

# 周波数選択性フェージング環境下での OFDM-CDMA 受信における雑音強調を抑圧する周波数等化

佐尾 智基<sup>†</sup>      安達 文幸<sup>‡</sup>

東北大学大学院 工学研究科 電気・通信工学専攻  
〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 05

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

**あらまし** 周波数選択性フェージングチャネル環境下における OFDM-CDMA の下り通信では、直交性を保証する周波数等化が必要である。しかし、雑音強調により誤り率特性が劣化する。そこで、本論文ではパイロットシンボルを用いるチャネル推定と閾値検出を用いる、直交性を若干犠牲にして雑音強調を抑える閾値検出(TD)周波数等化法を提案している。閾値を最適化すれば同じ伝送レートで理想 Rake 合成の DS-CDMA よりも優れた誤り率特性が得られることを計算機シミュレーションで示している。また、直交再生合成(ORC)周波数等化、CE 周波数等化と MMSEC 周波数等化との特性比較も行っている。

**キーワード** OFDM, CDMA, 周波数等化, 周波数選択性フェージング

## Pilot-aided Frequency-domain Equalization with Threshold Detection for OFDM-CDMA Down Link Transmissions in A Frequency Selective Fading Channel

Tomoki SAO<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University  
05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579, Japan

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

**Abstract** In OFDM-CDMA down link, frequency equalization is necessary at the receiver to restore orthogonality among different users. But the noise enhancement due to orthogonality restoration degrades transmission performance. In this paper, pilot-aided frequency equalization with threshold detection (TD) is presented that can effectively suppress the noise enhancement. There is an optimal threshold that can minimize the bit error rate (BER) for a given received  $E_b/N_0$ . The average BER performance of OFDM-CDMA down link transmissions using TD equalization is evaluated by computer simulation. It is found that TD equalization using optimum detection threshold can significantly reduce the BER floor and outperforms DS-CDMA with ideal rake combining. The achievable BER performance is also compared with those of ORC, CE, and MMSEC equalization techniques.

**Key words** OFDM, CDMA, frequency-domain equalization, doubly selective fading channel

## 1. まえがき

移動通信では送信信号が多数の散乱物で反射されて多重波として受信されるので、伝搬路の伝達関数は周波数軸上で一定ではなく、複雑に変化している。これは周波数選択性フェージングと呼ばれる [1]。このような周波数選択性フェージング環境下でのマルチアクセスとして、直交周波数分割多重 (OFDM)-符号分割マルチアクセス (CDMA) が有力である。OFDM-CDMA 通信では、各ユーザのデータ変調シンボルをコピーし、複数サブキャリアを用いて並列伝送する。その時、複数ユーザの変調シンボルを多重化するために、周波数の関数として定義した直交拡散符号を複数サブキャリアに乗積する [2,3,4,5,6]。しかし、周波数選択性フェージングチャンネルでは符号間の直交性が崩れるため、受信側で各ユーザの直交性を再生する周波数等化が必要である。直交性を完全再生する周波数等化は直交再生合成 (ORC) 周波数等化と呼ばれている [5,6]。しかし、ORC 周波数等化では雑音強調が発生する [5] ため誤り率特性が劣化するという問題があった。

ORC 周波数等化における雑音強調は、チャンネル利得が落ち込んだサブキャリア成分を増幅しなければならないために雑音も増幅してしまうことから発生する。そこで本論文では、チャンネル利得の大きさがある閾値以下となったサブキャリア成分をその閾値をチャンネル利得とみなして周波数等化する閾値検出 (TD) 周波数等化を提案する。直交性の崩れと雑音強調の抑圧との間にはトレードオフの関係があり、閾値を最適設定すれば ORC より優れた誤り率特性を得ることが期待できる。

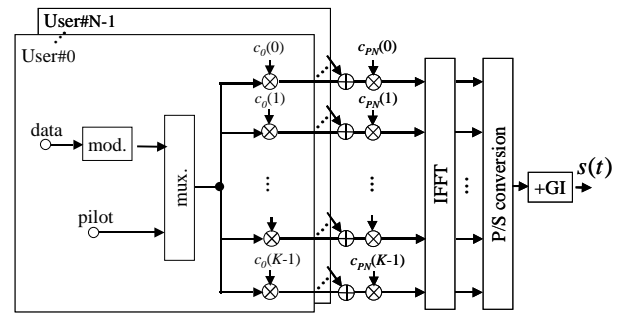
本論文では、パイロットシンボルを用いるチャンネル推定を用いて TD 周波数等化を行った場合について、伝送特性を計算機シミュレーションで求めている。そして、理想チャンネル推定時からの特性劣化があるものの、閾値を最適化すれば理想 Rake 合成を用いる DS-CDMA よりも優れた誤り率特性が得られることを示す。

