

# ジョイント送信/受信 MMSE-FDE を用いる マルチキャリア CDMA 移動無線通信の平均 BER 特性

武田 一樹<sup>†</sup> 安達 文幸<sup>‡</sup>

<sup>† ‡</sup> 東北大学大学院工学研究科電気・通信工学専攻 〒980-8579 宮城県仙台市青葉区字青葉 6-6-05

E-mail: <sup>†</sup> kazuki@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**あらまし** 次世代移動無線通信システムで要求される数ギガビット毎秒のデータ通信の実現には厳しい周波数選択性チャネルの克服が必須である。周波数領域拡散を用いるマルチキャリア(MC)符号分割多元接続(CDMA)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受信等化(受信 MMSE-FDE)を用いることで優れた伝送特性を実現できることが知られている。ところで、送信機がチャネル情報を有しているときには、MMSE 規範に基づく1タップの周波数領域送信等化(送信 MMSE-FDE)が適用可能であることが示されている。筆者らは、チャネル情報を送受信機が共有している場合に送受信機でそれぞれ1タップの FDE を行うジョイント送信/受信 MMSE-FDE を提案してきた。本稿では MC-CDMA 伝送を対象に、これら3種の MMSE-FDE の比較と考察を行う。それぞれの FDE の特徴に加え、平均ビット誤り率(BER)特性を計算機シミュレーションにより明らかにする。

**キーワード** MC-CDMA, 周波数領域等化, 送信等化

## Average BER Performance of Multicarrier CDMA Mobile Radio Using Joint Transmit/Receive MMSE-FDE

Kazuki TAKEDA<sup>†</sup> Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

<sup>† ‡</sup> Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

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

E-mail: <sup>†</sup> kazuki@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** In the next generation mobile communication systems, the use of powerful channel equalization technique is indispensable to overcome the problem arising from severe frequency-selective fading channel for the realization of Giga-bit data transmissions. A combination of multicarrier (MC) code division multiple access (CDMA) and frequency-domain equalization reception based on the minimum mean square error criterion (receive MMSE-FDE) is known as a robust wireless access technology. If the channel state information (CSI) is available at a transmitter, transmit MMSE-FDE (or pre-FDE) can be used. In our previous paper, we proposed a joint transmit/receive MMSE-FDE. In this paper, we study and compare the three types of MMSE-FDE for MC-CDMA. The bit error rate (BER) performance is evaluated by computer simulation.

**Keywords** MC-CDMA, frequency-domain equalization, pre-equalization

### 1. はじめに

次世代移動無線通信システムで要求される数ギガビット毎秒のパケットデータ通信の実現には、厳しい周波数選択性チャネルの克服が必須である。直交周波数分割多重(OFDM)伝送に代表されるマルチキャリア(MC)伝送は、多数の狭帯域サブキャリアを並列伝送することで周波数選択性チャネルによるスペクトルの歪を回避する伝送方式であり[1, 2], 下りリンク伝送への適用がよく検討されている。また, MC-符号分割多元接続(CDMA)[3, 4]では, 周波数領域拡散と最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく1タップの周波数領域受信等化(受信 MMSE-FDE)を組み合わせることで, 周波数ダイバーシチ効果を得つつマルチアクセス能力を保

ち, 優れたビット誤り率(BER)特性を実現できることが知られている(拡散率1のMC-CDMAはOFDMと等価である)。ところで, 基地局側に複雑な等化信号処理を集中させることで移動端末の小型・低消費電力化が狙えることから, 下りリンク伝送を対象とし, 送信機でチャネル情報を用いて行う送信 MMSE-FDE も研究されている[5-7]。しかし, 送信または受信 MMSE-FDE の一方だけでは BER 特性の改善には限界がある[8]。

筆者らは以前, チャネル情報を送受信機で共有し, それぞれで1タップ FDE を行うジョイント送信/受信 MMSE-FDE を提案した[9]。受信機では送信 FDE と伝搬路を等価伝搬路とみなして1タップの受信 MMSE-FDE を行う。送信機では, 受信 MMSE-FDE を

前提とした誤差関数を定義し, 送信電力の制約条件下において誤差関数を最小とする1タップの送信FDEを行う. [9]では, 直接拡散(DS-)CDMAのBER特性を改善できることを計算機シミュレーションにより明らかにした.

ジョイント送信/受信MMSE-FDEはMC-CDMAにも適用可能である. 本稿ではMC-CDMAを対象に, 3種のMMSE-FDEの比較と考察を行う. それぞれFDEの違いを明らかにするとともに, 平均ビット誤り率(BER)特性を計算機シミュレーションにより明らかにする. 送信機と受信機でFDEを用いるMC-CDMAの数式表現を第2章で述べたのち, 第3章では3種のMMSE-FDEについて考察を行う. 第4章では計算機シミュレーションにより3種のMMSE-FDEを用いるMC-CDMA伝送の平均BER特性を比較する.

