

マルチレート MC-CDMA 信号のダイバーシチ受信についての考察

佐尾 智基[†] 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 05

E-mail: [†] sao@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 異なる伝送レートのデータを多重伝送する MC-CDMA におけるダイバーシチ受信法について考察している。アンテナダイバーシチ合成と平均二乗誤差合成(MMSEC)を同時に用いて逆拡散を行う場合の合成重みを理論的に導出している。また、MMSEC を用いて逆拡散した後にダイバーシチ合成するときのダイバーシチ合成重みも導出している。周波数選択性レイリーフェージング下での平均ビット誤り率(BER)特性を計算機シミュレーションにより求め、2つのダイバーシチ受信法の比較を行っている。

キーワード MC-CDMA, MMSEC, アンテナダイバーシチ, 周波数選択性チャネル, 移動通信

Minimum Mean Square Error Combining for Multi-rate MC-CDMA with Antenna Diversity Reception

Tomoki SAO[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

Electrical and Communication Engineering Graduate School of Engineering, Tohoku University

05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: [†] sao@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Minimum mean square error combining (MMSEC) is considered for multi-rate MC-CDMA mobile radio with antenna diversity reception. Antenna diversity combining is performed in conjunction with multi-carrier combining for despreading (joint antenna diversity & MMSEC) or after MMSEC (post-MMSEC antenna diversity). Optimum weights for joint antenna diversity & MMSEC and post-MMSEC antenna diversity are theoretically derived. The achievable bit error rate (BER) performances with joint antenna diversity & MMSEC and post-MMSEC antenna diversity in a frequency selective Rayleigh fading channel are evaluated by computer simulations and compared.

Keyword MC-CDMA, MMSEC, antenna diversity, frequency selective channel, mobile radio

1. はじめに

次世代移動無線通信システムでは、厳しいフェージング環境下[1]での超高速データ通信が要求される。最近、マルチキャリア通信と符号分割多元接続(CDMA)を組み合わせた MC-CDMA と呼ばれる通信方式が注目されている[2-5]。MC-CDMA では、各ユーザの送信データ変調シンボルを周波数領域で定義した直交拡散符号を用いてサブキャリア上に拡散する。次世代の移動無線通信では、異なるユーザが様々なデータレートや通信品質で通信できることが求められる。MC-CDMA では、マルチコード直交拡散 CDMA(DS-SS-CDMA) [12]と同様にユーザごとに異なる拡散率と送信電力を割り当てることでそれを実現できる。

移動通信では、送信信号は送受信機間に存在する多くの障害物によって散乱されて、マルチパスチャネルが形成されるため、伝達関数は信号帯域内で一定

にはならない。そのような伝搬チャネルは周波数選択性フェージングチャネルと呼ばれる[6]。このため受信信号は歪み、ユーザ間の直交性が崩れ、大きなマルチユーザ干渉(MUI)が生じる。

MC-CDMA における直交性を回復する等化技術がいくつか提案されている。直交再生合成(ORC)[3-5]は完全に直交性を回復できるが、雑音強調が発生する。最小平均二乗誤差合成(MMSEC)[7,8]は直交性の崩れと雑音強調の和が最小になるような合成を行う。周波数選択性チャネルでは、拡散率が大きく(低速データレートでの通信)なれば周波数ダイバーシチ効果を得ることができるが、拡散率が小さい(高速データレートでの通信)と周波数ダイバーシチ効果が減少してしまう。このような場合、アンテナダイバーシチ受信を用いて伝送特性を改善することができる。MC-CDMA におけるアンテナダイバーシチ合成として、アンテナダイバーシチ合成と MMSEC を同時に用いて逆拡散を行う方法と、

MMSEC を用いた逆拡散の後にダイバーシチ合成する方法とが考えられる。本論文では、アンテナダイバーシチ合成と MMSEC を同時に行う時の最適重み、および MMSEC 合成の後にダイバーシチ合成を行う場合の最適重みを導出する。そして、アンテナダイバーシチ合成と MMSEC を同時に用いて逆拡散を行う場合と MMSEC 後にダイバーシチ合成を行う場合の平均ビット誤り率特性を計算機シミュレーションで求め、比較する。

