

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

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

あらまし 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, チャネルの周波数選択性を積極的に利用することができるので, Rake 合成より優れたビット誤り率 (BER) 特性を得ることができる. 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. 本報告では, 周波数領域 ICI キャンセラを用いる DS-CDMA 周波数領域等化の 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 DS-CDMA, 周波数領域等化, 周波数領域適応 ICI キャンセラ, HARQ

HARQ throughput performance of DS-CDMA frequency-domain equalization with ICI cancellation

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

Abstract In direct sequence code division multiple access (DS-CDMA), frequency-domain equalization (FDE) based on minimum mean square error (MMSE) criterion and inter-chip interference (ICI) cancellation can be applied to exploit the channel frequency-selectivity and therefore, can replace the conventional rake combining while offering a much improved bit error rate (BER) performance. 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. In this paper, we evaluate, by computer simulation, HARQ throughput performance for multicode DS-CDMA using frequency-domain equalization and ICI cancellation.

Keyword DS-CDMA, frequency-domain equalization, frequency-domain adaptive ICI canceller, HARQ

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. このような超高速な無線伝送において, 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となる[1,2]. そこで, 第3世代移動体通信では, Rake 受信を用いる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[3]. しかし, 周波数選択性の強いチャネルでは, 分解可能なパスが非常に多くなってしまい, 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, より高速な無線伝送が要求される次世代移動体通信では, Rake 受信に代わる等化器の適用が必要不可欠である.

そこで筆者らはこれまで, 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, BER 特性を大幅に改善できることを示してきた[4]. 更に, 異なる拡散率

の拡散符号を用いるマルチレート/マルチコード DS-CDMA への FDE の適用効果について報告してきた[5-8]. 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. これまでにも Rake 合成を用いるときの IPI キャンセラ[9], 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[10]. 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[11].

ところで, 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[12]. 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いる[13]. Type II HARQ では, 初回の送信時に情報ビットからなるパケットのみを送信し, 誤りが検出された場合のみ, パリティビットからなるパケットを再送し, 受信側で誤り

訂正を行うことで、スループット特性を向上させることができる。これまで、MMSE 周波数領域等化を用いれば、Rake 合成より高い HARQ スループット特性が得られることが明らかになっている [13]。更に、周波数領域 ICI キャンセラを DS-CDMA に用いれば HARQ スループット特性を大幅に改善することができる。そこで、本論文では、周波数領域 ICI キャンセラを用いるときの 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。

本論文は以下のような構成になっている。第 2 章では、MMSE 周波数領域等化と ICI キャンセラを用いる 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 HARQ について述べた後、第 5 章で ICI キャンセラを用いるときの 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。

2. DS-CDMA 伝送系

2.1. 信号伝送系

図 1 に周波数領域等化(FDE)および周波数領域適応 ICI キャンセラを用いる DS-CDMA 伝送系の構成を示す。本論文ではチップ時間間隔の離散表現を用いる。送信側では符号化率 R のターボ符号化を行った後、パングチャリングを行う。パングチャして得られたパリティビット系列は、再送要求に備えて情報ビット系列と共にバッファに保存される。チャンネルインターリーブ後、2 値送信データ系列をデータシンボル系列に変換（データ変調）し、送信データ系列 $\{d(m)\}$ を生成する。 $d(m)$ を U 個のデータシンボル系列 $\{d_u(n); u=0 \sim U-1\}$ に直/並列 (S/P) 変換した後、それぞれ N_c/SF 個のシンボルから成るブロックに分割する。以降では便宜上、1 ブロック $\{d_u(n); n=0 \sim N_c/SF-1\}$ を送信するものとする。

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系列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 $\{c_{scr}(t); t=0, \dots, -1, 0, 1, \dots\}$ を乗算し、チップインターリーブを行ってから、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) に挿入し送信する。

