

# 周波数領域等化とランダム送信電力制御を併用する DS-CDMA 無線パケットアクセスのスループット

伊藤 陽紀<sup>†1</sup> 工藤 栄亮<sup>†2</sup> 王 智森<sup>‡3</sup> 安達 文幸<sup>†4</sup>

<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

<sup>‡</sup> 大連工業大学信息科学与工程学院 〒116034 大連市甘子区轻工苑 1 号

E-mail: <sup>1</sup>ito@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>2</sup>kudoh@ecei.tohoku.ac.jp, <sup>3</sup>Z\_S\_wang@dlili.edu.cn, <sup>4</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**あらまし** 筆者らはこれまで、強制的に受信電力ゆらぎを与えるランダム送信電力制御(TPC)を Rake 合成を用いる直接拡散符号分割多重(DS-CDMA)無線パケットアクセスに適用すればキャプチャ効果によりリンク容量を増大できること、ランダム TPC にパス間干渉(IPI)キャンセルを組み合わせればスループットを更に向上できること、を明らかにしてきた。最近、IPI を大幅に抑圧する技術として周波数領域等化(FDE)が注目されている。そこで本論文では、FDE とランダム TPC を併用する DS-CDMA 無線パケットアクセスの受信信号電力対雑音+干渉電力比(SINR)の数式表現を導出し、それを用いてシステムスループットを数値計算により求めている。さらに、Rake 合成を適用したときと FDE を適用したときのシステムスループットを比較し、FDE による IPI の抑圧効果を明らかにしている。

**キーワード** 無線パケットアクセス, キャプチャ効果, 送信電力制御, パス間干渉キャンセル, FDE, DS-CDMA

## Throughput of DS-CDMA Wireless Packet Access with Frequency-domain Equalization and Random TPC

Haruki ITO<sup>†1</sup>, Eisuke KUDOH<sup>†2</sup>, ZhiSen WANG<sup>‡3</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>†3</sup>

<sup>†</sup> Dept. of Electrical and Communication Engineering Graduate School of Tohoku university

6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

<sup>‡</sup> School of information science and engineering of Dalian Polytechnic university

No. 1, Qinggong yuan, ganjingzi, Dalian, P.R. 116034 China

E-mail: <sup>1</sup>ito@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>2</sup>kudoh@ecei.tohoku.ac.jp, <sup>3</sup>Z\_S\_wang@dlili.edu.cn, <sup>4</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** Recently, we proposed a random transmit power control (TPC) to increase the uplink capacity of Direct Spread Code Division Multiple Access (DS-CDMA) wireless packet access using Rake combining. Furthermore, we evaluated the combined effect of random TPC and inter-path interference (IPI) cancellation and showed that a significant throughput improvement can be achieved if the IPI can be sufficiently suppressed. It is known that frequency-domain equalization (FDE) is a well-known technique to suppress the IPI. In this paper, we derive an expression for the received signal-to-interference plus noise power ratio (SINR) for a DS-CDMA wireless packet access using FDE and random TPC and evaluate its system throughput by numerical computation. We also compare the system throughput when using Rake combining with that using FDE to discuss the IPI suppression effect of FDE.

**Keyword** Wireless packet access, capture effect, transmit power control, IPI cancellation, FDE, DS-CDMA

### 1. まえがき

無線パケットアクセスでは、ユーザがパケットをランダムに送信するのでパケット衝突が発生しスループットが劣化してしまう。ところで、衝突パケット間の受信電力差が小さい場合には全てのパケットが損失してしまうが、パケット受信電力差が大きい場合には受信電力の大きなパケットの伝送は成功するというキャプチャ効果が得られ、衝突によるスループット劣化を

低減できることが知られている[1],[2]。そこで、筆者らは強制的に受信電力にゆらぎを与えるランダム送信電力制御(TPC)を DS-CDMA 無線パケットアクセスに用いることを提案した[3]。

移動通信では伝送速度を高速化すると分解可能なパス数が増加しパス間干渉(IPI)が大きくなるためにスループットが大幅に劣化してしまう。筆者らは、ランダム TPC を用いるマルチコード DS-CDMA スロットテッ

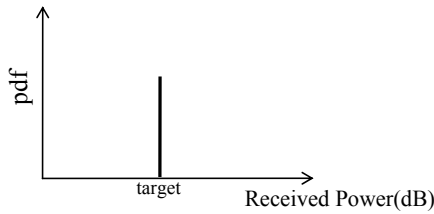
ドアロハに IPI キャンセラ[4]を適用すれば、スループットを大幅に向上できることを明らかにした[5].

