

繰り返し ISI キャンセルを用いるシングルキャリア・ジョイント送信/受信 MMSE-FDE のハイブリッド ARQ スループット

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: [†] kazuki@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 筆者らは以前、広帯域シングルキャリア(SC)信号伝送を対象とし、チャンネル情報を送受信で用いて最小平均自乗誤差(MMSE)規範に基づく 1 タップの周波数領域等化(FDE)を協調的に行うジョイント送信/受信 MMSE-FDE を提案した。最近、協調等化後に残留する符号間干渉(ISI)をキャンセルする繰り返し ISI キャンセル技術(ISIC)を導入(ジョイント送信/受信 MMSE-FDE&ISIC)し、大幅な伝送特性の改善が可能であることを明らかにしてきた。また、ハイブリッド ARQ(HARQ)を用いる SC 伝送にジョイント送信/受信 MMSE-FDE を導入し、パケットの再送・合成を考慮した送受信 FDE を行うことでスループット特性を大幅に改善できることも明らかにしてきた。しかし以前の SC-HARQ の検討では 繰り返し ISIC の導入は行っていない。本報告では 繰り返し ISIC と HARQ パケット合成の両者を考慮したジョイント送信/受信 MMSE-FDE を提案する。計算機シミュレーションにより、提案法を用いることでスループット特性を以前の SC-HARQ 並びに送信 FDE を用いない方法と比べて大幅に改善でき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, 周波数領域等化, ISI キャンセル, HARQ

HARQ Throughput of Single-carrier Transmission Using Joint Transmit/receive MMSE-FDE And Iterative ISI Cancellation

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: [†] kazuki@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Recently, we proposed a joint transmit/receive (Tx/Rx) 1-tap frequency-domain equalization (FDE) based on the minimum mean square error (MMSE) criterion for broadband single-carrier (SC) signal transmissions. To further improve the transmission performance, more recently, we have introduced an iterative inter-symbol interference (ISI) cancellation technique (ISIC) into the SC using joint Tx/Rx MMSE-FDE. We also showed that updating the transmit weight according to the retransmission and combining of the same packet in joint Tx/Rx MMSE-FDE achieves a higher packet combining gain in SC-hybrid ARQ (HARQ). In this report, we introduce ISIC into joint Tx/Rx MMSE-FDE for SC-HARQ. Computer simulation results show that the proposed method offers a significant improvement in throughput compared to Rx MMSE-FDE & ISIC for SC-HARQ.

Keyword Single-carrier, frequency-domain equalization, ISI cancellation, HARQ

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ン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、厳しい周波数選択性チャンネルにおいても優れた BER

特性を実現できる。しかし、送信信号のピーク対平均電力比(PAPR)が大きく、ピーク電力の大きな送信電力増幅器が必要となる欠点が指摘されている[5]。

一方、PAPRの小さいシングルキャリア(SC)伝送では、最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく 1 タップの周波数領域等化(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 伝送はよりリンク伝送に向くと言える[9]。

筆者らは以前、送受信機でチャンネル情報を共有し、MMSE 規範に基づきそれぞれ 1 タップの FDE を協調的

に行うジョイント送信/受信 MMSE-FDE を提案した [10]. 受信側もしくは送信側のみで MMSE-FDE を行った場合 [8, 11] と比較し, 大幅に優れた伝送特性を実現できることを明らかにしてきた. また, さらなる伝送特性改善のため, 受信側の FDE を繰り返し FDE&残留 ISI キャンセル (ISIC) [12-14] に拡張したジョイント送信/受信 MMSE-FDE&ISIC を提案した [15]. 受信側では各繰り返し時点で得られるシンボル判定値の統計的信頼度に応じて受信 FDE 重みを MMSE 規範に基づき更新し, 残留 ISI レプリカを生成してキャンセルする. 送信側では, 受信側における繰り返し ISIC 後の最終的な残留 ISI 量を予測し, その予測に応じて送信 FDE 重みを MMSE 規範に基づき求めて用いる. 提案法により, 従来の受信 FDE&ISIC と比較して大幅に優れた伝送特性を実現できることを明らかにしてきた.

また, 筆者らは, 超高速パケットアクセスの実現に不可欠なハイブリッド ARQ (HARQ) を対象とした検討も行ってきた [16]. 同一パケットが再送されたとき, 受信側ではアンテナダイバーシチ受信と同様に, 複数の同一パケットを周波数領域にて合成する. このとき全ての同一パケットに対する受信 FDE 重みを MMSE 規範に基づき更新することで, 高いパケット合成効果を得ることができる. 送信側では, 過去の送信 FDE 重みとチャネル利得が与えられた条件のもとで次のパケット再送時の送信 FDE 重みを最適化する. 計算機シミュレーションにより, より高いスループットを達成できることを明らかにしてきた. しかし繰り返し ISIC は用いていなかった. もし, パケット合成と繰り返し ISIC 後の最終的な残留 ISI 量を予測し, それに基づいて次の再送のために送信 FDE 重みを更新すれば, より優れたスループットが得られるはずである.