## 2. MC-CDMA 伝送の数式表現

本稿では高速フーリエ変換(FFT)のサンプリング周期で正規化した離散低域通過表現を用いる. 伝搬路はサンプル長間隔の独立な $L$ 個のパスを有する周波数選択性チャンネルであるものとし, 送受信機での理想チャンネル推定を仮定する. 本章の数式表現では, 送受信機それぞれにFDEを導入したと仮定している.

### 2.1. 送信信号

送信機では, データシンボル系列を $U$ 個の並列系列 $\{d_u(i); i=\dots, -1, 0, 1, \dots\} (u=0\sim U-1)$ に変換し, それぞれを拡散率 $SF$ の直交拡散符号 $\{c_u(k); k=0\sim SF-1\}$ により拡散する. その後 $U$ 個の拡散系列を多重し, スケランブル符号 $\{c_{scr}(k); k=\dots, -1, 0, 1, \dots\}$ を乗算してマルチコードのCDMAチップ系列 $\{X(k)\}$ を得る.  $X(k)$ は次式で与えられる.

$$X(k) = \sum_{u=0}^{U-1} d_u(\lfloor k/SF \rfloor) c_u(k \bmod SF) c_{scr}(k) \quad (1)$$

$\{X(k)\}$ を長さ $N_c$ のチップブロックに分割し, 送信FDE重みを乗算する. 以下, チップブロック $\{X(k); k=0\sim N_c-1\}$ の送信を考え, これをベクトル $\mathbf{X}=[X(0), \dots, X(k), \dots, X(N_c-1)]^T$ で表す.

次式のように $\mathbf{X}$ に対し1タップの送信FDEを行う.

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

ただし,  $\mathbf{W}_t = \text{diag}\{W_t(0), \dots, W_t(k), \dots, W_t(N_c-1)\}$ は送信FDE重み行列であり,  $C = \sqrt{N_c / \text{tr}[\mathbf{W}_t \mathbf{W}_t^H]}$ は送信電力の正規化係数である. 得られた $\mathbf{S}$ に $N_c$ ポイントの逆FFT(IFFT)を適用し, 送信信号時間系列 $\mathbf{s} = \mathbf{F}^H \mathbf{S} = [s(0), \dots, s(t), \dots, s(N_c-1)]^T$ を得る. ここで, 行列 $\mathbf{F}$ はFFT行列であり, 次式で与えられる.

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \begin{bmatrix} 1 & & \cdots & & 1 \\ & e^{-j2\pi \frac{(k \times 1)}{N_c}} & \cdots & & e^{-j2\pi \frac{(k \times (N_c-1))}{N_c}} \\ & & \ddots & & \vdots \\ & & & \ddots & \\ & e^{-j2\pi \frac{(k \times (N_c-1))}{N_c}} & \cdots & & e^{-j2\pi \frac{(k \times (N_c-1))}{N_c}} \end{bmatrix} \quad (3)$$

この後,  $N_g$  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)に挿入して送信する.

### 2.2. 受信信号

伝搬路を介して受信された受信信号は, GIを除いたのちに $N_c$ ポイントの高速フーリエ変換により周波数領域信号へと変換される. 周波数領域受信信号 $\{R(k); k=0\sim N_c-1\}$ はベクトル表現 $\mathbf{R}=[R(0), \dots, R(k), \dots, R(N_c-1)]^T$ を用いて次式で表せる.

$$\mathbf{R} = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \mathbf{H} \mathbf{S} + \mathbf{N} \quad (4)$$

ここで $E_c$ および $T_c$ はそれぞれチップあたりの平均エネルギーおよびチップ長を表す.  $\mathbf{N}=[N(0), \dots, N(k), \dots, N(N_c-1)]^T$ は複素雑音ベクトルを表し, 各要素は零平均で分散が $2N_0/T_c$ の白色加法性複素ガウス雑音(AWGN)である.  $N_0$ は片側雑音電力スペクトル密度である. CP長が伝搬路の最大遅延時間よりも大きい場合, チャンネル行列は対角行列 $\mathbf{H} = \text{diag}\{H(0), \dots, H(k), \dots, H(N_c-1)\}$ で表せる[10]. ただし $H(k)$ はチャンネルの伝達関数を表し, 次式で与えられる.

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

ここで,  $h_l$ および $\tau_l$ はそれぞれ第 $l$ パスの複素パス利得および遅延時間である( $l=0\sim L-1$ ).

次式のように $\mathbf{R}$ に対し1タップの受信FDEを行う.

$$\hat{\mathbf{X}} = \mathbf{W}_r \mathbf{R} \quad (6)$$

ただし,  $\mathbf{W}_r = \text{diag}\{W_r(0), \dots, W_r(k), \dots, W_r(N_c-1)\}$ は受信FDE重み行列である. こうして得られた $\hat{\mathbf{X}}$ に対し逆拡散操作を行い, 次式のように軟判定シンボル $\{\hat{d}_u(i); i=\dots, -1, 0, 1, \dots\} (u=0\sim U-1)$ を得る.

$$\hat{d}_u(i) = \frac{1}{SF} \sum_{t=iSF}^{(i+1)SF-1} \hat{X}(k) c_{scr}^*(k) c_u^*(k \bmod SF) \quad (7)$$

次章では, 3種類のMMSE-FDEについて述べる.

