

2 ステップ最尤チャネル推定を用いる DS-CDMA 周波数領域ターボ等化の BER 特性

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 最小平均 2 乗誤差 (MMSE) 規範に基づく周波数領域等化 (FDE) と周波数領域チップ間干渉 (ICI) キャンセラをターボ復号に組み込んだ周波数領域ターボ等化を, 直接拡散符号分割マルチアクセス (DS-CDMA) に適用すれば, 優れたビット誤り率 (BER) 特性を得ることができる. これまでの検討では, 理想チャネル推定を仮定していた. チャネル推定誤差が大きいと, 周波数領域ターボ等化の BER 特性改善効果が小さくなってしまう. これまで, 筆者らは, FDE を用いる DS-CDMA を対象に 2 ステップ最尤チャネル推定 (MLCE) を提案した. 本論文では, 2 ステップ MLCE を DS-CDMA 周波数領域ターボ等化に用いたときの平均ビット誤り率 (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, 周波数領域 ICI キャンセラ, 周波数領域ターボ等化, チャネル推定

BER Performance of DS-CDMA Frequency-domain Turbo Equalization with 2-Step Maximum Likelihood Channel Estimation

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 Frequency-domain equalization (FDE) based on the minimum mean square error (MMSE) criterion and frequency-domain inter-chip interference (ICI) cancellation can be incorporated into turbo decoding (this is called the frequency-domain turbo equalization in this paper) to improve the bit error rate (BER) performance for direct sequence code division multiple access (DS-CDMA). DS-CDMA turbo equalization requires accurate channel estimation. So far, the ideal channel estimation was assumed. The performance improvement by the frequency-domain turbo equalization depends on the channel estimation accuracy. Recently, we proposed a 2-step maximum likelihood channel estimation (MLCE) for DS-CDMA with FDE. In this paper, we apply 2-step MLCE to DS-CDMA frequency-domain turbo equalization and evaluate by computer simulation the BER performance improvement in a frequency selective Rayleigh fading channel.

Keyword DS-CDMA, frequency-domain equalization, frequency-domain ICI canceller, frequency-domain turbo equalization, channel estimation

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]. MMSE-FDE では, 残留チップ間干渉 (ICI) が BER 特性の改善に限界を与えるが, 周波数領域繰り返し ICI キャンセラを用いれば, 理論的下界に近い特性が得られる [5]. さらに, 筆者らは, 周波数領域 ICI キャンセラをターボ復号に組み込んだ DS-CDMA 周波数領域ターボ等化を提案し, 大幅に BER 特性を改善できることを示してき

た [6].

ところで, FDE や ICI キャンセラでは, チャネル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 [7-9]. 文献 [7] 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 [8, 9] では, 時間領域と周波数領域で一定振幅を持つ Chu 系列 [10] 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ないから, 雑音強調が発生し, チャネル推定精

度が劣化してしまうという問題がある[11]. これまで、筆者らは、FDEを用いる DS-CDMA を対象に、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 規範に基づくチャンネル推定 (MMSE-CE) を提案してきた[11]. 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[12]. 本論文では、先に提案した 2 ステップ最尤チャンネル推定 (MLCE) [12]を DS-CDMA 周波数領域ターボ等化に用いたときの平均ビット誤り率 (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.

2. DS-CDMA 伝送系

2.1. 信号伝送系

図 1 に、拡散率 SF のマルチコード DS-CDMA 周波数領域ターボ等化の伝送系を示す. 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、まず $(U/SF) \cdot N_c \log_2 M$ (M は変調多値数) ビットからなるターボ符号化ビット系列 (後述する 1 個のチップブロックでターボ符号化ビット系列を全て送信する) をブロック・チャンネルインターリーブ後に、 $(U/SF) \cdot N_c$ 個の M 値データ変調シンボルからなるデータシンボルブロック $\{d_n(m'); m'=0 \sim (U/SF) \cdot N_c - 1\}$ に変換 (データ変調) する. このデータシンボルブロックを U 個の並列サブブロック $\{d_{n,u}(m); m=0 \sim N_c/SF - 1, n=0 \sim U - 1\}$ に直/並列 (S/P) 変換する.

