

# DS-CDMA 周波数領域等化のための 2 ステップ最尤チャネル推定

小島 洋平<sup>†</sup> 武田 和晃<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 6-6-05

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

**あらまし** 本論文では、DS-CDMA 周波数領域等化(FDE)におけるチャネル推定について述べている。パイロットチップ系列の周波数スペクトルが一定ではないため、チャネル推定精度が劣化し、平均ビット誤り率(BER)特性が劣化してしまう。これまで、筆者らは、チャネル推定精度がパイロットチップ系列にほとんど依存しない最小平均 2 乗誤差(MMSE)規範に基づくチャネル推定を提案してきた。本論文では、チャネル推定精度をさらに向上させることができる、最尤推定に基づく 2 ステップチャネル推定を提案し、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 特性を計算機シミュレーションにより明らかにしている。

**キーワード** DS-CDMA, 周波数領域等化, MMSE, チャネル推定

## 2-Step Maximum Likelihood Channel Estimation for DS-CDMA Frequency-domain Equalization

Yohei KOJIMA<sup>†</sup> Kazuaki TAKEDA<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

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

6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

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

**Abstract** In this paper, we propose a new channel estimation scheme for direct sequence code division multiple access (DS-CDMA) with frequency-domain equalization (FDE). Since the frequency spectrum of the pilot chip sequence is not constant, the channel estimation accuracy is degraded. Recently, we proposed a pilot-assisted channel estimation based on the minimum mean square error (MMSE) criterion. Using MMSE-CE, the channel estimation accuracy is almost insensitive to the pilot chip sequence, and a good BER performance is achieved. In this paper, to further improve the estimation accuracy, we propose a 2-step maximum likelihood channel estimation (MLCE) and evaluate the BER performance of DS-CDMA using 2-step MLCE in a frequency selective Rayleigh fading channel by computer simulation.

**Keyword** DS-CDMA, frequency-domain equalization, MMSE, channel estimation

### 1. まえがき

Rake 合成の代わりに周波数領域等化(FDE)を適用すれば、DS-CDMA のビット誤り率(BER)特性を大幅に改善できる[1, 2]。FDE では、チャネルの伝達関数の推定が必要である。これまで、FDE を用いるシングルキャリア伝送を対象に、様々なパイロットチャネル推定法が検討されてきた[3-5]。文献[3]では、時間領域でパス利得を推定した後、それに高速フーリエ変換(FFT)を適用することで、チャネルの伝達関数の推定値を得ている。文献[4, 5]では、時間領域と周波数領域で一定振幅を持つ Chu 系列のパイロットを用いて、周波数領域で受信信号にパイロット信号の逆数を乗算することにより、パイロット変調成分を取り除いている(これを Zero-forcing (ZF)-CE と呼ぶ)。ところで、CDMA ではセル識別のため、送信信号にスクランブル符号を乗算

している。したがって、DS-CDMA ではパイロットチップ系列の周波数スペクトルは一定値にはならず、雑音強調が発生し、チャネル推定値の精度が劣化してしまうという問題があった[6]。これまで、筆者らは、FDE を用いる DS-CDMA において、チャネル推定精度がパイロットチップ系列にほとんど依存しない MMSE パイロットチャネル推定を提案してきた[6]。本論文では、チャネル推定精度をさらに向上させることができる、最尤推定に基づく 2 ステップチャネル推定を提案し、周波数選択性レイリーフェージングにおける平均 BER 特性を明らかにしている。2 ステップ最尤チャネル推定では、MMSE パイロットチャネル推定[6]を行った後、その判定結果を用いて最尤推定に基づくチャネル推定を行う。

