

# 周波数領域フィルタを用いる SC-FDE に関する理論検討

## SC-FDE with frequency-domain filtering

奥山 卓 武田 一樹 安達 文幸

Suguru Okuyama 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

平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)を用いれば、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]. 符号間干渉を起こさずに信号帯域幅を制限するために、送信・受信フィルタにロールオフファクタ $\alpha$ のルートナイキストフィルタが広く用いられる. 本論文では、チャネル利得が与えられたときの瞬時 SINR から条件付 BER を導出している. 数値計算により平均 BER を求め、 $\alpha$ が平均 BER 特性に与える影響を明らかにしている.

### 2. 周波数領域フィルタを用いる SC-FDE 伝送系

図1に送受信機構成を示す. 送信機では、 $M$ 個のデータシンボルブロック $\{d(m); m=0, \dots, M-1\}$ を送信するものとする. 送信信号ブロックは次式のように表せる.

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

ここで、 $E_s$ はシンボルエネルギー、 $T_s$ はシンボル長で、 $S(k)$ は次式で与えられる送信フィルタ通過後の周波数領域信号である[2].

$$S(k) = \begin{cases} D(k)H_T(k) & k=0 \sim M-1 \\ D(k-M)H_T(k) & k=M \sim 2M-1 \end{cases} \quad (2)$$

$H_T(k)$ 及び $\{D(k); k=0 \sim M-1\}$ は、それぞれルート自乗余弦送信フィルタの伝達関数及びデータシンボルブロックの周波数領域表現である.

受信機では、受信信号ブロックからGIを除去した後に $N_c$ ポイントFFTを適用し、周波数領域受信信号 $\{R(k); k=0 \sim N_c-1\}$ へと変換する.  $R(k)$ は次式で与えられる.

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

ここで、 $H_c(k)$ 及び $N(k)$ はそれぞれ第 $k$ 周波数におけるチャネル利得及び分散 $2N_0/T_c$ のゼロ平均雑音成分であり( $T_c=MT_s/N_c$ )、 $N_0$ 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.

次式のように、ジョイントMMSE-FDE・スペクトル合成[2]を行い、周波数領域信号 $\{\hat{D}(k); k=0 \sim M-1\}$ を得る.

$$\begin{aligned} \hat{D}(k) &= \sum_{l=0}^1 R(k-lM)W(k-lM) \\ &= \sqrt{2E_s/T_s} \left( \sum_{l=0}^1 \hat{H}(k-lM)H_T(k-lM) \right) D(k) \\ &\quad + \sum_{l=0}^1 \hat{N}(k-lM) \end{aligned} \quad (4)$$

ここで、 $W(k)$ 、 $\hat{H}(k)$ および $\hat{N}(k)$ は、それぞれMMSE-FDE重み[2]、FDE後の等化チャネル利得及び等化雑音成分である.  $M$ ポイントIFFTにより $\{\hat{D}(k)\}$ を時間領域信号ブロック $\{\hat{d}(m); m=0 \sim M-1\}$ に変換し、復調・データ判定を行う.

### 3. 条件付 BER

$\hat{d}(m)$ は次式で与えられる.

$$\begin{aligned} \hat{d}(m) &= \sqrt{2E_s/T_s} \left( (1/M) \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k)H_T(k) \right) d(m) \\ &\quad + \sqrt{2E_s/T_s} \left( \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k)H_T(k) \left[ \sum_{\tau=0}^{M-1} d(\tau) \exp \frac{j2\pi k(m-\tau)}{M} \right] \right) \\ &\quad + (1/M) \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{N}(k) \exp(j2\pi km/M) \end{aligned} \quad (5)$$

第一項が希望信号成分、第二項が残留ISI成分、第三項が雑音成分である. これより、瞬時 SINR  $\gamma(E_s/N_0, \{H_c(k)\})$ は次式で与えられる[3].

$$\begin{aligned} \gamma(E_s/N_0, \{H_c(k)\}) &= \frac{2 \frac{E_s}{N_0} \left| \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k)H_T(k) \right|^2}{\frac{1}{M} \sum_{k=0}^{N_c-1} |W(k)|^2 + \frac{E_s}{N_0} \left[ \frac{(1/M) \sum_{k=0}^{N_c-1} |\hat{H}(k)H_T(k)|^2}{\left| (1/M) \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k)H_T(k) \right|^2} \right]} \end{aligned} \quad (6)$$

残留ISIをガウス雑音とみなした時の条件付きBERは、次式で与えられる.

$$p_b \left( \frac{E_s}{N_0}, \{H_c(k)\} \right) \cong \begin{cases} (1/2) \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\gamma(E_s/N_0, \{H_c(k)\})/4} \right) & \text{QPSK} \\ (3/8) \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\gamma(E_s/N_0, \{H_c(k)\})/20} \right) & \text{16QAM} \end{cases} \quad (7)$$

平均BERは取り得る全ての $\{H_c(k); k=0 \sim N_c-1\}$ で式(7)を平均することで求める.

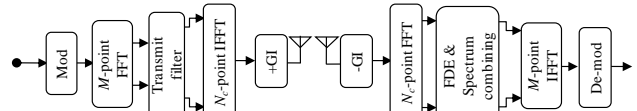


図1 送受信機構成

### 4. 数値計算と計算機シミュレーション

データ変調はQPSK及び16QAM、 $N_c=512$ 、 $M=256$ 、ガードインターバル長は $N_g=32$ である. また、チャネルは、減衰係数3dBの指数減衰遅延プロファイルを有する $L=16$ 個の独立なパスからなる周波数選択性ブロックレイリーフェージングとした. 平均BER特性を図2に示す. 変調方式に依らず $\alpha$ を大きくするにつれてBER特性が改善している. これは、信号帯域幅が広がるからより大きな周波数ダイバーシチ利得が得られるためである. また、条件付BERから求めた理論値とシミュレーション値はほぼ一致していることが分かる.

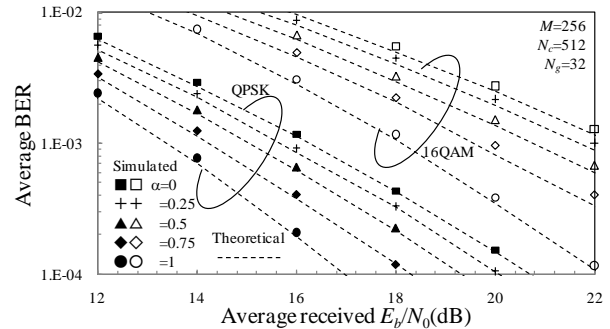


図2 BER特性

### 5. むすび

本論文では、チャネル利得が与えられたときの条件付BERを導出し、数値計算により平均BERを求めた.  $\alpha$ が平均BER特性に与える影響を明らかにした.

### 参考文献

[1]F.Adachi, D.Garg, S.Takaoka, and K. Takeda, IEEE wireless Commun. Mag., Vol.12, No.2, pp.8-18, April 2005.[2]奥山, 武田, 安達, 信学技報, RCS2009-27, pp.1-6, 2009年6月[3]武田, 安達, 信学技報, RCS2003-239, pp.27-32, 2004年1月