

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

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 超高速次世代移動無線通信システムの実現には、チャンネル情報を送受信で用いる送受信協調型のチャネル等化が有効である。筆者らはこれまで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 を提案してきた。更なる伝送品質の改善には、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 キャンセル技術の導入が有効である。本報告では、ジョイント送信/受信 MMSE-FDE を用いる SC 伝送に繰り返し ISI キャンセルを適用したジョイント送信/受信 MMSE-FDE&FDIC を提案し、その伝送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。受信側で行われる ISI キャンセルを考慮した送信 FDE 重みを導出し、これを用いることで平均ビット誤り率(BER)特性を大幅に改善できることを示す。

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

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 For the next generation high-speed wireless communication systems, joint channel equalization using the same channel state information (CSI) at both transmitter and receiver is promising. Recently, we proposed a joint transmit/receive frequency-domain equalization (FDE) based on the minimum mean square error (MMSE) criterion for broadband single-carrier (SC) signal transmissions in a severe frequency-selective fading channel. To further improve the transmission performance, the use of inter-symbol interference (ISI) technique is effective. In this paper, we apply an iterative ISI cancellation to the SC transmission using the joint transmit/receive MMSE-FDE. We derive a transmit FDE weight which takes the ISI cancellation performed at the receiver into account. We show by computer simulation that the achievable bit error rate (BER) can be significantly improved by using the derived transmit weight.

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

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、厳しい周波数選択性チャ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 伝送は上りリンク伝送に向くと言える[9]。

筆者らは、これまで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、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]。その結果、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が分かってきた。これは、受信側で FDE が行われることを前提に最適化された送信 FDE が、チャンネルの周波数選択性抑圧と送信電力割り当てを同時に行う適応フィルタとして動作するためである。

以上のようなジョイント送信/受信 MMSE-FDE を用いてもチャンネルの選択性が完全に抑圧されるわけではないため、ISI は残留する。これまで受信 MMSE-FDE を用いる SC 伝送を対象とし、周波数領域繰返し残留干渉キャンセル (FDIC) を用いる受信 MMSE-FDE&FDIC が提案されてきた[12-14]。これは送信シンボルの仮判定・ソフトレプリカ生成、そして等化・干渉キャンセルを複数回繰返す技術である。受信 MMSE-FDE&FDIC を用いる SC 伝送では、送信シンボルのソフトレプリカ生成を時間領域で行う必要があるが、等化と干渉キャンセルを 1 タップの周波数領域フィルタリングで行うことができる。時間および周波数領域の信号変換は FFT/IFFT で実現できることから、低演算量で最尤系列推定 (MLSE)[1] に近い伝送特性を達成できる魅力的な技術であると言える。

本論文では、繰返し FDIC をジョイント送信/受信 MMSE-FDE に適用した、ジョイント送信/受信 MMSE-FDE&FDIC を提案する。受信側の FDIC を考慮した送信 FDE 重みを MMSE 規範に基づき導出する。提案法により達成可能な平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにする。

2. 送受信信号表現

本論文では、シンボル長 T_s で正規化した離散低域表現を用いる。送受信機構成を図 1 に示す。

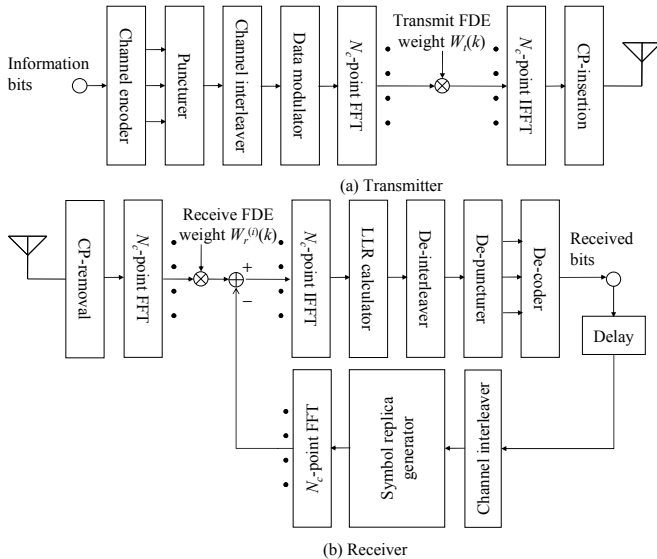


図 1 送受信機構成

2.1. 送信信号

送信機では、2 値情報ビット系列を誤り訂正符号化して、符号語長 2048 ビットの符号語ビット系列を生成する。これを複数ブロックに分割し、 N_c 個のデータシンボルからなるシンボルブロックを構成する。以下で

