

送信ダイバーシチを用いる DS-CDMA 周波数領域 ICI キャンセラの HARQ スループット特性

武田 和晃[†] 小島 洋平[†] 留場 宏道[†] 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: [†] {takeda, kojima, tomeba}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 次世代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、優れたスループット特性を得ることができる。更なる特性改善には、送信ダイバーシチの適用が有効である。これまで筆者らは、ICI キャンセラを DS-CDMA/MMSE-FDE に適用すれば、循環遅延送信ダイバーシチ (CDTD) は時空間送信ダイバーシチ (STTD) とほぼ同じ平均 BER 特性を得ることができることを示してきた。本報告では、CDTD および STTD を用いるときの DS-CDMA 周波数領域 ICI キャンセラの 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。

キーワード HARQ, DS-CDMA, MMSE 周波数領域等化, ICI キャンセラ, 循環遅延送信ダイバーシチ, 時空間送信ダイバーシチ

HARQ throughput performance of DS-CDMA/ICI cancellation using transmit antenna diversity

Kazuaki TAKEDA[†], Yohei KOJIMA[†], Hiromichi TOMEBA[†], 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: [†] {takeda, kojima, tomeba}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] 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 control technique. The joint use of frequency-domain equalization (FDE) and inter-chip interference (ICI) cancellation based on the minimum mean square error criterion can provide a very good throughput performance of HARQ. To further improve the throughput performance, transmit antenna diversity technique is effective. So far, we have shown that the introduction of ICI cancellation into DS-CDMA/MMSE-FDE provides almost the same bit error rate (BER) performance for cyclic delay transmit diversity (CDTD) and space-time transmit diversity (STTD). In this paper, we evaluate, by computer simulation, the throughput performance of HARQ using DS-CDMA/ICI cancellation for CDTD and STTD.

Keyword HARQ, DS-CDMA, MMSE-FDE, ICI cancellation, CDTD, STTD

1. まえがき

次世代移動無線通信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]。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から[4]-[5]、チャネル等化器の適用が必要である。

これまで筆者らは、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ることができるので、第3世代移動無線通信で用いられている Rake 合成より優れたスループット特性が得られるこ

とを示してきた[2]。しかし、MMSE-FDE では、周波数選択性を完全にはなくすことができないため、FDE 後にチップ間干渉 (ICI) が残留してしまう。

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 重みを用いる周波数領域 ICI キャンセラを提案してきた[6]。更に、これを HARQ に適用すれば、スループット特性を大幅に改善できることを示してきた[7]。

更なる伝送特性の改善には送信ダイバーシチの適用が有効である。本報告では、循環遅延送信ダイバーシチ (CDTD) [8]および時空間送信ダイバーシチ (STTD) [9]を用いる。CDTD では、等価的なパス数を増やすことができるため、大きな周波数ダイバーシチ効果が得られる。一方、STTD では、アンテナダイバーシチ効果が得られるので、CDTD より優れた特性が得られると言われてきた[10]。文献[11]において、筆者らは、この特性差は残留 ICI によるものであることを指摘し、ICI

キャンセラを DS-CDMA/MMSE-FDE に適用すれば、CDTD および STTD の平均 BER 特性が同じになることを理論的に示してきた。本報告では、CDTD と STTD を対象に、パケット合成と一体となった、残留 ICI を考慮した MMSE-FDE 重みを導出し、それを用いる DS-CDMA 周波数領域 ICI キャンセラ/HARQ を提案している。CDTD および STTD 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。