送信信号は、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。図 2 に繰り返し MMSE-FDE および ICI キャンセラの構成を示す。受信機では、受信信号に N_c ポイント高速フーリエ変換 (FFT) を適用して最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく FDE および ICI キャンセルを行う。次いで、 N_c ポイント逆 FFT (IFFT) を適用して時間領域信号に変換し、逆拡散を行い、軟判定値系列を得る。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 キャンセルおよび逆拡散を行う。これらを繰り返した後、チャンネル・デ・インターリーブおよびターボ復号を行い、誤り検出を行う。誤りが検出されなかった場合はデータ復調し、誤りが検出された場合は再送を送信側に要求する。

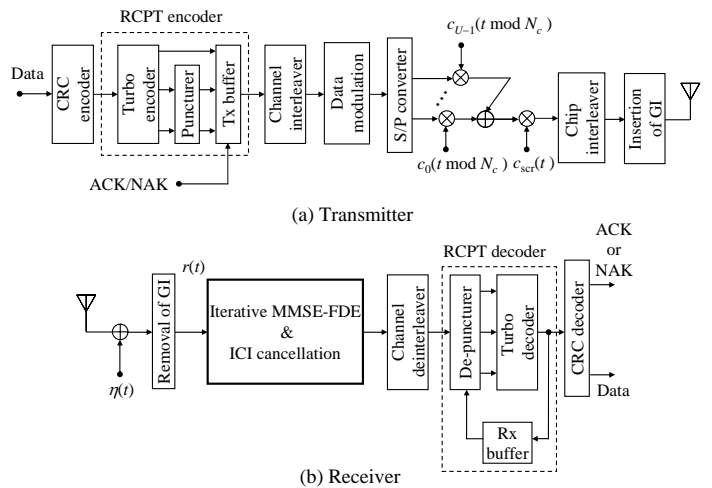


図 1 ICI キャンセラを用いる DS-CDMA 伝送系

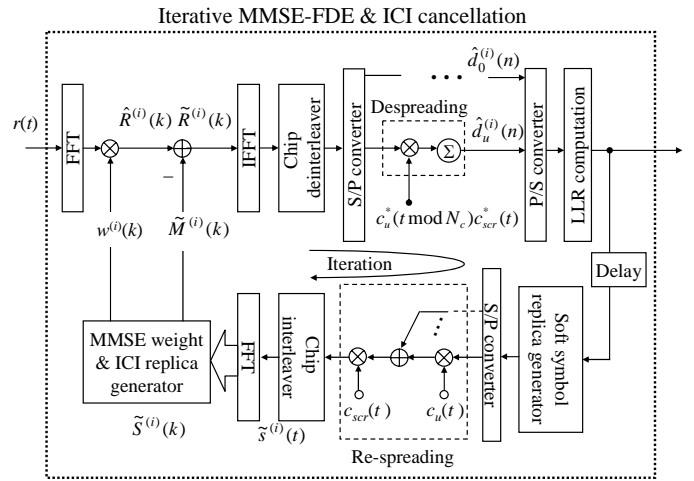


図 2 繰り返し MMSE-FDE および ICI キャンセラ

2.2. 送信信号の数式表現

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系列の等価低域表現 $\{\hat{s}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ は次式ようになる。

$$\hat{s}(t) = \sqrt{2E_c/T_c} s(t) \quad (1)$$

ここで E_c は 1 チップ当たりの信号エネルギー、 T_c はチップ長であり、 $s(t)$ は次式で与えられる。

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

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。この後、GI を挿入して送信する。

2.3. FDE と周波数領域適応 ICI キャンセラ

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。パス l の遅延時間は τ_l チップであるものとする。フェージングチャンネルのインパルス応答 $h(t)$ は次式で表わされる [14]。

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

ここで h_l はパス l 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。なお本論文では、ブロックフェージングを仮定し、1 ブロックにわたってパス利得は変動しないものとしている。

GI を削除した後の受信チップ系列 $\{r(t); t=0 \sim N_c-1\}$ は次式のようになる。

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \hat{s}((t - \tau_l) \bmod N_c) + \eta(t) \quad (4)$$

