

デュオバイナリ・パーシャルレスポンスフィルタを用いた SC-FDE の特性改善に関する検討

阿保 航平[†] アムナート ブンカジヤイ[†] 山本 哲矢[†] 安達 文幸[‡]

^{†‡}東北大学大学院 工学研究科 通信工学専攻 〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

E-mail: [†]{abo, amnart, yamamoto}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 広帯域シングルキャリア(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)を用いることで周波数ダイバーシチ効果が得られ、ビット誤り率(BER)特性を大幅に改善できる。パーシャルレスポンス(PR)フィルタを送信フィルタとして用いれば伝送帯域幅を狭くできるので周波数利用効率が向上するものの、PR フィルタによって生じた符号間干渉(ISI)を MMSE-FDE で十分抑圧できないので BER 特性が劣化してしまう。本報告では、MMSE-FDE に加えて周波数領域 ISI キャンセラや最尤系列推定(MLSE)を導入することで PR フィルタによって生じた ISI を低減する広帯域 SC-FDE 伝送の BER 特性を計算機シミュレーションにより求め、特性改善効果を明らかにしている。

キーワード 周波数領域等化, パーシャルレスポンスフィルタ, 周波数領域 ISI キャンセラ, 最尤系列推定

Study on Performance Improvement of SC-FDE Using Duobinary Partial Response Filter

Kohei ABO[†] Amnart BOONKAJAY[†] Tetsuya YAMAMOTO[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

^{†‡}Dept. of Communications Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: [†]{abo, amnart, yamamoto}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.jp

Abstract Frequency-domain equalization (FDE) based on minimum mean square error (MMSE) criterion significantly improves the bit error rate (BER) performance of single-carrier (SC) transmission by suppressing the channel frequency-selectivity. Partial response (PR) filtering achieves higher spectral efficiency by permitting certain amount of inter-symbol interference (ISI). However, employing the MMSE-FDE solely is not sufficient to mitigate the effect of such amount of ISI occurred from PR filtering, and hence BER performance degrades. To reduce the effect of ISI, we introduce the SC-FDE transmission using duobinary PR filtering, together with either frequency-domain iterative ISI cancellation or time-domain maximum likelihood sequence estimation (MLSE). Performance evaluation in terms of BER is evaluated by computer simulation.

Keyword Frequency-domain equalization, Partial response filter, Frequency-domain ISI cancellation, MLSE

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。しかし、移動無線チャネルは、遅延時間の異なる複数の伝搬路から構成される周波数選択性フェージングであり、シングルキャリア(SC)伝送では周波数選択性フェージングで生じた符号間干渉(ISI)によりビット誤り率(BER)特性が大幅に劣化してしまう[1]。最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化(MMSE-FDE)を用いれば、ISIを抑圧しつつ周波数ダイバーシチ効果を得ることができるので、BER特性を大幅に改善できる[2,3]。

ところで、これまでのSC伝送ではナイキストフィルタが広く用いられてきた[4]。しかし、送受信フィルタとしてルートナイキストフィルタを用いるSC伝送

では送信帯域幅が広がってしまう。送信フィルタにパーシャルレスポンス(PR)フィルタを用いれば、伝送帯域幅を狭くでき、周波数利用効率を向上できることが知られている[1,5]。しかしながら、PRフィルタによって生じたISIによりBER特性が劣化してしまう問題がある[1]。そこでこれまで、特性改善のためにプリコーディングやMLSEの適用が検討されてきたが、いずれも時間領域処理であり、相加性白色ガウス雑音(AWGN)環境下での検討であった[5,6]。

一方、筆者らは、周波数領域デュオバイナリ・PRフィルタを用いたSC-FDE伝送を対象に、MMSE-FDEをPRフィルタと周波数選択性フェージングチャネルの整合フィルタとして機能させることで、PRフィルタとチャネルによって生じたISIを同時に低減することを

