

周波数インターリーブを用いる CDMA 上りリンクにおける誤り率特性の理論解析

武田 和晃[†] 安達 文幸[‡]

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 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 下りリンクにおいて、最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく周波数領域等化 (FDE) を適用すれば、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。筆者らは、MUI を抑圧する直交周波数インターリーブと MMSE-FDE を用いる上りリンク DS-および MC-CDMA を提案してきた。そこで、本報告ではチャンネル利得が与えられたときの条件付 BER の理論特性を導出し、それを用いて数値計算により平均 BER を求め、計算機シミュレーションにより理論検討の妥当性を示している。

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

BER Analysis of CDMA Uplink Transmission Using Frequency-interleaving

Kazuaki TAKEDA[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

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 use of frequency-domain equalization (FDE) based on minimum mean square error (MMSE) criterion can significantly improve the downlink bit error rate (BER) performances of DS- and MC-CDMA in a frequency-selective fading channel. 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 users is distorted. We have proposed joint orthogonal frequency-interleaving and MMSE-FDE to DS- and MC-CDMA. In this paper, the conditional BER is derived for the given set of channel gains. The average BER performance is numerically evaluated using the derived conditional BER and is confirmed by computer simulation.

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

1. まえがき

次世代移動体通信では、高品質かつ 100Mbps を超える高速なデータ伝送が要求されている。このような超高速な無線伝送において、無線伝搬路は多数の異なる遅延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となる[1,2]。そこで、第3世代移動体通信では、Rake 受信を用いる直接拡散符号分割多重マルチアクセス (DS-CDMA) が採用されている[3]。しかし、周波数選択性の強いチャネルでは、分解可能なパスが非常に多くなってしまい、大きなパス間干渉 (IPI) により伝送特性が大幅に劣化してしまう。従って、より高速な無線伝送が要求される次世代移動体通信では、高度なチャネル等化技術の利用が必要不可欠である。

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 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

ーシティ効果を得つつ 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う。そこで最近、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[12,13]。

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、周波数ダイバシティ効果を得つつ MUI を低減するマルチアクセス方式を提案し、計算機シミュレーションよりその伝送特性を明らかにしてきた[14,15]。本論文では、チャンネル利得が与えられたときの直交周波数インターリーブおよび MMSE-FDE を用いる DS-および MC-CDMA の BER 特

性について理論解析している。

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、チャンネル利得が与えられたときの条件付BERの理論特性を導出し、第4章で計算機シミュレーション結果と比較している。

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、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_c/SF_f 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 $\{d^{(u)}(n); n=0\sim N_c/SF_f-1\}$ 、拡散率 SF_f の拡散符号を $\{c^{(u)}(t); t=..., -1, 0, 1, \dots\}$ とする。拡散後の各ユーザの N_c 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）。したがって、全体の拡散率は $SF = SF_f SF_f$ と与えられる。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。最後に $SF_f N_c$ 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。GI挿入は、基地局受信機でのFDEのためである[9-11]。

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 $SF_f N_c$ ポイントFFTを適用し、 $SF_f N_c$ 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、 $SF_f N_c$ 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。最後に、 N_c ポイントIFFTを適用して時間領域信号に変換し、逆拡散を行って、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。

