

ガード時間を考慮した MC-CDMA 通信方式における 適応受信機

三浦 弘 大竹 孝平

法政大学工学部
〒184-8584 東京都小金井市梶野町 3-7-2
E-mail : miura@otk.k.hosei.ac.jp

あらまし 次世代移動体通信方式として、CDMA 通信方式と OFDM 通信方式を組み合わせた、マルチキャリア CDMA (MC-CDMA) 通信方式が注目されている。本研究では、他局間干渉抑圧のため、下りリンクの同期通信で考えられていた MC-CDMA 通信方式を、ガード時間を導入することにより、上りリンクの準同期通信の構成を提案する。そして、システム解析を行うと共に、適応受信によるビット誤り率特性を計算機シミュレーションにより明らかにする。

キーワード MC-CDMA BER 適応受信機 上りリンク 準同期通信

An Adaptive Receiver for MC-CDMA Communication System with Guard Time

Hiroshi MIURA and Kohei OTAKE

College of Engineering Hosei Univ.
3-7-2 Kajino Koganei Tyokyo 184-8584
E-mail: miura@otk.k.hosei.ac.jp

Abstract The multicarrier CDMA (MC-CDMA) communication system based on a combination of CDMA and OFDM techniques, has gained much attention as one of the most promising next generation mobile communication system which is required of high data rate transmission. In this paper, we propose a quasi-synchronous MC-CDMA scheme with guard time inserted signal format, which can easily suppress both inter symbol and inter channel interferences and this achieves good BER performances. It could be applicable even to the uplink due to the quasi-synchronous network operation which only requires the synchronization accuracy within guard time interval. The system model description and the system analysis under the multipath fading environment are made and the BER equations are derived for equal gain combining (EGC) and maximum ratio combining (MRC) receivers. Adaptive detectors for both receivers are also described. The computer simulation is conducted to clarify the BER characteristics of EGC and MRC receivers of them.

key words MC-CDMA BER Adaptive receiver uplink quasi synchronization

1. まえがき

近年、高速移動体通信の要求に応える有力な方式として、直接拡散-符号分割多元接続(DS-CDMA)方式と直交周波数分割多重(OFDM)方式を組み合わせたマルチキャリアCDMA(MC-CDMA)通信方式が注目を集めている。その理由は以下による。CDMA方式は多元接続の点で有利であるが、マルチパスフェージング環境下では、図1(a)に示すように、DS-CDMA方式は信号の帯域幅が広いために伝送帯域内で周波数特性が変化する周波数選択性フェージングが生ずる。これは時間領域では図2に示すように、隣り合うシンボルが互いに干渉を起こす符号間干渉(ISI)となって現れ、また、他ユーザからの干渉も加わりBER特性の著しい低下を招く。これに対して、RAKE受信のような対策も研究されているが、都市などのマルチパスが多く発生するような環境での高速データ伝送はその効果が薄い。これに対して、高速データを多数の低速データに分割し、それぞれサブキャリアで変調して狭帯域伝送するOFDM方式では、伝送帯域全体では周波数選択性フェージングが存在するが、各サブチャネル内では、周波数非選択性フェージング(フラットフェージング)化することができ(図1(b))、以上、多元接続が容易であるCDMAとフェージング対策が容易なOFDMの両方の利点をあわせたのがMC-CDMA方式である。従来、本方式に関して、室内レーレーフェージング通信路でのMC-CDMA通信方式を考えたもの[1]、MC-CDMA通信方式で非同期で通信をおこなうための最適な拡散符号を考察したもの[2]、など各種の論文が発表されている。本論文では、自局信号のISIの除去と他局からの