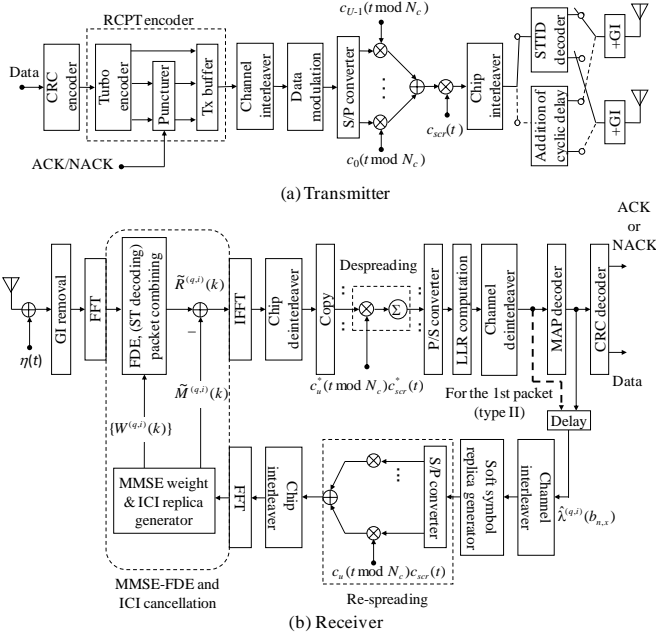


図 1 送信ダイバーシティを用いる DS-CDMA 伝送系

2. DS-CDMA HARQ 伝送系

図 1 に MMSE-FDE および ICI キャンセラ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、HARQ type II 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、 $K \log_2 M$ 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。ここで、 M は多値変調数および K はデータ変調後のシンボル数である。本論文では、HARQ type II S-P2 を用いている (図 2)。type II S-P2 では、2 個のパリティビット系列をバンクチャ周期 2 でバンクチャし、 $K \log_2 M$ ビットから成るパリティビット系列を 2 個だけ生成し、これを再送パケットとして用いる。S-P2 では、次のようなバンクチャ行列を用いる。

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

以下では、パケット送信および受信信号処理について説明する。最初のパケット伝送では、 $K \log_2 M$ 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、 $K \log_2 M$ ビットから成るパリティビット系列を再送し、MMSE-FDE, ICI キャンセラおよびターボ復号を繰り返し行う (送信回数が第 2 および 3 回するとき、符号化率 R はそれぞれ $R=1/2, 1/3$ 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 4 回以

降) は、情報ビット系列から再送を行う。受信機では、MMSE-FDE, パケット合成, ICI キャンセラおよびターボ復号を繰り返し行う (以降では、便宜上これを MMSE ターボ等化と呼ぶ)。

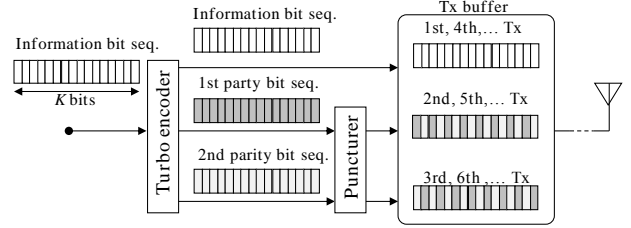


図 2 HARQ type II S-P2

3. CDTD を用いる DS-CDMA 伝送系

3.1. 送信信号の数式表現

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、ターボ符号化, チャンネルインターリーブおよびデータ変調後, K シンボルから成るシンボル系列を $U \times N_c / SF$ 個のシンボルから成るブロックに分割する (従って, シンボルブロック数は $K / (U N_c / SF)$ となる)。ここで, N_c は FFT ブロック長, SF は拡散率および U はコード多重数である。次いで, 各シンボルブロックを U 個のシンボルブロックに直並列 (S/P) 変換する。コード u ($u=0 \sim U-1$) のデータシンボルブロックを $\{d_u(m); m=0 \sim N_c/SF-1\}$, 拡散率 SF の拡散符号を $\{c_u(t); t=0 \sim SF-1\}$ とする。 U 個のデータシンボルブロックをそれぞれ直交拡散符号を用いて拡散し, 加算する (これをコード多重という)。コード多重後にスクランブル符号 $c_{scr}(t)$ を乗算して得られる送信チップブロックの等価低域表現 $\{s(t); t=0 \sim N_c-1\}$ は次式のようになる。

$$s(t) = \left[\sum_{u=0}^{U-1} d_u(\lfloor t/SF \rfloor) \cdot c_u(t \bmod SF) \right] c_{scr}(t) \quad (2)$$

