

DS-CDMA 移動通信におけるチップレベル最尤判定 と受信アンテナダイバーシチとの併用効果

齋藤 昭裕[†], 高岡 辰輔[†], 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: [†]{saito,takaoka}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 次世代移動通信では高速伝送化, 伝送特性の高品質化が求められている. DS-CDMA で高速伝送をするため拡散率を低くし過ぎると, 周波数選択性フェージングチャネル環境下ではパス間干渉(Inter-Path Interference: IPI)を十分に抑圧できずビット誤り率(BER)フロアを引き起こしてしまう. そこで, 筆者らは IPI を抑圧できる判定帰還チップレベル最尤判定(DF-CMLD)を提案し, その有効性を示してきた. 本論文では, DF-CMLD に受信アンテナダイバーシチを併用するときの条件付 BER の理論上界を導出し, モンテカルロ数値計算により平均 BER の上界を求めている. そして, 計算機シミュレーションにより BER 特性の改善効果を確認している.

キーワード DS-CDMA, 判定帰還, 最尤判定, 受信アンテナダイバーシチ, Rake 合成

Joint effect of chip-level maximum likelihood detection and antenna diversity reception in DS-CDMA mobile radio

Akihiro SAITO[†], Shinsuke TAKAOKA[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

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

E-mail: [†]{saito,takaoka}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract In next generation mobile communication, high speed and high quality data transmission is required. However, in a DS-CDMA system, when small spreading factor SF is used to achieve high speed data transmissions in a frequency-selective fading channel, an error floor is produced due to large inter-path interference (IPI). The authors have proposed a decision feedback chip-level maximum likelihood detection (DF-CMLD) that can effectively suppress the IPI. In this paper, we combine DF-CMLD with antenna diversity reception and theoretically derive its upper-bounded BER and confirm the BER performance improvement by computer simulation.

Keyword: DS-CDMA, decision feedback, maximum likelihood detection, antenna diversity reception, rake combining

1. まえがき

無線伝搬路は, 遅延時間の異なる複数の伝搬路(パス)からなる周波数選択性フェージングとして特徴付けられる[1]. データ変調シンボル系列に拡散系列を乗積し, スペクトルを拡散して伝送する直接スペクトル拡散符号分割多元アクセス(Direct Sequence Code Division Multiple Access: DS-CDMA)は, チップ速度を一定に保ったまま拡散率を変えることで低速から高速にわたるさまざまな伝送速度の通信を実現できること[2], 遅延時間の異なる複数のパスを分離し, 最大比合成(MRC)する Rake 合成を用いることでビット誤り率(BER)特性を改善できること[3], などの特長がある. これらから, 第3世代移動通信システムの無線アクセスには広帯域 DS-CDMA が用いられている[4-7].

広帯域 DS-CDMA では伝搬路のパス数が多くなり, パス

間干渉(Inter-Path Interference: IPI)が大きな問題となる. さらに, 高速伝送しようとして拡散率を小さくし過ぎると IPI を十分に抑圧できなくなるため, BER フロアを引き起こしてしまう. そこで筆者らは Rake 合成の代わりに, 判定帰還チップレベル最尤判定(Decision Feedback Chip-level Maximum Likelihood Detection: DF-CMLD)を提案し, BER フロアを低減できることを示してきた[8]. 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. 本稿では, DF-CMLD と受信アンテナダイバーシチを併用するときの BER 特性の改善効果を扱っている. 第2章では受信アンテナダイバーシチと DF-CMLD を併用する DS-CDMA 伝送系について述べている. 第3章では, 条件付 BER の理論上界を導出し, モンテカルロ数値計算により平均 BER の上界を求めている. また, 計算機シミュレーションにより BER 特性の改善効果を確認している.