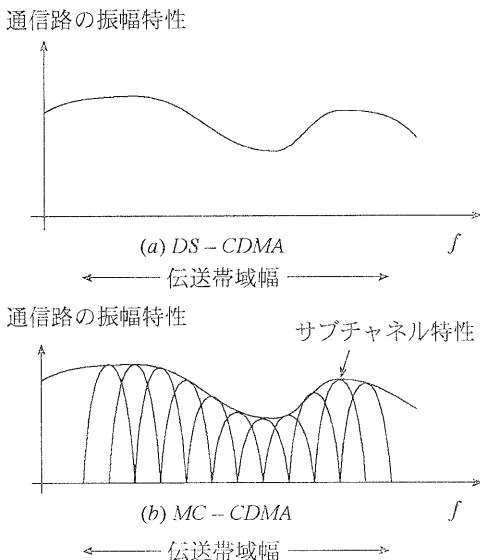


図1:DS-CDMAとMC-CDMAの相違点

フェージングを受けた干渉雑音を効果的に抑圧することをねらい、また、上り回線への適用も考えて、準同期ガード時間挿入型のMC-CDMA方式を提案する。ここで、準同期はガード時間内での精度で同期化するもので、同期信号分配系を構成して上り回線に対しても比較的容易に実現可能と考えられる。

本方式に関して、まず、2章においてMC-CDMA通信方式の上り回線準同期通信の定式化を行い、3章においてEGC(等利得合成法)および、MRC(最大比合成法)受信機の特徴、システム解析を行う。次に、4章においてEGC,MRCの適応処理を用い干渉抑圧を行う構成と計算機シミュレーションによる数値解析を行い、最後に、5章において結果の検証を行う。

2. システムモデル

2.1 送信機

同時通信ユーザ数を K 、サブチャネル数(=拡散数)を M とすると第 k ユーザのBPSK/MC-CDMA送信信号は次式で表される。

$$s^{(k)}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sqrt{2P_s^{(k)}} b_n^{(k)} \Psi_n^{(k)}(t) \cos(\omega_c(t - nT_s')) \quad (1)$$

$$= \text{Re} [s^{(k)}(t) e^{j\omega_c t}] \quad , k=0,1,\dots,K-1$$

ただし、

$$\Psi_n^{(k)}(t) = \sum_{m=0}^{M-1} C_m^{(k)} P_{T_s'}^{(k)}(t + M_s T - nT_s') e^{j\frac{2\pi m}{T_s'}(t - nT_s')}$$

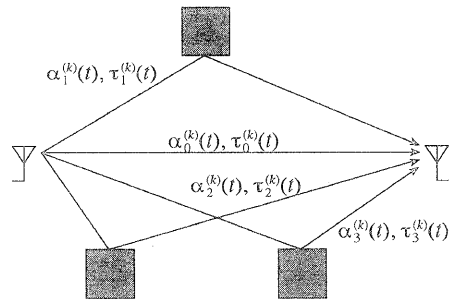


図2:第kユーザの4波マルチパスフェージング通信路

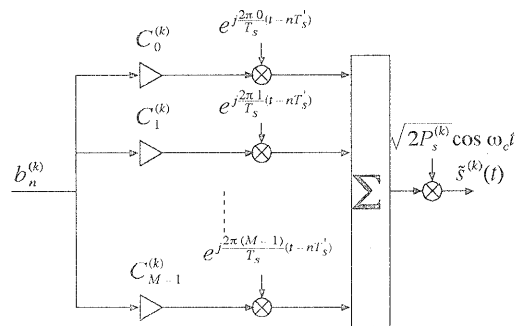


図3:第kユーザの送信機ブロック図

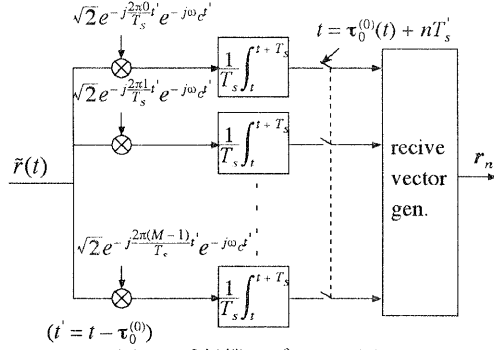


図4: 受信機のブロック図

$s^{(k)}(t)$: 第kユーザの BaseBand 送信信号

$$s^{(k)}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sqrt{2P_s^{(k)}} b_n^{(k)} \Psi_n^{(k)}(t)$$