## 3. MMSE-FDE について

受信MMSE-FDEでは, 周波数ごとに独立した誤差を定義し, それぞれの平均二乗誤差(MSE)を最小とする重みを各周波数で用いる. 一方, 送信機ではチャンネル情報を有していないとしているため(または, 送信機ではFDEを行わないため),  $\mathbf{W}_t = \mathbf{I}$ である.

送信 MMSE-FDE では、FDE 重み乗算により信号電力が変化してしまう。したがって、周波数ごとに信号電力で正規化した相対誤差を定義し、すべての周波数における MSE の総和を最小とする重みを各周波数で用いる [7]。一方、受信機ではチャンネル情報を有していないとしているため(または、受信機では FDE を行わないため)、 $\mathbf{W}_r = \mathbf{I}$  である。

以上を踏まえ、受信および送信 MMSE-FDE の場合の  $\mathbf{W}_t$  と  $\mathbf{W}_r$  はそれぞれ次のようになる。

$$\begin{cases} \mathbf{W}_t = (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + (E_s/N_0)^{-1}\mathbf{I})^{-1}\mathbf{H}^H & \text{送信 MMSE-FDE (8a)} \\ \mathbf{W}_r = \mathbf{I} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \mathbf{W}_t = \mathbf{I} \\ \mathbf{W}_r = (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + (E_s/N_0)^{-1}\mathbf{I})^{-1}\mathbf{H}^H & \text{受信 MMSE-FDE (8b)} \end{cases}$$

以下では、ジョイント送信/受信 MMSE-FDE における  $\mathbf{W}_t$  と  $\mathbf{W}_r$  を導出する。考え方は、送信 MMSE-FDE と同じであり、MSE の総和を最小とする重みを求める。

### 3.1. 誤差関数

各周波数における相対誤差  $\{e(k); k=0 \sim N_c-1\}$  を用いて、相対誤差ベクトル  $\mathbf{e} = [e(0), \dots, e(k), \dots, e(N_c-1)]^T$  は次式で定義される [9]。

$$\mathbf{e} = \frac{\hat{\mathbf{X}} - \sqrt{2E_c/T_c} \mathbf{C} \cdot \mathbf{X}}{\sqrt{2E_c/(N_c T_c)} \cdot \text{tr}[E(\mathbf{X}\mathbf{X}^H)] \cdot \mathbf{C}} \quad (9)$$

さらに、FFT ブロック全体の総合誤差関数  $e = \text{tr}[E(\mathbf{e}\mathbf{e}^H)]$  は次式で与えられる。

$$e = N_c \text{tr}[(\mathbf{W}_r \mathbf{H} \mathbf{W}_t - \mathbf{I})(\mathbf{W}_t \mathbf{H} \mathbf{W}_r - \mathbf{I})^H] + (U/SF \cdot E_s/N_0)^{-1} \text{tr}[\mathbf{W}_t \mathbf{W}_t^H] \text{tr}[\mathbf{W}_r \mathbf{W}_r^H] \quad (10)$$

### 3.2. 受信 FDE 重み行列の導出

まず、送信 FDE とチャンネルを等価伝搬路とみなしたときの MMSE 解として受信 FDE 重みを導出し、次いで、このような受信 MMSE-FDE が行われることを前提にして等化ブロックの合計 MSE を最小とする MMSE 解として送信重みを導出する。

送信 FDE とチャンネルを等価伝搬路とみなしたときの  $\mathbf{W}_r$  は次式で与えられる。

$$\mathbf{W}_r = (\mathbf{W}_t^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{W}_t + \Omega \cdot \text{tr}[\mathbf{W}_t \mathbf{W}_t^H] \cdot \mathbf{I})^{-1} \mathbf{W}_t^H \mathbf{H}^H \quad (11)$$

ここで、 $\Omega = (N_c(U/SF)(E_s/N_0))^{-1}$  とおいた。

### 3.3. 送信 FDE 重み行列の導出

式(10)に式(11)を代入し、次式を得る。

$$e = \Omega \text{tr}[\mathbf{W}_t \mathbf{W}_t^H] \times \text{tr} \left[ (\mathbf{W}_t^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{W}_t + \Omega \text{tr}[\mathbf{W}_t \mathbf{W}_t^H] \cdot \mathbf{I})^{-1} \right] \quad (12)$$

$\mathbf{H}$  は対角行列であることから、上式は誤差関数  $e$  が  $\{|W_t(k)|^2; k=0 \sim N_c-1\}$  の関数であり、送信 FDE 重みの位