拡散率 SF の拡散符号を $\{c_u(t); t=0 \sim SF - 1\}$ で表わす. U 個の並列サブブロックをそれぞれ直交拡散符号を用いて拡散して、加算する (これをコード多重という). コード多重後、スクランブル系列 $\{c_{scr}(t); t=0, 1, 2, \dots\}$ を乗算し、コード多重チップブロックの後尾 N_g 個のチップをコピーしてチップ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 挿入後のチップブロック構成を示す. 送信フレームは、図 3 のように、最初がパイロットチップブロックであり、その後 $N - 1$ 個のデータチップ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) により各受信チップブロックを周波数領域に変換し、最小平均 2 乗誤差 (MMSE) 規範に基づく FDE および ICI キャンセルを行う. 次に、 N_c ポイント逆 FFT (IFFT) により時間領域に変換し、逆拡散を行う. チャンネル・デ・インターリーブおよび最大事後確率 (MAP) 復号を行った後、MAP 復号器の出力である対数尤度比 (LLR) を用いて軟判定シンボルレプリカを生成する. これをフィードバックし、MMSE-FDE 重みおよび ICI レプリカを更新して、FDE、ICI キャンセル、逆拡散および MAP 復号を十分な回数だけ繰り返した後、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 送信チップブロック $\{\tilde{s}_n(t); t=-N_g \sim N_c - 1\}$ 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 は信号電力であり、 $s_n(t)$ は次式で与えられる.

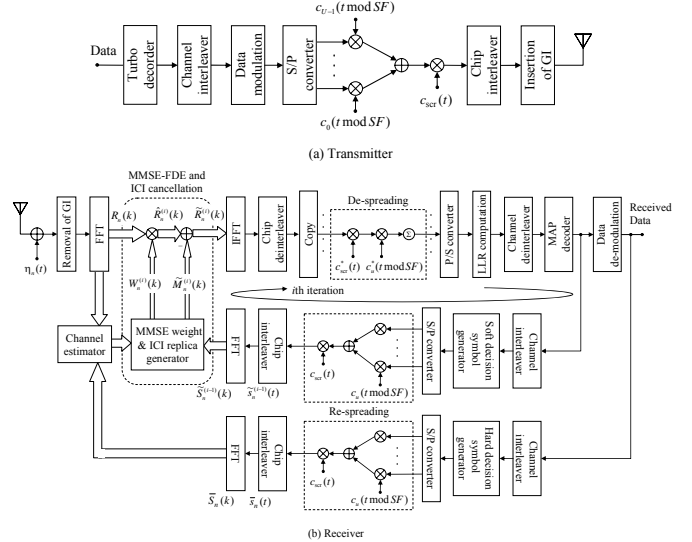


図 1 DS-CDMA 周波数領域ターボ等化の伝送系

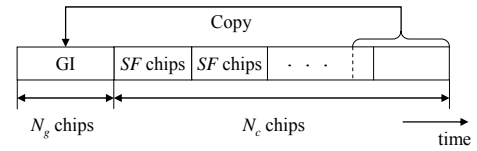


図 2 チップブロック構成

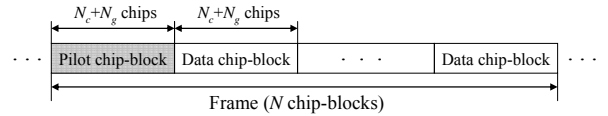


図 3 フレーム構成

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

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、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 ($l=0 \sim L-1$). 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ン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 パスの複素パス利得であり、 $\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_l|^2] = 1$ 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. 第 n 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.

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

ここで、 $\eta_n(t)$ は雑音を表し、零平均で分散が $2N_0/T_c$ の相加性複素白色ガウス雑音 (AWGN) 過程である (T_c はチップ長であり、 N_0 は AWGN の片側電力スペクトル密度である).

2.3. MMSE-FDE と ICI キャンセラ

受信側では、受信信号から GI を除去した後、 N_c ポイント FFT により第 n 受信チップブロック $\{r_n(t); t=0 \sim N_c-1\}$ を周波数領域信号 $\{R(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に変換する。 $R_n(k)$ は次式のように表される。

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

ここで、 $H(k)$ は第 k 周波数点のチャンネル利得、 $S_n(k)$ 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。

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

受信機側では、FDE、ICI キャンセルおよび MAP 復号を繰り返し行う。本論文では、第 i 回目の処理について説明する。

(1) FDE

次式のように周波数点ごとに 1 タップ FDE を行う。

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

ここで、 $W^{(i)}(k)$ は FDE の重みであり、次式で与えられる [5]。

$$W^{(i)}(k) = \frac{H^*(k)}{\rho^{(i-1)}|H(k)|^2 + 2\sigma^2} \quad (8)$$

ここで、

$$\rho^{(i-1)} = SF \sum_{m=0}^{N_c/SF-1} \sum_{u=0}^{U-1} \left\{ E \left[|d_{n,u}(m)|^2 \right] - |\tilde{d}_{n,u}^{(i-1)}(m)|^2 \right\} \quad (9)$$