本報告では, 文献 [16] において提案したジョイント送信/受信 MMSE-FDE を用いる SC-HARQ 伝送の受信側に, 文献 [15] で提案した繰り返し ISIC を導入する. 受信側ではパケットが再送されるたびに受信 FDE・パケット合成を行い, 繰り返し ISIC を適用する. 送信側では最新の再送パケットに対し, 過去の同一パケットに対する送信 FDE 重みとチャネル利得, 最新の受信側の受信 FDE・パケット合成, そして繰り返し ISIC 全てを条件に最適化された送信 FDE 重みを乗算する. このようにして SC-HARQ の伝送特性改善効果をさらに高めることができることを計算機シミュレーションにより明らかにする.

2. システムモデル

2.1. 送受信系構成

送信機・受信機の構成を図 1 に示す. 本報告では, 長 T_s で正規化した離散低域等価表現を用いる. チャネル情報は送受信機でそれぞれ理想的に得られているものとする. 簡単のため, 以下では同一パケットの $(M-1)$ 回目の再送 (つまり, M 回目の同一パケットの送信) について説明する. 送信機では, 情報ビット系列を符号

化したのち, データ変調を行いデータシンボル系列を得る. これを N_c シンボルごとのブロックに分割し, N_c ポイント高速フーリエ変換 (FFT) により離散周波数領域信号へと変換する. 各周波数領域信号にチャネル情報をもとに計算された送信 FDE 重みを乗算し, N_c ポイント逆 FFT (IFFT) により時間系列に戻す. その後サイクリックプリフィックス (CP) を挿入して送信する.

受信側では CP を除去したのち, 受信信号ブロックに N_c ポイント FFT を適用して周波数領域信号へと変換する. このとき受信側では過去の受信分も含め M 個の同一パケットがあるから, アンテナダイバーシチを用いる受信 MMSE-FDE [6] と同様に周波数領域にて全てのパケットを合成することができる. 受信 FDE 重みを乗算して全ての同一パケットを合成し, N_c ポイント IFFT により軟判定シンボル系列を得る. この後ビット対数尤度比 (LLR) を計算し, 誤り訂正復号を行う.

上記のように得られた誤り訂正復号結果は FDE とパケット合成によって除去しきれなかった残留 ISI の影響を受けている. そこで, 復号器出力をもとに残留 ISI レプリカを求め, 受信信号からキャンセルする. 復号結果をもとに, 期待値に基づき送信シンボルのソフトレプリカを計算する. これを用いて残留 ISI レプリカを求め, 同時にソフトレプリカの信頼性に基づき M 個の同一パケットに対する受信 FDE 重みを更新する. 受信 FDE 重みの乗算とパケット合成後の周波数領域信号から残留 ISI レプリカを減算し, 再び誤り訂正復号を行う.

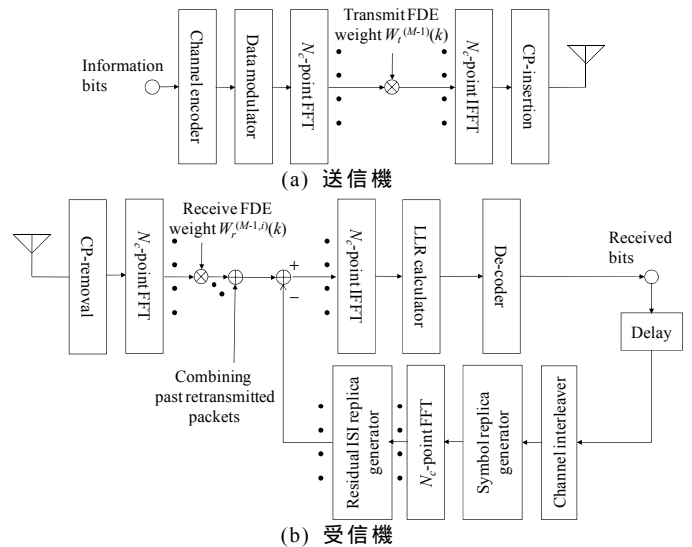


図 1 送受信機構成

2.2. パケット再送・合成のフロー

あるパケットについて, 再送と合成が行われていく様子を図 2 に示す. 送信側では, 符号化されたパケットに対して再送のたびに新しい送信 FDE 重みを乗算して送信する. 受信側では誤りが検出されなくなるまでバッファに蓄積しておき, 新しく再送パケットを受信するたびに全ての受信パケットに対する受信 FDE