2. DF-CMLD

アンテナダイバーシチと DF-CMLD を併用するときの DS-CDMA 伝送系を図 1 に示す。本論文ではチップ時間間隔の離散表現を用いる。送信側では送信データ系列を QPSK シンボル系列 $d(k)$ に変換した後、拡散符号系列 $c(k)$ を乗積して送信する。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 M 本の受信アンテナを有する受信機で受信される。受信側ではアンテナ毎に、判定しようとしているシンボルの候補に対する対数尤度を過去の判定シンボルを帰還して計算する。そして、全てのアンテナにおける対数尤度の和が最大となる候補シンボルを判定結果として出力する。

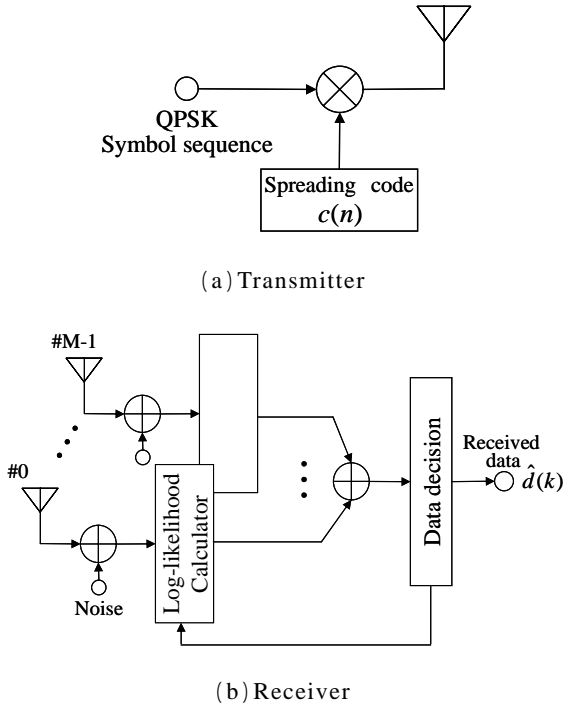


図 1. アンテナダイバーシチと DF-CMLD を併用するときの DS-CDMA 伝送系

2.1 信号表現

送信信号系列 $s(n)$ を等価低域表現で表すと次式のようにになる。

$$s(n) = \sqrt{2S}d\left(\left\lfloor \frac{n}{SF} \right\rfloor\right)c(n) \quad (1)$$

ここで、 S は送信電力である。また SF は拡散率を、 $\lfloor x \rfloor$ は x より小さいか等しい最大の整数を表す。送信信号は L 個のパスからなる独立な周波数選択性フェージングチャンネルを伝搬して M 本のアンテナで受信される。伝搬路は等チップ間隔の遅延時間を有する L 個の離散パスからなるものとし、パス l の遅延時間 τ_l は l チップであるものとする。アンテナ m ($m=0 \sim M-1$) で受信される受信信号 $r_m(n)$ は次式のように表せる。

$$r_m(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{m,l}(n-l)s(n-l) + w_m(n) \quad (2)$$

ここで $\xi_{m,l}(n)$ は受信アンテナ m で観測されるパス l のチップ時刻 n における複素チャネル利得を、 $w_m(n)$ は零平均で分散が $2\sigma^2 = 2N_0/T_c$ の複素ガウス雑音である。ここで T_c は 1 チップ長、 N_0 は加法性白色ガウス雑音 (AWGN) の片側電力スペクトル密度である。

2.2 ダイバーシチ合成を用いる DF-CMLD

シンボル系列 $\mathbf{d} = \{d(q); q=0 \sim k\}$ が送信されたときに受信アンテナ m で観測されるチップ時刻 n における受信信号 $r_m(n)$ の条件付確率密度関数は次式のように表される。

$$p(r_m(n)|\mathbf{d}) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}}\right)^2 \times \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2} \left| r_m(n) - \sqrt{2S} \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{m,l}(n-l)d\left(\left\lfloor \frac{n-l}{SF} \right\rfloor\right)c(n-l) \right|^2\right] \quad (3)$$