である [5]。ただし、 $\rho^{(i-1)} = UN_c$ である。また、 $\tilde{d}_{n,u}^{(i-1)}(m)$ は軟判定シンボルレプリカであり、 $E[|d_{n,u}(m)|^2]$ の計算は 2.3(4) 節および付録で述べる。残留 ICI が大きいと、軟判定シンボルレプリカの精度が悪いため、 $\rho^{(i-1)}$ は UN_c に近い値をとり、 $W^{(i)}(k)$ は MMSE 重み [3, 4] となる。ICI キャンセルを繰り返すと、軟判定シンボルレプリカの精度が向上するため、 $\rho^{(i-1)}$ は 0 に近い値をとる。このとき、 $W^{(i)}(k)$ は MRC 重みに近づくので、ICI を抑圧しつつ、高い SNR を得ることができる。

(2) ICI キャンセル

MMSE-FDE 後、次式のように周波数領域 ICI キャンセルを行う。

$$\tilde{R}_n^{(i)}(k) = \hat{R}_n^{(i)}(k) - \tilde{M}_n^{(i)}(k) \quad (10)$$

ここで、 $\tilde{M}_n^{(i)}(k)$ は次式で与えられる ICI レプリカである。

$$\tilde{M}_n^{(i)}(k) = \begin{cases} 0 & \text{for } i=0 \\ \{H(k)W^{(i)}(k) - A^{(i)}\} \tilde{S}_n^{(i-1)}(k) & \text{for } i \geq 1 \end{cases} \quad (11)$$

ここで、 $\tilde{S}_n^{(i-1)}(k)$ は、送信チップブロックの軟判定レプリカ $\{\tilde{s}_n^{(i-1)}(t)\}$ の第 k 周波数成分である。また、

$$A^{(i)} = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} H(k)W^{(i)}(k) \quad (12)$$

である。

FDE や ICI キャンセラでは、 $H(k)$ と σ^2 を推定する必要がある。本論文では、2 ステップ最尤チャンネル推定 [12] を用いて $H(k)$ の推定を行う。また、 σ^2 の推定は文献 [11] の方法により行う。

(3) 逆拡散

ICI キャンセル後の N_c 個の周波数成分 $\{\tilde{R}_n^{(i)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ 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 $\{\tilde{r}_n^{(i)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ に変換する。 $\tilde{r}_n^{(i)}(t)$ は次式のように表される。

$$\tilde{r}_n^{(i)}(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{R}_n^{(i)}(k) \exp\left(j2\pi t \frac{k}{N_c}\right) \quad (13)$$

チップインターリーブ後、チップブロック $\{\tilde{r}_n^{(i)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ を次式のように逆拡散して、軟判定シンボルサブブロック $\{\hat{d}_{n,u}^{(i)}(m); m=0 \sim N_c/SF-1\}$, $u=0 \sim U-1$, を得る。

$$\hat{d}_{n,u}^{(i)}(m) = \frac{1}{SF} \sum_{t=mSF}^{(m+1)SF-1} \tilde{r}_n^{(i)}(t) c_u^*(t \bmod SF) c_{\text{sc}t}^*(t) \quad (14)$$

(4) MAP 復号、レプリカ生成および FDE 重みの更新
逆拡散後に MAP 復号を行い、事前対数尤度比 (LLR) (付録 A 参照) を得た後、これを用いて、軟判定シンボルレプリカを生成する。軟判定シンボルレプリカ $\{\tilde{d}_n^{(i)}(m'); m'=0 \sim (U/SF) \cdot N_c-1\}$ は、第 m' シンボルを構成する $\log_2 M$ ビット中の第 x ビット $b_{m',x}$ の MAP 復号出力 LLR $\lambda_n^{(i)}(b_{m',x})$ を用いて次式で表わされる ($x=0 \sim \log_2 M-1$)。

$$\tilde{d}_n^{(i)}(m') = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{\lambda_n^{(i)}(b_{m',0})}{2}\right) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{\lambda_n^{(i)}(b_{m',1})}{2}\right) & \text{for QPSK} \\ \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh\left(\frac{\lambda_n^{(i)}(b_{m',0})}{2}\right) \left\{ 2 + \tanh\left(\frac{\lambda_n^{(i)}(b_{m',1})}{2}\right) \right\} & \\ + j \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh\left(\frac{\lambda_n^{(i)}(b_{m',2})}{2}\right) \left\{ 2 + \tanh\left(\frac{\lambda_n^{(i)}(b_{m',3})}{2}\right) \right\} & \\ \text{for 16QAM} & \end{cases} \quad (15)$$

