

# MMSE ターボ等化を用いるマルチコード DS-CDMA HARQ の スループット特性

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> takeda@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 次世代の移動無線システムでは、超高速パケットサービスが中心になると予想されるので、誤り制御技術が重要になる。パケット伝送における誤り制御技術として、ハイブリッド ARQ(HARQ)が良く知られている。最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく周波数領域等化 (FDE) とチップ間干渉(ICI)キャンセラを直接拡散符号分割マルチアクセス (DS-CDMA) に適用すれば、周波数ダイバーシチ効果を得つつ ICI を抑圧できるので、Rake 合成より優れたパケット誤り率 (PER) 特性を得ることができる。本報告では、MMSE ターボ等化を用いるマルチコード DS-CDMA HARQ スループット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 HARQ, DS-CDMA, 周波数領域等化, MMSE ターボ等化

## Throughput performance of HARQ using multicode DS-CDMA with MMSE turbo equalization

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> takeda@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** In the next generation wireless communication systems, high-speed packet services will be in great demand, and hence error control technique is indispensable. Hybrid automatic repeat request (HARQ) is a well-known important error controlling technique. Joint FDE and inter-chip interference (ICI) cancellation based on the minimum mean square error (MMSE) criterion can achieve frequency diversity gain while suppressing the residual ICI and therefore, provide much better packet error rate (PER) performance for the multicode DS-CDMA than the conventional rake combining. In this paper, we evaluate by computer simulation the throughput performance of HARQ using multicode DS-CDMA with MMSE turbo equalization.

**Keyword** HARQ, DS-CDMA, Frequency-domain equalization, MMSE turbo equalization

### 1. まえがき

次世代移動体通信では、高品質かつ 100Mbps を超える高速なデータ伝送が要求されている。最近、IP ベースの無線アクセス方式として、高速パケットアクセスが注目されている[1]。特に、ハイブリッド自動再送要求(HARQ)は有望なパケット伝送技術としてよく知られており[2]、高速下りリンクパケットアクセス (HSDPA) で用いられている[3]。HSDPA では、マルチコード直接拡散符号分割多重マルチアクセス (DS-CDMA) が採用されている。ところで、無線伝搬路は多数の異なる遅延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である[4,5]から、チャネル等化器の適用が必要である。第3世代移動体通信では、Rake 合成が用いられているが、周波数選択性の強いチャネルでは、大きなパス間干渉 (IPI) により伝送特性が大幅に劣化してしまう。従って、高速な無線伝送が要求される次世代移動体通信では、従来の Rake 合成に代わる等化器の適用が必要不可欠である。

筆者らはこれまで、マルチレート/マルチコード DS-CDMA において、最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく周波数領域等化 (FDE) を適用すれば、周波数ダイバーシチ効果を得つつパス間干渉(IPI)を抑圧でき、ビット誤り率(BER)特性を大幅に改善できることを示してきた[6-9]。しかし、MMSE-FDE では、周波数選択性を完全に補償できないため、等化後にチップ間干渉 (ICI) が残留してしまう (マルチコード DS-CDMA では、自コードからの干渉と他コードからの干渉が存在するが、本論文では、これらを併せてチップ間干渉と呼ぶ)。これまでも Rake 合成を用いるときの IPI キャンセラ[10]、FDE を用いるときの ICI キャンセラおよび判定帰還型等化器 (DFE) が提案されてきた[11]。これまで筆者らは、繰り返し処理毎に残留 ICI を考慮した適応 MMSE-FDE 重みを理論的に導出し、それを用いる周波数領域適応 ICI キャンセラを提案してきた[12]。

更に最近では、チャネル等化および復号処理を繰り返し行うターボ等化が注目されている[13-15]。MMSE

規範に基づくチャネル等化を用いれば、干渉を抑圧しつつ、高い誤り訂正能力を得ることができる[15]. そこで、本論文では、残留 ICI を抑圧することを目的に、マルチコード DS-CDMA HARQ に MMSE ターボ等化を適用し、そのときのスループット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.

本論文は以下のような構成になっている. 第 2 章では、MMSE ターボ等化を用いる DS-CDMA 伝送系について述べ、ICI レプリカの生成法と MMSE 重みについて第 3 章で述べている. 第 4 章で MMSE ターボ等化を用いるときの HARQ スループット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.