検討してきたが[8], ISI を十分に抑圧できないため特性改善には限界があった. そこで, 本報告では周波数領域 ISI キャンセラ[7]を導入して残留 ISI の低減を図る. また, 筆者らはこれまで, PR フィルタによって生ずる ISI をプリコーディングにより低減し, 周波数選択性フェージングによって生じた ISI を MMSE-FDE により低減する SC 伝送も検討してきた[8]. 文献[8]において, 筆者らは, プリコーディングにより ISI の影響を低減することができるものの, PR フィルタリング後の送信シンボルの重なりにより受信信号対雑音電力比(SNR)が低下してしまうことを示した. 本報告では, 最尤系列推定(MLSE)[1,11]の導入により残留 ISI の影響の低減を図る.

本稿は以下のような構成になっている. 第2章ではデュオバイナリ・PR フィルタによる ISI を周波数領域 ISI キャンセラで低減する SC-FDE 伝送について述べる. 第3章ではPRフィルタにより増加した ISI を MLSE で低減する SC-FDE 伝送について述べる. 第4章では, 計算機シミュレーションにより平均 BER 特性を明らかにし, 第5章でまとめる.

2. 周波数領域 ISI キャンセラを用いる SC-FDE 伝送

2.1. 伝送系

図1に周波数領域デュオバイナリ・PR フィルタを用いた SC-FDE に ISI キャンセラを導入した伝送系の送受信系を示す. 送信側では N_c 個のデータブロック $\{d(n); n=0 \sim N_c-1\}$ を送信するものとする. N_c ポイント高速フーリエ変換(FFT)を用いて, データシンボルブロックを周波数領域信号 $\{D(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に変換する. 次に, デュオバイナリ・PR フィルタ $\{W_T(k); k=0 \sim N_c-1\}$ により帯域制限を行なって $\{S(k); k=0 \sim N_c-1\}$ を得る. 逆FFT(IFFT)により時間領域信号 $\{s(n); n=0 \sim N_c-1\}$ に変換し, ブロックの後尾 N_g サンプルをサイクリックプレフィックス(CP)としてコピーし, ガードインターバル(GI)に挿入して送信する.

受信機では, 周波数選択性フェージングチャネルを伝搬して受信された受信信号ブロックから GI を取り除いた後に, N_c ポイント FFT により周波数領域受信信号ブロック $\{R(k); k=0 \sim N_c-1\}$ を得て, MMSE-FDE および ISI キャンセルを行う. N_c ポイント IFFT を適用して時間領域信号に変換し, 軟判定値系列を得る. これをフィードバックして MMSE-FDE 重みおよび ISI レプリカを更新する. FDE および ISI キャンセルを十分な回数 (I 回)繰り返した後, データ復調を行う.

2.2. 送受信信号の数式表現

送信信号ブロック $\{s(n); n=0 \sim N_c-1\}$ は次式のように表される.

$$\begin{aligned} s(n) &= \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} S(k) \exp\left(j2\pi n \frac{k}{N_c}\right) \\ &= \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} D(k) W_T(k) \exp\left(j2\pi n \frac{k}{N_c}\right) \end{aligned} \quad (1)$$

