

# アンテナ受信ダイバーシチと QRM-MLD を用いる シングルキャリア伝送

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 マルチ送受信アンテナ(MIMO)空間多重では、受信信号をベクトルとし、チャンネルを行列として信号検出する方法がよく知られており、さまざまな信号検出法が提案されている。筆者らはこれまで、シングルキャリア(SC)伝送の周波数領域受信信号が MIMO 多重の受信信号表現と同様に表わされることから、MIMO 多重における信号検出法が適用できることを指摘してきた。本論文では、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法(QRM-MLD)とアンテナ受信ダイバーシチとを SC 伝送に適用している。そして、このときの誤り率(BER)特性を計算機シミュレーションにより求め、QRM-MLD と受信ダイバーシチと併用することで 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レプリカ候補数を削減しつつ優れた BER 特性が得られることを示す。

キーワード シングルキャリア、V-BLAST 検出、QRM-MLD、アンテナダイバーシチ受信

## Single Carrier Transmissions with Joint Antenna Receive Diversity and QRM-MLD

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** In multiple-input multiple-output (MIMO) special multiplexing, vector and matrix representations are often used for the received signal and channel to carry out these signal detection. In our recent paper, we pointed out that the frequency-domain received signal in single-carrier (SC) transmissions is expressed similar to that of MIMO multiplexing and the signal detection schemes for MIMO multiplexing can be applied to the SC detection. In this paper, maximum likelihood detection employing QR decomposition and M-algorithm (QRM-MLD) and antenna receive diversity are applied. We evaluate, by computer simulation, the BER performance of SC transmissions with joint use of antenna receive diversity and QRM-MLD to show that the number of surviving symbol replica candidates can be kept small. We compare joint use of antenna receive diversity and QRM-MLD with joint use of antenna receive diversity and V-BLAST detection.

**Keyword** Single-carrier, V-BLAST detection, QRM-MLD, antenna diversity

### 1. まえがき

次世代の移動通信では、高速かつ高品質なデータ伝送の実現が望まれている。移動無線チャンネルは、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ンネルであるため、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],[2]。最近では、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 SC 伝送のビット誤り率(BER)特性を大幅に改善できることが示されてきた[3],[4]。しかしながら、従来の MMSE-FDE を用いる SC 伝送では、残留 ISI による伝送特性の劣化が生じてしまう[5]。

筆者らは以前、SC 伝送の周波数領域受信信号がマルチ送受信アンテナ(MIMO)の受信信号表現と同様に表わされることから、SC 伝送に MIMO 多重における信号検出法が適用できることを指摘した[6]。そして、

MMSE 検出[2]および Vertical-Bell Laboratories layered space-time architecture (V-BLAST)検出[7]を SC 伝送に適用した時の BER 特性を明らかにし、V-BLAST を適用した SC 伝送では従来の MMSE-FDE を用いた SC 伝送よりも優れた BER 特性が得られることを示した。しかし、高多値変調では BER の理論的下界からの劣化がまだ残ってしまう。一方、MIMO 多重において最も優れた伝送特性が得られる信号検出法は最尤検出(MLD)法[2, 8]である。しかし、MLD 法を SC 伝送に適用した場合、 $X$  を変調レベル、 $N_c$  を判定に用いるブロックサイズとして、送信シンボル系列の候補数は  $X^{N_c}$  となり、信号検出のための演算処理量が膨大になってしまう。文献[9]では、DFT 拡散 OFDM(SC-FDMA)に QR 分解と M アルゴリズムを用いる演算量削減型 MLD 法(QRM-MLD)[10]を適用し信号検出を行う方法が提案されており、従来の MMSE に比べて非常に優れた BER 特性が得られることが示されている。QRM-MLD を適

用した SC 伝送では、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レプリカ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。しかし、生き残りシンボルレプリカ候補数の増加は演算量の増加をとまなう。受信ダイバーシチを用いることで、BER の理論的下界に近い特性が得られる生き残りシンボルレプリカ候補数の削減が期待できる。

本論文では、SC 伝送に受信ダイバーシチと QRM-MLD を適用した時の BER 特性を計算機シミュレーションにより求め、受信ダイバーシチを用いることで QRM-MLD の 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レプリカ候補数を削減しつつ優れた BER 特性が得られることを示す。また、先に示した V-BLAST 検出についても受信ダイバーシチを導入し、QRM-MLD と比較している。

本論文の構成は以下のようになっている。第 2 章では SC 受信信号の行列表現について述べる。第 3 章ではアンテナダイバーシチ受信を用いる QRM-MLD について述べる。第 4 章では、繰り返し V-BLAST 検出について述べる。第 5 章では、平均 BER 特性を計算機シミュレーションによって求め、最後に第 6 章でまとめる。