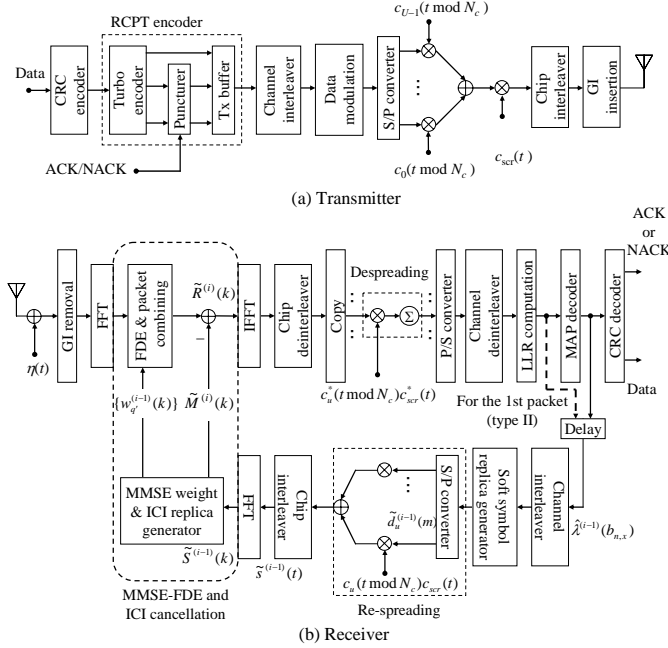


図 1 MMSE ターボ等化を用いる DS-CDMA 伝送系

## 2. DS-CDMA 伝送系

図 1 に MMSE ターボ等化を用いるマルチコード DS-CDMA HARQ の伝送系の構成を示す. 本論文では、type I および type II HARQ を用い、符号化率  $R=1/3$  のターボ符号器を HARQ に用いる[2]. ターボ符号器では、 $K$  ビットから成る情報ビット系列と、それと同じ系列長の 2 個のパリティビット系列を生成する. まず type I について説明する. 2 個のパリティビット系列をパンクチャ周期 2 でパンクチャし、 $K$  ビットから成るパリティビット系列を生成し、情報ビット系列に付加し  $2K$  ビットから成る送信パケットを生成する. 受信機では、MMSE-FDE、パケット合成、ICI キャンセルおよび MAP 復号を十分繰り返した後 (これを MMSE ターボ等化と呼ぶ)、誤り検出を行う. 誤りが検出された場合、同じパケットを再送する.

一方、type II S-P $x$  では、2 個のパリティビット系列をパンクチャ周期  $x$  でパンクチャし、 $2K/x$  ビットから成るパリティビット系列を  $x$  個だけ生成し、これを再送パケットとして用いる. S-P4( $x=4$ ) のとき、次のようなパンクチャ行列を用いる.

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

以下では、S-P4( $x=4$ ) のパケット送信および受信信号処理について説明する (図 2). 最初のパケット伝送では、 $K$  ビットから成る情報ビットのみを送信し、FDE、ICI キャンセラおよび誤り検出を行う. 誤りが検出された場合、 $K/2$  ビットから成るパリティビット系列を再送し、MMSE ターボ等化を行う (送信回数が第 2~5 回るとき、符号化率  $R$  はそれぞれ  $R=2/3, 1/2, 2/5, 1/3$  となる). すべてのパリティビット系列を送信し終えた後 (送信回数が第 6 回以降) は、情報ビット系列から再送を行い、MMSE ターボ等化とパケット合成を行う.

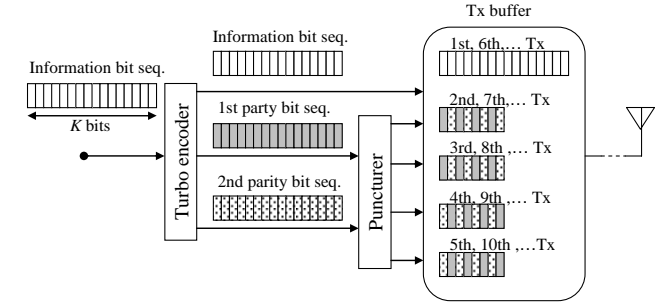


図 2 Type II HARQ S-P4

### 2.1. MMSE-FDE とパケット合成

本論文ではチップ時間間隔の離散表現を用いる. 一般性を失うことなく、情報と全てのパリティパケットが  $q$  回再送されたものとする (Type I では、同じ符号化パケットが再送されるので、 $q-1$  回の再送が行われたことになる. 一方、type II S-P $x$  では、パリティビット系列を  $x$  個に分割し、まず情報パケットを送信し、次に分割したパリティパケットを送信する. 従って、 $(x+1)$  回の送信で情報と全てのパリティの送信が終了する. この一連の送信が  $q$  回行われたことになる (図 2). 受信機では、GI を削除した後、 $N_c$  チップからなる受信チップブロック  $\{r^{(q)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$  に  $N_c$  ポイント FFT を適用して  $N_c$  個の周波数成分  $\{R^{(q)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$  に分解する. 第  $k$  周波数成分  $R^{(q)}(k)$  は次式で表せる.

$$R^{(q)}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} r^{(q)}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (2)$$

すでに受信されている同じ受信パケットを用いて、次式のように MMSE-FDE とパケット合成を行う.

$$\begin{aligned} \hat{R}^{(q,i)}(k) &= \sum_{q'=1}^q w^{(q',i)}(k) R^{(q')} (k) \\ &= S(k) \hat{H}^{(q,i)}(k) + \hat{\Pi}^{(q,i)}(k) \end{aligned} \quad (3)$$