雑音系列 $\{w_m(n)\}$ は白色系列であるので、 \mathbf{d} が送信されたときの受信アンテナ m で観測される受信信号系列 $\mathbf{d}_m = \{r_m(n); n=0 \sim (k+1)SF-1\}$ の条件付同時確率密度関数は次式のように表せる。

$$p(\mathbf{r}_m|\mathbf{d}) = \prod_{n=0}^{(k+1)SF-1} p(r_m(n)|\mathbf{d}) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}}\right)^{2(k+1)SF} \times \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{n=0}^{(k+1)SF-1} \left| r_m(n) - \sqrt{2S} \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{m,l}(n-l)d\left(\left\lfloor \frac{n-l}{SF} \right\rfloor\right)c(n-l) \right|^2\right] \quad (4)$$

全ての送信シンボル系列が等確率で発生するものとするとき、ベイズの定理より事後確率 $p(\mathbf{d}|\mathbf{r}_m)$ を最大とする系列は式 (4) の条件付確率密度関数 $p(\mathbf{r}_m|\mathbf{d})$ を最大とする系列であることが分かる[3]。式 (4) の対数をとると次式のようになる。

$$\log\{p(\mathbf{r}_m|\mathbf{d})\} = 2(k+1)SF \log\left(\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}}\right) - \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{n=0}^{(k+1)SF-1} \left| r_m(n) - \sqrt{2S} \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{m,l}(n-l)d\left(\left\lfloor \frac{n-l}{SF} \right\rfloor\right)c(n-l) \right|^2 \quad (5)$$

すなわち、最尤系列推定 (Maximum Likelihood Sequence Estimation: MLSE) は式 (5) を最小とする候補シンボルを探ることである。MLSE の演算量は系列長が長くなると指数関数的に大きくなる。これを避けるため過去の判定シンボル系列 $\hat{\mathbf{d}}_{k-1} = \{\hat{d}(q); q=0 \sim k-1\}$ を帰還し、式 (5) を用いてシンボル k の判定を行うのが DF-CMLD である。この時、式 (5) の右辺第 1 項及び第 2 項の係数 $1/(2\sigma^2)$ は判定には寄

与しないため、アンテナ m の受信信号を用いたシンボル k の候補 $\tilde{d}(k)$ の対数尤度 $\Lambda(\tilde{d}(k))$ を次式のように表わす。

$$\Lambda_m(\tilde{d}(k)) = -\frac{1}{SF} \sum_{n=kSF}^{(k+1)SF-1} \left| r_m(n) - \sqrt{2S} \tilde{d}(k) \sum_{l=0}^{n-kSF} \tilde{\xi}_{m,l}(n-l)c(n-l) - \sqrt{2S} \sum_{l=n-kSF+1}^{L-1} \tilde{\xi}_l(n-l) \hat{d}\left(\left\lfloor \frac{n-l}{SF} \right\rfloor\right) c(n-l) \right|^2 \quad (6)$$

ここで、 $\tilde{\xi}_{m,l}(n)$ は受信アンテナ m で観測されるパス l の複素チャネル利得の推定値、 $\hat{d}(k)$ は過去の判定シンボルである。ダイバーシチ合成では、式(6)の対数尤度を全てのアンテナで加算する次式の尤度加算

$$\Lambda(\tilde{d}(k)) = \sum_{m=0}^{M-1} \Lambda_m(\tilde{d}(k)) \quad (7)$$

を行って、次式のように送信シンボル判定を行う。

$$\hat{d}(k) = \arg \max_{\tilde{d}(k)} \Lambda(\tilde{d}(k)) \quad (8)$$

3. DF-CMLD の BER 理論上界

QPSK 信号点配置を図 2 に示す。1 シンボル内でのフェージング利得の変動は無視できるほど緩慢であるものとし(すなわち、 $\tilde{\xi}_{m,l}(n) = \tilde{\xi}_{m,l}; n = kSF \sim (k+1)SF-1$)、また理想チャネル推定を仮定する(すなわち、 $\tilde{\xi}_{m,l} = \xi_{m,l}$)。一般性を失うことなく送信シンボルはすべて $d(q) = 1+j0$ であり、過去のシンボル判定は全て正しいものと仮定する(すなわち、 $\hat{d}_{k-1} = \{d(q); q = 0 \sim k-1\}$)。以下では、まず DF-CMLD の BER の理論上界を導出する。また、Rake 合成を用いるときの BER の理論式を求める。

