

DS-CDMA 周波数領域等化における RLS アルゴリズムを用いる チャンネル推定

小島 洋平[†] 武田 和晃[†] 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 6-6-05

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

あらまし 本論文では、DS-CDMA 周波数領域等化 (FDE) におけるチャン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、チャン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、チャン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) 規範に基づくチャンネル推定を提案してきた。また、最尤推定に基づく 2 ステップチャンネル推定を提案し、さらにチャンネル推定精度を向上できることを示してきた。しかし、2 ステップ最尤チャンネル推定 (MLCE) では、トラッキング能力が問題である。本論文では、1 タップ RLS アルゴリズムに基づくチャンネル推定を用いたときの平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより求め、先に提案した 2 ステップ MLCE や線形補間チャンネル推定と比較している。

キーワード DS-CDMA, 周波数領域等化, MMSE, チャンネル推定, RLS アルゴリズム

RLS-based Channel Estimation for DS-CDMA Frequency-domain Equalization

Yohei KOJIMA[†] Kazuaki TAKEDA[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

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: [†] {kojima, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Since the frequency spectrum of the pilot chip sequence is not constant, the channel estimation accuracy degrades. 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 bit error rate (BER) performance is achieved. We also proposed a 2-step maximum likelihood channel estimation (MLCE) to further improve the estimation accuracy. However, the tracking ability is a problem in 2-step MLCE. In this paper, we propose a one-tap RLS-based channel estimation scheme for direct sequence code division multiple access (DS-CDMA) with frequency-domain equalization (FDE). We evaluate the BER performance of DS-CDMA using one-tap RLS-based channel estimation in a frequency selective Rayleigh fading channel by computer simulation. The BER performance using one-tap RLS-based channel estimation is compared with that using 2-step MLCE and channel estimation with interpolation.

Keyword DS-CDMA, frequency-domain equalization, MMSE, channel estimation, RLS algorithm

1. まえがき

第 4 世代移動通信では、100M~1Gbps もの超高速伝送技術が要求されている[1]。第 3 世代移動通信では無線アクセス技術として DS-CDMA が用いられている[2]。しかし、超高速移動無線チャンネルは、周波数選択性が強く、第 3 世代移動通信で採用されている Rake 合成を用いる DS-CDMA では、パス間干渉により伝送特性が大幅に劣化してしまう。Rake 合成の代わりに最小平均 2 乗誤差 (MMSE) 規範に基づく周波数領域等化 (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[3, 4]。FDE では、チャン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ンネル推定法が検討されてきた[5-7]。文献[5]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、チャンネルの伝達関数の推定値を得ている。文献[6, 7]では、時間領域と周波数領域で一定振幅を持つ Chu 系列[8]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 Least-square (LS) または Zero-forcing (ZF)-CE と呼ぶ)。しかし、Chu 系列を用いると、パイロットの数が限られてしまう。

PN 系列をパイロットとして用いれば、パイロットの数を多くすることができる。しかし、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、チャンネル推定値の精度が劣化してしまうという問題がある[9]。これまで、筆者らは、FDE を用いる DS-CDMA において、チャン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-CE を提案してきた[9]. また, 最尤推定に基づく 2 ステップチャンネル推定を提案し, MMSE-CE を用いる場合よりも, さらにチャンネル推定精度を向上できることを示してきた[10]. しかし, 2 ステップ最尤チャンネル推定 (MLCE) では, フェージングは 1 フレームに渡って変動しないものと仮定しているため, 高速フェージングには追従できない. フェージングに追従させるチャンネル推定法として, RLS アルゴリズムを用いるチャンネル推定が提案されている[11-13]. 本論文では, 1 タップ FDE を用いる DS-CDMA に 1 タップ RLS アルゴリズム[14]に基づくチャンネル推定を用いたときの平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより求め, 先に提案した 2 ステップ MLCE や線形補間チャンネル推定と比較している.

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 $\{c_{scr}(t); t=\dots, -1, 0, 1, \dots\}$ 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ンネルを伝搬して, 受信機で受信される. 受信機では, N_c ポイント高速フーリエ変換 (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.

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ブロック $\{\tilde{s}_n(t); t=-N_g \sim N_c-1\}$ の等価低域表現は次式のようにになる.

