

# ジョイント送信/受信 MMSE-FDE を用いる ハイブリッド ARQ パケット伝送のスループット特性

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> kazuki@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**あらまし** これまで筆者らは、広帯域シングルキャリア(SC)無線伝送の平均ビット誤り率(BER)特性を改善するため、送受信機がチャネル情報を共有し、協調して最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく1タップの周波数領域等化(FDE)を行うジョイント送信/受信 MMSE-FDE を提案してきた。パケット伝送においては、誤り訂正符号と自動再送要求(ARQ)を組み合わせたハイブリッド ARQ(HARQ)が必須である。本報告では、SC-HARQ におけるパケット合成を考慮したジョイント送信/受信 MMSE-FDE を提案する。再送するたびに受信側でのパケット合成後の平均二乗誤差(MSE)を最小とする送信/受信 FDE 重みを導出する。このようなパケット合成を行う SC-HARQ のスループット特性改善効果を計算機シミュレーションにより明らかにする。

**キーワード** シングルキャリア伝送, MMSE-FDE, ハイブリッド ARQ

## Throughput Performance of HARQ Packet Transmission Using Joint Transmit/Receive MMSE-FDE

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> kazuki@ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** Recently, we proposed a joint transmit/receive frequency-domain equalization (FDE) based on the minimum mean square error (MMSE) criterion to improve the average bit error rate (BER) performance of broadband single-carrier (SC) signal transmissions. For packet access systems, the use of hybrid ARQ (HARQ) is indispensable. In this paper, we propose a joint transmit/receive MMSE-FDE for SC-HARQ by taking the packet combining into account. The set of joint transmit/receive MMSE-FDE weights that minimizes the mean square error (MSE) after each packet combining at a receiver are derived. We evaluate by computer simulation the throughput performance of SC-HARQ using the joint transmit/receive MMSE-FDE in a frequency-selective Rayleigh fading channel.

**Keywords** Single-carrier, MMSE-FDE, Hybrid ARQ

### 1. まえがき

広帯域移動無線伝搬路は、遅延時間の異なる独立なパスが多数存在する厳しい周波数選択性チャネルとして特徴づけられ、大きな符号間干渉(ISI)を生ずる[1]。ISIによる平均ビット誤り率(BER)特性の劣化を防ぐために、直交周波数分割多重(OFDM)に代表されるマルチキャリア(MC)伝送が注目を集めるようになった[2-4]。MC伝送では高速フーリエ変換(FFT)と逆FFT(IFFT)を用いて周波数領域で信号の生成・検出を行う。多数の狭帯域サブキャリアによる並列伝送を行うことから、ISIを低減し優れたBER特性を実現できる。しかし、信号波形のピーク対平均電力比(PAPR)が大きく、電力効率が悪いという欠点が指摘されている[5]。

一方、シングルキャリア(SC)伝送では、最小平均二

乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)を用いることでMC伝送と同等のBER特性を実現できることが分かっている[6-8]。MC伝送と比較して低PAPR特性を有するSC伝送は送信電力効率が良く、上りリンク伝送に向くとと言える[9]。

SC伝送はMMSE-FDEを用いることで優れたBER特性を実現できるものの、それでもISIが残留する。この残留ISIを除去するため、残留ISIキャンセル技術[10]等が提案されてきた。筆者らは、送受信機でチャネル情報を共有し、MMSE規範に基づきそれぞれ1タップのFDEを行うジョイント送信/受信MMSE-FDEを提案し、そのBER特性を数値解析および計算機シミュレーションにより明らかにしてきた[10]。

ところでパケット伝送には、誤り訂正符号と自動再

送要求 (ARQ) を組み合わせたハイブリッド ARQ(HARQ)が必須である[11,12]. 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, 同一パケットの再送を要求する. 文献[8]ではこのような HARQと1タップ受信 MMSE-FDEを用いる SC 伝送が提案されている. 同一パケットの再送があった場合, 受信側で MMSE 規範に基づき周波数領域パケット合成を行うことにより, 時間ダイバーシチ利得を得ることができる. 誤りが検出されるたびに再送とパケット合成を繰り返し, 誤りが検出されなくなったら次のパケットの送信へと移る.

本報告では, SC-HARQ において受信側のパケット合成を考慮したジョイント送信/受信 MMSE-FDE を提案する. 送信 FDE 重みおよび受信 FDE 重みは, パケット合成後の MSE が最小となるように更新される. 受信側では, 同一パケットの再送があるたびに, 受信ダイバーシチ合成の場合と同様パケット合成後の MSE が最小となる受信 FDE 重みを求め, 周波数領域パケット合成を行う. 送信側では, 再送パケットが受信側で合成されることを想定し, パケット合成後の MSE が最小となる送信 FDE 重みを乗算してから送信する. 第2章では, 以上のようなジョイント送信/受信 MMSE-FDE を用いる SC-HARQ のシステムモデルを示し, 第3章にて送受信信号の数式表現を示す. 第4章で送受信 FDE 重み, 第5章でスループット特性を評価し, 第6章でまとめる.