$b_n^{(k)}$: 第kユーザの第nビットのデータ

$$(b_n^{(k)} \in \{1, -1\})$$

$C_m^{(k)}$: 第kユーザの第mチップの拡散符号

$$(C_m^{(k)} \in \{1, -1\})$$

$p_{T_s}^{(k)}(t)$: 送信信号波形, $p_{T_s}^{(k)}(t) = \begin{cases} 1: & 0 \leq t < T_s' \\ 0: & \text{otherwise} \end{cases}$

$$T_s' = T_s + \Delta = (1 + \gamma)T_s, (\gamma = \Delta / T_s < 1):$$

送信シンボル周期, $T_s' = T_b$

$$M_g T = \Delta: \text{ガード時間} \left(T = \frac{T_s}{M} \right)$$

T_b : データのビット周期

T_s : (有効)シンボル送信時間

$$\omega_m = \omega_c + \frac{2\pi m}{T_s}$$

第mサブチャネルのキャリア角周波数

ω_c : キャリア角周波数

($\omega_c = 2\pi f_c, \omega_c T_s, \omega_c \Delta = 2\pi \times \text{integer}$ とする.)

式(1)をブロック図で表すと図3のようになる。

2.2 通信路

本稿では通信路のコヒーレンス帯域幅を BW_c と表すとき, $1/T_b \ll BW_c \ll M/T_b$ とした周波数選択性フェージング通信路を考える. 各ユーザからの送信信号は図2に示すように, それぞれ異なる multi-path 通信路を通じて振幅変動 ($\alpha_p^{(k)}(t)$) 及び, 遅延変動 ($\tau_p^{(k)}(t)$) を受け, さらに伝送路雑音 ($\tilde{n}(t)$: 白色ガウス雑音(AWGN)) が付加される. 通信路は, P個の遅延波が発生するような環境を想定し, 電力スペクトル密度が

$$S(\omega) = \begin{cases} \frac{2\sigma^2}{\omega_d} \frac{1}{\sqrt{1 - ((\omega - \omega_m) / \omega_d)^2}}, & (|\omega - \omega_m| < \omega_d) \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2)$$

ω_d : ドップラー角周波数

であるレーレーフェージング通信路, またはライスフェージング通信路とする. ここで, フェージング過程は単位電力を持つように規格化 ($\sigma^2 = \frac{1}{2}$) されているとする. レーレーフェージングの確率密度関数 $p_0(\alpha)$ は以下のようになる. [3]

$$p_0(\alpha) = 2\alpha \exp(-\alpha^2), \quad \alpha \geq 0 \quad (3)$$

同様に, ライスフェージングの確率密度関数は以下のようになる. [4]

$$p_\rho(\alpha) = 2(1 + \rho^2) \alpha \exp(-(\alpha^2(1 + \rho^2) + \rho^2)) \times I_0(2\alpha\rho\sqrt{1 + \rho^2}) \quad (4)$$

ただし, $I_0(\rho)$ は0次の変形ベッセル関数を表す. また, ρ はライスパラメータを表し, ライスフェージングの平均 $\sqrt{1/(1 + \rho^2)}$, と分散 $1/(1 + \rho^2)$ を制御する.