$\{\tilde{d}_n^{(i)}(m'); m'=0 \sim (U/SF) \cdot N_c-1\}$ を U ($u=0 \sim U-1$) 個の並列軟判定シンボルレプリカ $\{\tilde{d}_{n,u}^{(i)}(m); m=0 \sim N_c/SF-1\}$, $u=0 \sim U-1$, に S/P 変換する。これを拡散した後、FFT を適用して、第 n 送信チップブロックに対応した軟判定レプリカの第 k 周波数成分 $\tilde{S}_n^{(i)}(k)$ を得る。

次に、式(8)および(9)を用いて、FDE 重みの更新を行う。式(9)中の $E[|d_{n,u}(m)|^2]$ は、以下のように求める。まず、 $E[|d_n(m')|^2]$ を次式のように求める (付録 B 参照)。

$$E[d_n(m')^2] = \begin{cases} 1 & \text{for QPSK} \\ \frac{4}{10} \tanh\left(\frac{\lambda_n^{(i)}(b_{m',1})}{2}\right) + \frac{4}{10} \tanh\left(\frac{\lambda_n^{(i)}(b_{m',3})}{2}\right) & \\ +1 & \text{for 16QAM} \end{cases} \quad (16)$$

次に、 $\{E[d_n(m')^2]; m'=0\sim(U/SF)\cdot N_c-1\}$ を U 個の並列サブブロックに S/P 変換して、 $\{E[d_{n,u}(m)]^2; m=0\sim N_c/SF-1, u=0\sim U-1\}$ を得る。

第 i 回目の繰り返しの後で受信データを復調する場合、MAP 復号で得られる情報ビットに関する LLR の符号を判定して、受信データを得る。

3.2 ステップ最尤チャンネル推定[12]

図 4 に 2 ステップ最尤チャン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 チャンネル推定[11]および遅延時間領域窓関数法[13, 14]を用いて、雑音を低減した瞬時チャンネル推定値 $\tilde{H}^{(1)}(k)$ を求める。次に、 $H(k)$ の代わりに $\tilde{H}^{(1)}(k)$ を用いて、MMSE-FDE 重みおよび ICI レプリカを求め、FDE, ICI キャンセル、逆拡散および MAP 復号を i 回繰り返した後、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、チャンネル推定値 $\bar{H}^{(2)}(k)$ を求める。最後に、 $H(k)$ の代わりに $\bar{H}^{(2)}(k)$ を用いて、MMSE-FDE 重みおよび ICI レプリカを求め、FDE, ICI キャンセル、逆拡散および MAP 復号を i 回繰り返した後、データ判定をする。

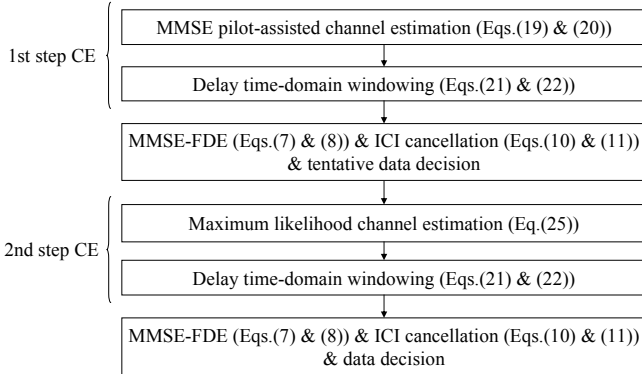


図 4 2 ステップ最尤チャンネル推定

3.1. 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。

$$R_0(k) = H(k)C(k) + \Pi_0(k) \quad (17)$$

ここで、 $C(k)$ 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 (パイロットチップブロックの電力を U コード多重しているデータチップブロックと等しくしている)。

$$C(k) = \sqrt{U} \sum_{t=0}^{N_c-1} c(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (18)$$

次式のような MMSE チャンネル推定によって瞬時チャンネル推定値 $\tilde{H}^{(1)}(k)$ を得る。

$$\tilde{H}^{(1)}(k) = X(k)R_0(k) \quad (19)$$

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[11]。

$$X(k) = \frac{C^*(k)}{|C(k)|^2 + (P/\sigma^2)^{-1}} \quad (20)$$

MMSE チャンネル推定では、信号電力 P と雑音電力 σ^2 の推定が必要である。これらの推定は、文献[11]の方法により行う。

瞬時チャンネル推定値 $\{\tilde{H}^{(1)}(k); k=0\sim N_c-1\}$ 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[13, 14]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ンネルインパルス応答 $\{\tilde{h}^{(1)}(\tau); \tau=0\sim N_c-1\}$ を得る。

$$\tilde{h}^{(1)}(\tau) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}^{(1)}(k) \exp\left(j2\pi\tau \frac{k}{N_c}\right) \quad (21)$$

