

周波数選択性チャネルにおける遅延時間/符号分割マルチアクセス

安達 文幸[†] 武田 一樹[‡]

[†] [‡] 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: [†] adachi@ecei.tohoku.ac.jp, [‡] kazuki@mobile.ecei.tohoku.ac.jp

あらまし チャネルの周波数選択性を積極的に利用し、周波数ダイバーシチ利得を得て伝送特性を改善する最小平均二乗誤差規範(MMSE)に基づく DS-CDMA 周波数領域等化が注目されている。多数のユーザが同時アクセスする上りリンクの場合、MMSE 周波数領域等化ではチャネルを完全にはフラットには変換できないため、マルチアクセス干渉(MAI)(または他ユーザ干渉(MUI)とも言われる)が発生する。本論文では、周波数ダイバーシチ利得を得ながら、遅延時間領域で各ユーザの遅延プロファイルが重ならないように直交化してマルチアクセスする遅延時間/符号分割マルチアクセスを提案し、その原理を述べている。次いで、計算機シミュレーションにより平均ビット誤り率(BER)特性を明らかにしている。

キーワード 多重アクセス, 周波数選択性, 遅延時間分割, 周波数領域等化

A Delay-Time / Code Division Multi-Access In A Frequency-selective Channel

Fumiyuki ADACHI[†] and Kazuki TAKEDA[‡]

[†] [‡] 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: [†] adachi@ecei.tohoku.ac.jp, [‡] kazuki@mobile.ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Frequency-domain equalization (FDE) based on the minimum mean square error (MMSE) criterion has been attracting much attention to improve the bit error rate (BER) performance of DS-CDMA by obtaining the frequency diversity gain. In the uplink case, however, since MMSE-FDE cannot transform the channel into a frequency-flat channel, multi-access interference (MAI) (or called multi-user interference (MUI)) appears. In this paper, we propose a delay-time/code division multi-access (DT/CDMA) which shifts the signal spectrum in the delay-time domain so that different users' spectrums are not overlap while obtaining the frequency diversity gain. In this paper, we present the principle of DT/CDMA and evaluate the achievable BER performance by computer simulation.

Keyword Multi-access, frequency-selective, delay-time, frequency-domain equalization

1. まえがき

広帯域無線チャネルは遅延時間の異なる多数の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(SC)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]。そこで、最近では、多数の直交サブキャリアを用いて並列伝送するマルチキャリア(MC)-符号分割マルチアクセス(CDMA)[3]-[7]や周波数領域等化(FDE)を用いるシングルキャリア直接拡散(DS)-CDMA[8]-[10]が注目されるようになった。これらの CDMA では、最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく FDE を適用することで周波数ダイバーシチ利得を得つつマルチアクセスすることができるので、優れた BER 特性が得られる。これまで DS-CDMA では Rake 受信がもっぱら用いられてきた[11]が、パス数が多くなって周波数選択性が強くなりすぎると BER 特性が劣化してしまうという問題があった。しかし MMSE-FDE を用いることで、パス数が増えるにつれてより優れた BER 特性を得ることができる[12]。

しかし、上りリンクでは各ユーザのフェージング状態が異なるので、たとえ MMSE-FDE を用いてもマルチアクセス干渉(MAI)を低減できない。そこで、送信シンボル系列を櫛の歯状スペクトルに変換し、他ユーザの櫛の歯状スペクトルと重ならないように互いに周波数をシフトしてアクセスするインターリーブ周波数分割マルチアクセス(IFDMA)[14]や、超高速伝送では時間フラットフェージングになる性質を利用してユーザ間を直交化するブロック拡散 CDMA[15]-[17]が提案されている。また、IFDMA に拡散を取り入れたチップ繰返し CDMA[18]が提案されている。ごく最近では、離散フーリエ変換(DFT)により直交周波数分解して得られた周波数成分をより広い帯域に等周波数間隔でマッピングした後に逆高速フーリエ変換(IFFT)で時間領域信号を生成するシングルキャリア FDMA(SC-FDMA)が提案されている[19]。SC-FDMA は、送信スペクトルが周波数上で等間隔にインターリーブされている(つまり櫛の歯状スペクトル)という点で IFDMA と等価である。