重みを MMSE 規範に基づき更新しながら受信 FDE&FDIC, 誤り訂正復号, 残留 ISI レプリカの計算を繰り返し行う。繰り返し最終段にて誤りが検出されなければ, 次の情報パケットの送信に移る。本報告では, 誤り検出は理想的に行われるものとする。

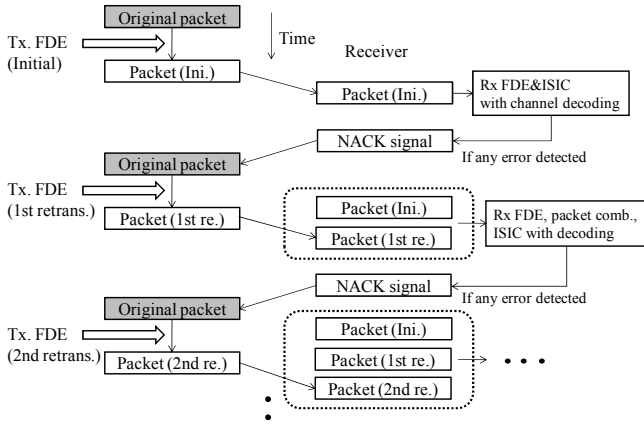


図2 パケット再送・合成のフロー

3. 数式表現

一般性を失わずに, 以下では着目するパケットのうち, あるデータシンボルブロックの送受信について考える。着目するパケットは $(M-1)$ 回目の再送(つまり M 回目の送受信)を行うものとする。

3.1. 送信信号

データ変調により得られる送信シンボルブロックを $\mathbf{d}=[d(0), \dots, d(t), \dots, d(N_c-1)]^T$ で表す。送信 FDE では, \mathbf{d} に N_c ポイントの FFT を適用し, 周波数領域信号ブロック $\mathbf{D}=[D(0), \dots, D(k), \dots, D(N_c-1)]^T=\mathbf{F}\mathbf{d}$ へと変換する。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。

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

各周波数成分 $D(k)$ に送信 FDE 重み $W_t^{(M-1)}(k)$ を乗算する。FDE 重み乗算後の周波数領域信号ブロック $\mathbf{S}^{(M-1)}=[S^{(M-1)}(0), \dots, S^{(M-1)}(k), \dots, S^{(M-1)}(N_c-1)]^T$ は次式で与えられる。

$$\mathbf{S}^{(M-1)} = \mathbf{W}_t^{(M-1)} \cdot \mathbf{D} \quad (2)$$

ただし $\mathbf{W}_t^{(M-1)}$ は送信 FDE 重み行列であり, $N_c \times N_c$ の対角行列 $\mathbf{W}_t^{(M-1)} = \text{diag}\{W_t^{(M-1)}(0), \dots, W_t^{(M-1)}(k), \dots, W_t^{(M-1)}(N_c-1)\}$ である。また, $\text{tr}[\mathbf{W}_t^{(M-1)} \mathbf{W}_t^{(M-1)H}] = N_c$ を満たすよう正規化されるものとする。

$\mathbf{S}^{(M-1)}$ に対し N_c ポイント IFFT を適用して時間領域信号ブロック $\mathbf{s}^{(M-1)}=[s^{(M-1)}(0), \dots, s^{(M-1)}(t), \dots, s^{(M-1)}(N_c-1)]^T$ に変換する。 N_g サンプルのサイクリック

プリフィックス(CP)をガードインターバル(GI)区間に挿入して送信する。

3.2. 受信信号

伝搬路はシンボル間隔の遅延時間を有する L 個の独立なパスにより構成される周波数選択性ブロックフェーディングチャネルであると仮定する。CP を除去したのちの受信信号ブロック $\mathbf{r}^{(M-1)}=[r^{(M-1)}(0), \dots, r^{(M-1)}(t), \dots, r^{(M-1)}(N_c-1)]^T$ は次式で与えられる。

$$\mathbf{r}^{(M-1)} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{h}^{(M-1)} \mathbf{s}^{(M-1)} + \mathbf{n}^{(M-1)} \quad (3)$$