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 $\tilde{h}^{(1)}(\tau)$ ($\tau=N_g\sim N_c-1$) 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ンネル推定値 $\{\bar{H}^{(1)}(k); k=0\sim N_c-1\}$ が得られる。

$$\bar{H}^{(1)}(k) = \sum_{\tau=0}^{N_c-1} \tilde{h}^{(1)}(\tau) \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau}{N_c}\right) \quad (22)$$

$\bar{H}^{(1)}(k)$ を用いて、MMSE-FDE 重みおよび ICI レプリカを求め、FDE, ICI キャンセル、逆拡散および MAP 復号を i 回繰り返した後、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ブロック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、仮判定サブブロック $\{\bar{d}_{n,u}(m); m=0\sim N_c/SF-1\}$ を拡散して、次式のように送信チップブロックの仮判定レプリカ $\{\bar{s}_n(t); t=0\sim N_c-1\}$ を生成する。

$$\bar{s}_n(t) = \left[\sum_{u=0}^{U-1} \bar{d}_{n,u} \left(\left\lfloor \frac{t}{SF} \right\rfloor \right) c_u(t \bmod SF) \right] c_{\text{scr}}(t) \quad (23)$$

その後、 $\{\bar{s}_n(t)\}$ に N_c ポイント FFT を次式のように適用することにより、仮判定レプリカの周波数成分 $\bar{S}_n(k)$ を得る。

$$\bar{S}_n(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \bar{s}_n(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (24)$$

3.2. 第 2 ステップ

第 2 ステップでは、パイロットチップブロックの第 k 周波数成分 $C(k)$ と、式(24)の仮判定レプリカの第 k 周波数成分 $\{\bar{S}_n(k); n=1\sim N-1\}$ を用いて、次式のように最尤推定を行う[12]。

$$\tilde{H}^{(2)}(k) = \frac{R_0(k)C^*(k) + \sum_{n=1}^{N-1} R_n(k)\bar{S}_n^*(k)}{|C(k)|^2 + \sum_{n=1}^{N-1} |\bar{S}_n(k)|^2} \quad (25)$$

最後に、 $\{\tilde{H}^{(2)}(k); k=0\sim N_c-1\}$ 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ンネル推定値 $\{\bar{H}^{(2)}(k);$

$k=0\sim N_c-1$ を得る.

$\bar{H}^{(i)}(k)$ を用いて再度 MMSE-FDE 重みおよび ICI レプリカを求め, これを用いて $N-1$ 個の受信データチップブロックを等化し, ICI キャンセルおよび MAP 復号を i 回繰り返して行って, 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

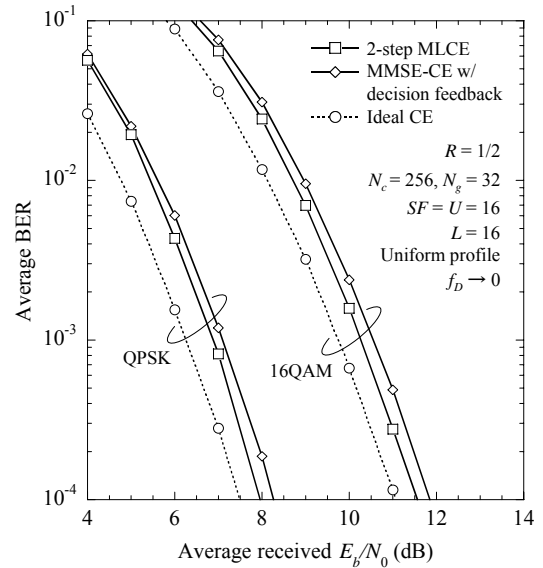
計算機シミュレーション諸元を表 1 に示す. FFT ブロックサイズは $N_c=256$, ガードインターバル長は $N_g=32$ チップである. また, 1 パイロットブロックの後に 15 データブロックを送信する (つまり, $N=16$). 拡散率 $SF=16$ およびコード多重数 $U=16$ とした. また, フェージングチャネルは, 一様電力遅延プロファイルを有する $L=16$ 個の独立なパスから構成される周波数選択性のブロックレイリーフェージングチャネルとし, 最大ドップラー周波数 $f_D \rightarrow 0$ とした. ターボ符号化系列は, (13,15) RSC 符号器により生成される. また, ターボ等化の繰り返し回数は, 十分優れた特性が得られるよう 6 回 ($i=0\sim 5$) とした.