筆者らは、SC-FDMA の提案と独立に、DFT より直交周波数分解して得られた周波数成分をユーザ固有の直交インターリーブパターンにより、より広い帯域にマッピングする周波数インターリーブシングルキャリアマルチアクセス(FI-SCMA)を提案した[20]-[23]. FI-SCMA は、IFDMA や SC-FDMA よりも一般的な周波数インターリーブパターンを扱っているマルチアクセスであり、この特殊解がチップ繰り返し CDMA や SC-FDMA(拡散率 1 のチップ繰り返し CDMA)である。これらは、周波数ダイバーシチ利得を得つつ MAI のないマルチアクセスを可能としている点で共通である。

本論文では、これらと異なる考え方に基づく遅延時間/符号分割マルチアクセス(DT/CDMA)を提案している。本論文は以下のような構成になっている。第 2 章では、遅延時間領域で直交多重アクセスする DT/CDMA を提案し、その原理を述べている。次いで第 3 章では、計算機シミュレーションによりその平均 BER 特性を明らかにしている。

2. 遅延時間/符号分割多重アクセス(DT/CDMA)の原理

本論文ではチップ時間 T_c 間隔の離散低域等価表現を用いる。送受信機構成を図 1 に示す。拡散符号には 1 つの長周期 PN 系列 $\{c(t)=\pm 1\}$ を用いる。今、 U 人のユーザが 1 つの基地局に同時送信するものとする。DT/CDMA では、各ユーザが上記 PN 系列から同一の部分系列 $\{c(t); t=nSF \sim (n+1)SF-1\}$ を拡散符号として用い、ユーザ毎に異なる循環遅延 $u\Delta$ を与えて送信する。ここで、 SF は拡散率、 n は送信シンボル番号を表す。一般性を失わずに、以下では $n=0$ としインデックス n を省略する。循環遅延 $u\Delta$ を与えられた第 u ユーザの拡散符号を図 2 に示す。受信側で周波数領域等化を行うため、 SF チップ毎のブロックに分割し、各チップブロック先頭のガードインターバル(GI)にサイクリックプリフィックスを付加して送信するが、説明を簡単にするため、本論文ではこれを省略している。

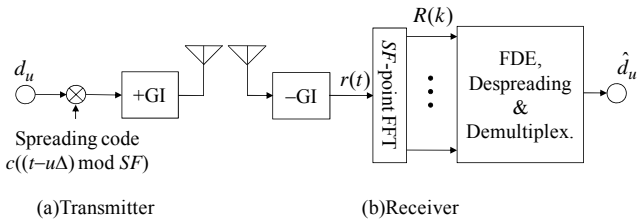


図 1 送受信機構成

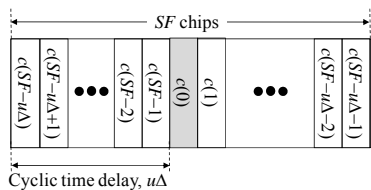


図 2 第 u ユーザの拡散符号

2.1. 送信信号

ユーザ u の送信信号 $s_u(t)$, $t=0 \sim SF-1$ は次式のように表わされる。

$$s_u(t) = \sqrt{2S_u} d_u c((t-u\Delta) \bmod SF), \quad 0 \leq t < SF \quad (1)$$

ここで、 d_u は送信データシンボル(ただし、 $E[|d_u|^2]=1$)、 S_u は送信電力である。

2.2. チャネル

無線伝搬路は L 個の独立なパスから構成され、ユーザ u のパス l のパス利得を $h_{u,l}$ 、遅延時間を $\tau_{u,l}$ とすると、チャネルのインパルス応答 $h_u(\tau)$ は次式で与えられる。

$$h_u(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{u,l} \delta(t - \tau_{u,l}) \quad (2)$$

ただし、パスの遅延時間 $\tau_{u,l}$ は送信チップ長 T_c の整数倍と仮定しており、 $E\left[\sum_{l=0}^{L-1} |h_{u,l}|^2\right] = 1$ としている。

2.3. 受信信号

式(2)で表わされる無線チャネルを伝搬して基地局アンテナで受信された信号は、次式のように表せる。

$$r(t) = \sum_{u=0}^{U-1} \sqrt{2S_u} d_u \sum_{l=0}^{L-1} h_{u,l} c((t - \tau_{u,l} - u\Delta) \bmod SF) + \eta(t) \quad (3)$$

