

# 周波数選択性フェーディングチャネルにおける DS-CDMA チップレベル最尤判定

齋藤 昭裕<sup>†</sup>, 高岡 辰輔<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: <sup>†</sup>{saito,takaoka}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp <sup>‡</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 直接拡散符号分割多元アクセス(DS-CDMA)では,チップ速度を一定に保ったままで拡散率を変えることでさまざまな伝送速度の通信を実現できる.また,Rake 合成によって周波数選択性フェーディング環境下で優れた伝送特性を得ることができる.しかし,伝送速度の高速化を図るため拡散率を低くし過ぎると,パス間干渉が十分抑圧できないために BER フロアが発生してしまう.そこで本論文では,パス間干渉を抑圧するチップレベル最尤判定(chip-level MLD)を提案し,それを用いたときの条件付ビット誤り率(BER)の理論上界を導出している.導出した条件付 BER の理論上界を用いて,周波数選択性レイリーフェーディングチャネルにおける平均 BER の理論上界をモンテカルロシミュレーション手法により求め,Rake 合成の平均 BER の理論値と比較している.また,DS-CDMA 伝送の計算機シミュレーションによりチップレベル MLD の平均 BER を求め,平均 BER の理論上界と比較している.また,Rake 合成の平均 BER のシミュレーション値との比較も行っている.

キーワード DS-CDMA, 最尤判定, Rake 合成

## Chip-level Maximum Likelihood Detection for DS-CDMA in a Frequency-Selective Fading Channel

Akihiro Saito<sup>†</sup>, Shinsuke Takaoka, Fumiyuki Adachi<sup>‡</sup>

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

E-mail: <sup>†</sup>{saito,takaoka}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp <sup>‡</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** In the direct sequence code division multiple access (DS-CDMA), variable transmission rate can be realized by changing the spreading factor ( $SF$ ) for the given chip rate. In a frequency-selective fading channel, the transmission performance can be improved by using rake combining. However, if too small  $SF$  is used for achieving a high transmission rate, an error floor occurs due to inter-path interference (IPI). In this paper, a chip-level maximum likelihood detection (chip-level MLD) is proposed that can suppress the IPI. The conditional theoretical upper-bound of bit error rate (BER) of the chip-level MLD is derived. The upper-bound average BER in a frequency-selective Rayleigh fading channel is numerically obtained using the derived conditional upper-bound BER by Monte Carlo simulation method and compared with theoretical average BER performance of Rake combining. Also, the average BER performance of chip-level MLD is obtained by computer simulation of DS-CDMA signal transmission and compared with the theoretically obtained upper-bound BER.

Keyword: DS-CDMA, maximum likelihood detection, rake combining

### 1. まえがき

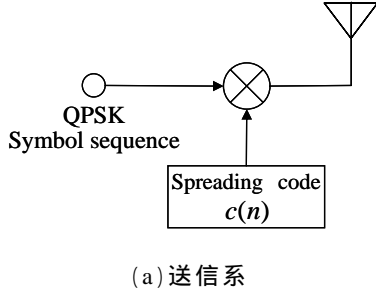
DS-CDMA ではチップ速度を一定に保ったままで拡散率を変えることでさまざまな伝送速度の通信を実現できる[1-3].ところで無線伝搬路は,遅延時間の異なる複数の伝搬路(パス)からなる周波数選択性フェーディングとして特徴付けられる[4].DS-CDMA では遅延時間の異なる複数のパスを分離し,最大比合成(MRC)する Rake 合成を用いることによって周波数選択性フェーディングを積極的に利用して伝送特性を改善することができる[5].しかし,伝送速度を高速にするために拡散率を小さくし過ぎるとパス間干渉を十分に抑圧できなくなるため,ビット誤り率(BER)にフロアが発生してしまう.そこで本論文では,パス間干渉を抑圧できるチップレベル最尤判定(Chip-level MLD)を提案する.そして,チップレベル MLD の条件付 BER の理論上界を導出し,モンテカルロシミュレーション手法を用いて周波数選択性レイリーフェーディングチャネルにおける平均 BER の上界を求める.