2.3 受信機

受信機側では, Kユーザからの信号が加算されて受信され次式で表される.

$$\tilde{r}(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \tilde{r}^{(k)}(t) + \tilde{n}(t) \quad (5)$$

ただし,

$\tilde{r}^{(k)}(t)$: 第kユーザからの受信信号(RF帯)

$$\tilde{r}^{(k)}(t) = \sum_{p=0}^{P-1} \alpha_p^{(k)}(t) s^{(k)}(t - \tau_p^{(k)}(t)) = \text{Re} \left[\sum_{p=0}^{P-1} \alpha_p^{(k)}(t) e^{-j\omega_c \tau_p^{(k)}(t)} s^{(k)}(t - \tau_p^{(k)}(t)) e^{j\omega_c t} \right]$$

ここで, 第0番目のユーザを希望ユーザとし, その情報 $b_n^{(0)}$ を検出することを考える. 受信機に到達した受信信号 $\tilde{r}(t)$ は, 図4のように各チャネルの整合フィルタに通され, 出力 $\{r_n(m)\}$ ($m = 0, \dots, M-1$) が生成される. ここで, 第0番目のユーザからの第0番目のパスを通った受信信号に対して受信機はキャリア位相同期及び, シンボル同期が取れているものと仮定する. このとき, 整合フィルタ出力は次式で表される.

$$r_n(m) = \frac{1}{T_s} \int_{\tau_p^{(0)}(t) + nT_s'}^{T_s + \tau_p^{(0)}(t) + nT_s'} \tilde{r}(t) \left\{ \sqrt{2} e^{-j\frac{2\pi m}{T_s}(t - \tau_p^{(0)}(t) - M_g T - nT_s')} e^{-j(\omega_c t - \omega_c \tau_p^{(0)}(t))} \right\} dt \quad (6)$$

式(6)を整理すると,

$$r_n(m) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{n_n=-\infty}^{\infty} \sum_{m_m=0}^{M-1} \sqrt{P_s^{(k)}} C_m^{(k)} b_n^{(k)} A_p^{(k)}[n] e^{-j2\pi m' (\Delta\tau_p^{(k)}[n] + (n' - n)(1 + \gamma))} \Phi_{m,m'} (\Delta\tau_p^{(k)}[n] + (n' - n)(1 + \gamma)) \quad (7)$$

ただし,

$$\left. \begin{aligned} \Delta\tau_p^{(k)}[n] &= (\tau_p^{(k)}(nT_s) - \tau_0^{(0)}(nT_s)) / T_s \\ A_p^{(k)}[n] &= \alpha_p^{(k)}(nT_s) e^{-j\theta_p^{(k)}[n]} \\ \theta_p^{(k)} &= \omega_c (\tau_p^{(k)}(nT_s) - \tau_0^{(0)}(nT_s)) \end{aligned} \right\}$$

$$\phi_{m,m}(\tau) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j\frac{2\pi(m'-m)}{T_s}t} p_{r_s}(t - T_s(\tau - \gamma)) dt$$

$$= \begin{cases} 0 & (\tau \leq -1) \\ (1 + \tau) S_a(\pi(m' - m)(1 + \tau)) e^{j\pi(m' - m)(1 + \tau)} & (-1 < \tau < 0) \\ e^{j\pi(m' - m)} S_a(\pi(m' - m)) = \delta_{m,m'} & (0 \leq \tau \leq \gamma) \\ (1 + \gamma - \tau) S_a(\pi(m' - m)(1 + \gamma - \tau)) e^{-j\pi(m' - m)(-1 + \gamma - \tau)} & (\gamma < \tau < 1 + \gamma) \\ 0 & (\tau \geq 1 + \gamma) \end{cases}$$

ここで, 仮定 1~4 をおく.

(仮定 1) $0 \leq \Delta\tau_p^{(0)}[n] < \dots < \Delta\tau_p^{(k)}[n] < 1 + \gamma$ ($0 < \gamma < 1$)
番号の大きい遅延波ほど, 遅延時間が大きい.

(仮定 2) $0 \leq \Delta\tau_p^{(0)}[n] < \gamma$ ($p = 0, 1, \dots, P-1$)

第 k ユーザの遅延広がりは, 第 k ユーザのガード時間内である.