はある 1 つのブロックに着目した信号表記を行うものとし、ブロックインデックスは省略する。

データ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。 \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。

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

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

$$\mathbf{S} = \mathbf{W}_t \mathbf{D} \quad (2)$$

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

送信 FDE 重みを乗算された周波数領域信号ブロックを、 N_c ポイントの IFFT により時間領域信号ブロック $\mathbf{s}=[s(0), \dots, s(t), \dots, s(N_c-1)]^T$ に変換する。そして 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) に挿入したのち、各ブロックを送信する。

2.2. 伝搬路

伝搬路は L 個の異なる遅延時間を有する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ジングチャンネルであると仮定する。インパルス応答は次式で与えられる。

$$h(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(\tau - \tau_l) \quad (3)$$

ただし、 h_l および τ_l はそれぞれ第 l パスの複素パス利得および遅延時間を表す。また、 $\tau_l = l$ および $\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_l|^2] = 1$ であるとする。

2.3. 受信信号

CP を除去したのちの受信信号ブロック $\mathbf{r}=[r(0), \dots, r(t), \dots, r(N_c-1)]^T$ は次式で与えられる。

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

ここで E_s は送信シンボルエネルギーであり、 $\mathbf{n}=[n(0), \dots, n(t), \dots, n(N_c-1)]^T$ は雑音を表す。 \mathbf{n} の各要素 $n(t) (t=0 \sim N_c-1)$ 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} 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。

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

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 $\mathbf{R}=[R(0), \dots, R(k), \dots, R(N_c-1)]^T$ に変換される。 \mathbf{R} は次式で表せる。

$$\mathbf{R} = \mathbf{F}\mathbf{r} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}\mathbf{H}\mathbf{S} + \mathbf{N} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}\mathbf{H}\mathbf{W}_r\mathbf{D} + \mathbf{N} \quad (4)$$

ただし、 $\mathbf{H}=\mathbf{F}\mathbf{h}\mathbf{F}^H$ および $\mathbf{N}=\mathbf{F}\mathbf{n}$ 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} の第 k 対角要素 $H(k)$ は次式で与えられる。

$$H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \quad (5)$$

周波数領域受信信号ブロック \mathbf{R} を用いて繰り返し受信 FDE&FDIC を行う。ここでは第 i 回目の繰り返しについて説明する。なお、 $i=1$ を繰り返し初回と定義する。

繰り返し i 回目の受信 FDE 重みを $\{W_r^{(i)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ とし、受信 FDE 重み行列を $N_c \times N_c$ の対角行列 $\mathbf{W}_r^{(i)} = \text{diag}\{W_r^{(i)}(0), \dots, W_r^{(i)}(k), \dots, W_r^{(i)}(N_c-1)\}$ で表す。繰り返し i 回目の受信 FDE 重み乗算後の周波数領域受信信号ブロック $\hat{\mathbf{R}}^{(i)} = [\hat{R}^{(i)}(0), \dots, \hat{R}^{(i)}(k), \dots, \hat{R}^{(i)}(N_c-1)]^T$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{R}}^{(i)} &= \mathbf{W}_r^{(i)}\mathbf{R} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}\mathbf{D} + \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}\{\mathbf{W}_r^{(i)}\mathbf{H}\mathbf{W}_r - \mathbf{I}\}\mathbf{D} + \mathbf{W}_r^{(i)}\mathbf{N} \end{aligned} \quad (6)$$