ここで、 $\eta(t)$ は零平均で分散 $2N_0/T_c$ の白色複素ガウス雑音である。 N_0 は雑音電力スペクトル密度である。

2.4. 周波数領域等化

受信機では、 SF ポイント高速フーリエ変換(FFT)を用いて受信信号系列 $\{r(t); t=0 \sim SF-1\}$ を周波数領域信号 $\{R(k); k=0 \sim SF-1\}$ に変換する。 $R(k)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} R(k) &= \sum_{t=0}^{SF-1} r(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{SF}\right) \\ &= \sum_{u=0}^{U-1} \sqrt{2S_u} d_u \sum_{l=0}^{L-1} h_{u,l} \left(\sum_{t=0}^{SF-1} c((t - \tau_{u,l} - u\Delta) \bmod SF) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{SF}\right) \right) \\ &\quad + \sum_{t=0}^{SF-1} \eta(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{SF}\right) \end{aligned} \quad (4)$$

ここで、

$$\begin{aligned} &\sum_{t=0}^{SF-1} c((t - \tau_{u,l} - u\Delta) \bmod SF) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{SF}\right) \\ &= C(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_{u,l} + u\Delta}{SF}\right) \end{aligned} \quad (5)$$

を式(4)に代入し、次式を得る。

$$R(k) = \sum_{u=0}^{U-1} \sqrt{2S_u} d_u H_u(k) \left\{ C(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{u\Delta}{SF}\right) \right\} + \Pi(k) \quad (6)$$

ただし,

$$\begin{cases} H_u(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{u,l} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_{u,l}}{SF}\right) \\ \Pi(k) = \sum_{t=0}^{SF-1} \eta(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{SF}\right) \end{cases} \quad (7)$$

であり, $\Pi(k)$ は零平均で分散 $2SFN_0/T_c$ の複素ガウス雑音である. 周波数領域等化は次式のように行われる.

$$\begin{aligned} \hat{R}_u(k) &= w_u(k)R(k) \\ &= \sum_{u'=0}^{U-1} \sqrt{2S_{u'}d_{u'}} \left\{ w_{u'}(k)H_{u'}(k)C(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{u'\Delta}{SF}\right) \right\} + w_u(k)\Pi(k) \end{aligned} \quad (8)$$

$w_u(k)$ は拡散変調を取り除くためと周波数領域等化のための複合周波数領域等化重みである. DT/CDMA では, 信号分離を遅延時間領域で行う. そのために, SF ポイント逆 FFT(IFFT)を用いて, 等化後の周波数領域信号 $\{\hat{R}_u(k); k=0 \sim SF-1\}$ を遅延時間領域信号 $\{\hat{h}_u(\tau); \tau=0 \sim SF-1\}$ に変換する.

2.5. 信号分離

信号分離を行った後にパステイバースチ合成を遅延時間領域で行うことを考える. ユーザ u のデータシンボルを復調するものとする. DT/CDMA の動作を示すため, 雑音は無視できるものと仮定し, 次式のように拡散変調を取り除くための重みを考える.

$$w_u(k) = 1/C(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{u\Delta}{SF}\right) \quad (9)$$

上式の重みを受信信号 $R(k)$ に乗算する. 式(9)を式(8)に代入し, 次式を得る.

$$\begin{aligned} \hat{R}_u(k) &= w_u(k)R(k) \\ &= \sum_{u'=0}^{U-1} \sqrt{2S_{u'}d_{u'}} H_{u'}(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{(u'-u)\Delta}{SF}\right) \end{aligned} \quad (10)$$

次に, SF ポイント IFFT を用いて周波数領域信号 $\{\hat{R}_u(k); k=0 \sim SF-1\}$ を遅延時間領域信号 $\{\hat{h}_u(\tau); \tau=0 \sim SF-1\}$ に変換する. $\hat{h}_u(\tau)$ は次式のようになる.

$$\begin{aligned} \hat{h}_u(\tau) &= \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} \hat{R}_u(k) \exp\left(j2\pi k \frac{\tau}{SF}\right) \\ &= \sum_{u'=0}^{U-1} \sqrt{2S_{u'}d_{u'}} \left\{ \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} H_{u'}(k) \exp\left(j2\pi k \frac{\tau - (u'-u)\Delta}{SF}\right) \right\} \\ &= \sum_{u'=0}^{U-1} \sqrt{2S_{u'}d_{u'}} h_{u'}(\tau - (u'-u)\Delta) \end{aligned} \quad (11)$$

