

QRM-ML ブロック信号検出を用いる シングルキャリア HARQ のためのパケット合成法の検討

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 1 宮城県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 シングルキャリア(SC)伝送に QR 分解と M アルゴリズムを用いる演算量削減型最尤ブロック信号検出(QRM-MLBD)を用いれば、ビット誤り率(BER)の理論的下界である整合フィルタ(MF)限界に近い BER 特性を達成できるが、その演算量は依然として大きい。筆者らは最近、サイクリックプリフィックス(CP)の代わりに既知系列を挿入することで、M アルゴリズムにおける生き残りパス数を低減でき、これにより QRM-MLBD の演算量を大幅に削減できることを示した。ところで、次世代移動無線通信では超高速パケットアクセスが主流になることが予想され、誤り訂正符号と自動再送要求を組み合わせたハイブリッド自動再送要求(HARQ)技術の採用が不可欠である。HARQ スループットは、パケット合成法に依存する。本報告では、QRM-MLBD を用いる SC HARQ に適したパケット合成について検討している。既知系列挿入シングルキャリア(TA-SC) HARQ を対象に QR 分解にパケット合成を組み込んだ再帰型 QR 合成法および M アルゴリズムを用いる ML ブロック信号検出(再帰型 QRM-MLBD)を提案し、その適用効果を計算機シミュレーションにより明らかにしている。そして、この QR 合成法は従来のビット対数尤度比(LLR)合成法に比べて、優れたスループット特性が得られることを明らかにしている。

キーワード シングルキャリア, HARQ, パケット合成, QR 分解, M アルゴリズム

Packet Combining Scheme for Single-carrier HARQ Using QRM-ML Block Signal Detection

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 QR decomposition with M-algorithm maximum likelihood block signal detection (QRM-MLBD) can significantly improve the achieve the bit error rate (BER) performance of single-carrier (SC) transmission and achieve the BER close to the matched filter (MF) bound. However, its computational complexity is still very high. Recently, we showed that replacing the cyclic prefix (CP) by the known training sequence (TS) reduces the required number of surviving paths in the M-algorithm and thus can further reduce the computational complexity of QRM-MLBD. Hybrid automatic repeat request (HARQ) is an indispensable error control technique for wireless packet access. The HARQ throughput depends on the packet combining scheme. In this paper, we study the packet combining scheme suitable for SC HARQ using QRM-MLBD. We propose a ML block signal detection using recursive QR packet combining (recursive QRM-MLBD), which incorporates the packet combining into the QR decomposition and M-algorithm. We will show, by computer simulation, that the recursive QR packet combining provides a better throughput performance than the conventional bit-level log likelihood ratio (LLR) packet combining.

Keyword Single-carrier, HARQ, packet combining, QR decomposition, M-algorithm

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]。最近では、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(FDE)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ン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の理論的下界である整合フィルタ(MF)限界との差は大きい[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 MF 限界からの劣化が数 dB 残っていた。

最近, SC 伝送に QR 分解と M アルゴリズムを用いる演算量削減型最尤ブロック信号検出(QRM-MLBD)を用いれば, 高多値変調においても, MF 限界に近い BER 特性を達成できることが示されている[6, 7]. また, 筆者らは最近, 既知系列を利用した(TS-)QRM-MLBDを提案し[8], 従来のサイクリックプリフィックス(CP)を用いる SC 伝送の代わりに既知系列を用いる SC 伝送(TA-SC 伝送)[9]を用い, その既知系列を QRM-MLBD に利用することで, MF 限界に近い BER 特性を達成するために必要な M アルゴリズムにおける生き残りパス数を大幅に削減できることを明らかにしてきた。

ところで次世代移動無線通信では超高速パケットアクセスが主流になることが予想され, 誤り訂正符号と自動再送要求を組み合わせたハイブリッド自動再送要求(HARQ)技術の採用が不可欠である[10]. 本報告では, Type I HARQ を対象としている. Type I HARQ では, 誤り訂正後の受信パケットから誤りビットが検出された場合, 誤りが検出されなくなるまで同一パケットの再送を要求する[11]. 同一パケットの再送があった場合, 受信側で再送パケットを合成することにより, 時間ダイバーシチ利得を得ることができる. HARQ スループットは, パケット合成法に大きく依存するため, QRM-MLBD とパケット合成をどのように組み合わせるかは重要な技術課題である。

