

オーバーラップ周波数領域等化を用いる DS-CDMA HARQ のスループット特性

武田 一樹[†] 留場 宏道[†] 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: [†] {kazuki, tomeba, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 次世代移動無線通信では超高速パケットアクセスが主流になり、誤り訂正符号化と自動再送要求 (ARQ) を組み合わせたハイブリッド ARQ (HARQ) が重要な技術になると考えられる。直接拡散符号分割マルチアクセス (DS-CDMA) を対象に、平均誤差最小規範 (MMSE) に基づく周波数領域等化 (FDE) を用いることで、よく知られた Rake 合成受信よりも優れた伝送特性が得られることが示されている。しかし、FDE を用いる場合にはブロック間干渉を避けるためにガードインターバル (GI) の挿入が必要であるが、これは伝送効率の低下を招く。そこで最近、GI の挿入を必要としないオーバーラップ FDE が提案された。本論文では、オーバーラップ FDE を用いる DS-CDMA HARQ について述べ、優れたスループット特性が得られること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

HARQ throughput of DS-CDMA using overlap Frequency-Domain Equalization

Kazuki TAKEDA[†] Hiromichi TOMEBA[†] 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: [†] {kazuki, tomeba, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Broadband wireless packet access will be the core technology of the next generation mobile communication systems. Turbo coded hybrid ARQ (HARQ) is known as one of the promising error control techniques. For direct sequence code division multiple access (DS-CDMA), frequency-domain equalization (FDE) based on minimum mean square error (MMSE) criterion can replace the well known rake combining with much improved transmission performance. However, the conventional FDE requires the insertion of guard interval (GI) to eliminate the inter-block interference. However, the GI insertion reduces the throughput. Recently, overlap FDE that requires no GI insertion was proposed for DS-CDMA. In this paper, we evaluate the HARQ throughput of DS-CDMA using overlap FDE.

Keyword hybrid ARQ, DS-CDMA, frequency-domain equalization

1. まえがき

次世代の移動通信は、高速無線パケットアクセスが主流になることが予想される[1]。パケット伝送における有効な誤り制御技術として、自動再送要求 (Automatic Repeat reQuest :ARQ) と誤り訂正符号化を組み合わせた Hybrid ARQ (HARQ) が知られている[2],[3]。ところで、移動無線チャネルは遅延時間の異なる様々な伝搬路から構成される。このような周波数選択性フェージングチャネル環境下では、符号間干渉により伝送特性が大幅に劣化してしまう[4]。このため第三代移動通信システムでは、Rake 合成器を使用する直接拡散符号マルチアクセス (DS-CDMA) を用いてパスダイバーシチ効果を得ることで、数 Mbps 程度の高速伝送を可能としている[5]。しかしながら、次世代移動通信で要求される数百 Mbps 程度の超高速伝送を行う場合には、分離可能なパス数が増えることによりパス間干渉が大幅に増大し、伝送特性が劣化し

てしまう[6]。Rake 合成器の代わりに周波数領域等化 (FDE) を用いることで厳しい周波数選択性環境下においても非常に優れた伝送特性が得られることが示されている[6]。FDE を用いる DS-CDMA では、ブロック間干渉 (IBI) を防ぐために送信側でガードインターバル (GI) の挿入が必要である。FDE を行うことで周波数ダイバーシチ効果を得ることができるが、GI の挿入により、伝送効率の劣化が生じてしまう。最近、GI 挿入を必要としないオーバーラップ FDE が提案された[7]-[10]。

本論文では、オーバーラップ FDE を用いる DS-CDMA HARQ 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、従来用いられてきた Rake 合成受信と比較している。