本論文の構成は以下のようになっている。まず、第 2 章で MC-CDMA 信号表現について述べ、第 3 章でアンテナダイバーシチ合成と MMSEC を同時に行う時の最適重みを理論的に導出する。第 4 章で MMSEC 後にダイバーシチ合成を行う場合の合成重みを導出する。第 5 章で計算機シミュレーションによって 2 つの合成法による誤り率特性を求め、比較する。第 6 章では結論と今後の課題について述べる。

2. MC-CDMA 信号表現

MC-CDMA 送受信機の構造を図 1 に示す。ここで、周波数間隔 $1/T_s$ の N_c 個のサブキャリア数を用いて N ユーザのデータを並列に送信する。異なる拡散率の直交拡散符号を用いて、各ユーザのデータが周波数領域で拡散される。一般性を失うことなく、1 つの MC-CDMA シンボル時間 $[0 \leq t < T]$ を考える。ここで、 $T=T_s+T_g$ であり、 T_s は有効シンボル長、 T_g はガードインターバル長である。

本論文では離散時間表現を用いる。図 1(a) は送信機である。 $x_n(j)$ はユーザ n の j 番目のデータ変調信号であり、 $|x_n(j)|=1$ である。 SF_n は拡散率である。 $0 \leq t < T$ における N ユーザの送信信号は、 $\{x_n(j); n=0 \sim N-1, j=0 \sim \lfloor N_c/SF_n \rfloor -1\}$ となる。直交可変拡散(OVSF)符号[9, 10]から選ばれた直交符号 $\{c_{n,j}; n=0 \sim N-1, j=0 \sim SF_n-1\}$ を用いる。ただし、 $|c_{n,j}|=1$ である。OVSF 符号は

$$\frac{1}{SF_n} \sum_{k=0}^{SF_n-1} c_{n,k} c_{m,k}^* \text{mod } SF_m = \begin{cases} 1 & \text{if } m=n \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (1)$$

を満たす。ここで、 $n=0 \sim SF_n-1$ であり、 $[*]$ は複素共役である。 $SF=1 \sim 16$ の時の OVSF 符号木を図 2 に示す。

k 番目のサブキャリアで送信される合成変調信号は、低域等化表現を用いて、次式のように表される。

$$s_k = \sum_{n=0}^{N-1} \sqrt{\frac{2P_n}{SF_n}} c_{n,k \text{ mod } SF_n} x_n \left(\left\lfloor \frac{k}{SF_n} \right\rfloor \right) \quad (2)$$

ここで $k=0 \sim N_c-1$ であり、 P_n は n 番目のユーザの送信電力である。 $\{s_k; k=0 \sim N_c-1\}$ を N_c 点の逆高速フーリエ変換 (IFFT) して得られる MC-CDMA 信号

$\{s(i); i=0 \sim N_c-1\}$ は次式のように表される。

$$s(i) = \sum_{k=0}^{N_c-1} s_k \exp \left(j2\pi k \frac{i}{N_c} \right) \quad (3)$$

N_g 個のサンプルからなるガードインターバル挿入後の MC-CDMA 信号 $\{\tilde{s}(i); i=-N_g \sim N_c-1\}$ が伝搬チャネルに送信される。 $\tilde{s}(i)$ は次式のように表される。

$$\tilde{s}(i) = s(i \text{ mod } N_c) \quad (4)$$

IFFT のサンプリング間隔は $\Delta T=T_s/N_c$ であり、 $T_g=N_g \Delta T$ また $T=T_s+T_g=T_s(1+N_g/N_c)$ である。

離散時間モデルで表される伝搬チャネルを用いる。 M ブランチアンテナダイバーシチ受信を考える。時間遅延が $\{\tau_l\}$ である L 個のパスからなる独立した伝搬路を仮定する。 m 番目のアンテナで受信されるマルチパスチャネルのインパルス応答 $h_m(\tau)$ は次式のように表される ($m=0 \sim M-1$)。

$$h_m(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_m^{(l)} \delta(\tau - \tau_l) \quad (5)$$