本論文の構成は以下のようにになっている.第2章ではチッ

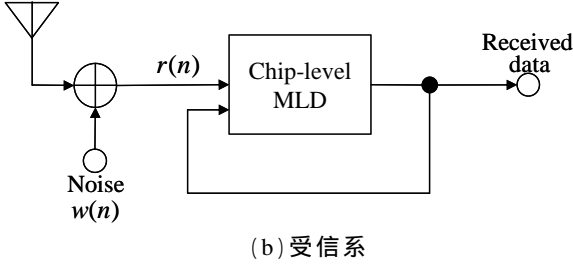
レベル MLD の原理について述べ,条件付 BER の理論上界を導出している.第3章では,周波数選択性レイリーフェーディングチャネルにおけるチップレベル MLD の平均 BER の理論上界をモンテカルロシミュレーション手法により求め,Rake 合成の平均 BER と比較している.また,DS-CDMA 伝送の計算機シミュレーションにより得られた平均 BER との比較も行っている.

### 2. チップレベル MLD

チップレベル MLD の送受信系モデルを図1に示す.



(a) 送信系



(b) 受信系

図 1. チップレベル MLD 送受信系

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  $c(n)$  を乗積して送信する。そして受信側では受信信号系列を用いてチップレベル MLD を用いてデータ判定を行う。

## 2.1 信号表現

本論文ではチップ時間間隔の離散時間表現を用いる。送信信号系列  $s(n)$  は等価低域表現を用いて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  $x$  を超えない最大の整数を表す。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する。また、 $l$  番目のパスの遅延時間  $\tau_l$  は  $\tau_l = l$  チップであるものとする。これより受信信号系列  $r(n)$  は次式のように表せる。

$$\begin{aligned} r(n) &= \sum_{l=0}^{L-1} \xi_l(n-l)s(n-l) + w(n) \\ &= \sqrt{2S} \sum_{l=0}^{L-1} \xi_l(n-l)d\left(\left\lfloor \frac{n-l}{SF} \right\rfloor\right)c(n-l) + w(n) \end{aligned} \quad (2)$$

ここで  $\xi_l(n)$  は  $l$  番目のパスの時刻  $n$  における複素チャネル利得を、 $w(n)$  は平均 0 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、 $N_0$  は加法的白色ガウス雑音 (AWGN) の片側電力スペクトル密度である。

## 2.2 対数尤度と判定ルール

送信信号系列  $\mathbf{d} = \{d(q); q=0 \sim k\}$  が与えられたときの時

刻  $n$  における受信信号  $r(n)$  の条件付確率密度関数は次式のようにになる。

$$\begin{aligned} p(r(n)|\mathbf{d}) &= \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}}\right)^2 \\ &\times \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2} \left| r(n) - \sqrt{2S} \sum_{l=0}^{L-1} \xi_l(n-l)d\left(\left\lfloor \frac{n-l}{SF} \right\rfloor\right)c(n-l) \right|^2\right] \end{aligned} \quad (3)$$

送信シンボル系列  $\mathbf{d}$  を MLD 判定することを考える。雑音系列  $\{w(n)\}$  は白色系列であるので、 $\mathbf{d}$  が送信された時の受信信号系列  $\mathbf{r} = \{r(n); n=0 \sim (k+1)SF-1\}$  の条件付同時確率密度関数は次式のように表せる。

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

$\mathbf{d}$  に関する事後確率  $p(\mathbf{d}|\mathbf{r})$  は、ベイズの定理より次式のように表される。

$$p(\mathbf{d}|\mathbf{r}) = \frac{p(\mathbf{r}|\mathbf{d})p(\mathbf{d})}{p(\mathbf{r})} \quad (5)$$

従って、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、事後確率  $p(\mathbf{d}|\mathbf{r})$  を最大する系列は式 (4) の条件付確率密度関数  $p(\mathbf{r}|\mathbf{d})$  を最大とする系列であることが分かる。式 (4) の対数をとると次式のようにになる。

$$\begin{aligned} \log\{p(\mathbf{r}|\mathbf{d})\} &= 2(k+1)SF \log\left(\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}}\right) \\ &- \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{n=0}^{(k+1)SF-1} \left| r(n) - \sqrt{2S} \sum_{l=0}^{L-1} \xi_l(n-l)d\left(\left\lfloor \frac{n-l}{SF} \right\rfloor\right)c(n-l) \right|^2 \end{aligned} \quad (6)$$

