

DS-CDMA 移動通信における判定帰還チップレベル最尤判定の理論検討

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 宮城県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 周波数選択性フェージングチャネル環境下において直接拡散符号分割多元アクセス(DS-CDMA)では、高速通信をするために拡散率低く過ぎると、パス間干渉を充分抑圧ないため平均ビット誤り率(BER)特性が大幅に劣化する。そこで筆者らは、低拡散率においても良好な BER 特性を得ることができる判定帰還チップレベル最尤判定(DF-CMLD)を提案し、その有効性を明らかにしてきた。本報告では、DF-CMLD について、チャネル利得及び拡散符号系列が与えられた時の条件付 BER の理論上界を導出し、モンテカルロ数値計算をおこなって周波数選択性レイリーフェージング環境下の理論的平均 BER 特性を求め、計算機シミュレーション結果と比較して理論検討の妥当性を確認している。

キーワード 周波数選択性フェージング, DS-CDMA, Rake 合成, DF-CMLD

Theoretical Analysis of Decision Feedback Chip-level Maximum Likelihood Detection in DS-CDMA Mobile Radio

Akihiro SAITO[†] Shinsuke TAKAOKA[†] and Fumiya ADACHI[‡]

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

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

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

Abstract In direct sequence code division multiple access (DS-CDMA), when small spreading factor (SF) is used to achieve high speed transmissions an average bit error rate (BER) performance severely deteriorates due to severe inter-path interference (IPI) in a frequency-selective fading channel. The authors proposed a decision feedback chip-level maximum likelihood detection (DF-CMLD) that can effectively suppress the IPI in low SF . In this paper, theoretical conditional upper-bounded BER is derived for the given set of channel gains in a frequency-selective fading channel and spreading code sequence. The theoretical average BER performance is numerically evaluated using the derived conditional upper-bounded BER and is confirmed by computer simulation.

Keyword frequency-selective fading, DS-CDMA, rake combining, DF-CMLD

1. まえがき

次世代の移動通信では 100Mbps 程度の超高速でかつ高品質な伝送が要求されている[1-2]。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、伝送特性を大幅に劣化させる要因となっている。そこで、第三代移動通信方式では無線アクセス方式として直接拡散符号分割多元アクセス(Direct Sequence Code Division Multiple Access : DS-CDMA)が採用されている[3]。データ変調シンボル系列にユーザ毎に異なる拡散符号を乗積し、スペクトルを拡散して伝送する DS-CDMA は、全てのユーザが同一の周波数帯域を用いて通信を行う方式で、ユーザごとに異なる拡

散符号を用いることにより各ユーザのチャネルの識別をおこなっている。また、チップレートを一定に保ったまま拡散率を変えることでさまざまな伝送レートの通信が実現できること、逆拡散された信号を最大比合成する Rake 合成を用いることでビット誤り率特性を大幅に改善できることなどの特長がある[4-6]。

DS-CDMA では拡散率を低くし高速伝送を実現しようとすると、パス間干渉(Inter Path Interference : IPI)を十分に抑圧できなくなるためビット誤り率特性が著しく劣化してしまう。そこで筆者らは、受信機側で送信信号候補レプリカを生成し、1 シンボル周期にわたって受信信号から候補レプリカ値との平均二乗誤差和を最小とする候補を送信信号として

判定する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, IPI によって生じるエラーフロアを抑え, 良好な伝送特性が得られることを示した[7-8]. しかし, 文献[8]で示した理論上界では IPI 成分の近似精度が緩く, 計算機シミュレーション結果とのずれが生じた. そこで本報告では, 条件付 BER のよりきつい理論上界を求め, モンテカルロ数値計算手法を用いて周波数選択性レイリーフェージング環境下の理論的平均 BER 特性を明らかにしている. そして, 計算機シミュレーション結果と比較し理論検討の妥当性を確認している.

本論文は以下のような構成になっている. 第 2 章では DF-CMLD の原理, 送受信系について述べている. 第 3 章では, チャンネル利得及び拡散符号系列が与えられている時の DF-CMLD の条件付 BER の近似式を導出し, 第 4 章で周波数選択性フェージング環境下における平均 BER 特性の理論上界をモンテカルロ数値計算手法によって求めて文献[8]で示した理論特性及び計算機シミュレーション結果と比較している. 第 5 章はむすびである.