ここで E_s は送信シンボルエネルギーであり, $\mathbf{n}^{(M-1)}=[n^{(M-1)}(0), \dots, n^{(M-1)}(t), \dots, n^{(M-1)}(N_c-1)]^T$ は雑音を表す。 $\mathbf{n}^{(M-1)}$ の各要素 $n^{(M-1)}(t)$ ($t=0 \sim N_c-1$) は零平均, 分散 $2N_0/T_s$ の加法性白色ガウス雑音(AWGN)である。 N_0 は片側雑音電力スペクトル密度である。 $\mathbf{h}^{(M-1)}$ は $(N_c \times N_c)$ のチャンネルインパルス応答行列であり, 次式で与えられる。

$$\mathbf{h}^{(m)} = \begin{bmatrix} h_0^{(m)} & & & h_{L-1}^{(m)} & \dots & h_1^{(m)} \\ h_1^{(m)} & \ddots & & & & \vdots \\ \vdots & & h_0^{(m)} & \mathbf{0} & & h_{L-1}^{(m)} \\ h_{L-1}^{(m)} & & h_1^{(m)} & \ddots & & \\ & \ddots & \vdots & & \ddots & \\ \mathbf{0} & & h_{L-1}^{(m)} & \dots & \dots & h_0^{(m)} \end{bmatrix} \quad (4)$$

ただし h_l は第 l パスの複素パス利得を表しており, $\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_l|^2] = 1$ が満足されるものとする。

受信信号は N_c ポイント FFT により周波数領域受信信号ブロック $\mathbf{R}^{(M-1)}=[R^{(M-1)}(0), \dots, R^{(M-1)}(k), \dots, R^{(M-1)}(N_c-1)]^T$ に変換される。 $\mathbf{R}^{(M-1)}$ は次式で表せる。

$$\mathbf{R}^{(M-1)} = \mathbf{F} \mathbf{r}^{(M-1)} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H}^{(M-1)} \mathbf{W}_t^{(M-1)} \mathbf{D} + \mathbf{N}^{(M-1)}, \quad (5)$$

ただし, $\mathbf{H}^{(M-1)} = \mathbf{F} \mathbf{h}^{(M-1)} \mathbf{F}^H$ および $\mathbf{N}^{(M-1)} = \mathbf{F} \mathbf{n}^{(M-1)}$ であり, それぞれ $N_c \times N_c$ の対角行列および $N_c \times 1$ のベクトルである。 $\mathbf{H}^{(M-1)}$ の第 k 対角要素 $H(k)$ は次式で与えられる。

$$H^{(M-1)}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(M-1)} \exp\left(-j2\pi k \frac{l}{N_c}\right) \quad (6)$$

3.3. 第 i 回目の受信 FDE, パケット合成, ISIC

受信側では, 送信された全ての同一パケット $\{\mathbf{R}^{(m)}; m=0 \sim M-1\}$ を用いて受信 FDE, パケット合成, ISIC を繰り返し行う。最大の繰り返し回数を I とし, ここでは第 i 回目の繰り返しについて述べる。なお, $i=1$ を初回と定義する ($0 < i \leq I$)。

繰り返し i 回目における第 m パケット ($m=0 \sim M-1$) に乗算する受信 FDE 重みを $\{W_r^{(m,i)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ とし, 受信 FDE 重み行列を $N_c \times N_c$ の対角行列 $\mathbf{W}_r^{(m,i)} = \text{diag}\{W_r^{(m,i)}(0), \dots, W_r^{(m,i)}(k), \dots, W_r^{(m,i)}(N_c-1)\}$ で表す。受信 FDE, パケット合成, ISI キャンセルを行

った後の周波数領域受信信号ブロック $\hat{\mathbf{D}}^{(M-1,i)} = [\hat{D}^{(M-1,i)}(0), \dots, \hat{D}^{(M-1,i)}(k), \dots, \hat{D}^{(M-1,i)}(N_c-1)]^T$ は次式で与えられる。

$$\hat{\mathbf{D}}^{(M-1,i)} = \sum_{m=0}^{M-1} \mathbf{W}_r^{(m,i)} \mathbf{R}^{(m)} - \Theta^{(M-1,i-1)} \quad (6)$$

ここで $\Theta^{(M-1,i-1)}$ は次式のような周波数領域の残留 ISI レプリカベクトルである。

$$\Theta^{(M-1,i-1)} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \left\{ \sum_{m=0}^{M-1} \mathbf{W}_r^{(m,i)} \mathbf{H}^{(m)} \mathbf{W}_t^{(m)} - \mathbf{I} \right\} \tilde{\mathbf{D}}^{(M-1,i-1)} \quad (7)$$

さらに上式において、 $\tilde{\mathbf{D}}^{(M-1,i-1)}$ は次のような周波数領域ソフトシンボルレプリカベクトルを表わしている。

$$\tilde{\mathbf{D}}^{(M-1,i-1)} = \mathbf{F} \tilde{\mathbf{d}}^{(M-1,i-1)} \quad (8)$$