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

ここで, P は信号電力である. 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ンネルを伝搬して,

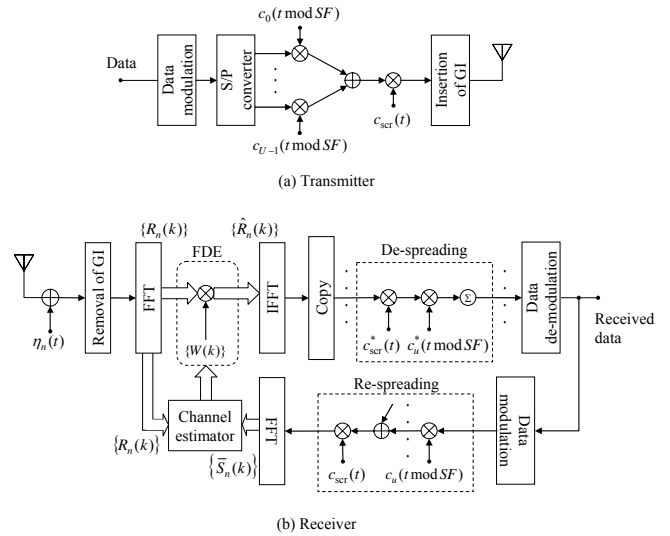


図 1 FDE を用いる DS-CDMA 伝送系

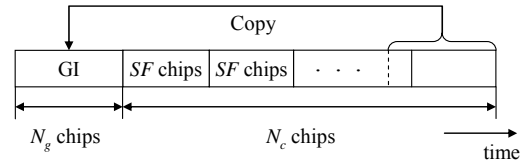


図 2 ブロック構成

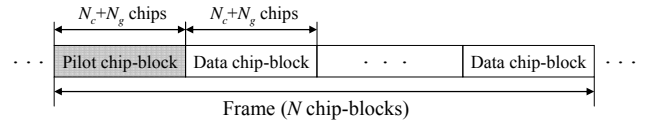


図 3 フレーム構成

受信機で受信される. 第 l パスの遅延時間は τ_l チップであるものとする. 受信機で観測される第 n ブロックのフェージングチャンネルのインパルス応答 $h_n(\tau)$ は次式で表される.

$$h_n(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} \delta(\tau - \tau_l) \quad (3)$$

ここで, $h_{n,l}$ は第 l パスのパス利得であり, $\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_{n,l}|^2] = 1$ であるものとする. また, 本論文では, チャン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ブロック $\{r_n(t); t=-N_g \sim N_c-1\}$ は, 次式のようにになる.

$$r_n(t) = \sqrt{2P} \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} s_n(t - \tau_l) + \eta_n(t) \quad (4)$$

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. T_c はチップ長であり, 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.

2.3. MMSE-FDE

受信側では, 周波数選択性フェージングチャン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ブロックの第 k 周波数成分は, 次式のように表される.

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

ここで, $H_n(k)$ は第 k 周波数点のチャネル利得および $S_n(k)$ は N_c 個からなる送信チップブロックの周波数成分であり, それぞれ次式で与えられる. $\Pi_n(k)$ 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.

$$\begin{cases} S_n(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s_n(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ H_n(k) = \sqrt{2P} \sum_{t=0}^{L-1} h_{n,t} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (6)$$

次に, 次式のように周波数点ごとに 1 タップ FDE を行う.

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

ここで, $W_n(k)$ 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[3, 4].

$$W_n(k) = \frac{H_n^*(k)}{UN_c |H_n(k)|^2 + 2\sigma^2} \quad (8)$$

FDE では, $H_n(k)$ と σ^2 を推定する必要がある. 本論文では, RLS アルゴリズムに基づくチャネル推定を用いて $H_n(k)$ の推定を行う. また, σ^2 の推定は文献[9]の方法により行う.

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, 時間領域のチップブロック $\{\hat{r}_n(t); t=0 \sim N_c-1\}$ に変換する. $\hat{r}_n(t)$ は次式のように表される.

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

チップブロック $\{\hat{r}_n(t)\}$ 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.

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

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. RLS アルゴリズムを用いるチャネル推定

3.1. 1 タップ RLS アルゴリズム

RLS アルゴリズム[14]では, 次式のような評価関数を用いる.

$$\varepsilon_n(k) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} |e_i(k)|^2 \quad (11)$$

ここで, $e_i(k)$ は, 第 i ブロックの受信チップブロック $R_i(k)$ と, 第 i ブロックの送信チップブロック $S_i(k)$ とチャネル推定値 $\tilde{H}_n(k)$ の積との差であり, 次式で定義される.

$$e_i(k) = R_i(k) - \tilde{H}_n(k)S_i(k) \quad (12)$$

ここで, λ は忘却係数であり, $0 < \lambda \leq 1$, $i=1, 2, \dots, n$ である.