ここで、上式第 1 項、第 2 項、および第 3 項はそれぞれ希望信号、受信 FDE 重み乗算後の残留 ISI、および雑音を表す。第 2 項の残留 ISI を抑圧するために、前回の繰り返し $(i-1)$ 回目の軟判定シンボルを用いて生成されたソフトシンボルレプリカブロック $\tilde{\mathbf{D}}^{(i-1)} = [\tilde{D}^{(i-1)}(0), \dots, \tilde{D}^{(i-1)}(k), \dots, \tilde{D}^{(i-1)}(N_c-1)]^T$ を用いて残留 ISI レプリカを生成し、受信 FDE 後に減算する。ただし、 $\tilde{\mathbf{D}}^{(0)} = \mathbf{0}$ とする。 $\hat{\mathbf{D}}^{(i)} = [\hat{D}^{(i)}(0), \dots, \hat{D}^{(i)}(k), \dots, \hat{D}^{(i)}(N_c-1)]^T$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{D}}^{(i)} &= \hat{\mathbf{R}}^{(i)} - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}\{\mathbf{W}_r^{(i)}\mathbf{H}\mathbf{W}_r - \mathbf{I}\}\tilde{\mathbf{D}}^{(i-1)} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}\mathbf{D} + \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}\{\mathbf{W}_r^{(i)}\mathbf{H}\mathbf{W}_r - \mathbf{I}\}\{\mathbf{D} - \tilde{\mathbf{D}}^{(i-1)}\} + \mathbf{W}_r^{(i)}\mathbf{N} \end{aligned} \quad (7)$$

最後に、 N_c ポイント IFFT を行い、時間領域の軟判定シンボルブロック $\hat{\mathbf{d}}^{(i)} = [\hat{d}^{(i)}(0), \dots, \hat{d}^{(i)}(t), \dots,$

$\hat{d}^{(i)}(N_c-1)]^T$ へと変換する。 $\hat{\mathbf{d}}^{(i)}$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{d}}^{(i)} &= \mathbf{F}^H \hat{\mathbf{D}}^{(i)} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}\mathbf{d} + \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}\{\mathbf{F}^H\mathbf{W}_r^{(i)}\mathbf{H}\mathbf{W}_r - \mathbf{I}\}\{\mathbf{d} - \tilde{\mathbf{d}}^{(i-1)}\} + \mathbf{F}^H\mathbf{W}_r^{(i)}\mathbf{F}\mathbf{n} \end{aligned} \quad (8)$$

ただし、 $\tilde{\mathbf{d}}^{(i-1)} = \mathbf{F}^H\tilde{\mathbf{D}}^{(i-1)}$ である。 $\tilde{\mathbf{d}}^{(i-1)}$ を用いてビット対数尤度比(LLR)を計算し、誤り訂正復号を行う。復号結果のビット LLR をもとにソフトレプリカ $\tilde{\mathbf{d}}^{(i-1)}$ を求め、周波数領域ソフトシンボルレプリカブロック $\tilde{\mathbf{D}}^{(i)} = [\tilde{D}^{(i)}(0), \dots, \tilde{D}^{(i)}(k), \dots, \tilde{D}^{(i)}(N_c-1)]^T$ を計算し、第 $(i+1)$ 回目のキャンセル繰り返しのための残留 ISI レプリカ生成を行う。なお、 $\tilde{\mathbf{D}}^{(i)}$ の計算は文献[12-14]を参考に、事後確率を用いた期待値に基づくソフトレプリカ生成を行うものとする。以上を $I(\geq 1)$ 回繰り返し、最後の誤り訂正復号結果のビット LLR を元にデータ判定を行う。

3. 送信・受信 FDE 重みの導出

本章では、送信 FDE および受信 FDE 重みの導出を示す。はじめに 3.1 節にて、伝搬路と送信 FDE の接続接続を等価チャネルとみなし、文献[13,14]と同様にして繰り返しごとに更新する受信 FDE 重みを求める。ついで 3.2 節にて、受信側で行う ISI キャンセルを考慮した送信 FDE 重みの導出を示す。