最も簡単なパケット合成法は, 各再送時に得られたビット対数尤度比(LLR)を単純に加算して合成するビット LLR 合成法[12]である. QRM-MLBD においても, 各再送時の QRM-MLBD 出力から得られたビット LLR を加算して合成する方法がよく用いられている[13]. しかしながら, ビット LLR 合成は準最適なパケット合成法であるため, ダイバーシチ利得が十分に得られない. 一方, QRM-MLBD において最適なパケット合成は, 再送により得られたすべての再送パケットをまとめた拡大受信信号に対し直接 QRM-MLBD を適用する手法である(本報告では, これを拡大 QR 合成と呼ぶ). しかしながら, 拡大 QR 合成では, すべての再送パケットおよびそれらに対応するチャネル情報を保持しておく必要があるため, 受信機のメモリサイズが増加する. また, 再送回数が増えるたびに受信信号ベクトルのサイズが拡大するために QR 分解に必要な演算量も増加するという問題がある。

文献[14]では, QR 分解を利用した干渉キャンセラを用いるマルチ送受信アンテナ(MIMO) HARQ を対象に, 拡大 QR 合成で問題となっていたメモリサイズの増加を抑えつつ, 最適なパケット合成効果を得ることができるパケット合成法が提案されている(本報告では, これを再帰型 QR 合成と呼ぶ). 再帰型 QR 合成では, すべての再送パケットおよびそれらに対応するチャネル情報を保持しておく必要がなく, 1 つ前の再送時の QRM-MLBD で得られた受信信号ベクトルおよび上三角行列と現在の受信信号ベクトルおよびそれらに対応するチャネル情報のみでパケット合成を実現できる. また, 1 つ前の再送時の QRM-MLBD で得られた受信

信号ベクトルおよび現在の受信信号ベクトルのみをまとめた拡張受信信号を用いるために, QR 分解に必要な演算量の増加も抑えることができる。

本報告では, SC HARQ を対象に再帰型 QR 合成と以前提案した QRM-MLBD を組み合わせた再帰型 QRM-MLBD を提案し, その適用効果を明らかにしている. 計算機シミュレーションにより, 同一パケットが受信された時の平均パケット誤り率(PER)特性および HARQ スループット特性を明らかにし, 再帰型 QRM-MLBD が従来のビット LLR 合成法を用いる QRM-MLBD と比べて優れたパケット合成効果およびスループット特性を達成できることを示す. また, 再送回数が QRM-MLBD の生き残りパス数および演算量に与える影響について考察している。

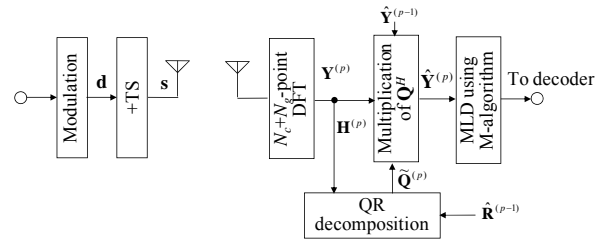


図1 TS-QRM-MLBD を用いる SC-HARQ 伝送系

2. TS-QRM-MLBD を用いる SC-HARQ 伝送系

2.1. 送信信号

図1にTS-QRM-MLBDを用いるSC HARQ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, 符号化, バ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データシンボルブロックをベクトル $\mathbf{d}=[d(0), \dots, d(n), \dots, d(N_c-1)]^T$ 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 $\mathbf{s}=[s(0), \dots, s(t), \dots, s(N_c+N_g-1)]^T$ は次式で表される.