(仮定 3) 希望ユーザのガード時間内にすべてのユーザの遅延波が含まれている. (準同期)

(仮定 4) 各サブキャリア内で, フラットフェージング以上の仮定の下, 式(7)を整理すると,

$$r_n(m) = \sqrt{P_s^{(0)}} B_n^{(0)}(m) C_n^{(0)}(m) + \sum_{k=1}^{K-1} \sqrt{P_s^{(k)}} B_n^{(k)}(m) C_n^{(k)}(m) b_n^{(k)} + n_n(m) \quad (8)$$

ただし,

$$B_n^{(k)}(m) = \alpha_n^{(k)}(m) e^{-j\theta_n^{(k)}(m)}$$

となり, 遅延波の個数 P が十分大きい場合, 各サブチャンネルごとに, 独立なフェージング通信路となる.

ここで, 希望ユーザである第 0 番ユーザのフェージング位相がすべて既知であると仮定し, この $r_n(m)$ を次式のようにベクトルで表現し, 以下, これを(準同期条件下)の受信ベクトルと呼ぶ.

$$r_n = \sqrt{P_s^{(0)}} b_n^{(0)} B_n^{(0)} C^{(0)} + \sum_{k=1}^{K-1} \sqrt{P_s^{(k)}} b_n^{(k)} B_n^{(k)} C^{(k)} + n_n \quad (9)$$

ただし,

$$B_n^{(k)} = \text{diag} [B_n^{(k)}(0), B_n^{(k)}(1), \dots, B_n^{(k)}(M-1)]$$

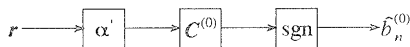
$$B_n^{(0)}(m) = \alpha_n^{(0)}(m)$$

$$C^{(k)} = [C_0^{(k)}, C_1^{(k)}, \dots, C_{M-1}^{(k)}]^T, (k = 0, 1, \dots, K-1)$$

$$n_n = [n_n(0), n_n(1), \dots, n_n(M-1)]^T$$

3. 各種受信機構成

本稿では, 式(9)で求めた受信ベクトルをもとに, 等利得合成法(EGC)と最大比合成法(MRC)に2つ検波方



$\alpha' = \mathbb{I}_M$: EGC \mathbb{I}_M : $M \times M$ の単位行列

$\alpha' = \text{diag}[\alpha_n^{(0)}(0), \alpha_n^{(0)}(1), \dots, \alpha_n^{(0)}(M-1)]$: MRC

図5:EGC,MRC 受信機のブロック図

式を考える. 以下にこの2つの検波器の特性を解析し, レーレフェージングにおけるビット誤り率特性の理論値を算出する. これら, EGC, MRC 検波器のブロック図を図5に示す.

3.1 Equal Gain Combining(等利得合成法)

式(9)の受信ベクトルを用いて, 第0ユーザのデータ $b_n^{(0)}$ を検波するとき, 受信ベクトル r_n の各サブチャンネルに重み付けをするが, EGC ではその重み ($\alpha' = \text{diag}[\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{M-1}]$) を1とし, 第0ユーザの拡散系列を用いて逆拡散を行う. それを式で表すと,

$$U = C^{(0)T} \alpha' r_n = D + I + J + \eta \quad (10)$$

ただし, D は希望信号出力を表し,

$$D = \sqrt{P_s^{(0)}} b_n^{(0)} \sum_{m=0}^{M-1} \alpha_n^{(0)}(m) \quad (11)$$

η は平均0, 分散 $\frac{N_0 M}{T_s}$ のガウス雑音を表し, 式(10)で I は, 他ユーザの同じサブチャンネルの干渉である. また, J は他ユーザの他サブチャンネルの干渉である.