ここで、 $w^{(q',i)}(k)$ 、 $q'=1,2,\dots,q$  は MMSE-FDE 重みである. また、 $\hat{H}^{(q,i)}(k)$  および  $\hat{\Pi}^{(q,i)}(k)$  は、MMSE-FDE 後の等価チャネル利得と雑音成分であり、 $\hat{H}^{(q,i)}(k)$  は次式で与えられる.

$$\hat{H}^{(q,i)}(k) = \sum_{q'=1}^q w^{(q',i)}(k) H^{(q')} (k) \quad (4)$$

ここで、 $H^{(q)}(k)$ は第  $q$  回目のパケット送信における第  $k$  周波数点のチャネル利得である[6-9]. また、 $S(k)$ は  $N_c$  個からなる送信チップ系列  $\{s(t); t=0 \sim N_c-1\}$ の周波数成分であり、 $S(k)$ は次式で与えられる.

$$S(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (5)$$

ここで、

$$s(t) = \left[ \sum_{u=0}^{U-1} d_u \left( \lfloor t/SF \rfloor \right) c_u(t \bmod SF) \right] c_{scr}(t) \quad (6)$$

であり、 $U$ はコード多重数、 $\{d_u(m); m=0 \sim N_c/SF-1\}$ は送信データシンボル系列、 $\{c_u(t); t=0 \sim SF-1\}$ は拡散率  $SF$ の直交拡散符号、 $\{c_{scr}(t); t=0, \dots, -1, 0, 1, \dots\}$ はスクランブル符号である.

## 2.2. ICI キャンセラと逆拡散

MMSE-FDE およびパケット合成後、次式のように周波数領域 ICI キャンセルを行う.

$$\tilde{R}^{(q,i)}(k) = \hat{R}^{(q,i)}(k) - \tilde{M}^{(q,i)}(k) \quad (7)$$

ここで、 $\tilde{M}^{(q,i)}(k)$ は次式で与えられる ICI レプリカである[12].

$$\tilde{M}^{(q,i)}(k) = \begin{cases} 0 & \text{for } i=0 \\ \left\{ \hat{H}^{(q,i)}(k) - A^{(q,i)} \right\} \tilde{S}^{(q,i-1)}(k) & \text{for } i>0 \end{cases} \quad (8)$$

ここで、 $\{\tilde{S}^{(q,i-1)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ は、送信チップ系列のレプリカ  $\{\tilde{s}^{(q,i-1)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ の周波数成分である(第3章で述べる). また、

$$A^{(q,i)} = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}^{(q,i)}(k) \quad (9)$$

である.

ICI キャンセル後の信号の周波数成分  $\{\tilde{R}^{(q,i)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に  $N_c$  ポイント IFFT を適用して時間領域のチップ系列  $\{\tilde{r}^{(q,i)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ に変換する.

$\tilde{r}^{(q,i)}(t)$ は次式のように表される.

$$\begin{aligned} \tilde{r}^{(q,i)}(t) &= \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{R}^{(q,i)}(k) \exp\left(j2\pi t \frac{k}{N_c}\right) \quad (10) \\ &= A^{(q,i)} s(t) + \mu^{(q,i)}(t) + \hat{\eta}^{(q,i)}(t) \end{aligned}$$

ここで  $\mu^{(q,i)}(t)$  および  $\hat{\eta}^{(q,i)}(t)$ は、FDE と ICI キャンセル後の残留 ICI および雑音成分であり、 $\mu^{(q,i)}(t)$ は次式で与えられる.

$$\mu^{(q,i)}(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}^{(q,i)}(k) \left[ \sum_{\tau=0}^{N_c-1} \left( s(\tau) - \tilde{s}^{(q,i-1)}(\tau) \right) \exp\left(j2\pi k \frac{t-\tau}{N_c}\right) \right] \quad (11)$$

ここで、 $\{\tilde{s}^{(q,i-1)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ は送信チップ系列のレプリカである(第3章で述べる). チップ・デインターリーブ後、チップ系列  $\tilde{r}^{(q,i)}(t)$ を次式のように逆拡散して軟判定値系列  $\{\hat{d}_u^{(q,i)}(m); m=0 \sim N_c/SF-1\}$ を得る.

$$\hat{d}_u^{(q,i)}(m) = \frac{1}{SF} \sum_{t=nSF}^{(n+1)SF-1} \tilde{r}^{(q,i)}(t) c_u^*(t \bmod N_c) c_{scr}^*(t) \quad (12)$$

## 2.3. MAP 復号

$U$  個の軟判定シンボル系列  $\{\hat{d}_u^{(q,i)}(m); m=0 \sim N_c/SF-1\}$ ,  $u=0 \sim U-1$ , を P/S 変換して得られた軟判定シンボル系列  $\{\hat{d}^{(q,i)}(n); n=0 \sim K-1\}$ (ただし、 $K=UN_c/SF$ )を用いて、対数尤度比(LLR)系列  $\Lambda^{(q,i)} = \{\Lambda_0^{(q,i)}(0), \dots, \Lambda_0^{(q,i)}(\log_2 M - 1), \dots, \Lambda_{K-1}^{(q,i)}(\log_2 M - 1)\}$ を次式のように求める[16].