## 2. ジョイント送信/受信 MMSE-FDE を用いる SC-HARQ のシステムモデル

本稿では Chase combining(CC)[11]を用いる SC-HARQ を対象とし記述する. なお, 提案技術は Incremental redundancy(IR)[12]にも拡張可能である.

図1に送受信系のシステムモデルを示す. HARQ に用いる誤り訂正符号として(13, 15)再帰的組織符号器を2つ用いるターボ符号を適用している. 情報ビット長を  $K=6144$  ビットとし, ターボ符号化後にパンクチャすることで符号語長  $K/R$  のパケットを生成する.  $R$  は符号化率である. 符号語ビット系列をデータ変調し, バッファに蓄積する. この系列を  $N_c$  シンボルごとのブロックに分割し, ブロックごとに送信 FDE を適用する. その後ガードインターバル(GI)にサイクリックプリフィックス(CP)を挿入して送信する.

受信機では受信パケットから GI を除去した後,  $N_c$  シンボルごとのブロックに分割し, 受信 FDE を適用する. このときの受信パケットが再送パケットである場合, 過去の受信パケットとの合成を行う. 受信 FDE 後にビット対数尤度比(LLR)の計算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促す. 一方, 誤りが無ければ ACK 信号を送り, 次のパケットの送信を促す.

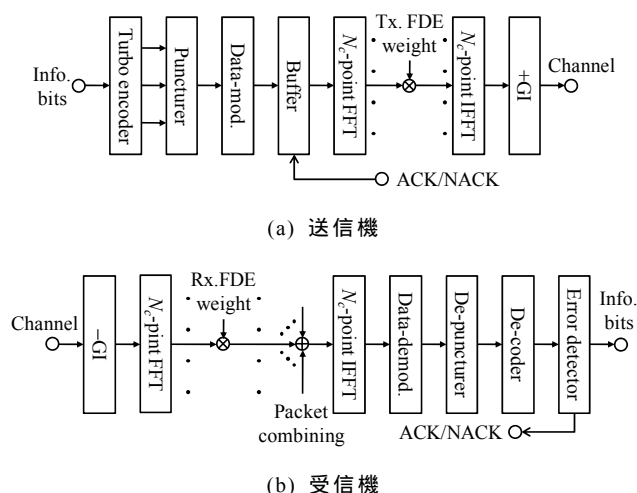


図1 送受信系システムモデル

パケットの再送および合成の流れを図2に示す. 送信側では, 再送のたびに符号後系列に対して送信 FDE を適用して送信する. 一方で受信側では, 再送パケットを受信するたびに, すべての同一パケットを周波数領域にて合成する.

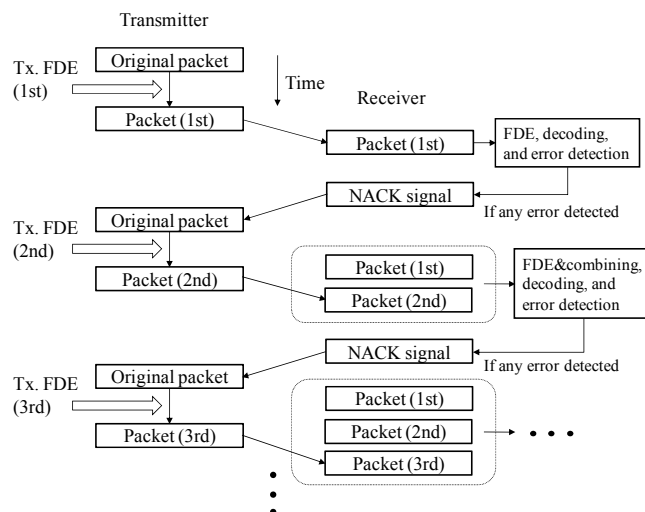


図2 パケットの再送とパケット合成の流れ

## 3. 送受信信号

本稿では,  $L$  個の独立なパスを有する周波数選択性ブロックフェージングチャネルを仮定する. 送受信機でのチャネル推定は理想であるものとする. パスの遅延時間をシンボル時間  $T_s$  の整数倍とし, 以下では  $T_s$  間隔の離散時間低域通過表現で表わす.