ここで $\eta(t)$ 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。

$r(t)$ に N_c ポイント FFT を適用して N_c 個の周波数成分 $\{R(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に分解する。第 k 周波数成分 $R(k)$ は次式で表せる。

$$R(k) = H(k)S(k) + \Pi(k) \quad (5)$$

ここで、 $H(k)$ 、 $S(k)$ および $\Pi(k)$ は第 k 周波数点のチャネル利得、 N_c 個からなる送信チップ系列の周波数成分および雑音成分である。 $H(k)$ 、 $S(k)$ は次式で表せる。

$$\begin{cases} S(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ H(k) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \end{cases} \quad (6)$$

受信側では、FDE および ICI キャンセルを繰り返す行う。本論文では、第 i 回目の処理について説明する。次式のように、サブキャリア毎に 1 タップ MMSE-FDE を行う [8]。

$$\begin{aligned} \hat{R}^{(i)}(k) &= R(k)w^{(i)}(k) \\ &= S(k)\hat{H}^{(i)}(k) + \hat{\Pi}^{(i)}(k) \end{aligned} \quad (7)$$

ここで、 $w^{(i)}(k)$ は MMSE-FDE 重みである。 $\hat{H}^{(i)}(k)$ および $\hat{\Pi}^{(i)}(k)$ は、それぞれ MMSE-FDE 後の等価チャネル利得と雑音成分であり、次式で与えられる。

$$\begin{cases} \hat{H}^{(i)}(k) = w^{(i)}(k)H(k) \\ \hat{\Pi}^{(i)}(k) = w^{(i)}(k)\Pi(k) \end{cases} \quad (8)$$

MMSE-FDE 後、次式のように周波数領域 ICI キャンセルを行う。

$$\tilde{R}^{(i)}(k) = \hat{R}^{(i)}(k) - \tilde{M}^{(i)}(k) \quad (9)$$

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

$$\tilde{M}^{(i)}(k) = \begin{cases} 0 & \text{for } i=0 \\ \left\{ \hat{H}^{(i)}(k) - A^{(i)} \right\} \tilde{S}^{(i-1)}(k) & \text{for } i > 0 \end{cases} \quad (10)$$

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

$$A^{(i)} = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}^{(i)}(k) \quad (11)$$

である。

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

$\tilde{r}^{(i)}(t)$ は次式のように表される。

$$\begin{aligned} \tilde{r}^{(i)}(t) &= \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{R}^{(i)}(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ &= A^{(i)}s(t) + \mu^{(i)}(t) + \hat{\eta}^{(i)}(t) \end{aligned} \quad (12)$$

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

$$\begin{cases} \mu^{(i)}(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}^{(i)}(k) \left[\sum_{\substack{\tau=0 \\ \tau \neq t}}^{N_c-1} (s(\tau) - \tilde{s}^{(i-1)}(\tau)) \exp\left(j2\pi k \frac{t-\tau}{N_c}\right) \right] \\ \hat{\eta}^{(i)}(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{\Pi}^{(i)}(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (13)$$

ここで、 $\{\tilde{s}^{(i-1)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ 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 $\tilde{r}^{(i)}(t)$ を次式のように逆拡散して軟判定値系列 $\{\hat{d}_u^{(i)}(n); n=0 \sim N_c/SF-1\}$ を得る。

$$\hat{d}_u^{(i)}(n) = \frac{1}{SF} \sum_{t=nSF}^{(n+1)SF-1} \tilde{r}^{(i)}(t) c_u^*(t \bmod N_c) c_{scr}^*(t) \quad (14)$$

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 $\tilde{M}^{(i)}(k)$ 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、軟判定値より送信チップのレプリカ $\{\tilde{s}^{(i-1)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ を生成している。