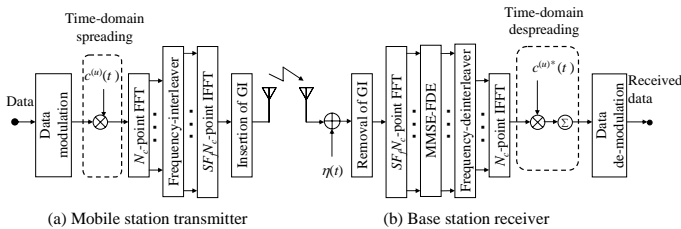


図1 直交周波数インターリーブ/MMSE-FDEを用いる上りリンクDS-CDMA送受信系

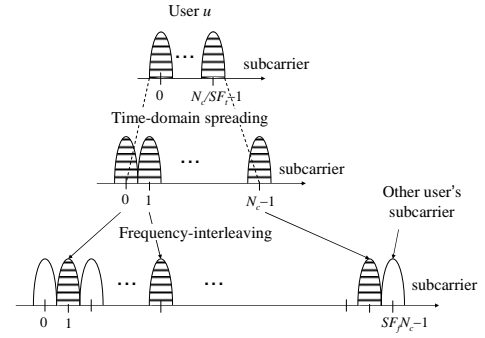


図2 周波数インターリーブ

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。

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

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 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 $SF_f N_c$ 個のサブキャリア系列 $\hat{\mathbf{S}}^{(u)} = [\hat{S}^{(u)}(0), \dots, \hat{S}^{(u)}(k'), \dots, \hat{S}^{(u)}(SF_f N_c-1)]^T$ 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、 $(SF_f N_c) \times N_c$ 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。例えば、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。

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

周波数インターリーブ後、 $SF_f N_c$ ポイントIFFTを適用し、再び時間領域の広帯域送信信号 $\tilde{\mathbf{s}}_{DS}^{(u)} = [\tilde{s}_{DS}^{(u)}(0), \dots, \tilde{s}_{DS}^{(u)}(t'), \dots, \tilde{s}_{DS}^{(u)}(SF_f N_c-1)]$ に変換する。 $\tilde{s}_{DS}^{(u)}(t')$ は次式で与えられる。

$$\tilde{s}_{DS}^{(u)}(t') = \frac{1}{N_c} \sum_{k'=0}^{SF_f N_c - 1} \hat{S}^{(u)}(k') \exp\left(j2\pi k' \frac{t'}{SF_f N_c}\right) \quad (6)$$

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．

$$s_{MC}^{(u)}(k) = \sqrt{2E_s / (T_c SF_f N_c)} d^{(u)}(\lfloor k / SF_f \rfloor) c(k) \quad (7)$$

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 $\hat{\mathbf{s}}^{(u)} = [\hat{s}^{(u)}(0), \dots, \hat{s}^{(u)}(k'), \dots, \hat{s}^{(u)}(SF_f N_c - 1)]^T$ を得る．

$$\hat{\mathbf{s}}^{(u)} = \mathbf{Q}^{(u)} \mathbf{s}^{(u)} \quad (8)$$

周波数インターリーブ後， $SF_f N_c$ ポイント IFFT を適用し，MC-CDMA 送信信号

$$\tilde{\mathbf{s}}_{MC}^{(u)} = [\tilde{s}_{MC}^{(u)}(0), \dots, \tilde{s}_{MC}^{(u)}(t'), \dots, \tilde{s}_{MC}^{(u)}(SF_f N_c - 1)]$$

に変換する． $\tilde{s}_{MC}^{(u)}(t')$ は次式で与えられる．

$$\tilde{s}_{MC}^{(u)}(t') = \sum_{k'=0}^{SF_f N_c - 1} \hat{s}^{(u)}(k') \exp\left(j2\pi k' \frac{t'}{SF_f N_c}\right) \quad (9)$$

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ン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 τ_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ンネルのインパルス応答 $h^{(u)}(t')$ は次式で表わされる．

$$h^{(u)}(t') = \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(u)} \delta(t' - \tau_l) \quad (10)$$

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 $\mathbf{r} = [r(0), \dots, r(t'), \dots, r(SF_f N_c - 1)]^T$ は次式のようになる．

$$r(t') = \sum_{u=0}^{U-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(u)} \tilde{s}_{DS(\text{or } MC)}^{(u)}(t' - \tau_l) + \eta(t') \quad (11)$$