ここで, ガウス近似を用いて I, J の分散を求めると, 以下のようなになる.[7]

$$\text{Var}(I) = (K-1) M P_s^{(k)} \sigma^2 / 3 \quad (12)$$

$$\text{Var}(J) = \frac{(K-1) P_s^{(k)} \sigma^2 M}{4\pi^2} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{\substack{m'=0 \\ m' \neq m}}^{M-1} \frac{1}{(m' - m)^2} \quad (13)$$

よって, 検波した U の平均と, 分散は以下のようになる.

$$E(U) = \sqrt{P_s^{(0)}} \sum_{m=0}^{M-1} \alpha_n^{(0)}(m) \quad (14)$$

$$\text{Var}(U) = N_0 M / T_s + (K-1) S \sigma^2 (M/3 + Q/4\pi^2)$$

$$P_s^{(k)} = S \quad (k = 0, 1, \dots, K-1) \quad (15)$$

ただし,

$$Q = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{\substack{m'=0 \\ m' \neq m}}^{M-1} \frac{1}{(m' - m)^2}$$

これにより, $\{\alpha_n^{(0)}\} = \{\alpha_n^{(0)}(0), \alpha_n^{(0)}(1), \dots, \alpha_n^{(0)}(M-1)\}$ に対しての条件付き誤り率は

$$P[e|\{\alpha_n^{(0)}\}] = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{E(U)}{2 \text{Var}(U)}} \right) \quad (16)$$

よって, EGC 検波器を用いたビット誤り率は,

$$\text{BER}_p = \int_0^\infty P[e|\{\alpha_n^{(0)}\}] p[\alpha_n^{(0)}(0), \alpha_n^{(0)}(1), \dots, \alpha_n^{(0)}(M-1)] d\alpha_n^{(0)}(0) d\alpha_n^{(0)}(1) \dots d\alpha_n^{(0)}(M-1) \quad (17)$$

3.2 Maximal Ratio Combining (最大比合成法)

MRC では, 各サブチャンネル成分の重み付けを

$\alpha' = \mathbf{I}_M$: EGC \mathbf{I}_M : $M \times M$ の単位行列
 $\alpha' = \text{diag}[\alpha_n^{(0)}(0), \alpha_n^{(0)}(1), \dots, \alpha_n^{(0)}(M-1)]$: MRC

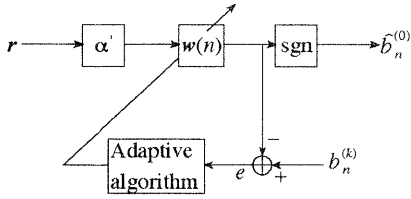


図 6: 適応処理による構成

$$\alpha' = \text{diag} [\alpha_n^{(0)}(0), \alpha_n^{(0)}(1), \dots, \alpha_n^{(0)}(M-1)] \quad (18)$$

として, ERC と同様に検波をおこなう. その結果, ガウス雑音の分散は $\frac{N_c M T_s}{2} \sum_{m=0}^{M-1} (\alpha_n^{(0)}(m))^2$ に変わる. また, ガウス近似した他ユーザの同じサブチャネル干渉 I と他ユーザの他サブチャネル干渉 J の分散は

$$\text{Var}(I) = \frac{(K-1) M P_s^{(k)} \alpha^2 T_s^2}{3} \sum_{m=0}^{M-1} (a_n^{(0)}(m))^2 \quad (19)$$

$$\text{Var}(J) = \frac{(K-1) P_s^{(k)} \alpha^2 T_s^2}{4\pi^2} \sum_{m=0}^{M-1} \alpha_n^{(0)}(m) \sum_{\substack{m' \neq m \\ m' \neq m}}^{M-1} \frac{1}{(m-m')^2} \quad (20)$$

この式(19),(20)を用いて, 2.1 と同様にビット誤り率を算出する.

4 適応受信機と計算機シミュレーション

4.1 適応受信機への拡張

上述の, MRC 検波器で, シングルユーザ受信の場合には, ビット誤り率特性は良好であるが, 他ユーザが存在する場合干渉を生ずる. そのため, 干渉抑圧を行う補償回路が必要である. そこで, 適応処理により干渉抑圧をおこなう方法を考える. アルゴリズムは複素 LMS アルゴリズムを用い, トレーニング形複素逆拡散ベクトル $w(n)$ の更新式は以下ようになる. [5,6]

$$w(n+1) = w(n) + \mu e r_n \quad (21)$$

ただし,

$$e = b_n^{(k)} - w^*(n)^T r_n$$

ここで, アルゴリズムは学習同定法を用い,

$$\mu = \frac{\mu'}{|r_n|^2} \quad (22)$$

とする ($\mu' = 0.1$). また, 適応処理を用いた検波器のブロック図を図 6 に示す.