## 2. DS-CDMA 伝送系

### 2.1. 信号伝送系

図 1 に、FDE を用いる拡散率  $SF$  のマルチコード DS-CDMA の伝送系を示す。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、2 値送信データ系列をデータ変調した後、直/並列(S/P)変換し、送信データ系列を  $N_c/SF$  個のシンボル  $\{d_{n,u}(m); m=0 \sim N_c/SF-1\}$  に分割する。ここで、 $\{d_{n,u}(m)\}$  は第  $n$  ( $n=0 \sim N-1$ ) ブロックにおけるコード  $u$  ( $u=0 \sim U-1$ ) のデータシンボル系列である。拡散率  $SF$  の拡散符号を  $\{c_u(t); t=0 \sim SF-1\}$  とする。  $U$  コードのデータシンボル系列を  $U$  個の直交拡散符号を用いてそれぞれ拡散し、  $U$  コードのチップ系列を加算する（これをコード多重という）。コード多重後、スクランブル符号  $\{c_{scr}(t); t=0, \dots, -1, 0, 1, \dots\}$  を乗算し、ブロックの後尾  $N_g$  個のチップをコピーしてブロックの先頭のガードインターバル (GI) に挿入して送信する。図 2 に GI 挿入後のブロック構成を示す。送信ブロックは、図 3 のように、最初がパイロットブロックであり、その後に  $N-1$  個のデータブロックが続くものとする。送信信号は、周波数選択性ブロックレイリーフェージングチャネルを伝搬して、受信機で受信される。受信機では、  $N_c$  ポイント FFT により受信信号を周波数領域に変換し、FDE を行った後、  $N_c$  ポイント逆 FFT (IFFT) により時間領域に変換する。その後、逆拡散を行い、軟判定値系列を得る。最後に、これをデータ復調する。

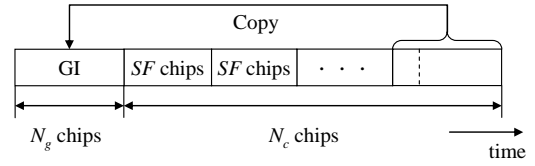


図 2 ブロック構成

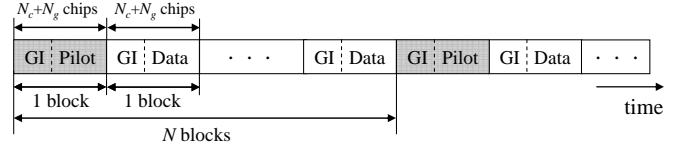


図 3 送信ブロック構成

### 2.2. 送信信号および受信信号の数式表現

GI 挿入後の第  $n$  ブロック内のチップ系列  $\{\hat{s}_n(t); t=-N_g \sim N_c-1\}$  の等価低域表現は次式のようにになる。

$$\hat{s}_n(t) = \sqrt{2P} s_n(t \bmod N_c) \quad (1)$$

ここで、  $P$  は信号電力であり、  $E_c$  を 1 チップあたりのエネルギー、  $T_c$  をチップ長とすると、  $P=E_c/T_c$  で与えられる。また、  $s_n(t)$  は次式で与えられる。

$$s_n(t) = \left[ \sum_{u=0}^{U-1} d_{n,u} \left( \left\lfloor \frac{t}{SF} \right\rfloor \right) c_u(t \bmod SF) \right] c_{scr}(t) \quad (2)$$

ここで、  $\lfloor x \rfloor$  は  $x$  より小さいか等しい最大の整数である。

送信信号は、独立に変動する  $L$  個のパスから構成される周波数選択性フェージングチャネルを伝搬して、受信機で受信される。第  $l$  パスの遅延時間は  $\tau_l$  チップであるものとする。また、フェージングは  $N$  ブロックに渡って変動しないものと仮定する。受信機で観測されるフェージングチャネルのインパルス応答  $h(t)$  は次式で表される。

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(t - \tau_l) \quad (3)$$

ここで、  $h_l$  は第  $l$  パスのパス利得であり、  $\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_l|^2] = 1$  であるものとする。また、本論文では、チャネルのインパルス応答は、GI 内に収まっていると仮定する。受信された第  $n$  ブロックの受信チップ系列  $\{r_n(t); t=-N_g \sim N_c-1\}$  は次式のようにになる。

$$r_n(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \hat{s}_n(t - \tau_l) + \eta_n(t) \quad (4)$$

ここで、  $\eta_n(t)$  は零平均で分散が  $2N_0/T_c$  の複素ガウス雑音過程である。  $N_0$  は相加性白色ガウス雑音過程 (AWGN) の片側電力スペクトル密度である。