ここで $\eta(t')$ は零平均で分散が $2SF_f N_0 / T_c$ 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， $SF_f N_c$ ポイント FFT を適用して $SF_f N_c$ 個の周波数成分 $\{R(k') ; k' = 0 \sim (SF_f N_c - 1)\}$ に分解する．第 k' サブキャリア成分 $R(k')$ は次式で表せる．

$$\left\{ \begin{aligned} R_{DS}(k') &= \sum_{t'=0}^{SF_f N_c - 1} r(t') \exp\left(-j2\pi k' \frac{t'}{SF_f N_c}\right) \\ &= \sum_{u=0}^{U-1} SF_f \mathbf{H}^{(u)}(k') \hat{\mathbf{s}}^{(u)}(k') + \Pi(k') \\ R_{MC}(k') &= \sum_{u=0}^{U-1} (SF_f N_c) \mathbf{H}^{(u)}(k') \hat{\mathbf{s}}^{(u)}(k') + \Pi(k') \end{aligned} \right. \quad (12)$$

$\mathbf{R}_{DS(\text{or } MC)} = [R_{DS(\text{or } MC)}(0), \dots, R_{DS(\text{or } MC)}(SF_f N_c - 1)]^T$ とすると，式(12)は次式のように表せる．

$$\left\{ \begin{aligned} \mathbf{R}_{DS} &= \sum_{u=0}^{U-1} SF_f \mathbf{H}^{(u)} \hat{\mathbf{S}}^{(u)} + \mathbf{\Pi} \\ \mathbf{R}_{MC} &= \sum_{u=0}^{U-1} (SF_f N_c) \mathbf{H}^{(u)} \hat{\mathbf{S}}^{(u)} + \mathbf{\Pi} \end{aligned} \right. \quad (13)$$

ここで， $\mathbf{H}^{(u)} = \text{diag}\{H^{(u)}(0), \dots, H^{(u)}(k'), \dots, H^{(u)}(SF_f N_c - 1)\}$ および $\mathbf{\Pi} = [\Pi(0), \dots, \Pi(k'), \dots, \Pi(SF_f N_c - 1)]^T$ はそれぞれ次式で与えられる第 k' サブキャリアのチャンネル利得および零平均で分散が $(2N_0 SF_f / T_c)(SF_f N_c)$ の雑音成分である．

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

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]．

$$\hat{\mathbf{R}}_{DS(\text{or } MC)}^{(0)} = \mathbf{w}^{(0)} \mathbf{R}_{DS(\text{or } MC)} \quad (15)$$

ここで， $\mathbf{w}^{(u)} = \text{diag}\{w^{(u)}(0), \dots, w^{(u)}(k'), \dots, w^{(u)}(SF_f N_c - 1)\}$ は FDE 重みであり，次式で与えられる MMSE 重みを用いる [9,10]．

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

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．

$$\left\{ \begin{aligned} \hat{\mathbf{R}}_{DS}^{(0)} &= \sum_{u=0}^{U-1} SF_f \mathbf{w}^{(0)} \mathbf{H}^{(u)} \hat{\mathbf{S}}^{(u)} + \mathbf{w}^{(0)} \mathbf{\Pi} \\ \hat{\mathbf{R}}_{MC}^{(0)} &= \sum_{u=0}^{U-1} (SF_f N_c) \mathbf{w}^{(0)} \mathbf{H}^{(u)} \hat{\mathbf{S}}^{(u)} + \mathbf{w}^{(0)} \mathbf{\Pi} \end{aligned} \right. \quad (17)$$

FDE 後，デ・インターリーブを用いて $SF_f N_c$ 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。

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{R}}_{DS}^{(0)} = \mathbf{Q}^{(0)T} \hat{\mathbf{R}}_{DS}^{(0)} \\ = \sum_{u=0}^{U-1} SF_f \left\{ \mathbf{Q}^{(0)T} \mathbf{w}^{(u)} \mathbf{H}^{(u)} \mathbf{Q}^{(u)} \right\} \mathbf{s}^{(u)} + \hat{\mathbf{\Pi}} \\ \tilde{\mathbf{R}}_{MC}^{(0)} = \mathbf{Q}^{(0)T} \hat{\mathbf{R}}_{MC}^{(0)} \\ = \sum_{u=0}^{U-1} (SF_f N_c) \left\{ \mathbf{Q}^{(0)T} \mathbf{w}^{(u)} \mathbf{H}^{(u)} \mathbf{Q}^{(u)} \right\} \mathbf{s}^{(u)} + \hat{\mathbf{\Pi}} \end{cases} \quad (18)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{\Pi}}$ は周波数デ・インターリーブ後の雑音成分であり、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{\Pi}} &= [\hat{w}^{(0)}(0)\hat{\Pi}(0), \dots, \hat{w}^{(0)}(k)\hat{\Pi}(k), \dots, \hat{w}^{(0)}(N_c - 1)\hat{\Pi}(N_c - 1)] \\ &= \mathbf{Q}^{(0)T} \mathbf{w}^{(0)} \mathbf{\Pi} \end{aligned} \quad (19)$$

