

# 周波数インターリーブを用いるシングルキャリア・マルチアクセス およびマルチキャリア・マルチアクセスの上りリンク誤り率特性比較

武田 和晃<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 6-6-05

E-mail: † takeda@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, ‡ adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**あらまし** 最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく周波数領域等化 (FDE) を直接拡散符号分割マルチアクセス (DS-CDMA) およびマルチキャリア (MC)-CDMA 下りリンクに適用すれば, チャンネルの周波数選択性を積極的に利用することができるので, 優れたビット誤り率 (BER) 特性を得ることができる. しかし, DS-および MC-CDMA 上りリンクでは, 大きなマルチユーザ間干渉 (MUI) により伝送特性が大幅に劣化してしまう. そこで, 本論文では, MUI を抑圧する直交周波数インターリーブと MMSE-FDE を DS-および MC-CDMA 上りリンクに適用することを提案し, ターボ符号化と組み合わせるときの BER 特性を計算機シミュレーションにより求め, 比較している.

**キーワード** DS-CDMA, MC-CDMA, 周波数領域等化, 周波数インターリーブ

## Uplink BER Performance Comparison of Single-carrier Multi-access and Multi-carrier Multi-access

Kazuaki TAKEDA<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University  
6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: † takeda@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, ‡ adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** The downlink bit error rate (BER) performances of DS- and MC-CDMA in a frequency-selective fading channel can be significantly improved by the use of frequency-domain equalization (FDE) based on minimum mean square error (MMSE) criterion. However, the uplink BER performance degrades due to strong multi-user interference (MUI) since different users' signals go through different channels and hence the orthogonality among user is distorted. In this paper, we apply joint orthogonal frequency-interleaving and MMSE-FDE to turbo coded DS- and MC-CDMA and their uplink BER performances are evaluated by computer simulation.

**Keyword** DS-CDMA, MC-CDMA, Frequency-domain equalization, Frequency-interleaving

### 1. まえがき

移動無線チャネルは遅延時間の異なる多数の伝搬パスから構成されている. このようなチャネルは周波数選択性チャネルと呼ばれ, シングルキャリア伝送では符号間干渉によりビット誤り率 (BER) 特性が大幅に劣化してしまう[1,2]. 直接拡散符号分割マルチアクセス (DS-CDMA) では, 遅延時間の異なるパスを分離して Rake 合成することによりパスダイバーシチ効果 (あるいは周波数ダイバーシチ効果) を得ることができ, 周波数選択性チャネルでは, 周波数非選択性チャネルより優れた BER 特性を得ることができる[3]. しかし, 数 Mbps を超える高速伝送の場合には, パス分解能が高くなってしまふからパス数が非常に多くなってしまふ, 大きなパス間干渉 (IPI) が発生してしまふために, BER 特性が大幅に劣化してしまふ. そこで最近では, 多数の狭帯域サブキャリアを用いて並列伝送するマルチキャリア (MC)-CDMA が注目されるようになった[4-8]. MC-CDMA では, 最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく周波数領域等化 (FDE) を適用すること

で周波数ダイバーシチ効果を得ることができるため, 厳しい周波数選択性フェージング環境下では Rake 受信を用いる DS-CDMA よりも優れた BER 特性が得られることが知られている.

筆者らはこれまで, DS-CDMA においても Rake 合成の代わりに MMSE-FDE を適用すれば, 周波数ダイバーシチ効果を得つつ IPI を抑圧できるため, その BER 特性を大幅に改善できることを示してきた[9]. 更に, 異なる拡散率の拡散符号を用いるマルチレート/マルチコード DS-CDMA への FDE の適用効果について報告してきた[10,11]. しかし, DS-および MC-CDMA 上りリンクでは, 各ユーザの送信タイミングが非同期であることと各ユーザでフェージングチャネルが異なるため大きなマルチユーザ干渉 (MUI) が生じ, BER フロアが発生してしまふ. そこで最近, MUI 対策として, 周波数領域干渉キャンセラ[12]や, 送信側で複数のアンテナを用いて FDE を行う周波数領域等化送信ダイバーシチ[13]が提案されている. また, 繰り返し拡散チップ系列を用いることで周波数スペクトルを櫛の歯

状にし、各ユーザのスペクトルがオーバーラップしないように互いに周波数をオフセットさせることで MUI を抑圧するマルチアクセス方式が検討されている [14,15] . 筆者らはこれまで、各ユーザの周波数スペクトルがサブキャリア単位でオーバーラップしないように周波数インターリーブすることで、周波数ダイバーシチ効果を得つつ MUI を低減するシングルキャリアおよびマルチキャリア・マルチアクセス方式を提案してきた [16,17] .

本論文では、ユーザ数に応じてインターリーブ形状を変えることで常に最大の MUI 抑圧効果を得ることができる周波数インターリバーを提案している . 直交周波数インターリーブと MMSE-FDE を用いる DS-CDMA および MC-CDMA の比較を行っている . 本論文は以下のような構成になっている . 第 2 章では、直交周波数インターリーブ/MMSE-FDE を用いる DS- および MC-CDMA の伝送系について述べている . 第 3 章では、直交周波数インターリーブ/MMSE-FDE にターボ符号化を組み合わせたときの平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにしている .

## 2. 直交周波数インターリーブ/MMSE-FDE を用いる DS- および MC-CDMA 伝送系

### 2.1. DS- および MC-CDMA 信号伝送系

図 1 に直交周波数インターリーブ/MMSE-FDE を用いる DS-CDMA 上りリンク送受信系の構成を示す . 本論文ではチップ時間間隔の離散表現を用いる . 移動局送信機では、ターボ符号化後、2 値送信データ系列をデータシンボル系列に変換 (データ変調) し、送信データ系列を  $N$  個のシンボルから成るフレームに分割する . ユーザ  $u (u=0 \sim U-1)$  のフレーム内のデータシンボル系列を  $\{d^{(u)}(n); n=0 \sim N-1\}$  , 拡散率  $SF_c$  の拡散符号を

$\{c^{(u)}(t); t=..,-1,0,1,..\}$  とする . 拡散後の各ユーザの  $N_c = SF_c \times N$  個のチップ系列を  $N_c$  ポイント高速フーリエ変換 (FFT) によって  $N_c$  個のサブキャリア成分に分解し、各ユーザのサブキャリアが直交する (重ならない) ように  $SF_f$  倍の周波数帯域へインターリーブする (MC-CDMA と対比する上で便利なよう、ここではサブキャリアという表現を用いる) . 図 2 にユーザ  $u$  の  $N_c$  個サブキャリアを周波数インターリーブする過程を示す . 本論文で提案している可変周波数インターリバーは、行数  $SF_f$  , 列数  $SF_c \times N$  のブロックインターリバーである . 図 3 に  $U=4, 8$  のときの例を示す . 最後に  $SF_f \times N_c$  ポイント IFFT により再び時間領域の広帯域送信信号に変換し、フレームの後尾  $N_g$  個のサンプルをコピーしてフレームの先頭のガードインターバル (GI) に挿入して送信する . 図 4 に GI 挿入後のフレーム構成を示す . 図 4 に GI 挿入後のフレーム構成を示す . 図 4 に GI 挿入後のフレーム構成を示す . 図 4 に GI 挿入後のフレーム構成を示す . 図 4 に GI 挿入後のフレーム構成を示す .

送信信号は、周波数選択性フェージングチャンネルを伝搬して受信機で受信される . 受信機では、受信信号に  $SF_f \times N_c$  ポイント FFT を適用し、 $SF_f \times N_c$  個のサブキャリア成分に分解し、サブキャリア毎に 1 タップ MMSE-FDE を行う . MMSE-FDE を行った後、 $SF_f \times N_c$  個のサブキャリアの中から  $N_c$  個のサブキャリアを取り出して順序を元に戻すデ・インターリーブを適用する .  $N_c$  ポイント IFFT を適用して時間領域信号に変換

し、逆拡散を行う . 最後にターボ復号を行い、受信データ系列を得る .

なお、DS-CDMA 送信機の  $N_c$  ポイント FFT および受信機の  $N_c$  ポイント IFFT を省略すると MC-CDMA 伝送系となる .