4.2 計算機シミュレーション

ここでは, EGC, MRC, 適応 EGC, 適応 MRC 検波器の BER 特性を計算機シミュレーションにより確かめる. まず, 方式およびフェージング通信路に関するシ

ミュレーション諸元を述べる.

送信機では, 入力データ系列 $b_n^{(k)}$ として, "1", "-1" を等確率に生成する M 系列を用いる. また, 拡散系列 $C_n^{(k)}$ には, $M=31$ の Gold 系列を用いる. 通信路上では遅延広がりを $0.5\mu\text{s}$ とし準同期通信を仮定して, データ伝送速度を 320kbps とする. また, 移動体の速度を 120km/h とし, キャリア周波数 f_c を 900MHz とするとドップラー周波数は 100Hz となる.

以上の条件により, 同時通信ユーザ数 $K=10$ とし, ライスパラメータ $\rho=7\text{dB}$ の時のライスフェージング通信路における, SN 比に対するビット誤り率特性は図 7 のようになる.

図 7 の結果より, MRC 受信機は EGC 受信機よりも, ビット誤り率特性が優れていることがわかる. また, 適応処理による MRC, EGC 検波器においてもその事がいえる. そして, 適応処理により干渉抑圧が効果的におこなわれていることも解る.

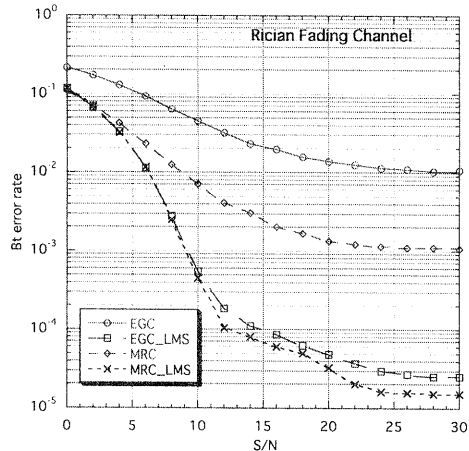


図 7: BER 特性(ライスフェージング)

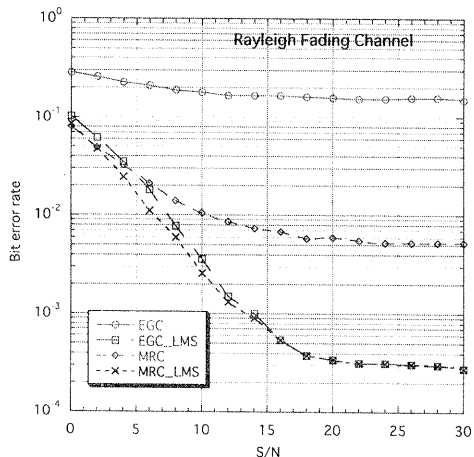


図 8: BER 特性(レーレーフェージング)

次に、図8にユーザ数 $K=10$ の時のレーレーフェージング通信路における、SN比に対するビット誤り率特性を示す。図8のビット誤り率特性の結果より、ライスフェージング通信路の時と同様な結果が現れている。これらの実験結果を次章において考察する。

5. 考察

ここでは、4章で行った計算機シミュレーションの考察を行う。図7,8のビット誤り率特性の結果より、EGC,MRC 検波器はMRC 検波器の方が、フェージング通信路に整合して結合しているため、ビット誤り率特性がよくなっている。また、適応EGC,MRC 検波器では、ビット誤り率特性がほぼ同じ特性であることがわかる。これは、適応MRC 検波器では、フェージング通信路の整合がとれているので干渉抑圧だけを行っているのに対して、適応EGC検波器では干渉抑圧だけでなくフェージング通信路との整合もおこなっているためと考えられる。