3.1. 受信 FDE 重み

次式で表される誤差ベクトルを用いる。

$$\begin{aligned} \mathbf{e}^{(i)} &= [e^{(i)}(0), \dots, e^{(i)}(0), \dots, e^{(i)}(N_c-1)]^T \\ &= \hat{\mathbf{d}}^{(i)} / \sqrt{2E_s/T_s} - \mathbf{d} \\ &= \{\mathbf{F}^H\mathbf{W}_r^{(i)}\mathbf{H}\mathbf{W}_r - \mathbf{I}\}\{\mathbf{d} - \tilde{\mathbf{d}}^{(i-1)}\} + \mathbf{F}^H\mathbf{W}_r^{(i)}\mathbf{F}\mathbf{n} / \sqrt{2E_s/T_s} \end{aligned} \quad (9)$$

誤差ベクトルの自己相関行列のトレース、すなわち

$$\begin{aligned} e^{(i)} &= \text{tr}[E\{\mathbf{e}^{(i)}\{\mathbf{e}^{(i)}\}^H\}] \\ &= \text{tr}\{\{\mathbf{W}_r^{(i)}\mathbf{H}\mathbf{W}_r - \mathbf{I}\}\rho^{(i-1)}\{\mathbf{W}_r^{(i)}\mathbf{H}\mathbf{W}_r - \mathbf{I}\}^H\} \\ &\quad + \gamma^{-1} \cdot \text{tr}\{\mathbf{W}_r^{(i)}\{\mathbf{W}_r^{(i)}\}^H\} \end{aligned} \quad (10)$$

を最小とする $\mathbf{W}_r^{(i)}$ が求める MMSE 重みであり、これは次式で与えられる。

$$\mathbf{W}_r^{(i)} = \rho^{(i-1)}\mathbf{W}_r^H \mathbf{H}^H [\mathbf{W}_r^H \mathbf{H}^H \rho^{(i-1)} \mathbf{H}\mathbf{W}_r + \gamma^{-1} \cdot \mathbf{I}]^{-1} \quad (11)$$

ここで、

$$E[\{\mathbf{d} - \tilde{\mathbf{d}}^{(i-1)}\}\{\mathbf{d} - \tilde{\mathbf{d}}^{(i-1)}\}^H] = \rho^{(i-1)} \cdot \mathbf{I} \quad (12)$$

としている[13,14]。 $\rho^{(i-1)}$ は繰り返し $(i-1)$ 回目で得られるシンボルレプリカの信頼度を表す係数である。 $\rho^{(0)} = 1$ であり、キャンセル繰り返しを行ってレプリカの信頼度が増すごとに 0 に近づく。

3.2. 送信 FDE 重み

前節で示した受信 FDE 重みは初回はキャンセル無しの MMSE 重みと同じであり、繰り返しのたびに最大比合成(MRC)重みに近づく。これは、フィードバックされるソフトレプリカの信頼度に応じて、チャンネルの周波数選択性をより有効活用できるよう変化するためである。

一方、送信側では一度乗算した送信 FDE 重みを変化させることは不可能である。受信側で残留 ISI の抑圧が無いものと仮定して文献[10]で導出した送信 FDE 重みをそのまま用いると、送信 FDE 自らがチャンネルの選択性の影響を緩和する動作をしてしまう場合がある。もし受信側で残留 ISI を完全抑圧できると仮定した場合、送信側では自由にスペクトルを歪ませることが出来るが、これでは FDIC で処理しきれない残留 ISI が生じてしまう場合がある。

以上のことから、一定量の残留 ISI キャンセル能力を受信機に期待した送信 FDE 重みを以下で導出する。仮想的な誤差ベクトルを次式で定義する。

$$\begin{aligned} \mathbf{e}^{tx} &= [e^{tx}(0), \dots, e^{tx}(0), \dots, e^{tx}(N_c-1)]^T \\ &= \{\mathbf{F}^H \mathbf{W}_r^{tx} \mathbf{H} \mathbf{W}_t \mathbf{F} - \mathbf{I}\} \sqrt{\rho^{tx}} \mathbf{d} + \mathbf{F}^H \mathbf{W}_r^{tx} \mathbf{F} \mathbf{n} / \sqrt{2E_s/T_s} \end{aligned} \quad (13)$$