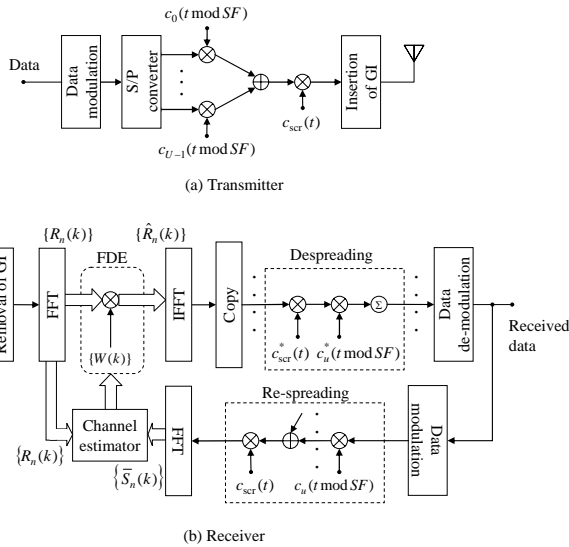


図 1 FDE を用いる DS-CDMA 伝送系

### 2.3. MMSE-FDE

受信側では、周波数選択性フェージングチャネルを伝搬し受信された信号から GI を除去した後、 $N_c$  ポイント FFT により周波数領域信号に変換する。第  $n$  ブロックの受信チップ系列の第  $k$  周波数成分は、次式のよ

$$\begin{aligned} R_n(k) &= \sum_{t=0}^{N_c-1} r_n(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ &= \sqrt{2PH(k)}S_n(k) + \Pi_n(k) \end{aligned} \quad (5)$$

ここで、 $H(k)$  は第  $k$  周波数点のチャネル利得、 $S_n(k)$  は  $N_c$  個からなる送信チップ系列の周波数成分および  $\Pi_n(k)$  は零平均で分散が  $2\sigma^2 = 2N_0N_c/T_c$  のガウス雑音成分であり、それぞれ次式で与えられる。

$$\begin{cases} S_n(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s_n(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \\ \Pi_n(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta_n(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (6)$$

次に、次式のように周波数点ごとに 1 タップ FDE を行う。

$$\hat{R}_n(k) = W(k)R_n(k) \quad (7)$$

ここで、 $W(k)$  は FDE の重みであり、次式で与えられる MMSE 規範に基づく重みを用いる [1, 2].

$$W(k) = \frac{\tilde{H}^*(k)}{UN_c|\tilde{H}(k)|^2 + 2\sigma^2} \quad (8)$$

ここで、 $\tilde{H}(k) = \sqrt{2PH(k)}$  である。FDE では、 $\tilde{H}(k)$  と  $\sigma^2$  を推定する必要がある。本論文では、2 ステップ最尤チャネル推定を提案し、これらの推定を行う。

FDE を行って得られた  $N_c$  個の周波数成分  $\{\hat{R}_n(k); k=0 \sim N_c-1\}$  に  $N_c$  ポイント IFFT を適用して、時間領域のチップ系列  $\{\hat{r}_n(t); t=0 \sim N_c-1\}$  に変換する。 $\hat{r}_n(t)$  は次式のように表される。

$$\hat{r}_n(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{R}_n(k) \exp\left(j2\pi t \frac{k}{N_c}\right) \quad (9)$$

チップ系列  $\{\hat{r}_n(t)\}$  を次式のように逆拡散して、軟判定値系列  $\{\hat{d}_{n,u}(m); m=0 \sim N_c/SF-1\}$  を得る。

$$\hat{d}_{n,u}(m) = \frac{1}{SF} \sum_{t=mSF}^{(m+1)SF-1} \hat{r}_n(t) c_t^* (t \bmod SF) c_{scr}^*(t) \quad (10)$$

最後に、軟判定値系列をデータ復調して受信データを得る。

## 3. 2 ステップ最尤チャネル推定

### 3.1. チャネルの最尤推定理論

送信チップ系列の第  $k$  周波数成分  $S_n(k)$  とチャネル利得  $\tilde{H}(k)$  が与えられたとき、 $N$  個の受信ブロックにおける第  $k$  周波数成分の条件付同時確率密度関数  $p(\{R_n(k); n=0 \sim N-1\} | \tilde{H}(k), \{S_n(k); n=0 \sim N-1\})$  は次式のように表される。

$$\begin{aligned} p(\{R_n(k)\} | \tilde{H}(k), \{S_n(k)\}) \\ = \prod_{n=0}^{N-1} \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{|R_n(k) - \tilde{H}(k)S_n(k)|^2}{2\sigma^2}\right) \end{aligned} \quad (11)$$

