

# 周波数領域等化とアンテナダイバーシチを用いる DS-CDMA のビット誤り率の理論解析

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 05

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

**あらまし** マルチキャリア符号分割マルチアクセス(MC-CDMA)では高速フーリエ変換(FFT)を受信信号に適用して 1 タップ周波数領域等化とアンテナダイバーシチ合成を行う。これを DS-CDMA 伝送に適用することで周波数選択性フェージング環境下のビット誤り率(BER)特性を改善することができる。本報告ではチャンネル利得が与えられたときの等化重みと条件付 BER の理論特性を導出している。等化重みとして最小平均二乗誤差 (MMSE), 最大比合成 (MRC) およびゼロフォーシング (ZF) を用いている。導出した条件付 BER 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。また、周波数領域等化を用いる DS-CDMA の平均 BER 特性を MC-CDMA と比較している。

**キーワード** DS-CDMA, 周波数選択性フェージング, 周波数領域等化, アンテナダイバーシチ

## Bit Error Rate Analysis of DS-CDMA with Joint Frequency-Domain Equalization and Antenna Diversity Combining

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

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

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

**Abstract** In direct sequence code division multiple access (DS-CDMA), fast Fourier transform (FFT) can be applied to received signal sequence to carry out joint frequency-domain equalization (FDE) and antenna diversity combining on each subcarrier component. In this paper, equalization weights for joint FDE and antenna diversity combining based on minimum mean square error (MMSE), maximal ratio combining (MRC) and zero-forcing (ZF) are derived. The conditional bit error rate (BER) is derived for the given set of channel gains in a frequency-selective fading channel. The average BER performance is numerically evaluated using the derived conditional BER and is confirmed by computer simulation. Performance comparison between DS- and MC-CDMA both using FDE is presented.

**Keyword** DS-CDMA, frequency-selective fading, frequency-domain equalization, antenna diversity

### 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]。そこで、最近では、Rake 合成というチャネル整合フィルタを用いる直接拡散符号分割マルチアクセス (DS-CDMA) が数 Mbps 程度の高速移動通信に用いられるようになった [3]。DS-CDMA 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、BER 特性を改善できる。しかし、数 Mbps を超える高速伝送の場合には無線チャネルのパス数が非常に多くなってしまい、大きなパス間干渉が発生してしまうために、BER 特性が大幅に劣化してしまう。さらに、多数の Rake フィンガ (あるいは相関器) が必要になることから Rake 受信機が複雑になってしまう。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、周波数領域等化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、Rake 受信を用いる DS-CDMA よりも優れた BER 特性が得られる。

最近、周波数領域等化を DS-CDMA へ適用すればその BER 特性を大幅に改善できることが報告されている [9]。最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく周波数領域等化では、周波数ダイバーシチ効果を得つつパス間干渉を抑圧できるため、Rake 合成よりも優れた BER 特性を得ることができる。また最近では、拡散符号の拡散率を柔軟に変えられるマルチレート/マルチコード DS-CDMA への周波数領域等化の適用について報告されている [10,11]。更なる BER 特性の改善には、受信アンテナダイバーシチの採用が効果的である [12]。本論文では、周波数領域等化とアンテナダイバーシチを併用したときの BER の理論値を求めている。本論文は以下のような構成になっている。第 2 章では周波数等化とアンテナダイバーシチを用いる DS-CDMA 伝送系について述べている。次いで第 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。また MC-CDMA との比較も行っている。等化重みとして最小平均 2 乗誤差 (MMSE), 最大比合成 (MRC) およびゼロフォーシング (ZF) を用いている。