3.1. ICI レプリカ生成

第 $i-1$ 回目で得られた逆拡散後の軟判定値系列 $\{\hat{d}_u^{(i-1)}(n)\}$ を用いて、 $n(n=0 \sim N_c/SF-1)$ 番目のシンボルにおける $x(x=0 \sim M-1)$ 番目のビット $b_{n,x}$ の対数尤度比 (LLR) を次式のように求める [15]。ここで、 M は変調多値数である。

$$L_x^{(i-1)}(n) = \ln \left(\frac{p^{(i-1)}(b_{n,x}=1)}{p^{(i-1)}(b_{n,x}=0)} \right) \approx \frac{\left| \hat{d}_u^{(i-1)}(n) - A^{(i-1)} d_{b_{n,x}=0}^{\min} \right|^2}{2\hat{\sigma}^2} - \frac{\left| \hat{d}_u^{(i-1)}(n) - A^{(i-1)} d_{b_{n,x}=1}^{\min} \right|^2}{2\hat{\sigma}^2} \quad (15)$$

ここで、 $d_{b_{n,x}=0}^{\min}$ (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、 $\hat{d}_u^{(i-1)}(n)$ 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。また、 $2\hat{\sigma}^2$ は、残留 ICI と雑音の分散の和である [11]。式 (15) および、 $p^{(i-1)}(b_{n,x}=1) + p^{(i-1)}(b_{n,x}=0) = 1$ より、 $p^{(i-1)}(b_{n,x}=0)$ および $p^{(i-1)}(b_{n,x}=1)$ はそれぞれ次式のようになる [16]。

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

式 (16) を用いると、軟判定シンボル $\{\tilde{d}_u^{(i-1)}(n); n=0 \sim N_c/SF-1\}$ は次式で与えられる [16]。

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

ここで、 d は信号点配置 D に属するシンボルである。たとえば、QPSK および 16QAM の場合、 $\tilde{d}_u^{(i-1)}(n)$ は次式のようになる。

$$\begin{cases} \tilde{d}_u^{(i-1)}(n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{L_0^{(i-1)}(n)}{2}\right) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{L_1^{(i-1)}(n)}{2}\right) & \text{for QPSK} \\ \tilde{d}_u^{(i-1)}(n) = \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh\left(\frac{L_0^{(i-1)}(n)}{2}\right) \left\{ 2 + \tanh\left(\frac{L_1^{(i-1)}(n)}{2}\right) \right\} \\ \quad + j \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh\left(\frac{L_2^{(i-1)}(n)}{2}\right) \left\{ 2 + \tanh\left(\frac{L_3^{(i-1)}(n)}{2}\right) \right\} & \text{for 16QAM} \end{cases} \quad (18)$$

次に、 $\tilde{d}_u^{(i-1)}(n)$ を次式のように拡散して、軟判定チップ系列 $\{\tilde{s}^{(i-1)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ を得る。

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

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

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

$\tilde{S}^{(i-1)}(k)$ を用いて式 (10) で与えられる周波数領域の残留 ICI レプリカ $\tilde{M}^{(i)}(k)$ を生成する。

3.2. 適応 MMSE 重み

送信データ (0, 1) の発生が等確率であるとする。残留 ICI の平均は零になるから、 $E[\tilde{R}^{(i)}(k)] = A^{(i)} S(k)$ である。そこで、参照信号として $A^{(i)} S(k)$ を用いた。ICI キャンセル後の受信信号の第 k 周波数成分 $\tilde{R}^{(i)}(k)$ と送信チップ系列の第 k 周波数成分 $S(k)$ との誤差 $e(k)$ を次式のように定義する。

$$e(k) = \tilde{R}^{(i)}(k) - A^{(i)} S(k) \quad (21)$$

$H(k)$ が与えられたときに平均二乗誤差 (MSE) $E[|e(k)|^2]$ を最小とするように、 $w^{(i)}(k)$ を選ぶ (つまり $\partial E[|e(k)|^2] / \partial w^{(i)}(k) = 0$ と等価)。このような重みは MMSE-FDE 重みと呼ばれ、次式で与えられる (導出略)。

$$w^{(i)}(k) = \frac{H^*(k)}{\rho^{(i-1)} |H(k)|^2 + 2\sigma^2} \quad (22)$$

ここで、

$$\rho^{(i-1)} \approx \sum_{t=0}^{N_c-1} \left\{ \left| \bar{s}^{(i-1)}(t) \right|^2 - \left| \tilde{s}^{(i-1)}(t) \right|^2 \right\} \quad (23)$$