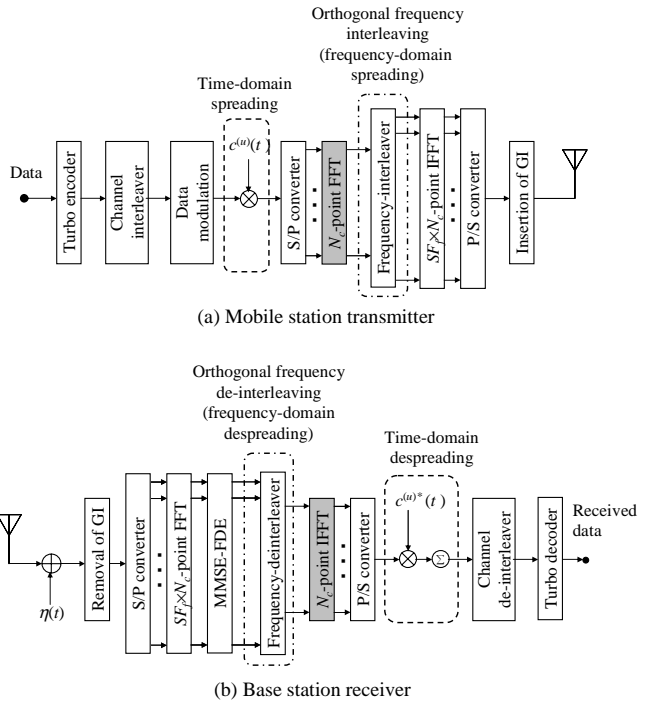


図 1 直交周波数インターリーブ/MMSE-FDE を用いる上りリンク DS-CDMA 送受信系

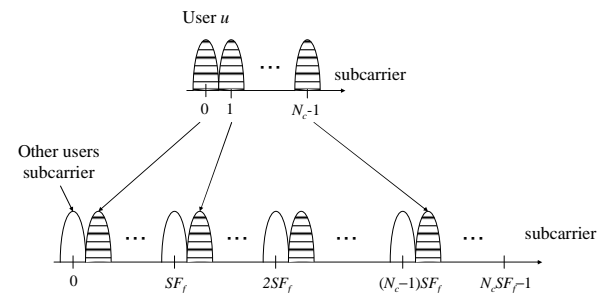


図 2 周波数インターリーブ

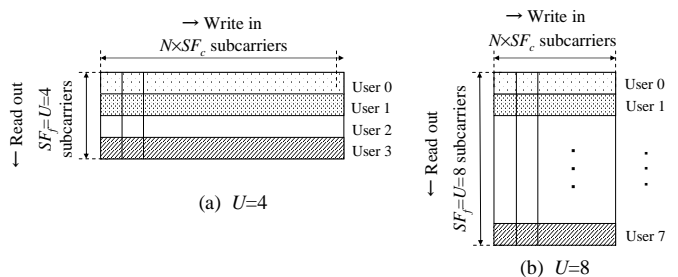


図 3 周波数インターリバー

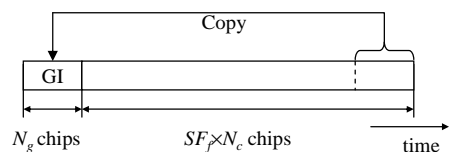


図 4 送信フレーム

## 2.2. 送受信信号の数式表現

まず，DS-CDMA について考える．ユーザ  $u$  の拡散後のチップ系列を，ベクトル表現を用いて  $\mathbf{s}^{(u)} = [s^{(u)}(0), \dots, s^{(u)}(t), \dots, s^{(u)}(N_c - 1)]^T$  と表す．ここで  $T$  は転置を表している． $s^{(u)}(t)$  の等価低域表現は次式のように表される．

$$s^{(u)}(t) = \sqrt{2E_s / (T_c SF_c)} d^{(u)}(\lfloor t / SF_c \rfloor) c(t) \quad (1)$$

ここで  $E_s$  および  $T_c$  は，それぞれシンボルエネルギーおよびチップ長である． $\mathbf{s}^{(u)}$  を  $N_c (= SF_c \times N)$  ポイント FFT によって  $\mathbf{S}^{(u)} = [S^{(u)}(0), \dots, S^{(u)}(k), \dots, S^{(u)}(N_c - 1)]^T$  に分解する．第  $k$  サブキャリア成分  $S^{(u)}(k)$  は次式で表せる．

$$S^{(u)}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s^{(u)}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (2)$$

$\mathbf{S}^{(u)}$  を各ユーザのサブキャリアが直交するよう  $SF_f$  倍の周波数帯域へインターリーブする．インターリーブ後の  $SF_f \times N_c (= SF_f \times SF_c \times N)$  個のサブキャリア系列  $\hat{\mathbf{S}}^{(u)} = [\hat{S}^{(u)}(0), \dots, \hat{S}^{(u)}(k'), \dots, \hat{S}^{(u)}(SF_f \times N_c - 1)]^T$  は次式で与えられる．

$$\hat{\mathbf{S}}^{(u)} = \mathbf{Q}^{(u)} \mathbf{S}^{(u)} \quad (3)$$

ここで， $\mathbf{Q}^{(u)}$  は， $(SF_f \times N_c) \times N_c$  の周波数インターリーブ行列であり，次式の条件を満たすように生成される．

$$\mathbf{Q}^{(u)T} \mathbf{Q}^{(u')} = \begin{cases} \mathbf{I} & \text{if } u = u' \\ \mathbf{0} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4)$$

ここで， $\mathbf{I}$  は  $N_c \times N_c$  の単位行列である．本論文では，各ユーザのスペクトルを全帯域に等間隔に配置する等間隔インターリーブを用いている [16, 17]．等間隔インターリーブを用いるとき， $\mathbf{Q}^{(u)}$  の  $p$  行  $q$  列の成分  $[\mathbf{Q}^{(u)}]_{p,q}$  は次式で与えられる．

$$[\mathbf{Q}^{(u)}]_{p,q} = \begin{cases} 1 & \text{if } q = 0 \sim (N_c - 1) \text{ and } p = SF_f \times q + u \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad \text{for equal spacing} \quad (5)$$

例えば  $SF_f = 2$ ， $N_c = 4$  およびユーザ数  $U = 2$  のとき， $\mathbf{Q}^{(0)}$  および  $\mathbf{Q}^{(1)}$  は次式で与えられる．

$$\mathbf{Q}^{(0)} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{Q}^{(1)} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (6)$$