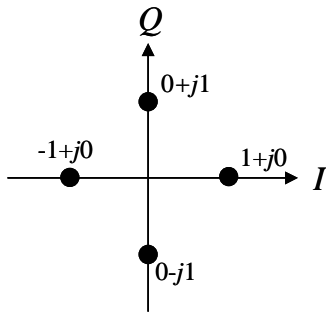


図 2. 信号点配置

3.1 DF-CMLD

式(6)の $\Lambda_m(\tilde{d}(k))$ は、次式のように表される。

$$\Lambda_m(\tilde{d}(k)) = \begin{cases} -\frac{1}{SF} \sum_{n=kSF}^{(k+1)SF-1} |w_m(n)|^2, & \text{for } \tilde{d}(k) = 1+j0 \\ -\frac{1}{SF} \sum_{n=kSF}^{(k+1)SF-1} \left| \sqrt{2S}(1-j) \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{m,l} c(n-l) + w_m(n) \right|^2, & \text{for } \tilde{d}(k) = 0+j1 \\ -\frac{1}{SF} \sum_{n=kSF}^{(k+1)SF-1} \left| \sqrt{2S}(1+j) \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{m,l} c(n-l) + w_m(n) \right|^2, & \text{for } \tilde{d}(k) = 0-j1 \\ -\frac{1}{SF} \sum_{n=kSF}^{(k+1)SF-1} \left| 2\sqrt{2S} \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{m,l} c(n-l) + w_m(n) \right|^2, & \text{for } \tilde{d}(k) = -1+j0 \end{cases} \quad (8)$$

判定誤りとなるのは、 $\tilde{d}(k) = 1+j0$ に対する対数尤度 $\Lambda(\tilde{d}(k))$ がその他の候補シンボルのいずれよりも小さくなるときである。

$$P_s = \text{Prob} \left[\min \left\{ \Lambda(\tilde{d}(k) = j), \Lambda(\tilde{d}(k) = -j), \Lambda(\tilde{d}(k) = -1) \right\} > \Lambda(\tilde{d}(k) = 1) \right] \quad (9)$$

シンボル誤り率の上界 $P_{s,upper}$ は

$$P_{s,upper} = \text{Prob} \left[\Lambda(\tilde{d}(k) = j) > \Lambda(\tilde{d}(k) = 1) \right] + \text{Prob} \left[\Lambda(\tilde{d}(k) = -j) > \Lambda(\tilde{d}(k) = 1) \right] + \text{Prob} \left[\Lambda(\tilde{d}(k) = -1) > \Lambda(\tilde{d}(k) = 1) \right] \geq P_s \quad (10)$$

で与えられるが、送信信号点に最も近い信号点(すなわち、 $0+j1$ 及び $0-j1$) に誤る確率が支配的であるからシンボル誤り率の上界は次式のように近似できる。

$$P_{s,upper} \approx \text{Prob}[\Lambda(\tilde{d}(k) = j) > \Lambda(\tilde{d}(k) = 1)] + \text{Prob}[\Lambda(\tilde{d}(k) = -j) > \Lambda(\tilde{d}(k) = 1)] = 2\text{Prob}[\Lambda(\tilde{d}(k) = j) > \Lambda(\tilde{d}(k) = 1)] \quad (11)$$