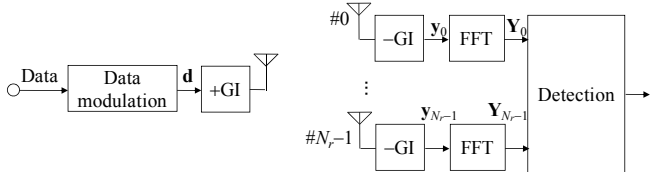


図 1 受信ダイバーシチを用いるシングルキャリア伝送系

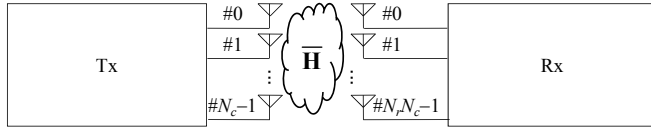


図 2 受信ダイバーシチを用いる SC 伝送と等価である  $(N_r N_c \times N_c)$  MIMO チャンネル

## 2. シングルキャリア受信信号の行列表現

図 1 に受信ダイバーシチを用いる SC 伝送系を示す。本論文では、 $N_r$  本の受信アンテナを用いるものとする。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。最後に、 $N_c$  シンボルブロックの後尾  $N_g$  シンボルをサイクリックプリフィックス(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。

送信信号は  $L$  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。送信アンテナと第  $m(m=0 \sim N_r-1)$  受信アンテナ間のチャンネルのインパルス応答  $h_m(\tau)$  は次式で表される。

$$h_m(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,l} \delta(\tau - \tau_{m,l}) \quad (1)$$

ここで、 $h_{m,l}$  および  $\tau_{m,l}$  はそれぞれ送信アンテナと第  $m$

受信アンテナ間の第  $l$  パスの複素パス利得および遅延時間であり、 $E[\sum_{l=0}^{L-1} |h_{m,l}|^2] = 1$  であるものとしている。

GI を削除した後の第  $m$  受信アンテナの受信信号ベクトル  $\mathbf{y}_m = [y_m(0), \dots, y_m(N_c-1)]^T$  は次式のようになる。

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

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。 $\mathbf{n}_m = [n_m(0), \dots, n_m(N_c-1)]^T$  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、 $\mathbf{h}_m$  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。

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

受信機では、各アンテナ毎に  $N_c$  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  $\mathbf{Y}_m = [Y_m(0), \dots, Y_m(N_c-1)]^T$  は次式で表わされる。

$$\mathbf{Y}_m = \mathbf{F} \mathbf{y}_m = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H}_m \mathbf{F} \mathbf{d} + \mathbf{N}_m = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \bar{\mathbf{H}}_m \mathbf{d} + \mathbf{N}_m \quad (4)$$

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。

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \begin{bmatrix} e^{-j2\pi \frac{0 \times 0}{N_c}} & e^{-j2\pi \frac{0 \times 1}{N_c}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{0 \times (N_c-1)}{N_c}} \\ e^{-j2\pi \frac{1 \times 0}{N_c}} & e^{-j2\pi \frac{1 \times 1}{N_c}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{1 \times (N_c-1)}{N_c}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j2\pi \frac{(N_c-1) \times 0}{N_c}} & e^{-j2\pi \frac{(N_c-1) \times 1}{N_c}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{(N_c-1) \times (N_c-1)}{N_c}} \end{bmatrix} \quad (5)$$

また、上式  $\mathbf{F}$  を用いて  $\mathbf{F} \mathbf{h}_m \mathbf{F}^H = \text{diag}[H_m(0), \dots, H_m(N_c-1)] \equiv \mathbf{H}_m$  のように固有値分解できる[11]ことを用いている。ただし、 $(\cdot)^H$  はエルミート転置操作を表し、 $H_m(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,l} \exp(-j2\pi k \tau_{m,l} / N_c)$  である。 $\bar{\mathbf{H}}_m = \mathbf{H}_m \mathbf{F}$  および  $\mathbf{N}_m$  はそれぞれ第  $m$  アンテナにおける等価チャンネル利得行列と雑音ベクトルである。式(4)から、各アンテナの周波数領域受信信号は、送受信アンテナ数が  $N_c$  本でチャンネル行列が  $\bar{\mathbf{H}}_m$  である MIMO 受信信号表現と同様である。ここで、全受信アンテナの周波数領域受信信号をまとめて次式のように表すこととする。

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_0 \\ \vdots \\ \mathbf{Y}_{N_r-1} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{H}}_0 \\ \vdots \\ \bar{\mathbf{H}}_{N_r-1} \end{bmatrix} \mathbf{d} + \begin{bmatrix} \mathbf{N}_0 \\ \vdots \\ \mathbf{N}_{N_r-1} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \bar{\mathbf{H}} \mathbf{d} + \mathbf{N}$$

$\mathbf{Y}$  は  $N_r N_c \times 1$  ベクトルであり、 $\bar{\mathbf{H}}$  および  $\mathbf{N}$  はそれぞれ  $N_r N_c \times N_c$  拡張等価チャンネル利得行列と  $N_r N_c \times 1$  の拡張雑音ベクトルである。式(6)から、受信ダイバーシチを用いた場合、SC 伝送の全受信アンテナをまとめた周波数

領域受信信号ベクトル  $\mathbf{Y}$  は、図 2 のように送信アンテナ数が  $N_c$ 、受信アンテナ数が  $N_r N_c$  でチャネル行列が  $\bar{\mathbf{H}}$  である MIMO の受信信号表現と同様に表わされることがわかる。したがって、 $\bar{\mathbf{H}}$  をチャネルと見なして受信信号を検出するような MIMO 信号検出法を用いることができる。