チャネル推定値 $\tilde{H}_n(k)$ は, 式(11)を最小とする値である (つまり, $\partial \varepsilon_n(k) / \partial \tilde{H}_n(k) = 0$ を与える $\tilde{H}_n(k)$ が第 n ブロック受信時点のチャネル推定値). したがって, $\tilde{H}_n(k)$ は次式のように得られる.

$$\tilde{H}_n(k) = Z_n(k)\Phi_n^{-1}(k) \quad (13)$$

ここで, $Z_n(k)$ と $\Phi_n(k)$ はそれぞれ次式で与えられる.

$$\begin{cases} Z_n(k) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} R_i(k)S_i^*(k) \\ \Phi_n(k) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} |S_i(k)|^2 \end{cases} \quad (14)$$

$Z_n(k)$ と $\Phi_n(k)$ を逐次的に更新するため, 次の再帰的式を得る.

$$\begin{cases} Z_n(k) = \lambda Z_{n-1}(k) + R_n(k)S_n^*(k) \\ \Phi_n(k) = \lambda \Phi_{n-1}(k) + |S_n(k)|^2 \end{cases} \quad (15)$$

式(13)より, チャネル推定値 $\tilde{H}_n(k)$ を計算するには, $\Phi_n(k)$ の逆数 $\Phi_n^{-1}(k)$ を求める必要がある. $\Phi_n^{-1}(k)$ を逐次的に更新するため, 次の再帰的式を得る.

$$\Phi_n^{-1}(k) = \lambda^{-1} (\Phi_{n-1}^{-1}(k) - G_n(k)\Phi_{n-1}^{-1}(k)S_n(k)) \quad (16)$$

ここで,

$$G_n(k) = \frac{\lambda^{-1}\Phi_{n-1}^{-1}(k)S_n^*(k)}{1 + \lambda^{-1}\Phi_{n-1}^{-1}(k)|S_n(k)|^2} \quad (17)$$

である. 式(13)に式(15), (16)および(17)を代入することにより, 次式のように, チャネル推定値 $\tilde{H}_n(k)$ を更新する更新式を得る.

$$\tilde{H}_n(k) = \tilde{H}_{n-1}(k) + G_n(k)\xi_n(k) \quad (18)$$

ここで, $\xi_n(k)$ は次式で表される.

$$\xi_n(k) = R_n(k) - \tilde{H}_{n-1}(k)S_n(k) \quad (19)$$

3.2. 忘却係数 λ の最適化

忘却係数 λ を LMS アルゴリズムを用いて更新することを考える. 次式の評価関数を用いる.

$$J_n(k) = \frac{1}{2} E[\xi_n(k)]^2 \quad (20)$$

上式を最小化する λ を用いるのが最急降下法である. 評価関数 $J_n(k)$ を λ に関して微分すると次式が得られる.

$$\nabla \lambda_n(k) = \frac{\partial J_n(k)}{\partial \lambda} = -E[\text{Re}[\Psi_{n-1}(k)S_n(k)\xi_n^*(k)]] \quad (21)$$

ここで,

$$\Psi_n(k) = \frac{\partial \tilde{H}_n(k)}{\partial \lambda} \quad (22)$$

であり, 式(22)に式(18)および(19)を代入すれば次式のようにになる.

$$\Psi_n(k) = (1 - G_n(k)S_n(k))\Psi_{n-1}(k) + \frac{\partial \Phi_n^{-1}(k)}{\partial \lambda} S_n^*(k)\xi_n(k) \quad (23)$$

上式中の $\partial \Phi_n^{-1}(k)/\partial \lambda$ は再帰的に計算できる. 式(16)を λ に関して微分すれば, $\partial \Phi_n^{-1}(k)/\partial \lambda$ の再帰式が次式のように得られる.

$$\frac{\partial \Phi_n^{-1}(k)}{\partial \lambda} = \lambda^{-1} \left[\frac{(1 - G_n(k)S_n(k))(1 - G_n^*(k)S_n^*(k))}{\times \frac{\partial \Phi_{n-1}^{-1}(k)}{\partial \lambda} + |G_n(k)|^2 - \Phi_n^{-1}(k)} \right] \quad (24)$$

式(21)の期待値を瞬時値に置き換えると, LMS アルゴリズムに基づく忘却係数 $\lambda_n(k)$ の更新式が次式のように得られる.

$$\lambda_n(k) = \lambda_{n-1}(k) + \mu \operatorname{Re}[\Psi_{n-1}(k)S_n(k)\xi_n^*(k)] \quad (25)$$

ここで, μ はステップサイズパラメータである.