式(11)より、 $\tilde{H}(k)$  の対数尤度関数  $L(k)$  は次式のようになる。

$$\begin{aligned} L(k) &= \log[p(\{R_n(k)\} | \tilde{H}(k), \{S_n(k)\})] \\ &= N \log\left(\frac{1}{2\pi\sigma^2}\right) - \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{n=0}^{N-1} |R_n(k) - \tilde{H}(k)S_n(k)|^2 \end{aligned} \quad (12)$$

チャネルの最尤推定値  $H_{ML}(k)$  は、対数尤度関数  $L(k)$  を最大とする値である (つまり、 $\partial L(k)/\partial \tilde{H}(k) = 0$  を与える  $\tilde{H}(k)$  が最尤推定値)。したがって、 $H_{ML}(k)$  は次式のように得られる。

$$H_{ML}(k) = \left( \sum_{n=0}^{N-1} R_n(k) S_n^*(k) \right) / \sum_{n=0}^{N-1} |S_n(k)|^2 \quad (13)$$

以上の最尤推定理論では、送信チップ系列が全て既知である必要がある。しかし、送信チップ系列は、パイロットチップ系列以外は未知である。そこで、本論文では、2 ステップでチャネル推定を行う。まず、パイロットチップ系列を用いて MMSE チャネル推定 [6], MMSE-FDE, 逆拡散および仮判定を行って、仮データシンボル系列を得る (第 1 ステップ)。次に、これらをパイロットシンボルとして扱い、拡散を行って  $\{S_n(k)\}$  のレプリカを求めてから、式(13)に基づく最尤推定を行う (第 2 ステップ)。

### 3.2. 2 ステップチャネル推定

図 4 に 2 ステップ最尤チャネル推定のフローチャートを示す。第 1 ステップでは、まず MMSE チャネル推定 [6] および遅延時間領域窓関数法 [7, 8] を用いて、雑音を低減した瞬時チャネル推定値  $\bar{H}^{(1)}(k)$  を求める。次に、 $\tilde{H}(k)$  の代わりに  $\bar{H}^{(1)}(k)$  を用いて、式 (8) より MMSE-FDE 重みを求め、式(7)の 1 タップ FDE を行う。FDE 後の受信チップ系列  $\{\hat{R}_n(k); k=0 \sim N_c-1\}$  に  $N_c$  ポイント IFFT を適用し、時間領域チップ系列に変換した後、逆拡散および仮データ判定をする。

第 2 ステップでは、判定結果およびパイロットブロックを含む  $N$  ブロックを用いて、最尤推定を行い、チ

チャンネル推定値  $\tilde{H}^{(2)}(k)$  を求める。最後に、 $\tilde{H}(k)$  の代わりに  $\tilde{H}^{(2)}(k)$  を用いて、式(8)より MMSE-FDE 重みを求め、式(7)の 1 タップ FDE を行った後、データ判定をする。

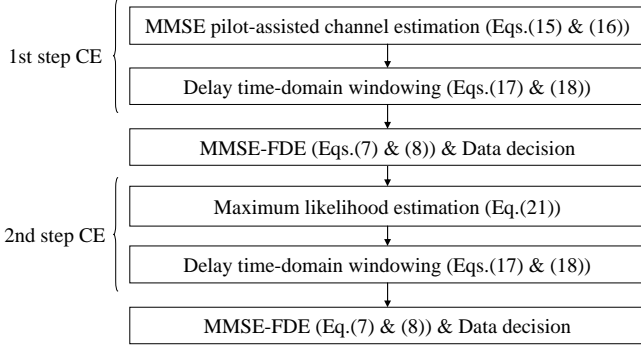


図 4 2 ステップ最尤チャネル推定

### 3.2.1. 第 1 ステップ

受信パイロットブロック ( $n=0$ ) の第  $k$  周波数成分は次式のように表せる。

$$\begin{aligned} R_0(k) &= \sqrt{2PU} H(k)C(k) + \Pi_0(k) \\ &= \tilde{H}(k)\tilde{C}(k) + \Pi_0(k) \end{aligned} \quad (14)$$