### 3. アンテナ受信ダイバーシチを用いる QRM-MLD

#### 3.1. QRM-MLD の動作原理

QRM-MLD ではまず、拡張等価チャネル利得行列  $\bar{\mathbf{H}}$  を QR 分解する。

$$\bar{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{H}}_0 \\ \vdots \\ \bar{\mathbf{H}}_{N_r-1} \end{bmatrix} = \mathbf{Q}\mathbf{R} \quad (7)$$

$\mathbf{Q}$  は  $\mathbf{Q}^H \mathbf{Q} = \mathbf{I}$  ( $\mathbf{I}$  は単位行列) を満たす  $N_r N_c \times N_c$  の行列である。 $\mathbf{R}$  は  $N_c \times N_c$  上三角行列であり、次式で表わされる。

$$\mathbf{R} = \mathbf{Q}^H \bar{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} R_{0,0} & R_{0,1} & \cdots & R_{0,N_c-1} \\ & R_{1,1} & \cdots & R_{1,N_c-1} \\ & & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & & & R_{N_c-1,N_c-1} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$\mathbf{Q}^H$  を全受信アンテナをまとめた周波数領域受信信号ベクトル  $\mathbf{Y}$  に乗算し、次式のように周波数領域受信信号を直交化する。

$$\hat{\mathbf{Y}} = [\hat{Y}(0) \ \cdots \ \hat{Y}(N_c-1)]^T = \mathbf{Q}^H \mathbf{Y} \\ = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{R} \mathbf{d} + \mathbf{Q}^H \mathbf{N} \quad (9)$$

直交化後の周波数領域受信信号ベクトル  $\hat{\mathbf{Y}}$  に M アルゴリズムを適用する。第  $N_c-1$  番目の送信シンボルは他のシンボルからの干渉を受けることなく単独で検出可能である。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く、 $d(N_c-1)$  から順次、M アルゴリズムにより信号検出を行う。

QRM-MLD に用いる M アルゴリズムは、送信シンボル数と同じ  $N_c$  ステージで構成される。各ステージでは、直交化後の周波数領域受信信号とシンボルレプリカ候補間の 2 乗ユークリッド距離に基づくブランチメトリックを計算し、累積ブランチメトリックが小さい順に  $M$  個の生き残りシンボルレプリカ候補を選択する。2 乗ユークリッド距離に基づくブランチメトリックの計算と生き残りシンボルレプリカ候補の選択を全ステージが終了するまで繰り返して、第  $N_c-1$  ステージにおいて最も小さい累積ブランチメトリックを持つシンボルレプリカを用いて信号検出を行う。QRM-MLD を SC 伝送に適用することで、2 乗ユークリッド距離の演算回数を  $X\{1+M\sum_{n=1}^{N_c-1}(n+2)\}$  とすることができ、MLD に比べて演算量を大幅に削減できる。

#### 3.2. QRM-MLD におけるダイバーシチ効果

式(7)のように各受信アンテナの等価チャネル利得行列を単純に並べるだけでダイバーシチ効果が得られる原理について示す。 $M \times N$  MIMO 多重において MLD で得られる各信号の希望信号電力は MIMO チャネル行列の対応する列ベクトルのノルムの 2 乗で与えられる。式(9)についても同様にして、MLD で得られる第  $n$  番

目のシンボル  $d(n)$  の希望信号電力は  $\bar{\mathbf{H}}$  を QR 分解して得られる行列  $\mathbf{R}$  の第  $n$  列ベクトル  $(\mathbf{R})_n$  のノルムの 2 乗で与えられる。行列  $\mathbf{R}$  の第  $n$  列ベクトル  $(\mathbf{R})_n$  のノルムは  $(\bar{\mathbf{H}})_n$  のノルムと等しいため次式が得られる。

$$\|(\mathbf{R})_n\|^2 = \|(\bar{\mathbf{H}})_n\|^2 = \sum_{m=0}^{N_r-1} \|(\bar{\mathbf{H}}_m)_n\|^2 = \sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\bar{H}_m^{k,n}|^2 \\ = \sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left| H_m(k) \exp\left(-j2\pi \frac{k \times n}{N_c}\right) \right|^2 \quad (10) \\ = \sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_m(k)|^2$$

ただし、 $(\mathbf{A})_n$  は行列  $\mathbf{A}$  の第  $n$  列ベクトルを表している。式(10)は、直交化後の周波数領域受信信号に MLD を適用することで最大比合成 (MRC) ダイバーシチ利得が得られることを示している。また、 $\bar{\mathbf{H}}$  を QR 分解して得られる行列  $\mathbf{R}$  の対角成分の大きさは右下成分ほど小さくなり、特に  $\mathbf{R}$  の右下の数個の対角成分は大幅に小さくなる [12]。したがって、 $M$  の値が小さいと初期のステージで正しいシンボルレプリカ候補を削除してしまう確率が増加する。受信ダイバーシチを用いれば、QR 分解の後の行列  $\mathbf{R}$  の値が大きくなるため、初期のステージにおいて正しいシンボルレプリカ候補を削除してしまう確率を減らすことができる。