相成分に依存しないことを示している。よって  $P(k) = |W_t(k)|^2 (\geq 0)$  ( $k=0 \sim N_c-1$ ) と置いて一般性を失わない。また、チャンネルの伝達関数を、振幅が大きい順に並べ替える。すなわち、 $\{H(k); k=0 \sim N_c-1\}$  の順序を入れ替えて  $\{G(q); q=0 \sim N_c-1\}$  に格納するが、このとき  $|G(0)| \geq |G(1)| \geq \dots \geq |G(N_c-1)|$  を満たすように並べ替えるものとする。 $\mathbf{P} = \text{diag}\{P(0), \dots, P(q), \dots, P(N_c-1)\}$  および  $\mathbf{G} = \text{diag}\{G(0), \dots, G(q), \dots, G(N_c-1)\}$  を用いて、式(12)は次式のように表せる。

$$\begin{aligned} e(\mathbf{P}) &= \Omega \text{tr}[\mathbf{P}] \times \text{tr}[(\mathbf{P}\mathbf{G}\mathbf{G}^H + \Omega \cdot \text{tr}[\mathbf{P}] \cdot \mathbf{I})^{-1}] \\ &= \sum_{q=0}^{N_c-1} \frac{\Omega \sum_{q'=0}^{N_c-1} P(q')}{P(q) |G(q)|^2 + \Omega \sum_{q'=0}^{N_c-1} P(q')} \end{aligned} \quad (13)$$

ただし、 $P(q) \geq 0$  ( $q=0 \sim N_c-1$ ) であるものとし、送信 FDE 重みには  $\sum_{q=0}^{N_c-1} P(q) = N_c$  なる拘束条件がある。

ところで、式(13)の  $e(\mathbf{P})$  は  $\mathbf{P}$  を変数とする凸関数 [11] である。したがって、最適性条件を満たす局所最適解が大域的最適解と一致する。最適  $\mathbf{P}$  の導出は、次のような非線形計画問題に帰着できる。

$$\begin{aligned} \min. \quad & e(\mathbf{P}) \\ \text{s.t.} \quad & \text{tr}(\mathbf{P}) = N_c \quad \text{and} \quad \{P(q); q=0 \sim N_c-1\} \geq 0 \end{aligned} \quad (14)$$

$e(\mathbf{P})$  を最小化する最適解のセットを  $\mathbf{P}_0 = \text{diag}\{P_0(0), \dots, P_0(q), \dots, P_0(N_c-1)\}$  とおく。一般性を失わず、最適解のセットは  $m$  個の  $P_0(q) \neq 0$  と  $(N_c-m)$  個の  $P_0(q) = 0$  を含むと仮定する(ただし  $0 < m \leq N_c$ )。  $e(\mathbf{P}_0)$  は  $|G(q)|^2$  の増加に対して減少することから、 $e(\mathbf{P}_0)$  を最小とするのは  $|G(q)|^2$  が小さい順に  $(N_c-m)$  個  $P_0(q) = 0$  と割り当てた場合である。すなわち、 $P_0(0), \dots, P_0(m-1)$  は非ゼロであり、 $P_0(m), \dots, P_0(N_c-1)$  は 0 を解に持つ(ただし  $0 < m \leq N_c$ )。以上を踏まえ、ラグランジュ関数を次式で定義する。

$$\begin{aligned} J &= e(\mathbf{P}) + \kappa \left\{ \sum_{q=0}^{m-1} P(q) - N_c \right\} \\ &+ \mu \left\{ \sum_{q=m}^{N_c-1} P(q) - 0 \right\} + \sum_{q=0}^{N_c-1} \psi_q \cdot \{-P(q) - 0\} \end{aligned} \quad (15)$$

ここで  $\kappa, \mu$ , および  $\{\psi_q; q=0 \sim N_c-1\}$  は未定乗数である。

最適解  $\{P_0(q); q=0 \sim N_c-1\}$  は Karush-Kuhn-Tucker (KKT) 条件 [12-14] を満たすことが必要であり、次式を満足する。

$$\left. \frac{\partial J}{\partial P(q)} \right|_{P_0(q)} = 0, \quad q = 0 \sim N_c - 1 \quad (16)$$

$$\sum_{q=0}^{m-1} P_0(q) - N_c = 0 \quad (17)$$

$$\sum_{q=m}^{N_c-1} P_0(q) = 0 \quad (18)$$

$$P_0(q) \geq 0, \quad q = 0 \sim N_c - 1 \quad (19)$$

$$\Psi_q \geq 0, \quad q=0 \sim N_c-1 \quad (20)$$

$$\Psi_q P_0(q) = 0, \quad q=0 \sim N_c-1 \quad (21)$$

式(15)~(21)を用いて,  $\{P_0(q); q=0 \sim N_c-1\}$ は次のように得られる.

$$P_0(q) = \theta_{m-1} \sqrt{\Omega} \cdot \frac{1}{|G(q)|} - \frac{\Omega N_c}{|G(q)|^2}, \quad q=0 \sim m-1, \quad (22)$$