表 1 計算機シミュレーション諸元

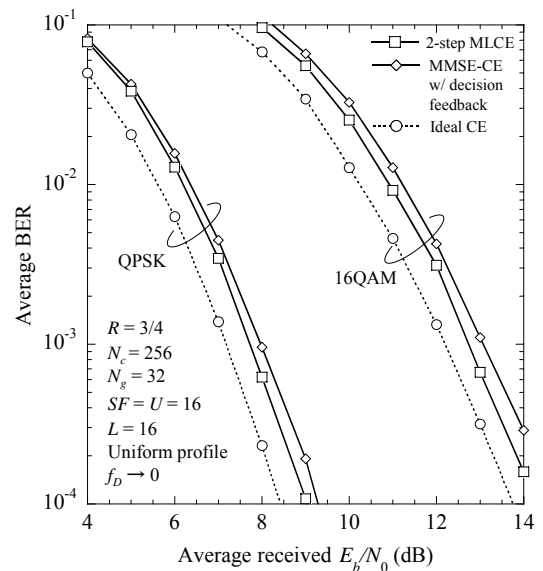
Transmitter	Data modulation	QPSK, 16QAM
	FFT block size	$N_c = 256$
	Guard interval length	$N_g = 32$
	Spreading sequence	Product of Walsh sequence and PN sequence
	Spreading factor	$SF = U = 16$
Channel	Fading	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform power delay profile
Turbo coding and equalization	Coding rate	$R = 1/2, 3/4$
	Encoder	(13,15) RSC encoder
	Decoder	Log-MAP decoding
	Number of iteration	6 iteration
Receiver	Frequency-domain equalization	MMSE
	Channel estimation	2-step MLCE

2 ステップ最尤チャネル推定を用いたときの平均 BER 特性を図 5 に示す. 図 5(a) は符号化率 $R=1/2$ のときであり, 図 5(b) は符号化率 $R=3/4$ のときである. 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 $E_b/N_0=(1/\log_2 M)SF(E_c/N_0)(1+N_g/N_c)(N/(N-1))$ ($1/R$) である. 比較のため従来の判定帰還 MMSE パイロットチャネル推定[11]を用いた場合および理想チャネル推定時の特性も示す. 符号化率 $R=1/2$ の場合(図 5(a)), $BER=10^{-4}$ を得るための所要 E_b/N_0 の理想チャネル推定からの劣化は, 従来の判定帰還 MMSE パイロットチャネル推定[11]では 0.7 dB 程度であるが, 2 ステップ最尤チャネル推定では 0.4 dB 程度の劣化にまで低減できる (ただし, 0.28 dB のパイロット挿入損を含む). また, 所要 E_b/N_0 の劣化量は変調多値数にほとんど依存しない.

符号化率 $R=3/4$ の場合(図 5(b)) も同様に, $BER=10^{-4}$ を得るための所要平均 E_b/N_0 の理想チャネル推定からの劣化は, 従来のチャネル推定[11]を用いる場合は 0.7 dB 程度である. 一方, 2 ステップ最尤チャネル推定を用いると, 理想チャネル推定からの劣化を 0.4 dB 程度まで低減できる.



(a) 符号化率 $R=1/2$



(b) 符号化率 $R=3/4$

図 5 平均 BER 特性

5. 結論

本論文では, DS-CDMA 周波数領域ターボ等化に, 先に提案した 2 ステップ最尤チャネル推定 (MLCE) を用いたときの平均 BER 特性を明らかにした. MMSE-CE をチャネル推定に用いたとき, $BER=10^{-4}$ を得るための所要平均 E_b/N_0 の理想チャネル推定からの劣化は, パイロット挿入損を含み 0.7dB 程度であるが, 2 ステップ MLCE を用いれば 0.4 dB 程度まで抑えることができることを示した.