グレイ符号化を用いた QPSK 変調では隣接シンボルへの誤りは 1 ビット誤りとなるから、条件付 BER の理論上界は

$$P_{b,upper} \approx \frac{1}{2} P_{s,upper} = \text{Prob}[\Lambda(\tilde{d}(k) = j) - \Lambda(\tilde{d}(k) = 1) > 0] \quad (12)$$

となる。ここで、 $\Delta\Lambda = \Lambda(\tilde{d}(k) = j) - \Lambda(\tilde{d}(k) = 1)$ は次式で与えられる。

$$\Delta\Lambda = 4S \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} \left(1 - \frac{l}{SF} \right) |\xi_{m,l}|^2 + \text{Re}[w_{MLD}] \quad (13)$$

上式の第 1 項は信号成分である。また、第 2 項は IPI 成分と雑音成分の和であり、次式のように表される。

$$w_{MLD} = \sum_{m=0}^{M-1} \left[\begin{aligned} & \frac{2\sqrt{2S}(1+j)}{SF} \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{m,l}^* \sum_{n=kSF+l}^{(k+1)SF-1} w_m(n) c^*(n-l) \\ & + \frac{8S}{SF} \xi_{m,L-1} \sum_{n=kSF+L-1}^{(k+1)SF-1} c(n-(L-1)) \sum_{l=0}^{L-2} \xi_{m,l}^* c^*(n-l) \\ & + \frac{8S}{SF} \xi_{m,L-2} \sum_{n=kSF+L-2}^{(k+1)SF-1} c(n-(L-2)) \sum_{l=0}^{L-3} \xi_{m,l}^* c^*(n-l) \\ & \cdots + \frac{8S}{SF} \xi_{m,1} \sum_{n=kSF+1}^{(k+1)SF-1} \xi_{m,0}^* c(n-1) c^*(n) \end{aligned} \right] \quad (14)$$

ここで、IPI 成分を零平均のガウス雑音として近似すると、 w_{MLD} を零平均の複素ガウス変数として取り扱うことができる。拡散符号がランダム系列であるものとし $E[c(n)c^*(n')] = \delta(n-n')$ とすると、 w_{MLD} の平均は零、分散 $2\sigma_{MLD}^2$ は次式のようになる。

$$2\sigma_{MLD}^2 = E[|w_{MLD}|^2] = \sum_{m=0}^{M-1} \left[\begin{aligned} & \frac{32S}{SF} \frac{N_0}{T_c} \sum_{l=0}^{L-1} \left(1 - \frac{l}{SF}\right) |\xi_{m,l}|^2 \\ & + \frac{64S^2}{SF} \sum_{l=1}^{L-1} \left(1 - \frac{l}{SF}\right) |\xi_{m,l}|^2 \sum_{j=0}^{l-1} |\xi_{m,j}|^2 \end{aligned} \right] \quad (15)$$

以上より、 $\Delta\Lambda$ は平均値が $4S \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} \left(1 - \frac{l}{SF}\right) |\xi_{m,l}|^2$ で、分散が σ_{MLD}^2 のガウス変数になる。これより、式(12)は次式のようになる。

$$P_{b,upper} \approx \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{\left(\frac{E_b}{N_0}\right) \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} \left(1 - \frac{l}{SF}\right) |\xi_{m,l}|^2}{1 + \frac{1}{SF/2} \left(\frac{E_b}{N_0}\right) \frac{\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=1}^{L-1} \left(1 - \frac{l}{SF}\right) |\xi_{m,l}|^2 \sum_{j=0}^{l-1} |\xi_{m,j}|^2}{\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} \left(1 - \frac{l}{SF}\right) |\xi_{m,l}|^2}} \right] \quad (16)$$

ここで、 $E_b/N_0 (=0.5SF \times E_c/N_0)$ は平均受信ビットエネルギー対 AWGN 電力スペクトル密度であり、 $\operatorname{erfc}[x] = \int_x^\infty \exp(-t^2) dt$ は誤差補関数である。