また,  $P_0(q)=0$  ( $q=m \sim N_c-1$ )であり,  $\theta_{m-1}$ は次式を満たす正の定数である.

$$\theta_{m-1} = N_c \left( 1 + \sum_{q=0}^{m-1} \frac{\Omega}{|G(q)|^2} \right) \left( \sqrt{\Omega} \cdot \sum_{q=0}^{m-1} \frac{1}{|G(q)|} \right)^{-1} \quad (23)$$

元の周波数順序に並べ替えて, 送信 FDE 重み行列  $\mathbf{W}_t$  は次式で与えられる.

$$\mathbf{W}_t \mathbf{W}_t^H = \max[\theta_{m-1} \cdot \sqrt{\Omega} \cdot \tilde{\mathbf{H}}^{-1} - \Omega \cdot (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1}, 0] \quad (24)$$

ただし  $\tilde{\mathbf{H}} = \text{diag}\{|H(0)|, \dots, |H(k)|, \dots, |H(N_c-1)|\}$  であり,  $\text{tr}[\mathbf{W}_t \mathbf{W}_t^H] = N_c$  が成り立つ. なお, 式(11)と(24)より,  $\mathbf{W}_t$  または  $\mathbf{W}_r$  のすべての対角要素において,

$$\begin{cases} |W_r(k)| / |W_t(k)| = (\theta_{m-1} \sqrt{\Omega})^{-1} & (\text{Const.}) \text{ if } W_t(k) \neq 0 \\ |W_r(k)| = |W_t(k)| = 0 & (\text{Const.}) \text{ if } W_t(k) = 0 \end{cases} \quad (25)$$

が成立することから, 送信 FDE と受信 FDE は相似形であり, 同一の振幅特性を有することがわかる. また,  $m$  は式(13)で与えられる誤差関数を最小化する値でなければならないことから, 式(22)の定義域を  $q=0 \sim m$  と拡張した場合と  $q=0 \sim m-2$  と縮小した場合には, 誤差が増加するはずである. したがって,  $m$  は次の必要条件を満足する.

$$\begin{cases} \frac{\theta_{m-1}}{|G(m)|} - \frac{\sqrt{\Omega} N_c}{|G(m)|^2} < 0 \leq \frac{\theta_{m-1}}{|G(m-1)|} - \frac{\sqrt{\Omega} N_c}{|G(m-1)|^2} & \text{if } m=1 \sim N_c-1, \\ 0 \leq \frac{\theta_{m-1}}{|G(m-1)|} - \frac{\sqrt{\Omega} N_c}{|G(m-1)|^2} & \text{if } m=N_c \end{cases} \quad (26)$$

上式を満たす  $m$  の値は一意に定まることから [Appendix A], 最適送信 FDE 重み行列  $\mathbf{W}_t$  は一意に定まる.

## 4. 計算機シミュレーション

### 4.1. シミュレーション条件

計算機シミュレーションによる特性評価を行う.  $L=16$  パスの一様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環境であるとし, 理想チャネル推定を仮定する. FFT ブロックサイズは  $N_c=256$ , GI 長は  $N_g=32$  とする.

### 4.2. 平均 BER 特性

はじめに  $U=SF$ (フルコード多重)とし, QPSK および 16QAM を用いた場合の平均 BER 特性を図 1 に示す. 横軸は 1 ビット当たりの平均送信エネルギー対雑音電力スペクトル密度比  $E_b/N_0$  である. ジョイント送信/受信 MMSE-FDE の BER 特性に対し, 受信 MMSE-FDE の特性と送信 MMSE-FDE の特性を比較している.

まず,  $SF=1$ (OFDM)の場合を考える. このとき周波数ダイバーシチ効果は得られない. しかし送信 MMSE-FDE およびジョイント送信/受信 MMSE-FDE では, 受信 MMSE-FDE と比べて BER 特性を改善できる. これは, 送信 MMSE-FDE およびジョイント送信/受信 MMSE-FDE では, チャンネル利得が十分大きいサブキャリアが存在した場合には, そのサブキャリアにおける送信 FDE 重みが小さな値をとり, その分余剰電力を他のサブキャリアに配分する動作をするためである. その結果, チャンネルの選択性が大きくてもサブキャリアごとの受信電力のばらつきが小さくなり, 電力の小さいシンボルが救済されるため, BER 特性が改善される. 文献[9]にあるように, これは注水定理とは異なる電力配分法だと考えることができる. 注水定理ではチャンネル利得の大きいサブキャリアに電力を多く注ぐため, サブキャリアごとの受信電力のばらつきが強調される.