ここで、 $C(k)$  は送信パイロットチップ系列の第  $k$  周波数成分であり、 $\tilde{C}(k) = \sqrt{U}C(k)$  である。MMSE チャネル推定によって得られる瞬時チャネル推定値  $\tilde{H}^{(1)}(k)$  は、次式で与えられる。

$$\tilde{H}^{(1)}(k) = X(k)R_0(k) \quad (15)$$

ここで、 $X(k)$  はパイロット変調信号を取り除く参照信号であり、次式で与えられる [6]。

$$X(k) = \frac{\tilde{C}^*(k)}{|\tilde{C}(k)|^2 + (P/\sigma^2)^{-1}} \quad (16)$$

MMSE チャネル推定では、信号電力  $P$  と雑音電力  $\sigma^2$  の推定が必要である。これらの推定は、文献 [9] の方法により行う。

瞬時チャネル推定値  $\{\tilde{H}^{(1)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$  は雑音の影響を受けている。雑音低減には、遅延時間窓関数法 [7, 8] が有効である。まず、 $\{\tilde{H}^{(1)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$  に  $N_c$  ポイント IFFT を適用して、次式で与えられる瞬時チャネルインパルス応答  $\{\tilde{h}^{(1)}(\tau); \tau=0 \sim N_c-1\}$  を得る。

$$\tilde{h}^{(1)}(\tau) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}^{(1)}(k) \exp\left(j2\pi\tau \frac{k}{N_c}\right) \quad (17)$$

真のチャネルインパルス応答は GI 以内に収まっているが、雑音成分は全遅延時間帯域 ( $\tau=0 \sim N_c-1$ ) に渡って一様に分布している。そこで、GI を超える  $\tilde{h}^{(1)}(\tau)$  ( $\tau=N_g \sim N_c-1$ ) を 0 に置き換えて、次式のように  $N_c$  ポイント FFT を適用すれば、雑音を低減したチャネル推定

値  $\{\bar{H}^{(1)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$  が得られる。

$$\bar{H}^{(1)}(k) = \sum_{\tau=0}^{N_c-1} \tilde{h}^{(1)}(\tau) \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau}{N_c}\right) \quad (18)$$

$\bar{H}^{(1)}(k)$  を用いて、式(8)より MMSE-FDE 重みを求め、式(7)の 1 タップ FDE を行う。FDE 後の受信チップ系列  $\{\hat{R}_n(k); k=0 \sim N_c-1\}$  に  $N_c$  ポイント IFFT を適用し、時間領域チップ系列に変換した後、逆拡散および仮データ判定をする。

次に、第 2 ステップで必要な送信チップ系列の仮判定レプリカの第  $k$  周波数成分  $\bar{S}_n(k)$  を求める。まず、仮データシンボル系列  $\{\bar{d}_{n,u}(m); m=0 \sim N_c/SF-1\}$  を拡散して、次式のように送信チップ系列の仮判定レプリカ  $\{\bar{s}_n(t); t=0 \sim N_c-1\}$  を生成する。

$$\bar{s}_n(t) = \left[ \sum_{u=0}^{U-1} \bar{d}_{n,u} \left( \left\lfloor \frac{t}{SF} \right\rfloor \right) c_u(t \bmod SF) \right] c_{scr}(t) \quad (19)$$

その後、 $\bar{s}_n(t)$  に  $N_c$  ポイント FFT を適用することにより、仮判定レプリカの周波数成分  $\bar{S}_n(k)$  が得られる。 $\bar{S}_n(k)$  は次式で表される。

$$\bar{S}_n(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \bar{s}_n(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (20)$$