2. DF-CMLD

図 1 は受信アンテナ M 本を用いる DF-CMLD の送受信系の構成である. まず, 等価低域表現を用いて送受信信号を表わす. 次いで, DF-CMLD の動作について述べる.

2.1. 送受信信号表現

送信側では, 2 値送信データ系列をデータ変調シンボル系列 $d(k)$ に変換した後, 拡散符号 $c(t)$ を乗積して送信する. 等価低域表現を用いて送信信号 $s(t)$ を表すと, 次式のようになる.

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

ただし, $\lfloor \cdot \rfloor$ は $\lfloor \cdot \rfloor$ 内を超えない最大の整数を表わす. 送信信号は L 個の独立なパスからなる周波数選択性フェージングチャンネルを伝搬して M 本の受信アンテナで受信される. ここで, l 番目チャンネルのチャンネル利得及び遅延時間はそれ

ぞれ $\xi_{m,l}(t)$, l チップであるものとする. アンテナ $m(m=0 \sim M-1)$ での受信信号 $r_m(t)$ は次式のようになる.

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

ここで, $w_m(t)$ は平均が 0 で分散が $2N_0/T_c$ の複素ガウス雑音過程である. ただし, N_0 は相加性白色ガウス性雑音の片側電力スペクトル密度, T_c は拡散符号のチップ長である.

2.2. シンボル判定

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

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

雑音系列 $\{w_m(t)\}$ 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 $\mathbf{d}_m = \{r_m(t); t=0 \sim (k+1)SF-1\}$ の条件付同時確率密度関数は次式のように表せる.

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

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, ベイズの定理より事後確率 $p(\mathbf{d}|\mathbf{r}_m)$ を最大する系列は式(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[5]. 式(4)の対数をとると次式のようになる.

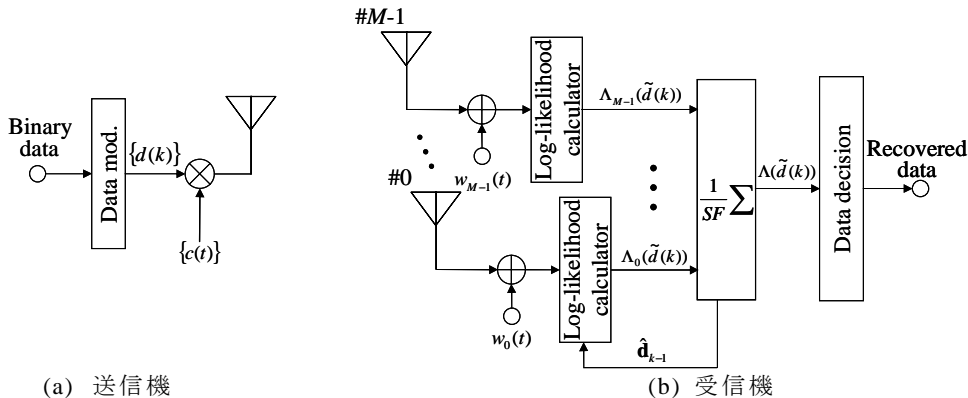


図 1. DF-CMLD 送受信系

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

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 $\hat{\mathbf{d}}_{k-1} = \{\hat{d}(t); t=0 \sim k-1\}$ 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 $\Lambda_m(\tilde{d}(k))$ を次式のようにする。

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

ここで、 $\xi_{m,l}(t)$ 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。

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

3. 理論解析

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、また理想チャネル推定を仮定する ($\xi_{m,l}(t) = \xi_{m,l}; t=kSF \sim (k+1)SF-1$)。一般性を失うことなく送信シンボルはすべて $d(t)=1+j0$ 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 ($\hat{\mathbf{d}}_{k-1} = \{d(t); t=0 \sim k-1\}$)。