ここで、 $\sum_{l=0}^{L-1} \text{E}[|h_m^{(l)}|^2] = 1$ であり、 $\delta(t)$ はデルタ関数を、

$\text{E}[\cdot]$ はアンサンブル平均を表す。簡単化のため、チャネルの時間依存性の表記を省略した。時間遅延 $\{\tau_l\}$ は FFT サンプル時間間隔の整数倍であると仮定した。

図 1(b) は、アンテナダイバーシチ合成と MMSEC を同時に用いて逆拡散する場合の受信機である。サンプリングタイミングが理想的であると仮定する。 M 個のアンテナで受信された MC-CDMA 信号を周期 $\Delta T=(N_c/T_s)^{-1}$ でサンプリングし、 $\{\tilde{r}_m(i); i=-N_g \sim N_c-1\}$ を得る。

$\tilde{r}_m(i)$ は次式のように表される。

$$\tilde{r}_m(i) = \sum_{l=0}^{L-1} h_m^{(l)} \tilde{s}(i - \tau_l) + \eta_m(i) \quad (6)$$

ここで、 $\eta_m(i)$ は加法性白色ガウス雑音(AWGN)である。 N_g 個のサンプルのガードインターバルを除去し、 N_c 点 FFT により受信 MC-CDMA 信号を N_c 個のサブキャリア成分 $\{r_{m,k}; k=0 \sim N_c-1\}$ に分離する。 m 番目のサブキャリア成分は以下ようになる。

$$r_{m,k} = N_c^{-1} \sum_{i=0}^{N_c-1} \tilde{r}_m(i) \exp \left(-j2\pi k \frac{i}{N_c} \right) \quad (7)$$

ここで、 $m=0 \sim M-1$ である。 m 番目のアンテナにおける k

番目のサブキャリアのチャネル利得が $\xi_{m,k}$ であり、そのサブキャリア成分 $r_{m,k}$ は次式のように表される。

$$r_{m,k} = \xi_{m,k} \sum_{n=0}^{N-1} \sqrt{\frac{2P_n}{SF_n}} c_{n,k \bmod SF_n} x_n \left(\frac{k}{SF_n} \right) + \eta_{m,k} \quad (8)$$

ここで、 $\{\xi_{m,k}; k=0 \sim N_c-1\}$ および $\{\eta_{m,k}; k=0 \sim N_c-1\}$ はそれぞれチャネルインパルス応答および AWGN 系列の高速フーリエ変換であり、次式のように表される。

$$\begin{cases} \xi_{m,k} = N_c^{-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_m^{(l)} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \\ \eta_{m,k} = N_c^{-1} \sum_{i=0}^{N_c-1} \eta_m(i) \exp\left(-j2\pi k \frac{i}{N_c}\right) \end{cases} \quad (9)$$

$\{\xi_{m,k}\}$ は平均 0, 分散 1 の独立で一様な複素ランダム過程であり、 $\{\eta_{m,k}\}$ は平均 0, 分散 $2N_0/T_s$ の独立で一様な複素ガウス過程である。ここで、 N_0 は AWGN 片側電力スペクトル密度である。