本論文では, RLS アルゴリズムの忘却係数を, 上述した LMS アルゴリズムを用いて更新する.

3.3. 判定帰還の導入

第 n ($n \geq 1$) ブロックにおける RLS アルゴリズムに基づくチャンネル推定では, 送信チップブロックのレプリカが必要である. 送信チップブロックのレプリカは, 以下のように求める. まず, 第 n ブロックの FDE 後の受信チップブロック $\{\hat{R}_n(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に N_c ポイント IFFT を適用し, 時間領域チップブロックに変換した後, 拡散および仮判定を行って, 仮データシンボル系列 $\{\hat{d}_{n,m}(m); m=0 \sim N_c/SF-1\}$ を得る. 次に, 仮データシンボル系列 $\{\hat{d}_{n,m}(m)\}$ を拡散して, 次式のように送信チップブロックの仮判定レプリカ $\{\hat{s}_n(t); t=0 \sim N_c-1\}$ を生成する.

$$\hat{s}_n(t) = \left[\sum_{m=0}^{U-1} \hat{d}_{n,m} \left(\left\lfloor \frac{t}{SF} \right\rfloor \right) c_u(t \bmod SF) \right] c_{scr}(t) \quad (26)$$

その後, $\{\hat{s}_n(t)\}$ 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 $\{\hat{S}_n(k); k=0 \sim N_c-1\}$ を得る. $\{\hat{S}_n(k)\}$ は次式で表される.

$$\hat{S}_n(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \hat{s}_n(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (27)$$

第 n ($n \geq 1$) ブロックのチャンネル推定では, まず $G_n(k)$ および $\bar{\xi}_n(k)$ をそれぞれ次式のように求める.

$$G_n(k) = \frac{\lambda_{n-1}^{-1}(k)\Phi_{n-1}^{-1}(k)\hat{S}_n^*(k)}{1 + \lambda_{n-1}^{-1}(k)\Phi_{n-1}^{-1}(k)|\hat{S}_n(k)|^2} \quad (17')$$

$$\bar{\xi}_n(k) = R_n(k) - \bar{H}_{n-1}(k)\hat{S}_n(k) \quad (19')$$

ここで, $\bar{H}_{n-1}(k)$ は第 $n-1$ ブロックで求めたチャンネル推定値である. 次に, これらを用いて次式のようにチャンネル推定値 $\tilde{H}_n(k)$ を得る.

$$\tilde{H}_n(k) = \bar{H}_{n-1}(k) + G_n(k)\bar{\xi}_n(k) \quad (18')$$

チャンネル推定値 $\{\tilde{H}_n(k); k=0 \sim N_c-1\}$ は雑音の影響を受けているので, 遅延時間窓関数法[15, 16]を用いて雑音を低減する. まず, $\{\tilde{H}_n(k); k=0 \sim N_c-1\}$ 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ンネルインパルス応答 $\{\tilde{h}_n(\tau); \tau=0 \sim N_c-1\}$ を得る.

$$\tilde{h}_n(\tau) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_n(k) \exp\left(j2\pi \tau \frac{k}{N_c}\right) \quad (28)$$

真のチャン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 $\tilde{h}_n(\tau)$ ($\tau=N_g \sim N_c-1$) 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ンネル推定値 $\{\bar{H}_n(k); k=0 \sim N_c-1\}$ が得られる.

$$\bar{H}_n(k) = \sum_{\tau=0}^{N_c-1} \tilde{h}_n(\tau) \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau}{N_c}\right) \quad (29)$$

第 $n+1$ ブロックでは, $\bar{H}_n(k)$ を用いて MMSE-FDE 重みを求め, FDE を行う.