## 2. OFDM-CDMA 下りリンク

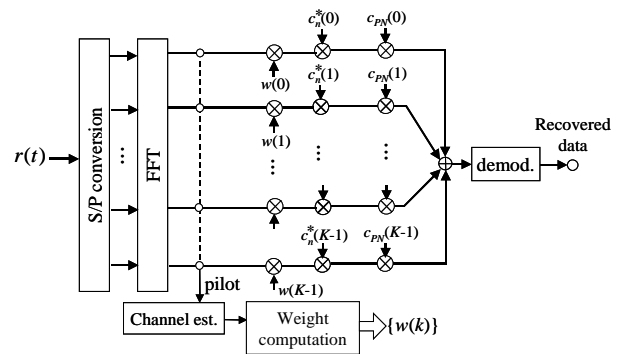
### 2.1 送信系

図 1(a)に OFDM-CDMA の送信系を示す。データ変調は QPSK 変調とし、送信シンボル系列は第 3 章で説明するスロット構成を用いるものとする。QPSK シンボル長を  $T_s$  とするとき、サブキャリア間隔が  $1/T_s$  である  $K$  本の直交サブキャリアを用いる。等価低域表現した OFDM-CDMA 信号の第  $k$  番目のサブキャリアの搬送波周波数は  $f_k = kT_s$  である。ユーザ  $n$  のスロット  $q$  の第  $m$  番目の変調シンボルを  $d_n(qN_{\text{slot}} + m)$  で表す。送信側では、まず  $d_n(qN_{\text{slot}} + m)$  を  $K$  個分コピーし、長さ  $K$  チップの直交符号系列  $c_n(k) = \{-1, 1\}$  を乗積し、さらに長周期 PN 符号系列  $c_{PN}(i) = \{-1, 1\}$  (ただし、 $i = (qN_{\text{slot}} + m)K + k$ ,  $k = 0, 1, \dots, K-1$ ) を乗積したのち、それらでサブキャリアを変調する。図 1 では簡単のため、 $m=0, q=0$  としている。長周期 PN

符号系列は符号間干渉のランダム性を確保するために用いている。最後に全てのサブキャリア信号成分を合成する。このようなサブキャリア変調は逆高速フーリエ変換 (IFFT) を用いて実現できる [2]。伝搬路の遅延広がりによる直交性の崩れを防ぐためにガードインターバルを挿入した後、伝搬路へ送信する。



(a) 送信系



(b) 第  $n$  番目のユーザの受信系

図 1 OFDM-CDMA の送受信系。

サブキャリア  $k$  の合成変調シンボル  $u(k, qN_{\text{slot}} + m)$  は次式のように表される。

$$u(k, qN_{\text{slot}} + m) = c_{PN}((qN_{\text{slot}} + m)K + k) \times \sum_{n=0}^{N-1} c_n(k) d_n(qN_{\text{slot}} + m) \quad (1)$$

for  $0 \leq m \leq N_{\text{slot}} - 1$  and  $0 \leq k \leq K - 1$

ここで、 $|d_n(k)| = 1$  であり、 $\{c_n(k)\}$  は次式を満たす直交符号である。

$$\sum_{k=0}^{K-1} c_n(k) c_i^*(k) = \begin{cases} K & \text{for } n = i \\ 0 & \text{for } n \neq i \end{cases} \quad (2)$$

なお、長周期 PN 符号系列  $\{c_{PN}(i)\}$  の周期は  $K$  より十分長いものとする。

OFDM-CDMA 信号の等価低域表現は次式のようになる。

$$s(t) = \sum_{q=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{N_{slot}-1} g(t - (qT_{slot} + mT)) \left\{ \sqrt{\frac{2S}{K}} \sum_{k=0}^{K-1} u(k, qN_{slot} + m) \times \exp[j2\pi(t - (qT_{slot} + mT))k/T_s] \right\} \quad (3)$$

ここで、 $S$  は 1 ユーザあたりの平均送信電力である。 $T_{slot}=N_{slot}T$  はスロット長である。 $T$  は OFDM シンボル長であり、QPSK シンボル長  $T_s$  (有効シンボル長と呼ばれる) とガードインターバル長  $T_g$  を用いて、次式のように表される。

$$T = T_g + T_s \quad (4)$$

また、 $g(t)$  は次式で与えられる送信パルス応答である。

$$g(t) = \begin{cases} 1 & -T_g \leq t \leq T_s \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5)$$

## 2.2 周波数選択性チャネル

時刻  $t$  で観測される伝搬路のインパルス応答  $h(\tau, t)$  は、 $L$  個の離散パスがあるものとする、次式で表される。

$$h(\tau, t) = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_l(t) \delta(\tau - \tau_l) \quad (6)$$

ここで、 $\xi_l(t)$  および  $\tau_l$  はそれぞれ第  $l$  パスの複素チャネル利得および遅延時間であり、 $\sum_{l=0}^{L-1} E[|\xi_l(t)|^2] = 1$  である。伝搬路のインパルス応答の長さがガードインターバル長  $T_g$  以下であるものとする。この時、伝搬路の伝達関数  $H(f, t)$  は次式になる。

$$H(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_l(t) \exp(-j2\pi f\tau_l) \quad (7)$$

$L > 1$  の場合、伝達関数  $H(f, t)$  は周波数の複雑な関数となる。このような伝搬路は周波数選択性フェージング伝搬路と呼ばれる。また、その形状は時間とともに変化する。すなわち、時間選択性も呈することになる。

## 2.3 受信信号

図 1(b) に OFDM-CDMA の受信系を示す。第  $n$  ユーザの受信機では、まず高速フーリエ変換(FFT)を用いて受信信号を各サブキャリア成分へ分解する。そして、周波数選択性フェージングの影響を除去するため周波数