## 2. DS-CDMA 伝送系

### 2.1. 信号伝送系

図 1 に周波数領域等化を用いる DS-CDMA 伝送系の構成を示す。本論文ではチップ時間間隔の離散表現を用いる。送信側では 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  $N_c/SF$  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  $\{d_u(n); n=0 \sim N_c/SF-1\}$ 、拡散率  $SF$  の拡散符号を  $\{c_u(t); t=0 \sim SF-1\}$  とする。ここで、 $N_c/SF$  が整数になるように  $N_c$  を選ぶものとする。 $U$  ユーザのデータシンボル系列を  $U$  個の直交拡散符号を用いてそれぞれ拡散し、 $U$  ユーザのチップ系列を加算する。加算後、スクランブル符号  $\{c_{scr}(t); t=\dots, -1, 0, 1, \dots\}$  を乗算し、フレームの後尾  $N_g$  個のチップ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 2 にガードインターバル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ネルを伝搬して  $N_r$  個のアンテナを持つ受信機で受信される。受信機では、各アンテナでの受信信号に高速フーリエ変換 (FFT) を適用して周波数領域等化とアンテナダイバシティ合成を行った後、逆 FFT (IFFT) を適用して時間領域信号に変換し、逆拡散を行う。最後にデータ復調する。

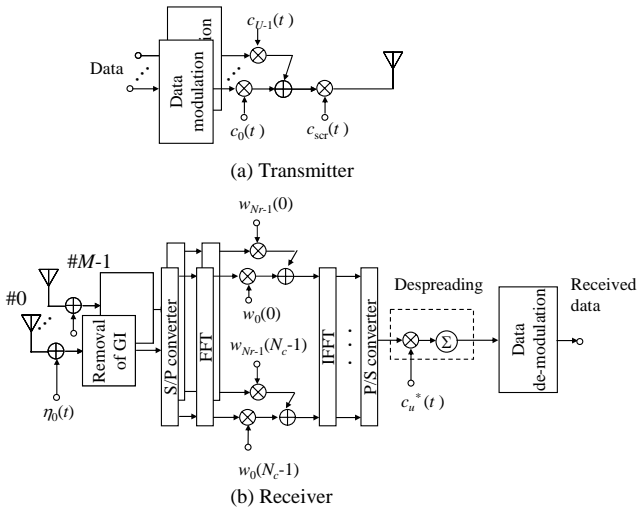


図 1 周波数領域等化を用いた DS-CDMA 伝送系

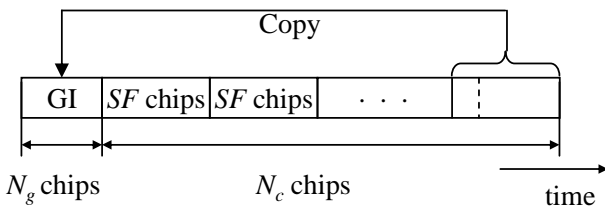


図 2 1 データフレームのチップ系列

### 2.2. 送受信信号の数式表現

ガードインターバル挿入後のフレーム内のチップ系列  $\{\tilde{s}(t); t=-N_g \sim N_c-1\}$  の等価低域表現は次式のようになる。

$$\tilde{s}(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} s(t \bmod N_c) \quad (1)$$

ここで  $E_c$  は 1 チップ当たりの信号エネルギー、 $T_c$  はチップ長であり、 $s(t)$  は次式で与えられる。

$$s(t) = \left[ \sum_{u=0}^{U-1} d_u(\lfloor t/SF \rfloor) \cdot c_u(t \bmod SF) \right] c_{scr}(t) \quad (2)$$

ここで  $\lfloor x \rfloor$  は  $x$  より小さいか等しい最大の整数である。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  $M$  個のアンテナを持つ受信機で受信される。第  $l$  パスの遅延時間は  $\tau_l$  チップであるものとする。受信アンテナ  $m$  ( $m=0 \sim N_r-1$ ) で観測されるフェージングチャネルのインパルス応答  $h_m(t)$  は次式で表わされる。

$$h_m(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,l} \delta(t - \tau_l) \quad (3)$$