以下では、DF-CMLD の BER の理論上界を導出する。

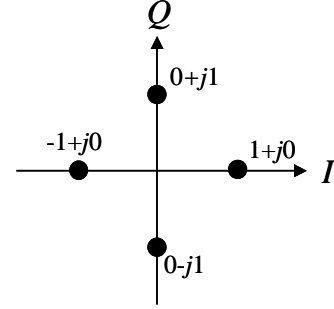


図2. QPSK 信号点配置

図2の各信号点配置における候補シンボル $\tilde{d}(k)$ に対する対数尤度 $\Lambda_m(\tilde{d}(k))$ は、式(6)より次式のように表される。

$$\Lambda_m(\tilde{d}(k)) = \begin{cases} \frac{1}{SF} \sum_{t=kSF}^{(k+1)SF-1} |w_m(t)|^2, & \text{for } \tilde{d}(k) = 1+j0 \\ \frac{1}{SF} \sum_{t=kSF}^{(k+1)SF-1} \left| \sqrt{2S}(1-j) \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{m,l} c(t-l) + w_m(t) \right|^2, & \text{for } \tilde{d}(k) = 0+j1 \\ \frac{1}{SF} \sum_{t=kSF}^{(k+1)SF-1} \left| \sqrt{2S}(1+j) \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{m,l} c(t-l) + w_m(t) \right|^2, & \text{for } \tilde{d}(k) = 0-j1 \\ \frac{1}{SF} \sum_{t=kSF}^{(k+1)SF-1} \left| 2\sqrt{2S} \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{m,l} c(t-l) + w_m(t) \right|^2, & \text{for } \tilde{d}(k) = -1+j0 \end{cases} \quad (9)$$

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大きくなることである。つまり、シンボル誤り率 P_s は

$$P_s = \text{Prob} \left[\min\{\Lambda(j), \Lambda(-j), \Lambda(-1)\} < \Lambda(1) \right] \quad (10)$$

となる。シンボル誤り率の上界 $P_{s,upper}$ は

$$P_{s,upper} = \text{Prob}[\Lambda(j) < \Lambda(1)] + \text{Prob}[\Lambda(-j) < \Lambda(1)] + \text{Prob}[\Lambda(-1) < \Lambda(1)] \geq P_s \quad (11)$$

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。

$$\begin{aligned}
P_{s,\text{upper}} &\approx \text{Prob}[\Lambda(\tilde{d}(k) = j) < \Lambda(\tilde{d}(k) = 1)] \\
&+ \text{Prob}[\Lambda(\tilde{d}(k) = -j) < \Lambda(\tilde{d}(k) = 1)] \\
&= 2\text{Prob}[\Lambda(\tilde{d}(k) = j) < \Lambda(\tilde{d}(k) = 1)]
\end{aligned} \quad (12)$$

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 の理論上界の近似式は

$$P_{b,\text{upper}} \approx \frac{1}{2} P_{s,\text{upper}} = \text{Prob}[\Lambda(j) - \Lambda(1) < 0] \quad (13)$$

となる。ここで、 $\Delta\Lambda = \Lambda(j) - \Lambda(1)$ は、式(9)より次式で与えられる。

$$\Delta\Lambda = 4S \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} \left(1 - \frac{l}{SF}\right) |\xi_{m,l}|^2 + \text{Re}[IPI_{\text{MLD}}] + \text{Re}[w_{\text{MLD}}] \quad (14)$$

ただし、右辺第 2 項は IPI 成分、第 3 項は雑音成分であり次式のように表わされる。

$$\begin{aligned}
&IPI_{\text{MLD}} \\
&= \sum_{m=0}^{M-1} \left[\frac{8S}{SF} \xi_{m,L-1} \sum_{t=kSF+L-1}^{(k+1)SF-1} c(t-(L-1)) \sum_{l=0}^{L-2} \xi_{m,l}^* c^*(t-l) \right. \\
&\quad + \frac{8S}{SF} \xi_{m,L-2} \sum_{t=kSF+L-2}^{(k+1)SF-1} c(t-(L-2)) \sum_{l=0}^{L-3} \xi_{m,l}^* c^*(t-l) \\
&\quad \cdots + \frac{8S}{SF} \xi_{m,1} \sum_{t=kSF+1}^{(k+1)SF-1} \xi_{m,0}^* c(t-1) c^*(t) \left. \right] \\
&= \frac{8S}{SF} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{j=l+1}^{L-1} \xi_{m,l} \xi_{m,j}^* \sum_{t=kSF+j}^{(k+1)SF-1} c^*(t) c(t-j)
\end{aligned} \quad (15)$$

$$w_{\text{MLD}} = \sum_{m=0}^{M-1} \left[\frac{2\sqrt{2S}(1-j)}{SF} \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{m,l}^* \sum_{t=kSF+l}^{(k+1)SF-1} w_m(t) c^*(t-l) \right] \quad (16)$$