である [11]。ただし、 $\rho^{(-1)} = 1$ である。また、 $\bar{s}^{(i-1)}(t)$ は、式 (14) の $\hat{d}_u^{(i-1)}(n)$ を仮判定して得た硬判定シンボル系列 $\bar{d}_u^{(i-1)}(n)$ を再拡散して得られる硬判定チップ系列であり、次式で与えられる。

$$\bar{s}^{(i-1)}(t) = \left[\sum_{u=0}^{U-1} \bar{d}_u^{(i-1)}(\lfloor t/SF \rfloor) c_u(t \bmod SF) \right] c_{scr}(t) \quad (24)$$

4. HARQ

本論文では、符号化率 $R=1/3$ のターボ符号器を RCPT type II HARQ S-Px に用いる [13]。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。Type II S-Px では、2 個のパリティビット系列をバンクチャ周期 x でバンクチャシ、 $2K/x$ 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-P2 ($x=2$) のとき、次のようなバンクチャ行列を用いる。

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

以下では、S-P2($x=2$)の packets 送信および受信信号処理について説明する(図3). 最初の packets 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 ビットから成るパリティビット系列を再送信し、FDE, ICI キャンセルおよび符号化率 $R=1/2$ ターボ復号を行う. ターボ復号後、再び誤りが検出された場合、次のパリティビット系列を再送信し、FDE, ICI キャンセルおよび $R=1/3$ のターボ復号を行う.

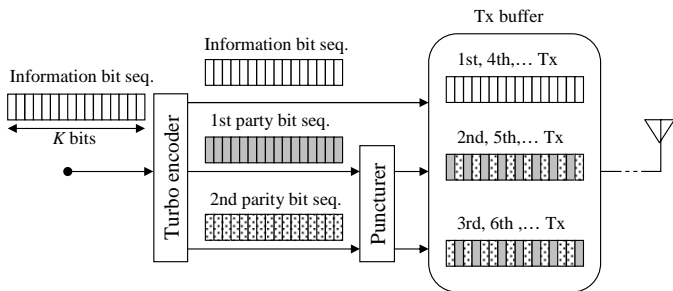


図3 Type II HARQ S-P2

5. 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、減衰指数 α の指数減衰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. FDE および ICI キャンセラの繰り返し回数を3回とした. 符号系列長を $K=1024$ ビットとし、(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6回とした.

表1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter	Modulation	QPSK, 16QAM
	Number of FFT points	$N_c=256$
	GI	$N_g=32(\text{chip})$
	Spreading sequence	Product of Walsh sequence and PN sequence
	Spreading factor	$SF=U=1, 16$ and 256
Channel	Fading	Frequency-selective block Rayleigh fading
	Power delay profile	$L=16$ -path exponential decay power delay profile
	Decay factor	$\alpha=0$ and 6 dB
Receiver	Channel estimation	Ideal
Turbo coding	Encoder	(13,15)RSC encoder
	Decoder	Log-MAP decoding
	Number of iteration	6 iterations

5.1. $\alpha=0\text{dB}$

図4に減衰指数 $\alpha=0\text{dB}$ の場合についてプロットした ICI キャンセルを用いるときの 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. HARQ として、type II HARQ S-P2 を用いた[13]. $SF=U=1, 16$ および 256 とした. また、比較のため、ICI キャンセルを行わない場合と Rake 合成の場合の特性も示す. MMSE-FDE を用いる場合、Rake 合成よりも優れたスループット特性が得られる. Rake 合成では、ICI が大きいいため、スループット特性が大幅に劣化している.