ただし、 $\tilde{\mathbf{d}}^{(M-1,i-1)} = [\tilde{d}^{(M-1,i-1)}(0), \dots, \tilde{d}^{(M-1,i-1)}(n), \dots, \tilde{d}^{(M-1,i-1)}(N_c-1)]^T$ はデータシンボルのソフトレプリカベクトルであり、各要素は次式で与えられる。

$$\tilde{d}^{(M-1,i-1)}(n) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ \tanh\left(\frac{\lambda_n^{(M-1,i-1)}(0)}{2}\right) + j \tanh\left(\frac{\lambda_n^{(M-1,i-1)}(1)}{2}\right) \right\} & \text{for QPSK,} \\ \frac{1}{\sqrt{10}} \left\{ \tanh\left(\frac{\lambda_n^{(M-1,i-1)}(0)}{2}\right) \left(2 + \tanh\left(\frac{\lambda_n^{(M-1,i-1)}(1)}{2}\right) \right) \right\} \\ + \frac{j}{\sqrt{10}} \left\{ \tanh\left(\frac{\lambda_n^{(M-1,i-1)}(2)}{2}\right) \left(2 + \tanh\left(\frac{\lambda_n^{(M-1,i-1)}(3)}{2}\right) \right) \right\} & \text{for 16QAM,} \end{cases} \quad (9)$$

ここで、 $\lambda_n^{(M-1,i-1)}(x)$ は前回の復号結果から得られたブロック内第 n シンボルの第 x ビットの対数尤度比(LLR) である。ただし繰り返し初回では $\tilde{\mathbf{d}}^{(M-1,0)} = \mathbf{0}$ である。

式(6)で与えられる残留 ISI レプリカ減算後の周波数領域信号に N_c ポイントの IFFT を適用することで軟判定シンボル系列が得られるので、これをもとに誤り訂正復号を行う。以上のような本節の受信信号処理を I 回繰り返し、誤り検出を行う。誤りがあればパケットの再送を行い、同様に I 回繰り返し受信処理を行う。

4. 送信・受信 FDE 重み

4.1. 受信 FDE 重み

受信側では、送信 FDE と伝搬路を併せて等価チャネルとみなした上で MMSE 規範に基づく受信 FDE・パケット合成を行う。 M 個の同一受信パケットを用いて N_c シンボルのデータブロックを検出する受信 FDE 重みを導出するため、はじめに $MN_c \times 1$ の拡大受信信号ベクトル \mathbf{R} を次式のように定義する。

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

ただし、

$$\overline{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{(0)} \mathbf{W}_t^{(0)} \\ \vdots \\ \mathbf{H}^{(M-1)} \mathbf{W}_t^{(M-1)} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{N} = \begin{bmatrix} \mathbf{N}^{(0)} \\ \vdots \\ \mathbf{N}^{(M-1)} \end{bmatrix} \quad (11)$$

とした。式(10)より、式(6)は次のように表せる。

$$\hat{\mathbf{D}}^{(M-1,i)} = \mathbf{W}_r^{(i)} \mathbf{R} - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \{ \mathbf{W}_r^{(i)} \overline{\mathbf{H}} - \mathbf{I} \} \tilde{\mathbf{D}}^{(M-1,i-1)} \quad (12)$$

ここで $\mathbf{W}_r^{(i)} = [\mathbf{W}_r^{(0,i)}, \dots, \mathbf{W}_r^{(m,i)}, \dots, \mathbf{W}_r^{(M-1,i)}]$ とおいた。

誤差関数 $\mathbf{e}^{(M-1,i)} = [e^{(M-1,i)}(0), \dots, e^{(M-1,i)}(t), \dots, e^{(M-1,i)}(N_c-1)]^T$ を次式のように定義する。

$$\mathbf{e}^{(M-1,i)} = \mathbf{d} - \hat{\mathbf{d}}^{(M-1,i)} / \sqrt{2E_s/T_s} \\ = \mathbf{F}^H \{ \mathbf{W}_r^{(i)} \overline{\mathbf{H}} - \mathbf{I} \} \{ \mathbf{D} - \tilde{\mathbf{D}}^{(M-1,i-1)} \} + \gamma^{-1} \cdot \mathbf{F}^H \mathbf{W}_r^{(i)} \mathbf{N} \quad (13)$$