周波数インターリーブ後， $SF_f \times N_c$  ポイント IFFT を適

用し，再び時間領域の広帯域送信信号  $\{\tilde{s}_{DS}^{(u)}(t'); t' = 0 \sim (SF_f \times N_c - 1)\}$  に変換する． $\tilde{s}_{DS}^{(u)}(t')$  は次式で与えられる．

$$\tilde{s}_{DS}^{(u)}(t') = \frac{1}{N_c} \sum_{k'=0}^{SF_f N_c - 1} \hat{S}^{(u)}(k') \exp\left(j2\pi k' \frac{t'}{SF_f N_c}\right) \quad (7)$$

一方，第  $k$  サブキャリアの MC-CDMA 送信信号  $s^{(u)}(k)$  は，次式のようになる．

$$s^{(u)}(k) = \sqrt{2E_s / (T_c SF_c N_c)} d^{(u)}(\lfloor k / SF_c \rfloor) c(k) \quad (8)$$

サブキャリア系列  $\mathbf{s}^{(u)} = [s^{(u)}(0), \dots, s^{(u)}(k), \dots, s^{(u)}(N_c - 1)]^T$  を，各ユーザのサブキャリアが直交するよう  $SF_f$  倍の周波数帯域へインターリーブし，次式のように  $\hat{\mathbf{s}}^{(u)} = [\hat{s}^{(u)}(0), \dots, \hat{s}^{(u)}(k'), \dots, \hat{s}^{(u)}(SF_f \times N_c - 1)]^T$  を得る．

$$\hat{\mathbf{s}}^{(u)} = \mathbf{Q}^{(u)} \mathbf{s}^{(u)} \quad (9)$$

周波数インターリーブ後， $SF_f \times N_c$  ポイント IFFT を適用し，MC-CDMA 送信信号  $\{\tilde{s}_{MC}^{(u)}(t'); t' = 0 \sim SF_f \times N_c - 1\}$  に変換する． $\tilde{s}_{MC}^{(u)}(t')$  は次式で与えられる．

$$\tilde{s}_{MC}^{(u)}(t') = \sum_{k'=0}^{SF_f N_c - 1} \hat{s}^{(u)}(k') \exp\left(j2\pi k' \frac{t'}{SF_f N_c}\right) \quad (10)$$

DS-および MC-CDMA 信号共に，GI 挿入後， $U$  ユーザの送信信号は，独立に変動する  $L$  個のパスから構成される周波数選択性フェージングチャネルを伝搬して受信機で受信される．パス  $l$  の遅延時間は  $\tau_l$  チップであるものとする．ユーザ  $u$  からのフェージングチャネルのインパルス応答  $h^{(u)}(t')$  は次式で表わされる．

$$h^{(u)}(t') = \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(u)} \delta(t' - \tau_l) \quad (11)$$

ここで  $h_l^{(u)}$  はユーザ  $u$  のパス  $l$  の複素パス利得であり，

$\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_l^{(u)}|^2] = 1$  である．なお本論文では，ブロックフェージングを仮定し，1 フレームにわたってパス利得は変動しないものとしている．受信チップ系列  $\{r(t'); t' = -N_g \sim (SF_f \times N_c - 1)\}$  は次式のようになる．

$$r(t') = \sum_{u=0}^{U-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(u)} \tilde{s}_{DS(or MC)}^{(u)}(t' - \tau_l) + \eta(t') \quad (12)$$

ここで  $\eta(t')$  は零平均で分散が  $2 \times SF_f \times N_0 / T_c$  の複素ガウス雑音過程である． $N_0$  は相加性白色ガウス雑音過程 (AWGN) の片側電力スペクトル密度である．

### 2.3. MMSE-FDE および周波数デ・インターリーブ

基地局受信機では, GI を削除した後,  $SF_f \times N_c$  ポイント FFT を適用して  $SF_f \times N_c$  個の周波数成分  $\{R(k'); k' = 0 \sim (SF_f \times N_c - 1)\}$  に分解する. 第  $k'$  サブキャリア成分  $R(k')$  は次式で表せる.

$$\begin{cases} R_{DS}(k') = \sum_{t'=0}^{SF_f N_c - 1} r(t') \exp\left(-j2\pi k' \frac{t'}{SF_f \times N_c}\right) \\ = \sum_{u=0}^{U-1} H^{(u)}(k') \hat{S}^{(u)}(k') + \Pi(k') \\ R_{MC}(k') = \sum_{u=0}^{U-1} N_c H^{(u)}(k') \hat{S}^{(u)}(k') + \Pi(k') \end{cases} \quad (13)$$

ここで,  $\{H^{(u)}(k'); k' = 0 \sim (SF_f \times N_c - 1)\}$  および  $\{\Pi(k'); k' = 0 \sim (SF_f \times N_c - 1)\}$  はそれぞれ次式で与えられる第  $k'$  サブキャリア点のチャンネル利得および雑音成分である.

$$\begin{cases} H^{(u)}(k') = \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(u)} \exp\left(-j2\pi k' \frac{\tau_l}{SF_f \times N_c}\right) \\ \Pi(k') = \sum_{t'=0}^{SF_f N_c - 1} \eta(t') \exp\left(-j2\pi k' \frac{t'}{SF_f \times N_c}\right) \end{cases} \quad (14)$$