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] K. Takeda, K. Ishihara and F. Adachi, "Frequency-domain ICI cancellation with MMSE equalization for DS-CDMA downlink," IEICE Trans. Commun., Vol.E89-B No.12, pp. 3335-3343, Dec. 2006.
- [6] K. Takeda and F. Adachi, "MMSE turbo equalization for multicode DS-CDMA," 10th IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS 2006), Singapore, 30 Oct. -1 Nov. 2006.
- [7] Q. Zhang and T. Le-Ngoc, "Channel-estimate-based frequency-domain equalization (CE-FDE) for broadband single-carrier transmission," Wireless Commun. Mob. Comput. 2004.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] D. C. Chu, "Polyphase codes with good periodic correlation properties," IEEE Trans. on Inf. Theory, pp. 531-532, July 1972.
- [11] 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.
- [12] 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, 20-21 Aug. 2007.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] A. Stefanov and T. Duman, "Turbo coded modulation for wireless communications with antenna diversity," Proc. IEEE VTC99-Fall, pp.1565-1569, Netherlands, Sept. 1999.

付 録

A. 事前 LLR の算出

U 個の並列軟判定シンボルサブブロック $\{\hat{d}_n^{(i)}(m); m=0 \sim N_c/SF-1, u=0 \sim U-1\}$ を並/直列 (P/S) 変換して得られた軟判定シンボルブロック $\{\hat{d}_n^{(i)}(m') m'=0 \sim (U/SF) \cdot N_c-1\}$ を用いて, LLR 系列 $\Lambda_n^{(i)} = \{\Lambda_{n,0}^{(i)}, \dots, \Lambda_{n,0}^{(i)}(\log_2 M - 1), \dots, \Lambda_{n,(U/SF) \cdot N_c}^{(i)}, \dots, \Lambda_{n,(U/SF) \cdot N_c-1}^{(i)}(\log_2 M - 1)\}$ を次式のように求める [15].

$$\Lambda_{n,m'}^{(i)}(x) \approx \frac{|\hat{d}_n^{(i)}(m') - A^{(i)} d_{b_{m',x}=0}^{\min}|^2}{2\hat{\sigma}^2} - \frac{|\hat{d}_n^{(i)}(m') - A^{(i)} d_{b_{m',x}=1}^{\min}|^2}{2\hat{\sigma}^2} \quad (\text{A.1})$$

ここで, $d_{b_{m',x}=0}^{\min}$ および $d_{b_{m',x}=1}^{\min}$ は, それぞれ第 x ビットが 0 および 1 である信号点配置の中で, $\hat{d}_n^{(i)}(m')$ からのユークリッド距離が最小となるシンボル候補である. 本論文では, 残留 ICI をガウス変数として近似し, 残留 ICI と雑音の和を新しいガウス変数として扱う. $2\hat{\sigma}^2$ はその分散であり, 残留 ICI と雑音の分散の和で, 次式で与えられる [5].

$$2\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{SF} \left[\frac{\rho^{(i-1)}}{N_c} \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |W^{(i)}(k)H(k)|^2 - |A^{(i)}|^2 \right) + \frac{2\sigma^2}{N_c} \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |W^{(i)}(k)|^2 \right) \right] \quad (\text{A.2})$$

次に, Log-Map アルゴリズムを用いて復号を行う. 図 6 に MAP 復号器の構成を示す. まず, S/P 変換により $\Lambda_n^{(i)}$ を情報ビットと 2 つのパリティビット系列に関する LLR 系列 $\Lambda_{n,s}^{(i)}$, $\Lambda_{n,p1}^{(i)}$ および $\Lambda_{n,p2}^{(i)}$ に分解する. MAP 復号器 1 では, $\Lambda_{n,s}^{(i)}$ と $\Lambda_{n,p1}^{(i)}$ および第 $i-1$ 回目の MAP 復号器 2 の出力から得られる事前情報系列 $\tilde{\lambda}_{n,s2}^{(i-1)}$ を用いて

以下の事後 LLR 系列 $\lambda_n^{(i)} = \{\lambda_n^{(i)}(b_{m',x}); m'=0 \sim (U/SF) \cdot N_c-1, x=0 \sim \log_2 M-1\}$ を求める.

$$\lambda_n^{(i)}(b_{m',x}) = \ln \frac{p(b_{m',x}=1 | \Lambda_{n,s}^{(i)}, \Lambda_{n,p1}^{(i)})}{p(b_{m',x}=0 | \Lambda_{n,s}^{(i)}, \Lambda_{n,p1}^{(i)})} \quad (\text{A.3})$$

ここで, $p(b_{m',x}=1 | \Lambda_{n,s}^{(i)}, \Lambda_{n,p1}^{(i)})$ および $p(b_{m',x}=0 | \Lambda_{n,s}^{(i)}, \Lambda_{n,p1}^{(i)})$ は, $\Lambda_{n,s}^{(i)}$ と $\Lambda_{n,p1}^{(i)}$ が与えられたときに, それぞれ $b_{m',x}=1$ および 0 となる事後確率である.