同一のパケットが  $M$  回送信されているものとし,  $(M-1)$  回目の再送パケットに対する数式表現を示す. また, 各パケットは複数の  $N_c$  シンボルブロックから構成されているが, 簡単のため一般性を失わずに各パケットの第0ブロックに対する数式表現を表わすものとする. ブロックを表わすインデックスは省略する.

### 3.1. 送信信号

送信機では, データ変調により得られる  $N_c$  シンボル

ブロック  $\mathbf{d}=[d(0), \dots, d(t), \dots, d(N_c-1)]^T$  に  $N_c$  ポイント FFT を適用し, 周波数領域シンボルブロック  $\mathbf{D}=\mathbf{F}\mathbf{d}=[D(0), \dots, D(k), \dots, D(N_c-1)]^T$  に変換する. ここで,  $\mathbf{F}$  は  $N_c \times N_c$  の FFT 行列であり, 次式で与えられる.

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

第  $(M-1)$  回目の再送時には送信 FDE 重み  $\mathbf{W}_t^{(M-1)} = \text{diag}\{W_t^{(M-1)}(0), \dots, W_t^{(M-1)}(k), \dots, W_t^{(M-1)}(N_c-1)\}$  を次式のように周波数領域シンボルブロック  $\mathbf{D}$  に乗算する.

$$\mathbf{S}^{(M-1)} = [S^{(M-1)}(0), \dots, S^{(M-1)}(k), \dots, S^{(M-1)}(N_c-1)]^T \quad (2)$$

$$= C^{(M-1)} \mathbf{W}_t^{(M-1)} \mathbf{D}$$

ただし,  $C^{(M-1)}$  は送信電力正規化項であり, 次式で与えられる.

$$C^{(M-1)} = \sqrt{N_c / \text{tr}[\mathbf{W}_t^{(M-1)} \{\mathbf{W}_t^{(M-1)}\}^H]} \quad (3)$$

送信 FDE 重み乗算後の周波数領域シンボルブロックに  $N_c$  ポイント IFFT を適用して時間領域信号  $\mathbf{s}^{(M-1)} = [s^{(M-1)}(0), \dots, s^{(M-1)}(t), \dots, s^{(M-1)}(N_c-1)]^T = \mathbf{F}^H \mathbf{s}$  に変換したのち,  $N_g$  サンプルの GI を付加してパケットを送信する.

### 3.2. 受信信号

送信機から  $(M-1)$  回目の再送パケットを受信した後, 受信機ではこれまで受信した  $M$  個のパケットを合成する. 伝搬路の最大遅延時間が CP 長に収まっているとすると, 第  $m$  番目の受信パケット  $\{\mathbf{r}^{(m)} = [r^{(m)}(0), \dots, r^{(m)}(t), \dots, r^{(m)}(N_c-1)]^T; m=0 \sim M-1\}$  は次式で与えられる.

$$\mathbf{r}^{(m)} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{h}^{(m)} \mathbf{s}^{(m)} + \mathbf{n}^{(m)} \quad (4)$$

ここで,  $E_s$  は平均送信シンボルエネルギーであり,  $\mathbf{h}^{(m)}$  は  $N_c \times N_c$  の巡回チャネルインパルス応答行列である.  $\mathbf{h}^{(m)}$  は次式で与えられる.

$$\mathbf{h}^{(m)} = \begin{bmatrix} h_0^{(m)} & & h_{L-1}^{(m)} & \dots & h_1^{(m)} \\ h_1^{(m)} & \ddots & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & h_0^{(m)} & \mathbf{0} & h_{L-1}^{(m)} \\ h_{L-1}^{(m)} & & h_1^{(m)} & \ddots & \\ & \ddots & \vdots & \ddots & \\ \mathbf{0} & & h_{L-1}^{(m)} & \dots & h_0^{(m)} \end{bmatrix} \quad (5)$$

また,  $\mathbf{n}^{(m)} = [n^{(m)}(0), \dots, n^{(m)}(t), \dots, n^{(m)}(N_c-1)]^T$  はノイズベクトルであり,  $n^{(m)}(t)$  は零平均で分散  $2N_0/T_s$  の加法性白色ガウス雑音(AWGN)である.  $N_0$  は雑音の片側電力スペクトル密度である.