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。

アンテナ毎に異なる循環遅延を与えて同時に送信するのが CDTD である。送信チップブロック $\{s(t); t=0 \sim N_c-1\}$ を送信アンテナ数 N_t 分だけコピーし, 次式のように n ($n=0 \sim N_t-1$) 番目のアンテナから送信される送信チップブロックに循環遅延 $n\Delta$ を与える。

$$\bar{s}_n(t) = \sqrt{2E_c/N_t T_c} s((t-n\Delta) \bmod N_c) \quad (3)$$

ここで E_c は 1 チップ当たりの信号エネルギー, T_c はチップ長である。また, 総送信電力を一定とするため送信電力を N_t で除算している。最後に, N_c チップブロックの後尾 N_g チップをコピーして, 各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。

3.2. MMSE-FDE とパケット合成

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 II S-P2 では, パリティビット系列を 2 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, 3 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.

$$R^{(q)}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} r^{(q)}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (4)$$

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 [2].

$$\begin{aligned} \hat{R}^{(q,i)}(k) &= \sum_{q'=1}^q W^{(q',i)}(k) R^{(q')}(k) \\ &= S(k) \hat{H}_{CD}^{(q,i)}(k) + \hat{\Pi}_{CD}^{(q,i)}(k) \end{aligned} \quad (5)$$

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

$$\hat{H}_{CD}^{(q,i)}(k) = \sum_{q'=1}^q W^{(q',i)}(k) H_{CD}^{(q')}(k) \quad (6)$$

ここで, $H_{CD}^{(q')}(k)$ は CDTD を用いた時の第 k 周波数点の複合チャネル利得である [11].

3.3. 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.

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

ここで, $\tilde{M}_{CD}^{(q,i)}(k)$ は次式で与えられる ICI レプリカである [11].

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

ここで, $\{\tilde{S}^{(q,i-1)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ は送信チップブロックのレプリカ $\{\tilde{s}^{(q,i-1)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ の周波数成分であり,

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

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.

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

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

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

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.

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

3.4. MAP 復号

U 個の軟判定シンボルブロック $\{\hat{d}_u^{(q,i)}(m); m=0 \sim N_c/SF-1\}$, $u=0 \sim U-1$, を P/S 変換して得られた軟判定シンボルブロック $\{\hat{d}^{(q,i)}(n); n=0 \sim UN_c/SF-1\}$ を用いて, 対数尤度比 (LLR) $\Lambda^{(q,i)} = \{\Lambda_n^{(q,i)}(x); n=0 \sim UN_c/SF-1, x=0 \sim \log_2 M-1\}$ を次式のように求める [12].

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

ここで, $b_{n,x}$ は n 番目のシンボルを構成する $\log_2 M$ ビットの内の x ($x=0 \sim \log_2 M-1$) 番目のビットを表す. $d_{b_{n,x}=0}^{\min}$ (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. $2\sigma^2$ は, 残留 ICI と雑音の分散の和である. 以上の MMSE-FDE, ICI キャンセラ, 逆拡散および LLR 計算を $K/(UN_c/SF)$ 個のブロックに対して行い, K シンボル分の LLR 系列を生成する. チャンネル・デインターリーブ後, MAP 復号を以下のように行う.

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 LLR 系列 $\tilde{\lambda}_{s2}^{(q,i-1)}$ を用いて以下の事後 LLR 系列 $\lambda^{(q,i)} = \{\lambda^{(q,i)}(b_{n,x}); n=0 \sim K-1, x=0 \sim 1, \log_2 M-1\}$ を求める [13].

$$\lambda^{(q,i)}(b_{n,x}) = \ln \frac{p(b_{n,x}=1 | \Lambda_s^{(q,i)}, \Lambda_{p1}^{(q,i)})}{p(b_{n,x}=0 | \Lambda_s^{(q,i)}, \Lambda_{p1}^{(q,i)})} \quad (14)$$

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.