ところで最近、シングルキャリア伝送において IPI を抑圧する技術として周波数領域等化(FDE)が注目されている[6],[7]. 本論文では、DS-CDMA スロットドアロハに FDE を適用したときのスループットを明らかにする.

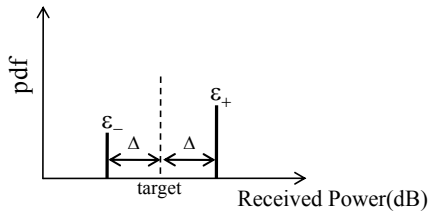
本論文の構成は以下のようになっている. 第2章で強制的に受信電力にゆらぎを与えるランダム TPC の原理について述べ、システムスループットの計算手法を簡単に示す. 第3章では、周波数領域等化を適用したときの受信信号電力対雑音+干渉電力比(SINR)の数式表現を求める. 第4章では、スループットのシミュレーション結果を述べ、FDEの効果について考察する. 第5章はむすびである.

## 2. ランダム高速 TPC とスループット

図1に示すように基地局での Rake 合成後の受信電力が確率 $\varepsilon$ でターゲット値より $\Delta$  dB 小さく、 $\varepsilon_+(1-\varepsilon)$ の確率でターゲット値より $\Delta$  dB 大きくなるように $i$ 番のユーザの送信電力 $P_i$ を制御する.



(a)従来の高速TPC



(b)ランダム高速TPC

図1 受信電力分布

パケットアクセスでは、受信パケットに誤りを検出したとき再送要求する自動再送要求(ARQ)が用いられる. 非リアルタイム系通信を対象とし、再送回数を制限しない ARQ を考える. スロットドアロハを考え、チップレートは固定、1パケット当たりの情報ビット数 $N$ も固定であると仮定すると、拡散率 $SF$ の値によってスロット長は $SF$ 倍になる. 拡散しない( $SF=1$ )ときの1スロット当たりの真のパケット発生率(再送パケットを含めない)を $\lambda_0$ とすると、拡散率が $SF$ のときの1スロット当たりのパケット発生率は次式で与えられる.

$$\lambda_{SF} = SF \cdot \lambda_0 \quad (1)$$

したがって、再送を含めた1スロット当たりのパケット発生率 $\lambda$ は $\lambda_{SF}$ を用いて次式のように表される.

$$\lambda = \frac{\lambda_{SF}}{1 - p(Q, \lambda)} \quad (2)$$

ここで、 $p(Q, \lambda)$ はアクティブユーザ数が $Q$ であるときの平均パケット誤り率である. したがって、 $SF=1$ のときのスロット長で正規化したトラフィック $G$ は次式のように表される.

$$G = \frac{\lambda Q}{SF} \quad (3)$$

また、システムスループット $S$ は、

$$S = G\{1 - p(Q, \lambda)\} \quad (4)$$

で与えられる. また、 $p(Q, \lambda)$ は次式により計算できる.

$$p(Q, \lambda) = \sum_{q=0}^{Q-1} p(q) \cdot \binom{Q-1}{q} \lambda^q (1-\lambda)^{Q-1-q} \quad (5)$$

ここで、 $p(q)$ は $q$ 局のユーザのパケットが衝突しているときの条件付平均パケット誤り率、 $\binom{Q-1}{q} = \frac{(Q-1)!}{q!(Q-q-1)!}$ は2項係数である. 本論文では、式(3)を満足するような $\lambda$ および $p(Q, \lambda)$ を繰り返しアルゴリズム[8]により探索する. 以上の方法で導出した $\lambda$ 、 $p(Q, \lambda)$ を用いて、式(3)、(4)よりトラフィック $G$ 、システムスループット $S$ を計算する.