$M$  個の同一受信パケット  $\{\mathbf{r}^{(m)}; m=0 \sim M-1\}$  にそれぞれ  $N_c$  ポイント FFT を適用し, 周波数領域信号  $\{\mathbf{R}^{(m)};$

$m=0 \sim M-1\}$  を得る.  $\mathbf{R}^{(m)} = [R^{(m)}(0), \dots, R^{(m)}(k), \dots, R^{(m)}(N_c-1)]^T$  は次式で与えられる.

$$\mathbf{R}^{(m)} = \mathbf{F} \mathbf{r}^{(m)} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H}^{(m)} \mathbf{S}^{(m)} + \mathbf{N}^{(m)} \quad (6)$$

$$= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} C^{(m)} \cdot \mathbf{H}^{(m)} \mathbf{W}_t^{(m)} \mathbf{D} + \mathbf{N}^{(m)}$$

ここで,  $\mathbf{N}^{(m)} = \mathbf{F} \mathbf{n}^{(m)}$  および  $\mathbf{H}^{(m)} = \mathbf{F} \mathbf{h}^{(m)} \mathbf{F}^H$  であり,  $\mathbf{h}^{(m)}$  が巡回行列であることから,  $\mathbf{H}^{(m)}$  は対角行列となる.  $\mathbf{H}^{(m)}$  の第  $k$  対角要素は次式で与えられる.

$$H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(m)} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l^{(m)}}{N_c}\right) \quad (7)$$

再送により得られた全てのパケットを次式のように合成する.

$$\hat{\mathbf{R}} = \sum_{m=0}^{M-1} \frac{\mathbf{W}_r^{(m)}}{C^{(m)}} \mathbf{R}^{(m)} \quad (8)$$

$$= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{m=0}^{M-1} \mathbf{W}_r^{(m)} \mathbf{H}^{(m)} \mathbf{W}_t^{(m)} \mathbf{D} + \sum_{m=0}^{M-1} \frac{\mathbf{W}_r^{(m)} \mathbf{N}^{(m)}}{C^{(m)}}$$

ここで  $\mathbf{W}_r^{(m)} = \text{diag}\{W_r^{(m)}(0), \dots, W_r^{(m)}(k), \dots, W_r^{(m)}(N_c-1)\}$  は第  $m$  番目の受信パケットに対する受信 FDE 重みを表す  $N_c \times N_c$  の対角行列である.  $N_c$  ポイント IFFT により, パケット合成後の周波数領域信号  $\hat{\mathbf{R}}$  を次式のように軟判定シンボル系列  $\hat{\mathbf{d}} = [\hat{d}(0), \dots, \hat{d}(t), \dots, \hat{d}(N_c-1)]^T$  へと変換する.

$$\hat{\mathbf{d}} = \mathbf{F}^H \hat{\mathbf{R}} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{m=0}^{M-1} \mathbf{F}^H \mathbf{W}_r^{(m)} \mathbf{H}^{(m)} \mathbf{W}_t^{(m)} \mathbf{F} \mathbf{d} \quad (9)$$

$$+ \sum_{m=0}^{M-1} \mathbf{F}^H \frac{\mathbf{W}_r^{(m)} \mathbf{N}^{(m)}}{C^{(m)}}$$

## 4. 送信・受信 FDE 重み

### 4.1. 誤差関数

パケット合成後の MSE を最小とする送信・受信 FDE 重みのセットを導出するため, 始めに誤差関数を定義する. まず,  $M$  個の受信信号を並べた  $MN_c \times 1$  のベクトル  $\mathbf{R}$  を次式のように定義する.

$$\mathbf{R} = [\mathbf{R}^{(0)}, \dots, \mathbf{R}^{(M-1)}]^T = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{C} \bar{\mathbf{H}} \mathbf{D} + \bar{\mathbf{N}} \quad (10)$$

ここで,

$$\begin{cases} \mathbf{C} = \text{diag}\{C^{(0)} \mathbf{I}_{N_c}, \dots, C^{(m)} \mathbf{I}_{N_c}, \dots, C^{(M-1)} \mathbf{I}_{N_c}\}, \\ \bar{\mathbf{H}} = [\mathbf{H}^{(0)} \mathbf{W}_t^{(0)}, \dots, \mathbf{H}^{(M-1)} \mathbf{W}_t^{(M-1)}]^T, \\ \bar{\mathbf{N}} = [\mathbf{N}^{(0)}, \dots, \mathbf{N}^{(M-1)}]^T \end{cases} \quad (11)$$

としており,  $\mathbf{I}_{N_c}$  は  $N_c \times N_c$  の単位行列を表している. 式

(10)より，式(9)は次式で書きなおせる．

$$\hat{\mathbf{d}} = \mathbf{F}^H \mathbf{W}_r \mathbf{C}^{-1} \mathbf{R} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{F}^H \mathbf{W}_r \bar{\mathbf{H}} \mathbf{F} \mathbf{d} + \mathbf{F}^H \mathbf{W}_r \mathbf{C}^{-1} \bar{\mathbf{N}} \quad (12)$$