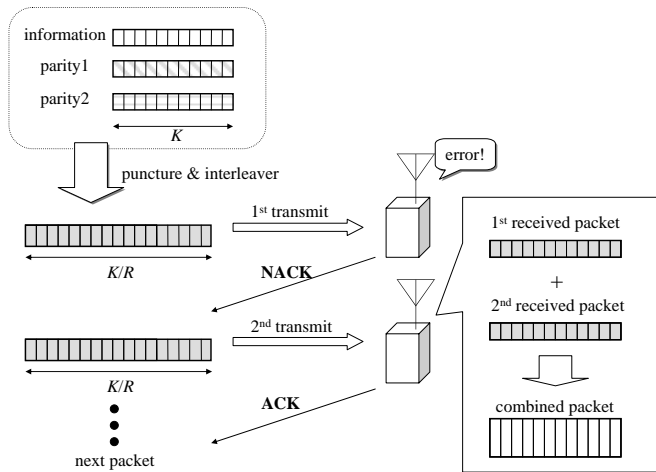


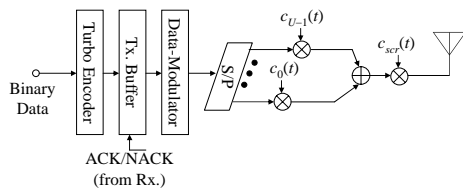
図1 HARQを用いたパケット合成

2. HARQ

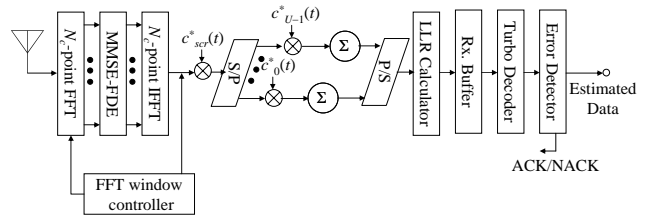
本論文においては、符号化率 $R=1/3$ のターボ符号器を用い、パケット合成にはチェイス合成(CC)[11]を用いる[12]. 図1にパケット合成の様子を示す. 送信機では系列長 K の情報ビットを用いてターボ符号化を行い、パリティ系列をパンクチャして送信ビット系列を得る. 本論文では、パリティビット系列をパンクチャすることで符号化率 $R=1/2$ または $R=3/4$ の符号化を行っている. パンクチャパターンを表1に示す. 受信機では、受信されたパケットに対してデパンクチャを適用し、ターボ復号したのちに誤り検出を行う. 誤りが検出されない場合にはACK信号を送信する. 一方、誤りが検出された場合にはNACK信号を送信する. 送信機は、ACK信号を受信した場合には次のパケットの送信へと移るが、NACK信号を受信した場合には同一のパケットを再送する. 受信機では、再送パケットを受信すると、パケット合成を行って再びターボ復号を行う. このように、誤りが検出された場合に再送・合成を繰り返すことで、時間ダイバーシチ効果を得ることができる.

表1 パンクチャパターン

$R = \frac{1}{2}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
$R = \frac{3}{4}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$



(a)送信機



(b)受信機

図2 伝送系

3. DS-CDMA 伝送系

オーバーラップ FDE を用いるマルチコード DS-CDMA HARQ 伝送系[8]を図2に示す. 本論文では、チップ時間間隔の離散表現を用いる. 送信機側では、情報ビット系列を符号化し、符号語をバッファに保存する. その後再送に応じて送信ビット系列をデータシンボル系列にデータ変調し、Serial/Parallel(S/P)変換により U 個の並列シンボル系列に変換し、それぞれ拡散符号を乗算する. ここで、コード u のデータシンボル系列を $\{d_u(i); i=0, \dots, SF-1\}$ 、拡散率 SF の直交拡散符号を $\{c_{scr}(t); t=0 \sim SF-1\}$ とする. U 個のチップ系列はコード多重され、スクランブル符号 $\{c_{scr}(t); t=0, \dots, SF-1\}$ を乗算されて送信される.