等化する。その後、長周期 PN 符号系列および直交符号を周波数軸上で乗積した後、それらを積分することで受信シンボルを得る。

受信信号  $r(t)$  の等価低域表現は次式のようにになる。

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) s(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (8)$$

$n(t)$  は電力スペクトル密度  $N_0$  の白色ガウス雑音である。ここで、 $r(t)$  をフーリエ変換することによって、第  $k$  サブキャリアの合成変調シンボル成分  $\tilde{r}(k, qN_{slot} + m)$  が、次式のように得られる。

$$\begin{aligned} \tilde{r}(k, qN_{slot} + m) &= \frac{1}{T_s} \int_{qT_{slot} + mT}^{qT_{slot} + mT + T_s} r(t) \exp[-j2\pi(t - (qT_{slot} + mT))k/T_s] dt \\ &= \sqrt{\frac{2S}{K}} \sum_{i=0}^{K-1} u(i, qN_{slot} + m) \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \exp[j2\pi(i - k)t/T_s] \\ &\quad \times \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t + qT_{slot} + mT) g(t - \tau) \exp(-j2\pi i\tau/T_s) d\tau \right\} dt \\ &\quad + \tilde{n}(k, qN_{slot} + m) \end{aligned} \quad (9)$$

ここで、 $\tilde{n}(k, qN_{slot} + m)$  は雑音成分で、平均 0 で分散  $2N_0/T_s$  の複素ガウス変数になる。伝搬路のインパルス応答の長さがガードインターバル長  $T_g$  以下であることと式(5)とから、式(9)中の  $\tau$  に関する積分は

$$\begin{aligned} &\int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t + qT_{slot} + mT) g(t - \tau) \exp(-j2\pi i\tau/T_s) d\tau \\ &= \int_0^{T_s} h(\tau, t + qT_{slot} + mT) \exp(-j2\pi i\tau/T_s) d\tau \quad (10) \\ &= H(i/T_s, t + qT_{slot} + mT) \end{aligned}$$

となる。チャネル利得  $\xi_l(t)$  の時間変化は緩慢であり、OFDM シンボル長  $T$  内では一定であるものと仮定する。すなわち、

$$\xi_l(t + qT_{slot} + mT) \approx \xi_l(qT_{slot} + mT) \text{ for } 0 \leq t < T \quad (11)$$

であるものとする。このとき、

$$H(i/T_s, t + qT_{slot} + mT) \approx H(i/T_s, qT_{slot} + mT) \text{ for } 0 \leq t < T \quad (12)$$

となるから、式(9)は次式のように変形できる。

$$\begin{aligned}
& \tilde{r}(k, qN_{slot} + m) \\
& \approx \frac{1}{T_s} \sqrt{\frac{2S}{K}} \sum_{i=0}^{K-1} u(i, qN_{slot} + m) H(i/T_s, qT_{slot} + mT) \\
& \times \int_0^{T_s} \exp[j2\pi(i-k)t/T_s] dt + \tilde{n}(k, qN_{slot} + m) \quad (13) \\
& = \sqrt{\frac{2S}{K}} H(k/T_s, qT_{slot} + mT) u(k, qN_{slot} + m) \\
& + \tilde{n}(k, qN_{slot} + m)
\end{aligned}$$

第  $n$  ユーザの第  $m$  受信シンボル成分  $\hat{d}_n(qN_{slot} + m)$  は、各サブキャリア成分に長周期 PN 符号系列  $\{c_{PN}((qN_{slot} + m)K + k); k=0, 1, \dots, K-1\}$  および直交符号系列  $\{c_n(k)\}$  の複素共役を乗積し、 $K$  サブキャリア分だけ加算することで得られる。しかし、式(13)から分かるように、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信号は周波数ひずみを受けている。各ユーザの直交性を再生するための周波数等化が必要である。第  $k$  サブキャリアに対する重み係数を  $w(k, qN_{slot} + m)$  で表すものとする、周波数等化後に得られる変調シンボル成分は次式のように表される。

$$\begin{aligned}
\hat{d}_n(qN_{slot} + m) &= \sum_{k=0}^{K-1} w(k, qN_{slot} + m) \tilde{r}(k, qN_{slot} + m) \\
& \times c_n^*(k) c_{PN}^*((qN_{slot} + m)K + k) \quad (14)
\end{aligned}$$

### 3. パイロットを用いたチャネル推定と周波数等化

#### 3.1 チャネル推定

既知のパイロットシンボルをデータシンボル系列に時間多重して周期的に伝送する。以下では、 $N_p$  パイロットシンボルとその後に引き続き  $N_d$  データシンボル系列をスロットと呼ぶ。1 スロットのシンボル数は  $N_{slot} = N_p + N_d$ 、スロット長は  $T_{slot} = (N_p + N_d)T$  であり、 $T$  は OFDM シンボル長である。下りリンクの場合には全てのユーザが同じパイロットシンボルを共有できるので、全てのサブキャリアを用いてパイロットシンボルを伝送する。周波数-時間領域で示したスロット構造を図 2 示す。図 3 は、2 ユーザ多重の場合について、パイロットシンボルおよびデータシンボル電力の様子を示したものである。ここで、 $Q$  はパイロットシンボル電力対 1 ユーザ当たりのデータシンボル電力比である。