例えば、等間隔周波数インターリーブを用いるとき $\hat{w}^{(0)}(k)\hat{\Pi}(k)$ は次式のようにになる。

$$\hat{w}^{(0)}(k)\hat{\Pi}(k) = w^{(0)}(SF_f k) \Pi(SF_f k) \quad (20)$$

式(4)と $\mathbf{w}^{(0)} \mathbf{H}^{(u)}$ が対角行列であることより、 $\mathbf{Q}^{(0)T} \mathbf{w}^{(0)} \mathbf{H}^{(u)} \mathbf{Q}^{(u)}$ は次式を満たすことが分かる。

$$\mathbf{Q}^{(u')T} \mathbf{w}^{(0)} \mathbf{H}^{(u)} \mathbf{Q}^{(u)} = \begin{cases} \mathbf{Q}^{(u')T} \mathbf{w}^{(0)} \mathbf{H}^{(u')} \mathbf{Q}^{(u')} & \text{if } u = u' \\ \mathbf{0} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (21)$$

従って、式(18)は次式のようにになる。

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{R}}_{DS}^{(0)} = SF_f \left\{ \mathbf{Q}^{(0)T} \mathbf{w}^{(0)} \mathbf{H}^{(0)} \mathbf{Q}^{(0)} \right\} \mathbf{s}^{(0)} + \hat{\mathbf{\Pi}} \\ \tilde{\mathbf{R}}_{MC}^{(0)} = (SF_f N_c) \left\{ \mathbf{Q}^{(0)T} \mathbf{w}^{(0)} \mathbf{H}^{(0)} \mathbf{Q}^{(0)} \right\} \mathbf{s}^{(0)} + \hat{\mathbf{\Pi}} \end{cases} \quad (22)$$

ここで、 $\left\{ \mathbf{Q}^{(0)T} \mathbf{w}^{(0)} \mathbf{H}^{(0)} \mathbf{Q}^{(0)} \right\} = \text{diag} \left\{ \hat{H}^{(0)}(0), \dots, \hat{H}^{(0)}(N_c - 1) \right\}$

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。等間隔インターリーブを用いるとき、式(5)より $\hat{H}^{(0)}(k)$ は次式のようにになる。

$$\hat{H}^{(0)}(k) = w^{(0)}(SF_f k) H(SF_f k) \quad (23)$$

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 $\{\tilde{d}_{DS}^{(0)}(n); n=0 \sim N_c/SF_t - 1\}$ 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 $\{\tilde{d}_{MC}^{(0)}(n); n=0 \sim N_c/SF_t - 1\}$ を得る。

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

式(22)と(24)を式(25)に代入すると、次式のようにになる。

$$\begin{cases} \tilde{d}_{DS}^{(0)}(n) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_c SF_t}} \left(\frac{SF_f}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}^{(0)}(k) \right) d^{(0)}(n) + \mu_{ICI}(n) + \hat{\eta}_{DS}(n) \\ \tilde{d}_{MC}^{(0)}(n) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_c SF_t N_c}} \left(\frac{N_c SF_f}{SF_t} \sum_{k=nSF_t}^{(n+1)SF_t-1} \hat{H}^{(0)}(k) \right) d^{(0)}(n) + \hat{\eta}_{MC}(n) \end{cases} \quad (26)$$