### 3.2.2. 第 2 ステップ

3.1 節で述べたように、式(13)における  $S_n(k)$  は  $n=0$  のとき以外は未知である。そこで、 $n=0$  のときは送信パイロットチップ系列の第  $k$  周波数成分  $C(k)$  を、 $n \geq 1$  のときは式(20)の  $\bar{S}_n(k)$  を用いる。 $H_{ML}(k)$  は次式のように得られる。

$$H_{ML}(k) = \frac{R_0(k)\tilde{C}^*(k) + \sum_{n=1}^{N-1} R_n(k)\bar{S}_n^*(k)}{|\tilde{C}(k)|^2 + \sum_{n=1}^{N-1} |\bar{S}_n(k)|^2} \quad (21)$$

最後に、 $\{H_{ML}(k); k=0 \sim N_c-1\}$  に遅延時間領域窓関数法を適用して、雑音を低減したチャネル推定値  $\{\tilde{H}^{(2)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$  を得る。

$\tilde{H}^{(2)}(k)$  を用いて再度 MMSE-FDE 重みを求め、これを用いて  $N-1$  個の受信データブロックを等化した後、全てのデータブロックにおいてデータ判定を行う。

## 4. 計算機シミュレーション

計算機シミュレーション諸元を表 1 に示す。FFT ポイント数は  $N_c=256$ 、ガードインターバル長は  $N_g=32$  チップである。また、1 パイロットブロックの後に 15 データブロックを送信する (つまり、 $N=16$ )。拡散率  $SF=16$  およびコード多重数  $U=1, 16$  とした。また、フェージ

ングチャンネルは、一様電力遅延プロファイルを有する  $L=16$  個の独立なパスから構成される周波数選択性のブロックレイリーフェージングチャンネルとした。

表 1 計算機シミュレーション諸元

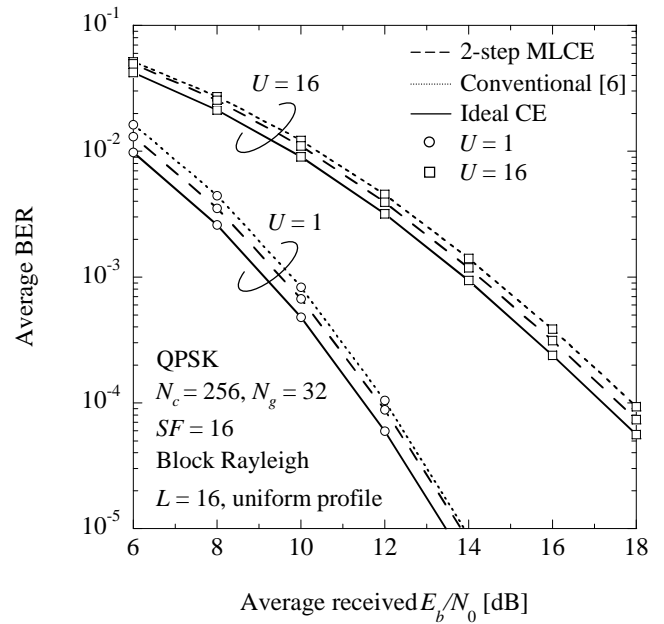
Transmitter	Data modulation	QPSK, 16QAM
	Number of FFT points	$N_c = 256$
	Guard interval length	$N_g = 32$
	Spreading sequence	Walsh sequence
	Scramble sequence	Long PN sequence
	Spreading factor	$SF = 16$
	Code multiplexing order	$U = 1, 16$
	Pilot chip sequence	PN sequence
Channel	Fading	Frequency-selective block Rayleigh fading
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform power delay profile
Receiver	Frequency-domain equalization	MMSE
	Channel estimation	2-step MLCE

2 ステップ最尤チャンネル推定を用いたときの平均 BER 特性を図 5 に示す。横軸は 1 ビットあたりのエネルギー対雑音電力スペクトル密度  $E_b/N_0 = (1/\log_2 K)SF(E_c/N_0)(1+N_g/N_c)(N/(N-1))$  である。ここで、 $K$  は変調多値数である。比較のため従来の判定帰還 MMSE パイロットチャンネル推定[6]を行った場合および理想チャンネル推定時の特性も示す。QPSK 変調の場合、 $U=1$  (16) のとき、 $BER=10^{-4}$  を満たす所要平均  $E_b/N_0$  の理想チャンネル推定からの劣化は、従来のチャンネル推定[6]を用いる場合は 0.5 (0.7) dB 程度である。一方、2 ステップチャンネル推定を用いると、 $U=1$  および 16 のとき、理想チャンネル推定からの劣化を 0.4 dB 程度まで低減できる(ただし、0.28 dB のパイロット挿入損を含む)。