QPSK のとき、 $E_s/N_0 > 10\text{dB}$ において、MMSE-FDE と ICI キャンセルを用いれば、スループット特性を大幅に改善できる. E_s/N_0 の高い領域 ($E_s/N_0 > 10\text{dB}$) では、残留 ICI によってスループット特性が劣化してしまうから、ICI キャンセルを用いることでスループット特性を改善できる. 一方、 E_s/N_0 の低い領域 ($E_s/N_0 < 10\text{dB}$) では、雑音による特性劣化が支配的であるから、ICI キャンセラを用いても特性の改善は見られない. また、 $SF=U=16$ および 256 で、 $SF=1$ の場合と比較して、わずかに優れた特性が得られている. これは、 $SF=U=16$ および 256 のとき、逆拡散により残留 ICI が十分抑圧されるためである. $SF=U=256$ のとき、スループット 1~1.7(bit/s/Hz) を満たす所要平均 E_s/N_0 を 4~6dB 程度低減できる.

16QAM のとき、QPSK と比較して信号間距離が小さいため、残留 ICI による特性劣化が大きい. 従って、ICI キャンセラを用いれば、HARQ スループット特性を大幅に改善できることが分かる. $SF=U=256$ のとき、スループット 2~3(bit/s/Hz) を満たす所要平均 E_s/N_0 を 4~6dB 程度低減できる. 一方、Rake 合成を用いる場合、ICI によりスループット特性が大幅に劣化している.

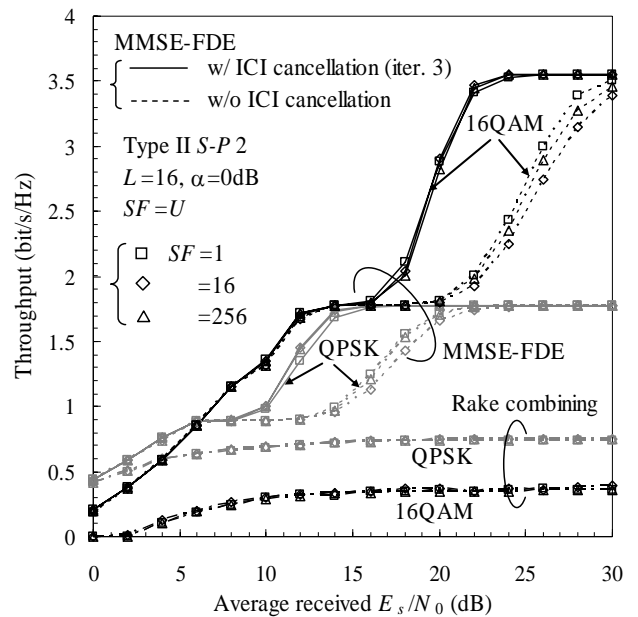


図4 ICI キャンセラを用いるときの HARQ スループット特性 ($\alpha=0\text{dB}$)

5.2. $\alpha=6\text{dB}$

図5に $\alpha=6\text{dB}$ の場合にICIキャンセラを用いるときのHARQスループットを示す。また、比較のため、ICIキャンセルを行わない場合のDS-CDMAの特性も示す。 $\alpha=6\text{dB}$ のような周波数選択性が弱いチャンネルにおいても、 $E_s/N_0 > 10\text{dB}$ の場合、ICIキャンセラを用いることでHARQスループット特性を改善することができる。しかし、チャンネルの周波数選択性が強い $\alpha=0\text{dB}$ の場合と比較すると、残留ICIの分散が小さいから、ICIキャンセラによる特性の改善効果は小さい。16QAMの場合、 $SF=U=256$ のとき、ICIキャンセラを用いることでスループット2~3(bit/s/Hz)を満たす所要平均 E_s/N_0 を1~4.5dB程度低減できる。一方、Rake合成を用いる場合、 $\alpha=0\text{dB}$ の場合と比較してICIが小さいため優れたスループット特性が得られている。