以上のことをMSEのみでみると、図9のライスフェージング通信路の場合では、フェージングによる変化が緩やかなために、適応EGC,MRC 検波器共にMSE がほぼ一定値に収束していることがわかる。しかし、図10のレーレーフェージングの場合では、フェージングによる変化が激しいために両検波器とも一定値に収束していないことがわかる。これは、LMS アルゴリズムの収束速度では速い変化に対して適応できないことを示している。

6. むすび

MC-CDMA 通信方式における上りリンク準同期通信の一般式の導出と、適応処理により干渉抑圧をおこなうEGC,MRC 検波器の特性解析をおこなった。適応EGC検波器では、干渉抑圧とフェージング通信路の追

随を同時におこなっていると考えられるが、LMS アルゴリズムでは追従能力が低いためにレーレーフェージングのような変化の激しいフェージングに対して正しく通信路追従を行えないことがわかった。その対策として、より追従特性のよい適応アルゴリズムを考える必要がある。

参考文献

- [1] N.Yee, J.P.Linnartz and G Fettweis, "Multi-Carrier CDMA Indoor Wireless Radio Networks," Proceeding PIMRC '93, Yokohama, Japan, 1993, pp.109-113
- [2] Branislav M. Popovic, "Spreading Sequences for Multicarrier CDMA System", IEEE trans. Commun., vol 47, pp. 918-926, June 1999
- [3] John G. Proakis, "Digital Communications (Third Edition)", New York:McGraw-Hill, 1995
- [4] Afonso N. Barbosa, Scott L Miller, "Adaptive Detection of DS/CDMA Signals in Fading Channels", IEEE trans. Commun. Vol 46, pp.115-124, Jan 1998
- [5] Bernard Widrow, John M, McCool, Michael G. Larimore, C.Richard Johnson Jr., "Stationary and Nonstationary Learning Characteristics of the LMS Adaptive Filter", IEEE, Vol 64, No8, Aug, 1976
- [6] Simon Haykin, "Adaptive filter theory", Prentice Hall, 1996
- [7] Essam A. Sourour and Masao Nakagawa, "Performance of Orthogonal Multicarrier CDMA in a Multipath Fading Channel", IEEE Trans Commun. Vol44, pp.356-367, March 1996

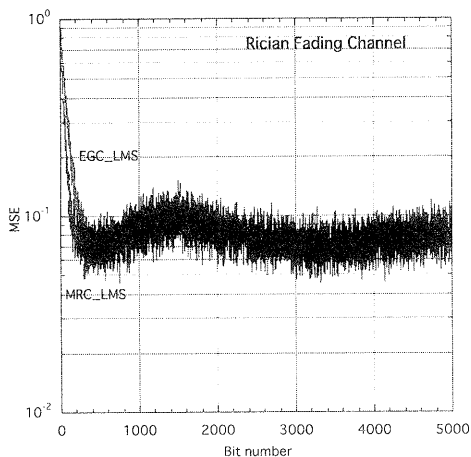


図9:ライスフェージング通信路における MSE 特性

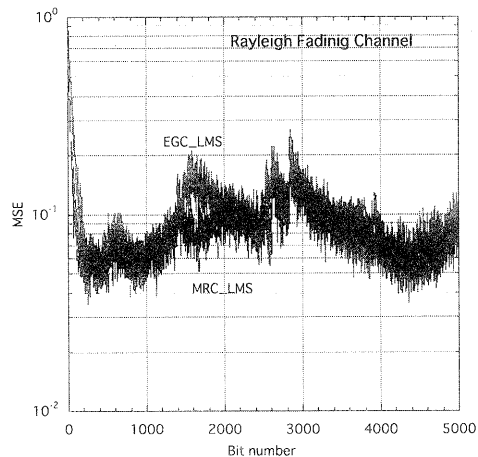


図10:レーレーフェージング通信路におけるMSE特性