$$\mathbf{s}=[d(0), \dots, d(N_c-1), u(0), \dots, u(N_g-1)]^T \quad (1)$$

$$=[\mathbf{d}^T \quad \mathbf{u}^T]^T$$

ここで, $\mathbf{u}=[u(0), \dots, u(n), \dots, u(N_g-1)]^T$ 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. 従来の CP-SC 伝送と比較して, 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離散時間フーリエ変換(DFT)長とする必要がある点が従来の CP-SC 伝送との違いである。

2.2. 受信信号

同一のパケットが p 回送信されているものとし, $(p-1)$ 回目の再送パケットに対する数式表現を示す. 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後に得られる周波数領域受信信号ベクトル $\mathbf{Y}^{(p)} = [Y^{(p)}(0), \dots, Y^{(p)}(k), \dots, Y^{(p)}(N_c + N_g - 1)]^T$ は次式で表わされる。

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

ここで、 E_s は送信シンボルエネルギーである。 $\mathbf{H}^{(p)}$ は、周波数領域チャネル行列であり、次式で表される。

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

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

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

$\mathbf{N}^{(p)} = [N^{(p)}(0), \dots, N^{(p)}(k), \dots, N^{(p)}(N_c + N_g - 1)]^T$ 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、 $\bar{\mathbf{H}}^{(p)}$ は、 $(N_c + N_g) \times (N_c + N_g)$ 等価チャネル行列である。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信号検出にQRM-MLBDを適用できる。

受信機では次節で述べるQRM-MLBDおよびパケット合成を行い、ビットLLRを得る。その後、デ・インターリーブおよびデパンクチャを行い、ターボ復号を行う。この後、誤り検出を行い、誤りが検出された場合にはNACK信号を送信機に送り、同一パケットの再送を要求する。もし、誤りが無ければACK信号を送り、次のパケットの送信を要求する。

3. パケット合成法

本節では、QRM-MLBDを対象とした3つのパケット合成法(ビットLLR合成、拡大QR合成および再帰型QR合成)について説明する。

3.1. ビットLLR合成

ビットLLR合成は、各再送時において従来のQRM-MLBDを行い、得られたビットLLRを単純に加算して合成する手法である。

各再送時においてQRM-MLBDではまず、等価チャネル行列 $\bar{\mathbf{H}}^{(p)}$ に次式のようなQR分解を適用する。

$$\bar{\mathbf{H}}^{(p)} = \mathbf{Q}^{(p)} \mathbf{R}^{(p)} \quad (5)$$

ここで、 $\mathbf{Q}^{(p)}$ は $(N_c + N_g) \times (N_c + N_g)$ のユニタリ行列である。 $\mathbf{R}^{(p)}$ は $(N_c + N_g) \times (N_c + N_g)$ 上三角行列である。 $\{\mathbf{Q}^{(p)}\}^H$ を周

波数領域受信信号ベクトル $\mathbf{Y}^{(p)}$ に乗算し、次式を得る。

$$\hat{\mathbf{Y}}^{(p)} = \{\mathbf{Q}^{(p)}\}^H \mathbf{Y}^{(p)} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{R}^{(p)} \begin{bmatrix} \mathbf{d} \\ \mathbf{u} \end{bmatrix} + \{\mathbf{Q}^{(p)}\}^H \mathbf{N}^{(p)} \quad (6)$$

式(6)から、ML解は、 $(N_c + N_g)$ 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、TA-QRM-MLBDの場合、 $\hat{\mathbf{Y}}^{(p)}$ 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 $0 \sim N_g$ ステージの生き残りパスの選択・削除は省くことができ、第 N_g ステージからMアルゴリズムを開始できる。したがってTS-QRM-MLBDでは、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・削除を行わずに済み、正しいパスを削除してしまう確率を大幅に小さくすることができる。

第 N_g ステージから第 $N_c + N_g - 1$ ステージでは、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。このとき、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のLLR推定法として文献[15]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ビットについ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については、直前までに更新された近似LLRを用いる。

ビットLLR合成では最後に、各再送時におけるビットLLRを単純に加算して合成し、復号器へ入力する。ビットLLR合成では、すべての再送パケットおよびそれらに対応するチャネル情報を保持しておく必要はない。また、すべての再送時において演算量は一定である。