上式の右辺第 1 項及び第 2 項の係数  $1/(2\sigma^2)$  は判定には寄与しない。よって最尤系列推定は次式のようにになる。

$$\hat{\mathbf{d}} = \arg \min_{\mathbf{d}} \sum_{n=0}^{(k+1)SF-1} \left| r(n) - \sqrt{2S} \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{\xi}_l(n-l)d\left(\left\lfloor \frac{n-l}{SF} \right\rfloor\right)c(n-l) \right|^2 \quad (7)$$

ここで、 $\tilde{\xi}_l(n)$  は複素チャネル利得の推定値である。

ところで、式 (7) 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。そこで本論文では、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 (7) に代入してシンボル毎に最尤判定 (MLD) することを考える。すなわち、

$d(k)$  に関する判定ルールは次式のように表せる.

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

ここで,

$$\Lambda(\tilde{d}(k)) = \frac{1}{SF} \sum_{n=kSF}^{(k+1)SF-1} \left| r(n) - \sqrt{2S} \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{\xi}_l(n-l) \tilde{d}\left(\left\lfloor \frac{n-l}{SF} \right\rfloor\right) c(n-l) \right|^2 \quad (9)$$

ただし,

$$\tilde{d}(q) = \hat{d}(q), \quad \text{for } 0 \leq q \leq k-1 \quad (10)$$

である.

### 2.3 条件付 BER の理論上界

図 2 のような信号点配置を考える. 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 (すなわち,  $\tilde{\xi}_l(n) = \tilde{\xi}_l$ ) ものとし, また理想チャネル推定を仮定する (すなわち,  $\tilde{\xi}_l = \xi_l$ ). 一般性を失うことなく送信シンボルはすべて  $d(k) = 1 + j0$  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,  $\hat{\mathbf{d}}_{k-1} = \{d(q); q = 0 \sim k-1\}$ ).  $\tilde{d}(k) = \pm 1 + j0$  及び  $0 \pm j1$  に対する  $\Lambda(\tilde{d}(k))$  は, 式(8)より次式のように表される.

$$\left\{ \begin{array}{l} \Lambda_0 = \Lambda(\tilde{d}(k) = 1 + j0) = \frac{1}{SF} \sum_{n=kSF}^{(k+1)SF-1} |w(n)|^2 \\ \Lambda_1 = \Lambda(\tilde{d}(k) = 0 + j1) \\ \quad = \frac{1}{SF} \sum_{n=kSF}^{(k+1)SF-1} \left| \sqrt{2S}(1-j) \sum_{l=0}^{L-1} \xi_l c(n-l) + w(n) \right|^2 \\ \Lambda_2 = \Lambda(\tilde{d}(k) = 0 - j1) \\ \quad = \frac{1}{SF} \sum_{n=kSF}^{(k+1)SF-1} \left| \sqrt{2S}(1+j) \sum_{l=0}^{L-1} \xi_l c(n-l) + w(n) \right|^2 \\ \Lambda_3 = \Lambda(\tilde{d}(k) = -1 + j0) \\ \quad = \frac{1}{SF} \sum_{n=kSF}^{(k+1)SF-1} \left| 2\sqrt{2S} \sum_{l=0}^{L-1} \xi_l c(n-l) + w(n) \right|^2 \end{array} \right. \quad (11)$$

判定誤りとなるのは  $\min\{\Lambda_1, \Lambda_2, \Lambda_3\} < \Lambda_0$  の場合である. シンボル誤り率の上界  $P_s$  は

$$\begin{aligned} P_s &= \text{Prob}[\min\{\Lambda_1, \Lambda_2, \Lambda_3\} < \Lambda_0] \\ &\leq \text{Prob}[\Lambda_1 < \Lambda_0] + \text{Prob}[\Lambda_2 < \Lambda_0] + \text{Prob}[\Lambda_3 < \Lambda_0] \end{aligned} \quad (12)$$

となるが, 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.

$$P_{s,upper} \approx \text{Prob}[\Lambda_1 < \Lambda_0] + \text{Prob}[\Lambda_2 < \Lambda_0] = 2\text{Prob}[\Lambda_1 < \Lambda_0] \quad (13)$$

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, 条件付ビット誤り率の理論上界は

$$P_{b,upper} \approx \frac{1}{2} P_s = \text{Prob}[\Lambda_1 < \Lambda_0] \quad (14)$$

となる.