以上より、モンテカルロ数値計算手法により、チャンネル利得 $\{\xi_{m,l}\}$ を発生させ、そのときの条件付 BER の理論上界を式(16)より計算し、これを繰り返すことによって平均 BER の理論上界を求めることができる。

3.2 Rake 合成の理論 BER

アンテナダイバーシチを用いた Rake 受信機の構成を図 3 に示す。Rake 受信機では、受信アンテナ m で受信される受信信号 $r_m(t)$ に各パスの遅延時間に同期した拡散符号を乗積し、1 シンボル周期にわたって積分 (逆拡散) した後、そのパスのチャンネル利得 $\xi_{m,l}$ の複素共役を乗積する。そして、全てのアンテナの全てのパス成分を合成した後、シンボル判定する。ダイバーシチを用いるときの Rake 合成出力を $z_{rake}(k)$ とすると、次式のように表せる。

$$z_{rake}(k) = \sqrt{2S} d(k) \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} |\xi_{m,l}|^2 + w_{rake} \quad (17)$$

ここで w_{rake} は雑音成分と IPI 成分の和であり、次式のようになる。

$$w_{rake} = \frac{\sqrt{2S}}{SF} d(k) \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq l}}^{L-1} \xi_{m,l}^* \xi_{m,j} \sum_{n=kSF+l}^{(k+1)SF-1} c(n-m) c^*(n-l) + \frac{1}{SF} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=kSF+l}^{(k+1)SF-1} w_m(n-l) c^*(n-l) \xi_{m,l}^* \quad (18)$$

DF-CMLD と同様に IPI 成分を零平均のガウス雑音として近似すると、 w_{rake} を零平均の複素ガウス変数として扱うことができる。 w_{rake} の平均は零であり、分散 $2\sigma_{rake}^2$ は次式のようになる。

$$2\sigma_{rake}^2 = \frac{1}{SF} \left(\frac{2N_0}{T_c} \right) \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} |\xi_{m,l}|^2 + \frac{2S}{SF} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq l}}^{L-1} |\xi_{m,l}|^2 |\xi_{m,j}|^2 \quad (19)$$

以上より、チャンネル利得が与えられた時の Rake 合成の条件付 BER の理論値は次式のようになる。

$$P_{b,rake} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{\left(\frac{E_b}{N_0}\right) \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} |\xi_{m,l}|^2}{1 + \frac{1}{SF/2} \left(\frac{E_b}{N_0}\right) \frac{\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} |\xi_{m,l}|^2 \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq l}}^{L-1} |\xi_{m,j}|^2}{\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} |\xi_{m,l}|^2}} \right] \quad (20)$$

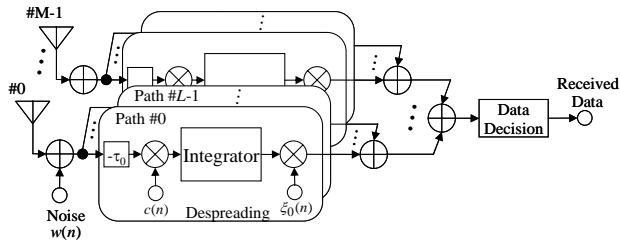
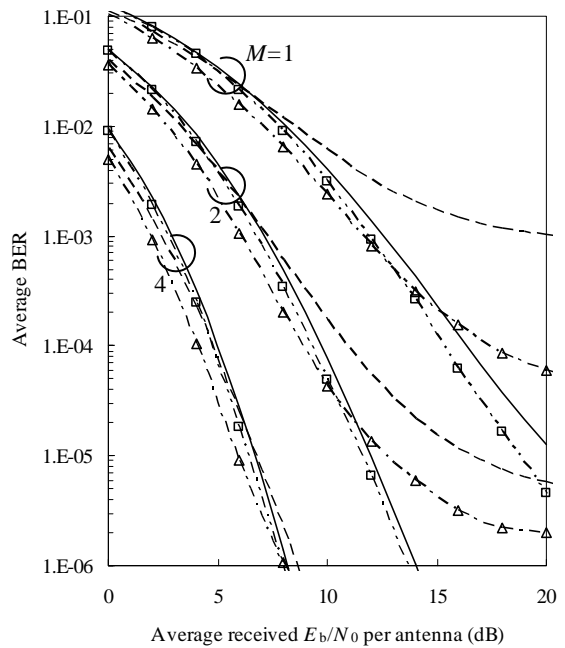