3.2. 拡大QR合成

ビットLLR合成は、準最適なパケット合成法であるために、ダイバーシチ利得が十分に得られない。一方、QRM-MLBDにおいて最適なパケット合成は、再送により得られたすべての再送パケットをまとめた拡大受信信号に対し直接QRM-MLBDを適用する手法である。拡大QR合成ではまず、次式で表される $p(N_c + N_g) \times 1$ 拡大周波数領域受信信号ベクトル $\mathbf{Y}_{\text{expand}}^{(p)}$ を定義する。

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_{\text{expand}}^{(p)} &= \begin{bmatrix} \mathbf{Y}^{(0)} \\ \vdots \\ \mathbf{Y}^{(p)} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{H}}^{(0)} \\ \vdots \\ \bar{\mathbf{H}}^{(p)} \end{bmatrix} \mathbf{s} + \begin{bmatrix} \mathbf{N}^{(0)} \\ \vdots \\ \mathbf{N}^{(p)} \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{G}^{(p)} \mathbf{s} + \mathbf{N}_{\text{expand}}^{(p)} \end{aligned} \quad (7)$$

ここで、 $\mathbf{G}^{(p)}$ はサイズが $p(N_c+N_g) \times (N_c+N_g)$ の拡大チャネル行列である。次に、拡大チャネル行列 $\mathbf{G}^{(p)}$ に $\mathbf{G}^{(p)} = \hat{\mathbf{Q}}^{(p)} \hat{\mathbf{R}}^{(p)}$ のように QR 分解を適用する。ここで、 $\hat{\mathbf{Q}}^{(p)}$ はサイズが $p(N_c+N_g) \times (N_c+N_g)$ ユニタリ行列、 $\hat{\mathbf{R}}^{(p)}$ はサイズが $(N_c+N_g) \times (N_c+N_g)$ の上三角行列である。M アルゴリズムに用いられる変換後の受信信号ベクトル $\hat{\mathbf{Y}}_{\text{expand}}^{(p)}$ は次式のようになる。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{Y}}_{\text{expand}}^{(p)} &= \{\hat{\mathbf{Q}}^{(p)}\}^H \mathbf{Y}_{\text{expand}}^{(p)} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{\mathbf{R}}^{(p)} \begin{bmatrix} \mathbf{d} \\ \mathbf{u} \end{bmatrix} + \{\hat{\mathbf{Q}}^{(p)}\}^H \mathbf{N}_{\text{expand}}^{(p)} \end{aligned} \quad (8)$$

M アルゴリズムは、従来の QRM-MLBD(つまり、3.1 節で示した動作)と同じである。最後に、QRM-MLBD から出力されたビット LLR を復号器へ入力する。拡大 QR 合成は、最適なパケット合成利得を得ることができるものの、すべての再送パケットおよびそれらに対応するチャネル情報を保持しておく必要があるため、受信機のメモリサイズが増加する。また、 p 個のパケットが受信された場合に、QR 分解を適用する拡大チャネル行列のサイズが $p(N_c+N_g) \times (N_c+N_g)$ となるために、再送回数が増えるたびに演算量も増加する。

3.3. 再帰型 QR 合成

拡大 QR 合成で問題となっていたメモリサイズの増加を抑えつつ、拡大 QR 合成と同等の最適なパケット合成効果を得ることができるパケット合成法が再帰型 QR 合成である[14]。再帰型 QR 合成は次式で表される拡大チャネル行列に対する QR 分解を以下のように変形していくことで得られる。

$$\mathbf{G}^{(p)} = \hat{\mathbf{Q}}^{(p)} \hat{\mathbf{R}}^{(p)} \quad (9)$$

ここで、現在の拡大チャネル行列は 1 つ前の再送時における拡大チャネル行列 $\mathbf{G}^{(p-1)}$ と現在の等価チャネル行列 $\bar{\mathbf{H}}^{(p)}$ を用いて次式のように表すことができる。

$$\mathbf{G}^{(p)} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}^{(p-1)} \\ \bar{\mathbf{H}}^{(p)} \end{bmatrix} \quad (10)$$