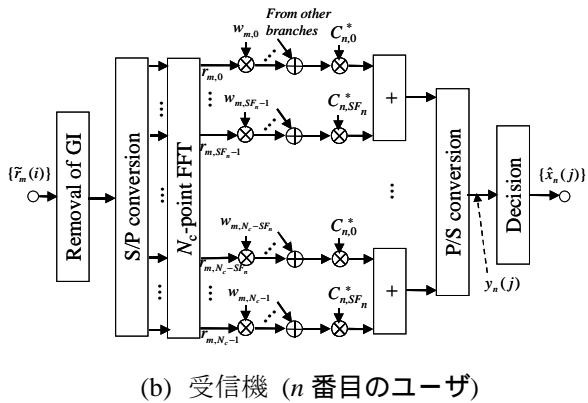
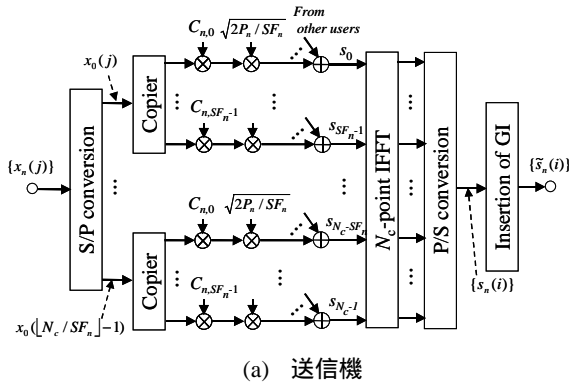


図 1 MC-CDMA 送受信機の構成。

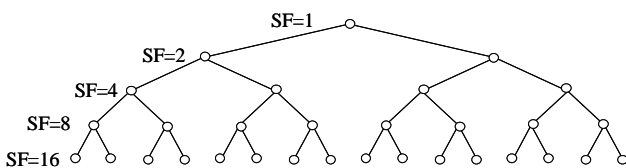


図 2 SF=1~16 の直交符号の OVSF 符号木。

3. アンテナダイバーシチ合成と MMSEC を同時に用いた逆拡散

M 個のサブキャリア成分に $\{w_{m,k}; m=0 \sim M-1\}$ を乗積し、次式のように合成する。

$$y_k = \sum_{m=0}^{M-1} w_{m,k} r_{m,k} \quad (10)$$

n 番目のユーザの j 番目のデータ変調シンボルの軟判定値 $y_n(j)$ を得るために、 SF_n 個の軟サンプル値 $\{y_k; k=jSF_n \sim (j+1)SF_n-1\}$ に直交拡散符号 $\{c_{n,k \bmod SF_n}; k=jSF_n \sim (j+1)SF_n-1\}$ を乗積して加算する逆拡散操作を行う。 $y_n(j)$ は次式のように表される。

$$y_n(j) = \sum_{k=jSF_n}^{(j+1)SF_n-1} y_k c_{n,k \bmod SF_n}^* \quad (11)$$

こうして得られた $\{y_n(j); j=0 \sim \lfloor N_c/SF_n \rfloor - 1\}$ より、送信データ変調シンボルを復調し、 $\{\hat{x}_n(j); j=0 \sim \lfloor N_c/SF_n \rfloor - 1\}$ を得る。

k 番目のサブキャリアのダイバーシチ合成値 y_k の瞬時誤差は次式のように表される。

$$\varepsilon_k = y_k - s_k \quad (12)$$

ここで、平均二乗誤差(MSE)が最小になるような最適重み $\{w_{m,k}; m=0 \sim M-1\}$ を求める。 N 個のデータ変調シンボル $\{x_n(j); n=0 \sim N-1\}$ が平均 0 で独立なランダム変数であると仮定する。式(10)に式(8)を代入すると、次式が得られる。

$$\begin{aligned} y_k &= \left(\sum_{n=0}^{N-1} \sqrt{\frac{2P_n}{SF_n}} c_{n,k \bmod SF_n} x_n \left(\frac{k}{SF_n} \right) \right) \\ &\times \sum_{m=0}^{M-1} w_{m,k} \xi_{m,k} + \sum_{m=0}^{M-1} w_{m,k} \eta_{m,k} \end{aligned} \quad (13)$$