パイロットシンボルの電力は 1 ユーザ当たりの信号電力の  $Q$  倍であることに注意して、受信されるパイロット信号を表すと次式のようになる。

$$\begin{aligned}
& \tilde{r}(k, qT_{slot} + mT) \\
& = \sqrt{2S/K} H(k/T_s, qT_{slot} + mT) u_p(k, qN_{slot} + m) + \tilde{n}(k, qN_{slot} + m) \\
& \quad \text{for } 0 \leq m < N_p \quad (15)
\end{aligned}$$

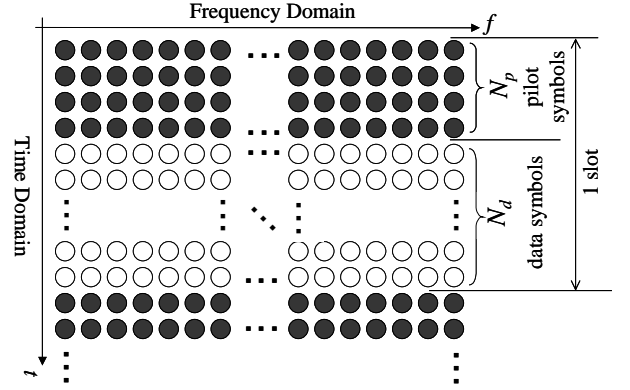


図 2 スロット構造。

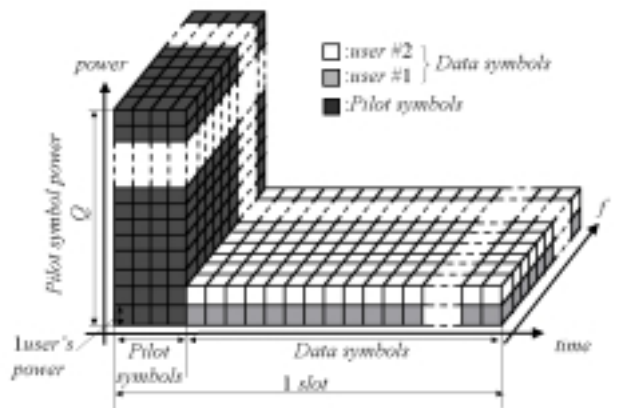


図 3 スロット内の電力分布 (2 ユーザの場合)。

ただし、 $u_p(k, qN_{slot} + m)$  は次式で与えられる送信パイロットシンボルである。

$$u_p(k, qN_{slot} + m) = \sqrt{Q} \exp(j\pi/4), \text{ for } 0 \leq m < N_p \quad (16)$$

受信機では  $K$  と  $Q$ 、そして  $u_p(k, qN_{slot} + m)$  は既知であるものとする。サブキャリアごとに、各スロットの先頭で受信される  $N_p$  個のパイロットシンボルを同期加算することでチャネル推定するものとする。ここでは一般性を失うことなく、第 0 スロットのデータ復調を考える。第  $k$  サブキャリア周波数点におけるチャネル推定値  $\tilde{H}(k/T_s, qT_{slot})$  は次式で表される。

$$\begin{aligned}
& \tilde{H}(k/T_s, qT_{slot}) \\
& = \frac{1}{N_p \sqrt{2SQ/K}} \sum_{m=0}^{N_p-1} \tilde{r}(k, qN_{slot} + m) u_p^*(k, qN_{slot} + m) \quad (17)
\end{aligned}$$

これを、パイロットに引き続き  $N_d$  個のデータシンボルを受信するときの周波数等化に用いる。すなわち

$$\tilde{H}(k/T_s, qT_{slot} + mT) = \tilde{H}(k/T_s, qT_{slot}) \quad (18)$$

以下では、まず ORC 周波数等化について説明し、その後、本論文で提案している TD 周波数等化について述べる。

### 3.2 ORC 周波数等化

伝達関数  $H(k/T_s, qT_{slot} + mT)$  の逆数に比例する重み係数を用いるのが ORC 周波数等化であり、重み係数  $w_{\text{ORC}}(k, qN_{slot} + m)$  は次式になる[5,6].

$$w_{\text{ORC}}(k, qN_{slot} + m) = \frac{\tilde{H}^*(k/T_s, qT_{slot} + mT)}{|\tilde{H}(k/T_s, qT_{slot} + mT)|^2} \quad (19)$$

ORC 周波数等化時の第  $k$  サブキャリア成分  $\{\hat{u}(k, qN_{slot} + m); k = 0, 1, \dots, K-1\}$  は次式のようになる.

$$\begin{aligned} \hat{u}(k, qN_{slot} + m) &= w_{\text{ORC}}(k, qN_{slot} + m) \tilde{r}(k, qN_{slot} + m) \\ &= \sqrt{\frac{2S}{K}} \alpha(k, qN_{slot} + m) u(k, qN_{slot} + m) \\ &\quad + \frac{\tilde{n}(k, qN_{slot} + m)}{\tilde{H}(k/T_s, qT_{slot} + mT)} \end{aligned} \quad (20)$$

ここで、

$$\alpha(k, qN_{slot} + m) = \frac{H(k/T_s, qT_{slot} + mT)}{\tilde{H}(k/T_s, qT_{slot} + mT)} \quad (21)$$