ここで、 $\mathbf{W}_r^{tx} = \text{diag}\{W_r^{tx}(0), \dots, W_r^{tx}(k), \dots, W_r^{tx}(N_c-1)\}$ は送信 FDE 導出のために導入した、仮想的な受信 FDE 重み行列である。次式のように、式(10)と同様に自己相関行列のトレースを求める。

$$\begin{aligned} e^{tx} &= \text{tr}[E\{\mathbf{e}^{tx} \{\mathbf{e}^{tx}\}^H\}] \\ &= \text{tr}\{\{\mathbf{W}_r^{tx} \mathbf{H} \mathbf{W}_t - \mathbf{I}\} \rho^{tx} \{\mathbf{W}_r^{tx} \mathbf{H} \mathbf{W}_t - \mathbf{I}\}^H\} \\ &\quad + \gamma^{-1} \cdot \text{tr}\{\mathbf{W}_r^{tx} \{\mathbf{W}_r^{tx}\}^H\} \end{aligned} \quad (14)$$

上式を最小とする \mathbf{W}_r^{tx} は次式で与えられる。

$$\mathbf{W}_r^{tx} = \rho^{tx} \mathbf{W}_t^H \mathbf{H}^H [\mathbf{W}_t^H \mathbf{H}^H \rho^{tx} \mathbf{H} \mathbf{W}_t + \gamma^{-1} \cdot \mathbf{I}]^{-1} \quad (15)$$

これを式(14)に代入することで、次式を得る。

$$e^{tx} = \gamma^{-1} \rho^{tx} \cdot \text{tr}[(\rho^{tx} \mathbf{H} \mathbf{W}_t \mathbf{W}_t^H \mathbf{H}^H + \gamma^{-1} \mathbf{I})^{-1}] \quad (16)$$

制約条件 $\text{tr}\{\mathbf{W}_t \mathbf{W}_t^H\} = N_c$ の基で上式を最小とする \mathbf{W}_t は、ラグランジュの未定乗数法を用いて次式のように求められる。

$$W_t(k) = \max \left\{ \sqrt{\frac{1}{\mu} \frac{1}{\sqrt{\gamma} |H(k)|} - \frac{1}{\rho^{tx} \gamma |H(k)|^2}}, 0 \right\} \quad (17)$$

ここで μ は電力の制約を満たす定数である。

式(18)の送信 FDE 重みに含まれる ρ^{tx} は送信機が自由に決定できるパラメータである。送信 FDE 重み導出にあたり仮想的に導入された誤差ベクトル(式(13))から、 ρ^{tx} は残留 ISI 成分の大きさを表していることがわかる。すなわち、 ρ^{tx} は送信機が想定する、受信機での残留 ISI の予測量に相当する。 ρ^{tx} を 1 に近づけて送信すること

は、受信機での残留 ISI がほぼ抑圧されないものと仮定して送信することに相当する。反対に ρ^{tx} を 0 に近づけて送信することは、受信機での残留 ISI がほぼ抑圧されるものと仮定して送信することに相当する。

ρ^{tx} は瞬時チャンネル状態や変調方式に依存することが予想され、その導出は難しい。そこで本論文では、平均 SNR ごとに平均 BER を最小とする ρ^{tx} を計算機シミュレーションにより求める。

4. 計算機シミュレーション

計算機シミュレーション諸元を表 1 に示す。誤り訂正符号化は(13, 15)再帰的組織畳み込み(RSC)符号器 2 つを用いるターボ符号とし、符号化率は $R=1/2$ とする。復号には最大事後確率(MAP)復号器を 2 つ用いるが、要素復号器間での外部情報のやり取りは繰り返しキャンセルごとに 1 度(つまり、復号器内部での繰り返しは行わない)とする[15]。

表 1 シミュレーション諸元

Parameters	Values
Channel coding	Turbo coding with $R=1/2$
Data modulation	QPSK
Block size	$N_c=256$
CP length	$N_g=32$
Fading	$L=16$ -path frequency-selective block Rayleigh fading
Power delay profile	Uniform
Channel estimation	Ideal