送信された直交マルチコード DS-CDMA 信号は、周波数選択性フェージングチャネルを通して受信される. 受信機では N_c チップの受信ブロックに高速フーリエ変換(FFT)を適用し、 N_c 個の周波数成分(サブキャリア)に分解する. ここで各サブキャリアに対して IBI を抑圧する MMSE-FDE 重み[8]を乗算し、 N_c ポイント逆 FFT(IFFT)を適用して時間領域信号を得る. ここで、図3にあるように N_c 個チップの等化器出力のうち中央 M チップのみを取り出し、逆拡散とデータ復調を行う. 遅延パスによる IBI はブロック全体には広がらないため、このようにすれば IBI を抑圧できる. しかしながら FFT/IFFT 演算回数は N_c/M 倍に増えるため、伝搬路の周波数選択性に応じて IBI の抑圧が十分となる最大の M を用いることが必要となる.

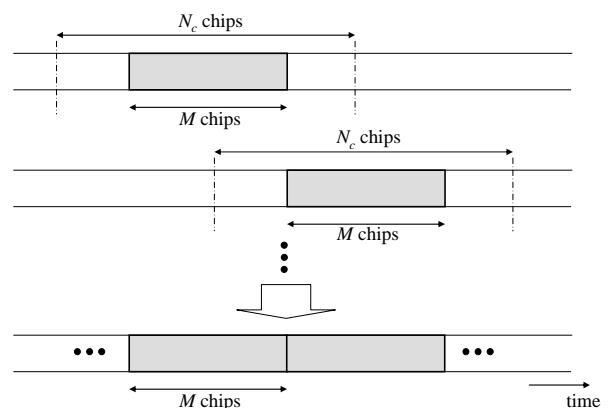


図3 オーバーラップ FDE

3.1. 受信信号

送信信号は遅延時間の異なる L 個のパスより構成される周波数選択性フェージングチャネルを通り、受信機で受信される. パス l の複素パス利得が h_l 、遅延時間が τ_l であるとしたとき、チャンネルインパルス応答 $h(\tau)$ は次式で表される.

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

ただし、本論文においてはFFT区間内でパス利得の変動はない準静的フェージングを仮定し、また $\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_l|^2] = 1$ とする。

あるパケットが、再送を含め Tr 回送信されたとき、第 tr 回目の受信パケットの等価低域表現は、次式で与えられる。

$$r^{(tr)}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(tr)} s((t - \tau_l) \bmod N_c) + v^{(tr)}(t) + \eta^{(tr)}(t) \quad (2)$$

ここで、

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{u=0}^{U-1} d_u \left(\left\lfloor \frac{t}{SF} \right\rfloor \right) c_u(t \bmod SF) c_{scr}(t) \quad (3)$$

は送信パケットのチップ系列であり、 $\lfloor x \rfloor$ は x を超えない最大の整数、 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。式(2)中の $h_l^{(tr)}$ は第 tr 回目の送信パケット時点のパス利得を表し、 $\eta^{(tr)}(t)$ は平均0、分散 $2N_0/T_c$ の加法性白色ガウス雑音(AWGN)である(N_0 は AWGN の片側電力スペクトル密度を表している)。 $v^{(tr)}(t)$ は IBI 成分を表しており、次式で与えられる[8]。

$$v^{(tr)}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(tr)} \left\{ \begin{array}{l} s(t - \tau_l) \\ -s((t - \tau_l) \bmod N_c) \end{array} \right\} \{u(t) - u(t - \tau_l)\} \quad (4)$$

ただし、 $u(t)$ は次式で与えられる単位ステップ関数である。

$$u(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ 1, & t \geq 0 \end{cases} \quad (5)$$

受信機は、式(3)で与えられる受信チップ系列に対して N_c ポイントFFTを適用し、 N_c 個の周波数成分 $\{R^{(tr)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に分解する。 $R^{(tr)}(k)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} R^{(tr)}(k) &= \sum_{t=0}^{N_c-1} r^{(tr)}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ &= H^{(tr)}(k)S(k) + N^{(tr)}(k) + \Pi^{(tr)}(k) \end{aligned} \quad (6)$$