### 4. 繰り返し V-BLAST

繰り返し V-BLAST [6] に受信ダイバーシチを適用することができる。V-BLAST 検出では、拡張等価チャネル利得行列  $\bar{\mathbf{H}}$  をチャネルと見なして MMSE 重みを導出し、重みを乗算することで送信シンボルの検出とダイバーシチ合成を行う。QRM-MLD と同様、全送信シンボルの SINR が同じであるため、第  $n=0$  番目のシンボルから単純に順番に信号検出を行うことができる。以下では、繰り返し第  $i$  回目の第  $n(n=0 \sim N_c-1)$  レイヤにおける信号処理について述べる。

#### 4.1. 硬判定繰り返し V-BLAST

繰り返し第  $i$  回目の第  $n$  レイヤにおける周波数領域受信信号ベクトル  $\tilde{\mathbf{Y}}^{(i,n)} = [\tilde{Y}^{(i,n)}(0), \dots, \tilde{Y}^{(i,n)}(N_r N_c - 1)]^T$  は次式で与えられる。

$$\tilde{\mathbf{Y}}^{(i,n)} = \mathbf{Y} - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{\mathbf{H}} \hat{\mathbf{s}}^{(i,n)} \quad (10)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{s}}^{(i,n)}$  は硬判定シンボルレプリカベクトルであり、次式で表わされる。

$$\hat{\mathbf{s}}^{(i,n)} = [\hat{s}^{(i)}(0), \dots, \hat{s}^{(i)}(n-1), 0, \hat{s}^{(i-1)}(n+1), \dots, \hat{s}^{(i-1)}(N_c-1)]^T \quad (11)$$

$\hat{s}^{(i)}(0) \sim \hat{s}^{(i)}(n-1)$  は繰り返し  $i$  回目で検出したシンボルのレプリカである。 $\hat{s}^{(i-1)}(n+1) \sim \hat{s}^{(i-1)}(N_c-1)$  は繰り返し  $(i-1)$  回目の検出結果から生成したシンボルのレプリカである。

干渉キャンセル後の周波数領域受信信号ベクトルに繰り返し第  $i$  回目の第  $n$  レイヤにおける  $1 \times N_r N_c$  MMSE 重みベクトル  $\mathbf{W}^{(i,n)}$  を乗算し、次式のように第  $n$  番目の送信シンボルに対する軟判定値  $\tilde{d}^{(i)}(n)$  を求める。

$$\tilde{d}^{(i)}(n) = \mathbf{W}^{(i,n)} \tilde{\mathbf{Y}}^{(i,n)} \quad (12)$$

$\mathbf{W}^{(i,n)}$  は次式で与えられる。

$$\mathbf{W}^{(i,n)} = \bar{\mathbf{H}}_n^H \left[ \tilde{\mathbf{H}}^{(n)} \tilde{\mathbf{H}}^{(n)H} + \left( \frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \mathbf{I}_{N_c} \right]^{-1} \quad (13)$$

ここで、 $\tilde{\mathbf{H}}^{(n)}$  は繰り返し第  $i$  回目の第  $n$  レイヤにおける等価チャネル行列であり、次式で表わされる。

$$\tilde{\mathbf{H}}^{(n)} = \begin{cases} [\bar{\mathbf{H}}_n, \bar{\mathbf{H}}_{n+1}, \dots, \bar{\mathbf{H}}_{N_c-1}] & \text{for } i=0 \\ \bar{\mathbf{H}}_n & \text{for } i>0 \end{cases} \quad (14)$$

$\bar{\mathbf{H}}_n$  は、 $\bar{\mathbf{H}}$  の第  $n$  列ベクトルである。第 0 回目の繰り返しでは、第 0~( $n-1$ ) 番送信シンボルが完全に除去されたものと仮定して、それらのシンボルが伝搬した等価チャネル利得行列を  $\bar{\mathbf{H}}$  から除去している。一方、繰り返し第  $i$  ( $i>0$ ) 回目では、すべてのシンボルが完全に除去されたものと仮定して、第  $n$  番目の送信シンボルが伝搬した等価チャネル利得以外がすべて  $\bar{\mathbf{H}}$  から削除されている。

信号検出が終了した後、未検出の送信シンボルが存在する場合、再び干渉キャンセルおよび信号検出の信号処理を行う。全送信シンボルの信号検出の繰り返しを複数回行う。十分な繰り返しが終了した時点で各送信シンボルをデータ復調する。