MMSE 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し, ICI レプリカ生成で用いる事前情報系列 $\hat{\lambda}^{(q,i)} = \{\hat{\lambda}^{(q,i)}(b_{n,x}); n=0 \sim K-1, x=0 \sim \log_2 M-1\}$ 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.

$$\hat{\lambda}^{(q,i)}(b_{n,x}) = \ln \left(\frac{p^{(q,i)}(b_{n,x}=1)}{p^{(q,i)}(b_{n,x}=0)} \right) \quad (15)$$

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. $\hat{\lambda}^{(q,i)}(b_{n,x})$ 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, $\lambda_{s2}^{(q,i)}$ を正負判定して受信データを得る.

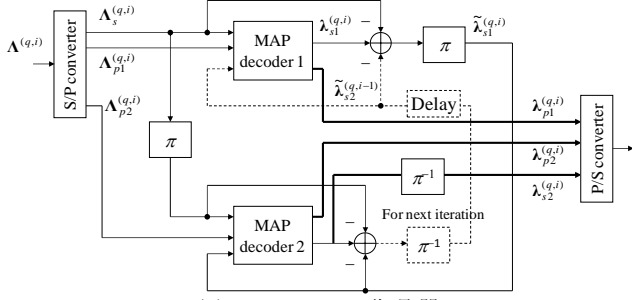


図 3 MAP 復号器

3.5. ICI レプリカ生成

式(15)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].

$$p^{(q,i-1)}(b_{n,x}) = \begin{cases} -\frac{1}{2} \tanh \left(\frac{\hat{\lambda}^{(q,i-1)}(b_{n,x})}{2} \right) + \frac{1}{2} & \text{for } b_{n,x} = 0 \\ \frac{1}{2} \tanh \left(\frac{\hat{\lambda}^{(q,i-1)}(b_{n,x})}{2} \right) + \frac{1}{2} & \text{for } b_{n,x} = 1 \end{cases} \quad (16)$$

式(16)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].

$$\tilde{d}^{(q,i-1)}(n) = \sum_{d \in D} d \prod_{b_{n,x} \in d} p^{(q,i-1)}(b_{n,x}) \quad (17)$$

ここで, d は信号点の集合 D に属するシンボルである. 式(17)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.

$$\tilde{d}^{(q,i-1)}(n) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh \left(\frac{\hat{\lambda}^{(q,i-1)}(b_{n,0})}{2} \right) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh \left(\frac{\hat{\lambda}^{(q,i-1)}(b_{n,1})}{2} \right) & \text{for QPSK} \\ \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh \left(\frac{\hat{\lambda}^{(q,i-1)}(b_{n,0})}{2} \right) \left\{ 2 + \tanh \left(\frac{\hat{\lambda}^{(q,i-1)}(b_{n,1})}{2} \right) \right\} \\ + j \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh \left(\frac{\hat{\lambda}^{(q,i-1)}(b_{n,2})}{2} \right) \left\{ 2 + \tanh \left(\frac{\hat{\lambda}^{(q,i-1)}(b_{n,3})}{2} \right) \right\} & \text{for 16QAM} \end{cases} \quad (18)$$

ただし, HARQ type II 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 系列 $\{\Lambda_n^{(q,i-1)}(x); n=0 \sim K-1\}$ を用いて, $\tilde{d}^{(q,i-1)}(n)$ を求め, FDE および ICI キャンセラを繰り返し行う [11].