ユーザ 0 のデータシンボル系列の復調を考える. 次式のように, サブキャリア毎に 1 タップ FDE を行う [10].

$$\hat{R}_{DS(or MC)}^{(0)}(k') = R_{DS(or MC)}(k') w^{(0)}(k') \quad (15)$$

ここで,  $w^{(u)}(k')$  は FDE 重みであり, 次式で与えられる MMSE 重みを用いる [9, 10].

$$w^{(u)}(k') = \frac{H^{(u)*}(k')}{|H^{(u)}(k')|^2 + \left(\frac{1}{SF_c} \frac{E_s}{N_0}\right)^{-1}} \quad (16)$$

なお,  $E_s/N_0$  は平均受信シンボルエネルギー対 AWGN 電力スペクトル密度比である. 式(13)を式(15)に代入すると次式のようになる.

$$\begin{cases} \hat{R}_{DS}^{(0)}(k') = \sum_{u=0}^{U-1} w^{(0)}(k') H^{(u)}(k') \hat{S}^{(u)}(k') + w^{(0)}(k') \Pi(k') \\ = \sum_{u=0}^{U-1} \tilde{H}^{(u)}(k') \hat{S}^{(u)}(k') + \tilde{\Pi}(k') \\ \hat{R}_{MC}^{(0)}(k') = \sum_{u=0}^{U-1} N_c \tilde{H}^{(u)}(k') \hat{S}^{(u)}(k') + \tilde{\Pi}(k') \end{cases} \quad (17)$$

ここで,  $\tilde{H}^{(u)}(k')$  および  $\tilde{\Pi}(k')$  は, それぞれ次式で与えられる FDE 後の等価チャンネル利得と雑音成分である.

$$\begin{cases} \tilde{H}^{(u)}(k') = w^{(0)}(k') H^{(u)}(k') \\ \tilde{\Pi}(k') = w^{(0)}(k') \Pi(k') \end{cases} \quad (18)$$

$\hat{\mathbf{R}}_{DS(or MC)}^{(0)} = [\hat{R}_{DS(or MC)}^{(0)}(0), \dots, \hat{R}_{DS(or MC)}^{(0)}(SF_f \times N_c - 1)]^T$  とすると, 式(17)は次式のように表せる.

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{R}}_{DS}^{(0)} = \sum_{u=0}^{U-1} \tilde{\mathbf{H}}^{(u)} \hat{\mathbf{S}}^{(u)} + \tilde{\mathbf{\Pi}} \\ \hat{\mathbf{R}}_{MC}^{(0)} = \sum_{u=0}^{U-1} N_c \tilde{\mathbf{H}}^{(u)} \hat{\mathbf{S}}^{(u)} + \tilde{\mathbf{\Pi}} \end{cases} \quad (19)$$

ここで,  $\tilde{\mathbf{H}}^{(u)}$  および  $\tilde{\mathbf{\Pi}}$  は次式で与えられる.

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{H}}^{(u)} = \text{diag}(\tilde{H}^{(u)}(0), \dots, \tilde{H}^{(u)}(k'), \dots, \tilde{H}^{(u)}(SF_f \times N_c - 1)) \\ \tilde{\mathbf{\Pi}} = [\tilde{\Pi}(0), \dots, \tilde{\Pi}(k'), \dots, \tilde{\Pi}(SF_f \times N_c - 1)]^T \end{cases} \quad (20)$$

FDE 後, デ・インターリーブを用いて  $SF_f \times N_c$  個のサブキャリアの帯域にインターリーブされたユーザ 0 の信号を元の  $N_c$  個のサブキャリアの帯域の信号へ変換する. デ・インターリーブ後のユーザ 0 のサブキャリア系列  $\tilde{\mathbf{R}}_{DS(or MC)}^{(0)} = [\tilde{R}_{DS(or MC)}^{(0)}(0), \dots, \tilde{R}_{DS(or MC)}^{(0)}(N_c - 1)]^T$  は,

$\mathbf{Q}^{(0)T}$  を用いると, 次式で与えられる.

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{R}}_{DS}^{(0)} = \mathbf{Q}^{(0)T} \hat{\mathbf{R}}_{DS}^{(0)} \\ = \sum_{u=0}^{U-1} \mathbf{Q}^{(0)T} \tilde{\mathbf{H}}^{(u)} \hat{\mathbf{S}}^{(u)} + \mathbf{Q}^{(0)T} \tilde{\mathbf{\Pi}} \\ = \sum_{u=0}^{U-1} \left\{ \mathbf{Q}^{(0)T} \tilde{\mathbf{H}}^{(u)} \mathbf{Q}^{(u)} \right\} \hat{\mathbf{S}}^{(u)} + \mathbf{Q}^{(0)T} \tilde{\mathbf{\Pi}} \\ \tilde{\mathbf{R}}_{MC}^{(0)} = \mathbf{Q}^{(0)T} \hat{\mathbf{R}}_{MC}^{(0)} \\ = \sum_{u=0}^{U-1} N_c \left\{ \mathbf{Q}^{(0)T} \tilde{\mathbf{H}}^{(u)} \mathbf{Q}^{(u)} \right\} \hat{\mathbf{S}}^{(u)} + \mathbf{Q}^{(0)T} \tilde{\mathbf{\Pi}} \end{cases} \quad (21)$$