以上のことは, 第 3 章で述べたそれぞれの FDE における誤差関数の定義からも説明できる. 受信 MMSE-FDE ではサブキャリアごとに独立に MSE を最小化しよう動作するため, 品質十分なサブキャリアシンボルが存在しても, 他のサブキャリアにその影響は現れない. これに対して送信 MMSE-FDE やジョイント送信/受信 MMSE-FDE では, FFT ブロック全体の合計 MSE を最小化しよう動作する. したがって品質十分なサブキャリアが存在するなら, そのサブキャリアに与える電力を減らし, その分を他のサブキャリアに分け与えることで全体の MSE を最小化する. その結果 BER 特性が改善する.

$SF$  を大きくすると, 複数サブキャリアにデータシンボルが拡散されるため周波数ダイバーシチ効果が得られ, いずれの FDE を用いても BER 特性が改善される. ただし, データシンボル毎の品質にばらつきが小さくなるため, 送信 MMSE-FDE の受信 MMSE-FDE に対するアドバンテージは小さくなっていく.  $SF=N_c$  のときには全サブキャリアにデータシンボルが拡がるため, 両者の BER 特性は一致する. 対してジョイント送信/受信 MMSE-FDE は  $SF$  が大きくても両者に対し優れた BER 特性が得られる. これは 2 つの FDE の併用により, コード間干渉(ICI)をさらに抑圧できるからである.

$SF=256$  とし, コード多重数  $U$  を変えたときの BER 特性を図 2 に示す.  $SF=N_c$  であるため, 送信および受信 MMSE-FDE の BER 特性は一致する.  $U$  が小さいと

き、ジョイント送信/受信 MMSE-FDE では BER 特性が大幅に改善される。これは、送信 FDE が ICI の低減に加え受信信号電力の低下を抑圧するよう動作し、チャンネル利得の大きい周波数に集中的に電力を割り振るからである。

### 4.3. 残留 ICI と軟判定信号の分布

等価拡散率  $SF/U$  が大きい場合と小さい場合でジョイント送信/受信 MMSE-FDE による BER 特性改善の理由が異なる。本節ではこれを示すため、式(7)の軟判定値に含まれる残留 ICI 成分と軟判定値そのものの確率密度分布を比較する。簡単のため、ここではジョイント送信/受信 MMSE-FDE と受信 MMSE-FDE の2つのみを考える。両者の残留 ICI と軟判定値の分布を図3に示す。 $E_b/N_0=12\text{dB}$ ,  $SF=256$  とする。軟判定値の分布を示すに当たり、希望信号は「1」とであると仮定している。

図3(a)より、 $U=256$  の場合にはジョイント送信/受信 MMSE-FDE は残留 ICI をさらに抑圧できていることが分かる。これはジョイント送信/受信 MMSE-FDE では、送信 FDE 重みの乗算によりチャンネルの伝達関数の変動がある程度抑圧されるためである。チャンネル状態が悪いサブキャリアは0に置き換えられ、大きな残留 ICI を生じることもあるが、平均的に見れば残留 ICI は低減される。図3(b)の  $U=256$  の場合を比較すると、 $U$  が大きいときには雑音よりも残留 ICI が誤りの発生に支配的であるから、軟判定値の分散が小さくなり、BER 特性が改善されることが分かる。

一方  $U=16$  の場合、ジョイント送信/受信 MMSE-FDE では残留 ICI が大きくなっている。これは  $U$  が小さくなるに従い0に置き換えられるサブキャリアが増加するためである。また、 $U=1$  の場合には ICI は生じないが、0に置き換えられるサブキャリアはさらに増加する。この操作により0としたサブキャリアの電力が状態の良いサブキャリアに配分されるため、受信電力を増大できる。図3(b)においてジョイント送信/受信 MMSE-FDE と受信 MMSE-FDE の場合を比較すると、 $U=16$  および  $1$  の場合には軟判定値の分布が右にシフトしていることがわかる。これは受信電力の増加を表している。同図より  $U=1$  の場合には分布の右へのシフト量がさらに大きいことが確認できる。

### 5. むすび

本稿では、3種の MMSE-FDE の特徴を明らかにするとともに、それらを用いた MC-CDMA の BER 特性を計算機シミュレーションにより比較した。拡散率  $SF$  が小さいとき、送信 MMSE-FDE と受信 MMSE-FDE を用いる MC-CDMA の BER 特性が異なることに言及し、提案のジョイント送信/受信 MMSE-FDE によりさらに優れた BER 特性が得られることを明らかにした。