図 3. アンテナダイバーシティを用いた Rake 受信機

3.3 BER 特性

3.2 節で求めた理論上界を用いてモンテカルロ数値計算手法によって平均 BER を求めた。フェージングは等電力遅延プロファイルを有する L パス周波数選択性レイリーフェージングチャネルであり、 M 本の受信アンテナで受信されるフェージングは互いに独立であるものとした。また、受信機側でのタイミング再生及びチャンネル推定は理想的であるものとした。

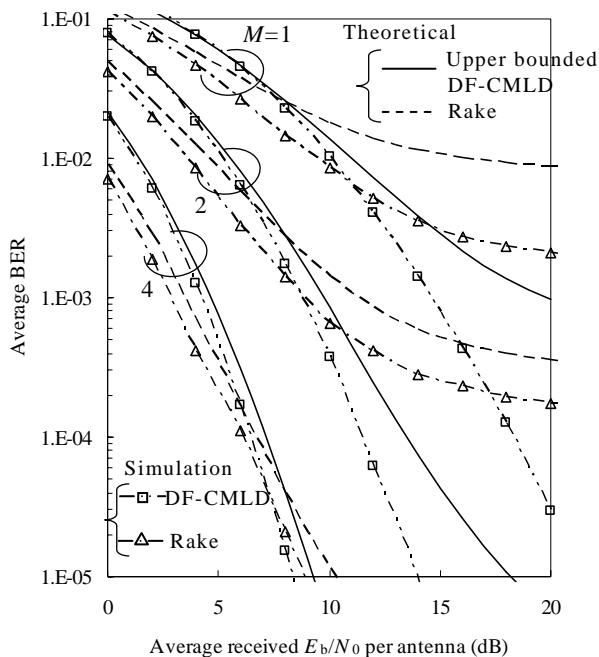
図 4 は、パス数 $L=4$ のときについて、受信アンテナ本数 M をパラメータとしてプロットした DF-CMLD および Rake 合成時の BER の理論特性である。平均受信 E_b/N_0 が 9dB 以下の領域では DF-CMLD は Rake より BER 特性が劣化している。しかし、平均受信 E_b/N_0 が 9dB 以上の領域では DF-CMLD は Rake より優れた BER 特性が得られている。このような平均受信 E_b/N_0 が大きな領域では IPI による誤りが支配的であるから、Rake 合成では BER フロアが生じている。アンテナ本数 M を多くすると、Rake 合成と同様に DF-CMLD の BER 特性が改善する。比較のため、図 4 に計算機シミュレーション結果も示した。 SF が小さい ($SF=4$) とき、理論上界は緩くなるものの、理論結果で示したとおり、DF-CMLD では Rake より優れた BER 特性が得られていることが分かる。



(2) $SF=8$

図 4. BER 特性の上界 ($L=4$)

$SF=4$ で平均受信 $E_b/N_0=16$ dB のときについて、パス数 L が DF-CMLD の平均 BER に及ぼす影響を図 5 に示す。比較のため、DF-CMLD の理論上界を実線、Rake の理論 BER を点線で示した。また、シミュレーション結果もプロットした。Rake 合成の BER は、 $M=1$ のとき、 L が 1 から 2 になるとパスダイバーシティ効果によって若干 BER が改善するが、 L が 3 より多くなると IPI が增大するため BER は逆に劣化する。また、 $M=2$ のときは、IPI による誤りが支配的であるため、 L が多くなると単調に BER が劣化している。一方、DF-CMLD では理論上界よりかなり小さい BER が得られている。 L が大きくなるにつれ BER が単調に減少している。 $L=4$ のとき、DF-CMLD の BER は、 $M=1$ では Rake 合成の 1/10、 $M=2$ では 1/100 に低減されている。