次に, $\{\tilde{d}^{(q,i-1)}(n); n=0 \sim K-1\}$ を UN_c/SF から成るシンボルブロックに分割した後, U 個のブロック $\{\tilde{d}_u^{(q,i-1)}(m); u=0 \sim U-1, m=0 \sim N_c/SF-1\}$ に S/P 変換する. これを次式のように拡散して, 軟判定チップブロック $\{\tilde{s}^{(q,i-1)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ を得る.

$$\tilde{s}^{(q,i-1)}(t) = \left[\sum_{u=0}^{U-1} \tilde{d}_u^{(q,i-1)}(\lfloor t/SF \rfloor) c_u(t \bmod SF) \right] c_{scr}(t) \quad (19)$$

$\{\tilde{s}^{(q,i-1)}(t)\}$ に N_c ポイント FFT を適用し, 次式で表される周波数成分 $\{\tilde{S}^{(q,i-1)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ を得る.

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

$\tilde{S}^{(q,i-1)}(k)$ を用いて式(8)より周波数領域の残留 ICI レプリカ $\tilde{M}_{CD}^{(q,i)}(k)$ を生成する.

3.6. 適応 MMSE 重み

パケット合成と一体となった, 残留 ICI を考慮した MMSE-FDE 重みは次式で与えられる (導出略).

$$W^{(q,i)}(k) = \frac{H_{CD}^{(q,i)}(k)}{\rho^{(q,i-1)} \sum_{q'=1}^q |H_{CD}^{(q,i)}(k)|^2 + \left(\frac{1}{N_t} \frac{E_c}{N_0} \right)^{-1}} \quad (21)$$

ここで,

$$\rho^{(q,i-1)} = SF \sum_{m=0}^{N_c/SF-1} \sum_{u=0}^{U-1} \left\{ E \left[|d_u(m)|^2 \right] - |\tilde{d}_u^{(q,i-1)}(m)|^2 \right\} \quad (22)$$

である. ただし, $\rho^{(q,i-1)} = U$ であり, 従来の MMSE 重みと等価である [2]. MMSE ターボ等化では, i が大きくなるにつれて, 事前 LLR $\hat{\lambda}^{(q,i-1)}(b_{n,x})$ の値が大きくなるから, $\rho^{(q,i-1)}$ が 0 に近づき, $W^{(q,i)}(k)$ 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。

式(22)の $E[|d_u(m)|^2]$ は以下のように求めている。まず、式(16)より $E[|d(n)|^2]$ を次式のように求める。

$$E[|d(n)|^2] = \sum_{d \in D} |d|^2 \prod_{b_{n,x} \in d} p^{(q,i-1)}(b_{n,x})$$

$$= \begin{cases} 1 & \text{for QPSK} \\ \frac{4}{10} \tanh\left(\frac{\hat{\lambda}^{(q,i-1)}(b_{n,1})}{2}\right) + \frac{4}{10} \tanh\left(\frac{\hat{\lambda}^{(q,i-1)}(b_{n,3})}{2}\right) + 1 & \text{for 16QAM} \end{cases} \quad (23)$$

次に、 $\{E[|d(n)|^2]; n=0 \sim K-1\}$ を UN_c/SF シンボルから成るブロックに分割した後、 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. STTD を用いる時の受信機構成

本論文では、 $N_t=2$ の STTD [9] を考える。偶数および奇数番目の送信チップブロックを $\{s_{e(o)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ とする。 $\{s_e(t)\}$ および $\{s_o(t)\}$ に時間領域 STTD 符号化を行い、ブロック毎に GI を付加して送信する。送信チップブロックは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。偶数および奇数番目の受信チップブロック $\{r_{e(o)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ に N_c ポイント FFT を適用して N_c 個の周波数成分 $\{R_{e(o)}^{(q)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に分解する。 $R_e^{(q)}(k)$ と $R_o^{(q)}(k)$ はそれぞれ次式で表せる。

$$\begin{cases} R_e^{(q)}(k) = \sqrt{\frac{2E_c}{N_t T_c}} H_0^{(q)}(k) S_e(k) + \sqrt{\frac{2E_c}{N_t T_c}} H_1^{(q)}(k) S_o(k) + \Pi_e^{(q)}(k) \\ R_o^{(q)}(k) = -\sqrt{\frac{2E_c}{N_t T_c}} H_0^{(q)}(k) S_o^*(k) + \sqrt{\frac{2E_c}{N_t T_c}} H_1^{(q)}(k) S_e^*(k) + \Pi_o^{(q)}(k) \end{cases} \quad (24)$$