これまで、IPI をガウス雑音近似し、雑音との和をガウス雑音として扱って BER の理論検討をおこなう手法が良く用いられていた。しかし拡散率が低い場合、IPI 成分のガウス雑音近似の精度が低くなってしまふ[9-11]。そこで本論文では、式(14)用いてチャネル利得と拡散符号系列が与えられたときの IPI の条件付確率密度関数から条件付 BER の理論上界を導出する。式(14)より $\Delta\Lambda$ の平均は

$$\mu = 4S \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} \left(1 - \frac{l}{SF}\right) |\xi_{m,l}|^2$$

であることが分かる。一方、IPI 及び雑音成分の分散は次式のようになる。

$$\begin{aligned}
2\sigma_{\text{IPI}}^2 &= IPI_{\text{MLD}} \\
&= \frac{8S}{SF} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{j=l+1}^{L-1} \xi_{m,l} \xi_{m,j}^* \sum_{q=kSF+j}^{(k+1)SF-1} c^*(q) c(q-j)
\end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned}
2\sigma_{\text{noise}}^2 &= E[w_{\text{MLD}}^2] \\
&= \frac{32SN_0}{SFT_c} \sum_{m=0}^{M-1} \left[\sum_{l=0}^{L-1} \left(1 - \frac{l}{SF}\right) |\xi_{m,l}|^2 \right. \\
&\quad \left. + \frac{1}{SF/2} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{j=l+1}^{L-1} \text{Re} \left[\xi_{m,l} \xi_{m,j}^* \sum_{q=kSF+j}^{(k+1)SF-1} c^*(q) c(q-j) \right] \right]
\end{aligned} \quad (18)$$

ここで、 $E[\cdot]$ はアンサンブル平均を表わす。以上より $\Delta\Lambda$ は平均が $\mu + \sigma_{\text{IPI}}^2$ 、分散が σ_{noise}^2 の確率変数であり、チャネル利得及び拡散符号系列が与えられた時の条件付 BER の近似式は次式のようになる。

$$\begin{aligned}
&P_{b,\text{upper}} \\
&\approx \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{E_b}{N_0} \right) \left[\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} \left(1 - \frac{l}{SF}\right) |\xi_{m,l}|^2 \right. \\
&\quad \left. + \frac{1}{SF/2} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{j=l+1}^{L-1} \text{Re} \left[\xi_{m,l} \xi_{m,j}^* \sum_{t=kSF+j}^{(k+1)SF-1} c^*(t) c(t-j) \right] \right]
\end{aligned} \quad (19)$$

4. 数値計算

数値計算諸元を表 1 に示す。フェージングチャネルは、 $L=2$ 及び 4 パスで、パス間の遅延時間間隔は $l\{l=0 \sim L-1\}$ チップ長の一様電力遅延プロファイルを有する周波数選択性レイリーフェージングチャネルであるものとした。データ変調は QPSK を使い、DS-CDMA における拡散率は $SF=4,8,16$ とし、受信アンテナ本数 M は $M=1,2,4$ とした。また、各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、受信側でのチャネル推定及びタイミング再生は理想的におこなわれているものとしている。

平均 BER の理論特性は、複素チャネル利得 $\{\xi_{m,l}; m=0 \sim M-1 \text{ and } l=0 \sim L-1\}$ 及び拡散符号系列 $\{c(t); t=kSF \sim (k+1)SF-1\}$ を生成し、式(19)より条件付 BER を求め、繰り返し計算することで平均化をおこなった。

表 1. 数値計算諸元

DS-CDMA	Data modulation	QPSK
	Spread modulation	BPSK
	Spreading code	Long PN sequence
	Spreading Factor	$SF=4,8,16$
Fading channel	Channel model	Frequency-selective Rayleigh fading
	No. of paths	$L=2,4$
	Power delay profile	Uniform
No. of receive antennas		$M=1,2,4$
Channel estimation		Ideal