ここで, $S(k)$, $D(k)$ および $W_T(k)$ はそれぞれ送信信号, データブロックの周波数領域表現およびデュオバイナ

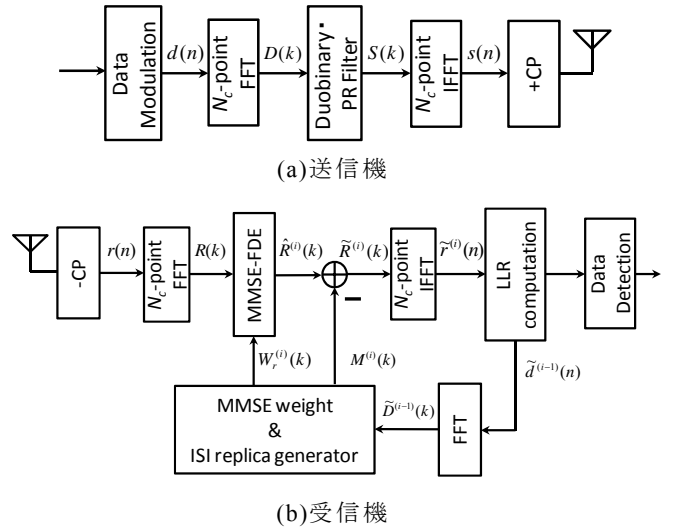
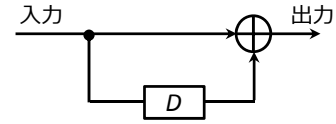
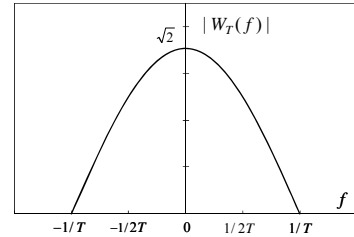


図1 送受信機構成



(a)構成



(b)伝達関数

図2 デュオバイナリ・PR フィルタ

リ・PR フィルタの伝達関数である. デュオ・バイナリフィルタの伝達関数を次式に示す. また図2にデュオバイナリ・PR フィルタの構成および伝達関数を示す.

$$W_T(k) = \sqrt{2} \cos\left(\frac{k\pi}{N_c}\right) \exp\left(-j\frac{k\pi}{N_c}\right) \quad (2)$$

送信信号は, 独立に変動する L 個のパスから構成される周波数選択性フェージングチャネルを伝搬して受信機で構成される. 第 l パスの遅延時間は τ_l であるものとする. チャネルのインパルス応答 $h(\tau)$ は次式で表される.

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

ここで, h_l は第 l パスの複素パス利得であり, $\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_l|^2] = 1$ であるものとする. なお, 本稿ではブロックフェージングを仮定し, 1 ブロックにわたってパス利得は変動しないものとしている.

受信信号 $\{r(n); n=0 \sim N_c-1\}$ は次式で表される.

$$r(n) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l \cdot s(n-l) + \eta(n) \quad (4)$$

ここで, E_s はシンボルエネルギー, T_s はシンボル長である. また, $\eta(n)$ は零平均で分散が $2N_0/T_s$ の複素ガウス過程であり, N_0 は AWGN の片側電力スペクトル密度である.

2.3. FDE と周波数領域 ISI キャンセラ

CP を削除した後の周波数領域受信信号ブロック $\{R(k); k=0 \sim N_c-1\}$ は次式で表せる.

$$R(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} H(k) S(k) + \Pi(k) \quad (5)$$

ここで, $H(k)$ および $\Pi(k)$ はそれぞれチャネルの伝達関数および雑音成分であり, 次式で与えられる.

$$\begin{cases} H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp\left(-j2\pi k \frac{l}{N_c}\right) \\ \Pi(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{n=0}^{N_c-1} \eta(n) \exp\left(-j2\pi k \frac{n}{N_c}\right) \end{cases} \quad (6)$$

以下では第 i 回目の繰り返し時における信号処理の動作について述べる. MMSE-FDE 後の受信信号は次式で与えられる.

$$\begin{aligned} \hat{R}^{(i)}(k) &= R(k) W_R^{(i)}(k) \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} D(k) \hat{H}^{(i)}(k) + \hat{\Pi}^{(i)}(k) \end{aligned} \quad (7)$$

ここで, $W_R^{(i)}(k)$ は MMSE 重みである. $\hat{H}^{(i)}(k)$ および $\hat{\Pi}^{(i)}(k)$ はそれぞれ MMSE-FDE 後の等価チャネル利得と雑音成分であり, 次式で与えられる.

$$\begin{cases} \hat{H}^{(i)}(k) = W_T(k) H(k) W_R^{(i)}(k) \\ \hat{\Pi}^{(i)}(k) = \Pi(k) W_R^{(i)}(k) \end{cases} \quad (8)$$

MMSE-FDE 後, 次式のように ISI キャンセルを行う.