ここで、 $\gamma = (E_s/N_0)$ とおいた。ブロック合計の MSE、 $e^{(M-1,i)} = \text{tr}[E(\mathbf{e}^{(M-1,i)} \mathbf{e}^{(M-1,i)H})]$ は次式で与えられる。

$$e^{(M-1,i)} = \rho^{(M-1,i-1)} \cdot \text{tr}[\{ \mathbf{W}_r^{(i)} \overline{\mathbf{H}} - \mathbf{I} \} \{ \mathbf{W}_r^{(i)} \overline{\mathbf{H}} - \mathbf{I} \}^H] \\ + \gamma^{-1} \cdot \text{tr}[\mathbf{W}_r^{(i)} \{ \mathbf{W}_r^{(i)} \}^H] \quad (14)$$

これを最小とする $\mathbf{W}_r^{(i)}$ は次式のように求まる。

$$\mathbf{W}_r^{(i)} = \overline{\mathbf{H}}^H \{ \overline{\mathbf{H}} \overline{\mathbf{H}}^H + (\gamma \rho^{(M-1,i-1)})^{-1} \cdot \mathbf{I} \}^{-1} \quad (15)$$

ただし、

$$\rho^{(M-1,i-1)} \cdot \mathbf{I} = E[\{ \mathbf{D} - \tilde{\mathbf{D}}^{(M-1,i-1)} \} \{ \mathbf{D} - \tilde{\mathbf{D}}^{(M-1,i-1)} \}^H] \quad (16)$$

としている。逆行列の補助定理により式(15)を変形することで、第 m パケット ($m=0 \sim M-1$) に対する受信 FDE 重み $\mathbf{W}_r^{(m,i)}$ が次のように求まる。

$$\mathbf{W}_r^{(m,i)} = \left\{ \sum_{m'=0}^{M-1} \mathbf{H}^{(m')} \mathbf{W}_t^{(m')} \{ \mathbf{H}^{(m')} \mathbf{W}_t^{(m')} \}^H + (\gamma \rho^{(M-1,i-1)})^{-1} \mathbf{I} \right\}^{-1} \{ \mathbf{H}^{(m)} \}^H \quad (17)$$

4.2. 送信 FDE 重み

式(17)は、繰り返し前段のソフトレプリカの信頼度によって変化する。このとき式(16)から分かるように、 $\rho^{(M-1,i-1)}$ は繰り返し前段のソフトレプリカの信頼度により定まる値であり、式(14)よりキャンセル後の残留 ISI 電力を何倍に低減できるかを表わしている。一方で、送信側では繰り返しによる逐次的な受信 FDE 重みの変化を考慮することはできない。そこで、受信側における最終的なキャンセル後の残留 ISI 電力が $\rho^{(M-1,\alpha)}$ 倍になると想定することで、MMSE 規範に基づく送信 FDE 重みを計算できる。上記の想定に基づいたとき、送信側が考える受信 FDE 重みは次式で与えられる。

$$\mathbf{W}_r^{(\alpha)} = \overline{\mathbf{H}}^H \{ \overline{\mathbf{H}} \overline{\mathbf{H}}^H + (\gamma \rho^{(M-1,\alpha)})^{-1} \cdot \mathbf{I} \}^{-1} \quad (18)$$

式(18)を式(14)に代入することで、誤差関数を次式のように変形できる。

$$e^{(M-1,\alpha)} = \gamma^{-1} \cdot \text{tr}[\{\bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}} + (\gamma \rho^{(M-1,\alpha)})^{-1}\}^{-1}]$$

$$= \sum_{k=0}^{N_c-1} \frac{\rho^{(M-1,\alpha)}}{\rho^{(M-1,\alpha)} \gamma \sum_{m'=0}^{M-1} |W_t^{(m')}(k)|^2 |H^{(m')}(k)|^2 + 1}. \quad (19)$$

これは凸関数であり，送信電力拘束条件のもとで最小化する $\mathbf{W}_t^{(M-1)}$ は次式のように求められる(導出略)[16] .

$$W_t^{(M-1)}(k) = \max \left\{ \left[\frac{1}{\mu} \frac{\gamma^{-1/2}}{|H^{(M-1)}(k)|} - \frac{\gamma^{-1}}{\rho^{(M-1,\alpha)} |H^{(M-1)}(k)|^2} \right]^{\frac{1}{2}}, 0 \right.$$

$$\left. \frac{\sum_{m < M-1} |W_t^{(m)}(k)|^2 |H^{(m)}(k)|^2}{|H^{(M-1)}(k)|^2} \right\}, \quad (20)$$

ここで μ は送信電力の拘束条件を満たす Lagrange 未定乗数である .

式(20)により，初回の送信 FDE 重みは文献[15]と同じになる . また， $\rho^{(M-1,\alpha)}=1$ とし受信側に ISI キャンセル能力が無いと仮定した場合，文献[16]と同じになる . これらのことから，受信側のパケット合成と残留 ISI キャンセルとの両方を考慮した場合の送信 FDE 重みになっていることが分かる .