ここで $H^{(tr)}(k)$ 、 $S(k)$ 、 $N^{(tr)}(k)$ 、及び $\Pi^{(tr)}(k)$ はそれぞれ第 k 周波数におけるチャンネル利得、信号成分、IBI成分、雑音成

分を表しており、次式で与えられる。

$$\begin{cases} H^{(tr)}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(tr)} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \\ S(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ N^{(tr)}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} v^{(tr)}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ \Pi^{(tr)}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta^{(tr)}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (7)$$

3.2. 周波数領域等化を用いるパケット合成

式(6)のように得られた各周波数成分に対して1タップの周波数領域等化重みを乗算し、パケット合成を行う。再送により、 Tr 個のパケットを合成した後のチップ系列の第 k 周波数成分は、次式で表せる。

$$\begin{aligned} \hat{R}(k) &= \sum_{tr=0}^{Tr-1} w^{(tr)}(k) R^{(tr)}(k) \\ &= \hat{H}(k)S(k) + \hat{N}(k) + \hat{\Pi}(k) \end{aligned} \quad (8)$$

ここで $\hat{H}(k)$ 、 $\hat{N}(k)$ 、及び $\hat{\Pi}(k)$ はそれぞれパケット合成後のチャンネル利得、IBI成分、雑音成分を表しており、それぞれ次式で与えられる。

$$\begin{cases} \hat{H}(k) = \sum_{tr=0}^{Tr-1} w^{(tr)}(k) H^{(tr)}(k) \\ \hat{N}(k) = \sum_{tr=0}^{Tr-1} w^{(tr)}(k) N^{(tr)}(k) \\ \hat{\Pi}(k) = \sum_{tr=0}^{Tr-1} w^{(tr)}(k) \Pi^{(tr)}(k) \end{cases} \quad (9)$$

また、 $w^{(tr)}(k)$ は IBI 成分と雑音を考慮した MMSE 重みであり、次式で与えられる。

$$w^{(tr)}(k) = \frac{H^{(tr)*}(k)}{\sum_{tr=0}^{Tr-1} |H^{(tr)}(k)|^2 + \frac{2}{N_c} \sum_{l=0}^{L-1} |h_l^{(tr)}|^2 \tau_l + \left(U \frac{E_c}{N_0}\right)^{-1}} \quad (10)$$

式(8)のように得られたパケット合成後の周波数成分 $\{\hat{R}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に N_c ポイントIFFTを適用して時間領域チップ系列 $\hat{r}(t)$ を得る。 $\hat{r}(t)$ は、次式で表される。

$$\begin{aligned}\hat{r}(t) &= \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{R}(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ &= \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right) s(t) + \mu(t) + \hat{v}(t) + \hat{\eta}(t)\end{aligned}\quad (11)$$

ここで第1項は希望信号成分, 第2項はブロック内の残留チップ間干渉(ICI), 第3項はIBI成分, 第4項は雑音成分を表しており, それぞれ次式で与えられる.

$$\begin{cases} \mu(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \left[\sum_{\substack{\tau=0 \\ \tau \neq t}}^{N_c-1} s(\tau) \exp\left(j2\pi k \frac{t-\tau}{N_c}\right) \right] \\ \hat{v}(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{N}(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ \hat{\eta}(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{\Pi}(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases}\quad (12)$$

式(11)のように得られた N_c 個の等化チップ系列のうち中央 M 個 ($N_c/2 - M/2 \leq t \leq N_c/2 + M/2 - 1$) のみを取り出す. このような FFT 区間を M チップだけずらして同様の操作を繰り返す(図3). このようにオーバーラップ FDE により得られたチップ系列 $\tilde{r}(t)$ を用いて逆拡散し, 次式のように軟判定シンボル系列を得る.