$$\tilde{R}^{(i)}(k) = \hat{R}^{(i)}(k) - \tilde{M}^{(i)}(k) \quad (9)$$

ここで, $\tilde{M}^{(i)}(k)$ は次式で表される ISI レプリカである.

$$\tilde{M}^{(i)}(k) = \begin{cases} 0 & \text{for } i = 0 \\ \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \left\{ \hat{H}^{(i)}(k) - A^{(i)} \right\} \tilde{D}^{(i-1)}(k) & \text{for } i > 0 \end{cases} \quad (10)$$

ここで, $\tilde{D}^{(i)}(k)$ は周波数領域の送信信号レプリカであり, 生成方法に関しては次節で述べる. また, $A^{(i)}$ は $\hat{H}^{(i)}(k)$ のブロック内平均であり, 次式で表わせる.

$$A^{(i)} = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}^{(i)}(k) \quad (11)$$

ISI キャンセル後に次式のように N_c ポイント IFFT を適用して軟判定値系列 $\{\tilde{r}^{(i)}(n); n=0 \sim N_c-1\}$ を得る.

$$\tilde{r}^{(i)}(n) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{R}^{(i)}(k) \exp\left(j2\pi n \frac{k}{N_c}\right) \quad (12)$$

第 i 回目の繰り返しの後で受信データを出力するときは, 軟判定値系列 $\{\tilde{r}^{(i)}(n)\}$ をデータ復調する.

2.4. 周波数領域 ISI レプリカの生成

本節では, 第 i 回目の ISI レプリカ $\tilde{M}^{(i)}(k)$ の生成方法について説明する. 第 $i-1$ 回目に得られた軟判定値系列 $\{\tilde{r}^{(i-1)}(n)\}$ を用いて, $n(n=0 \sim N_c-1)$ 番目のシンボルにおける $x(x=0 \sim m-1)$ 番目のビット $b_{n,x}$ の対数尤度比 (LLR) を次式のように求める [7].

$$\begin{aligned} \Lambda_n^{(i-1)} &= \ln \left(\frac{p(b_{n,x}=1)}{p(b_{n,x}=0)} \right) \\ &\approx \frac{\left| \tilde{r}^{(i-1)}(n) - \sqrt{2E_s/T_s} A^{(i-1)} d_{b_{n,x}=0}^{\min} \right|^2}{2(\hat{\sigma}^{(i-1)})^2} - \frac{\left| \tilde{r}^{(i-1)}(n) - \sqrt{2E_s/T_s} A^{(i-1)} d_{b_{n,x}=1}^{\min} \right|^2}{2(\hat{\sigma}^{(i-1)})^2} \end{aligned} \quad (13)$$

ここで, $d_{b_{n,x}=0}^{\min}$ および $d_{b_{n,x}=1}^{\min}$ はそれぞれ x 番目のビットが 0 および 1 である信号点配置の中で, $\tilde{r}^{(i-1)}(n)$ からのユークリッド距離が最小となるシンボル候補である. また, $2(\hat{\sigma}^{(i-1)})^2$ は残留 ISI の分散と雑音の分散の和であり, ガウス雑音として扱えば次式で与えられる [10].

$$\begin{aligned} 2(\hat{\sigma}^{(i-1)})^2 &= \frac{2E_s}{T_s} \rho^{(i-1)} \left[\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left| \hat{H}^{(i-1)}(k) \right|^2 - \left| A^{(i-1)} \right|^2 \right] \\ &\quad + \frac{2N_0}{T_s} \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left| W_R^{(i-1)}(k) \right|^2 \end{aligned} \quad (14)$$

$\rho^{(i-1)}$ に関しては次節で述べる. QPSK 変調のときの軟判定レプリカ $\{\tilde{d}^{(i-1)}(n); n=0 \sim N_c-1\}$ は LLR を用いて次式のように生成される [9].