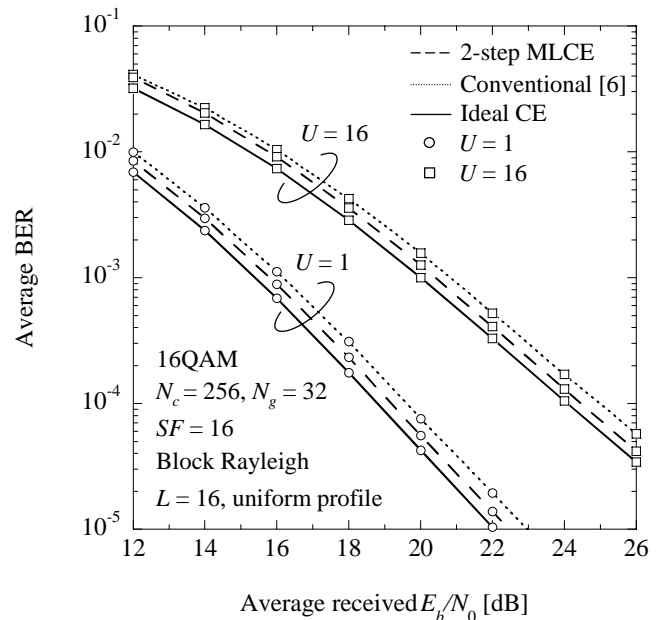
16QAM 変調の場合も同様に、 $U=1$  (16) のとき、 $BER=10^{-4}$  を満たす所要平均  $E_b/N_0$  の理想チャンネル推定からの劣化は、従来のチャンネル推定[6]を用いる場合は 0.8 (0.9) dB 程度である。一方、2 ステップチャンネル推定を用いると、 $U=1$  および 16 のとき、理想チャンネル推定からの劣化を 0.4 dB 程度まで低減できる。

図 6 に 2 ステップ最尤チャンネル推定を用いたときのパス数  $L$  の影響を示す。比較のため従来の判定帰還 MMSE パイロットチャンネル推定[6]を行った場合およ

び理想チャンネル推定時の特性も示す。パス数が大きくなるにつれて、大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるため、平均 BER 特性が改善している。また、理想チャンネル推定からの劣化は、QPSK 変調、16QAM 変調ともに 0.4 dB 程度であり、パス数の大きさに関わらず、従来のチャンネル推定[6]を用いる場合よりも改善している。