次に, 第 $n+1$ ブロックのチャンネル推定のために, 次式のように $\Phi_n^{-1}(k)$ を更新する.

$$\Phi_n^{-1}(k) = \lambda_{n-1}^{-1}(k) \left(\Phi_{n-1}^{-1}(k) - G_n(k)\Phi_{n-1}^{-1}(k)\hat{S}_n(k) \right) \quad (16')$$

また, 忘却係数は次式のように更新する.

$$\lambda_n(k) = \lambda_{n-1}(k) + \mu \operatorname{Re}[\Psi_{n-1}(k)\hat{S}_n(k)\bar{\xi}_n^*(k)] \quad (26')$$

最後に, 次のブロックにおける忘却係数の更新のために, $\partial \Phi_n^{-1}(k)/\partial \lambda$ を次式のように求め,

$$\frac{\partial \Phi_n^{-1}(k)}{\partial \lambda} = \lambda_n^{-1}(k) \left[\frac{(1 - G_n(k)\hat{S}_n(k))(1 - G_n^*(k)\hat{S}_n^*(k))}{\times \frac{\partial \Phi_{n-1}^{-1}(k)}{\partial \lambda} + |G_n(k)|^2 - \Phi_n^{-1}(k)} \right] \quad (24')$$

これを用いて $\Psi_n(k)$ を次式のように求める.

$$\Psi_n(k) = (1 - G_n(k)\hat{S}_n(k))\Psi_{n-1}(k) + \frac{\partial \Phi_n^{-1}(k)}{\partial \lambda} \hat{S}_n^*(k)\bar{\xi}_n(k) \quad (23')$$

第 0 ブロックでは, 式(17'), (19'), (16'), (26'), (24') および(23')の $\hat{S}_n(k)$ を送信パイロットチップブロック $\{C(k); k=0 \sim N_c-1\}$ を置き換えることで, チャンネル推定と忘却係数の更新を行う. $C(k)$ は送信パイロットチップブロック $\{\sqrt{U}c(t); t=0 \sim N_c-1\}$ ($|c(t)|=1$) の第 k 周波数成分であり, 次式で与えられる.

$$C(k) = \sqrt{U} \sum_{t=0}^{N_c-1} c(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (30)$$

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。データ変調は 16QAM, FFT ブロックサイズは $N_c=256$, 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, フェージングチャネルは, 減衰指数 α (dB) の指数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ネルとした。

図 5 に, 最大ドップラー周波数 $f_D \rightarrow 0$ において RLS アルゴリズムに基づくチャネル推定を用いたときの平均 BER 特性を示す。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 ($=0.25(P \cdot SF \cdot T_c/N_0)(1+N_g/N_c)N/(N-1)$) である。比較のため 2 ステップ MLCE[10]を行った場合, 判定帰還 MMSE-CE[9]を行った場合および理想チャネル推定時の特性も示す。 $U=1$ (16) のとき, $BER=10^{-4}$ を満たす所要平均 E_b/N_0 の理想チャネル推定からの劣化は, 判定帰還 MMSE-CE を用いる場合は 0.8 (0.9) dB 程度であり, 2 ステップ MLCE を用いる場合は 0.4 dB 程度である。一方, RLS アルゴリズムに基づくチャネル推定を用いる場合の理想チャネル推定からの劣化は 0.4 dB 程度であり, 2 ステップ MLCE と同程度まで劣化を低減できる (ただし, 0.28 dB のパイロット挿入損を含む)。

図 6 に減衰指数 α をパラメータとしたときの平均 BER 特性を示す。 $\alpha \rightarrow \infty$ は 1 パスのときを表している。減衰指数 α に関わらず, RLS アルゴリズムに基づくチャネル推定を用いる場合は, 2 ステップ MLCE 用いる場合と同程度まで理想チャネル推定からの劣化を抑えることができる。

図 7 に RLS アルゴリズムに基づくチャネル推定を用いたときの正規化ドップラー周波数 $f_D T$ の影響を示す。ここで, T ($= (N_c + N_g) T_c$) はブロック長である。図 7(a) より, LMS アルゴリズムを用いて求めた忘却係数 λ は常に最適化されていることがわかる。図 7(b) は, 提案した RLS アルゴリズムに基づくチャネル推定と (1) 2 ステップ MLCE を行った場合, (2) 2 ステップ MLCE の第 1 ステップに線形補間を用いた場合, (3) 判定帰還 MMSE-CE を行った場合, および (4) 線形補間 MMSE-CE を行った場合のフェージング追従性能の比較を示している。また, RLS アルゴリズムに基づくチャネル推定を用いた場合について, 理想的判定帰還 (つまり, $\hat{S}_n(k) = S_n(k)$) のときの BER も示している。RLS アルゴリズムに基づくチャネル推定を用いた場合, 2 ステップ MLCE や判定帰還 MMSE-CE を用いたときより優れた特性が得られている。また, 線形補間 MMSE-CE と比較すると, 低速フェージング環境下 ($f_D T \leq 10^{-3}$) では RLS アルゴリズムに基づくチャネル推定を用いた方が低い BER が得られているが, 高速フェージング環境下 ($f_D T > 10^{-3}$) では, 線形補間 MMSE-CE を用いたときより BER が大きい。これは, 前のブロック