さらに、式(10)は 1 つ前の再送時における QR 分解 $\mathbf{G}^{(p-1)} = \hat{\mathbf{Q}}^{(p-1)} \hat{\mathbf{R}}^{(p-1)}$ を利用して、次式のように変形できる。

$$\mathbf{G}^{(p)} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{Q}}^{(p-1)} \hat{\mathbf{R}}^{(p-1)} \\ \bar{\mathbf{H}}^{(p)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{Q}}^{(p-1)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{R}}^{(p-1)} \\ \bar{\mathbf{H}}^{(p)} \end{bmatrix} \quad (11)$$

ここで、式(11)における $\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{R}}^{(p-1)} \\ \bar{\mathbf{H}}^{(p)} \end{bmatrix}$ に QR 分解を適用すると次式が得られる。

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{R}}^{(p-1)} \\ \bar{\mathbf{H}}^{(p)} \end{bmatrix} = \tilde{\mathbf{Q}}^{(p)} \tilde{\mathbf{R}}^{(p)} \quad (12)$$

このとき、 $\tilde{\mathbf{Q}}^{(p)}$ はサイズが $2(N_c+N_g) \times (N_c+N_g)$ のユニタリ行列、 $\tilde{\mathbf{R}}^{(p)}$ はサイズが $(N_c+N_g) \times (N_c+N_g)$ の上三角行列である。式(9)、(11)および(12)より、拡大チャネル行列

$\mathbf{G}^{(p)}$ を次式のように表すことができる。

$$\mathbf{G}^{(p)} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{Q}}^{(p-1)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{Q}}^{(p)} \tilde{\mathbf{R}}^{(p)} \quad (13)$$

このとき、 $\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{Q}}^{(p-1)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix}$ および $\tilde{\mathbf{Q}}^{(p)}$ ともにユニタリ行列であるため、 $\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{Q}}^{(p-1)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{Q}}^{(p)}$ もユニタリ行列である。したがって、式(7)の拡大受信信号ベクトル $\mathbf{Y}_{\text{expand}}^{(p)}$ は、ユニタリ行列 $\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{Q}}^{(p-1)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{Q}}^{(p)}$ を用いて、次式のように変形できる。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{Y}}_{\text{expand}}^{(p)} &= \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{Q}}^{(p-1)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{Q}}^{(p)} \mathbf{Y}_{\text{expand}}^{(p)} \\ &= \{\tilde{\mathbf{Q}}^{(p)}\}^H \begin{bmatrix} \{\hat{\mathbf{Q}}^{(p-1)}\}^H \mathbf{Y}_{\text{expand}}^{(p-1)} \\ \mathbf{Y}^{(p)} \end{bmatrix} = \{\tilde{\mathbf{Q}}^{(p)}\}^H \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{Y}}_{\text{expand}}^{(p-1)} \\ \mathbf{Y}^{(p)} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (14)$$

式(14)は、式(8)で表され最適なパケット合成効果が得られる拡大 QR 合成における変換後の受信信号ベクトルが、式(12)で与えられる QR 分解で得られたユニタリ行列、1 つ前の再送時における変換後の受信信号ベクトルおよび現在の受信信号ベクトルのみから得られることを意味している。ここで、式(12)で与えられる QR 分解に必要なのは、1 つ前の再送時における上三角行列および現在の等価チャネル行列のみである。

再帰型 QR 合成の動作は、式(12)および式(14)で与えられる。ただし、初回送信時は従来の QRM-MLBD と同じ動作である。再帰型 QR 合成では、すべての再送パケットおよびそれらに対応するチャネル情報を保持しておく必要がなく、1 つ前の再送時の QRM-MLBD で得られた受信信号ベクトルおよび上三角行列と現在の再送パケットおよびそれらに対応するチャネル情報のみでパケット合成を実現できる。さらに、QR 分解を適用する行列のサイズは常に $2(N_c+N_g) \times (N_c+N_g)$ で抑えられるため、再送回数が増えるたびに演算量が増加するという問題を回避できる。再帰型 QRM-MLBD は、上記の再帰型 QR 合成と M アルゴリズムを用いる MLD とから成る。

4. 計算機シミュレーション

再帰型 QRM-MLBD を用いる TA-SC HARQ の伝送特性を計算機シミュレーションにより評価する。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パンクチャして、符号化率 $R=3/4$ および $8/9$ の符号化系列を生成する。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 1024 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 $N_c=64$ 、既知系列長は $N_g=16$ シンボルとした。伝搬路は、等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. チャネル推定は理想としている.