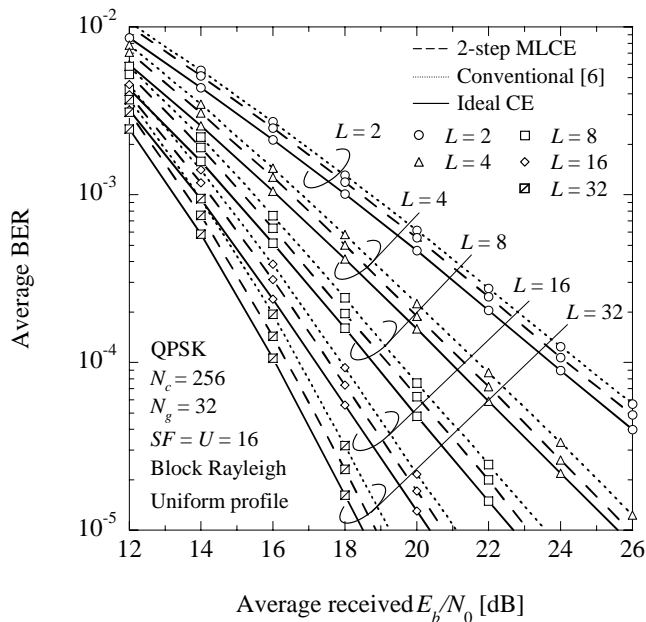


(a) QPSK

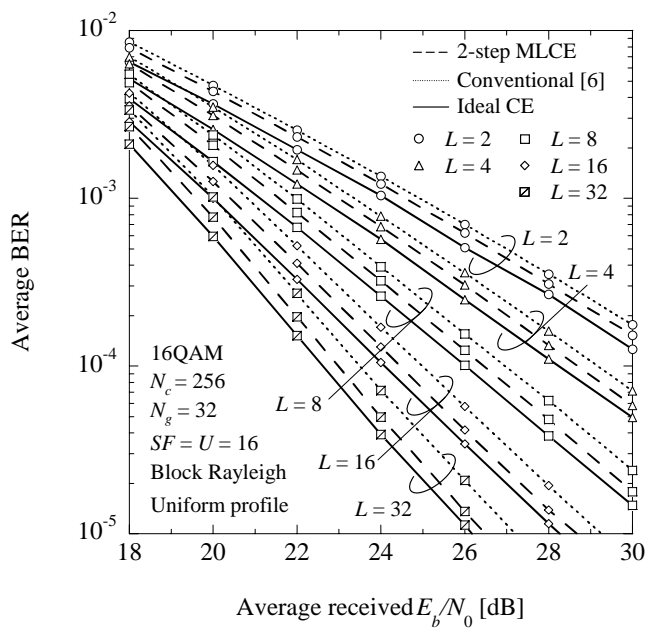


(b) 16QAM

図 5 平均 BER 特性



(a) QPSK



(b) 16QAM

図 6 パス数の影響

## 5. 結論

DS-CDMA 周波数領域等化を対象に、最尤推定に基づく2ステップチャンネル推定を提案し、そのときの平均BER特性を明らかにした。QPSK、16QAM変調の場合、 $U=1$  および  $16$  のとき、 $BER=10^{-4}$  を満たす所要平均  $E_b/N_0$  の理想チャンネル推定からの劣化を、パイロット挿入損を含み、 $0.4$  dB程度まで抑えることができる。また、パス数の大きさに関わらず、従来のチャンネル推定[6]を用いる場合よりも、理想チャンネル推定からの劣化を改善できる。

本論文では、フェージングは  $N$  ブロックに渡って変動しないものと仮定した。しかし、実際のチャンネルは時変であるため、本提案法ではトラッキング能力が問題となる。今後、時変チャンネルを考慮したチャンネル推定法を検討する。

## 文献

- [1] F. W. Vook, T. A. Thomas, and K. L. Baum, "Cyclic-prefix CDMA with antenna diversity," Proc. IEEE 55th Vehicular Technol. Conf. (VTC2002-Spring), pp.1002-1006, May 2002.
- [2] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," IEEE Wireless Commun. Mag., Vol. 12, No. 2, pp. 8-18, April 2005.
- [3] Q. Zhang and T. Le-Ngoc, "Channel-estimate-based frequency-domain equalization (CE-FDE) for broadband single-carrier transmission," Wireless Commun. Mob. Comput. 2004.
- [4] C.-T. Lam, D. Falconer, F. Danilo-Lemoine and R. Dinis, "Channel estimation for SC-FDE systems using frequency domain multiplexed pilots," Proc. IEEE 64th VTC2006-Fall, Montreal, Canada, Sep. 25-28, 2006.
- [5] D. Falconer, S.L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," IEEE Commun. Mag., Vol. 40, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [6] K. Takeda and F. Adachi, "Pilot-assisted channel estimation based on MMSE criterion for DS-CDMA with frequency-domain equalization," Proc. IEEE 61st VTC2005-Spring, Stockholm, Sweden, 30 May-1 June 2005.
- [7] J.-J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems," Proc. IEEE 45th VTC 1995-Spring, pp. 815-819, Chicago, IL, Jul. 1995.
- [8] T. Fukuhara, H. Yuan, Y. Takeuchi, and H. Kobayashi, "A novel channel estimation method for OFDM transmission technique under fast time-variant fading channel," Proc. IEEE 57th VTC 2003-Spring, pp. 2343-2347, Jeju, Korea, Apr. 2003.
- [9] K. Takeda and F. Adachi, "SNR estimation for pilot-assisted frequency-domain MMSE channel estimation," Proc. IEEE VTS APWCS, Hokkaido University, Japan, 4-5 Aug. 2005.