$$\hat{d}_u(i) = \frac{1}{SF} \sum_{t=iSF}^{(i+1)SF-1} \tilde{r}(t) c_{scr}^*(t) c_u^*(t \bmod SF)\quad (13)$$

3.3. Log-Likelihood Ratio (LLR)

ターボ復号器では, 対数尤度比(Log-Likelihood Ratio: LLR)を計算し, 軟判定値として用いている. ただし, 等化後の IBI が十分小さくなるよう M を設定するため, 本論文では LLR の計算には IBI は含めていない. ICI を複素ガウス過程であると近似し, ICI と雑音の和を平均 0, 分散 $2\sigma^2$ の新たな複素ガウス雑音として扱うことで, 次式のように第 m ビットの LLR を求める[3].

$$L(b_m) = \frac{1}{2\sigma^2} \left(\left| \hat{d}_u(i) - \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \tilde{H}(i) d_{b_m=0}^{\min} \right|^2 - \left| \hat{d}_u(i) - \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \tilde{H}(i) d_{b_m=1}^{\min} \right|^2 \right)\quad (14)$$

ここで, $d_{b_m=0,1}^{\min}$ は m 番目のビットが含まれるシンボル候補

$\{d_{b_m}\}$ のうち, LLR を最大にするシンボル候補を表している. また, $\tilde{H}(i)$ 及び $2\sigma^2$ はそれぞれ式(15)及び式(16)で与えられる.

$$\tilde{H}(i) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k)\quad (15)$$

$$2\sigma^2 = \frac{2}{SF} \frac{N_0}{T_c} \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{tr=0}^{N_c-1} |w^{(tr)}(k)|^2 + \left(\frac{U}{SF} \frac{E_s}{N_0} \right) \times \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\hat{H}(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right|^2 \right) \right)\quad (16)$$

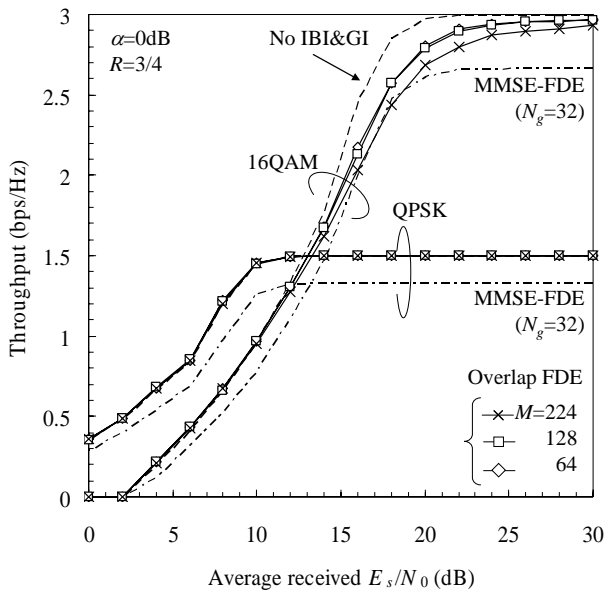
4. 計算機シミュレーション

計算機シミュレーション条件を表2に示す. 伝搬路は, 各パスの減衰定数が α dB で $L=16$ パスの指数電力遅延プロファイルを有する周波数選択性ブロックレイリーフェージングチャネルとしている. 符号化には(13,15)再帰的システマチック畳み込み(RSC)符号器2つからなる $R=1/3$ のターボ符号器を用いている.