したがって、チャネル利得 $\{\xi_{m,k}; m=0 \sim M-1\}$ が与えられたときの MSE は次式のようになる。

$$\begin{aligned} E[|\varepsilon_k|^2] &= E[|s_k|^2] + E[|y_k|^2] - 2 \operatorname{Re}[y_k s_k^*] \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2P_n}{SF_n} + \left(\sum_{n=0}^{N-1} \frac{2P_n}{SF_n} \right) \sum_{m=0}^{M-1} w_{m,k} \xi_{m,k} \Bigg|^2 \\ &\quad + \frac{2N_0}{T_s} \sum_{m=0}^{M-1} |w_{m,k}|^2 \\ &\quad - 2 \left(\sum_{n=0}^{N-1} \frac{2P_n}{SF_n} \right) \operatorname{Re} \left[\sum_{m=0}^{M-1} w_{m,k} \xi_{m,k} \right] \end{aligned} \quad (14)$$

$\frac{\partial E[|\epsilon_k|^2]}{\partial w_{m,k}} = 0$ を満たす重み係数が最適値である。
 最適な重みは次式のように得られる。

$$w_{m,k} = \frac{\xi_{m,k}^*}{\sum_{m=0}^{M-1} |\xi_{m,k}|^2 + \left(\sum_{n=0}^{N-1} \frac{\Gamma_n \text{eff}}{SF_n} \right)^{-1}} \quad (15)$$

ここで

$$\Gamma_n \text{eff} = \frac{P_n T_s}{N_0} = \frac{\Gamma_n}{1 + T_g / T_s} \quad (16)$$

は、有効平均受信シンボルエネルギー対雑音電力スペクトラム密度比（有効 E_s/N_0 ）であり、 Γ_n はユーザ n の平均受信 E_s/N_0 である。 $M=1$ であるとき、よく知られている MMSEC 重み[7]となる。

4. MMSEC 後のダイバーシチ合成

MMSEC 後にダイバーシチ合成する時の受信機構造を図3に示す。

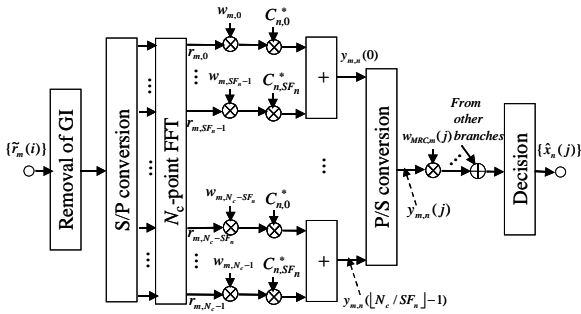


図3 MMSEC 後にダイバーシチ合成する MC-CDMA 受信機

m 番目のアンテナの k 番目の受信サブキャリア成分は式(8)で与えられている。まず、アンテナ毎に MMSEC を用いて逆拡散してから、ダイバーシチ合成する。このときの MMSEC 重み係数は、式(15)で $M=1$ とおいて、次式のようになる。

$$w_{m,k} = \frac{\xi_{m,k}^*}{|\xi_{m,k}|^2 + \left(\sum_{n=0}^{N-1} \frac{\Gamma_n}{SF_n} \right)^{-1}} \quad (17)$$

MMSEC を用いる逆拡散は次式のように表される。

$$\begin{aligned} y_{m,n}(j) &= \sum_{k=jSF_n}^{(j+1)SF_n-1} w_{m,k} r_{m,k} c_{n,k}^* \\ &= \sqrt{\frac{2P_n}{SF_n}} x_n(j) \left(\sum_{k=jSF_n}^{(j+1)SF_n-1} w_{m,k} \xi_{m,k} \right) \\ &\quad + \sum_{\substack{l=0 \\ \neq n}}^{N-1} \sqrt{\frac{2P_l}{SF_l}} x_l \left(\left\lfloor \frac{k}{SF_l} \right\rfloor \right) \\ &\quad \times \left(\sum_{k=jSF_n}^{(j+1)SF_n-1} w_{m,k} \xi_{m,k} c_{l,k \bmod SF_l} c_{n,k \bmod SF_n}^* \right) \\ &\quad + \sum_{k=jSF_n}^{(j+1)SF_n-1} w_{m,k} \eta_{m,k} c_{n,k \bmod SF_n}^* \end{aligned} \quad (18)$$