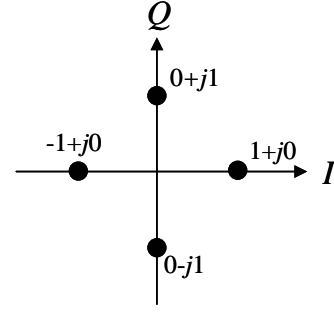


図 2. 信号点配置

$\Lambda_1 - \Lambda_0$  は次式で与えられる.

$$\Lambda_1 - \Lambda_0 = 4S \sum_{l=0}^{L-1} \left(1 - \frac{l}{SF}\right) |\xi_l|^2 + \text{Re}[w_{MLD}] < 0 \quad (15)$$

ここで

$$\begin{aligned} w_{MLD} &= \frac{2\sqrt{2S}(1+j)}{SF} \sum_{l=0}^{L-1} \xi_l^* \sum_{n=kSF+l}^{(k+1)SF-1} w(n) c^*(n-l) \\ &\quad + \frac{8S}{SF} \xi_{L-1} \sum_{n=kSF+L-1}^{(k+1)SF-1} c(n-(L-1)) \sum_{l=0}^{L-2} \xi_l^* c^*(n-l) \\ &\quad + \frac{8S}{SF} \xi_{L-2} \sum_{n=kSF+L-2}^{(k+1)SF-1} c(n-(L-2)) \sum_{l=0}^{L-3} \xi_l^* c^*(n-l) \\ &\quad \dots + \frac{8S}{SF} \xi_1 \sum_{n=kSF+1}^{(k+1)SF-1} \xi_0^* c(n-1) c^*(n) \end{aligned} \quad (16)$$

は平均値 0 の複素ランダム変数である.  $w_{MLD}$  の分散  $2\sigma_{MLD}^2$  は次式のようになる.

$$\begin{aligned} 2\sigma_{MLD}^2 &= \frac{32S}{SF} \frac{N_0}{T_c} \sum_{l=0}^{L-1} \left(1 - \frac{l}{SF}\right) |\xi_l|^2 \\ &\quad + \frac{64S^2}{SF} |\xi_{L-1}|^2 \sum_{l=0}^{L-2} |\xi_l|^2 \left(1 - \frac{L-1}{SF}\right) \\ &\quad + \frac{64S^2}{SF} |\xi_{L-2}|^2 \sum_{l=0}^{L-3} |\xi_l|^2 \left(1 - \frac{L-2}{SF}\right) \\ &\quad \dots + \frac{64S^2}{SF} |\xi_1|^2 |\xi_0|^2 \left(1 - \frac{1}{SF}\right) \end{aligned} \quad (17)$$

$w_{MLD}$  に含まれる IPI 成分を複素ガウス近似すると,  $\Lambda_1 - \Lambda_0$  は平均値が  $4S \sum_{l=0}^{L-1} \left(1 - \frac{l}{SF}\right) |\xi_l|^2$  で, 分散が  $\sigma_{MLD}^2$  のガウス変数になる. これより  $\text{Prob}[\Lambda_1 < \Lambda_0]$  は次式のように表される.

$$\text{Prob}[\Lambda_1 < \Lambda_0] = \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{\frac{1}{2} \left(\frac{E_s}{N_0}\right) \sum_{l=0}^{L-1} \left(1 - \frac{l}{SF}\right) |\xi_l|^2}{1 + \frac{1}{SF} \left(\frac{E_s}{N_0}\right) \frac{\sum_{l=1}^{L-1} \left(1 - \frac{l}{SF}\right) |\xi_l|^2 \sum_{m=0}^{l-1} |\xi_m|^2}{\sum_{l=0}^{L-1} \left(1 - \frac{l}{SF}\right) |\xi_l|^2}}}} \quad (18)$$

ここで,  $E_s/N_0 = SF E_c/N_0$  は平均受信シンボルエネルギー対 AWGN 電力スペクトル密度である. 以上より,  $L$  パスフェージングチャネルでの条件付 BER の理論上界は次式となる.

$$P_{b,upper} \approx \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{\left(\frac{E_b}{N_0}\right) \sum_{l=0}^{L-1} \left(1 - \frac{l}{SF}\right) |\xi_l|^2}{1 + \frac{2}{SF} \left(\frac{E_b}{N_0}\right) \frac{\sum_{l=1}^{L-1} \left(1 - \frac{l}{SF}\right) |\xi_l|^2 \sum_{m=0}^{l-1} |\xi_m|^2}{\sum_{l=0}^{L-1} \left(1 - \frac{l}{SF}\right) |\xi_l|^2}}}} \quad (19)$$

ここで,  $E_b/N_0 = 0.5(E_s/N_0)$  は平均受信ビットエネルギー対 AWGN 片側電力スペクトル密度である.