$$\Lambda_n^{(q,i)}(x) \approx \frac{\left| \hat{d}^{(q,i)}(n) - A^{(q,i)} d_{b_{n,x}=0}^{\min} \right|^2}{2\hat{\sigma}^2} - \frac{\left| \hat{d}^{(q,i)}(n) - A^{(q,i)} d_{b_{n,x}=1}^{\min} \right|^2}{2\hat{\sigma}^2} \quad (13)$$

ここで、 $M$ は変調多値数であり、 $b_{n,x}$ は  $n$  番目のシンボルにおける  $x(x=0 \sim \log_2(M-1))$ 番目のビットを表わす. $d_{b_{n,x}=0}^{\min}$ (または  $d_{b_{n,x}=1}^{\min}$ )は、第  $x$  番目のビットが 0(または 1)である信号点配置の中で、 $\hat{d}^{(q,i)}(n)$ 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 と雑音の分散の和となり、次式で与えられる[7,12].

$$\begin{aligned} 2\hat{\sigma}^2 &= \frac{2N_0}{T_c} \frac{1}{SF} \left[ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |w^{(q,i)}(k)|^2 \right. \\ &\quad \left. + \left( \frac{1}{SF} \frac{E_s}{N_0} \rho^{(q,i-1)} \right) \left\{ \frac{1}{N_c} \left( \sum_{k=0}^{N_c-1} |\hat{H}^{(q,i)}(k)|^2 \right) - |A^{(q,i)}|^2 \right\} \right] \quad (14) \end{aligned}$$

$\rho^{(q,i-1)}$ については第3章で述べる.

図3にMAP復号器の構成を示す. 本論文では、Log-MAPアルゴリズムを用いている. まず、S/P変換により  $\Lambda^{(q,i)}$ 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  $\Lambda_s^{(q,i)}$ ,  $\Lambda_{p1}^{(q,i)}$  および  $\Lambda_{p2}^{(q,i)}$ に分解する. MAP復号器1では、 $\Lambda_s^{(q,i)}$ と  $\Lambda_{p1}^{(q,i)}$  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  $\tilde{\lambda}_{s2}^{(q,i-1)}$ を用いて以下の事後LLR系列  $\lambda^{(q,i)} = \{\lambda^{(q,i)}(b_{n,x}); n=0 \sim K-1, x=0 \sim \log_2 M - 1\}$ を求める[17].

$$\lambda^{(q,i)}(b_{n,x}) = \ln \frac{p(b_{n,x}=1 | \Lambda_s^{(q,i)}, \Lambda_{p1}^{(q,i)})}{p(b_{n,x}=0 | \Lambda_s^{(q,i)}, \Lambda_{p1}^{(q,i)})} \quad (15)$$

ここで,  $p(b_{n,x}=1|\Lambda_s^{(q,i)}, \Lambda_{p1}^{(q,i)})$  (または,  $p(b_{n,x}=0|\Lambda_s^{(q,i)}, \Lambda_{p1}^{(q,i)})$ ) は  $\Lambda_s^{(q,i)}$  と  $\Lambda_{p1}^{(q,i)}$  が与えられたとき,  $b_{n,x}=1$ (または, 0)である事後確率である.

情報ビットおよびパリティビット 1 に関する  $\lambda^{(q,i)}$  を便宜上,  $\lambda_{s1}^{(q,i)}$  および  $\lambda_{p1}^{(q,i)}$  とする.  $\lambda_{s1}^{(q,i)}$  から事前情報系列  $\tilde{\lambda}_{s2}^{(q,i-1)}$  と  $\Lambda_s^{(q,i)}$  を減算した後, 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  $\tilde{\lambda}_{s1}^{(q,i)}$  を生成する. MAP 復号器 2 では,  $\tilde{\lambda}_{s1}^{(q,i)}$ ,  $\Lambda_s^{(q,i)}$  および  $\Lambda_{p2}^{(q,i)}$  を用いて事後 LLR 系列  $\lambda_{s2}^{(q,i)}$  および  $\lambda_{p2}^{(q,i)}$  を求める.

繰り返しターボ等化では, 以上のようにして得られた  $\lambda_{s2}^{(q,i)}$ ,  $\lambda_{p1}^{(q,i)}$  および  $\lambda_{p2}^{(q,i)}$  を P/S 変換およびチャネルインターリーブすることで, ICI レプリカ生成で用いる事前情報情報系列  $\hat{\lambda}^{(q,i)} = \{\hat{\lambda}^{(q,i)}(b_{n,x}); n=0 \sim K-1, x=0 \sim \log_2 M-1\}$  を生成している. ここで,  $\hat{\lambda}^{(q,i)}(b_{n,x})$  は事前確率の LLR であり, 次式で表される.

$$\hat{\lambda}^{(q,i)}(b_{n,x}) = \ln \left( \frac{p^{(q,i)}(b_{n,x}=1)}{p^{(q,i)}(b_{n,x}=0)} \right) \quad (16)$$

ここで,  $p^{(q,i)}(b_{n,x}=1)$  (または,  $p^{(q,i)}(b_{n,x}=0)$ ) は, 第  $i$  回目の繰り返しの後で, 送信ビットが  $b_{n,x}=1$  (または,  $b_{n,x}=0$ ) である事前確率である. MMSE ターボ等化では,  $\hat{\lambda}^{(q,i)}(b_{n,x})$  をフィードバックして MMSE-FDE, ICI キャンセルおよび MAP 復号を繰り返す.