## 4.2. 軟判定繰り返し V-BLAST

軟判定繰り返し V-BLAST では、対数尤度比(LLR)より軟判定レプリカを生成し、かつ残留干渉による影響を考慮した MMSE 重みベクトルを用いて信号検出を行う。第  $i$  回目の繰り返しの第  $n$  レイヤで得られた軟判定シンボル  $\tilde{d}^{(i)}(n)$  を用いて、 $n$  ( $n=0 \sim N_c-1$ ) 番目のシンボルにおける  $x$  ( $x=0 \sim X-1$ ) 番目のビット  $b_{n,x}$  の LLR  $\lambda_x^{(i)}(n)$  を求める[13]。QPSK および 16QAM の軟判定シンボルレプリカは  $\lambda_x^{(i)}(n)$  を用いて次式のように表せる[5]。

$$\tilde{s}^{(i)}(n) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{\lambda_0^{(i)}(n)}{2}\right) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{\lambda_1^{(i)}(n)}{2}\right) & \text{for QPSK} \\ \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh\left(\frac{\lambda_0^{(i)}(n)}{2}\right) \left\{ 2 + \tanh\left(\frac{\lambda_1^{(i)}(n)}{2}\right) \right\} & \text{for 16QAM} \\ + j \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh\left(\frac{\lambda_2^{(i)}(n)}{2}\right) \left\{ 2 + \tanh\left(\frac{\lambda_3^{(i)}(n)}{2}\right) \right\} & \end{cases} \quad (15)$$

繰り返し第  $i$  回目の第  $n-1$  レイヤ後に得られた軟判定シンボルレプリカベクトル  $\tilde{\mathbf{s}}^{(i,n)} = [\tilde{s}^{(i)}(0), \dots, \tilde{s}^{(i)}(n-1), 0, \tilde{s}^{(i-1)}(n+1), \dots, \tilde{s}^{(i-1)}(N_c-1)]^T$  を用いて式(10)のように干渉キャンセルを行い、干渉キャンセル後の周波数領域受信信号ベクトルに繰り返し第  $i$  回目の第  $n$  レイヤにおける  $1 \times N_r N_c$  MMSE 重みベクトル  $\mathbf{W}^{(i,n)}$  を乗算し、第  $n$  番目の送信シンボルに対する軟判定値  $\tilde{d}^{(i)}(n)$  を求める。残留干渉による影響を考慮した MMSE 重みベクトル  $\mathbf{W}^{(i,n)}$  は次式で表わされる[6, 14]。

$$\mathbf{W}^{(i,n)} = \bar{\mathbf{H}}_n^{(i,n)H} \left[ \bar{\mathbf{H}}^{(i,n)} \boldsymbol{\rho}^{(i,n)} \bar{\mathbf{H}}^{(i,n)H} + \left( \frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \mathbf{I}_{N_c} \right]^{-1} \quad (16)$$

ここで、 $\boldsymbol{\rho}^{(i,n)} = \text{diag}[\rho_0^{(i)}, \dots, \rho_{N_c-1}^{(i)}]$  は、繰り返し第  $i$  回目の第  $n$  レイヤにおける残留干渉行列であり、各対角成分  $\rho_n^{(i)}$  は次式で与えられる[5]。

$$\rho_n^{(i)} = E \left[ \left| d(n) - \tilde{s}^{(i)}(n) \right|^2 \right] = \begin{cases} 1 - \left| \tilde{s}^{(i)}(n) \right|^2 & \text{for QPSK} \\ \frac{4}{10} \tanh\left(\frac{\lambda_1^{(i)}(n)}{2}\right) + \frac{4}{10} \tanh\left(\frac{\lambda_3^{(i)}(n)}{2}\right) + 1 - \left| \tilde{s}^{(i)}(n) \right|^2 & \text{for 16QAM} \end{cases} \quad (17)$$

第  $n$  シンボルを検出対象としているので、自身の送信シンボルに対する残留干渉係数は 1 に設定する。繰り返し  $i=0$  回目の場合は、検出済みである送信シンボル(第 0~ $n-1$  番目の送信シンボル)に対しては、レプリカから求めた干渉係数を用いる。未検出である送信シンボル(ここでは、第  $n+1 \sim N_c-1$  送信シンボル)に対しては干渉係数を 1 に設定する。一方、繰り返し  $i>0$  回目では、 $i$  回目において未検出である送信シンボルの干渉係数は繰り返し( $i-1$ )回目における干渉係数を用い、繰り返し  $i$  回目に検出済みのシンボルに対しては、そのときのレプリカから求めた干渉係数を用いる。

## 5. 計算機シミュレーション

変調方式は QPSK および 16QAM, FFT ポイント数  $N_c=64$ , ガードインターバル  $N_g=16$  サンプルとした。また、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。

### 5.1. QRM-MLD における受信ダイバーシチの効果

図 3 に QRM-MLD とアンテナ受信ダイバーシチを用いるときの SC 伝送の BER 特性を示す。受信アンテナ数をパラメータとしてプロットした。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。また、比較のため従来の MMSE-FDE を用いた場合の平均 BER 特性、およびフル MLD を用いる時の BER 特性も示す。 $N_r=1$  の場合、各ステージにおける生き残りシンボルレプリカ候補数  $M$  の値を 64, 256 と大きくしないとフル MLD の BER に近い特性が達成できないことがわかる。これは、 $M$  の値が小さい場合には初期のステージで、誤って正しいシンボルレプリカ候補を削除してしまう確率が増加するためである。一方、受信ダイバーシチを用いれば、 $M=1$  の場合でも従来の MMSE-FDE より優れた BER 特性が得られ、平均 BER= $10^{-4}$  を達成する所要  $E_b/N_0$  は、 $M=4$  でフル MLD とほぼ同等となることがわかる。これは、受信ダイバーシチによって QR 分解の後の上三角行列  $\mathbf{R}$  の値が大きくなるため、初期のステージで誤って正しいシンボルレプリカ候補を削除してしまう確率が減少するためである。