ここで  $h_{m,l}(t)$  は第  $l$  パスの複素パス利得であり、 $\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_{m,l}|^2] = 1$  であるものとする。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。受信アンテナ  $m$  で受信された受信チップ系列  $\{r_m(t); t=-N_g \sim N_c-1\}$  は次式のようになる。

$$r_m(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,l} \tilde{s}(t - \tau_l) + \eta_m(t) \quad (4)$$

ここで  $\eta_m(k)$  は零平均で分散が  $2N_0/T$  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. 周波数領域等化

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

$$R_m(k) = \sqrt{2E_c/T_c} H_m(k) S(k) + \Pi_m(k) \quad (5)$$

ここで、 $H_m(k)$ 、 $S(k)$  および  $\Pi_m(k)$  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、 $N_c$  個からなる送信チップ系列の周波数成分および雑音成分である。

$$\begin{cases} S(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ H_m(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,l} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \\ \Pi_m(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta_m(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (6)$$

次に、次式のように、サブキャリアごとに1タップ周波数領域等化とアンテナダイバーシチ合成を行う。

$$\begin{aligned} \hat{R}(k) &= \sum_{m=0}^{N_r-1} R_m(k) w_m(k) \\ &= \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} S(k) \hat{H}(k) + \hat{\Pi}(k) \end{aligned} \quad (7)$$

ここで、 $w_m(k)$ は周波数領域等化とアンテナダイバーシチ合成の重みであり、次式で与えられる MMSE、MRC および ZF 重みを用いる。

$$w_m(k) = \begin{cases} \frac{H_m^*(k)}{\sum_{m=0}^{M-1} |H_m(k)|^2 + \left(\frac{U}{SF} \frac{E_s}{N_0}\right)^{-1}}, \text{ MMSE} \\ H_m^*(k), \text{ MRC} \\ \frac{H_m^*(k)}{\sum_{m=0}^{M-1} |H_m(k)|^2}, \text{ ZF} \end{cases} \quad (8)$$

なお、 $E_s/N_0$ は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。また  $\hat{H}(k)$  および  $\hat{\Pi}(k)$  は、それぞれ次式で与えられる周波数領域等化とアンテナダイバーシチ合成後の等価チャネル利得と雑音成分である。

$$\begin{cases} \hat{H}(k) = \sum_{m=0}^{N_r-1} w_m(k) H_m(k) \\ \hat{\Pi}(k) = \sum_{m=0}^{N_r-1} w_m(k) \Pi_m(k) \end{cases} \quad (9)$$

周波数領域等化とアンテナダイバーシチ合成を行って得られた  $N_c$  個のサブキャリア成分  $\{\hat{R}(k); k=0 \sim N_c-1\}$  に  $N_c$  ポイント IFFT を適用して時間領域のチップ系列  $\{\hat{r}(t); t=0 \sim N_c-1\}$  に変換する。 $\hat{r}(t)$  は次式のように表される。

$$\begin{aligned} \hat{r}(t) &= \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \left( \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right) s(t) \\ &\quad + \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \left[ \sum_{\substack{\tau=0 \\ \neq t}}^{N_c-1} s(\tau) \exp\left(j2\pi k \frac{t-\tau}{N_c}\right) \right] \\ &\quad + \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{\Pi}(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{aligned} \quad (10)$$

第1項が希望信号成分、第2項がチップ間干渉 (ICI) および第3項が雑音成分である。チップ系列  $\{\hat{r}(t)\}$  を次式のように逆拡散して軟判定値系列  $\{\Psi_u(n); n=0 \sim N_c/SF-1\}$  を得る。

$$\Psi_u(n) = \frac{1}{SF} \sum_{t=nSF}^{(n+1)SF-1} \hat{r}(t) c_u^*(t \bmod SF) c_{scr}(t) \quad (11)$$

式(10)より式(11)は次式で表せる。

$$\Psi_u(n) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \left( \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right) d_u(n) + \mu_{ICI}(n) + \mu_{noise}(n) \quad (12)$$