ここで、 $H_{0(\text{or}1)}^{(q)}(k)$ および $\Pi_{e(\text{or}o)}^{(q)}(k)$ は送信アンテナ 0(1) と受信機間のチャンネル利得および雑音成分である [11]。受信側では、次式のように STTD、MMSE-FDE とパケット合成を同時に行う。

$$\begin{cases} \hat{R}_e^{(q,i)}(k) = \sum_{q'=1}^q \left\{ R_e^{(q')} (k) W_{e,0}^{(q',i)*}(k) + R_o^{(q')*}(k) W_{e,1}^{(q',i)}(k) \right\} \\ \hat{R}_o^{(q,i)}(k) = \sum_{q'=1}^q \left\{ R_e^{(q')} (k) W_{o,1}^{(q',i)*}(k) - R_o^{(q')*}(k) W_{o,0}^{(q',i)}(k) \right\} \end{cases} \quad (25)$$

ここで、 $W_{e(\text{or}o),0(\text{or}1)}^{(q',i)}(k)$ は次式で与えられる STTD 復号、パケット合成と融合した MMSE-FDE 重みである。

$$W_{e(\text{or}o),0(\text{or}1)}^{(q',i)}(k) = \frac{H_{0(\text{or}1)}^{(q')}(k)}{\rho_{e(\text{or}o)}^{(q,i-1)} \sum_{q'=1}^q \left\{ |H_0^{(q')}(k)|^2 + |H_1^{(q')}(k)|^2 \right\} + \left(\frac{1}{N_t} \frac{E_c}{N_0} \right)^{-1}} \quad (26)$$

ここで、 $\rho_{e(\text{or}o)}^{(q,i-1)}$ は、偶数および奇数番目ブロックにおける $\rho^{(q,i-1)}$ (式(22)) である。

次いで、次式のように ICI キャンセルを行う。

$$\tilde{R}_{e(\text{or}o)}^{(q,i)}(k) = \hat{R}_{e(\text{or}o)}^{(q,i)}(k) - \tilde{M}_{e(\text{or}o)}^{(q,i)}(k) \quad (27)$$

ここで、 $\tilde{M}_{e(\text{or}o)}^{(q,i)}(k)$ は ICI レプリカであり、次式で与えられる。

$$\tilde{M}_{e(\text{or}o)}^{(q,i)}(k) = \sqrt{\frac{2E_c}{N_t T_c}} \left\{ \hat{H}_{e(\text{or}o)}^{(q,i)}(k) - \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{e(\text{or}o)}^{(q,i)}(k') \right) \right\} \tilde{S}_{e(\text{or}o)}^{(q,i-1)}(k) \quad (28)$$

ここで、 $\tilde{M}_{e(o\ o)}^{(q,0)}(k) = 0$ 、 $\hat{H}_{e(\text{or}o)}^{(q,i)}(k) = \sum_{q'=1}^q \left\{ W_{e(\text{or}o),0}^{(q',i)}(k) H_0^{(q')*}(k) + W_{e(\text{or}o),1}^{(q',i)}(k) H_1^{(q')*}(k) \right\}$ であり、 $\tilde{S}_{e(\text{or}o)}^{(q,i-1)}(k)$ は $S_{e(\text{or}o)}(k)$ のレプリカである。 N_c ポイント IFFT、逆拡散および MAP 復号後、軟判定シンボルレプリカ $\tilde{d}_{e(\text{or}o)}^{(q,i-1)}(m)$ を求め、次の繰り返しで用いる ICI レプリカと MMSE 重みを求める。