4.1. チャンネルと送信 FDE 重みの様子

チャンネルの伝達関数 $H(k)$ と 1.0, 0.7, 0.4, および 0.1 の 4 つの ρ^{tx} を用いるときの送信 FDE 重み $W_t(k)$ の一例を図 2 に示す。平均送信シンボルエネルギー対雑音電力スペクトル密度比 $E_s/N_0=10\text{dB}$ としている。 $\rho^{tx}=1$ のときは FDIC を考慮しない送信 FDE 重みであり、文献[10]と同じである。 ρ^{tx} の値が小さいほど受信側の FDIC を信頼することに相当し、残留 ISI が抑圧されると仮定して送信 FDE 重みを計算する。したがって、チャンネルの利得が大きい周波数により多くの電力を配分し、状態の良い周波数を選択するようにスペクトルを大きく歪ませて送信する。これにより受信側での残留 ISI は増加するものの受信 SNR を高めることができるから、受信 FDIC が実際に残留 ISI を十分抑圧できれば、高い信号対干渉雑音電力比(SINR)が得られる。

4.2. BER と ρ^{tx} の関係

図 3 に、 ρ^{tx} の関数としてプロットした平均 BER を示す。図 3(a)は符号化なし、図 3(b)はターボ符号化ありの場合である。平均送信ビットエネルギー対雑音電力スペクトル密度比 $E_b/N_0(=0.5(E_s/N_0)(1+N_g/N_c))$ をパラメータとし、繰り返し回数 I を 1 回(つまり、FDIC 無し)もしくは 6 回としている。

まず、 $I=1$ の場合について考える。このとき $\rho^{tx}=1$ 、つまり FDIC がないと判断して送信 FDE 重みを求める場合が明らかに最適である。一方 $I=6$ の場合、受信側の FDIC があることから、 $\rho^{tx}<1$ とすることでさらに

BER を改善できる．受信側の FDIC 後の残留 ISI の範囲内で ρ^{tx} を小さくするほど BER は改善されるが， ρ^{tx} を小さくし過ぎると BER は逆に劣化してしまう．これは，受信 FDIC が補償できないほどの残留 ISI を送信 FDE が与えてしまうからである．さらに平均 BER を最小とする ρ^{tx} の値は E_b/N_0 に依存することが分かる．これは， E_b/N_0 が小さいときにはソフトレプリカの精度が悪く受信側の FDIC の繰り返しの効果が小さいが， E_b/N_0 が大きいときには FDIC が高精度で残留 ISI を抑圧可能なため，送信側では ρ^{tx} の値をより小さくして送信できるからである．

なお，図 3(b)のように符号化ありの時には強力な誤り訂正能力により図 3(a)のように顕著には見えないが， $I=6$ のときでも平均 BER を最小とする ρ^{tx} が存在している．以下では，平均 BER を最小とする ρ^{tx} の値を平均 E_b/N_0 ごとに求めて用いるものとする．