### 5.2. QRM-MLD と V-BLAST 検出との比較

図 4 に QRM-MLD と硬判定繰り返し V-BLAST を適用した時の SC 伝送の BER 特性を示す。ただし、QRM-MLD における  $M$  の値は、 $N_r=1$  のときは 256 とし、 $N_r=2, 4$  のときは 4 としている。硬判定繰り返し V-BLAST では、繰り返しを 2 回以上行っても特性改善が飽和するため、繰り返し回数は 1 回とした。硬判定繰り返し V-BLAST では、検出済みのシンボルによる残留干渉を考慮せずに重みを生成するため残留 ISI を

十分に抑圧できない。したがって、 $N_r=1$  の時には、繰り返しを適用しても BER 特性をあまり改善できないことがわかる。受信ダイバーシチを適用することで残留 ISI を抑圧できるため、その特性はフル MLD の BER 特性に近づく。 $N_r=4$  の場合には、繰り返し 1 回で QRM-MLD の  $M=4$  と同等の BER 特性が得られる。したがって、 $N_r=4$  の場合では、軟判定レプリカを用いる必要はなく硬判定レプリカで十分であることがわかる。

図 5 に QRM-MLD と軟判定繰り返し V-BALST を適用した時の SC 伝送の BER 特性を示す。ただし、QRM-MLD における  $M$  の値は、 $N_r=1$  のときは 256 とし、 $N_r=2, 4$  のときは 4 としている。軟判定繰り返し V-BLAST における繰り返し回数は、十分な改善効果が得られる 1 回とした。軟判定繰り返し V-BLAST では、軟判定レプリカを用いることで誤り伝播の影響を低減でき、さらに残留干渉による影響を考慮して重みベクトルを生成しているため、硬判定繰り返し V-BLAST に比べて優れた特性が得られることがわかる。 $N_r=2$  の場合でも、繰り返し 1 回で QRM-MLD の  $M=4$  と同等の BER 特性が得られる。

### 5.3. 演算量の比較

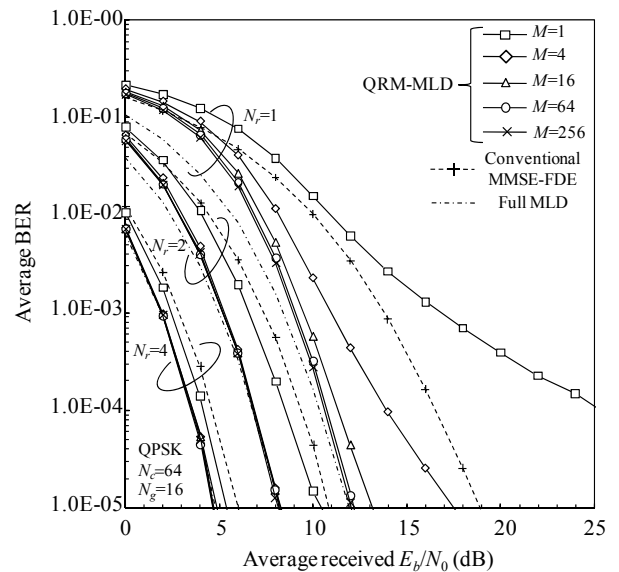
まず QRM-MLD について受信ダイバーシチを用いることによる演算量の削減効果について述べる。受信ダイバーシチを用いれば、生き残りシンボルレプリカ候補数を削減できるため、受信ダイバーシチを用いないときよりも少ない演算量で BER 特性をフル MLD の特性に近づけることができる。 $N_r=2$  および  $N_r=4$  の時、フル MLD とほぼ同等の特性が得られる  $M=4$  の QRM-MLD と  $N_r=1$  で  $M=256$  の QRM-MLD を比較すると、QPSK(16QAM)では  $N_r=2$  の場合、 $N_r=1$  の約 23(7.5)%、また  $N_r=4$  の場合、 $N_r=1$  の約 45(13)%である。