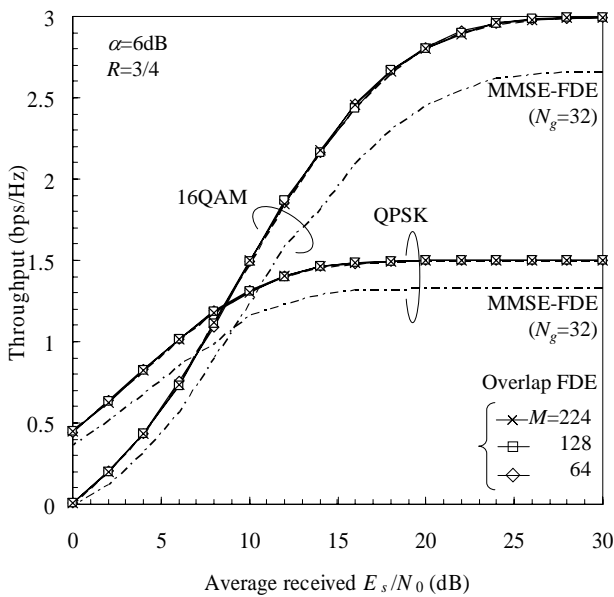
表2 シミュレーション条件

Turbo coding	R=1/2 and 3/4 (13,15) RSC encoder Log-MAP decoding with 8 iterations	
Channel interleaver	Block interleaver	
Data modulation	QPSK, 16QAM	
DS-CDMA	No. of FFT points	$N_c=256$
	Spreading sequences	Walsh sequence and PN sequence
	Spreading Factor	$SF=16$
ARQ	Chase Combining	
	No. of retransmit	100
Channel model	Fading type	Frequency-selective block Rayleigh fading $\tau=l, f_0T=0.001$
	Power delay profile	$L=16$ -path exponential power delay profile
	Decay factor	$\alpha=0, 6$ dB
Channel estimation	Ideal	

図4に, オーバーラップ FDE で取り出すチップ数 M をパラメータとしたときのスループット特性を示す. なお, 符号化率は $R=3/4$ としている. 横軸は信号1シンボル当たりの平均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 である. 比較のため, GI として $N_g=32$ チップを挿入し MMSE-FDE を行った場合と, GI による伝送効率の低下がなく IBI も存在しないとした場合の HARQ スループット特性も示した. 周波数選択性が強い場合(図4(a)), オーバーラップ FDE 後に, 取り出すチップ数 M を小さくすれば IBI による劣化を抑えることができるが, $M=128$ および $M=64$ とすることで GI を挿入した場合より高いスループットが得られている. また, 周波数選択性が弱い場合(図4(b)), IBI が小さいことから M を 224 チップとしても, IBI が無い場合と同等の優れたスループット特性が得られている.



(a) $\alpha=0\text{dB}$



(b) $\alpha=6\text{dB}$

図4 オーバーラップ FDE で取り出すチップ数 M への影響

次に、オーバーラップ FDE で取り出すチップ数 M を $M=128$ として、QPSK、16QAM データ変調を用いる時のスループット特性を、 $R=1/2$ および $R=3/4$ の場合についてそれぞれ図 5 および図 6 に示す。比較のため、 $N_g=32$ チップを挿入し MMSE-FDE を用いる場合および Rake 受信を用いる場合の HARQ スループット特性も示してある。Rake 受信を用いる場合には GI 挿入が不要であるから、これによるスループット低下は発生しないものの、一様電力遅延プロファイル($\alpha=0\text{dB}$)では残留パス間干渉(IPI)が非常に大きくなり、スループットは受信電力によらず大幅に劣化している。オーバーラップ FDE は Rake 受信と同様に GI 挿入を必要とせずに IPI を大幅に抑圧して大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるため、