(a) $SF=4$

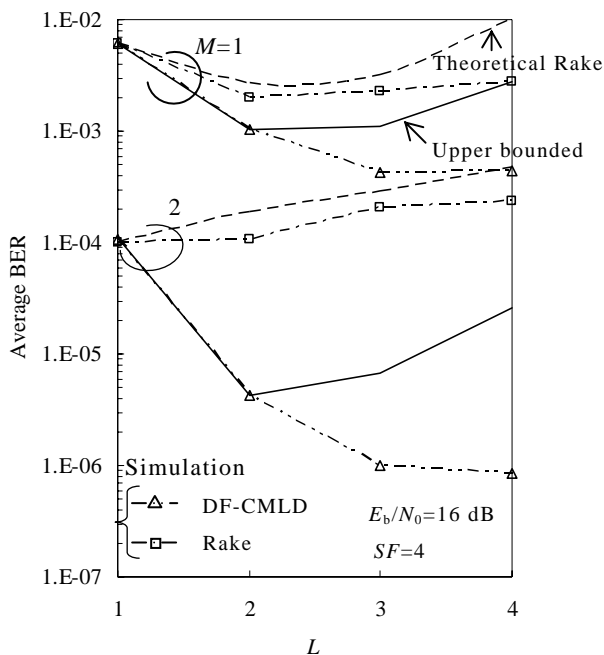


図 5. パス数 L が BER に及ぼす影響

4. むすび

DF-CMLD に受信アンテナダイバーシチを併用するときの条件付 BER の理論上界を導出し、モンテカルロ数値計算により条件付 BER の理論上界を求めた。モンテカルロ計算手法により、受信アンテナダイバーシチを併用するときの DF-CMLD の平均 BER の上界を求め、平均受信 E_b/N_0 が大きな領域において Rake より優れた BER を得ることができると明らかにした。また、パス数 $L=4$ のとき、IPI の影響が支配的になる $SF=4$ で平均受信 $E_b/N_0=16\text{dB}$ のときの DF-CMLD の BER は、 $M=1$ では Rake 合成の $1/10$ 、 $M=2$ では $1/100$ に低減できることを計算機シミュレーションにより示した。

5. 参考文献

- [1] W. C. Jakes, Jr., Ed, *Microwave mobile communications*, John Wiley & Sons, New York.
- [2] F. Adachi, K. Ohno, A. Higashi, and Y. Okumura, "Coherent multicode DS-CDMA mobile radio access," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E79-13, No.9, pp. 1316-1325, Sept. 1996.
- [3] J. G. Proakis, *Digital communication.*, 3rdEd., McGraw-Hill, New York.
- [4] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next generation mobile communication system," *IEEE,commun. Mag.*, vol. 36, pp. 56-69, Sept. 1998.
- [5] M. Sawahashi, K. Higuchi, S. Tanaka, and F. Adachi, "Improvements in W-CDMA: principles and experimental results," *Annals of Telecommunications*, vol. 56, pp.236-259, May-June. 2001.
- [6] F.Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Promising techniques to enhance radio link performance of wideband wireless access based on DS-CDMA," (invited) *IEICE Trans. Fundamentals*, vol. E81-A,

pp.2242-2249, Nov. 1998.

- [7] M.Sawahashi, K. Higuchi, S. Tanaka, and F. Adachi, "Enhanced wireless access technologies and experiments for W-CDMA communications," *IEEE Personal Commun.*, vol. 17, pp.6-16, Dec. 2000.
- [8] 齋藤, 高岡, 安達, "周波数選択性フェージングチャネルにおける DS-CDMA チップレベル最尤判定," *信学技報*, RCS2003-237, pp.15-21, Jan. 2004.