ここで、 $\mu_{ICI}(n)$  および  $\mu_{noise}(n)$  は、それぞれ ICI および雑音成分である。最後に、軟判定値系列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

式 (12) より、 $\Psi_u(n)$  の平均は

$$\sqrt{2E_c/T_c} \left( \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right) d_u(n) \text{ となる} \text{ ことが分かる。}$$

また  $\mu_{ICI}$  を零平均のガウス雑音として近似すると、 $\mu_{ICI}$  および  $\mu_{noise}$  の和は零平均のガウス雑音  $\mu$  として扱うことができる。したがって、 $\mu$  の分散  $2\sigma_\mu^2$  は次式で与えられる。

$$2\sigma_\mu^2 = E[|\mu|^2] = 2\sigma_{\mu_{ICI}}^2 + 2\sigma_{\mu_{noise}}^2 \quad (13)$$

式(10)より  $\sigma_{\mu_{ICI}}^2$  および  $\sigma_{\mu_{noise}}^2$  を求めることができる。 $\sigma_\mu^2$  は次式のように表せる (導出略)。

$$\sigma_{\mu}^2 = \frac{N_0}{T_c} \frac{1}{SF} \left[ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{m=0}^{M-1} |w_m(k)|^2 + \left( \frac{U}{SF} \frac{E_s}{N_0} \right) \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\hat{H}(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right|^2 \right\} \right] \quad (14)$$

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

$$P_b \left( \frac{E_s}{N_0}, \{H_m(k)\} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \sqrt{\frac{1}{4} \gamma \left( \frac{E_s}{N_0}, \{H_m(k)\} \right)} \right] \quad (15)$$

ここで、 $E_s/N_0 = SF(E_c/N_0)$  であり、 $\operatorname{erfc}[x] = (2/\sqrt{\pi}) \int_x^{\infty} \exp(-t^2) dt$  は誤差補関数である。また、 $\gamma(E_s/N_0, \{H_m(k)\})$  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。

$$\gamma \left( \frac{E_s}{N_0}, \{H_m(k)\} \right) = \frac{\frac{2E_c}{T_c} \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right|^2}{\frac{2E_s}{N_0} \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right|^2} = \frac{\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{m=0}^{M-1} |w_m(k)|^2 + \left( \frac{U}{SF} \frac{E_s}{N_0} \right) \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\hat{H}(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right|^2 \right\}}{\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{m=0}^{M-1} |w_m(k)|^2 + \left( \frac{U}{SF} \frac{E_s}{N_0} \right) \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\hat{H}(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right|^2 \right\}} \quad (16)$$

次式のように、 $\{H_m(k); m=0 \sim M-1 \text{ and } k=0 \sim N_c-1\}$  で式 (15) を平均することで平均 BER が求められる。

$$P_b \left( \frac{E_s}{N_0} \right) = \int \dots \int \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \sqrt{\frac{1}{4} \gamma \left( \frac{E_s}{N_0}, \{H_m(k)\} \right)} \right] p(\{H_m(k)\}) \prod_{m,k} dH_m(k) \quad (17)$$

ここで、 $p(\{H_m(k)\})$  は  $\{H_m(k); m=0 \sim M-1 \text{ and } k=0 \sim N_c-1\}$  の同時確率密度関数である。

## 4. 平均 BER 特性

### 4.1. DS-CDMA の平均 BER 特性

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、FFT ポイント数  $N_c=256$  (フレーム長 256 チップ) および  $N_g=32$  チップのガードインターバルを

仮定した。また、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。

平均 BER の理論特性を以下の方法で求めた。まず、パス利得  $\{h_{m,l}; m=0 \sim M-1 \text{ and } l=0 \sim L-1\}$  を生成して、式 (6) より  $\{H_m(k); m=0 \sim M-1 \text{ and } k=0 \sim N_c-1\}$  を求め、式 (8) で示す周波数領域等化重み  $\{w_m(k); m=0 \sim M-1 \text{ and } k=0 \sim N_c-1\}$  を求める。次いで、与えられた  $E_s/N_0$  に対して式 (15) 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 (17) の平均 BER を求めた。