次に、希望局のパケットに $q$ 局の干渉ユーザのパケットが衝突しているときのパケット誤り率 $p(q)$ の計算法を示す. 瞬時受信 SINR が $\gamma_q$ であるときの瞬時パケット誤り率 $p(\gamma_q)$ を以下のようにモデル化する.

$$p(\gamma_q) = \begin{cases} 0 & \text{if } \gamma_q \geq \gamma_{th} \\ 1 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (6)$$

ここで $\gamma_{th}$ は SINR スレシホールドである.  $\gamma_q$ は確率変数であるため、 $p(q)$ は次式で示すようにフェージング、パスロス、シャドウイングロス及び電力揺らぎで $p(\gamma_q)$ を平均したパケット誤り率であるものとする.

$$p(q) = E[p(\gamma_q)] \quad (7)$$

## 3. 周波数領域等化を適用した場合の受信 SINR の数式表現

### 3.1. 送受信信号数式表現

シングルセル及び理想チャネル推定を仮定する.  $i$ 番目のユーザの時刻 $t$ における送信チップ系列 $s_i(t)$ は次式のようになる.

$$s_i(t) = \sqrt{2P_i} d_i \left( \left\lfloor \frac{t}{SF} \right\rfloor \right) c_i(t) \quad (8)$$

ここで、 $P_i$ は $i$ 番目のユーザの送信電力、 $d_i$ は $i$ 番目のユーザのデータシンボル、 $c_i$ は $i$ 番目ユーザの拡散符号である. なお、 $\lfloor x \rfloor$ は $x$ 以下の最大の整数を表す.

送信チップ系列を $N_c$ チップ毎のブロックに分割し、各ブロック後尾 $N_g$ 個のチップをコピーしてブロック先頭のガードインターバル(GI)に挿入した後送信される. チャネルは独立な $L$ 個のパスからなる周波数選択

性フェージングチャネルであるとする。最大遅延時間差は GI 長以下であるとする。同時に  $q$  人の干渉ユーザがパケットを送信しているとき、基地局で受信され GI 除去後のチップブロックの等価低域表現  $\{r(t); t=0 \sim N_c-1\}$  は次式で表される。

$$r(t) = \sum_{i=0}^q \sum_{l=0}^{L-1} \sqrt{A_i} h_i^{(l)} s_i \left( (t - \tau_i^{(l)}) \bmod N_c \right) + n(t) \quad (9)$$

ここで、 $h_i^{(l)}$  および  $\tau_i^{(l)}$  はそれぞれ  $i$  番目ユーザの第  $l$  パスにおける複素パス利得および遅延時間、また  $A_i$  は  $i$  番目ユーザのパスロスとシャドウイングロスの積である。 $A_i$  は次式のように表される。

$$A_i = r_i^{-\alpha} 10^{-\frac{\eta_i}{10}} \quad (10)$$

ここで、 $r_i$ 、 $\eta_i$  はそれぞれ  $i$  番目ユーザから基地局までの距離、標準偏差  $\sigma$  の対数正規分布に従うシャドウングロス、 $\alpha$  はパスロス指数、 $n(t)$  は片側雑音電力密度  $N_0$  の雑音を表す。受信ブロック  $\{r(t); t=0 \sim N_c-1\}$  に  $N_c$  ポイント FFT を適用し  $N_c$  個の直交周波数成分に分解する。第  $k$  周波数成分は次式のように表される。

$$\begin{aligned} R(k) &= \sum_{t=0}^{N_c-1} r(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ &= \sum_{i=0}^q \sqrt{A_i} H_i(k) S_i(k) + \Pi(k) \end{aligned} \quad (11)$$

ここで、 $S_i(k)$  は  $s_i(t)$  の第  $k$  直交周波数成分、 $H_i(k)$  は第  $k$  直交周波数における  $i$  番目ユーザと基地局間のチャネル利得、 $\Pi(k)$  は  $n(t)$  の第  $k$  直交周波数成分であり、それぞれ次式で与えられる。

$$\begin{cases} S_i(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s_i(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ H_i(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_i^{(l)} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_i^{(l)}}{N_c}\right) \\ \Pi(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} n(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (12)$$