$$\tilde{d}^{(i-1)}(n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{\Lambda_0^{(i-1)}(n)}{2}\right) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{\Lambda_1^{(i-1)}(n)}{2}\right) \quad (15)$$

$\tilde{d}^{(i-1)}(n)$ に N_c ポイント FFT を適用して, 次式で表される $\tilde{d}^{(i-1)}(n)$ の周波数成分 $\{\tilde{D}^{(i-1)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ を得る.

$$\tilde{D}^{(i-1)}(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{n=0}^{N_c-1} \tilde{d}^{(i-1)}(n) \exp\left(-j2\pi k \frac{n}{N_c}\right) \quad (16)$$

$\tilde{D}^{(i-1)}(k)$ により式(10)の ISI レプリカ $\tilde{M}^{(i)}(k)$ が生成される.

2.5. 適応 MMSE-FDE 重み

MMSE 規範に基づく周波数領域 ISI キャンセラの FDE 重みは, ISI キャンセル後の周波数成分 $\{\tilde{R}^{(i)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ とデータシンボルブロックの周波数成分 $\{D(k); k=0 \sim N_c-1\}$ の平均二乗誤差 (MSE) を最小とする重みであり, 次式で与えられる [7].

$$W_R^{(i)}(k) = \frac{W_T^*(k) H^*(k)}{\rho^{(i-1)} |W_T(k)|^2 |H(k)|^2 + (E_s / N_0)^{-1}} \quad (17)$$

ここで, $\rho^{(i-1)}$ は次式で与えられる.

$$\rho^{(i-1)} = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} \left\{ E \left[|d(n)|^2 \right] - \left| \tilde{d}^{(i-1)}(n) \right|^2 \right\} \quad (18)$$

QPSK 変調のとき $E[|d(n)|^2] = 1$ である.

3. MLSE を用いる SC-FDE 伝送

3.1. 伝送系

図3にMLSEを用いる送受信系を示す。送信機では N_c 個のデータブロック $\{d(n); n=0 \sim N_c-1\}$ を送信するものとする。 N_c ポイントFFTを用いて、周波数領域信号 $\{D(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に変換する。次に、デュオバイナリ・PRフィルタ $\{W_T(k); k=0 \sim N_c-1\}$ により帯域制限を行なって $\{S(k); k=0 \sim N_c-1\}$ を得る。IFFTにより時間領域信号 $\{s(n); n=0 \sim N_c-1\}$ に変換した後、ブロックの後尾 N_g サンプルをCPとしてコピーし、GIに挿入して送信する。

受信機では、周波数選択性フェージングチャネルを伝搬して受信された受信信号ブロックからGIを取り除いた後に、 N_c ポイントFFTにより周波数領域受信信号ブロック $\{R(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に変換してMMSE-FDEを行う。MMSE重み $W'_R(k)$ は送信PRフィルタリング後の周波数領域送信信号ブロック $\{S(k)\}$ と重み乗算後の周波数領域受信信号ブロック $\{\hat{R}(k)\}$ のMSEを最小とする重みであり次式で与えられる。

$$W'_R(k) = \frac{H(k)}{|H(k)|^2 + (E_s / N_c)^{-1}} \quad (19)$$

$\{\hat{R}(k)\}$ に N_c ポイントIFFTを適用して時間領域信号に変換し、MLSEを適用する。

3.2. MLSE

MMSE-FDE後の軟判定値 $\{\hat{r}(n); n=0 \sim N_c-1\}$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \hat{r}(n) &= \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{R}(k) \exp\left(j2\pi n \frac{k}{N_c}\right) \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} A s(n) + \mu'(n) + \hat{\eta}'(n) \end{aligned} \quad (20)$$

ここで、 $A = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} H(k) W'_R(k)$ である。第1項は希望信号、第2項は残留ISIおよび第3項は雑音成分である。第2項と第3項は次式のように表せる。

$$\begin{cases} \mu'(n) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} H(k) W'_R(k) \right\} \sum_{\substack{n'=0 \\ n \neq n'}}^{N_c-1} d(n') \exp\left(-j2\pi k \frac{(n'-n)}{N_c}\right) \\ \hat{\eta}'(n) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{\Pi}(k) \exp\left(j2\pi n \frac{k}{N_c}\right) \end{cases} \quad (21)$$