表 1 計算機シミュレーション諸元

DS-CDMA	No. of FFT points	$N_c=256$
	Guard interval	$N_g=32$
	Data modulation	QPSK
Rayleigh fading channel	No. of paths	$L=16$
	Time delay difference	$\tau_l=l$

図 3 に、MMSE、MRC および ZF 周波数領域等化を用いるときの平均 BER の理論特性を示す。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、 $E_b/N_0 = 0.5(E_s/N_0)(1+N_g/N_c)$  の関係にある。受信アンテナ数を  $N_r=1$ 、コード多重数を  $U=1$ 、拡散率を  $SF=1 \sim 256$  とした。MMSE では ZF、MRC に比較して優れた特性が得られている。MMSE の場合、 $SF$  が大きくなるにつれ、ICI が抑圧されるため平均 BER 特性が改善することが分かる。しかし  $SF=64$  で ICI がほとんど抑圧されるため、それ以上  $SF$  を大きくすることによる改善効果は少ないことが分かる。 $SF=256$  のとき、理論的下界の特性からの  $E_b/N_0$  劣化はほぼ 0.7dB である。

ZF 等化では周波数非選択性チャネルが完全に再生されるため、 $SF$  によらず同じ平均 BER 特性が得られている。しかし雑音強調が発生するため MMSE より特性が劣化している。拡散率が低い ( $SF=1, 4, 16$ ) のとき、MRC では周波数選択性が強くなることにより大きな ICI が発生するため誤りフロアが見られる。高い拡散率 ( $SF=64, 256$ ) では、ICI が抑圧されるため、MMSE の BER 特性とほぼ同等の特性が得られている。

シミュレーション値と比較すると MMSE と ZF では理論値とシミュレーション値が一致しているのが分かる。しかし、MRC では  $SF=4$  および 16 のとき、理論値とシミュレーション値の間に差が見られる。これは、ICI のガウス近似の精度が悪いためだと考えられる。

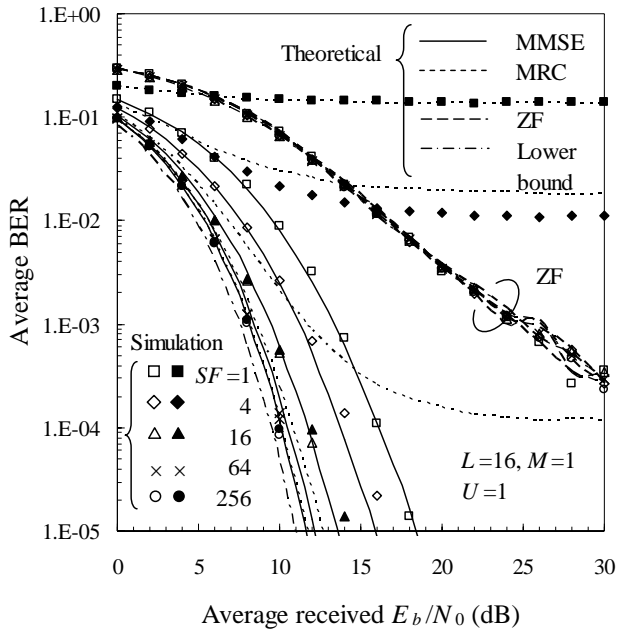


図3 MMSE, MRC および ZF 等化を用いるときの平均 BER 特性

図4にコード多重を行う ( $U > 1$ ) ときの MMSE の平均 BER 特性を示す。受信アンテナ数を  $N_r=1$  および 2, 拡散率を  $SF=256$  とした。MMSE では完全に直交性を回復できないため,  $U$  が増えるにつれて ICI が大きくなり特性が劣化している。受信アンテナダイバシティはコード多重数によらず平均 BER 特性の改善に有効であることが分かる。  $M=1$  のとき,  $U=256$  では  $U=1$  と比較して  $BER=10^{-4}$  を満たす所要平均受信  $E_b/N_0$  が 6dB 劣化している。  $M=2$  では, その劣化を 2.5dB までに低減できる。また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。