5. 計算機シミュレーション

FFT ポイント数 $N_c=256$ (ブロック長 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、フェージングチャンネルは、減衰指数 $\alpha=5$ dB の指数減衰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であるものとした。受信機のタイミング再生とチャン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。ブロックチャンネルインターリーブを用い、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 8 回とした。

図 4 に HARQ type II S-P2 の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。 $K \log_2 M=6144$ ビットとし、16QAM データ変調を用いた。STTD、CDTD および $N_t=1$ (送信ダイバーシチなし) の特性を示している。CDTD では循環遅延 Δ を $\Delta=32$ チップとした。 $N_t=4$ の場合、符号化率 3/4 の STTD 符号化を用いた [15]。また、比較のため、ICI キャンセラを用いない場合の特性も示す (図 4(a))。ICI キャンセラを用いない場合、FDE とパケット合成を行った後、ターボ復号を 8 回繰り返し、データ復調を行っている。拡散率 $SF=16$ 、コード多重数 $U=SF$ とした。

まず、ICI キャンセラを用いない場合 (図 4(a)) について議論する。 $16 \leq E_s/N_0 \leq 26$ dB で、 $N_t=1$ が CDTD より高いスループット特性を与えている。これは、 $N_t=1$ の方が CDTD より等価パス利得

$$A_{CD}^{(q,i)} = \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_{CD}^{(q,i)}(k) \right) \quad (式(10))$$

の変動が大きいことと、残留 ICI の分散が小さいため、初回の送信でパケットを誤りなく受信する確率が高くなるからである。一方、 $N_t=2$ の STTD を用いれば、STTD 符号化によりアンテナダイバーシチ効果が得られるので、 $N_t=1$ および CDTD よりも優れた特性が得られる。しかし、 $N_t=4$ の STTD ではアンテナダイバーシチ効果が得られるものの、符号化率 3/4 の符号化により伝送レートが低下してしまうため、スループット特性が劣化している。

DS-CDMA/HARQ に ICI キャンセラを用いれば (つ

まり、MMSE-FDE、ICI キャンセラおよびターボ復号の一連の操作を8回繰り返す、大幅にスループット特性を改善できる。 E_s/N_0 の低い領域($E_s/N_0 \leq 10\text{dB}$)では、ICI キャンセラを用いることでスループットを改善できるものの、雑音の影響が支配的であるから、改善量は少ない。一方、 E_s/N_0 の高い領域($E_s/N_0 \geq 15\text{dB}$)では、パリティビット系列を再送しなくても、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。 $N_t=2$ のとき、スループット2.5~3.0(bit/s/Hz)を満たす所要平均 E_s/N_0 を、CDTD では6.7~7.1 dB、STTD では1.7~2.1 dB改善できる。また、残留ICIが理想的にキャンセルできた場合、文献[11]で示したように、CDTDにより得られる周波数ダイバーシチ効果と、STTDにより得られるアンテナダイバーシチ効果が等しくなるから、 $N_t=2$ では、CDTDとSTTDでほぼ同じスループット特性が得られている。 $N_t=4$ のとき、STTDでは伝送レートが低下するものの、CDTDのそれはアンテナ本数には依存しないから、最も優れた特性が得られている。 $N_t=4$ のとき、 $N_t=1$ と比べて、スループット2.5~3.0(bit/s/Hz)を満たす所要平均 E_s/N_0 を1.1~2 dB改善できる。しかし、すでに大きな周波数ダイバーシチ効果が得られているため、 $N_t=2$ からの改善は小さい。