### 3.2. 周波数領域等化

一般性を失うことなく、所望のユーザを第  $i=0$  番目のユーザとする。1 タップ周波数領域等化は次式で表される。

$$\hat{R}_0(k) = R(k) w_0(k) \quad (13)$$

ここで、 $w_0(k)$  は等化重みであり、本論文では次式で表される最小平均 2 乗誤差 (Minimum Mean Square Error: MMSE) 重みとゼロフォーシング (Zero Forcing: ZF) 重みを考える [7]。

$$w_0(k) = \begin{cases} \frac{H_0^*(k)}{\sum_{i=0}^q P_i A_i |H_i(k)|^2 + SF \frac{N_0}{T_s}} & \text{MMSE} \\ \frac{H_0^*(k)}{|H_0(k)|^2} & \text{ZF} \end{cases} \quad (14)$$

ここで、 $T_s$  はデータシンボル長である。等化後に  $\{\hat{R}_0(k); k=0 \sim N_c-1\}$  に  $N_c$  ポイント IFFT を適用し得られた時間領域信号  $\{\hat{r}_0(t); t=0 \sim N_c-1\}$  に逆拡散を行って送信データシンボル  $d_0(n)$  に対する軟判定値  $\hat{d}_0(n)$  を得る。 $\hat{d}_0(n)$  は次式のように表される。

$$\begin{aligned} \hat{d}_0(n) &= \frac{1}{SF} \sum_{t=nSF}^{(n+1)SF} \hat{r}_0(t) c_0^*(t) \\ &= \frac{\sqrt{2P_0 A_0}}{N_c} \left[ \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_0(k) \right] d_0(n) \\ &\quad + \frac{\sqrt{A_0}}{SF \cdot N_c} \sum_{t=nSF}^{(n+1)SF-1} \left[ \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_0(k) \left\{ \sum_{\substack{\tau=0 \\ \tau \neq t}}^{N_c-1} s_0(\tau) \exp\left(j2\pi k \frac{t-\tau}{N_c}\right) \right\} \right] c_0^*(t) \\ &\quad + \frac{1}{SF \cdot N_c} \sum_{t=nSF}^{(n+1)SF-1} \left[ \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ w_0(k) \sum_{i=1}^q \sqrt{A_i} H_i(k) S_i(k) \right\} \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \right] c_0^*(t) \\ &\quad + \frac{1}{SF \cdot N_c} \sum_{t=nSF}^{(n+1)SF-1} \left[ \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{\Pi}_0(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \right] c_0^*(t) \end{aligned} \quad (15)$$

ここで、第 1 項が希望信号成分、第 2 項が IPI 成分、第 3 項が他ユーザ干渉 (MAI) 成分、第 4 項が雑音成分である。また、 $\hat{H}_0(k)$  および  $\hat{\Pi}_0(k)$  は、それぞれ次式で与えられる等価チャネル利得および等価雑音成分である。

$$\begin{cases} \hat{H}_0(k) = H_0(k) w_0(k) \\ \hat{\Pi}_0(k) = \Pi(k) w_0(k) \end{cases} \quad (16)$$

### 3.3. 受信 SINR の数式表現

式 (15) より、希望信号電力  $P_s$ 、IPI 電力  $\sigma_{IPI}^2$ 、MAI 電力  $\sigma_{MAI}^2$ 、及び雑音電力  $\sigma_{noise}^2$  はそれぞれ次式のように表される。

$$\begin{cases} P_s = 2P_0 A_0 \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_0(k) \right|^2 \\ \sigma_{IPI}^2 = \frac{P_0 A_0}{SF} \left[ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\hat{H}_0(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_0(k) \right|^2 \right] \\ \sigma_{MAI}^2 = \frac{1}{SF} \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |w_0(k)|^2 \sum_{i=1}^q A_i P_i |H_i(k)|^2 \\ \sigma_{noise}^2 = \frac{N_0}{T_s} \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |w_0(k)|^2 \end{cases} \quad (17)$$