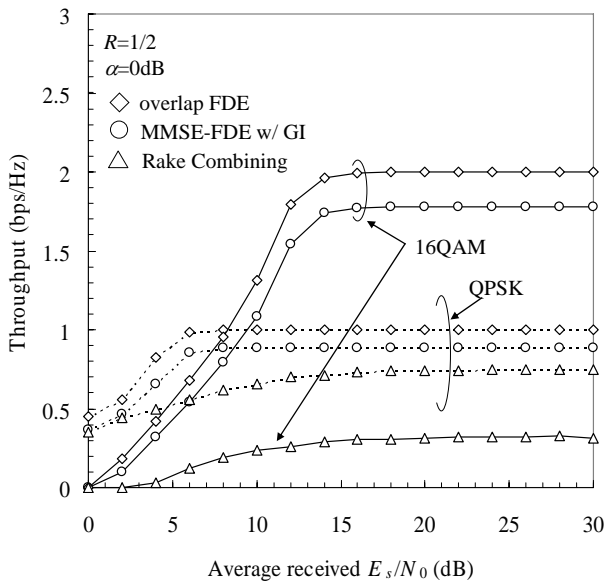
Rake 受信を大幅に上回る良好なスループット特性が得られている。16QAM 変調方式を用いる場合、で比較すると、オーバーラップ FDE は Rake 受信の 1.7 倍のスループットが得られている($\alpha=6\text{dB}$, $R=1/2$, 平均受信 $E_s/N_0=10\text{dB}$)。

5. むすび

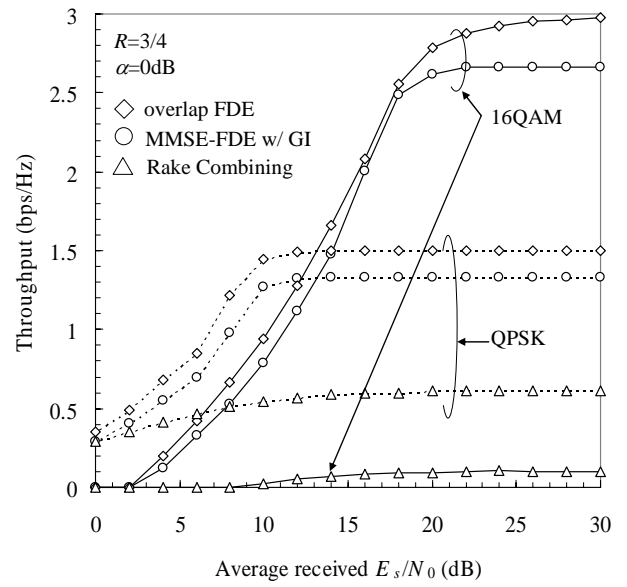
本論文では、オーバーラップ FDE を用いる DS-CDMA の HARQ スループット特性を計算機シミュレーションにより明らかにした。オーバーラップ FDE において取り出すチップ数 M を FFT/IFFT 区間の半分程度にすれば受信機の負担の増加を最小限に抑え、IBI を抑圧して良好なスループット特性が得られることを示した。また、オーバーラップ FDE では Rake 受信と同様に GI の挿入を必要としないため、DS-CDMA を用いる第三代移動通信システムへ適用することができ、受信機の構成を変えるだけでスループットの向上が望める。