第  $i$  回目の繰り返しの後で受信データを出力する場合,  $\lambda_{s2}^{(q,i)}$  の符号を判定して受信データを得る.

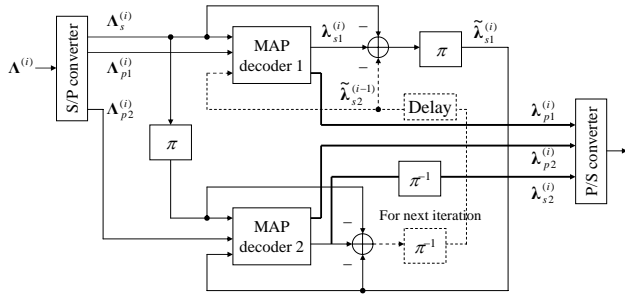


図 3 MAP 復号器

### 3. ICI レプリカの生成と MMSE 重み

本章では, 第  $i$  回目の ICI キャンセルに用いる ICI レプリカ  $\tilde{M}^{(q,i)}(k)$  の生成法について説明する. 本論文では, 誤り伝播の影響を軽減するために, 軟判定値を用いて送信チップのレプリカ  $\{\tilde{s}^{(q,i-1)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$  を生成している.

#### 3.1. ICI レプリカ生成

式(16)および  $p^{(q,i-1)}(b_{n,x}=1) + p^{(q,i-1)}(b_{n,x}=0) = 1$  より,  $p^{(q,i-1)}(b_{n,x}=1 \text{ or } 0)$  は次式のようになる[14].

$$p^{(q,i-1)}(b_{n,x}) = \begin{cases} -\frac{1}{2} \tanh\left(\frac{\hat{\lambda}^{(q,i-1)}(b_{n,x})}{2}\right) + \frac{1}{2} & \text{for } b_{n,x}=0 \\ \frac{1}{2} \tanh\left(\frac{\hat{\lambda}^{(q,i-1)}(b_{n,x})}{2}\right) + \frac{1}{2} & \text{for } b_{n,x}=1 \end{cases} \quad (17)$$

式(17)を用いて, 軟判定シンボル  $\{\tilde{d}^{(q,i-1)}(n); n=0 \sim K-1\}$  を次式のように生成する[14].

$$\tilde{d}^{(q,i-1)}(n) = \sum_{d \in D} d \prod_{b_{n,x} \in d} p^{(q,i-1)}(b_{n,x}) \quad (18)$$

ここで,  $d$  は信号点の集合  $D$  に属するシンボルである. 式(18)の  $\tilde{d}^{(q,i-1)}(n)$  はシンボル  $d$  の期待値であり, 本論文では, これを軟判定シンボルレプリカとして用いている. QPSK, 16QAM の場合,  $\tilde{d}^{(q,i-1)}(n)$  は,  $\hat{\lambda}^{(q,i-1)}(b_{n,x})$  を用いて次式のように表せる.

$$\tilde{d}^{(q,i-1)}(n) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{\hat{\lambda}^{(q,i-1)}(b_{n,0})}{2}\right) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{\hat{\lambda}^{(q,i-1)}(b_{n,1})}{2}\right) & \text{for QPSK} \\ \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh\left(\frac{\hat{\lambda}^{(q,i-1)}(b_{n,0})}{2}\right) \left\{ 2 + \tanh\left(\frac{\hat{\lambda}^{(q,i-1)}(b_{n,1})}{2}\right) \right\} & \\ + j \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh\left(\frac{\hat{\lambda}^{(q,i-1)}(b_{n,2})}{2}\right) \left\{ 2 + \tanh\left(\frac{\hat{\lambda}^{(q,i-1)}(b_{n,3})}{2}\right) \right\} & \text{for 16QAM} \end{cases} \quad (19)$$

ただし, type II HARQ の初回パケット送信 (情報ビットのみ) では, MAP 復号を行わないから,  $\hat{\lambda}^{(q,i-1)}(b_{n,x})$  の代わりに, 式(13)の LLR  $\Lambda_n^{(q,i-1)}(x)$  を用いて,  $\tilde{d}^{(q,i-1)}(n)$  を求め, FDE, パケット合成および ICI キャンセラを繰り返し行う[18].