以上より、受信 SINR は次式で表される。

$$\gamma_q = \frac{P_s}{\sigma_{IPI}^2 + \sigma_{MAI}^2 + \sigma_{noise}^2} = \frac{2\Gamma_0 A_0 \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_0(k) \right|^2}{\left[ \frac{\Gamma_0 A_0}{SF} \left[ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\hat{H}_0(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_0(k) \right|^2 \right] + \frac{1}{SF} \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |w_0(k)|^2 \left\{ \sum_{i=1}^q \Gamma_i A_i |H_i(k)|^2 \right\} + \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |w_0(k)|^2 \right]^2} \quad (18)$$

ここで、 $\Gamma_i = P_0 T_s / N_0$  は平均送信シンボルエネルギー対雑音電力スペクトル密度である。また、高速 TPC およびランダム高速 TPC を用いた場合の  $i$  番目のユーザの送信電力は、TPC ターゲット  $P_{target}$  を用いて次式で表わされる。

$$P_i = \begin{cases} \frac{P_{target}}{r_i^{-\alpha} 10^{-\frac{\eta_i}{10} \sum_{l=0}^{L-1} |h_i^{(l)}|^2}} & \text{fast TPC} \\ \frac{P_{target} 10^{\frac{\Delta}{10} \delta_i}}{r_i^{-\alpha} 10^{-\frac{\eta_i}{10} \sum_{l=0}^{L-1} |h_i^{(l)}|^2}} & \text{random TPC} \end{cases} \quad (19)$$

ここで、 $\delta_i (=1 \text{ or } -1)$  はゆらぎの状態を表す変数であり、 $\delta_i = +1$  のときには送信電力を  $\Delta$  dB 上げ、 $\delta_i = -1$  のときには送信電力を  $\Delta$  dB 下げる。また、 $P(\delta_i = \pm 1) = \varepsilon_{\pm}$ 、 $\varepsilon_+ + \varepsilon_- = 1$  である。式(18)に式(19)を代入すれば、高速 TPC およびランダム高速 TPC を用いた場合の受信 SINR  $\gamma_{fast,q}$  および  $\gamma_{random,q}$  はそれぞれ次式のようにになる。

$$\gamma_{fast,q} = \frac{2\Gamma_{target} \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_0(k) \right|^2}{\left[ \frac{\Gamma_{target}}{SF} \left[ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\hat{H}_0(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_0(k) \right|^2 \right] + \frac{\Gamma_{target}}{SF} \frac{\sum_{l=0}^{L-1} |h_0^{(l)}|^2}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |w_0(k)|^2 \left\{ \sum_{i=1}^q \frac{|H_i(k)|^2}{\sum_{l=0}^{L-1} |h_i^{(l)}|^2} \right\} + \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |w_0(k)|^2 \right]^2} \quad (20)$$

$$\gamma_{random,q} = \frac{2\Gamma_{target} \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_0(k) \right|^2}{\left[ \frac{\Gamma_{target}}{SF} \left[ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\hat{H}_0(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_0(k) \right|^2 \right] + \frac{\Gamma_{target}}{SF} \frac{\sum_{l=0}^{L-1} |h_0^{(l)}|^2}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |w_0(k)|^2 \left\{ \sum_{i=1}^q \frac{|H_i(k)|^2}{\sum_{l=0}^{L-1} |h_i^{(l)}|^2} 10^{\frac{\Delta}{10} (\delta_i - \delta_0)} \right\} + \frac{1}{N_c} 10^{-\frac{\Delta}{10} \delta_0} \sum_{k=0}^{N_c-1} |w_0(k)|^2 \right]^2} \quad (21)$$

ここで、 $\Gamma_{target} = P_{target} T_s / N_0$  である。なお、Rake 合成適用時に高速 TPC およびランダム高速 TPC を用いた場合の受信 SINR  $\gamma_{Rake-fast,q}$  および  $\gamma_{Rake-random,q}$  を比較のために示すと次式のようにになる。ここで、 $\beta$  はパス間干渉キャンセル係数である [5]。

$$\gamma_{Rake-fast,q} = \frac{2\Gamma_{target}}{\left[ \frac{\Gamma_{target}}{SF} (1-\beta) \left\{ 1 - \frac{\sum_{l=0}^{L-1} |h_0^{(l)}|^4}{\left( \sum_{l=0}^{L-1} |h_0^{(l)}|^2 \right)^2} \right\} + \frac{\Gamma_{target}}{SF} q + 1 \right]^2} \quad (22)$$