ここで， $\mathbf{W}_r = [\mathbf{W}_r^{(0)}, \dots, \mathbf{W}_r^{(m)}, \dots, \mathbf{W}_r^{(M-1)}]$ である．

文献[13]と同様に，相対誤差ベクトルを次式のように定義する．

$$\mathbf{e} = \frac{\hat{\mathbf{d}} - \mathbf{d}}{\sqrt{2E_s/T_s \cdot \text{tr}[\mathbf{E}(\mathbf{d}\mathbf{d}^H)]/N_c}} \quad (13)$$

$$= \{\mathbf{F}^H \mathbf{W}_r \bar{\mathbf{H}} \mathbf{F} - \mathbf{I}_{N_c}\} \mathbf{d} + \left(\frac{2E_s}{T_s}\right)^{-1/2} \mathbf{F}^H \mathbf{W}_r \mathbf{C}^{-1} \bar{\mathbf{N}}$$

そして，総合 MSE を  $e = \text{tr}[\mathbf{E}(\mathbf{e}\mathbf{e}^H)]$ により定義し，これを最小とする送受信 FDE 重みの組を次節で求める．

#### 4.2. 受信 FDE 重み

始めに受信 FDE 重みを求める．これは，送信 FDE と伝搬路の接続を等価的な伝搬路と見立てることで，従来の受信 FDE と同様，Wiener 解として求めることができる．受信 FDE 重み行列  $\mathbf{W}_r$  は次式で与えられる．

$$\mathbf{W}_r = \bar{\mathbf{H}}^H \left\{ \bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{H}}^H + \left(\frac{E_s}{N_0}\right)^{-1} \mathbf{C}^{-1} \mathbf{C}^{-H} \right\}^{-1} \quad (14)$$

逆行列の補助定理[1]により，上式から  $M$  個の受信パケットそれぞれに対する受信 FDE 重み  $\{\mathbf{W}_r^{(m)}; m=0 \sim M-1\}$  が求められる． $\mathbf{W}_r^{(m)}$  は次式で与えられる．

$$\mathbf{W}_r^{(m)} = \left\{ \mathbf{I}_{N_c} + \left(\frac{E_s}{N_0}\right) \sum_{m'=0}^{M-1} \{C^{(m')}\}^2 \mathbf{H}^{(m')} \mathbf{W}_t^{(m')} \{\mathbf{H}^{(m')} \mathbf{W}_t^{(m')}\}^H \right\}^{-1} \times \{\mathbf{H}^{(m)} \mathbf{W}_t^{(m)}\}^H \{C^{(m)}\}^2, \quad m=0 \sim M-1 \quad (15)$$

送信 FDE が無い場合，上式は次式になる．これは，文献[8]における従来の周波数領域パケット合成の MMSE 重みと一致する．

$$\mathbf{W}_r^{(m)} = \left\{ \mathbf{I}_{N_c} + \left(\frac{E_s}{N_0}\right) \sum_{m'=0}^{M-1} \mathbf{H}^{(m')} \{\mathbf{H}^{(m')}\}^H \right\}^{-1} \{\mathbf{H}^{(m)}\}^H, \quad m=0 \sim M-1 \quad (16)$$

#### 4.3. 送信 FDE 重み

式(13)に式(14)を代入すると総合 MSE は次式のようにになる．

$$e = \text{tr} \left[ \left\{ \mathbf{I}_{N_c} + \left(\frac{E_s}{N_0}\right) \sum_{m=0}^{M-1} \frac{\mathbf{W}_t^{(m)} \{\mathbf{W}_t^{(m)}\}^H \cdot \mathbf{H}^{(m)} \{\mathbf{H}^{(m)}\}^H}{\text{tr}[\mathbf{W}_t^{(m)} \{\mathbf{W}_t^{(m)}\}^H]} \right\}^{-1} \right] \quad (17)$$

以下では，文献[10]と同様に，送信電力一定条件下での最適な送信 FDE 重みを求める．ただし注意として，

受信側では新たな再送パケットを受信するたびに全ての受信パケット  $\{\mathbf{R}^{(m)}; m=0 \sim M-1\}$  に対する FDE 重みを更新できるのに対し，送信側では過去の送信パケットに対する重みを更新できないことから，最新の送信パケット  $\mathbf{S}^{(M-1)}$  に対する送信 FDE 重みしか最適化することが出来ない．したがって，式(17)を最小とする  $\mathbf{W}_t^{(M-1)} \{\mathbf{W}_t^{(M-1)}\}^H$  を，過去の送信パケットに対する送信 FDE 重み  $\{\mathbf{W}_t^{(m)} \{\mathbf{W}_t^{(m)}\}^H; m < M-1\}$  の関数として求めればよい．これは Lagrange の未定乗数法より，次式のように求められる(導出略)．