4.3. 送信側が予測する受信側の残留 ISI

送信側において予測される，受信側の残留 ISI キャンセル能力はパラメータ $\rho^{(M-1,\alpha)}$ により表わせる . この値は平均ビットエネルギー対雑音電力スペクトル密度比 (E_b/N_0)，再送・合成の回数，誤り訂正符号の訂正能力，データ変調方式，瞬時のチャネル利得，繰り返しキャンセルの回数など，多数のパラメータにより与えられる関数である . これらのパラメータから最適な $\rho^{(M-1,\alpha)}$ を瞬時ごとに求めて用いるのが望ましいが，実際には容易ではない . 本報告では最も簡単な方法として，平均 E_b/N_0 とデータ変調方式が与えられたときのスループットを最大とする $\rho^{(M-1,\alpha)}$ の値を計算機シミュレーションにより求めて用いるものとする .

5. 計算機シミュレーション

5.1. シミュレーション条件

$L=16$ パスの一様電力遅延プロファイル環境を仮定し計算機シミュレーションを行った . 誤り訂正符号には RSC 符号器 2 つからなる符号化率 1/3 のターボ符号を用い，パンクチャにより符号化率 $R=1/2$ を実現している . QPSK または 16QAM を用いるものとし，ブロックサイズは $N_c=256$ ，CP 長は $N_g=32$ シンボルとしている . 受信側における ISI キャンセル繰り返し回数は $I=6$ とする . 復号器内部では 2 つの要素復号器が用いられており，それぞれ Log-MAP 復号を行うものとする . 理想チャネル推定を仮定している .

5.2. スループット特性

スループット特性を図 3 に示す . 横軸は平均 E_s/N_0 である . 比較のため，受信 MMSE-FDE&ISIC を用いた

場合のスループット特性も併せて示す . また，文献[16]で求めた，ISI キャンセルを用いない場合のジョイント送信/受信 MMSE-FDE と，受信 MMSE-FDE のスループット特性も併せて示している(これらでは繰り返し ISIC ではなく，ターボ復号器内部で 6 回の繰り返し復号を行うものとしている[17]) .

図より，いずれの変調方式を用いた場合においても，ジョイント送信/受信 MMSE-FDE&ISIC が最も優れたスループット特性を実現できていることが分かる . E_s/N_0 が比較的高い領域では，パケットに誤りが検出されても高々 1 回の再送で十分である . したがって，スループットを決定するのは初回送信のパケットの誤り率である . このような領域では繰り返し ISIC の導入が非常に効果的であるため，ISIC を用いる 2 つの方法が高いスループットを実現できていることが分かる . 一方で E_s/N_0 が比較的低い領域では，2 回以上の再送が必要となる . この場合には ISIC の適用効果よりも，パケット再送時に適切な送信 FDE を行うことができるジョイント送信/受信 MMSE-FDE の適用が効果的であるため，送信側で FDE を適用する 2 つの方法が高いスループットを実現できていることが分かる . 提案のジョイント送信/受信 MMSE-FDE&ISIC を用いる SC-HARQ は，上記の 2 つのメリットを兼ね備えているため，比較対象の 3 種類よりも常に高いスループットを実現できていることがわかる . 例えば QPSK を用いた場合，高々 1 回の再送で正しく復号可能な高い E_s/N_0 の領域においては，ジョイント送信/受信 MMSE-FDE&ISIC は受信 MMSE-FDE&ISIC と比較して所要スループットを得るために必要な E_s/N_0 を 1dB 程度低減できる . また，2 回程度の再送が必要となる低い E_s/N_0 の領域においては，ジョイント送信/受信 MMSE-FDE&ISIC は受信 MMSE-FDE&ISIC と比較して所要スループットを得るために必要な E_s/N_0 を 2.5dB 程度，ジョイント送信/受信 MMSE-FDE と比較して 1dB 程度低減できる .

6. まとめ

本報告では繰り返し ISIC と HARQ パケット合成の両者を用いるジョイント送信/受信 MMSE-FDE を提案した . 受信側のみにおける FDE，並びに前回の提案方式と比較し，大幅に優れたスループット特性を実現できることを計算機シミュレーションにより明らかにした . 本報告においては，送信側における受信側の ISI キャンセル能力の予測値 $\rho^{(M-1,\alpha)}$ を推定できるものとして計算機シミュレーションを行った . しかし実際には，瞬時のチャネル状態に合わせて受信側の ISI キャンセル能力は変化するはずであり，これに合わせて送信側の予測値も適応的に変えられたらさらに優れた伝送特性を実現できるものと考えられる . このような ISI キャンセル能力の予測値を適応的に求めることが今後の研究課題になるとと思われる .