ここで、 $\mu'(n)$ を零平均の複素ガウス雑音とすると残留ISIと雑音の和 $\hat{\eta}'(n) = \mu'(n) + \hat{\eta}'(n)$ を新たな零平均の複素ガウス変数とみなすことができる。式(20)は $\hat{\eta}'(n) = \mu'(n) + \hat{\eta}'(n)$ より次式のように書き表すことができる。

$$\hat{r}(n) = \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} A (d(n) + d(n-1 \bmod N_c)) + \tilde{\eta}'(n) \quad (22)$$

ここで、図2より $s(n) = (1/\sqrt{2})(d(n) + d(n-1 \bmod N_c))$ であることを用いた。 $\tilde{\eta}'(n)$ は次の確率密度関数を持つ。

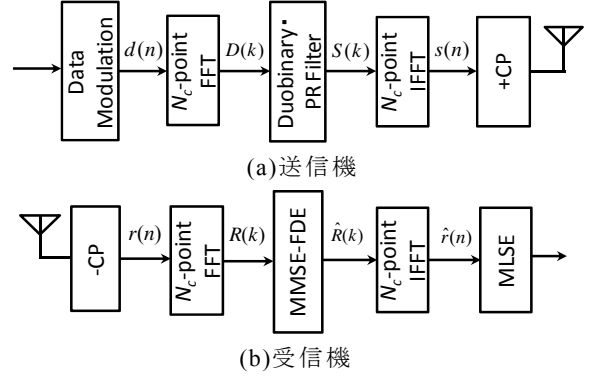


図3 送受信機構成

$$p(\tilde{\eta}'(n)) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi\hat{\sigma}'^2}} \right)^2 \exp\left(-\frac{|\tilde{\eta}'(n)|^2}{2\hat{\sigma}'^2}\right) \quad (23)$$

ここで、 $2\hat{\sigma}'^2$ は $\mu'(n)$ と $\hat{\eta}'(n)$ の分散和である。次に各シンボル候補の事後確率を計算する。ベイズの定理よりMMSE出力 $\hat{r}(n)$ が得られたときのあるシンボル候補 $d_i(n)$ ($i=0 \sim M-1$ M : 変調多値数) の事後確率 $P(d_i(n) | \hat{r}(n))$ は次式で表される[11]。

$$P(d_i(n) | \hat{r}(n)) = \frac{P(d_i(n)) p(\hat{r}(n) | d_i(n))}{p(\hat{r}(n))} \quad (24)$$

ここで $P(d_i(n))$ および $p(\hat{r}(n))$ はそれぞれシンボル d_i の送信確率および $\hat{r}(n)$ の確率密度関数である。また $p(\hat{r}(n) | d_i(n))$ は次式で表される条件付き確率密度関数である。

$$\begin{aligned} p(\hat{r}(n) | d_i(n)) &= \frac{1}{2\pi\hat{\sigma}'^2} \exp\left(-\frac{\left|\hat{r}(n) - \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} A (d_i(n) + d_i(n-1 \bmod N_c))\right|^2}{2\hat{\sigma}'^2}\right) \end{aligned} \quad (25)$$

ここで、全シンボルが等確率で送信されていると仮定すると、 $p(\hat{r}(n) | d_i(n))$ を最大とすることで事後確率 $P(d_i(n) | \hat{r}(n))$ が最大となる。 $p(\hat{r}(n) | d_i(n))$ は各シンボルで独立であるから $\ln p(\hat{\mathbf{r}} | \mathbf{d}_i)$ は次式で与えられる。

$$\ln p(\hat{\mathbf{r}} | \mathbf{d}_i) = 2N_c \ln\left(\frac{1}{\sqrt{2\pi\hat{\sigma}'^2}}\right) - \frac{f(\mathbf{d}_i)}{2\hat{\sigma}'^2} \quad (26)$$