図 3 に、 $L=4, M=1$ で SF をパラメータとした時の今回導出した理論特性を実線で示す。比較のため文献[8]で求めたチャネル利得のみが与えられた時の理論特性を破線として図示した。横軸は平均受信 E_b/N_0 であり、縦軸は平均 BER である。 SF が小さい場合、文献[8]で求めた理論特性は IPI 成分をガウス雑音近似しているが、IPI の分布が中心極限定理を満足できなくなるため近似の精度が緩くなってしまふ。よって SF が低いほど IPI 分布に偏りが生じ、ガウス分布から乖離することからシミュレーション値とずれが生じてしまふ。一方、今回導出した条件付 BER の理論式は拡散符号系列を条件付とすることで IPI 成分の影響を忠実に計算式に組み入れることができる。 SF が低い場合の理論式の導出にあたっては IPI 成分をガウス雑音近似すると精度が緩くなってしまふため、拡散符号系列を条件付として IPI 成分の影響を考慮する必要があると考えられる。

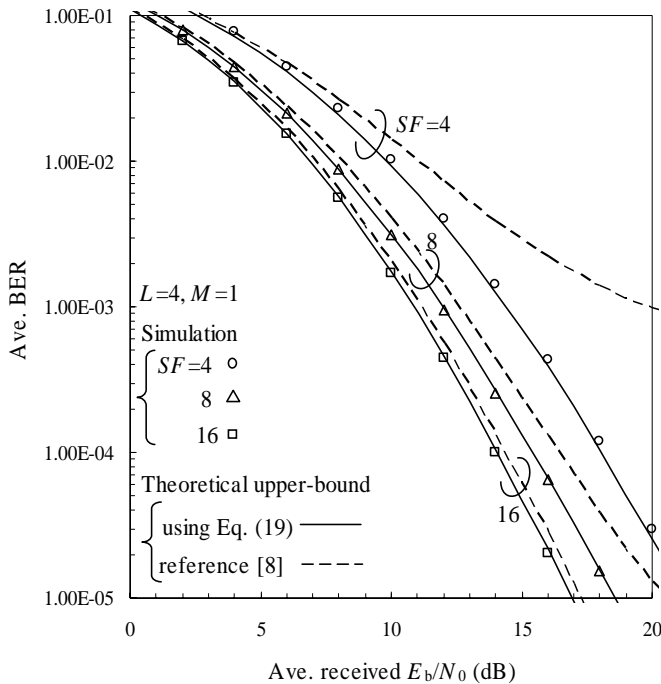
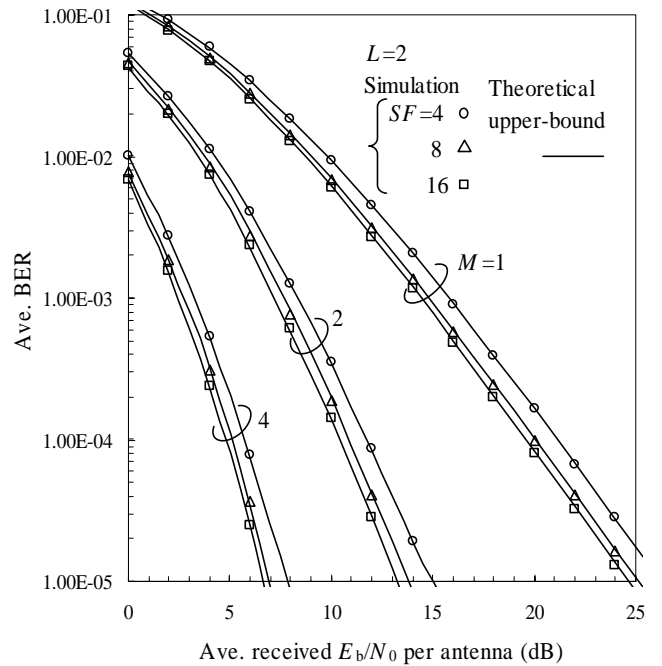
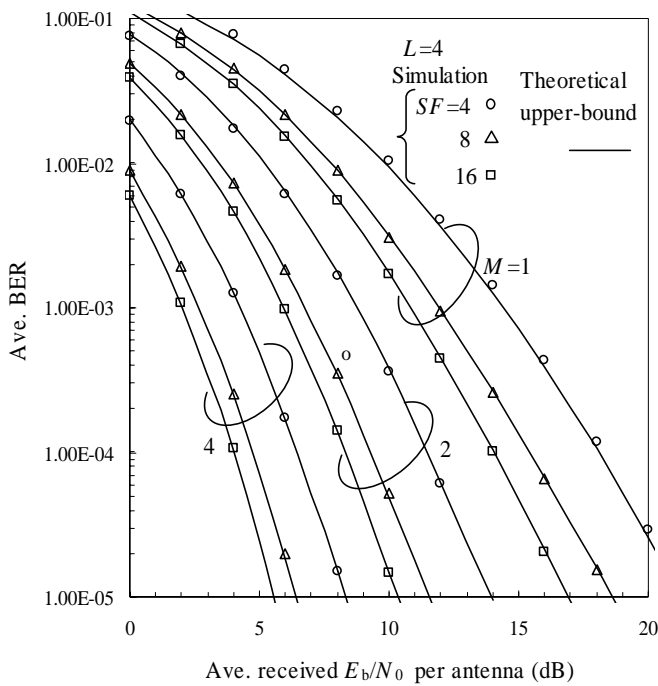