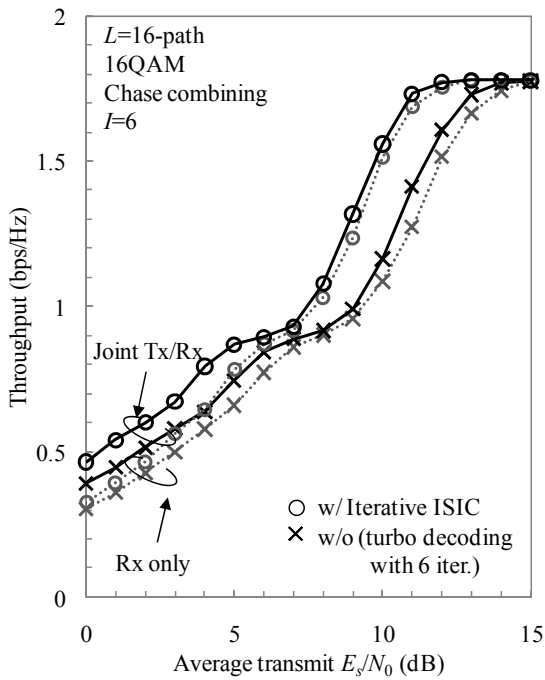
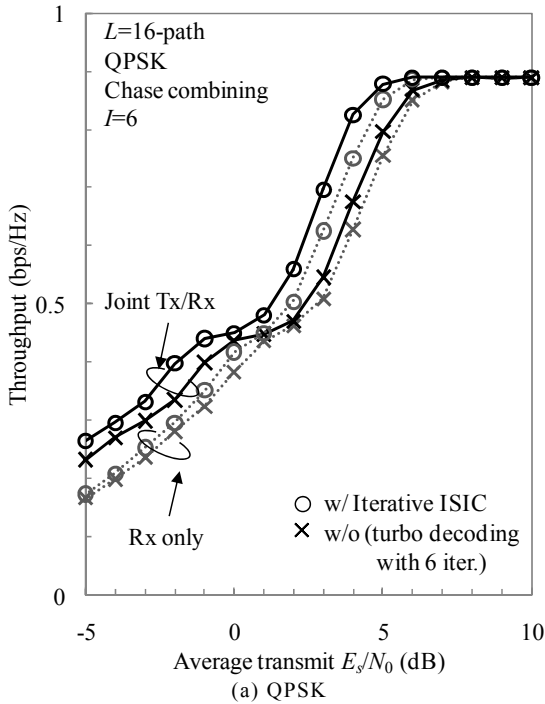


図3 スループット特性

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 Veh. Technol. Conf. (VTC), Vol. 2, pp. 865-869, Ariz, U.S.A., May 1997.

[4] 3GPP TR25.814, "Physical layer aspect for evolved universal terrestrial radio access (UTRA)," version 7.1.0.

[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] 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.

[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, April 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, April 2005.

[9] H. G. Myung, J. Lim, and D. J. Goodman, "Single carrier FDMA for uplink wireless transmission," IEEE Vehi. Tech. Mag., Vol. 1, No. 3, pp. 30-38, Sept 2006.

[10] K. Takeda, H. Tomeba, and F. Adachi, "Multicode DS-CDMA with joint transmit/receive frequency-domain equalization," Proc. IEEE 20th Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), Tokyo, Japan, Sept. 2009.

[11] 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.

[12] R. Koetter, A. C. Singer, and M. Tuchler, "Turbo equalization," IEEE Signal Processing Mag., Vol. 21, No. 1, pp.67-80, Jan. 2004.

[13] R. Dinis, P. Silva, and T. Araujo, "Joint turbo equalization and cancelation of nonlinear distortion effects in MC-CDMA signals," Proc. International Conference on Signal and Image Processing, Honolulu, Hawaii, USA, 2006.

[14] K. Takeda, F. Adachi, "HARQ throughput performance of multicode DS-CDMA with MMSE turbo equalization," Proc. IEEE VTC, Dublin, Ireland, Apr. 2007.

[15] 武田一樹, 安達文幸, "ジョイント送信/受信 MMSE-FDE と繰り返し ISI キャンセルを用いるシングルキャリア伝送," 信学技報, RCS2009-336, pp. 461-466, 2010年3月

[16] K. Takeda and F. Adachi, "Single-carrier HARQ using joint transmit/receive MMSE-FDE," Proc. IEEE VTC, Taipei, Taiwan, May 2010.

[17] D. Raphaeli and Y. Zarai, "Combined turbo equalization and turbo decoding," Proc. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM), vol. 2, no. 3-8, pp. 639-643, Nov. 1997.