第1項は所望の信号成分であり、第2項はマルチユーザ干渉(MUI)、第3項は AWGN による雑音である。MUI と雑音との和を等価雑音として扱う。等価雑音の平均は0であり、分散は次式のようになる。

$$\sigma_m^2 = \frac{2N_0}{T_s} \sum_{k=jSF_n}^{(j+1)SF_n-1} |w_{m,k}|^2 \left(|\xi_{m,k}|^2 \sum_{\substack{l=0 \\ \neq n}}^{N-1} \frac{\Gamma_l}{SF_l} + 1 \right) \quad (19)$$

等価雑音を $z_{m,n}(j)$ で表すと、式(18)は次式のようになる。

$$y_{m,n}(j) = \sqrt{\frac{2P_n}{SF_n}} \left(\sum_{k=jSF_n}^{(j+1)SF_n-1} w_{m,k} \xi_{m,k} \right) x_n(j) + z_{m,n}(j) \quad (20)$$

等価雑音の分散はすべての m で等しいと仮定できるので、MMSEC 後のダイバーシチ合成は次式のように表すことができる。

$$y_n(j) = \sum_{m=0}^{M-1} w_{MRC,m}(j) y_{m,n}(j) \quad (21)$$

ここで、 $w_{MRC,m}(j)$ は最大比合成(MRC)[11]に基づいたダイバーシチ合成重みであり、次式のように与えられる。

$$w_{MRC,m}(j) = \left(\sum_{k=jSF_n}^{(j+1)SF_n-1} w_{m,k} \xi_{m,k} \right) \quad (22)$$

また、比較のため、等利得合成(EGC)も考える。この合成重みは $w_{EGC,m}(j)=1$ である。

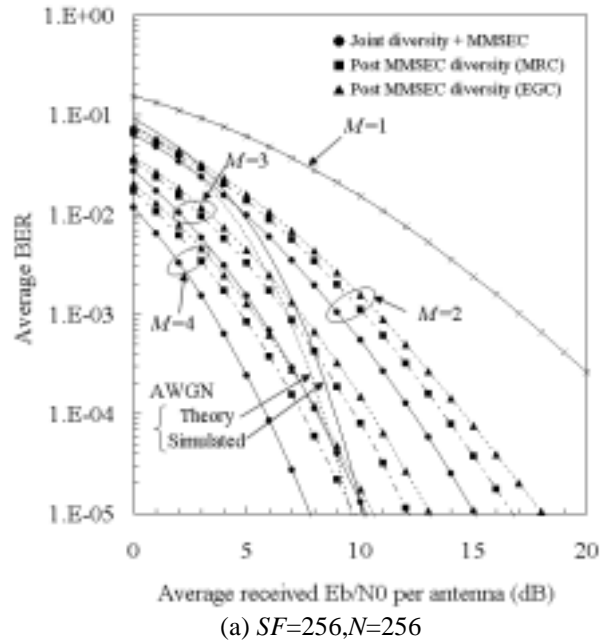
5. 計算機シミュレーション

表 1 にシミュレーション条件を示す. キャリア間隔 $1/T_s$ で $N_c=256$ サブキャリアを用いる MC-CDMA を仮定する. ガードインターバル長は $T_g=T_s/8$ (すなわち $N_g=32$) であるとし, 理想同期 QPSK 変復調を行う. IFFT および FFT のサンプリング周期 ΔT は $T_s/256$ とした. 拡散率 $SF_0=64$ のクラスと拡散率 $SF_1=256$ の 2 グループを仮定した. 伝搬チャネルは, 単純な 2 パスレイリーフェージングモデルとし, 2 つのパスが等平均電力であるものとし, 遅延時間差を $\tau_1-\tau_0=4\Delta T$ とした.