$$\gamma_{Rake-random,q} = \frac{2\Gamma_{target}}{\left[ \frac{\Gamma_{target}}{SF} (1-\beta) \left\{ 1 - \frac{\sum_{l=0}^{L-1} |h_0^{(l)}|^4}{\left( \sum_{l=0}^{L-1} |h_0^{(l)}|^2 \right)^2} \right\} + \frac{\Gamma_{target}}{SF} \sum_{i=1}^q 10^{\frac{\Delta}{10} (\delta_i - \delta_0)} + 10^{-\frac{\Delta}{10} \delta_0} \right]^2} \quad (23)$$

#### 4. 計算機シミュレーション

モンテカルロシミュレーションにより導出した  $p(q)$  を用いて、繰返しアルゴリズム [8] により平均パケット誤り率  $p(Q, \lambda)$ 、 $\lambda$  および  $G$  を求めシステムスループット  $S$  を導出する。表 1 にシミュレーション諸元を示す。拡散しないときの 1 スロット当たりの真のパケット発生率を  $\lambda_0 = 0.05$  とした。シングルセル環境を対象とし、干渉リミテッドチャネル ( $\Gamma_{target} \rightarrow \infty$ ) 及び理想的に動作する TPC を仮定する。また、FDE を用いた場合はガード挿入損を考慮しなければならないから、システムスループットは次式のようにになる。

$$S = \frac{G}{1 + \frac{N_g}{N_c}} \{1 - p(Q, \lambda)\} \quad (24)$$

表 1 シミュレーション諸元

No.of cells		1
Packet	Length	$N=512$
	Allowable SINR	$\gamma_{th}=10\text{dB}$ ([5]参照)
	Normalized Data packet generation rate	$\lambda_0=0.05$
Transmitter	Data modulation	BPSK
	Block length	$N_c=256$
	GI length	$N_g=16$
	Spreading factor	$SF=1,8$
	Transmit power control	Ideal Fast TPC Ideal Random fast TPC ( $\Delta=12\text{dB}, \varepsilon=0.6$ )
Propagation channel	Fading	Block Rayleigh
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform
Receiver	Frequency domain equalization	MMSE,ZF
	Channel estimation	Ideal

システムスループットに及ぼす周波数領域等化の効果、 $SF=8$  および 1 の場合についてそれぞれ図 2 および図 3 に示す。

図 2 より、 $SF=8$  のときは MMSE-FDE では、Rake 合成で IPI を完全抑圧した場合(w/perfect IC,  $\beta=1$ )に近いシステムスループットが得られている。これは、MMSE-FDE では IPI と MAI を含め等化誤差を最小とするような重みを用いるからである(式(14)参照)。しかし、残留 IPI の影響やガード挿入損があるため Rake(w/perfect IC,  $\beta=1$ )より大きなスループットは得られない。また、ZF-FDE では Rake 合成( $\beta=0$ )と同程度のシステムスループットしか得られていないことがわかる。これは、ZF-FDE では IPI は完全に抑圧されるものの、MAI の強調が起きるためである。

図 2(a),(b)を比較すると、ランダム高速 TPC (図 2(b))ではキャプチャ効果が得られるため、高速 TPC(図 2(a))より大きなシステムスループットが得られている。

$SF=1$  のときは、高速 TPC を適用した場合は図 3(a)より Rake(w/perfect IC,  $\beta=1$ )が最も大きなスループットが得られているが、MMSE-FDE, ZF-FDE もほとんど同等のシステムスループットが得られていることがわかる。拡散率が小さいときは、MAI を逆拡散処理による処理利得で十分に抑圧できないため干渉ユーザがないときのみパケットが正しく受信される。このとき、式(14)より MMSE 重みは ZF 重みに等しくなり、IPI が完全に抑圧されることがわかる。つまり、 $SF=1$  で MAI が 0 のときは Rake(w/perfect IC,  $\beta=1$ )、MMSE-FDE および ZF-FDE のいずれを適用しても IPI を完全に抑圧できるため、同程度のスループットが得られる。しかし、FDE を用いる場合はガード挿入損があるため、MMSE-FDE および ZF-FDE では Rake(w/perfect IC,  $\beta=1$ )より若干スループットが低くなる。

