

# Overlap FDE を用いるシングルキャリア伝送のビット誤り率の理論解析

## Bit Error Rate Analysis of Single-carrier Transmission Using Overlap FDE

小原 辰徳 武田 一樹 安達 文幸  
Tatsunori OBARA Kazuki TAKEDA Fumiyuki ADACHI

東北大学大学院工学研究科 電気・通信工学専攻

### 1. まえがき

ガードインターバル(GI)挿入を必要としない周波数領域等化(Overlap FDE)が提案され[1], 従来の周波数領域等化に比べ高いスループットを達成できることが明らかにされている[2]. 本論文では, Overlap FDE を用いるシングルキャリア伝送のビット誤り率(BER)の理論解析を行い, 数値計算および計算機シミュレーションによりその妥当性を示している.

### 2. Overlap FDE のビット誤り率

MMSE-FDE フィルタのインパルス応答は高速フーリエ変換(FFT)ブロック全体には広がらない. このため, GI を挿入しないために生ずる FDE 後の残留ブロック間干渉(ABI)は FFT ブロックの両端に集中する. Overlap FDE ではこの性質を利用して残留 ABI を抑圧する. 受信シンボル系列を  $M$  シンボルから成る小ブロックに分割し, この小ブロックを中心として  $N_c(\geq M)$  ポイント FFT を適用した後 FDE を行う. 等化後の  $N_c$  シンボルブロックから中央の  $M$  シンボル小ブロックのみを取り出すことで, 残留 ABI を抑圧する. 一般性を失うことなく, FFT 区間を  $t=0\sim N_c-1$  とすると, 受信  $N_c$  シンボルブロックは次式で表される.

$$r(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l s((t-\tau_l) \bmod N_c) + v(t) + \eta(t) \quad (1)$$

ここで,  $\{s(n); n=\dots, -1, 0, 1, \dots\}$  は送信シンボル系列,  $E_s$  はシンボルエネルギー,  $T_s$  はシンボル長,  $h_l$  および  $\tau_l$  は第  $l(=0\sim L-1)$  パスの複素パス利得および遅延時間である.  $v(t)$  および  $\eta(t)$  はそれぞれ ABI 成分および分散が  $2N_0/T_s$  ( $N_0$ : 片側電力スペクトル密度) の相加性白色ガウス雑音(AWGN)成分である. 式(1)で表される受信信号を  $N_c$  ポイント FFT によって, 次式のような周波数領域信号へ変換する.

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

ここで,  $H(k)$ ,  $S(k)$ ,  $N(k)$  および  $\Pi(k)$  は第  $k$  周波数におけるチャンネル利得, 信号成分, ABI 成分および雑音成分である. 式(2)の周波数領域受信信号に 1 タップ MMSE-FDE 重み  $W(k)$ [1] を乗算して等化を行い,  $N_c$  ポイント逆 FFT(IFFT)により時間領域信号  $\{\hat{r}(t); t=0\sim N_c-1\}$  へ変換する.

$N_c$  シンボルブロック内の時刻  $t$  における QPSK 変調の条件付 BER は, 残留符号間干渉(ISI)と ABI がガウス近似できるとき次式で与えられる[3].

$$p_e\left(\frac{E_s}{N_0}, t, \{H(k)\}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{1}{4} \gamma\left(\frac{E_s}{N_0}, t, \{H(k)\}\right)}\right] \quad (3)$$

ここで  $\operatorname{erfc}(x)$  は誤差補関数,  $\gamma(E_s/N_0, t, \{H(k)\})$  は次式で表される条件付信号対干渉+雑音電力比(SINR)である.

$$\gamma\left(\frac{E_s}{N_0}, t, \{H(k)\}\right) = \frac{2E_s}{T_s} \frac{1}{N_c} \left| \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right|^2 \quad (4)$$

式(4)中の  $\hat{H}(k) = H(k)W(k)$  は等化後の等価チャンネル利得,  $\sigma^2(t)$  は残留 ISI と残留 ABI および雑音の電力和であり, 次式で表される.

$$\sigma^2(t) = \frac{2E_s}{T_s} \left[ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right]^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right|^2 \quad (5)$$

$$+ \frac{2E_s}{T_s} \sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2 \sum_{\tau=0}^{\tau_l-1} |w(t-\tau)|^2 + \frac{2N_0}{T_s} \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |W(k)|^2$$

である. ここで  $w(t)$  は MMSE-FDE フィルタのインパルス応答である. 式(5)の右辺第 1 項および第 3 項が残留 ISI 電力および雑音電力[4], 第 2 項が残留 ABI 電力を表している. Overlap FDE では  $t=(N_c-M)/2\sim(N_c+M)/2-1$  の  $M$  シンボル小ブロックのみをデータ復調する.  $M$  シンボル小ブロック内の平均 BER は次式で表される.

$$p\left(\frac{E_s}{N_0}, M, \{H(k)\}\right) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} p_e\left(\frac{E_s}{N_0}, m + \frac{N_c - M}{2}, \{H(k)\}\right) \quad (6)$$

とり得る全ての  $\{H(k)\}$  に対して式(6)を平均することで, 最終的な平均 BER 特性が得られる.

### 3. 数値計算および計算機シミュレーション

図 1 に平均 BER 特性を示す.  $N_c=256$  とし,  $L=16$  パスの等電力遅延プロファイルを有する周波数選択性チャンネルを仮定している. 比較のため, 従来の GI 挿入を行う MMSE-FDE の特性も示している. このときの GI 長は 32 シンボルとした. Overlap FDE では  $M$  の値を小さくすることで, GI 挿入を行わないことで生ずる残留 ABI の影響を大幅に抑圧可能である. また, 理論値と計算機シミュレーション結果がほぼ一致しており, 理論解析の妥当性が示されている.

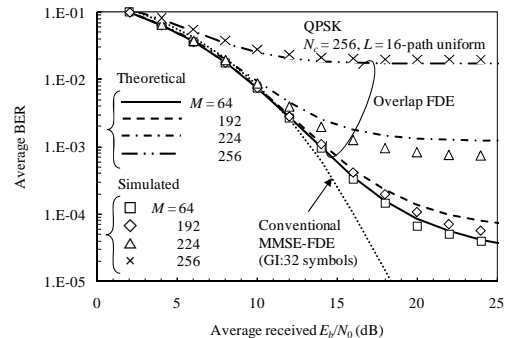


図 1 平均 BER 特性

### 4. むすび

本論文では, GI 挿入を必要としない Overlap FDE を用いるシングルキャリア伝送の BER 特性の理論解析を行い, 計算機シミュレーションによって理論解析の妥当性を示した.

#### 参考文献

- [1]武田, 留場, 安達, 信学技報, RCS2005-17, pp. 5-10, 2005年5月
- [2]Kazuki Takeda, Hiromichi Tomeba, Kazuaki Takeda and Fumiyuki Adachi, IEICE Trans. Commun., Vol. E90-B, No. 11, pp. 3189-3196, Nov. 2007.
- [3]J. G. Proakis, *Digital communications*, 4th ed., McGraw-Hill, 2001.
- [4]F. Adachi and K. Takeda, IEICE Trans. Commun., Vol. E87-B, No. 10, pp. 2991-3002, Oct. 2004.