ここで、

$$\begin{cases} \mu_{ICI}(n) = \frac{1}{SF_t} \sum_{t=nSF_t}^{(n+1)SF_t-1} c^*(t) \\ \quad \times \frac{SF_f}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}^{(0)}(k) \sum_{\substack{\tau=0 \\ \neq t}}^{N_c-1} s^{(0)}(\tau) \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau-t}{N_c}\right) \\ \hat{\eta}_{DS}(n) = \frac{1}{SF_t} \sum_{t=nSF_t}^{(n+1)SF_t-1} c^*(t) \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{w}^{(0)}(k) \hat{\Pi}(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \right\} \\ \hat{\eta}_{MC}(n) = \frac{1}{SF_t} \sum_{k=nSF_t}^{(n+1)SF_t-1} c^*(k) \hat{w}^{(0)}(k) \hat{\Pi}(k) \end{cases} \quad (27)$$

である。最後に、軟判定値をデータ復調して受信データを得る。

3. 平均ビット誤り率

まず、DS-CDMA について考える。式(26)より、 $\tilde{d}_{DS}^{(0)}(n)$ の平均は $\sqrt{\frac{2E_s}{T_c SF_t}} \left(\frac{SF_f}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}^{(0)}(k) \right) d^{(0)}(n)$ となることが分かる。また、スクランブル符号 $c(t)$ により DS-CDMA 送信信号 $s^{(0)}(t)$ は $E[s^{(0)}(t)s^{(0)*}(\tau)] = \delta(t-\tau)$ であるので白色雑音系列と見なせることから、 $\mu_{ICI}(n)$ を零平均の白色ガウス変数として近似すると、 $\mu_{ICI}(n)$ および $\hat{\eta}_{DS}(n)$ の和は零平均のガウス雑音 μ として扱うことができる。したがって、 μ の分散 $2\sigma_\mu^2$ は次式で与えられる。

$$2\sigma_{\mu}^2 = E[|\mu|^2] = 2\sigma_{ICI}^2 + 2\sigma_{noise}^2 \quad (28)$$

$E[c(t)c^*(\tau)] = \delta(t-\tau)$ であるから、式(27)より、 σ_{ICI}^2 は次式のようになる(導出略)。

$$\sigma_{ICI}^2 = \frac{SF_f^2 E_s}{SF_t^2 T_c} \left[\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\hat{H}^{(0)}(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}^{(0)}(k) \right|^2 \right] \quad (29)$$

一方、 $\hat{\Pi}(k)$ は零平均で分散が $(2N_0 SF_f / T_c)(SF_f N_c)$ のガウス雑音なので、 σ_{noise}^2 は次式のようになる(導出略)。

$$\sigma_{noise}^2 = \frac{SF_f^2 N_0}{SF_t T_c} \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\hat{w}^{(0)}(k)|^2 \right) \quad (30)$$

式(28)~(30)より σ_{μ}^2 は次式のようになる。

$$\sigma_{\mu}^2 = \frac{SF_f^2 N_0}{SF_t T_c} \left[\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\hat{w}^{(0)}(k)|^2 + \left(\frac{1}{SF_t N_0} E_s \right) \times \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\hat{H}^{(0)}(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}^{(0)}(k) \right|^2 \right\} \right] \quad (31)$$

QPSK データ変調を仮定し、 $\{H^{(0)}(k'); k'=0 \sim SF_f N_c - 1\}$ が与えられたときの条件付 BER は次式となる。

$$P_b \left(\frac{E_s}{N_0}, \{H^{(0)}(k')\} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{1}{4} \gamma_{DS(\text{or MC})} \left(\frac{E_s}{N_0}, \{H^{(0)}(k')\} \right)} \right] \quad (32)$$