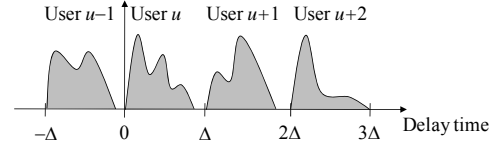


図3 遅延時間領域信号

遅延時間領域信号 $\{\hat{h}_u(\tau); \tau=0 \sim SF-1\}$ の様子を図3に示す. 式(11)および図3からわかるように, 遅延時間領域では等間隔 Δ で各ユーザの送信シンボルが表れている. しかし, インパルス応答に広がりがあるから, 遅延時間領域でも各ユーザの送信シンボルは広がって現れる. インパルス応答の広がり GI 区間に収まっているため, 循環遅延量 Δ を GI 長に選べば, 各ユーザの信号には重なりがなくなり, 簡単に分離できる.

2.6. パステイバースチ合成

ユーザ u の $\hat{h}_u(\tau)$ は遅延時間領域 $[0, \Delta-1]$ に現れるから, これを分離し, 次式のように取り出すことができる.

$$\hat{h}_u(\tau) = \begin{cases} \sqrt{2S_u d_u} h_u(\tau), & \text{if } 0 \leq \tau < \Delta \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (12)$$

送信シンボルは遅延時間領域で広がっているため, これを遅延時間領域整合フィルタで合成する(つまり, $\sum_{\tau=0}^{\Delta-1} \hat{h}_u(\tau) h_u^*(\tau)$ を得ると), 送信シンボルの軟判定値 \hat{d}_u が次式のように得られる.

$$\hat{d}_u = \sum_{\tau=0}^{\Delta-1} \hat{h}_u(\tau) h_u^*(\tau) = \sqrt{2S_u d_u} \sum_{\tau=0}^{\Delta-1} |h_{u,l}|^2 \quad (13)$$

ところで, 式(13)と送信信号を表している式(1)を見比べ, パステイバースチ合成出力を表している式(13)中の $\sum_{\tau=0}^{\Delta-1} |h_{u,l}|^2 (= \sum_{\tau=0}^{L-1} |h_{u,l}|^2)$ を等価チャネル利得と呼ぶ. L 個のパスは独立に変動するので, 等価チャネル利得の変動は浅くなる. 一様電力遅延プロファイルであれば, レイリーフェージング環境下での $\sum_{\tau=0}^{L-1} |h_{u,l}|^2$ の分布は自由度 $2L$ の χ 二乗分布となる.

式(13)は, DT/CDMA では, MAI を除去しつつ, DS-SS-CDMAにおける Rake 合成と同じパステイバースチ利得(あるいは周波数ダイバースチ利得)を得ることができることを示している.

3. MMSE-FDE

第2章では, 動作原理を簡単に説明するため, 拡散変調を取り除く周波数領域等化重みを考え, 信号分離を行った後に遅延時間領域でパステイバースチ合成を行った. 実際には拡散符号のスペクトル $C(k)$ は周波数領域で変動するため, 式(9)の重みを用いると雑音強調により伝送特性が大幅に劣化してしまう. そこで, 以下では3つの MMSE-FDE を提案している.

3.1. 第1の重み

次式で定義される等化誤差 $e(k)$ を用いる.

$$e(k) = w_u(k)R(k) - \sqrt{2S_u}d_u H_u(k) \quad (14)$$

ここで, $\sqrt{2S_u}d_u H_u(k)$ は参照信号である. この参照信号は, 遅延時間領域の $[0, \Delta-1]$ 区間にユーザ u のチャンネルインパルス応答と送信データシンボルの積 $\sqrt{2S_u}d_u h_u(\tau)$ が誤差最小であらわれるようにする.