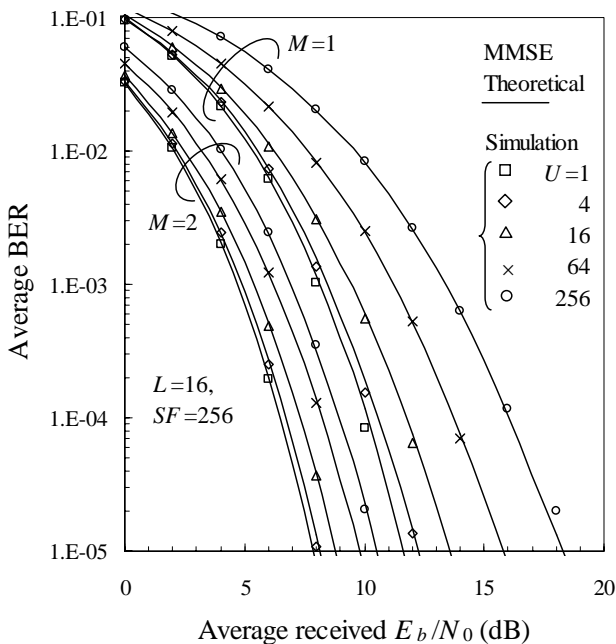


図4 コード多重を行うときの平均 BER 特性

## 4.2. MC-CDMA との比較

DS-CDMA と同様に, MC-CDMA の BER の理論値を求めることができる。MC-CDMA の場合の SINR は次式のようなになる(導出略)。

$$\gamma^{MC} \left( \frac{E_s}{N_0}, \{H_m(k)\} \right) = \frac{2E_s}{N_0} \frac{1}{SF} \left| \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \hat{H}(k) \right|^2 + \left( \frac{U}{SF} \frac{E_s}{N_0} \right) \left\{ \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} |\hat{H}(k)|^2 - \left| \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \hat{H}(k) \right|^2 \right\} \quad (18)$$

図5にコード多重を行う ( $U > 1$ ) ときの MC-CDMA の平均 BER 特性を示す。受信アンテナ数を  $N_r=1$ , 拡散率を  $SF=256$  とした。比較のため DS-CDMA の特性も示す。式(16)および式(18)より,  $SF=N_c$  のとき MC-CDMA の SINR は DS-CDMA のそれと等しくなることが分かる。したがって DS-CDMA と同じ平均 BER 特性が得られている。

図6に拡散率をパラメータとしてプロットした MC-CDMA の平均 BER 特性を示す。受信アンテナ数を  $N_r=1$ , コード多重数を  $U=1$  とした。比較のため DS-CDMA の特性も示す。拡散率が低いとき, DS-CDMA では MC-CDMA よりも優れた BER 特性が得られている。MC-CDMA の劣化は, SINR が  $SF$  に大きく依存し,  $SF$  が小さくなるにつれて SINR の変動が大きくなるからである。