$$\mathbf{W}_{t,opt}^{(M-1)} \{\mathbf{W}_{t,opt}^{(M-1)}\}^H = \text{diag}\{|W_{t,opt}^{(M-1)}(0)|^2, \dots, |W_{t,opt}^{(M-1)}(k)|^2, \dots, |W_{t,opt}^{(M-1)}(N_c-1)|^2\}, \quad (18)$$

$$|W_{t,opt}^{(M-1)}(k)|^2 = \max \left\{ \frac{\theta^{(M-1)} \sqrt{\Omega}}{|H^{(M-1)}(k)|} - \frac{N_c \Omega + \sum_{m < M-1} |W_{t,opt}^{(m)}(k)|^2 |H^{(m)}(k)|^2}{|H^{(M-1)}(k)|^2}, 0 \right\} \quad (19)$$

ただし  $\Omega = (N_c E_s / N_0)^{-1}$  としており， $\theta^{(M-1)}$  は電力の制約を満たすよう定められる定数である．

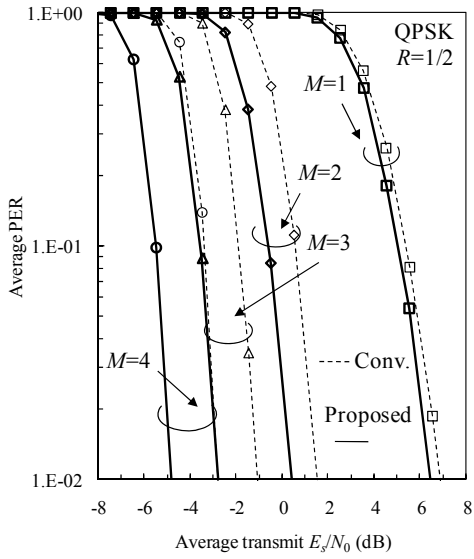
式(19)より，第  $(M-1)$  回目の再送時の送信 FDE 重みは，第  $(M-1)$  回目の再送時のチャネル利得と過去の再送時のチャネル利得，そして過去の再送時に適用した送信 FDE 重みの関数として表わされることがわかる．過去の再送時にチャネル利得または送信 FDE 重みの自乗が大きかった周波数には，最新の再送では送信 FDE 重みが小さくなりやすいことがわかる．これは，過去の再送ではチャネル利得が小さかった周波数により大きな電力を割り振ることで，パケット合成後の等価チャネルをよりフラットにしようと動作するためである．

### 5. 計算機シミュレーション

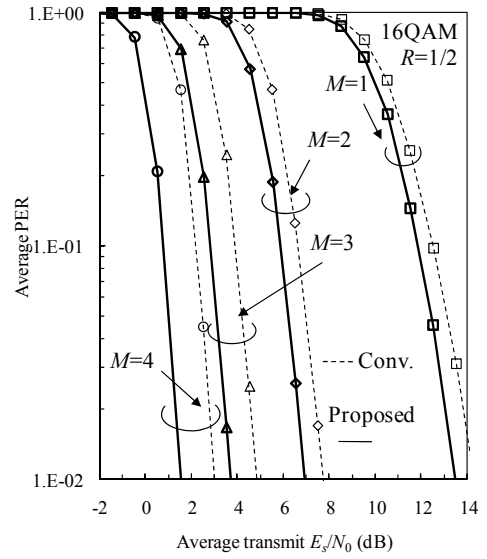
計算機シミュレーションにより特性評価を行う．符号化率を  $R=1/2$  または  $3/4$  とし，QPSK または 16QAM 変調を用いるものとする． $N_c=256$  および  $N_g=32$  とする．伝搬路は  $L=16$  パスの一様電力遅延プロファイルを有する周波数選択性ブロックレイリーフェージングチャネルであるとする．チャネル推定は理想とする．