のチャネル推定値を次のブロックの FDE に用いているためである。

表 1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter	Data modulation	16QAM
	FFT block size	$N_c = 256$
	Guard interval length	$N_g = 32$
	Spreading sequence	Product of Walsh sequence and PN sequence
	Spreading factor	$SF = 16$
	Code multiplexing order	$U = 1, 16$
	Pilot chip sequence	PN sequence
Channel	Fading	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	$L=16$ -path exponential power delay profile Decay factor $\alpha=0,3,\infty$ (dB)
Receiver	Frequency-domain equalization	MMSE
	Channel estimation	RLS-based CE

5. 結論

DS-CDMA 周波数領域等化を対象に, 1 タップ RLS アルゴリズムに基づくチャネル推定を提案し, そのときの平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより求め, 先に提案した 2 ステップ MLCE や線形補間チャネル推定と比較した。RLS アルゴリズムに基づくチャネル推定を用いたとき, フェージング変動が無視できる場合 ($f_D \rightarrow 0$) には, コード多重数や周波数選択性に関わらず 2 ステップ MLCE とほぼ同等の優れた特性が得られる。一方, ブロック間でのフェージング変動が無視できない場合には, 2 ステップ MLCE や判定帰還 MMSE-CE を用いたときより優れた特性が得られることを示した。また, 線形補間 MMSE-CE と比較すると, 低速フェージング環境下 ($f_D T \leq 10^{-3}$) では RLS アルゴリズムに基づくチャネル推定を用いた方が優れた特性が得られているが, 高速フェージング環境下 ($f_D T > 10^{-3}$) では, 線形補間 MMSE-CE を用いたときより劣化している。今後は, 高速フェージングへの追従性能の向上についての検討を行う予定である。

文 献

- [1] Y. Kim et al., "Beyond 3G: vision, requirements, and enabling technologies," IEEE Commun. Mag., vol. 41, Mar. 2003, pp.120-124.
- [2] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next generation mobile communications systems," IEEE Commun. Mag., Vol. 36, pp. 56-69, Sept. 1998.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] Q. Zhang and T. Le-Ngoc, "Channel-estimate-based frequency-domain equalization (CE-FDE) for broadband single-carrier transmission," Wireless Commun. Mob. Comput. 2004.
- [6] 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.

- [7] 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.
- [8] D. C. Chu, “Polyphase codes with good periodic correlation properties,” IEEE Trans. on Inf. Theory, pp. 531-532, July 1972.
- [9] K. Takeda and F. Adachi, “Frequency-domain MMSE Channel Estimation for Frequency-domain Equalization of DS-CDMA Signals,” IEICE Trans. Commun., Vol.E90-B, No.7, pp.1746-1753, July 2007.
- [10] Y. Kojima, Kazuaki Takeda, and F. Adachi, “2-Step Maximum Likelihood Channel Estimation for DS-CDMA with Frequency-domain Equalization,” The 4th IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium, National Chiao Tung University, Hsinchu, Taiwan, 20-21Aug. 2007.
- [11] D.N. Kalofonos, M. Stojanovic, and J.G. Proakis, “Performance of adaptive MC-CDMA detectors in rapidly fading Rayleigh channels,” IEEE Trans. Wireless Commun., Vol. 2, No. 2, pp. 229-239, Mar. 2003.
- [12] W. S. Leon, and D. P. Taylor, “Steady-state tracking analysis of the RLS algorithm for time-varying channels: A general state-space approach,” IEEE Commun. Letters, Vol. 7, No. 5, May 2003.
- [13] P. Khunabut, S. Kunaruttanapruk, P. Tansongcharoen, and S. Jitapunkul, “RLS channel estimation with forgetting factor adaptation for the downlink of MC-CDMA system,” Proc. IEEE International Conference on Networking, Sensing & Control, Taipei, Taiwan, Mar. 21-23, 2004.
- [14] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1991.
- [15] 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.
- [16] 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.