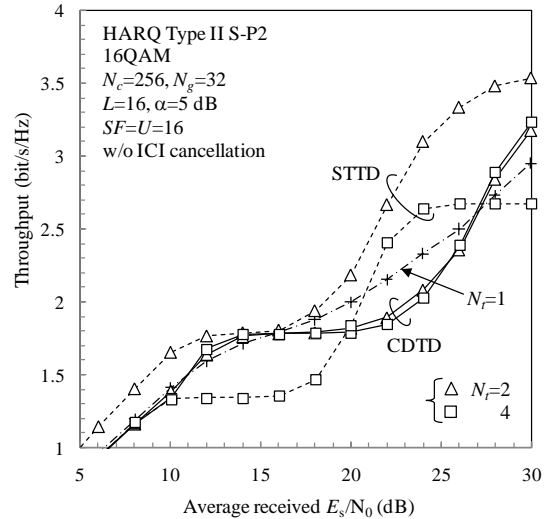
6. 結論

本論文では、CDTDとSTTDを対象に、パケット合成と一体となった、残留ICIを考慮したMMSE-FDE重みを導出し、それを用いるDS-CDMA周波数領域ICIキャンセラ/HARQを提案し、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。ICIキャンセラを用いない場合、アンテナダイバーシチが得られるSTTDで優れたスループット特性が得られる。ICIキャンセラを用いれば、CDTDとSTTDのHARQスループット特性を大幅に改善できる。 $N_t=2$ の時、スループット2.5~3.0(bit/s/Hz)を満たす所要平均 E_s/N_0 を、CDTDでは6.7~7.1 dB、STTDでは1.7~2.1 dB改善できる。一方、 $N_t=4$ の時、STTDでは伝送レートが低下するが、CDTDのそれはアンテナ本数には依存しないから、STTDより優れたスループット特性が得られる。

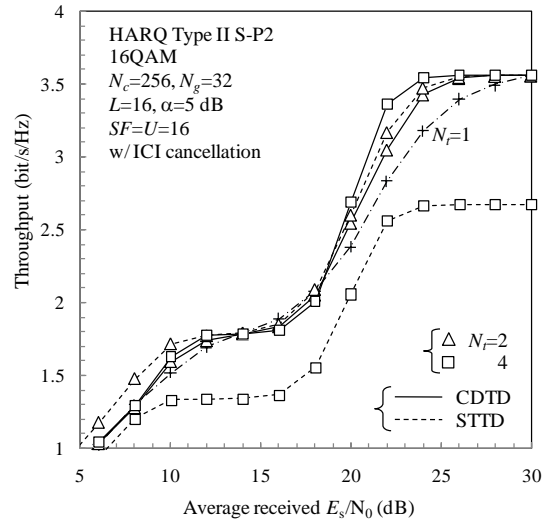
文 献

- [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 RcpT 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*, 2nd ed., McGraw-Hill, 1995.
- [6] 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.
- [7] 武田和晃, 安達文幸, "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," 信学技報, RCS2006-167, pp. 59-64, 2006年11月.

- [8] A. Dammann and S. Kaiser, "Standard conformable antenna diversity techniques for OFDM systems and its application to the DVB-T system," Proc. IEEE Globecom, pp. 3100-3105, Nov. 2001.
- [9] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," IEEE J. Sel. Areas Commun., Vol.16, No.8, pp.1451-1458, Oct. 1998.
- [10] R. Kawauchi, K. Takeda and F. Adachi, "Space-time cyclic delay transmit diversity for a multi-code DS-CDMA signal with frequency-domain equalization," IEICE Trans. Commun., Vol.E90-B No.3, pp. 591-596, Mar. 2007.
- [11] 武田和晃, 小島洋平, 安達文幸, "DS-CDMA周波数領域等化における周波数領域ICIキャンセラと送信ダイバーシチの複合効果," 信学技報, RCS2007-65, pp. 69-74, 2007年8月.
- [12] A. Stefanov and T. Duman, "Turbo coded modulation for wireless communications with antenna diversity," Proc. IEEE VTC99-Fall, pp.1565-1569, Netherlands, Sept. 1999.
- [13] 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.
- [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] W. Su, X. G. Xia, and K. J. R. Liu, "A systematic design of high-rate complex orthogonal space-time block codes," IEEE Commun. Lett., Vol. 8, No. 6, pp. 380-382, June 2004.



(a) ICI キャンセラなし



(b) ICI キャンセラあり

図4 HARQスループット特性