一方、ランダム高速 TPC (図 3(b))ではキャプチャ効果が得られるため高速 TPC (図 3(a))より大きなスループットが得られている。また、ZF-FDE では MAI の強調が起こるため最大システムスループットが

Rake(w/perfect IC,  $\beta=1$ )および MMSE-FDE より低い値になっている。なお、Rake( $\beta=0$ )のときは処理利得だけでは IPI を十分に抑圧できないため、スループットが常に 0 になる。

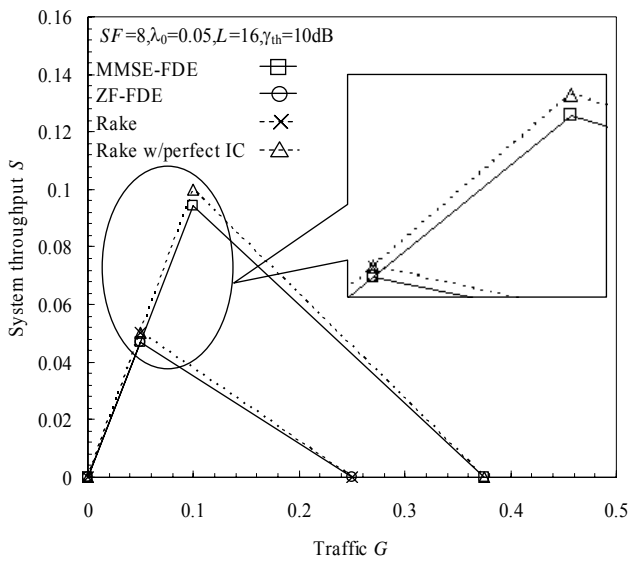
以上より、FDE を用いれば IPI を抑圧できるため拡散率を小さな値に設定することが可能で、スループットを大きくできることがわかる。

## 5. むすび

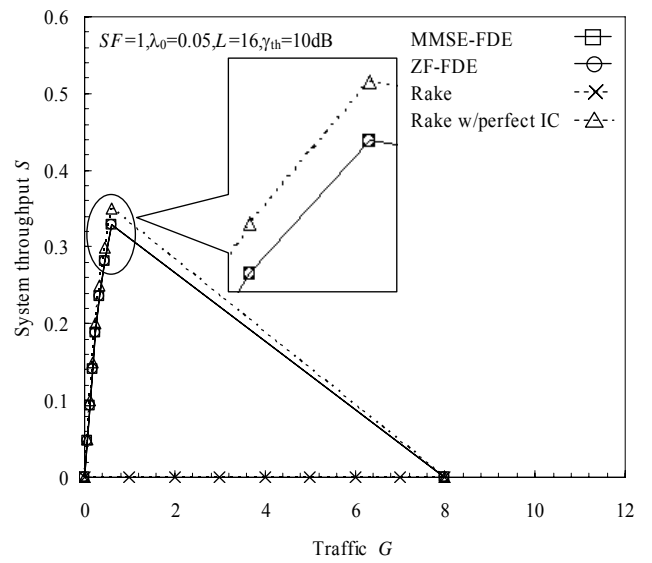
本論文では、ランダム TPC を用いる DS-CDMA 無線パケットアクセスのシステムスループットに及ぼす FDE の効果を計算機シミュレーションによって明らかにした。FDE を用いれば IPI を抑圧できるため、拡散率を小さな値に設定でき、大きなスループットが得られることを示した。特に、MMSE-FDE を用いれば MAI 強調を避けることができるため、ZF-FDE より大きなスループットが得られることを示した。

