

# Partial Response フィルタを用いた SC-FDE に関する一検討

## A Study on SC-FDE Using Partial Response Filter

阿保航平<sup>1</sup> アムナートブンカジャイ<sup>2</sup> 山本哲矢<sup>2</sup> 安達文幸<sup>2</sup>

Kohei Abo Amnart Boonkajay Tetsuya Yamamoto Fumiyuki Adachi

<sup>1</sup>東北大学工学部 情報知能システム総合学科 <sup>2</sup>東北大学 大学院工学研究科 通信工学専攻

<sup>1</sup>Department of Information and Intelligent Systems, School of Engineering, Tohoku University

<sup>2</sup>Department of Communications Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

### 1. まえがき

最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)を用いることで広帯域シングルキャリア(SC)伝送のビット誤り率(BER)特性を大幅に改善できる[1,2]. ところで, 符号間干渉(ISI)を積極的に許容するパルシャルレスポンス(PR)フィルタを用いれば信号帯域幅を狭くできる[3]. 本論文ではPR フィルタを用いるSC-FDEについて検討する.

### 2. PR フィルタを用いる SC-FDE

図1に送受信系を示す. 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. 送信信号ブロック  $s(n)$  は次式のように表される.

$$s(n) = \sqrt{2E_s/T_s} \sqrt{1/N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} S(k) \exp(j2\pi nk/N_c) \\ = \sqrt{2E_s/T_s} \sqrt{1/N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} D(k)W_r(k) \exp(j2\pi nk/N_c) \quad (1)$$

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,  $S(k)$ ,  $D(k)$  および  $W_r(k)$  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 PR フィルタの伝達関数である. 本論文では次式の伝達関数で与えられるクラス I のデュオ・バイナリフィルタを用いる.

$$W_r(k) = \sqrt{2} \cos(k\pi/N_c) \exp(-jk\pi/N_c) \quad (2)$$

受信機では受信信号ブロックからサイクリックプレフィックス(CP)を除去し,  $N_c$  ポイント高速フーリエ変換(FFT)を適用し次式で表される周波数領域受信信号  $\{R(k); k=0 \sim N_c-1\}$  へ変換する.

$$R(k) = \sqrt{2E_s/T_s} S(k)H(k) + \Pi(k) \quad (3)$$

ここで,  $H(k)$  はチャネルの伝達関数,  $\Pi(k)$  は平均 0 で分散  $2N_0/T_s$  の雑音成分であり,  $N_0$  は加法性白色ガウス雑音の片側電力スペクトル密度である. 次に MMSE-FDE を行い, 周波数領域信号  $\hat{R}(k) (=R(k)W_r(k))$  を得る.  $W_r(k)$  は MMSE 重みである. 重み乗算後の周波数領域受信信号に逆 FFT(IFFT)を適用して, 時間領域信号を得る.

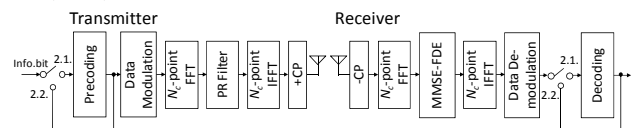


図1: PR フィルタを用いる SC 伝送系

### 2.1. 周波数選択性による ISI のみを補償する FDE(伝送系 1)

誤り伝播を防ぐために送信機ではプリコーディングを行う[3]. データ変調として QPSK を用いるものとする, 情報ビット系列  $\{a(m); m=0 \sim 2N_c-1\}$  は次式のようにプリコーディング後の情報ビット系列  $\{p(m); m=0 \sim 2N_c-1\}$  に変換される.

$$\begin{cases} p(2n) = a(2n) + p(2n-2 \bmod 2N_c) \pmod{2} \\ p(2n+1) = a(2n+1) + p(2n-1 \bmod 2N_c) \pmod{2} \end{cases} \quad (4)$$

$$n = 0 \sim N_c - 1$$

ただし, 巡回性を保つために  $p(2N_c-2)$ , および  $p(2N_c-1)$  は既知ビットとする. ここで  $n$  はシンボルである. プリコーディング後のビット系列をデータ変調して,  $\{d(n); n=0 \sim N_c-1\}$  を得る. MMSE 重み  $W_r^{(1)}(k)$  は周波数領域送信信号ブロック  $S(k)$  と  $R(k)$  の MSE を最小とする重みであり, 次式で与えられる[2].