次に、QRM-MLD と V-BLAST 検出を比較する。受信ダイバーシチを用いた場合、QRM-MLD と硬判定および軟判定繰り返し V-BLAST 検出はほぼ同等の BER 特性が得られる。しかし、信号検出に必要な演算量は各信号検出で異なる。V-BLAST 検出では、演算量の大部分は各レイヤ毎の MMSE 重みの計算(逆行列演算)である。軟判定繰り返し V-BLAST では  $N_c \times N_c$  逆行列演算が  $(i+1) \times N_c$  回も必要となるため演算量は膨大となり、逆行列演算だけで複素乗算回数は  $(i+1)N_c^4$  である。硬判定繰り返し V-BLAST ではレイヤ毎に逆行列演算の行列サイズが小さくなり、繰り返しの際には逆行列演算が必要ないため逆行列演算の複素乗算回数は  $(1/2N_c(N_c+1))^2 - 1$  である。一方、QRM-MLD では、演算量の大部分は QR 分解と各ステージ毎の二乗ユークリッド距離の計算である。QR 分解および二乗ユークリッド距離の計算の乗算回数はそれぞれ  $N_r N_c^3$  および  $X\{1+(M/2)(N_c-4)(N_c+1)\}$  である。ほぼ同等の BER 特性が得られる  $N_r=2$  における  $M=4$  の QRM-MLD と繰り返し 1 回の軟判定 V-BLAST で演算量を比較すると、QRM-MLD は QPSK(16QAM)の場合、軟判定 V-BLAST の約 0.6(0.7)%である。 $N_r=4$  における  $M=4$  の QRM-MLD と繰り返し 1 回の硬判定 V-BLAST についても、QRM-MLD の演算量は QPSK(16QAM)の場合、軟判定 V-BLAST の約 2.1(2.4)%である。受信ダイバーシチを用いた場合、QRM-MLD は演算量を大幅に削減しつつフル MLD とほぼ同等の BER 特性を達成できる優れた

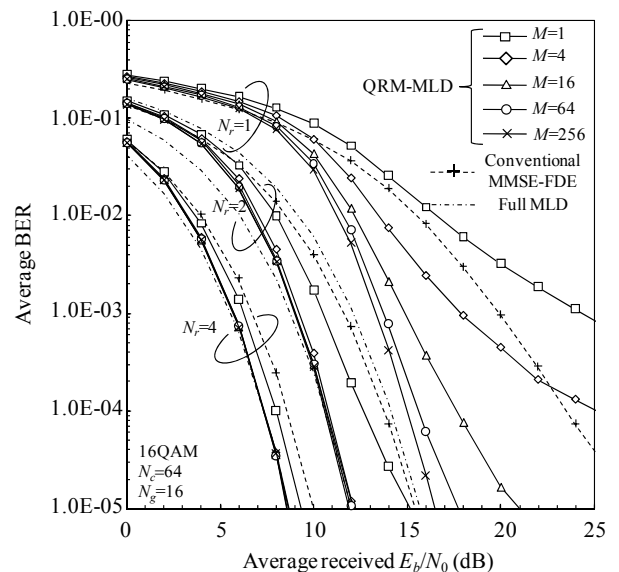
信号検出であるということが出来る。

## 6. まとめ

本論文では、SC 伝送に受信ダイバーシチと QRM-MLD を適用した時の BER 特性を計算機シミュレーションにより求め、受信ダイバーシチを用いることで QRM-MLD の  $M$  アルゴリズムの各ステージにおける生き残りシンボルレプリカ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た。また、受信ダイバーシチと V-BLAST 検出を用いる SC 伝送の BER 特性を求め、QRM-MLD と比較した。受信ダイバーシチと QRM-MLD を併用すれば生き残りシンボルレプリカ候補数  $M=4$  でフル MLD とほぼ同等の BER 特性が得られる。また、受信ダイバーシチを用いる場合、QRM-MLD は演算量を硬判定および軟判定 V-BLAST と比べて大幅に削減しつつより優れた BER 特性を得ることができる。