#### 5.1. 平均パケット誤り率特性

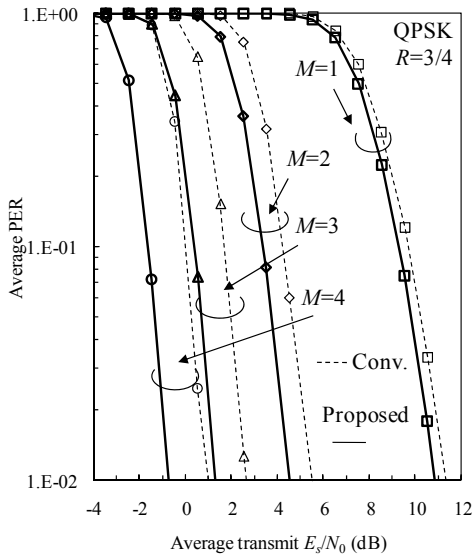
はじめに，ジョイント送信/受信 MMSE-FDE によるパケット合成の効果を明らかにするため，同一パケットが  $M$  回送受信されるものとした場合の平均パケット誤り率(PER)特性を示す．図3および図4は平均 PER 対シンボルエネルギー対雑音電力スペクトル密度  $E_s/N_0$  を示している．比較のため，文献[8]と同様に受信 FDE のみによるパケット合成を用いた場合の平均 PER 特性も併せて示す．図より，パケット合成個数が同じとき，ジョイント送信/受信 MMSE-FDE は従来の受信 FDE より優れた PER 特性を示すことがわかる．



(a)  $R=1/2$

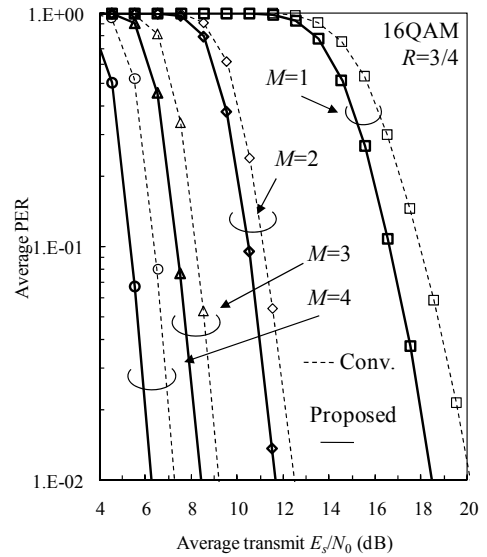


(a)  $R=1/2$



(b)  $R=3/4$

図3 QPSK変調時の平均PER特性



(b)  $R=3/4$

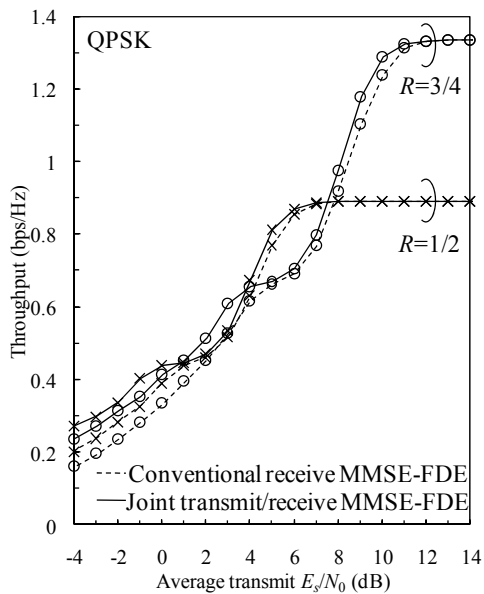
図4 16QAM変調時の平均PER特性

QPSK変調を用いた場合(図3)には、ジョイント送信/受信MMSE-FDEを用いることによる初回送信のPERの改善効果はそれほど大きくない。これは、符号化率 $R=1/2$ のターボ符号と受信MMSE-FDEの併用が強力であり、送信FDEを用いない従来法でも十分優れたPER特性が得られるからである。一方、パケットの合成個数が増加するに従い、PER特性の差が大きくなる。これは、ジョイント送信/受信MMSE-FDEを用いると、再送が増えるに従い過去の送信で利得が小さかった周波数により多く電力を割り振る動作をするためである。これによりジョイント送信/受信MMSE-FDEの場合の方が高いパケット合成効果が得られ、PER特性の改善量が大きくなる。例えば $R=1/2$ でQPSK変調を用いた場合、 $PER=10^{-2}$ を満たす送信 $E_s/N_0$ の従来法からの低減量はおよそ0.5dBであるが、3回目の再送パケットを合成すると、その低減量は約2dBまで大きくなる。