## 参考文献

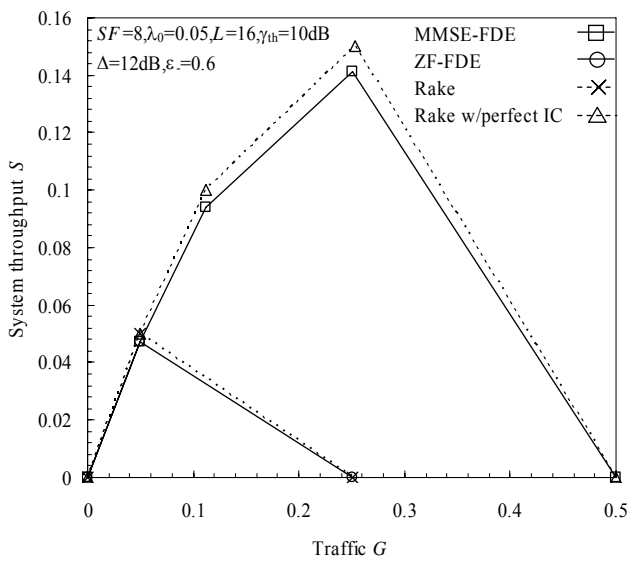
- [1] J. C. Arnbak and W. van Blitterswijk, "Capacity of a slotted ALOHA in rayleigh fading channels," IEEE J. Selected Areas Comm., Vol. SAC-5, no.2, pp. 261-299, Feb. 1987.
- [2] R. Prasad, "Performance analysis of mobile packet radio network in real channels with inhibit multiple access," IEE Proceedings-I, Vol.138, no.5, pp.458-464, Oct. 1991.
- [3] Z. Wang, E. Kudoh, and F. Adachi, "Application of random transmit power control to DS-CDMA/TDD packet mobile radio," IEICE Trans. Commun., vol. E87-B, no.10, pp.3144-3149, Oct. 2004.
- [4] 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.181-191, Jan. 2003.
- [5] 伊藤陽紀, 王 智森, 工藤栄亮, 安達文幸, "DS-CDMA 無線パケット通信におけるランダム送信電力制御とパス間干渉キャンセルの複合効果," 信学技報, RCS2007-66, 2007年8月
- [6] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyer and B. Edison, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," IEEE Commun. Mag., Vol. 40, no.4, pp.58-66, Apr. 2002.
- [7] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," IEEE Wireless Commun. Mag., Vol.12, no.2 pp.8-18, Apr. 2005.
- [8] 王智森, 工藤栄亮, 安達文幸, "DS-CDMA パケット移動通信の上りリンク容量に及ぼす送信電力制御と Rake 受信の効果," 信学技報, SST2002-40, 2002年10月.
- [9] W. C. Jakes, Jr., ed., *Microwave mobile communication*, Wiley, New York, 1974.
- [10] J. G. Proakis, *Digital communications*, 3rd ed., McGraw-Hill, 1995.



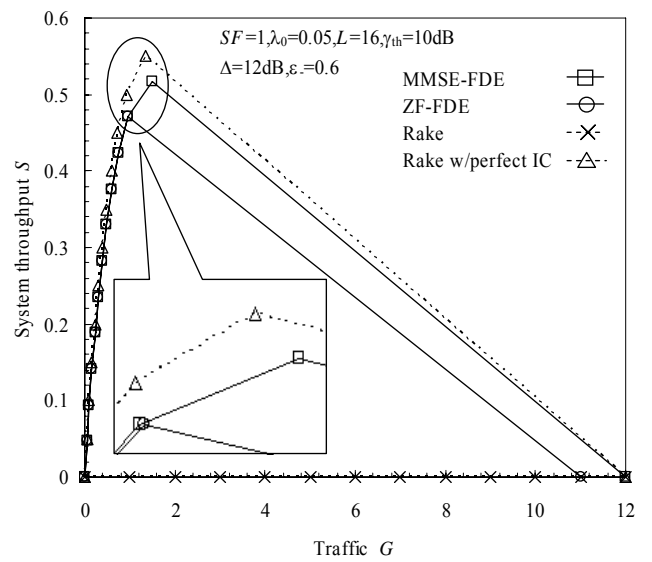
(a)高速 TPC



(a)高速 TPC



(b)ランダム高速 TPC



(b)ランダム高速 TPC

図 2  $SF=8$  の場合のシステムスループット特性

図 3  $SF=1$  の場合のシステムスループット特性