である. 第  $n$  ユーザの第  $m$  シンボル成分  $\hat{d}_n(qN_{slot} + m)$  は、従って次式のように表される.

$$\begin{aligned} \hat{d}_n(qN_{slot} + m) &= \sum_{k=0}^{K-1} \hat{u}(k, qN_{slot} + m) c_{PN}^*((qN_{slot} + m)K + k) c_n^*(k) \\ &= \sqrt{\frac{2S}{K}} d_n(qN_{slot} + m) \left( \sum_{k=0}^{K-1} \alpha(k, qN_{slot} + m) \right) \\ &\quad + \sqrt{\frac{2S}{K}} \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq n}}^{K-1} d_i(qN_{slot} + m) \sum_{k=0}^{K-1} \alpha(k, qN_{slot} + m) c_i(k) c_n^*(k) \\ &\quad + \sum_{k=0}^{K-1} \frac{\tilde{n}(k, qN_{slot} + m)}{\tilde{H}(k/T_s, qT_{slot} + mT)} c_{PN}^*((qN_{slot} + m)K + k) c_n^*(k) \end{aligned} \quad (22)$$

上式の第 1 項が信号成分, 第 2 項が他ユーザ干渉成分, そして第 3 項が雑音成分である. 上式から分かるように ORC 周波数等化では, 他ユーザ干渉(式(22)の第 2 項)は発生しないものの, チャンネル利得が小さいサブキャリアでは雑音が強調されることになるから, 誤り率特性が劣化することになる.

### 3.3 TD 周波数等化

本論文で提案している TD 周波数等化では, チャンネル推定値の大きさが閾値となったとき, チャンネル推定値の大きさをそのしきい値と置き換えて周波数等化することで, 雑音強調を軽減する. 次式の重み係数  $w_{\text{TD}}(k, qN_{slot} + m)$  を用いる.

$$w_{\text{TD}}(k, qN_{slot} + m) = \begin{cases} \frac{\tilde{H}^*(k/T_s, qT_{slot} + mT)}{|\tilde{H}(k/T_s, qT_{slot} + mT)|^2}, \\ \text{if } |\tilde{H}(k/T_s, qT_{slot} + mT)| \geq h_{\text{th}} \\ \frac{1}{h_{\text{th}}} \frac{\tilde{H}^*(k/T_s, qT_{slot} + mT)}{|\tilde{H}(k/T_s, qT_{slot} + mT)|}, \text{ otherwise} \end{cases} \quad (23)$$

ここで,  $h_{\text{th}}$  は閾値である. 閾値  $h_{\text{th}}$  を大きくするにつれて雑音強調を抑圧できるが, 直交性の崩れの程度が大きくなるので他ユーザ干渉が大きくなる. このため, 誤り率を最小とする最適な閾値が存在することになる.

### 3.4 CE 周波数等化と MMSEC 周波数等化

ORC 周波数等化で発生する雑音強調を抑えるためにこれまで提案されているものに CE 周波数等化[6]と 2 乗誤差最小合成 (MMSEC) 周波数等化[7,8,9]がある. CE 周波数等化では, チャンネル推定値の大きさが閾値  $h_{\text{th}}$  以下となったサブキャリアを周波数等化から除外するもので, 重み係数  $w_{\text{CE}}(k, qN_{slot} + m)$  は次式のようになる.

$$w_{\text{CE}}(k, qN_{slot} + m) = \begin{cases} \frac{\tilde{H}^*(k/T_s, qT_{slot} + mT)}{|\tilde{H}(k/T_s, qT_{slot} + mT)|^2}, \text{ if } |\tilde{H}(k/T_s, qT_{slot} + mT)| \geq h_{\text{th}} \\ 0, \text{ otherwise} \end{cases} \quad (24)$$

本論文で提案している TD 周波数等化と CE 周波数等化との違いは, 前者ではチャンネル利得が落ち込んだサブキャリア成分も復調に用いる点である. 後者では電力損が発生するが前者では電力損は小さい. なお, CE 周波数等化では, TD 周波数等化と同様に誤り率を最小とする最適閾値が存在する.

一方, MMSEC 周波数等化では次の重み係数  $w_{\text{MMSEC}}(k, qN_{slot} + m)$  を用いる.

$$w_{\text{MMSEC}}(k, qN_{slot} + m) = \frac{\sqrt{2S/K} \cdot \tilde{H}^*(k/T_s, qT_{slot} + mT)}{N_{\text{mux}} |\sqrt{2S/K} \cdot \tilde{H}(k/T_s, qT_{slot} + mT)|^2 + \sigma^2} \quad (25)$$

ここで,  $N_{\text{mux}}$  は多重ユーザ数,  $\sigma^2$  は 1 サブキャリアあたりの雑音電力である. MMSEC 周波数等化ではチャンネル推定の他に, ユーザ数およびサブキャリアの雑音電力の推定が必要である. 雑音電力  $\sigma^2$  は, パイロットシンボルを用いて次式のようにして推定することができる.

$$\sigma^2 = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \hat{\sigma}_k^2 \quad (26)$$