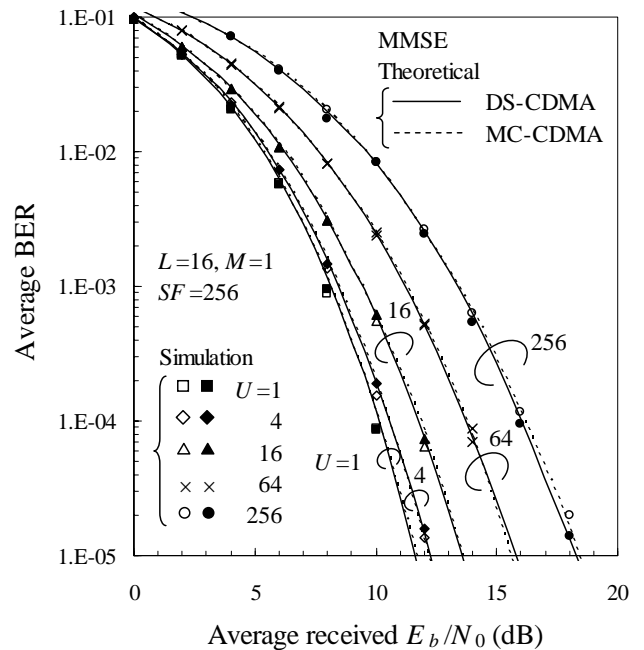


図5 コード多重を行うときの MC-CDMA と DS-CDMA の比較

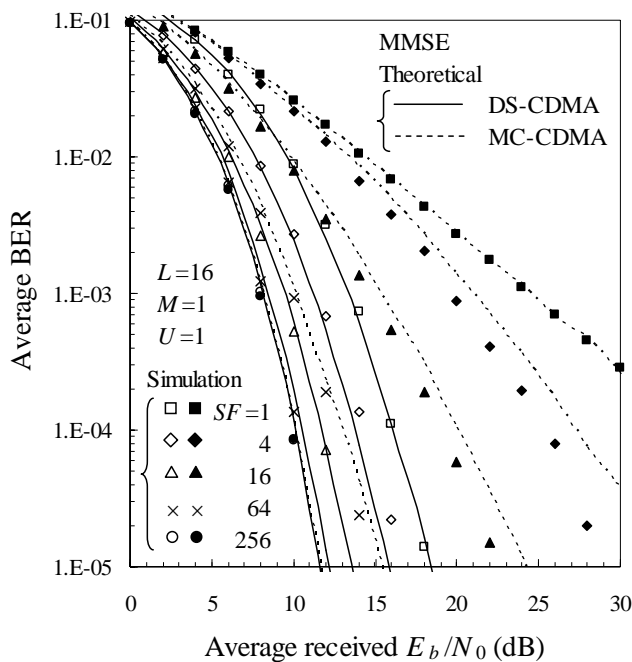


図 6 シングルコード伝送における DS-CDMA と MC-CDMA の比較

## 5. むすび

周波数領域等化と受信アンテナダイバーシチを用いる DS-CDMA の BER 特性について理論検討した。MMSE 等化では、ZF および MRC に比較して優れた BER 特性が得られることを示した。MMSE の場合、 $SF$  が大きくなるにつれ、ICI が抑圧されるため平均 BER 特性が改善する。シミュレーション値と比較したところ MMSE および ZF 等化では理論値とほとんど一致した。しかし MRC では  $SF=4\sim 64$  のとき、理論値とシミュレーション値で差が見られた。これは、ICI のガウス近似の精度が悪いためだと考えられる。また MC-CDMA と DS-CDMA の BER 特性は、 $N_c = SF$  の場合、同じになることを示した。なお拡散率が低いとき、DS-CDMA では MC-CDMA よりも優れた BER 特性が得られることが明らかになった。この理由は、MC-CDMA の SINR が  $SF$  に大きく依存し、 $SF$  が小さくなるにつれて SINR の変動が大きくなるからである。

## 6. 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-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-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. 8<sup>th</sup> International Conference on Cellular and Intelligent Communications (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-CDMA signal transmissions in a frequency-selective fading channel," *Proc. 6<sup>th</sup> International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC)*, Vol. 1, pp.285-289, Yokosuka, Japan, Oct. 19-22, 2003.
- [12] F. Adachi and T. Sao, "Joint antenna diversity and frequency-domain equalization for multi-rate MC-CDMA," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E86-B, No. 12, pp. 3217-3224, Nov. 2003.