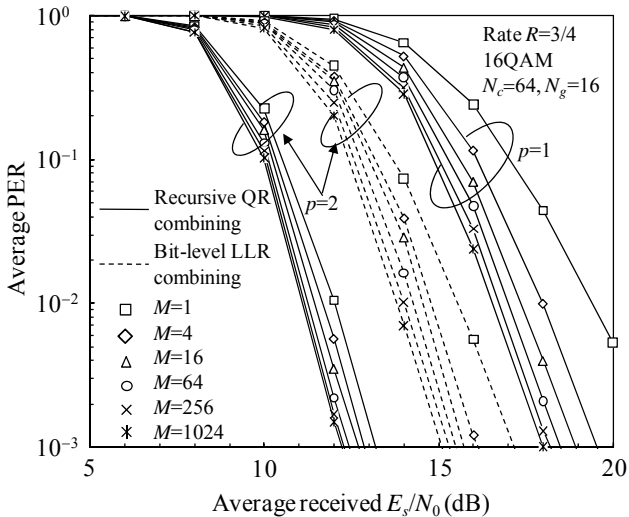
4.1. 平均 PER 特性

まず, 再帰型QR合成のパケット合成の効果を明らかにするため, 同一パケットが p 回受信されるものとした場合の平均PER特性を図2に示す. ここで, 横軸 E_s/N_0 は1シンボルあたりの平均受信エネルギー対雑音電力スペクトル密度比である. $R=3/4$ とし, M の値は1, 4, 16, 64, 256, 1024としている. また, 比較のためビットLLR合成を用いる場合の平均PER特性も示す. 拡大QR合成については, 再帰型QR合成と同じ特性が得られるために省略している.

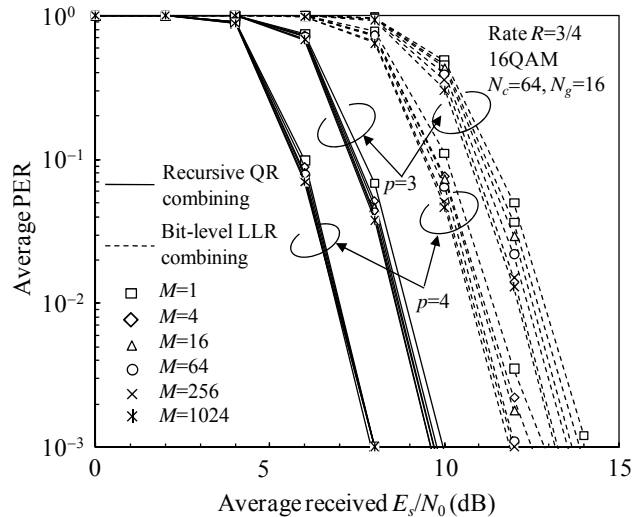
図2より, パケット合成個数が同じとき, 再帰型QR合成は従来のビットLLR合成より優れたPER特性を示すことが分かる. $M=256$ の場合, 再帰型QR合成は, ビットLLR合成に比べて $PER=10^{-2}$ を達成するための所要 E_s/N_0 を $p=2, 3$ および 4 の場合にそれぞれ, 2.8dB, 3.5dB および 3.8dB 低減できる. また, 再帰型QR合成では, パケット合成を行うことで M の値が小さくても優れた

PER特性が得られる. $p=1$ では, 十分優れたPER特性を得るために必要な M の値が $M=1024$ 程度であるが, $p=2, 3$ および 4 の場合にはそれぞれ, $M=64, 4$ および 1 程度で十分優れたPER特性を達成できる. これは, パケット合成によるダイバーシチ効果により, 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低減できるためである [7].