情報ビットおよびパリティビット 1 に関する $\lambda_n^{(i)}$ を便宜上, $\lambda_{n,s1}^{(i)}$ および $\lambda_{n,p1}^{(i)}$ とする. $\lambda_{n,s1}^{(i)}$ から事前情報系列 $\tilde{\lambda}_{n,s2}^{(i-1)}$ と $\Lambda_{n,s}^{(i)}$ を

$$\lambda_{n,s1}^{(i)} - \tilde{\lambda}_{n,s2}^{(i-1)} - \Lambda_{n,s}^{(i)} \quad (\text{A.4})$$

のように減算した後, これをインターリーブし, MAP 復号器 2 へ入力する事前情報系列 $\tilde{\lambda}_{n,s1}^{(i)}$ を生成する. MAP 復号器 2 では, $\tilde{\lambda}_{n,s1}^{(i)}$, $\Lambda_{n,s}^{(i)}$ および $\Lambda_{n,p2}^{(i)}$ を用いて, 式(A.3)より事後 LLR 系列 $\lambda_n^{(i)}$ を求める. 情報ビットおよびパリティビット 2 に関する $\lambda_n^{(i)}$ を便宜上, $\lambda_{n,s2}^{(i)}$ および $\lambda_{n,p2}^{(i)}$ とする.

以上のようにして得られた $\lambda_{n,s2}^{(i)}$, $\lambda_{n,p1}^{(i)}$ および $\lambda_{n,p2}^{(i)}$ を P/S 変換およびチャネルインターリーブをすることで, ICI レプリカ生成で用いる事前情報系列 $\hat{\lambda}_n^{(i)} = \{\hat{\lambda}_n^{(i)}(b_{m',x}); m'=0 \sim (U/SF) \cdot N_c-1, x=0 \sim \log_2 M-1\}$ を生成している. ここで, $\hat{\lambda}_n^{(i)}(b_{m',x})$ は事前確率の LLR であり, 次式で表わされる.

$$\hat{\lambda}_n^{(i)}(b_{m',x}) = \ln \left(\frac{p^{(i)}(b_{m',x}=1)}{p^{(i)}(b_{m',x}=0)} \right) \quad (\text{A.5})$$

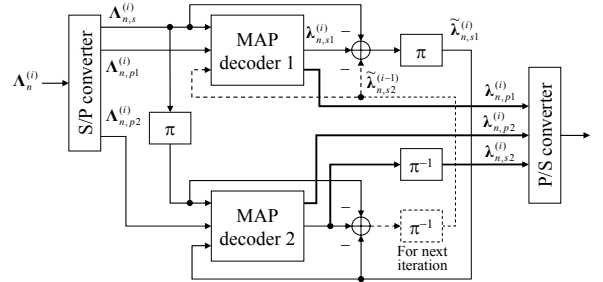


図 6 MAP 復号器

B. 式(16)の導出

式 (A.5) および $p^{(i-1)}(b_{m',x}=0) + p^{(i-1)}(b_{m',x}=1) = 1$ より, $p^{(i-1)}(b_{m',x}=0)$ および $p^{(i-1)}(b_{m',x}=1)$ は次式のようになる.

$$\begin{cases} p^{(i-1)}(b_{m',x}=0) = -\frac{1}{2} \tanh\left(\frac{\hat{\lambda}_n^{(i-1)}(b_{m',x})}{2}\right) + \frac{1}{2} \\ p^{(i-1)}(b_{m',x}=1) = \frac{1}{2} \tanh\left(\frac{\hat{\lambda}_n^{(i-1)}(b_{m',x})}{2}\right) + \frac{1}{2} \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

式(B.1)を用いると, 送信データブロックの期待値 $E[d_n(m')]^2$ は次式のように求まる.

$$\begin{aligned} E[d_n(m')]^2 &= \sum_{d \in D} |d|^2 \prod_{b_{m',x} \in d} p^{(i-1)}(b_{m',x}) \\ &= \begin{cases} 1 & \text{for QPSK} \\ \frac{4}{10} \tanh\left(\frac{\lambda_n^{(i)}(b_{m',1})}{2}\right) + \frac{4}{10} \tanh\left(\frac{\lambda_n^{(i)}(b_{m',3})}{2}\right) \\ + 1 & \text{for 16QAM} \end{cases} \quad (\text{B.2}) \end{aligned}$$

ここで, d は信号点の集合 D に属するシンボルである.