次に,  $\tilde{d}^{(q,i-1)}(n)$  を  $U$  個の軟判定シンボル系列  $\{\tilde{d}_u^{(q,i-1)}(m); u=0 \sim U-1, m=0 \sim N_c/SF-1\}$  に S/P 変換し, これを次式のように拡散して, 軟判定チップ系列  $\{\tilde{s}^{(q,i-1)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$  を得る.

$$\tilde{s}^{(q,i-1)}(t) = \left[ \sum_{u=0}^{U-1} \tilde{d}_u^{(q,i-1)}(\lfloor t/SF \rfloor) c_u(t \bmod SF) \right] c_{scr}(t) \quad (20)$$

$\tilde{s}^{(q,i-1)}(t)$  に  $N_c$  点 FFT を適用すると, 次式で表される  $\tilde{s}^{(q,i-1)}(t)$  の周波数成分  $\{\tilde{S}^{(q,i-1)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$  が得られる.

$$\tilde{S}^{(q,i-1)}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \tilde{s}^{(q,i-1)}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (21)$$

$\tilde{S}^{(q,i-1)}(k)$  を用いて式(8)より周波数領域の残留 ICI レプ

リカ  $\tilde{M}^{(q,i)}(k)$  を生成する.

### 3.2. 適応 MMSE 重み

ICI キャンセル後の周波数成分  $\{\tilde{R}^{(q,i)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$  と送信チップ系列の周波数成分  $\{S(k); k=0 \sim N_c-1\}$  の誤差  $e(k)$  を次式のように定義する.

$$e^{(q,i)}(k) = \tilde{R}^{(q,i)}(k) - A^{(q,i)}S(k) \quad (22)$$

ここで, 残留 ICI を零平均と仮定すると,  $E[\tilde{R}^{(q,i)}(k)] = A^{(q,i)}S(k)$  であるから, 参照信号として  $A^{(q,i)}S(k)$  を用いた.  $w^{(q,i)}(k)$ ,  $q'=1,2,\dots,q$  は,  $H^{(q')}(k)$  が与えられたときに平均二乗誤差(MSE)  $E[e^{(q,i)}(k)]^2$  を最小とするような重みであり (つまり  $\partial E[e^{(q,i)}(k)]^2 / \partial w^{(q,i)}(k) = 0$  と等価), MMSE-FDE 重みは次式で与えられる(導出略).

$$w^{(q,i)}(k) = \frac{H^{(q')}(k)}{\rho^{(q,i-1)} \sum_{q'=1}^q |H^{(q')}(k)|^2 + 2\sigma^2} \quad (23)$$

ここで,

$$\rho^{(q,i-1)} = SF \sum_{m=0}^{N_c/SF-1} \sum_{u=0}^{U-1} \left\{ E[|d_u(m)|^2] - |\tilde{d}_u^{(q,i-1)}(m)|^2 \right\} \quad (24)$$

である. ただし,  $\rho^{(q,1)}=1$  であり, 従来の MMSE 重みと等価である[6-9]. MMSE ターボ等化では,  $i$  が大きくなるにつれて, 事前 LLR  $\hat{\lambda}^{(q,i-1)}(b_{n,1})$  の値が大きくなるから,  $\rho^{(q,i)}$  が 0 に近づき, 適応 MMSE 重み  $w^{(q,i)}(k)$  は最大比合成 (MRC) 重みに近づく. 従って, MMSE ターボ等化では ICI を抑圧しつつ, 高い SNR を得ることができる. また, 式(24)の  $E[|d_u(m)|^2]$  を, 以下のように求める. まず, 式(17)を用いて,  $E[|d(n)|^2]$  を次式のように求める.

$$E[|d(n)|^2] = \sum_{d \in D} |d|^2 \prod_{b_{n,x} \in d} p^{(q,i-1)}(b_{n,x}) = \begin{cases} 1 & \text{for QPSK} \\ \frac{4}{10} \tanh\left(\frac{\hat{\lambda}^{(q,i-1)}(b_{n,1})}{2}\right) + \frac{4}{10} \tanh\left(\frac{\hat{\lambda}^{(q,i-1)}(b_{n,3})}{2}\right) + 1 & \text{for 16QAM} \end{cases} \quad (25)$$

$\{E[|d(n)|^2]; n=0 \sim K-1\}$  を  $U$  個の系列に S/P 変換して,  $\{E[|d_u(m)|^2]; m=0 \sim N_c/SF, u=0 \sim U-1\}$  を得る.

### 4. 計算機シミュレーション

表 1 に計算機シミュレーション諸元を示す. FFT ポイント数  $N_c=256$  (フレーム長 256 チップ) およびガードインターバル  $N_g=32$  チップを仮定した. また, フェージングチャネルは, 等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であるものとした. 受信機のタイミング再生とチャネル推定は理想的であるとした. (13,15) RSC 符号器により生成されるターボ符号化系列を用いている. ブロックチャネルインターリーバを用い, ターボ復号器では, Log-MAP アルゴリズムを用いている. ターボ復号の繰り返し回数を 6 回とした.