再送パケットが複数ある場合, 再帰型QR合成を用いる QRM-MLBD は QR 分解を適用するチャネル行列のサイズが $2(N_c+N_g) \times (N_c+N_g)$ となり, ビットLLR合成の時のサイズ $(N_c+N_g) \times (N_c+N_g)$ の2倍になるため, QR分解の演算量が2倍となる. しかしながら, 前で述べたように再帰型QR合成では大きなパケット合成効果により 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. この結果, 十分に優れたPER特性を得るために必要な演算量を比較すると, $p=2, 3$ および 4 の場合にはそれぞれ, 再帰型QR合成は全体の演算量をビットLLR合成の約8, 9 および 28% に削減することができる.

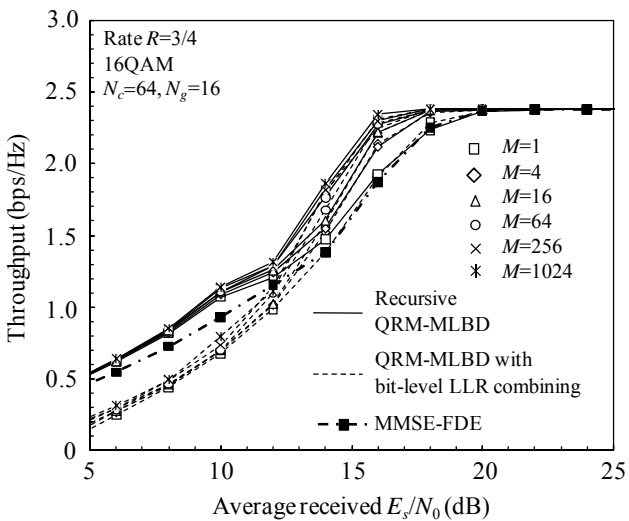


(a) $p=1, 2$

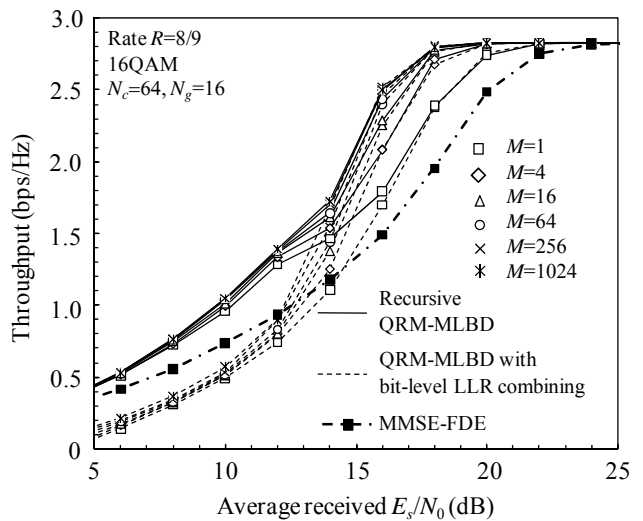


(b) $p=3, 4$

図2 平均 PER 特性



(a) $R=3/4$



(b) $R=8/9$

図3 HARQ スループット特性

4.2. HARQ スループット特性

再帰型QRM-MLBDを用いるTA-SC HARQスループット特性を図3に示す。横軸は平均受信 E_s/N_0 である。また、比較のため、ビットLLR合成を用いるTS-QRM-MLBDおよびMMSE-FDEを用いる場合も示している。MMSE-FDEを用いる場合には、文献[16]で用いられているMMSE規範に基づく周波数領域パケット合成を行っている。図3より再帰型QRM-MLBDがビットLLR合成を用いるQRM-MLBDより優れたスループットを実現できることが分かる。特に再送が起りやすい低 E_s/N_0 領域において、再帰型QRM-MLBDのスループット改善量が大きくなる。一方、初回の送信でパケットの受信が成功しやすい高 E_s/N_0 の領域では、再送によるパケット合成の効果がほとんど表れないため、スループット改善効果はわずかである。また、再帰型QRM-MLBDは、MMSE-FDEに比べて優れたスループット特性を達成できる。 $R=3/4$ の時、 $M=4(256)$ の再帰型QRM-MLBDは、MMSE-FDEに比べてスループット1.5または0.8(bit/s/Hz)を満たす所要平均 E_s/N_0 を、約1(2)dBまたは1.5(1.5)dB改善できる。 $R=8/9$ の時、 $M=4(256)$ のTS-QRM-MLBDは、MMSE-FDEに比べてスループット2.0または1.0(bit/s/Hz)を満たす所要平均 E_s/N_0 を、約2.5(3.5)dBまたは3(3)dB改善できる。