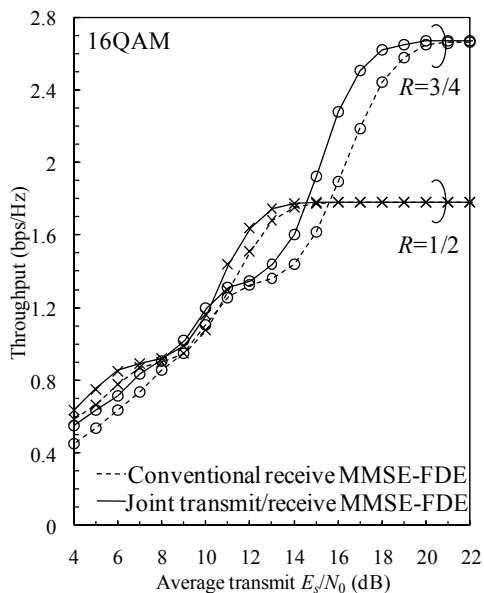
16QAMを用いた場合(図4)には、変調多値数が大きいため初回パケットはISIの影響を強く受ける。したがって、受信MMSE-FDEを単独で用いた場合のPER特性は優れない。一方、ジョイント送信/受信MMSE-FDEはISIを抑圧し、初回パケットのPER特性を大幅に改善できる。しかし、高多値・高符号化率の場合には、パケットの再送回数が増えると、両者の特性差が小さくなるのがわかる。しかしそれでも、 $PER=10^{-2}$ を満たす送信 $E_s/N_0$ と比較すると、パケットの再送回数によらずおよそ1dBは改善できているのがわかる。

## 5.2. HARQスループット特性

HARQスループット特性を図5に示す。横軸は平均送信 $E_s/N_0$ である。比較のため、受信MMSE-FDEを用いた場合のSC-HARQスループット特性も併せて示している。



(a) QPSK



(b) 16QAM

図 5 スループット特性

第 5.1 節の結果から予想できるように，変調方式および符号化率によらずジョイント送信/受信 MMSE-FDE が受信 MMSE-FDE の場合よりも常に高いスループットを実現できることが分かる．低い  $E_s/N_0$  の領域では再送が起りやすく，パケット合成の効果が高いジョイント送信/受信 MMSE-FDE によるスループット改善量はさらに大きくなる．一方，高い  $E_s/N_0$  の領域では，初回または 1 度の再送によりパケットの受信がほぼ成功する．この領域ではパケット合成の効果はほとんど表れないため，QPSK 変調の場合のスループット改善効果はわずかである．一方 16QAM 変調の場合には，高い  $E_s/N_0$  の領域においても ISI 抑圧効果の大きいジョイント送信/受信 MMSE-FDE の方が，スループット改善効果が大きいことが分かる．

## 6. むすび

本報告では，SC-HARQ において受信側のパケット合成を考慮したジョイント送信/受信 MMSE-FDE を提案した．同一パケットの再送および合成を考慮し，受信側においてパケット合成した後の総合 MSE を最小とする送信・受信 FDE 重みのセットを導出した．このようなジョイント送信/受信 MMSE-FDE を用いた場合の平均 PER 特性およびスループット特性を計算機シミュレーションにより求め，従来の受信 MMSE-FDE の場合と比較して優れた伝送特性を実現できることを明らかにした．

## 文 献

- [1] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th edition, McGraw-Hill, 2001.
- [2] R. Prasad, *OFDM for wireless communications systems*, Artech House, 2004.
- [3] A. Czylik, "Comparison between adaptive OFDM and single carrier modulation with frequency domain equalization," Proc. IEEE VTC, Vol. 2, pp. 865-869, Ariz, U.S.A., May 1997.
- [4] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," IEEE Commun. Mag., IEEE Commun. Mag., Vol. 35, No. 12, pp. 126-133, Dec. 1997.
- [5] H. Han and J. H. Lee, "An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission," IEEE Wireless Commun. Mag., Vol. 12, No. 2, pp. 56-65, April 2005.
- [6] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "An analysis of orthogonal frequency-division multiplexing for mobile radio applications," Proc. IEEE VTC, Vol. 3, pp. 1635-1639, June 1994.
- [7] D. Falconer, S. L. Ariyavistakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," IEEE Commun., Mag., Vol. 40, No. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [8] 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.
- [9] 3GPP TR25.814, "Physical layer aspect for evolved universal terrestrial radio access (UTRA)," version 7.1.0.
- [10] K. Takeda, H. Tomeba, and F. Adachi, "Multicode DS-SS-CDMA with joint transmit/receive frequency-domain equalization," Proc. 20th IEEE PIMRC, Tokyo, Japan, Sept. 2009.
- [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] J. Hagenauer, "Rate-compatible punctured convolutional codes (RCPC codes) and their application," IEEE Trans. Commun., Vol. 36, No. 4, pp. 389-400, Apr. 1988.
- [13] F. Adachi, K. Takeda, and H. Tomeba, "Frequency-domain pre-equalization for multicode direct sequence spread spectrum signal transmission," IEICE Trans. Commun., Vol. E88-B, No. 7, pp. 3078-2081, July 2005.