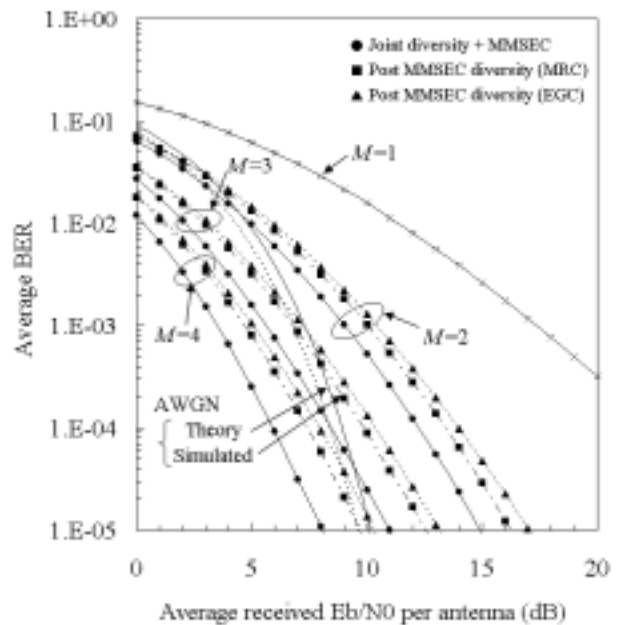
表 1 シミュレーション条件

MC-CDMA	No. of subcarriers	$N_c=256$
	Effective symbol Length	$T_s=256\Delta T$
	Guard interval	$T_g=32\Delta T$ ($T_g/T_s=1/8$)
	Spreading factor	$SF=64$ and 256
	Data modulation	QPSK
Rayleigh fading channel	No. of paths	$L=2$
	Time delay difference	$\tau_1-\tau_0=4\Delta T$

はじめに, すべてのユーザが同じ拡散率を用いる場合を考える. アンテナダイバーシチ合成と MMSEC を同時に行う場合と MMSEC 後にダイバーシチ合成する場合について, 受信アンテナ本数 M をパラメータとしてプロットした平均誤り率特性を図 4 に示す. ユーザ数 N を拡散率 SF で除した正規化ユーザ数 N/SF は図 4(a) では $N/SF=1$ であり, 図 4(b) では $N/SF=1/2$ である. 正規化ユーザ数および受信アンテナ本数に関わらず, MMSEC 後にダイバーシチ合成する場合よりも, ダイバーシチ合成と MMSEC とを同時に行う方法が優れた平均 BER 特性を示すことが分かる. $SF=256$ で $N=256(128)$ のとき, $BER=10^{-3}$ を得るための所要平均 E_b/N_0 に対する改善効果の差はアンテナ本数 M が多くなるにつれ若干であるが大きくなる. $M=2, 3$ および 4 のときのアンテナダイバーシチ合成と MMSEC を同時に行うときの所要平均 E_b/N_0 は, MMSEC 後に EGC ダイバーシチ合成する場合よりそれぞれ 1.7dB(2.1dB), 1.8dB(2.1dB) および 1.9dB(2.2dB) 程度少なくよい. MRC ダイバーシチ合成を用いるときの所要平均 E_b/N_0 は EGC のときより若干少ない.



(a) $SF=256, N=256$



(b) $SF=256, N=128$

図 4 平均 BER 特性の比較.

次に異なる拡散率を用いる 2 つのグループが存在する場合の平均誤り率特性を受信アンテナ本数 M をパラメータとして図 5 にプロットした. $SF=128$ のグループのユーザ数は 64, $SF=256$ のグループのユーザ数は 128 である. また, $\Gamma_0=\Gamma_1=\Gamma$ とした. このときの正規化ユーザ数は, $N_1/SF_1+N_2/SF_2=1$ である. シミュレーションの結果, 2 グループ同時通信時であっても両グループとも同じ平均 BER 特性を示す (すなわち, 正規化ユーザ数 $\sum_{n=0}^{N-1} N_n/SF_n$ が等しければ同じ平均 BER 特性が得られる) ことが明らかになったので, $SF=256$ で $N=128$ のグル

ープの平均 BER のみをプロットした。全ユーザが同じ拡散率を用いて通信しているときと同様、ダイバーシチ合成と MMSEC とを同時に行う方法が、MMSEC 後にダイバーシチ合成をする場合よりも優れた平均 BER 特性を示している。