表 1 計算機シミュレーション諸元

	Modulation	QPSK, 16QAM
	Transmitter	Number of FFT points
GI		$N_g=32(\text{chip})$
Spreading sequence		Product of Walsh sequence and PN sequence
Spreading factor		$SF=U=1, 16$
Channel		Fading
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform power delay profile
Receiver	Channel estimation	Ideal
Turbo coding	Encoder	(13,15)RSC encoder
	Decoder	Log-MAP decoding
	Number of iteration	6 iterations

#### 4.1. Type I

図 4 に MMSE ターボ等化を用いるときの type I HARQ スループット特性を示す. 横軸は 1 シンボルあたりの受信信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度  $E_s/N_0$  ( $=SF(E_c/N_0)(1+N_g/N_c)$ ) である. 符号系列長を  $K=1024$  ビットとし, 符号化率  $R$  を  $1/2$  および  $3/4$  とした. また, QPSK 変調および 16QAM を用い,  $SF=U=16$  とした. 比較のため, MMSE ターボ等化を行わない場合, Rake 合成および OFDM の特性も示す. MMSE ターボ等化を用いれば, ICI を除去しつつ, より大きな周波数ダイバーシチ効果を得ることができるので, マルチコード DS-CDMA HARQ スループット特性を大幅に改善できる. また, 16QAM では, QPSK と比較して信号間距離が小さいので, 残留 ICI による特性劣化が大きい. 従って, MMSE ターボ等化を用いることで, 大幅に特性を改善できる.

OFDM と比較すると, MMSE ターボ等化を用いない場合, 残留 ICI によりスループット特性が劣化している. しかし, MMSE ターボ等化を用いれば,  $E_s/N_0 > 13\text{dB}$  および  $E_s/N_0 < 9\text{dB}$  で, OFDM より優れたスループット特性が得られている. 一方,  $E_s/N_0 = 9 \sim 13\text{dB}$  (16QAM および  $R=1/2$  の場合) では, OFDM よりスループット特性がわずかに劣化している.

#### 4.2. Type II

図 5 に MMSE ターボ等化を用いるときの type II HARQ スループット特性を示す. HARQ として, type II HARQ S-P4 を用いた.  $K=2048$ ,  $SF=U=1, 16$  とし, 16QAM を用いた. 比較のため, MMSE ターボ等化を行わない場合と OFDM の特性も示す. Type I と同様, MMSE ターボ等化を用いれば type II HARQ スループット特性を大幅に改善できる.  $SF=U=16$  のとき, 逆拡散により残留 ICI を抑圧できるので,  $SF=U=1$  より優れた特性が得られている.  $E_s/N_0$  の低い領域 ( $E_s/N_0 \leq 16\text{dB}$ ) では, MMSE ターボ等化を行うことで, OFDM とほぼ

同等の特性が得られている。一方、 $E_s/N_0$  の高い領域 ( $E_s/N_0 \geq 16\text{dB}$ ) では、パリティビット系列を再送しなくても、MMSE-FDE および ICI キャンセルを繰り返し行うことで、残留 ICI を大幅に抑圧できるので、HARQ スループット特性を大幅に改善できる。SF=U=16 のとき、スループット 1~2(bit/s/Hz) を満たす所要平均  $E_s/N_0$  を 1~2.2dB 程度低減できる。また、スループット 2.5~3(bit/s/Hz) を満たす所要平均  $E_s/N_0$  を 5.5~7dB 程度低減できる。