ここで、 $\operatorname{erfc}[x] = (2/\sqrt{\pi}) \int_x^{\infty} \exp(-t^2) dt$ は誤差補関数である。また、 $\gamma_{DS}(E_s/N_0, \{H^{(0)}(k')\})$ は瞬時信号電力対干渉+雑音電力比(SINR)であり次式で表せる。

$$\gamma_{DS} \left(\frac{E_s}{N_0}, \{H^{(0)}(k')\} \right) = \frac{\frac{2E_s}{T_c SF_t} \left| \frac{SF_f}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}^{(0)}(k) \right|^2}{\sigma_{\mu}^2} = \frac{\frac{2E_s}{N_0} \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}^{(0)}(k) \right|^2}{\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\hat{w}^{(0)}(k)|^2 + \left(\frac{1}{SF_t N_0} E_s \right) \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\hat{H}^{(0)}(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}^{(0)}(k) \right|^2 \right\}} \quad (33)$$

同様に、MC-CDMA のときの $\gamma_{MC}(E_s/N_0, \{H^{(0)}(k')\})$ は次式のようになる。

$$\gamma_{MC} \left(\frac{E_s}{N_0}, \{H^{(0)}(k')\} \right) = \frac{\frac{2E_s}{N_0} \left| \frac{1}{SF_t} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \hat{H}^{(0)}(k) \right|^2}{\frac{1}{SF_t} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} |\hat{w}^{(0)}(k)|^2} \quad (34)$$

次式のように、 $\{H^{(0)}(k'); k'=0 \sim SF_f N_c - 1\}$ で式(32)を平均することで平均 BER が求められる。

$$P_b \left(\frac{E_s}{N_0} \right) = \int \cdots \int \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{1}{4} \gamma_{DS(\text{or MC})} \left(\frac{E_s}{N_0}, \{H^{(0)}(k')\} \right)} \right] \times p(\{H^{(0)}(k')\}) \prod_{k'} dH^{(0)}(k') \quad (35)$$

ここで、 $p(\{H^{(0)}(k')\})$ は $\{H^{(0)}(k')\}$ の同時確率密度関数である。

4. 数値計算結果

QPSK データ変調、 $N_c/SF_t=64$ 、 $SF=SF_t SF_f=16$ 、 $SF_f N_c=1024$ 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。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。周波数インターリーブとして、等間隔、ブロックおよびランダムインターリーブを用いた[14,15]。

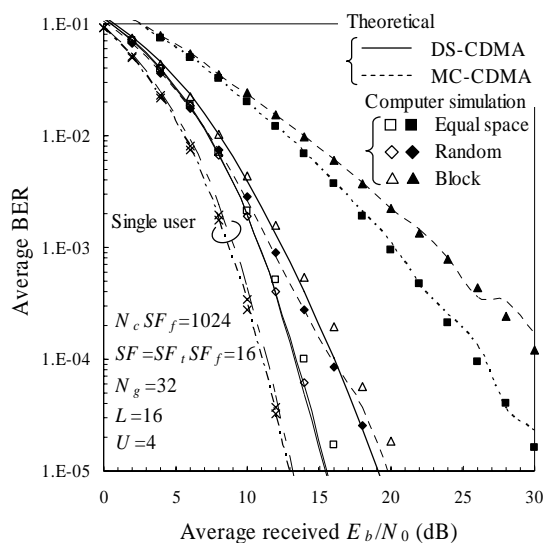
平均 BER の理論特性を以下の方法で求めた。まず、パス利得 $\{h_l; \text{and } l=0 \sim L-1\}$ を生成して、式(14)より $\{H^{(u)}(k'); u=0 \sim U-1 \text{ and } k'=0 \sim SF_f N_c - 1\}$ を求め、式(16)で示す周波数領域等化重み $\{w^{(u)}(k'); u=0 \sim U-1 \text{ and } k'=0 \sim SF_f N_c - 1\}$ を求める。次いで、周波数デ・インターリーブ後の等価チャネル利得 $\hat{H}^{(0)}(k)$ を求める(等間隔周波数インターリーブを用いる場合は式(23))。最後に、与えられた E_s/N_0 に対して式(32)を用いて条件付 BER を計算し、これを繰り返して平均することで式(35)の平均 BER を求めた。図5にこのようにして求めた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 の理論特性を示す。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、 $E_b/N_0 = (1+N_g/(SF_f N_c))(E_s/N_0)$ の関係にある。 $(SF_t, SF_f) = (SF/U, U)$ とした。