ここで、

$$\hat{\sigma}_k^2 = \frac{1/2}{N_p - 1} \sum_{m=0}^{N_p-1} |\tilde{r}(k, qN_{slot} + m) - \sqrt{2S/K} \tilde{H}(k/T_s, qT_{slot} + mT) u_p(k, qN_{slot} + m)|^2 \quad (27)$$

## 4. 計算機シミュレーションによる評価

### 4.1 シミュレーション条件

表1に OFDM-CDMA と DS-CDMA のシミュレーション条件を示す。伝搬路は2パスレイリーフェージングチャンネルであり、図5のような等平均電力の電力遅延プロファイルを有するものとする。また、パイロットシンボル電力対1ユーザ当たりのデータシンボル電力比を  $Q=256$  とした。DS-CDMA では理想 Rake 合成[10]を仮定した。

表1 シミュレーション条件

帯域幅		8192kHz
データ変調		QPSK
拡散符号		SF=256 の直交符号 12段長周期PN符号
OFDM-CDMA	サブキャリア数 $K$	256
	シンボル長 $T$	35.16μsec.
	有効シンボル長 $T_s$	31.25μsec.
	ガードインターバル $T_g$	$T_c/8=3.91μsec.$
データレート		56.89kbps
DS-CDMA	送信シンボル長 $T_s$	31.25μsec.
	チップ長 $T_c$	$T_s/256=0.122μsec.$
	データレート	64kbps

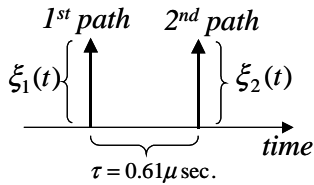


図5 伝搬路の電力遅延プロファイル。

### 4.2 最適閾値

閾値をパラメータとしてプロットした平均受信  $E_b/N_0$  対ビット誤り率 (BER) 特性を図6に示す。ここで、 $f_D T_{slot} = 0.0064$  ( $f_D T = 0.0001$ ),  $N = 128$  (128 ユーザ) である。また、 $E_b$  は1ビットあたりの受信信号のエネルギーである。平均受信  $E_b/N_0$  が小さく雑音による誤りが支配的な領域においては、閾値  $h_{th}$  を大きくするにつれて、BER が低減されることがわかる。しかし、平均受信  $E_b/N_0$  が大きい領域では、ユーザ間の直交性が崩れるため、閾値を大きくするにつれて BER が大きくなる。

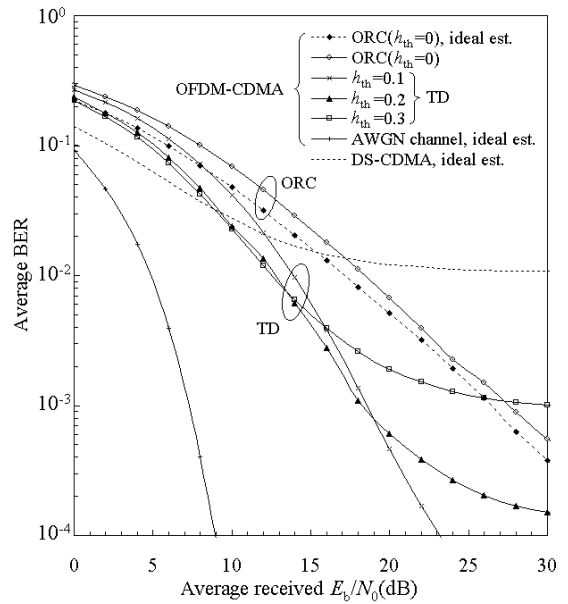


図6 平均受信  $E_b/N_0$  対 BER 特性。  $f_D T_{slot} = 0.0064$ ,  $N = 128$ 。

平均受信  $E_b/N_0$  が 10dB および 20dB であるときの BER を閾値の関数としてプロットしたのが図7である。閾値を0より大きくするにつれて、雑音強調が抑えられるので BER が減少していくが、ある値よりも大きくすると、今度は直交性の崩れによる他ユーザ干渉が増加するために BER は逆に増加していく。閾値を最適値に設定することにより BER 特性を大きく改善できることが良く分かる。また、フェージングの最大ドップラー周波数が大きくなると、スロット後半におけるチャンネル推定精度が劣化するために BER が増加してしまうが、それでも TD 周波数等化は大きな効果があることが分かる。