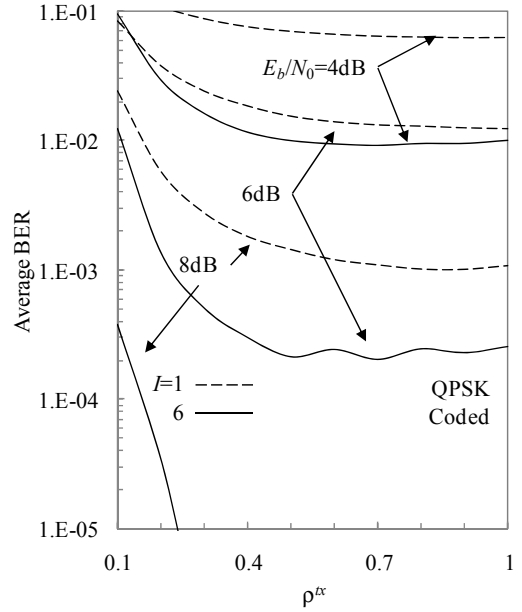
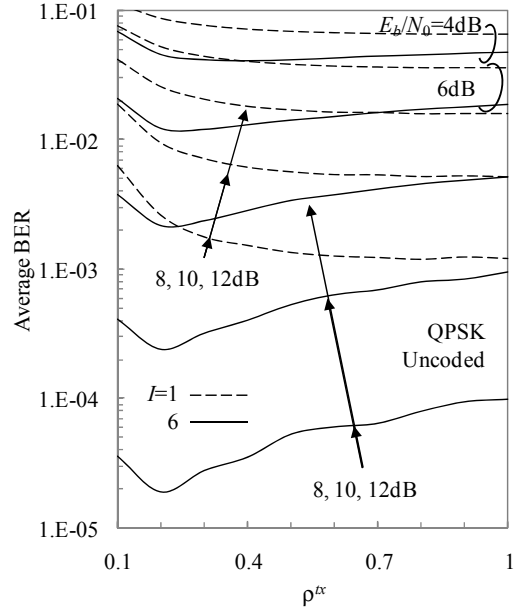
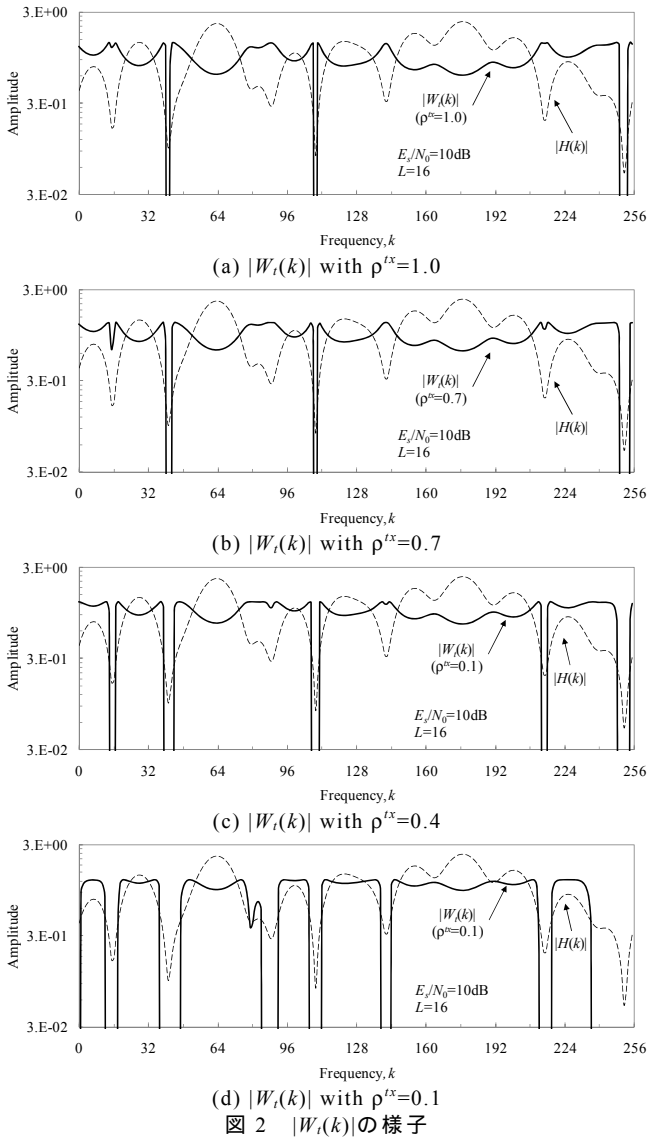
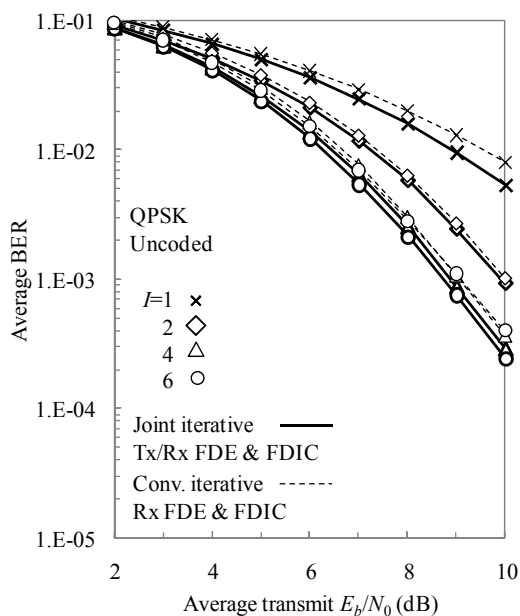


