  の場合における 1 ブロックあたりの複素乗算回数を示す. 生き残りパス数  $M$  の値は, TA-SC MIMO 多重では  $M=16$ , CP-SC MIMO 多重では  $M=1024$  としている. TA-SC MIMO 多重において必要な複素乗算回数は, DFT に  $N_r(N_c+N_g)^2$ , QR 分解に  $N_rN_t^2(N_c+N_g)^3$ ,  $\mathbf{Q}^H$  の乗算に  $N_rN_t(N_c+N_g)^2$ , 二乗ユークリッド距離の計算に  $32+16N_rN_g+16M\sum_{n=1}^{N_rN_c-1}(n+N_rN_g+2)$  である. 一方, CP-SC MIMO 伝送においては, DFT に  $N_rN_c^2$ , QR 分解に  $N_rN_t^2N_c^3$ ,  $\mathbf{Q}^H$  の乗算に  $N_rN_tN_c^2$ , 二乗ユークリッド距離の計算に  $32+16M\sum_{n=1}^{N_rN_c-1}(n+2)$  である. TA-SC MIMO 多重は, 等価チャネル行列のサイズが CP-SC MIMO 多重に比べて大きいため, 変換後の受信信号ベクトルを得るまでの演算量が大きい. しかしながら, 前で述べたように TA-SC MIMO 多重は  $M$  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, 同等の PER 特性が得られる  $M=16$  の QRM-MLBD を用いる TA-SC MIMO 多重と  $M=1024$  の QRM-MLBD を用いる CP-SC MIMO 多重を比較すると, TA-SC MIMO 多重は, 全体の演算量を CP-SC MIMO 多重の約 8% に削減することができる(本報告で用いている LLR 推定法 [12] は, 各ステージにおけるパスメトリックを利用して LLR を計算できるため, その演算量はターボ復号の演算量を除けば, 無符号化時とほぼ同等である). 一方で, MMSE 周波数領域空間フィルタリングと比べるとその演算量は, 約 450 倍となる.

## 4. まとめ

本報告では, SC-MIMO 多重において, 十分な PER 特性を得るために必要な生き残りパス数  $M$  の値を削減するために, 既知系列を利用した SC-MIMO 多重 (TA-SC MIMO 多重) を用い, その既知系列を利用した QRM-MLBD を提案した. TA-SC MIMO 多重では, M アルゴリズムの初期ステージにおけるパスの選択・削除に影響を与えるシンボルが各アンテナから送信された既知系列に対応するために, 初期ステージで正しいパスを削除してしまう確率を大幅に減少できる. 16QAM を用いる  $4\times 4$  MIMO 多重の場合,  $M=16$  程度で  $M=1024$  の従来の QRM-MLBD を用いる CP-SC MIMO 多重と同等の PER 特性を達成できることを示した. その結果, 全体の演算量は CP-SC MIMO 多重の約 8% に削減することができることも示した. また, MMSE 周波数領域空間フィルタリングと比べて演算量の増加は伴うものの, 非常に優れた PER 特性を達成できることを示した. 今後の検討課題としては, 周波数領域ターボ等化 [14] との比較が挙げられる.

## 文 献

- [1] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limit of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Commun.*, Vol. 6, No. 3, pp. 311-335, 1998.
- [2] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.
- [3] K. Higuchi, H. Kawai, N. Maeda, H. Taoka, and M. Sawahashi, "Experiments on real-time 1-Gb/s packet transmission using MLD-based signal detection in MIMO-OFDM broadband radio access," *IEEE Journal on Selected Areas in Commun.*, Vol. 24, No. 6, pp. 1141-1153, June 2006.
- [4] A. Nakajima, D. Garg, and F. Adachi, "Throughput of turbo coded hybrid ARQ using single-carrier MIMO multiplexing," in *Proc. IEEE 61st Vehicular Technology Conference (VTC2005-Spring)*, Vol. 1, pp. 610-614, 30 May-1 June 2005.
- [5] N. Benjamin, L. Chan-Tong, and D. Falconer, "Turbo frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, Vol. 6, No. 2, pp. 759-767, Feb. 2007.
- [6] A. van Zelst, R. van Nee, and G. A. Awater, "Space division multiplexing (SDM) for OFDM systems," in *Proc. IEEE 51st Vehicular Technology Conference (VTC2000-Spring)*, Vol. 2, pp. 1070-1074, May 2000.
- [7] 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 2009)*, pp. 1-6, Apr. 2009.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] T. Yamamoto, K. Takeda, and F. Adachi, "Training Sequence-aided Single-carrier Block Signal Detection Using QRM-MLD," in *Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC 2010)*, pp. 1-6, Apr. 2010.
- [11] G. H. Golub and C. F. van Loan, *Matrix Computations*, 3rd ed. Baltimore, MD, Johns Hopkins Univ. Press, 1996.
- [12] W. Shin, H. Kim, M. Son, and H. Park, "An improved LLR computation for QRM-MLD in coded MIMO systems," in *Proc. IEEE 66th Vehicular Technology Conference (VTC2007-Fall)*, pp. 447-451, 30 Sept.-3 Oct. 2007.
- [13] D. Morale-Jimenez, J. F. Paris, and J. T. Entrambasaguas, "Performance tradeoff among low-complexity detection algorithm for MIMO-LTE receivers," *International Journal of Commun. Systems*, Vol. 22, No. 7, pp. 885-897, July 2009.
- [14] R. Viosz, A. O. Berthet, and S. Chtourou, "Frequency-domain block turbo-equalization for single-carrier transmission over MIMO broadband wireless channel," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol. 54, No. 12, pp. 2144-2149, Dec. 2006.