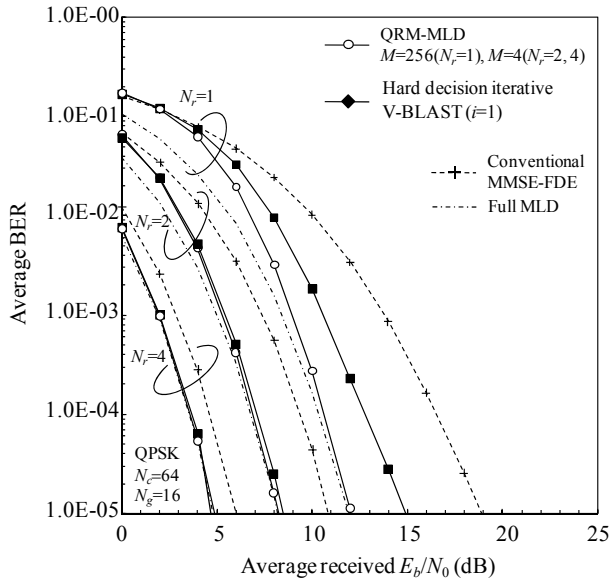


(a) QPSK

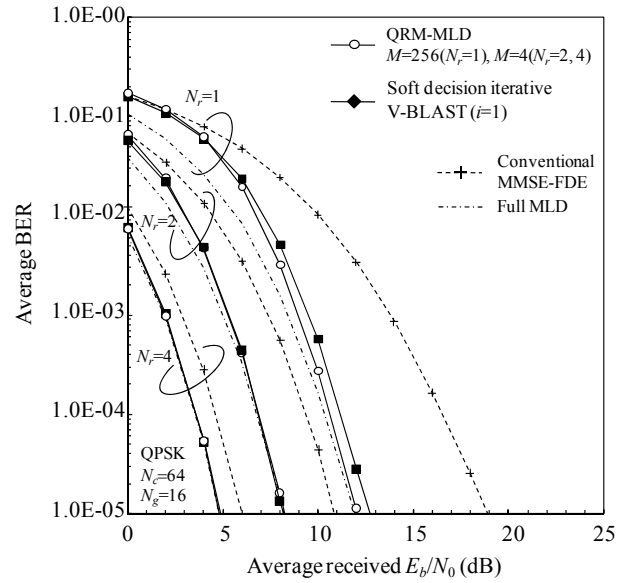


(b) 16QAM

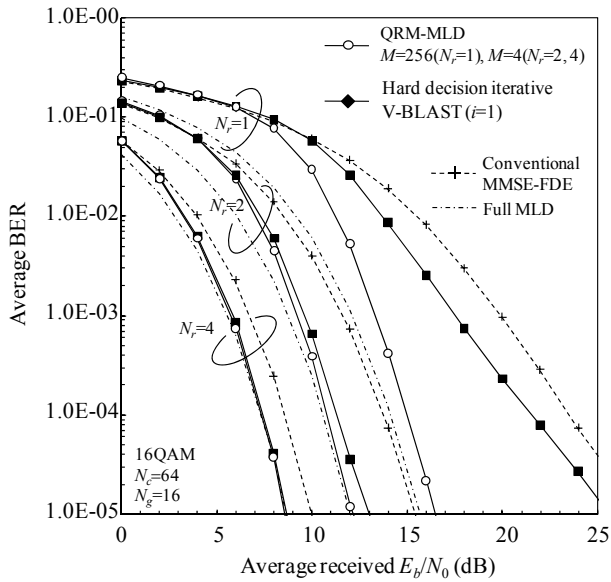
図 3 QRM-MLD と受信ダイバーシチを用いる SC 伝送の BER 特性



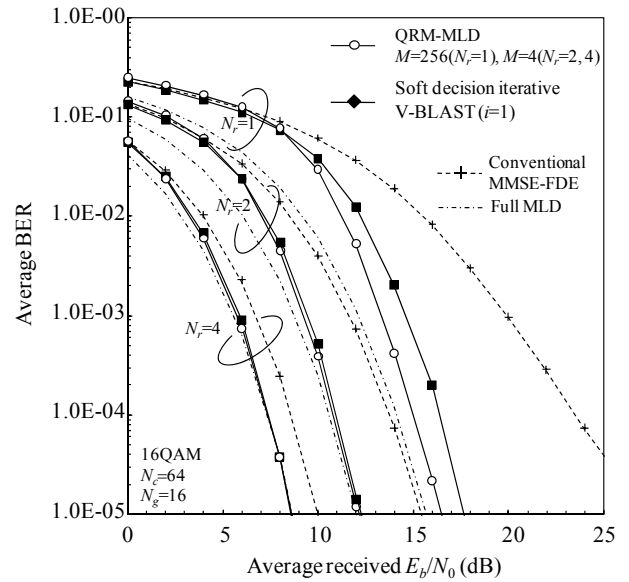
(a) QPSK



(a) QPSK



(b) 16QAM



(b) 16QAM

図4 QRM-MLDと硬判定繰り返し V-BLAST の比較

図5 QRM-MLDと軟判定繰り返し V-BLAST の比較

## 文献

- [1] W. C. Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] J. G. Proakis, *Digital communications*, 4th ed., McGraw-Hill, 2001.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 山本, 武田, 安達, "シングルキャリア周波数領域信号検出に関する一考察," *信学技報*, RCS2008-141, pp. 65-70, 2008年11月
- [7] P. W. Wolniansky, et al., "V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," *Proc. ISSSE*, pp.295-300, Sept. 1998.
- [8] A. van Zelst, R. van Nee, and G. A. Awater, "Space division multiplexing (SDM) for OFDM systems," *IEEE VTC2000-Spring*, pp. 1070-1074, May 2000.
- [9] 永富, 樋口, "周波数領域拡散および符号多重を用いる OFDM MIMO 多重伝送における QR 分解に基づく演算量削減型 MLD 法の検討," *信学技報*, RCS2008-152, pp. 7-12, 2008年12月
- [10] L. J. Kim and J. Yue, "Joint channel estimation and data detection algorithms for MIMO-OFDM systems," in *Proc. Thirty-Sixth Asilomar Conference on Signals, System and Computers*, pp. 1857-1861, Nov. 2002.
- [11] G. H. Golub and C. F. van Loan, *Matrix Computations*, 3rd ed. Baltimore, MD, Johns Hopkins Univ. Press, 1996.
- [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.E91-B No.1, pp.258-266, Jan. 2008.
- [13] A. Stefanov and T. Duman, "Turbo coded modulation for wireless communications with antenna diversity," *Proc. IEEE VTC-Fall*, pp.1565-1569, Netherlands, Sept. 1999.
- [14] A. Nakajima and F. Adachi, "Throughput performance of iterative frequency-domain SIC with 2D MMSE-FDE for SC-MIMO multiplexing," *Proc. IEEE VTC-Fall*, pp.25-28, Canada, Sept. 2006.