ここで, 式(3)と  $\tilde{\mathbf{H}}^{(u)}$  が対角行列であることより,

$\mathbf{Q}^{(u')T} \tilde{\mathbf{H}}^{(u)} \mathbf{Q}^{(u)}$  は次式を満たすことが分かる.

$$\mathbf{Q}^{(u')T} \tilde{\mathbf{H}}^{(u)} \mathbf{Q}^{(u)} = \begin{cases} \mathbf{Q}^{(u')T} \tilde{\mathbf{H}}^{(u')} \mathbf{Q}^{(u')} & \text{if } u = u' \\ \mathbf{0} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (22)$$

従って, 式(20)は次式のようになる.

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{R}}_{DS}^{(0)} = \left\{ \mathbf{Q}^{(0)T} \tilde{\mathbf{H}}^{(0)} \mathbf{Q}^{(0)} \right\} \hat{\mathbf{S}}^{(0)} + \mathbf{Q}^{(0)T} \tilde{\mathbf{\Pi}} \\ \tilde{\mathbf{R}}_{MC}^{(0)} = N_c \left\{ \mathbf{Q}^{(0)T} \tilde{\mathbf{H}}^{(0)} \mathbf{Q}^{(0)} \right\} \hat{\mathbf{S}}^{(0)} + \mathbf{Q}^{(0)T} \tilde{\mathbf{\Pi}} \end{cases} \quad (23)$$

ここで、 $\{Q^{(0)T} \tilde{H}^{(0)} Q^{(0)}\}$  は、周波数デ・インターリーブ後の等価チャネル利得であり、 $N_c \times N_c$  の対角行列である。

DS-CDMA では、周波数デ・インターリーブを行って得られた  $N_c$  個のサブキャリア成分  $\{\tilde{R}_{DS}^{(0)}(k); k=0 \sim (N_c-1)\}$  に  $N_c$  ポイント IFFT を適用して時間領域のチップ系列  $\{\tilde{r}_{DS}^{(0)}(t); t=0 \sim (N_c-1)\}$  に変換する。 $\tilde{r}_{DS}^{(0)}(t)$  は次式のように表される。

$$\tilde{r}_{DS}^{(0)}(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{R}_{DS}^{(0)}(k) \exp\left(j2\pi \frac{k}{N_c} t\right) \quad (24)$$

$\tilde{r}_{DS}^{(0)}(t)$  を式(25)のように時間領域逆拡散して軟判定値  $\{\tilde{d}^{(0)}(n); n=0 \sim N-1\}$  を得る。

一方、MC-CDMA では、周波数デ・インターリーブ後のチップ系列  $\{\tilde{R}_{MC}^{(0)}(k); k=0 \sim (N_c-1)\}$  を次式のように逆拡散して軟判定値  $\{\tilde{d}_{MC}^{(0)}(n); n=0 \sim (N-1)\}$  を得る。

$$\begin{cases} \tilde{d}_{DS}^{(0)}(n) = \frac{1}{SF_c} \sum_{t=nSF_c}^{(n+1)SF_c-1} \tilde{r}_{DS}^{(0)}(t) c^{(0)*}(t) \\ \tilde{d}_{MC}^{(0)}(n) = \frac{1}{SF_c} \sum_{k=nSF_c}^{(n+1)SF_c-1} \tilde{R}_{MC}^{(0)}(k) c^{(0)*}(k) \end{cases} \quad (25)$$

最後に、軟判定値をデータ復調して受信データを得る。

### 3. 計算機シミュレーション

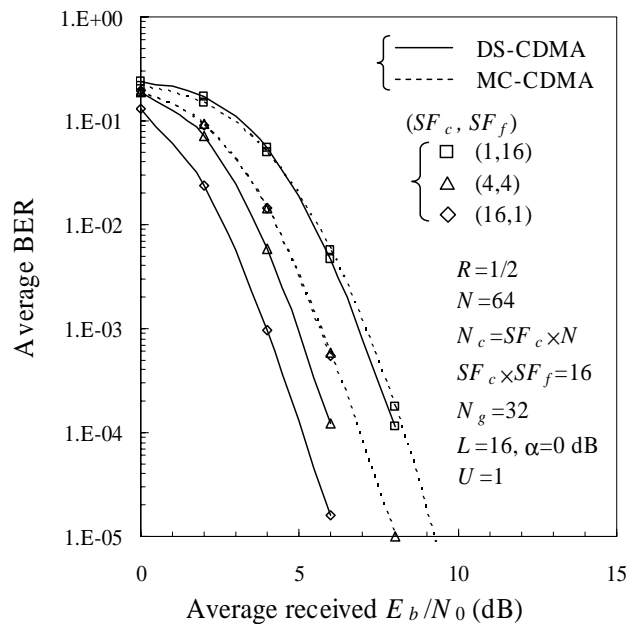
シミュレーション諸元を表 1 に示す。QPSK データ変調、 $N=64$ 、 $SF_c \times SF_f=16$ 、 $N \times SF_c \times SF_f=1024$  および  $N_g=32$  チップを仮定した。また、各フェージングチャネルは、等電力遅延プロファイルを有する  $L=16$  個の独立なパスから構成される周波数選択性のブロックレイリーフェージングチャネルであるものとした。ブロックチャネルインターリーブを用い、符号化率  $R=1/2$  およびターボ復号の繰り返し回数を 8 回とした。受信機のタイミング再生とチャネル推定は理想的であるとした。