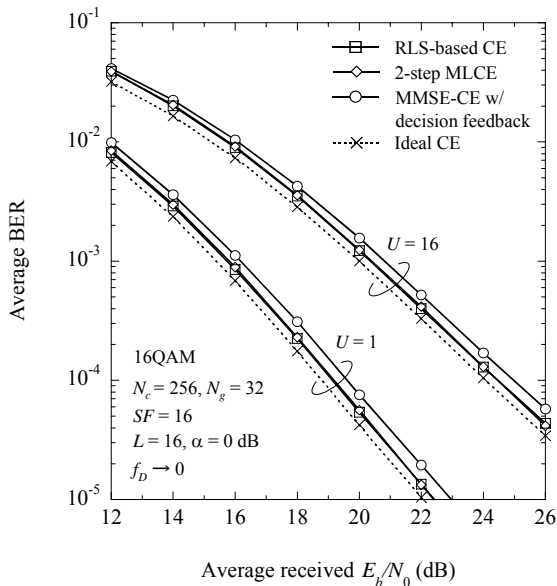


図 5 平均 BER 特性

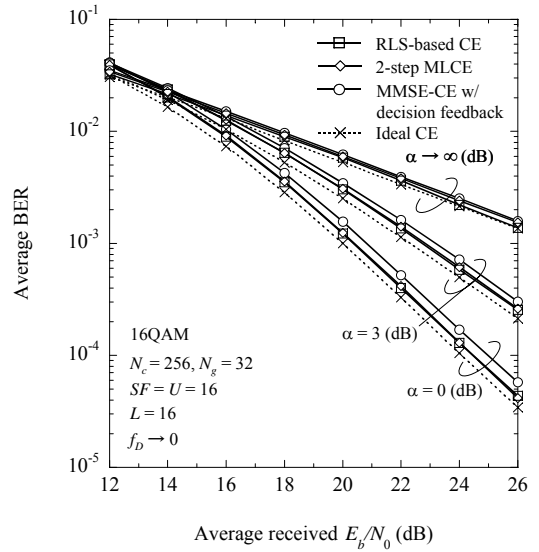
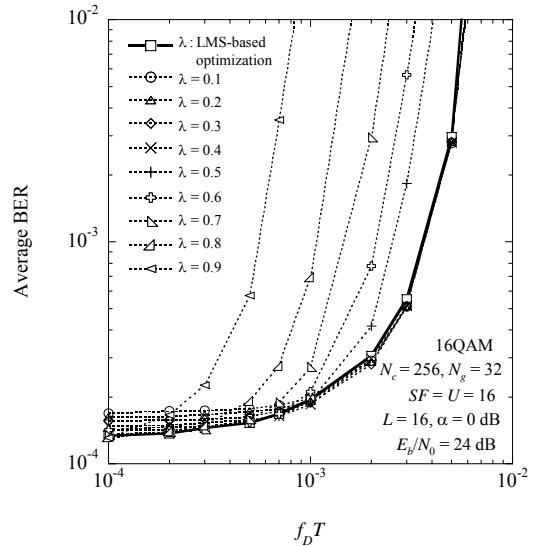
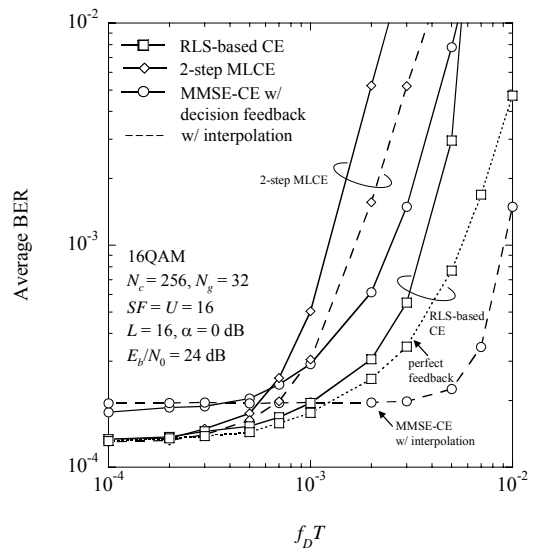


図 6 周波数選択性の影響



(a) 忘却係数 λ の影響



(b) 他のチャネル推定法との比較

図 7 正規化ドップラー周波数の影響