図 3 平均 BER 対 ρ^{tx}

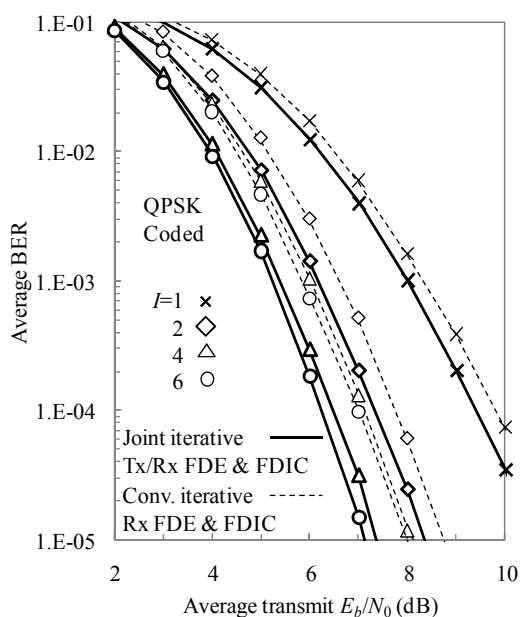
4.3. BER 特性の比較

図 4 に $I=1, 2, 4, 6$ としたときの平均 BER 特性をプロットした．符号化なしと符号化率 $R=1/2$ のターボ符号化ありの場合についてそれぞれプロットしている．比較のため，受信 MMSE-FDE&FDIC の特性も併せてプロットした．図 4 より，同じ繰り返回数で比較するとジョイント送信/受信 MMSE-FDE&FDIC が常に優れた BER 特性を実現できていることが分かる．符号化なしの場合，繰り返回数が增加することにより，受信 MMSE-FDE&FDIC からの BER 特性の改善量が減少していることがわかる． $BER=10^{-3}$ を得るための所要 E_b/N_0 の低減量は， $I=6$ のとき約 0.5dB 程度である．一方，ターボ符号化を適用した場合，大きな BER 特性改善効果が得られることが分かる．受信

MMSE-FDE&FDIC だけでも高い符号化利得が得られるにも関わらず、 $I=6$ のときの E_b/N_0 低減量は、約 1dB ほどになる。これは、符号化を行った場合には、復号結果から残留 ISI レプリカを生成しているため、レプリカ精度が高く受信機の残留 ISI 抑圧効果が大きくなるためである。



(a) 符号化なし



(b) 符号化あり

図 3 平均 BER 特性

5. まとめ

本論文では、受信側で行われる ISI キャンセルを考慮した送信 FDE 重みを用いるジョイント送信/受信 MMSE-FDE&FDIC を提案し、その平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにした。受信側の FDIC を考慮した送信 FDE 重みを MMSE 規範に基づき導出した。求めた送信 FDE 重みを適用し、受信側で

は繰り返し MMSE-FDE&FDIC を適用することで大きな伝送特性改善効果が得られ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 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-SS 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-SS 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. Dinis, P. Silva, and T. Araujo, "Joint turbo equalization and cancelation of nonlinear distortion effects in MC-SS signals," Proc. International Conference on Signal and Image Processing, Honolulu, Hawaii, USA, 2006.
- [13] K. Takeda, K. Ishihara, and F. Adachi, "Frequency-domain ICI cancellation with MMSE equalization for DS-SS downlink," IEICE Trans. Commun., Vol. E89-B, No. 12, pp. 3335-3343, Dec. 2006.
- [14] K. Ishihara, K. Takeda, and F. Adachi, "Multi-stage soft interference cancellation for DS-SS uplink signal transmission," IEICE Trans. Commun., Vol. E90-B, No. 5, pp. 1152-1161, May 2007.
- [15] D. Raphaeli and Y. Zurai, "Combined turbo equalization and turbo decoding," Proc. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM), vol. 2, no. 3-8, pp. 639-643, Nov. 1997.