## 2.4 Rake 合成を用いるときの条件付 BER の理論値

$L$  パスフェージングチャネルにおける Rake 受信機側の構成を図 3 に示す. Rake 受信機では, まず受信信号  $r(t)$  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, そのパスのチャネル利得の複素共役を乗積して合成する.

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ものとし, また理想チャネル推定を仮定する. Rake 合成後の出力を  $z_{rake}(k)$  とすると, 次式のように表せる.

$$z_{rake}(k) = \sqrt{2S} d(k) \sum_{l=0}^{L-1} |\xi_l|^2 + w_{rake} \quad (20)$$

ここで,

$$w_{rake} = \frac{\sqrt{2S}}{SF} d(k) \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq l}}^{L-1} \xi_l^* \xi_m \sum_{n=kSF+l}^{(k+1)SF+l} c(n-m) c^*(n-l) + \frac{1}{SF} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=kSF+l}^{(k+1)SF+l} w(n-l) c^*(n-l) \xi_l^* \quad (21)$$

は Rake 合成後の雑音であり, 平均値 0 の複素ランダム変数である. この分散  $2\sigma_{rake}^2$  は次式のようになる.

$$2\sigma_{rake}^2 = \frac{1}{SF} \left(\frac{2N_0}{T_c}\right) \sum_{l=0}^{L-1} |\xi_l|^2 + \frac{2S}{SF} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq l}}^{L-1} |\xi_l|^2 |\xi_m|^2 \quad (22)$$

$w_{rake}$  を平均値 0 の複素ガウス変数として近似すると, Rake 合成を用いるときの条件付 BER は次式のように表される.

$$P_{b,rake} = \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{\left(\frac{E_b}{N_0}\right) \sum_{l=0}^{L-1} |\xi_l|^2}{1 + \frac{2}{SF} \left(\frac{E_b}{N_0}\right) \frac{\sum_{l=0}^{L-1} \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq l}}^{L-1} |\xi_l|^2 |\xi_m|^2}{\sum_{l=0}^{L-1} |\xi_l|^2}}}} \quad (23)$$