文 献

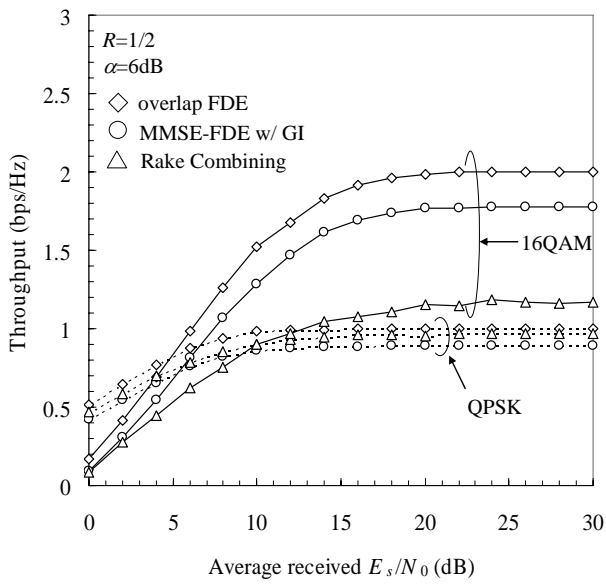
- [1] F. Adachi, "Wireless past and future-evolving mobile communications systems," IEICE Trans. Fundamentals, Vol. E84-A, No. 1, pp. 55-60, Jan. 2001.
- [2] D. N. Rowitch and L. B. Milstein, "Rate compatible punctured turbo (RCPT) codes in hybrid FEC/ARQ system," Proc. Comm. Theory Mini-conference of GLOVECOM'97, pp. 55-59, Nov. 1997.
- [3] D. Garg and F. Adachi, "Packet Access using DS-CDMA with frequency-domain equalization," IEEE Journal of Select. Areas in Commun., Vol. 24, No. 1, pp. 161-170, Jan. 2006.
- [4] W. C. Jakes, Jr., Ed., Microwave Mobile Communications. New York: Wiley, 1974.
- [5] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next-generation mobile communications systems," IEEE Commun. Mag., Vol. 36, No. 9, pp. 56-59, Sep. 1998.
- [6] F. Adachi, D. garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," Special Issue on Modulation, Coding and Signal Processing, IEEE Wireless Commun. Mag., Vol. 12, No. 2, pp. 8-18, April 2005.
- [7] I. Martoyo, T. Weiss, F. Capar, and F. K. Jondral, "Low complexity CDMA downlink receiver based on frequency domain equalization,"
- [8] 武田和晃, 留場宏道, 安達文幸, "ブロック間干渉を抑圧する DS-CDMA 周波数領域等化," 信学技報, RCS2005-17, pp. 5-10, 2005 年 5 月.
- [9] 留場宏道, 武田和晃, 安達文幸, "マルチキャリア伝送におけるブロック間干渉を抑圧する周波数領域等化," 信学技報, RCS2005-18, pp. 11-16, 2005 年 5 月.
- [10] 武田和晃, 留場宏道, 安達文幸, "GI を用いない周波数領域等化への ICI キャンセラの適用効果," 信学技報, RCS2005-183, pp. 31-36, 2006 年 3 月.
- [11] D. Chase, "Code combining-A maximum-likelihood decoding approach for combining an arbitrary number of noisy packets," IEEE Trans. Commun., Vol. 33, No. 5, pp. 385-393, May 1985.
- [12] 3GPP, High speed downlink packet access: Physical layer aspects, TR25.858, version 5.0.0.



(a) $\alpha=0\text{dB}$

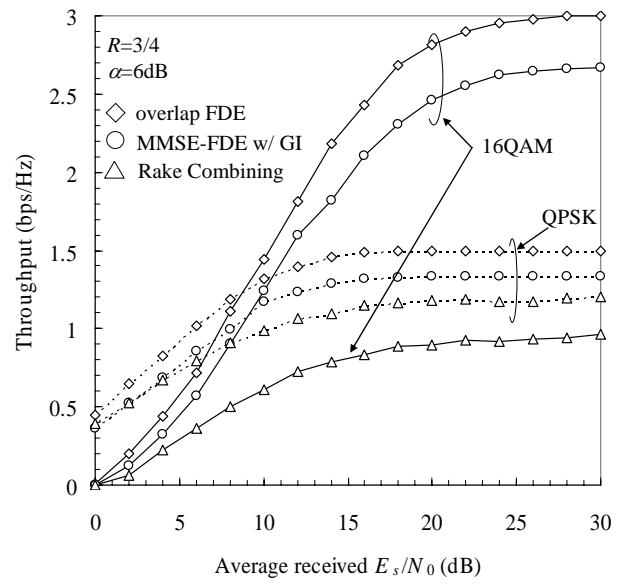


(a) $\alpha=0\text{dB}$



(b) $\alpha=6\text{dB}$

図 5 $R=1/2$ のときのスループット特性



(a) $\alpha=6\text{dB}$

図 6 $R=3/4$ のときのスループット特性