$U=4$ のとき、 $(SF_t, SF_f) = (4, 4)$ 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ので、MUI は発生しない。3種類の周波数インターリーブを比較すると、DS-CDMA では、等間隔インターリーブで最も優れた BER 特性が得られている。各ユーザのサブキャリアをまとめて配置するブロックインターリーブでは、周波数ダイバーシチ効果が小さい。等間隔およびランダムインターリーブでは、各ユーザのサブキャリアを全帯域に拡散しているため、大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるので、優れた BER 特性が得られている。一方、MC-CDMA では、ランダムインターリーブで最も優れた BER 特性が得られている。等間隔インターリーブでは、1シンボルが $SF_t SF_f=16$ サブキャリアにしかインターリーブされていないので、周波数ダイバーシチ効果が小さい。

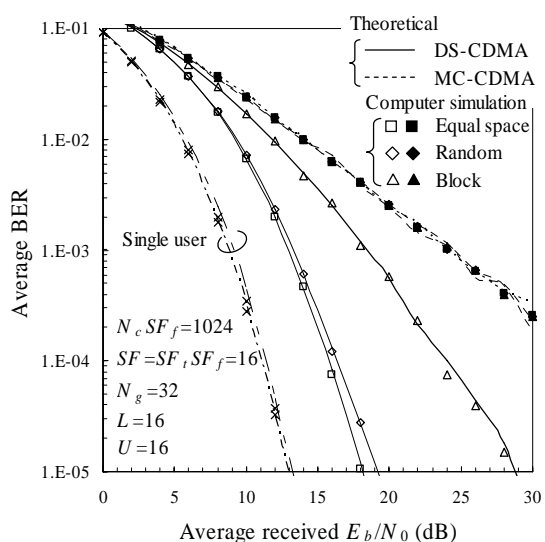
DS(MC)-CDMA では、 $U=1((SF_t, SF_f)=(16,1))$ に相当と比較して、 $BER=10^{-4}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 の劣化を 2(4.8)dB までに低減できている。

$U=16$ のとき、 $(SF_t, SF_f)=(1,16)$ として周波数インターリーブを用いれば、MUI は発生しない。DS-CDMA では、等間隔インターリーブで最も優れた特性が得られている。一方、 $(SF_t, SF_f)=(1,16)$ の周波数インターリーブを用いる MC-CDMA は OFDMA と等価であるから、周波数ダイバーシチ効果は得られず、3 種類の周波数インターリーブで、同じ BER 特性が得られている。

また、比較のために計算機シミュレーションにより求めた平均 BER 特性も図 5 に示した。インターリーブ法によらず、シミュレーション値と理論特性とは良く一致しているのが分かる。



(a) $U=4$



(b) $U=16$

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

5. 結論

本論文では、直交周波数インターリーブと MMSE-FDE を用いる DS-および MC-CDMA 上りリンク

の平均 BER の理論特性を導出し、計算機シミュレーションにより理論検討の妥当性を明らかにした。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。等間隔、ランダムおよびブロックインターリーブの 3 種類のインターリーブを比較すると、DS-CDMA では、大きな周波数ダイバーシチ効果が得られる等間隔インターリーブで最も優れた BER 特性が得られた。一方、MC-CDMA では、ランダムインターリーブで、最も優れた BER 特性が得られた。また、インターリーブ法によらず、シミュレーション値と理論特性とが良く一致していることを確認した。

6. 参考文献

- [1] W. C. Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] J. G. Proakis, *Digital communications*, 2nd ed., McGraw-Hill, 1995.
- [3] 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.
- [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 multicarrier DS-CDMA using frequency domain equalisation 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-CDMA signals," *Proc. 8th CIC*, Oct. 28~31, Seoul, Korea.
- [11] T. Itagaki and F. Adachi, "Joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining for orthogonal multicarrier DS-CDMA signal transmissions in a frequency-selective fading channel," *Proc. 6th WPMC*, Vol. 1, pp.285-289, Oct. 19-22, 2003.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] 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.