各ユーザのデータシンボルは互いに独立であることと式(8)により, 平均二乗等化誤差 $E[|e(k)|^2]$ を求め $\partial E[|e(k)|^2]/\partial w_u(k) = 0$ を解くと, MMSE 等化重みは次式のようにになる.

$$w_u(k) = \frac{\frac{S_u T_c}{N_0} |H_u(k)|^2 \left\{ C(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{u\Delta}{SF}\right) \right\}^*}{\frac{|C(k)|^2}{SF} \sum_{u'=0}^{U-1} \frac{S_{u'} T_c}{N_0} |H_{u'}(k)|^2 + 1} \quad (15)$$

周波数領域信号 $\{\hat{R}_u(k); k=0 \sim SF-1\}$ を, SF ポイントIFFTにより遅延時間領域信号 $\{\hat{h}_u(\tau); \tau=0 \sim SF-1\}$ に変換して, 式(13)に示すようにパステイバースチ合成を行うことができる.

3.2. 第2の重み

参照信号を $\sqrt{2S_u}d_u H(k)$ ではなく, 次式のようにする.

$$X(k) = \sum_{u'=0}^{U-1} d_{u'} H_{u'}(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{(u'-u)\Delta}{SF}\right) \quad (16)$$

この参照信号は, 遅延時間領域全体にわたって $\sum_{u'=0}^{U-1} \sqrt{2S_{u'}} d_{u'} h_{u'}(\tau - (u'-u)\Delta)$ が誤差最小であらわれるようにする. 遅延時間領域の $[0, \Delta-1]$ 区間にユーザ u のチャンネルインパルス応答と送信データシンボルの積 $\sqrt{2S_u}d_u h_u(\tau)$ が現れる. 各ユーザのチャンネルインパルス応答と送信データシンボルの積は互いに重なることなく現れるから, MAI を避けてユーザ u のチャンネルインパルス応答と送信データシンボルとの積 $\sqrt{2S_u}d_u h_u(\tau)$ だけを取り出すことができる.

等化誤差 $e(k)$ は次式のようにになる.

$$e(k) = w_u(k)R(k) - \sum_{u'=0}^{U-1} d_{u'} H_{u'}(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{(u'-u)\Delta}{SF}\right) \quad (17)$$

したがって, MMSE 等化重みは次式のようにになる.

$$w_u(k) = \frac{\sum_{u'=0}^{U-1} \frac{S_{u'} T_c}{N_0} |H_{u'}(k)|^2 \left\{ C(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{u\Delta}{SF}\right) \right\}^*}{\frac{|C(k)|^2}{SF} \sum_{u'=0}^{U-1} \frac{S_{u'} T_c}{N_0} |H_{u'}(k)|^2 + 1} \quad (18)$$

周波数領域信号 $\{\hat{R}_u(k); k=0 \sim SF-1\}$ を, SF ポイントIFFTにより遅延時間領域信号 $\{\hat{h}_u(\tau); \tau=0 \sim SF-1\}$ に変

換する. ユーザ u のチャンネルインパルス応答と送信データシンボルの積が遅延時間領域 $[0, \Delta-1]$ に現れるので, 式(13)に示すようにパステイバースチ合成を行うことができる.

3.3. 第3の重み

参照信号を $X(k) = \sqrt{2S_u}d_u$ とする. この参照信号は, 遅延時間領域に $\sqrt{2S_u}d_u \delta(\tau)$ が誤差最小で現れるようにする. 周波数領域信号 $\{\hat{R}_u(k); k=0 \sim SF-1\}$ を, SF ポイントIFFTにより遅延時間領域信号 $\{\hat{h}_u(\tau); \tau=0 \sim SF-1\}$ に変換する. 送信シンボルの軟判定値は $\hat{d}_u = \hat{h}_u(0)$ で与えられる. これは次式のように書き表せるから, IFFT操作は不要である.

$$\begin{aligned} \hat{d}_u = \hat{h}_u(0) &= \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} \hat{R}(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau}{SF}\right) \Bigg|_{\tau=0} \\ &= \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} \hat{R}(k) = \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} w_u(k)R(k) \end{aligned} \quad (19)$$

周波数領域等化自身がパステイバースチ合成(つまり周波数ダイバースチ合成)動作を兼ねている.