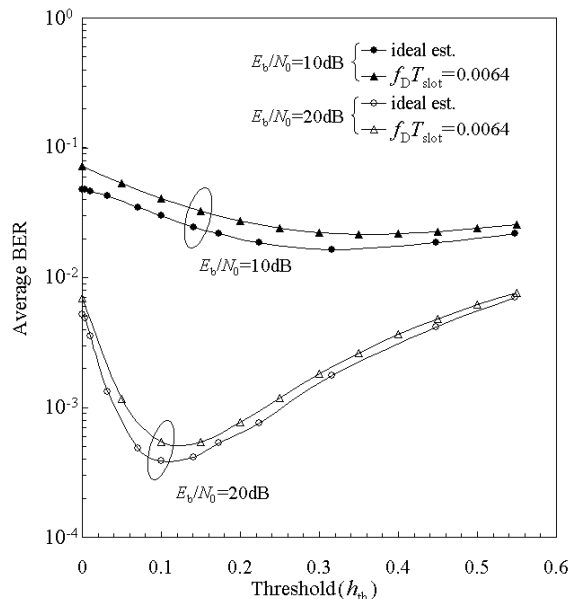


図7 閾値対平均 BER 特性。  $f_D T_{slot} = 0.0064$ ,  $N = 128$ 。

平均受信  $E_b/N_0$  ごとに最適閾値を用いて周波数等化したときの TD 周波数等化, ORC 周波数等化, MMSEC

周波数等化時の BER 特性を図 8 に示す. 128 ユーザ多重では理想 Rake 合成を用いる DS-CDMA では  $10^{-2}$  より高い誤りフロアが見られるが, OFDM-CDMA では平均受信  $E_b/N_0$  が大きくなるにつれて BER が単調に減少している. BER= $10^{-2}$  を確保するために必要な TD 周波数等化の所要  $E_b/N_0$  は ORC より 5dB ほど少なくて済む.

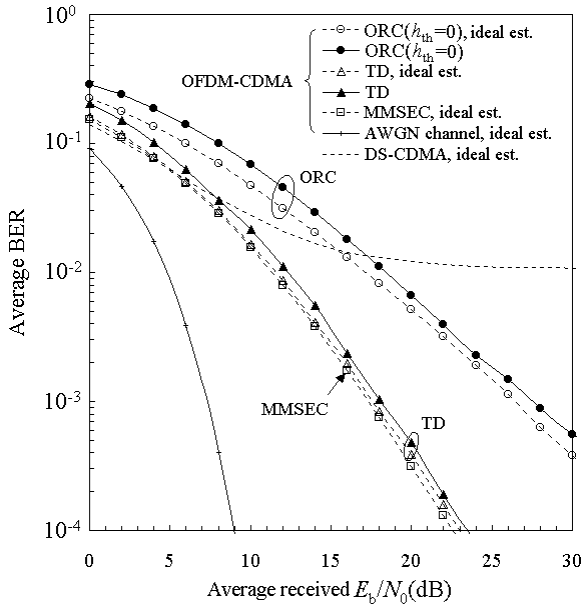


図 8 最適閾値を用いるときの平均受信  $E_b/N_0$  対平均 BER 特性.  $f_D T_{slot}=0.0064$ ,  $N=128$ .

### 4.3 最適閾値を用いるときの平均 BER 特性

フェージングが高速になるにつれてチャンネル推定誤差が大きくなるので, 最適閾値も異なる.  $f_D T_{slot}=0.0064$ , 0.032 および 0.064 の場合について, 平均受信  $E_b/N_0=10\text{dB}$  および  $20\text{dB}$  のときの, 閾値対平均 BER 特性を図 9 にプロットした. フェージングが高速になるにつれて最適閾値は大きくなる. これは, スロット前半と後半のチャンネル利得の落ち込む周波数点が大きくずれていくからであり, このずれを含むように閾値を高くしなければならないからである. また, 常に最適閾値を用いるときの BER 特性を図 10 に示す. フェージングが高速になるにつれて誤りフロアが増加していくが, それでも理想 Rake 合成を用いる DS-CDMA よりも誤りフロアを小さくできることが分かる.

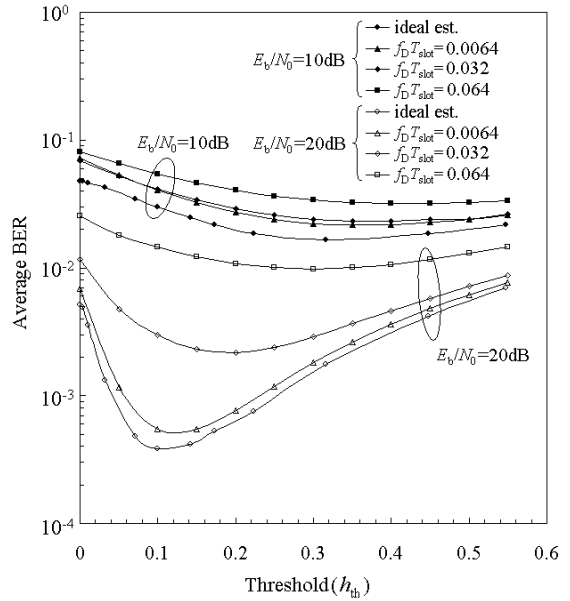


図 9 正規化最大ドップラー周波数をパラメータとしてプロットした閾値対平均 BER 特性.  $N=128$ .

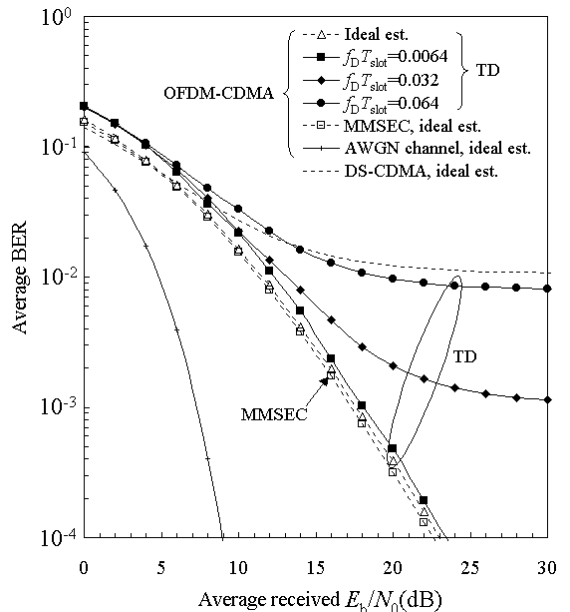


図 10 正規化最大ドップラー周波数をパラメータとしてプロットした, 最適閾値を用いるときの平均受信  $E_b/N_0$  対平均 BER 特性.  $N=128$ .