ICIキャンセラを用いない場合、 $E_s/N_0=10\sim 15\text{dB}$ において、 $\alpha=6\text{dB}$ のとき、 $\alpha=0\text{dB}$ より優れたスループット特性が得られている。これは、 α が大きくなるにつれ（周波数選択性が弱くなるにつれ）、FDE後の等化チャネル利得 $A^{(i)} = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}^{(i)}(k)$ の変動が大きくなる

ことと、残留ICIの分散が小さくなるため、初回の送信でパケットが誤りなく受信する確率が高くなるからである。

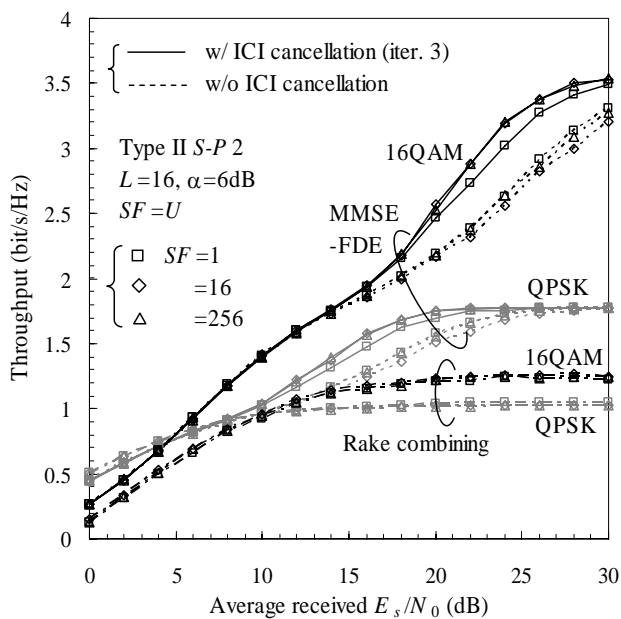


図5 ICIキャンセラを用いるときのHARQスループット特性($\alpha=6\text{dB}$)

6. 結論

本論文では、周波数領域等化とICIキャンセラを用いるときの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。Type II HARQ S-P2を用いた。 E_s/N_0 の高い領域($E_s/N_0 > 10\text{dB}$)では、残留ICIによりスループット特性が劣化しているので、ICIキャンセルを用いればスループット特性を大幅に改善できる。一方、 E_s/N_0 の低い領域($E_s/N_0 < 10\text{dB}$)では、雑音による特性劣化が支配的なので、ICIキャンセラを用いても特性の改善は見られない。このような場合は、ターボ等化などの併用が有

効であると考えられる。また、減衰指数 $\alpha=6\text{dB}$ のような周波数選択性の弱いチャンネルにおいても、ICIキャンセルを用いれば、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。 $\alpha=0(6)\text{dB}$ の場合、16QAMおよび $SF=U=256$ のとき、スループット2~3(bit/s/Hz)を満たす所要平均 E_s/N_0 を4~6(1~4.5)dB程度低減できる。

文 献

- [1] W. C., Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] J. G. Proakis, *Digital communications*, 2nd ed., McGraw-Hill, 1995.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] T. Itagaki and F. Adachi, "Joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining for orthogonal multicode DS-CDMA signal transmissions in a frequency-selective fading channel," *Proc. 6th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC)*, Vol. 1, pp.285-289, Yokosuka, Japan, Oct. 19-22, 2003.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] S. Tomasin and Nevio Benvenuto, "A reduced complexity block iterative DFE for dispersive wireless applications", *Proc. IEEE VTC'04 fall*, Sept. 2004.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] D. Garg and F. Adachi, "Comparison of Rpt 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.
- [14] T. S. Rappaport, *Wireless communications*, Prentice Hall, 1996.
- [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.
- [16] 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.