図 5 に直交周波数インターリーブと MMSE-FDE を用いるときの平均 BER 特性を示す。横軸は 1 ビットあたりの受信信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度  $E_b/N_0$  であり、 $E_b/N_0=(1+N_g/(SF_c SF_f N))(E_c/N_0)$  の関係にある。 $(SF_c, SF_f)=(1,16)$ 、 $(4,4)$ 、 $(16,1)$  とした。 $(SF_c, SF_f)=(16,1)$  は拡散符号のみで拡散を行う DS-および MC-CDMA と等価である。DS-CDMA では、サブキャリアを全帯域にインターリーブしているため、MC-CDMA と比較して、大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるから、優れた BER 特性が得られている。 $U=1$  のとき、DS-および MC-CDMA とともに、 $(SF_c, SF_f)=(16,1)$  で最も優れた特性が得られている。これは逆拡散操作により DS-CDMA では、残留チップ間干渉(ICI)が抑圧され、MC-CDMA では、 $(SF_c, SF_f)=(1,16)$ 、 $(4,4)$  と比較して大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるためである。しかし、 $U=4$  のとき、各ユーザのフェーシングチャネ

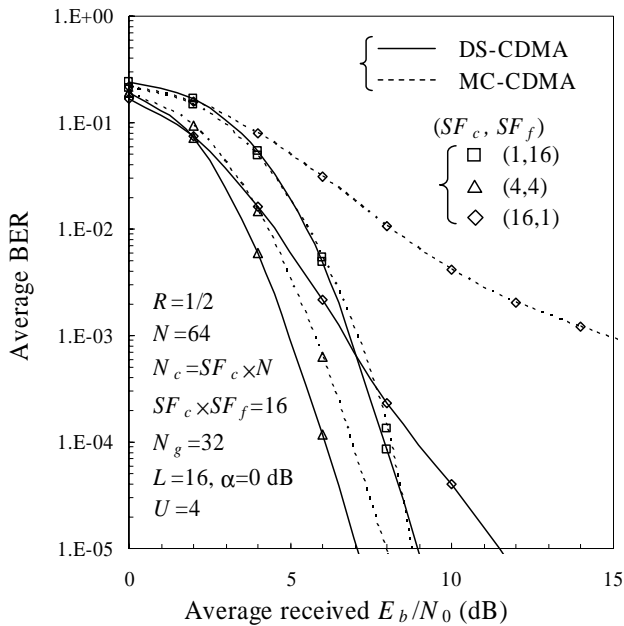
ルが互いに異なるため大きな MUI が発生するので、誤りフロアが見られる。一方、 $(SF_c, SF_f)=(4,4)$  では、このような誤りフロアは見られず、最も優れた BER 特性が得られている。 $(SF_c, SF_f)=(4,4)$  として周波数インターリーブを用いる場合、サブキャリアは完全に直交しているため、MUI は発生しない。しかし、 $U=16$  のとき、各ユーザのサブキャリアが重なってしまうため、大きな誤りフロアが発生している。周波数インターリーブのみを用いるとき(つまり  $(SF_c, SF_f)=(1,16)$  のとき)、各ユーザのサブキャリアが完全に直交しているため、優れた特性が得られている。