等化誤差 $e(k)$ は次式のようにになる.

$$e(k) = w_u(k)R(k) - \sqrt{2S_u}d_u \quad (20)$$

したがって, MMSE 等化重みは次式のようにになる.

$$w_u(k) = \frac{\frac{S_u T_c}{N_0} \left\{ H_u(k) C(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{u\Delta}{SF}\right) \right\}^*}{\frac{|C(k)|^2}{SF} \sum_{u'=0}^{U-1} \frac{S_{u'} T_c}{N_0} |H_{u'}(k)|^2 + 1} \quad (21)$$

もしユーザ u だけが通信していて, なおかつ雑音電力が信号電力に比べて十分小さく無視できるとき, 式(21)は $w_u(k) \approx 1/C(k)H_u(k)$ となる. これはゼロフォーシング(ZF)-FDEであり雑音強調を引き起こすが, 式(21)のMMSE等化重みは雑音強調を避けつつユーザ分離とパステイバースチ合成を行うことができる.

4. 計算機シミュレーション

表1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter	Modulation	QPSK
	Spreading sequence	Long PN sequence
	Spreading factor	$SF=64$
	GI length	$\Delta=16$
Channel	Fading type	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform power delay profile
Receiver	FDE	MMSE
	Channel estimation	Ideal

計算機シミュレーション諸元を表1に示す. QPSKデータ変調を用い, 拡散符号は4095周期の長周期PN系列から SF チップを取り出して用いるものとし, $SF=64$ を仮定した. フェージングチャンネルは等電力遅

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。また、今回は全ユーザが完全に同期して受信されるものとし、受信機のタイミング再生とチャネル推定は理想としている。

$U=4$ の場合に、DT/CDMA において第 1, 第 2, 第 3 の重みを用いた時の平均 BER 特性を図 4 に示す。ここでは、多重アクセスする全ユーザの平均受信信号電力は同一であるとしている(つまり $S_u=S$ for all $u=0\sim 3$)。横軸は平均ビットエネルギー対雑音電力スペクトル密度 $E_b/N_0(=0.5(ST_c/N_0)(SF+\Delta))$ である。今回示した 3 つの MMSE 等化重みの中では、第 3 の重みが最も優れた BER 特性を示す。これは、第 3 の重みが信号分離とパスダイバーシチ合成を MMSE 規範に基づき同時に行う重みであるのに対し、第 1 および第 2 の重みは信号分離のみを MMSE 規範に基づき行う重みだからである。拡散符号のスペクトルは変動しているため、MMSE 規範に基づく信号分離(逆拡散)後に遅延時間領域信号が $[0, \Delta-1]$ 区間に収まらずに広がってしまう。このため、式(13)のように合成しても、広がった信号をすべて集めることができず、完全な最大比合成を行うことができない。さらに、第 1 および第 2 の重みは、分離された遅延時間領域信号を残留 MAI を考慮せずに最大比合成しようとするため、第 3 の重みを用いた時よりも残留 MAI の影響が大きくなってしまふ。特に第 2 の重みは、ユーザ固有の位相回転を除けば全てのユーザが同一の重みとなる。このとき他ユーザの信号まで同時に誤差最小で得ようとするため、第 1 の重みと比べても劣化が大きくなってしまふ。このように、信号分離とパスダイバーシチ合成を同時に行い、なおかつ IFFT を必要としない第 3 の重みが最も優れた BER 特性を与えることがわかる。

DT/CDMA には、最も優れた BER 特性が得られる第 3 の重みを用いるものとし、 $U=1\sim 8$ としたときの BER 特性を図 5 に示す。ただし、全ユーザの平均受信信号電力は同一であるとしている。DT/CDMA では $SF=64$ および $\Delta=16$ の場合、遅延時間領域での最大多重ユーザ数は $SF/\Delta=4$ である。そこで、5 人目以降は同一の PN 系列から次の部分系列 $\{c(t); t=(n+1)SF\sim(n+2)SF\}$ を用いて循環遅延を与え、拡散符号としている。比較のため、MMSE-FDE を用いる DS-CDMA の BER 特性[10]も示す。DS-CDMA ではチャネルを完全な周波数フラットには変換できないため、MAI が発生する。このため、 $U=4$ では BER 特性が大きく劣化し、誤りフロアが生じている。一方、DT/CDMA では遅延時間領域でユーザを分離することができるため、MAI を抑圧しつつパスダイバーシチ利得を得ることができる。そのため、最大多重ユーザ数が $U=4$ 以下であれば、誤りフロアを生じることなく非常に優れた BER 特性が得られる。 $U=8$ では、DT/CDMA においても別の拡散符号を用いるユーザの信号を遅延時間領域で分離できなくなるため、MAI を抑圧できなくなり BER 特性は劣化する。しかしながら、DS-CDMA よりも BER 特性が改善され