### 4.4 CE 周波数等化および MMSEC 周波数等化との特性比較

図 11 に, フェージングの正規化最大ドップラー周波数が  $f_D T_{slot}=0.0064$  であるときの TD 周波数等化, ORC 周波数等化, CE 周波数等化および MMSEC 周波数等化で得られる平均受信  $E_b/N_0$  対 BER 特性を示す. ORC を除いてその周波数等化でも殆ど同じ BER 特性が得られるが, TD 周波数等化の特性が MMSEC よりわずかに優れている. 誤り率  $10^{-2}$  を得るための所要  $E_b/N_0$  は MMSEC よりおよそ 0.8dB ほど少ない.

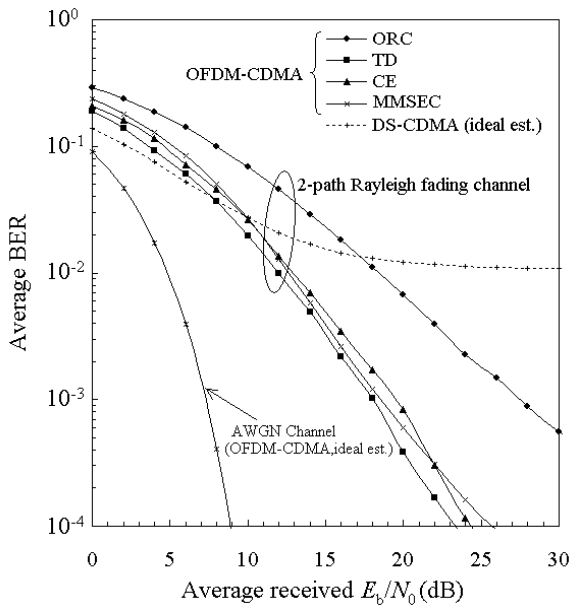


図 11 平均受信  $E_b/N_0$  対平均 BER 特性.  $N=128$ .

## 5. むすび

チャンネル推定値が閾値以下となったときには、チャンネル推定値を閾値と置き換えて周波数等化することで、雑音強調の影響を抑える OFDM-CDMA 下り通信用の TD 周波数等化を提案し、BER 改善効果を計算機シミュレーションにより明らかにした。パイロットシンボルを用いたチャンネル推定ではフェージングが高速になるにつれて推定誤差が大きくなるので BER 特性が劣化するものの、閾値を最適に設定すれば ORC 周波数等化に比べて大幅に BER 特性を改善することができる。CE および MMSEC 周波数等化の BER 特性を比較したところ、TD 周波数等化は CE 周波数等化よりも優れ、MMSEC 周波数等化より約 0.8dB 程度であるが優れた特性が得られることが分かった。高速フェージング時にはチャンネル推定誤差が生ずるために誤りフロアが見られるものの、理想 Rake 合成を用いる DS-CDMA に比べて低くできることが分かった。

## 文 献

- [1] 笹岡秀一編著, “移動通信”, オーム社, 1998.
- [2] S. Hara, M. Mouri, M. Okada, and N. Morinaga., “Transmission performance analysis of multicarrier modulation in frequency selective fast Rayleigh fading channel,” *Wireless Personal Communications*, Vol.2, pp. 335-356, 1996.
- [3] L. Hanzo, W. Webb, and T. Keller, *Single- and multi-carrier quadrature amplitude modulation*, John Wiley & Sons, 2000.
- [4] M. Helard, R. Le Gouable, J.-F. Helard, and J.-Y. Baudais, “Multicarrier CDMA techniques for future wideband wireless networks,” *Ann. Telecommun.*, Vol. 56, pp. 260-274, 2001.
- [5] S. Hara and R. Prasad, “Design and performance of multicarrier CDMA system in frequency-selective Rayleigh fading channels,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 48, pp. 1584-1595, Sept. 1999.
- [6] S. Hara and R. Prasad, “Overview of multicarrier CDMA”, *IEEE Commun. Mag.*, pp.126-144, Dec. 1997.
- [7] A. Chouly, A. Brajal, and S. Jourdan, “Orthogonal multicarrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA system”, in *Proc. IEEE GLOBECOM'93*, Nov. 1993, pp. 1723-1728.
- [8] S. Hara and R. Prasad, “Design and performance of multicarrier CDMA system in frequency-selective Rayleigh fading channels,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 48, pp. 1584-1595, Sept. 1999.
- [9] 前田 規行, 新 博行, 安部田 貞行, 佐和橋 衛, “MMSE 合成を用いた下りリンクブロードバンド OFCDM パケット伝送の特性” 2001信学通信ソサイエティ大会, B-5-48, pp.334, Sept. 2001.
- [10] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, “Wideband DS-CDMA for next generation mobile communications systems,” *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 36, pp. 56-69, Sept. 1998.