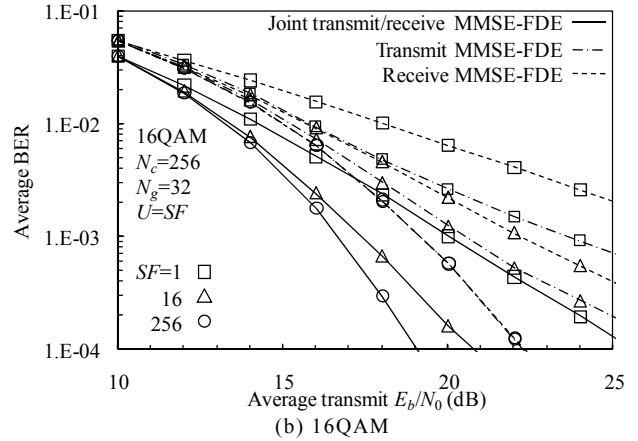
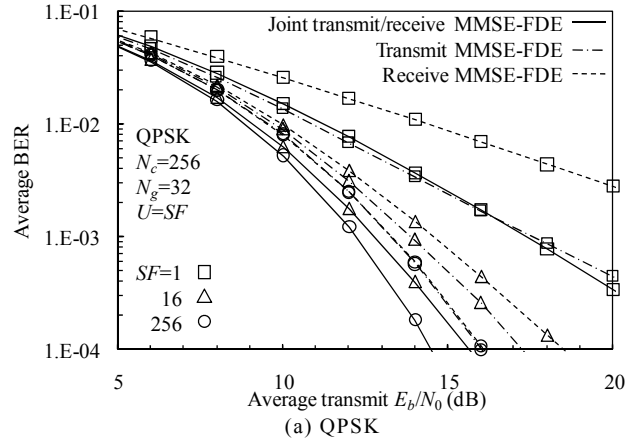


図1 BER 特性の比較 ( $U=SF$ )

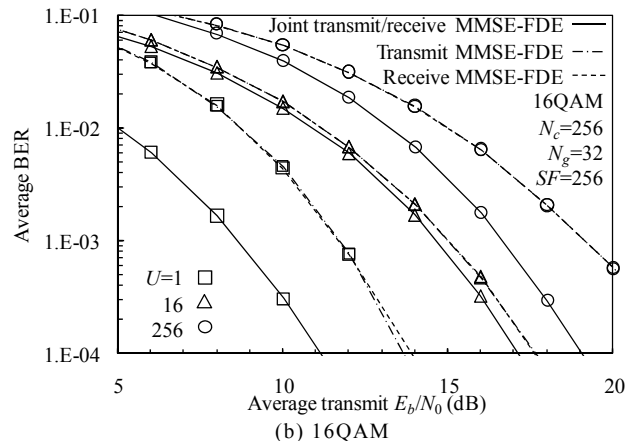
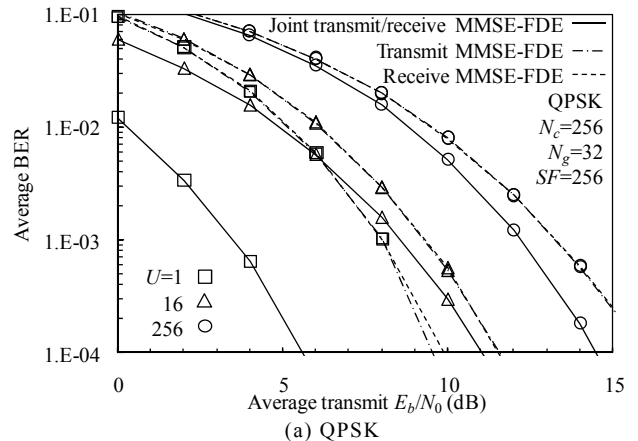
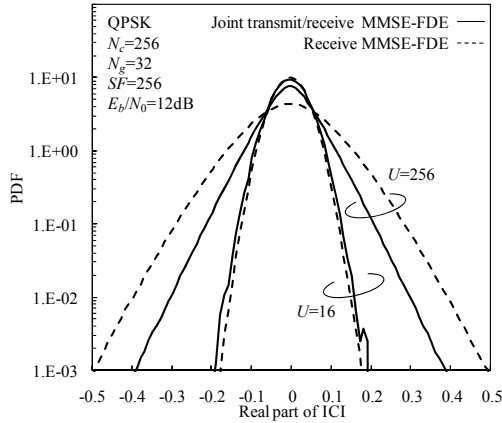
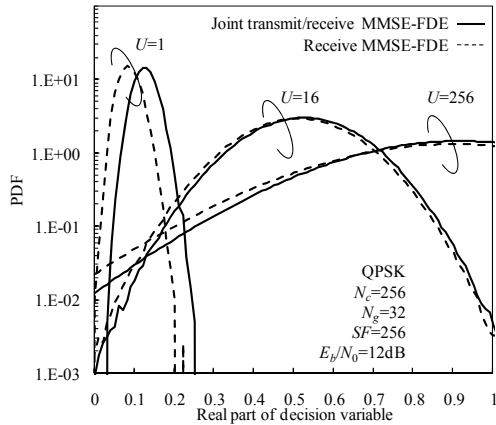


図2 BER 特性の比較 ( $SF=256$ )



(a) 残留 ICI の確率密度関数



(b) 軟判定値の確率密度関数

図 3 PDF (SF=256)