ここで、シンボル候補系列および軟判定値系列をそれぞれ \mathbf{d}_i および $\hat{\mathbf{r}}$ で表した。また $f(\mathbf{d}_i)$ は次式で与えられる。

$$f(\mathbf{d}_i) = \sum_{n=0}^{N_c-1} \left| \hat{r}(n) - \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} A (d_i(n) + d_i(n-1 \bmod N_c)) \right|^2 \quad (27)$$

事後確率を最大とするためには、 $f(\mathbf{d}_i)$ が最小となるようにシンボル候補 \mathbf{d}_i を絞り込む。ここで、初期状態を確立するために $d(N_c-1)$ は既知シンボルとした。

4. 計算機シミュレーション

表1に計算機シミュレーション諸元を示す。QPSK変調、 $N_c=256$ 、 $N_g=16$ 、および16パス等電力遅延プロ

ファイルの有する周波数選択性ブロックレイリーフェージングを仮定している。

表 1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter	Modulation	QPSK
	FFT block size	$N_c=256$
	GI size	$N_g=16$
	Filter	Duobinary PR
Channel	Fading type	16-path block Rayleigh
	Power delay profile	Uniform
	Time delay	$\tau_l=l$ ($l=0\sim L-1$)
Receiver	Channel estimation	Ideal
	Equalization	MMSE-FDE and ISI cancellation, MMSE-FDE and MLSE

図 4 に繰り返回数 I をパラメータとしてプロットした周波数領域 ISI キャンセラを用いるときの平均 BER 特性を示す。横軸は 1 ビットあたりの受信信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度 $E_b/N_0 = ((1/2)(E_s/N_0)(1+N_g/N_c))$ である。また比較のために送信フィルタとして理想矩形フィルタを用いた特性も示した。これにより、周波数領域 ISI キャンセラを用いることにより、平均 BER 特性を改善できることがわかる。これは、キャンセラを用いることにより残留 ISI の影響を緩和することができるからである。 $I=1$ のとき $BER=10^{-4}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 を、キャンセラを用いない場合 ($I=0$) と比較しておよそ 3dB 程度低減できることがわかる。

図 5 に MLSE を適用したときの平均 BER 特性を示す。既知シンボルを挿入しているため、横軸は $E_b/N_0 = ((1/2)(E_s/N_0)(N_c+N_g)/(N_c-1))$ である。なお、比較のために以前検討した送信プリコーディングを適用したときの特性も示した。MLSE の適用により、送信プリコーディングを適用したときの特性よりも所要平均受信 E_b/N_0 をおよそ 2dB 程度低減できることがわかる。

図 6 に 3dB 帯域幅と $BER=10^{-4}$ を達成する所要受信 E_b/N_0 の関係を示す。これより、3dB 帯域幅と所要受信 E_b/N_0 はトレードオフの関係にあることがわかる。本稿で検討した、周波数領域デュオバイナリ・PR フィルタを用いた SC-FDE 伝送の中で、MLSE と FDE を組み合わせた SC-FDE 伝送が最も優れた特性を示す。理想矩形フィルタを用いた SC-FDE 伝送 ($I=0$) の所要 E_b/N_0 からの劣化を約 3dB に低減できることを示した。

5. むすび

本稿では、狭帯域化が可能なデュオバイナリ・PR フィルタを用いる SC-FDE 伝送について検討した。PR フィルタおよび周波数選択性フェージングによる ISI を

同時に低減する周波数領域 ISI キャンセラや MLSE の導入により、MMSE-FDE 単独で用いるときよりも残留 ISI を抑圧でき、伝送帯域幅の広い理想矩形フィルタを用いる SC-FDE 伝送の BER 特性に近づけることができることを示した。