5. まとめ

本報告では、TA-SC HARQを対象に、再帰型QR合成を以前提案したQRM-MLBDに組み込んだ再帰型QRM-MLBDを提案し、その適用効果を明らかにした。再帰型QR合成は、QR分解にパケット合成を組み込んだQR合成法であり、拡大QR合成と同等のパケット合成効果が得られる。また、再送回数が増えても演算量が増加しない。

計算機シミュレーションにより、平均PER特性およびHARQスループット特性を明らかにし、従来のビットLLR合成法と比べて優れたパケット合成効果およびスループット特性を達成できることを示した。また、再帰型QRM-MLBDでは、パケット合成を行うことで M の値が小さくても優れたPER特性が得られることも示した。その結果、全体の演算量をビットLLR合成を用いるQRM-MLBDに比べて大幅に削減することができることも示した。また、MMSE-FDEより演算量は大きいものの、優れたスループット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[17-19]との比較が挙げられる。

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, and B. Edison, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, No. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [3] F. Adachi, T. Sao, and T. Itagaki, "Performance of multicode DS-CDMA using frequency domain equalization in a frequency selective fading channel," *IEE Electronics Letters*, Vol. 39, No.2, pp. 239-241, Jan. 2003.
- [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, Sept. 2002.
- [6] 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*, Apr. 2009.
- [7] T. Yamamoto, K. Takeda, and F. Adachi, "Single-carrier transmission using QRM-MLD with antenna diversity," in *Proc. The 12th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC 2009)*, Sept. 2009.
- [8] 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, Article ID 575706, 12 pages, 2010. doi: 10.1155/2011/575706.
- [9] 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, Jul., 2001.
- [10] D. N. Rowitch and L. B. Milstein, "Rate compatible punctured turbo (RCPT) codes in hybrid FEC/ARQ system," in *Proc. GLOBECOM'97*, Nov. 1997.
- [11] D. Chase, "Code combining - A maximum-likelihood decoding approach for combining an arbitrary number of noisy packets," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 33, No. 5, pp. 385-393, May 1985.
- [12] E. W. Jang, J. Lee, H. Lou, and J. M. Cioffi, "Optimal combining schemes for MIMO systems with hybrid ARQ," in *Proc. IEEE International Symposium on Information Theory*, June 2007.
- [13] 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.
- [14] J. Lee, D. Toumpakaris, E. W. Jang, and H. L. Lou, "DFE-based receiver implementation for MIMO systems employing hybrid ARQ," in *Proc. GLOBECOM'08*, 30 Nov. - 4 Dec. 2008.
- [15] 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)*, 30 Sept.-3 Oct. 2007.
- [16] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," *IEEE Wireless Commun. Mag.*, Vol. 12, No. 2, pp. 8-18, Apr. 2005.
- [17] R. Koetter, A. C. Singer, and M. Tuchler, "Turbo equalization," *IEEE Signal Processing Mag.*, Vol. 21, No. 1, pp. 67-80, Jan. 2004.
- [18] R. Dinis, P. Silva, and T. Araujo, "Joint turbo equalization and cancelation of nonlinear distortion effects in MC-CDMA signals," in *Proc. International Conference on Signal and Image Processing*, Aug. 2006.
- [19] K. Takeda and F. Adachi, "HARQ throughput performance of multicode DS-CDMA with MMSE turbo equalization," in *Proc. IEEE 65th Vehicular Technology Conference (VTC2007-Spring)*, Apr. 2007.