## Appendix A

式(26)を満たす  $m$  が一意に定まることを背理法により証明する。まず、 $m < N_c$  の場合について考える。式(26)を満たす  $0 < m < N_c$  なる  $m$  が与えられたとする。このとき、ある正の整数  $\delta > 0$  が存在し、次式を満足すると仮定する。

$$\frac{\theta_{m+\delta-1}}{|G(m+\delta)|} - \frac{\sqrt{\Omega}N_c}{|G(m+\delta)|^2} < 0 \leq \frac{\theta_{m+\delta-1}}{|G(m+\delta-1)|} - \frac{\sqrt{\Omega}N_c}{|G(m+\delta-1)|^2} \quad (A1)$$

式(22), (23), および(26)より,

$$\begin{aligned} N_c &= \sum_{q=0}^{m+\delta-1} \frac{\theta_{m+\delta-1}\sqrt{\Omega}}{|G(q)|} - \frac{\Omega N_c}{|G(q)|^2} \\ &= \sum_{q=0}^{m-1} \frac{\theta_{m-1}\sqrt{\Omega}}{|G(q)|} - \frac{\Omega N_c}{|G(q)|^2} > \sum_{q=0}^{m+\delta-1} \frac{\theta_{m-1}\sqrt{\Omega}}{|G(q)|} - \frac{\Omega N_c}{|G(q)|^2} \end{aligned} \quad (A2)$$

が成り立つことから、 $\theta_{m+\delta-1} > \theta_{m-1}$  が言える。一方、式(A2)の左辺等式部分からは

$$\sum_{q=0}^{m-1} \frac{\theta_{m+\delta-1} - \theta_{m-1}}{|G(q)|} + \sum_{q=m}^{m+\delta-1} \left\{ \frac{\theta_{m+\delta-1}\sqrt{\Omega}}{|G(q)|} - \frac{\Omega N_c}{|G(q)|^2} \right\} = 0 \quad (A3)$$

となる。 $\theta_{m+\delta-1} > \theta_{m-1}$  から上式の第1項は正であるが、

式(A1)の仮定の下では第2項も0以上となるため矛盾する。したがって  $\delta$  は存在しない。同様にして、

$$\frac{\theta_{m-\delta-1}}{|G(m-\delta)|} - \frac{\sqrt{\Omega}N_c}{|G(m-\delta)|^2} < 0 \leq \frac{\theta_{m-\delta-1}}{|G(m-\delta-1)|} - \frac{\sqrt{\Omega}N_c}{|G(m-\delta-1)|^2} \quad (A4)$$

を満たす  $\delta$  は存在しないことを示せる。 $m = N_c$  の場合も同様にして示せる。

## 文献

- [1] R. Prasad, *OFDM for wireless communications systems*, Artech House, 2004.
- [2] 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.
- [3] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," IEEE Commun. Mag., Vol. 35, No. 12, pp. 126-133, Dec. 1997.
- [4] E. A. Sourour and M. Nakagawa, "Performance of orthogonal multicarrier CDMA in a multipath fading channel," IEEE Trans. Commun., Vol. 44, No. 3, pp. 356-367, Mar. 1996.
- [5] R. L-U. Choi and R. D. Murch, "Frequency domain pre-equalization with transmit diversity for MISO broadband wireless communications," Proc. IEEE 56th Veh. Technol. Conf. (VTC), Vol. 3, pp. 1787-1791, Sept. 2002.
- [6] I. Cosovic, M. Schnell, and A. Springer, "On the performance of different channel pre-compensation techniques for uplink time division duplex MC-CDMA," Proc. IEEE 58th Veh. Technol. Conf. (VTC), Vol. 2, pp. 857-861, Oct. 2003.
- [7] H. Tomeba, K. Takeda and F. Adachi, "Frequency-domain space-time block coded-joint transmit/receive diversity for direct-sequence spread spectrum signal transmission," IEICE Trans. Commun., Vol. E90-B, No. 3, pp. 597-606, Mar. 2007.
- [8] K. Ishihara, K. Takeda, and F. Adachi, "Iterative frequency-domain soft interference cancellation for multicode DS- and MC-CDMA transmissions and performance comparison," IEICE Trans. Commun., Vol. E89-B, No. 12, pp. 3344-3355, Dec. 2005.
- [9] 武田一樹, 安達文幸, "マルチコード DS-CDMA におけるジョイント送信/受信 MMSE-FDE," RCS2009-01, 2009年5月
- [10] Philip J. Davis, *Circulant matrices*, Chelsea Pub. Co., 1994.
- [11] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*, Cambridge University Press, 2004.
- [12] W. Karush, Minima of functions of several variables with inequalities as side constraints, M.Sc. Dissertation. Dept. of Mathematics, Univ. of Chicago, Chicago, Illinois.
- [13] H. W. Kuhn and A. W. Tucker, "Nonlinear programming," Proc. of 2nd Berkeley Symposium, pp. 481-492, Univ. of California Press.
- [14] J. L. Holsinger, "Digital communications over fixed time-continuous channels with memory, with special application to telephone channel," M.I.T. Lab., Electron. Rep., Vol. 430, p. 460, 1964.