表 1 計算機シミュレーション諸元

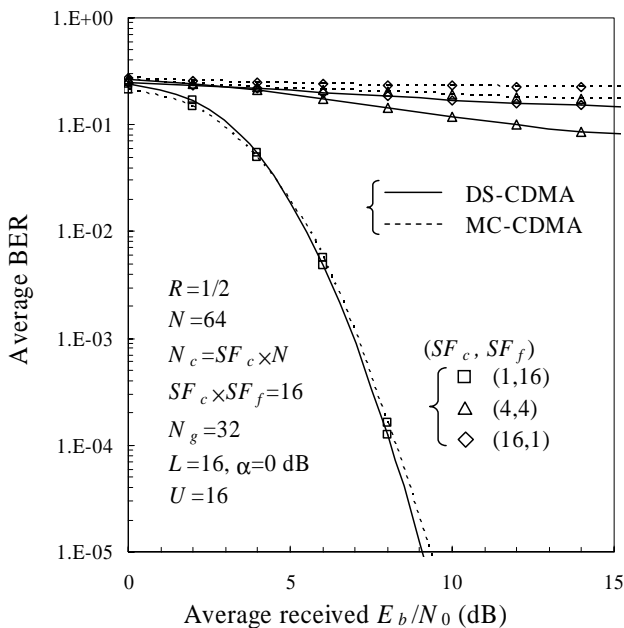
Transmitter	Modulation	QPSK
	Spreading sequence	Long PN sequence
	Number of FFT points	$N=64, SF_c \times N_c=1024$
	Spreading factor	$SF_c \times SF_f=16$
	Allocation of spreading factor in time- and frequency-domains	$(SF_c, SF_f) = (1,16), (4,4), (16,1)$
	GI	$N_g=32$ (chips)
Turbo coding	$R=1/2$ (13,15)RSC encoder Log-MAP decoding with 8 iterations	
Channel	Fading	Frequency-selective block Rayleigh fading
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform power delay profile
Receiver	Frequency-domain equalization	MMSE
	Channel estimation	Ideal



(a)  $U=1$



(b)  $U=4$



(c)  $U=16$

図5 周波数インターリーブおよびMMSE-FDEを用いるときの平均BER特性

#### 4. 結論

本論文では、直交周波数インターリーブとMMSE-FDEをDS-およびMC-CDMA上りリンクに適用し、そのときの平均BER特性を計算機シミュレーションにより明らかにした。DS-CDMAでは、MC-CDMAと比較して大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるため、優れた特性が得られることを示した。ユーザ数が $U$ のとき、行数 $U$ の可変周波数インターリーバを用いる場合、各ユーザのサブキャリアは完全に直交しているからMUIは発生せず、ユーザ数にかかわらず優れたBER特性が得られることを示した。

周波数オフセットが生じる場合、各ユーザの直交性が崩れてしまうためMUIが発生する。このような周波数オフセットによるMUIの影響、およびPAPR等の考察は今後の検討課題である。

#### 5. 参考文献

- [1] W. C. Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] J. G. Proakis, *Digital communications*, 2<sup>nd</sup> ed., McGraw-Hill, 1995.
- [3] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-SS-CDMA for next generation mobile communications systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 36, pp. 56-69, Sept. 1998.
- [4] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA", *IEEE Commun. Mag.*, pp.126-144, Dec. 1997.
- [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] L. Hanzo, W. Webb, and T. Keller, *Single- and multi-carrier quadrature amplitude modulation*, John Wiley & Sons, 2000.
- [7] 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.
- [8] H. Atarashi, S. Abeta, and M. Sawahashi, "Variable spreading factor-orthogonal frequency and code division multiplexing (VSF-OFCDM) for broadband packet wireless access," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E86-B, No.1, pp.291-299, Jan. 2003.
- [9] F. Adachi, T. Sao, and T. Itagaki, "Performance of multicode DS-SS-CDMA using frequency domain equalization in frequency-selective fading channel," *Electronics Letters*, Vol. 39, No.2, pp. 239-241, Jan. 2003.
- [10] K. Takeda, T. Itagaki and F. Adachi, "Frequency-domain equalization for antenna diversity reception of DS-SS-CDMA signals," *Proc. 8<sup>th</sup> International Conference on CIC*, Session B3, Oct. 28-31, Seoul, Korea.
- [11] T. Itagaki and F. Adachi, "Joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining for orthogonal multicode DS-SS-CDMA signal transmissions in a frequency-selective fading channel," *Proc. 6<sup>th</sup> International Symposium on WPMC*, Vol. 1, pp.285-289, Oct. 19-22, 2003.
- [12] S. Tomasin and N. Benvenuto, "Equalization and multiuser interference cancellation in CDMA systems," *Proc. 6<sup>th</sup> International Symposium on WPMC*, Vol.1, pp.10-14, 19-22 Oct. 2003.
- [13] 留場, 武田, 安達, "DS-SS-CDMA 移動無線における周波数領域等化送信ダイバーシチ," *信学技報 RCS2004*, 2004年8月.
- [14] M. Schnell, I. Broeck, and U. Sorger, "A promising new wideband multiple-access scheme for future mobile communications systems," *European Trans. on Telecommun. (ETT)*, vol. 10, no. 4, pp.417-427, July-Aug. 1999.
- [15] 後藤, 川村, 新, 佐和橋, "上りリンク可変拡散率・チップ繰り返し(VSCRF)-CDMA ブロードバンド無線アクセス," *信学技報 RCS2003-67*, 2003年6月.
- [16] 武田, 安達, "ブロードバンド移動通信における周波数インターリーブと周波数領域等化を用いるマルチアクセス方式," *信学技報 RCS2004-143*, 2004年8月.
- [17] 武田, 安達, "周波数インターリーブを用いるマルチキャリア・マルチアクセスの上りリンク誤り率特性," *信学技報 RCS2004-232*, 2004年11月.