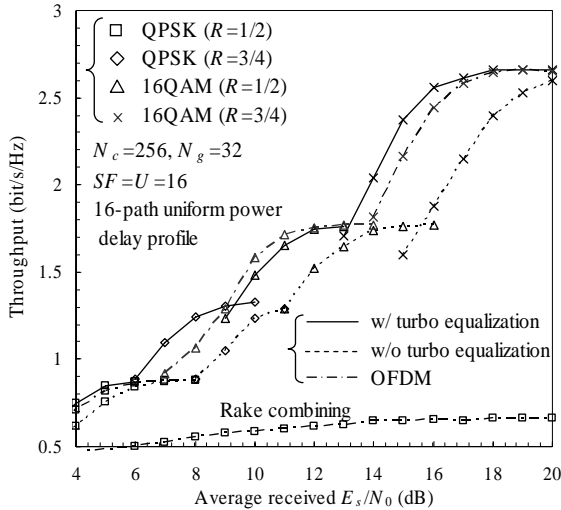


図4 Type I HARQ スループット特性

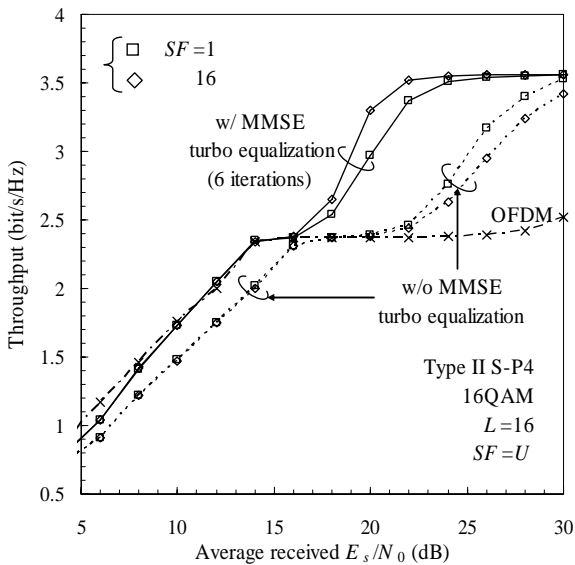


図5 Type II S-P4 HARQ スループット特性

## 5. 結論

本論文では、MMSE ターボ等化を用いるマルチコード DS-CDMA HARQ スループット特性を計算機シミュレーションにより明らかにした。HARQ として、type I および type II S-P4 を用いた。マルチコード DS-CDMA HARQ において、MMSE ターボ等化を用いれば、ICI を除去しつつ、より大きな周波数ダイバーシチ効果を得ることができるので、HARQ スループット特性を大幅に改善できることが分かった。Type I では、MMSE ターボ等化を用いることで、OFDM とほぼ同等の特性が得られる。Type II においても、 $E_s/N_0$  の低い領域

( $E_s/N_0 \leq 16\text{dB}$ ) で、OFDM とほぼ同等の特性が得られ、 $E_s/N_0$  の高い領域 ( $E_s/N_0 \geq 16\text{dB}$ ) では、それよりも優れたスループット特性が得られることを示した。

本論文では、理想チャネル推定を仮定した。周波数領域 ICI キャンセラに対するチャネル推定の影響は今後の検討課題である。

## 文献

- [1] H. Atarashi, S. Abeta and M. Sawahashi, "Variable spreading orthogonal frequency and code division multiplexing (VSF-OFCDM) for broadband packet wireless access," IEICE Trans. Commun., Vol. E86-B, pp. 291-299, Jan. 2003.
- [2] D. Garg and F. Adachi, "Comparison of Rcp HARQ Throughput Using OFDM, MC-CDMA and DS-CDMA with Frequency-domain Equalization," Proc. 9th IEEE International Conference on Communications Systems (ICCS 2004), Singapore, 6-8 Sep. 2004.
- [3] *Physical layer aspects of UTRA High Speed Downlink Packet Access* (Release 4), Mar. 2001. 3GPP, 3G TR25.848 V4.0.0.
- [4] W. C., Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [5] J. G. Proakis, *Digital communications*, 2<sup>nd</sup> ed., McGraw-Hill, 1995.
- [6] F. Adachi, T. Sao, and T. Itagaki, "Performance of multicode DS-CDMA using frequency domain equalisation in frequency-selective fading channel" Electronics Letters, Vol. 39, No.2, pp. 239-241, Jan. 2003.
- [7] F. Adachi and K. Takeda, "Bit error rate analysis of DS-CDMA with joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining," IEICE Trans. Commun., Vol.E87-B, No.10, pp.2991-3002, Oct. 2004.
- [8] K. Takeda and F. Adachi, "Performance evaluation of multi-rate DS-CDMA using frequency-domain equalization in a frequency-selective fading channel," IEICE Transactions on Communication, vol.E88-B, No.3, pp.1191-1201, March 2005.
- [9] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," IEEE Wireless Communications Magazine, Vol. 12, No. 2, pp.8-18, April. 2005.
- [10] K. Higuchi, K. Okawa, M. Sawahashi and F. Adachi, "Field experiments on pilot symbol-assisted coherent multistage interference canceller in DS-CDMA reverse link," IEICE Trans. Commun., Vol.E86-B, No.1, pp.191-205, Jan. 2003.
- [11] S. Tomasin and Nevio Benvenuto, "A reduced complexity block iterative DFE for dispersive wireless applications", Proc. IEEE VTC'04 fall, Sept. 2004.
- [12] K. Takeda, K. Ishihara, and F. Adachi, "Downlink DS-CDMA transmission with joint MMSE equalization and ICI cancellation," Proc. IEEE VTC 2006-spring, Melbourne, Australia, 7-10 May 2006.
- [13] D. Raphaeli and Y. Zarai, "Combined turbo equalization and turbo decoding," IEEE Commun. Letters, Vol. 2, No. 2, pp. 107-109, April 1998.
- [14] X. Wang and H. V. Poor, "Iterative (turbo) soft interference cancellation and decoding for coded CDMA," IEEE Commun. Mag., Vol. 47, No.7, pp.1046-1060, July 1999.
- [15] C. Laot, R. L. Bidan, and D. Leroux, "Low-complexity MMSE Turbo Equalization: a possible solution for EDGE," IEEE Trans. Wire. Commun., Vol. 4, No. 3, pp.965-974, May 2005.
- [16] A. Stefanov and T. Duman, "Turbo coded modulation for wireless communications with antenna diversity," Proc. IEEE VTC99-Fall, pp.1565-1569, Netherlands, Sept. 1999.
- [17] J. P. Woodard and L. Hanzo, "Comparative study of turbo decoding techniques: An overview", IEEE Trans. Veh. Technol., Vol.49, pp.2208-2233, Nov. 2000.
- [18] 武田, 安達, "ICI キャンセルを用いるマルチコード DS-CDMA 周波数領域等化の HARQ スループット特性," 信学技報, RCS2006-110, pp.31-36, 2006年8月.