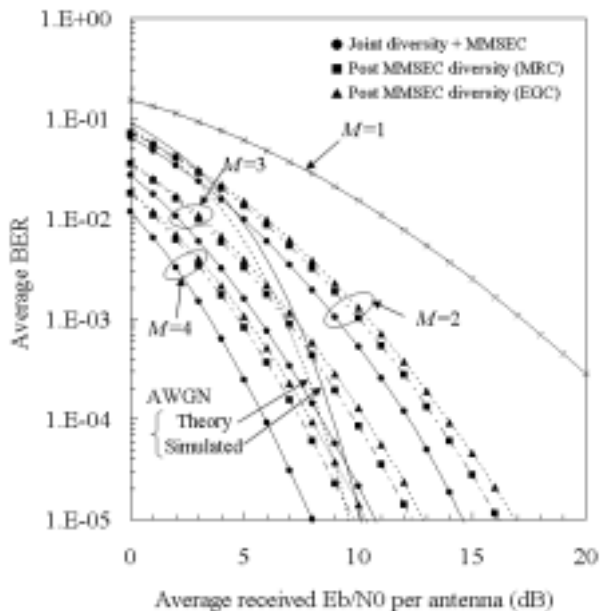


図5 $SF=256, N=128$ および $SF=128, N=64$ の2グループ同時通信時の平均 BER 特性の比較。

6. むすび

異なる伝送レートのデータを多重伝送する MC-CDMA におけるダイバーシチ受信法について考察した。アンテナダイバーシチ合成と MMSEC を同時に用いて逆拡散を行う場合の合成重みを導出した。また、MMSEC 後にダイバーシチ合成するときのダイバーシチ合成重みも導出した。周波数選択性レイリーフェージング下での平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより求め、2つのダイバーシチ受信法の比較を行った。その結果、受信アンテナ本数に関わらず、ダイバーシチ合成と MMSEC とを同時に行う方法が、MMSEC 後にダイバーシチ合成をする場合よりも、常に優れた平均 BER 特性を示すことが分かった。また、拡散率の異なる複数のグループが混在している場合であっても、正規化ユーザ数が同じならばほとんど同様な平均 BER 特性が得られることが分かった。

文 献

- [1] F. Adachi, "Wireless past and future - evolving mobile communications systems," IEICE Trans. Fundamentals, Vol. E83-A, pp.55-60, Jan. 2001.
- [2] L. Hanzo, W. Webb, and T. Keller, *Single- and multi-carrier quadrature amplitude modulation*, John Wiley & Sons, 2000.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA", IEEE Commun. Mag., pp.126-144, Dec. 1997.
- [6] W. C., Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [7] A. Chouly, A. Brajal, and S. Jourdan, "Orthogonal multicarrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA system," Proc. IEEE Globecom'93, pp. 1723-1728, Nov. 1993.
- [8] H. Atarashi and M. Sawahashi, "Variable spreading factor orthogonal frequency and code division multiplexing (VSF-OFCDM)," 2001 Third International Workshop on Multi-Carrier Spread Spectrum (MC-SS 2001) & Related Topics, pp.113-122, Oberpfafenhofen, Germany, Sept. 26-28, 2001.
- [9] F. Adachi, M. Sawahashi, and K. Okawa, "Tree-structured generation of orthogonal spreading codes with different lengths for forward link of DS-SS mobile radio," IEE Electron. Lett., vol. 33, pp. 27-28, Jan. 1997.
- [10] K. Okawa and F. Adachi, "Orthogonal forward link using orthogonal multi-spreading factor codes for coherent DS-SS mobile radio," IEICE Trans. Commun., vol.E81-B, pp. 777-784, April 1998.
- [11] J.G. Proakis, *Digital communications*, 2nd ed., McGraw-Hill, 1995.
- [12] F. Adachi, "Reverse link capacity of orthogonal multi-code DS-SS with multiple connections," IEICE Trans. Commun., to appear.