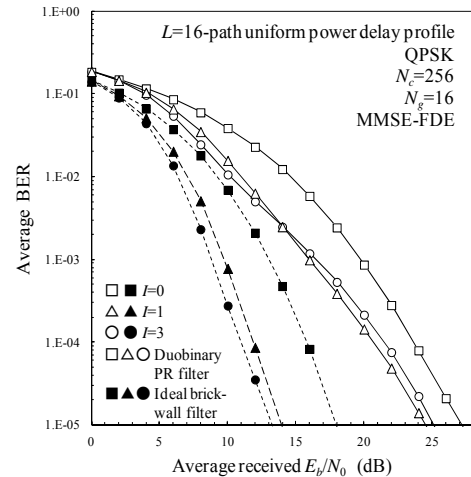


図 4 周波数領域 ISI キャンセラを用いるときの平均 BER 特性

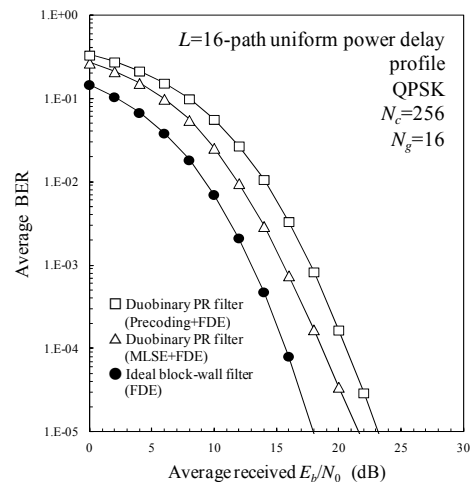


図 5 MLSE を用いるときの平均 BER 特性

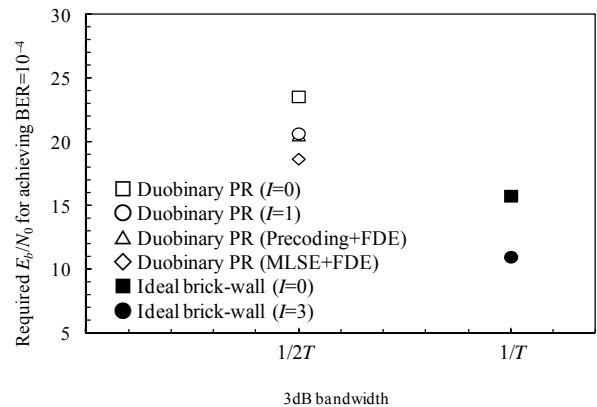


図 6 3dB 帯域幅と所要受信 E_b/N_0 の関係

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, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," *IEEE Wireless Commun.*, Vol. 12, No.2, pp. 8-18, Apr. 2005.
- [4] Y. Akaiwa, *Introduction to digital mobile communication*, Wiley, New York, 1997.
- [5] P. Kabal and S. Pasupathy, "Partial-response signaling," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 23, No. 9. pp. 921-934, Sep., 1975.
- [6] J. K. Wolf, "Trellis coding for partial-response channels," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 34, No. 8. Pp.765-773, Aug., 1986.
- [7] K. Takeda, K. Ishihara and F. Adachi, "Frequency-domain ICI cancellation with MMSE equalization for DS-CDMA downlink," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.E89-B, No.12, pp.3335-3343, Dec. 2006.
- [8] 阿保航平, アムナートブンカジャイ, 山本哲矢, 安達文幸, "Partial Response フィルタを用いた SC-FDE に関する一検討," 電子情報通信学会総合大会, B-5-91, p.501, 2013 年 3 月.
- [9] A. Stefanov and T. Duman."Turbo coded modulation for wireless communications with antenna diversity," *Proc. IEEE VTC99-Fall*, pp.1565-1569, Netherlands, Sept. 1999.
- [10] 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.
- [11] K. Tenma, T. Yamamoto and F. Adachi," Training sequence inserted single-carrier transmission using 2-step QRM-ML block signal detection," *Proc. 2012 IEEE The 13th International Conference on Communication Systems*, Singapore, 21-23 Nov. 2012.