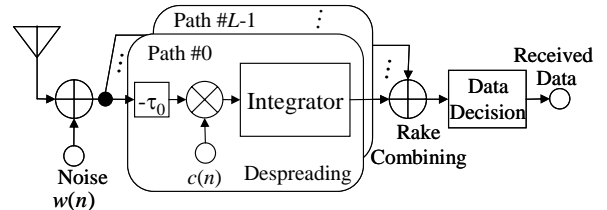


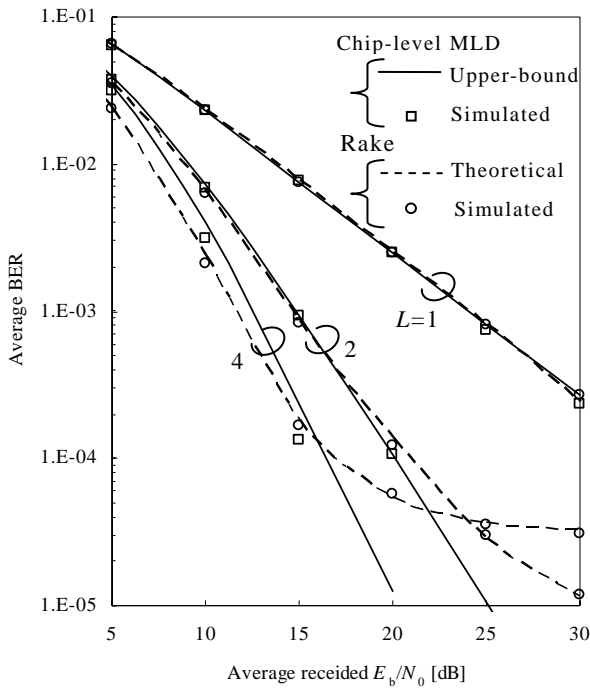
図 3. Rake 受信系

## 3. チップレベル MLD の平均 BER の理論上界と Rake の平均 BER との比較

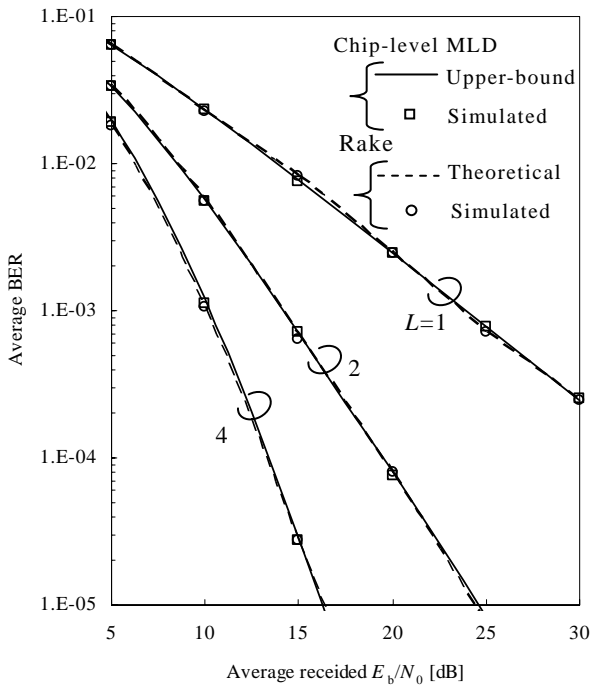
2.3 節及び 2.4 節で導出した条件付 BER の理論上界を用いてモンテカルロシミュレーション手法によって周波数選択性レイリーフェージングチャネルにおけるチップレベル MLD の平均 BER の理論上界を求めた結果を図 4 に示す. 図 4 より以下のことが分かる. チップレベル MLD では拡散率にかかわらず, Rake 合成とほぼ同等のパスダイバーシチ効果が得られていることが分かる. また, Rake 合成を用いると IPI を十分抑圧できないため, 拡散率が小さいとき, 平均受信  $E_b/N_0$  が大きな領域で BER フロアを生じている. しかし, チップレベル MLD では BER フロアを生じないことが分かる. これは式 (19) と式 (23) を比較することにより理解できる. チップレベル MLD では第  $l$  パスについては  $l$  チップ分の電力損が生じていることが分かる. そのため, AWGN による誤りが支配的な平均受信  $E_b/N_0$  が低い領域で, この電力損による平均 BER 特性の劣化が発生する.  $E_b/N_0$  の劣化は  $L=2$  のとき 0.5dB,  $L=4$  のとき 1dB 程度となり, 伝播路のパス数が多くなるにつれて増加する. しかし, 拡散率が大きいとき ( $SF=64$ ), この電力損の影響は無視できるため, チップレベル MLD と Rake 合成の平均 BER 特性は殆ど一致している. 一方, チップレベル MLD は IPI を Rake 合成の約 1/2 に低減できることが分かる. このため, チップレベル MLD では BER フロアが生じない.

また, DS-CDMA 信号伝送の計算機シミュレーションを行ってチップレベル MLD と Rake 合成の平均 BER を求めた

結果を図4にプロットした。チップレベルMLDのシミュレーション値は理論上界の計算値と良く一致していることが分かる。



(a) SF=8



(b) SF=64

図4. 平均 BER の理論上界と計算機シミュレーション結果との比較

### 3. むすび

本論文ではパス間干渉を抑圧できるチップレベル MLD を提案し、条件付 BER の理論上界を導出した。導出した条件付 BER の理論上界を用いて周波数選択性レイリーフェージングチャネルにおける平均 BER 特性の理論上界を、モンテカルロシミュレーション手法により求め、チップレベル MLD では Rake 合成とほぼ同等のパスダイバーシチ効果が得られること、拡散率が小さいときにも BER フロアが生じないことを示した。また、DS-CDMA 信号伝送の計算機シミュレーションを行って平均 BER を求め、理論検討の妥当性を示した。

### 文献

- [1] 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
- [2] 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
- [3] 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.
- [4] W. C. Jakes, Jr. , Ed, *Microwave mobile communications*, John Wiley & Sons, New York .
- [5] J. G. Proakis, *Digital communication.*, 3<sup>rd</sup>Ed., McGraw-Hill, New York.