ているのが確認できる。

$U=4$ のときで信号対干渉電力比(SIR)が小さい(つまり、他ユーザからの干渉電力が大きい)場合の BER 特性を図 6 に示す。DS-CDMA では大きな MAI により BER 特性が大幅に劣化するが、DT/CDMA では MAI を抑圧することができるので、優れた BER 特性が得られている。

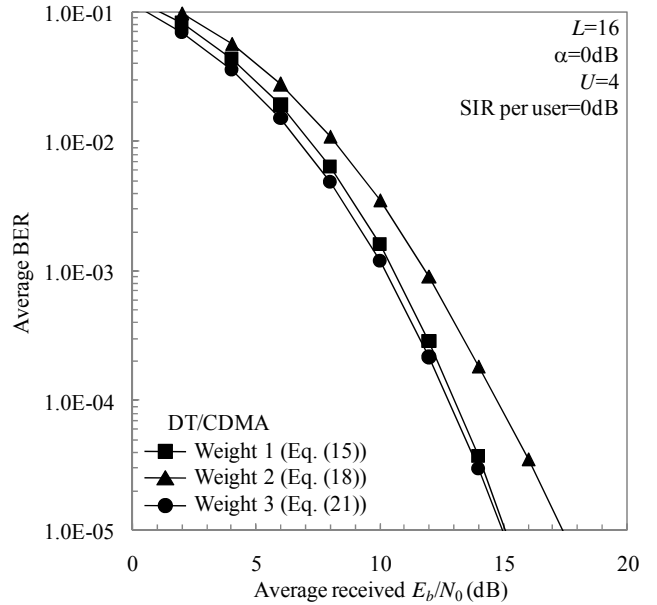


図 4 3 つの周波数領域等化重みの比較

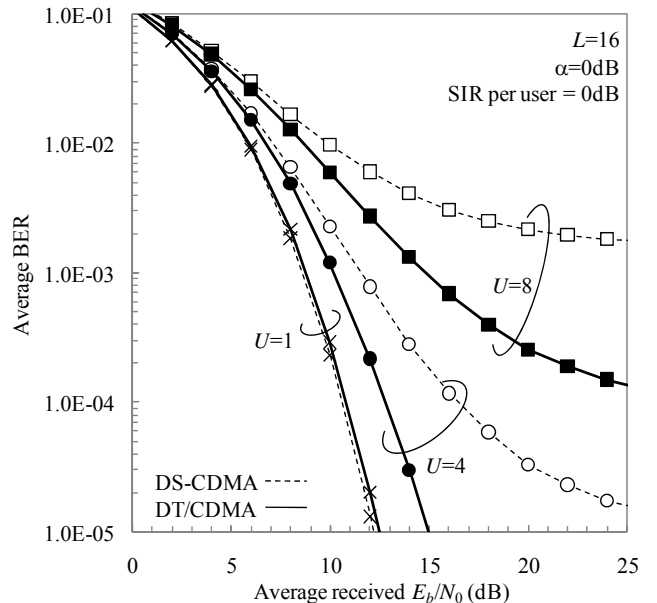


図 5 BER 特性(SIR per user=0dB)

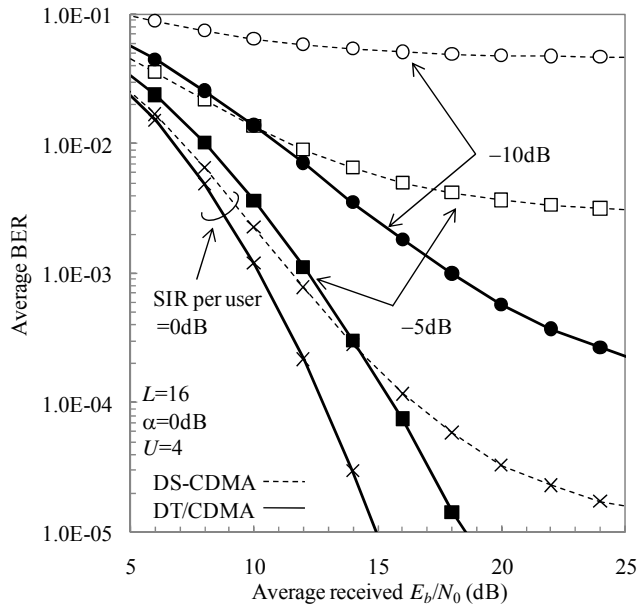


図 6 SIR per user が異なる場合の BER 特性 ($U=4$)