図 3 . 理論特性 ($L=4, M=1$)

図 4 に、 $L=2, 4$ で $SF=4, 8, 16$ の時の M をパラメータとした時の平均 BER の理論特性を実線で示す。比較のため、数値計算諸元と同様の諸元で計算機シミュレーションをおこなった結果を併記した。横軸は受信アンテナ 1 本あたりの平均受信 E_b/N_0 であり、縦軸は平均 BER である。受信アンテナ本数 M , 拡散率 SF 及びパス数にかかわらず今回導出した理論式はシミュレーション値と良好に一致することが分かり、前章で示した理論解析が正当であることが確認できる。



(a) $L=2$



(b) $L=4$

図 4. 平均 BER 特性

5. むすび

本論文では、DF-CMLD と受信アンテナダイバーシチを用いる DS-CDMA について理論検討をした。理論式から得られる特性が前回問題であった精度が緩くなる低拡散率場合でも、計算機シミュレーション結果と精度良く一致することを確認し、理論検討の正当性を確認した。また、拡散率が低い場合の理論検討の際には、IPI 成分をガウス雑音近似すると近似の精度が緩くなってしまうため、拡散符号系列を条件付として IPI 成分の影響を考慮する必要があることを明らかにした。

文 献

- [1] F. Adachi, "Wireless past and future - evolving mobile communications system," IEICE Trans. Fundamentals, vol. E84-A, pp. 55-60, Jan. 2001.
- [2] F. Adachi, "Challenges for broadband mobile technology," Proc. 12th International Conference on Antennas & Propagation (ICAP 2003), pp. 1-4, Exeter, U.K., Apr. 2003..
- [3] F. Adachi, M. Sawahashi and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next generation mobile communications system," IEEE Trans. Commun., Mag., vol. 36, pp. 56-69, Sept. 1998.
- [4] W. C., Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [5] J. G. Proakis, *Digital communications*, 3rd ed., McGraw-Hill, New York, 1995.
- [6] A. J. Viterbi, "CDMA: Principles of Spread Spectrum Communications," Addison-Wesley, 1995.
- [7] 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.

- [8] 齋藤, 高岡, 安達, "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の併用効果,"信学技報, RCS2003-358, pp.31-36, Mar. 2004.
- [9] C. Kchao and G. L. Stuber, "Analysis of a direct-sequence spread-spectrum cellular radio system," IEEE Trans., Commun., vol. 41, pp. 1507-1516, Oct. 1993.
- [10] F. Adachi, "Effects of orthogonal spreading and Rake combining on DS-CDMA forward link in Mobile Radio," IEICE Trans. Commun., vol. E80-B, pp. 1703-1712, Nov. 1997.
- [11] K. C. Hwang and K.B. (Ed) Lee, "Performance analysis of low processing gain DS/CDMA systems with random spreading sequences," IEEE Commun., Letters, vol.2, NO.12, pp315-317, Dec, 1998.