$$W_r^{(1)}(k) = H^*(k) / [ |H(k)|^2 + (E_s / N_0)^{-1} ] \quad (5)$$

$\{\hat{R}(k); k=0 \sim N_c-1\}$  に  $N_c$  ポイント IFFT を適用し時間領域信号  $\hat{r}(n)$  へ変換した後, 次式のようにデータ復調およびデコーディングを行い, 受信ビット系列を得る. ただし, 送信

時にプリコーディング系列に既知ビットを挿入したため,  $a(2N_c-2)$  および  $a(2N_c-1)$  は判定しない.

$$\hat{a}(m) = \begin{cases} 0 & \text{if } \operatorname{Re}[\hat{r}(n)] \geq |1/2| \text{ for } m = 2n \\ \operatorname{Im}[\hat{r}(n)] \geq |1/2| \text{ for } m = 2n+1 \\ 1 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (6)$$

### 2.2. PR フィルタによる ISI も同時に補償する FDE (伝送系 2)

伝送系 2 ではプリコーディングを用いない. MMSE 重みは  $D(k)$  と  $R(k)$  の MSE を最小とする重みであり, 次式のように表される.

$$W_r^{(2)}(k) = W_r^*(k)H(k) / [ |W_r(k)H(k)|^2 + (E_s / N_0)^{-1} ] \quad (7)$$

重み乗算後の周波数領域受信信号に IFFT を適用して, 時間領域信号に変換した後, データ復調を行い受信ビット系列を得る.

### 3. 計算機シミュレーション

図2および3に平均 BER 特性を示す. QPSK 変調,  $N_c=256$ ,  $N_g=16$ , および  $L$  パス等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を仮定している. 図2より, どちらの伝送系を用いた場合も周波数ダイバーシチ効果によりパス数が増えるにつれて特性が改善されていることが分かる. しかし, 理想矩形フィルタを用いた場合よりも特性が劣化している. これはデュオ・バイナリフィルタの符号間干渉の影響である. また,  $E_b/N_0 > 13\text{dB}$  の領域では伝送系 2(PR フィルタによる ISI も同時に補償する FDE)が伝送系 1(周波数選択性による ISI のみを補償する FDE)よりも劣化している.

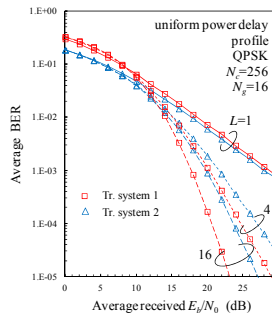


図2 パス数の影響

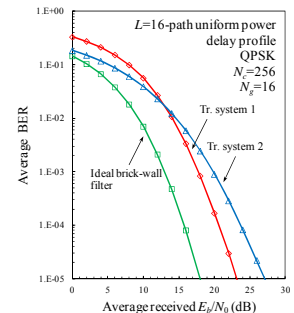


図3 平均 BER 特性(L=16)

### 4. まとめ

本論文では PR フィルタを用いる SC-FDE 伝送の平均 BER 特性を明らかにした. 従来の FDE と同様にパス数が増えるにつれて周波数ダイバーシチ効果により特性が良くなることを示した. 今後は伝送系 1 の場合には, 等化後に最尤系列推定(MLSE)も適用, 伝送系 2 の場合には, 繰り返し干渉キャンセラの導入により PR フィルタにより生じた符号間干渉の低減に関する検討を行う予定である.

[1] D. Falconer, et. al., IEEE Commun. Mag., Vol. 40, No. 4, pp. 58-66, Apr. 2002. [2] F. Adachi, et. al., IEE Electronics Letters, Vol. 39, No.2, pp. 239-241, Jan. 2003. [3] J.G. Proakis et. al., Digital communications, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.