5. むすび

本論文では、遅延時間領域での直交多重アクセスを可能とする遅延時間/符号分割マルチアクセス (DT/CDMA) を提案し、その原理を述べた。DT/CDMA では、MAI を抑圧しつつ周波数ダイバーシチ利得 (またはパスダイバーシチ利得) を得ることができるから、周波数選択性チャネルでは優れた BER 特性を得ることができる。上りリンク伝送における平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにした。

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] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," *IEEE Commun. Mag.*, pp. 126-144, Dec. 1997.
- [4] S. Hara and R. Prasad, "Design and performance of multicarrier CDMA system in a frequency-selective Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 48, pp. 1584-1595, Sep. 1999.
- [5] L. Hanzo, W. Webb, and T. Keller, *Single- and multi-carrier quadrature amplitude modulation*, John Wiley & Sons, 2000.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] F. Adachi, T. Sao, and T. Itagaki, "Performance of multicarrier DS-SS using frequency domain equalization in frequency-selective fading channel," *Electronics Letters*, Vol. 39, No. 2, pp. 239-241, Jan. 2003.
- [9] T. Itagaki and F. Adachi, "Joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining for

orthogonal multicarrier DS-SS signal transmissions in a frequency-selective fading channel," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E87-B, No. 7, pp. 1954-1963, Jul. 2004.

- [10] Fumiyuki Adachi and Kazuaki Takeda, "Bit error rate analysis of DS-SS with joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E87-B, No. 10, pp. 2991-3002, Oct. 2004.
- [11] I. Martoyo, T. Weiss, F. Capar, and F. K. Jondral, "Low complexity CDMA downlink receiver based on frequency domain equalization," *IEEE VTC 2003-Fall*, pp. 987-991, Oct., 2003.
- [12] Fumiyuki Adachi, Deepshika Garg, Shinsuke Takaoka, and Kazuaki Takeda, "Broadband CDMA techniques," *IEEE Wireless Commun. Mag.*, Vol. 12, No. 2, pp. 8-18, Apr. 2005.
- [13] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-SS for next generation mobile communications systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 36, pp. 56-69, Sep. 1998.
- [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, Jul.-Aug. 1999.
- [15] S. Zhou, G. B. Giannakis, and C. L. Martret, "Chip-interleaved block-spread code division multiple access," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 50, No. 2, Feb. 2002.
- [16] X. Peng, F. Chin, T. T. Tjhung, and A. S. Madhukumar, "A simplified transceiver structure for cyclic extended CDMA system with frequency domain equalization," *IEEE VTC2005-Spring*, pp. 1565-1569, May 2005.
- [17] L. Liu and F. Adachi, "2-Dimensional OVSP spread/chip-interleaved CDMA," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E89-B, No. 12, pp. 3363-3375, Dec. 2006.
- [18] Y. Goto, T. Kawamura, H. Atarashi, and M. Sawahashi, "Variable spreading and chip repetition factor (VSCRF)-CDMA in reverse link for broadband wireless access," *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC2003)*, pp. 254-259, Sep. 2003.
- [19] R. Dinis, D. Falconer, C. T. Lam, and M. Sabbaghian, "A multiple access scheme for the uplink of broadband wireless systems," *Proc. IEEE Globecom 2004*, pp. 3808-3812, Dallas, Tx, U. S. A., 29 Nov.-3 Dec. 2004.
- [20] 武田和晃, 安達文幸, "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*, pp. 43-48, 2004年8月
- [21] 武田和晃, 安達文幸, "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," *信学技報, RCS2004-398*, pp. 49-54, 2005年3月
- [22] Kazuaki Takeda and Fumiyuki Adachi, "Iterative frequency-domain inter-chip interference cancellation for DS-SS," *IEEE WPMC2005*, Sep. 2005.
- [23] Kazuaki Takeda and Fumiyuki Adachi, "Frequency-interleaved spread spectrum with MMSE frequency-domain equalization," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E90-B, pp. 260-268, Feb. 2007.