

# Overlap FDE と Sliding-window Chip Equalizer の DS-CDMA HARQ スループット特性比較

小原 辰徳<sup>†</sup> 武田 一樹<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> {obara, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 直接拡散符号分割マルチアクセス(DS-CDMA)伝送に最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化(MMSE-FDE)を用いれば、よく知られた Rake 合成受信よりも周波数選択性フェージング環境下で優れた伝送特性が得られる。FDE では、チャンネルの最大遅延時間以上のサイクリックプレフィクス(CP)をガードインターバル(GI)に挿入しなければならないので、伝送効率の低下を招いてしまう。最近、CP 挿入を行わずにブロック間干渉(IFI)抑圧が可能となる Overlap FDE が提案された。一方、MMSE 規範に基づく時間領域等化である Sliding-window Chip Equalizer (SWCE)も提案されている。筆者らは以前、マルチコード DS-CDMA における Overlap FDE と SWCE のビット誤り率(BER)特性の比較を行い、Overlap FDE では少ない演算量で SWCE とほぼ同等の BER 特性を達成できることを示した。本論文では、Overlap FDE と SWCE を用いるときのハイブリッド自動再送要求(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求め、Overlap FDE と SWCE との比較を行っている。

キーワード Overlap FDE, Sliding-window Chip Equalizer (SWCE), DS-CDMA, ハイブリッド自動再送要求(HARQ)

## Throughput Performance Comparison between Overlap FDE and Sliding-window Chip Equalizer for DS-CDMA HARQ

Tatsunori OBARA<sup>†</sup> Kazuki 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> {obara, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> 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 can achieve much better performance than the well-known rake combining. The conventional FDE requires the insertion of cyclic prefix (CP) into guard interval (GI). However, the CP insertion reduces the throughput. Recently, overlap FDE that requires no CP insertion was proposed. Another equalization technique is a time-domain sliding window chip equalizer (SWCE) based on MMSE criterion. In our previous paper, we evaluated and compared the bit error rate (BER) performances of multi-code DS-CDMA using SWCE and overlap FDE, and showed that overlap FDE can achieve almost the same BER performance as SWCE with much less computational complexity. In this paper, we evaluate by computer simulation and compare the throughput performances of DS-CDMA hybrid ARQ (HARQ) using overlap FDE and SWCE.

**Keywords** Overlap FDE, Sliding-window chip equalizer (SWCE), DS-CDMA, hybrid ARQ (HARQ)

### 1. まえがき

次世代の移動通信では、1Gbps に近い超高速データ伝送が要求されている。ところが、高速移動無線チャンネルは遅延時間の異なる独立な複数の伝搬路(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として特徴付けられ、符号間干渉(ISI)によりビット誤り率(BER)特性が大幅に劣化してしまう[1, 2]。第3世代移動通信システムで用いられている直接拡散符号分割マルチアクセス(DS-CDMA)では、パスを分離して Rake

合成を行うことによりパスダイバーシチ効果を得ることができ、優れた BER 特性を達成できる[3]。しかし、将来期待されている 1Gbps もの超高速伝送では分離可能なパス数が大幅に増加し、Rake 合成ではパス間干渉(IPI)により BER 特性が大幅に劣化してしまう。

Rake 合成受信の代わりに最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化(MMSE-FDE)を用いれば、周波数ダイバーシチ効果により、Rake 合成よりも優れた BER 特性が得られることが報告されている[4, 5]。

MMSE-FDEを用いるDS-CDMA信号伝送はブロック伝送であり、高速フーリエ変換(FFT)を用いて受信信号を直交周波数分解するため、チャンネルの最大遅延時間以上のサイクリックプレフィクス(CP)をガードインターバル(GI)に挿入しなければならない。しかし、CPの挿入によって伝送効率の低下を招いてしまう。また、CP長を超える遅延時間を有するパスが存在するとブロック間干渉(IBI)が発生し、BER特性が大幅に劣化してしまう。そこで、CP挿入なしでもIBIを抑圧できるOverlap FDEが提案され[6, 7]、従来のFDEに比べ高いスループットを達成できることが明らかにされた[8]。

一方、DS-CDMAにおいて、MMSE規範に基づいてチップレベルで時間領域等化を行うSliding-window Chip Equalizer (SWCE)も提案されており、Rake合成よりも優れたBER特性が得られることが報告されている[9, 10]。SWCEはCPの挿入を必要としない。

以前、筆者らはマルチコードDS-CDMAにおけるOverlap FDEとSWCEのBER特性の比較を行い、Overlap FDEはSWCEに比べて非常に少ない演算量でほぼ同等のBER特性を達成できることを示した[11]。

ところで、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となり、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)が重要な誤り制御技術となることが予想される。そこで本報告では、DS-CDMA HARQにおけるOverlap FDEとSWCEのスループット特性の比較を計算機シミュレーションにより行っている。

本論文は以下のような構成になっている。第2章ではSWCEおよびOverlap FDEを用いるDS-CDMA HARQの伝送系について、第3章ではSWCEとOverlap FDEの演算量について述べている。次いで第4章で計算機シミュレーション結果を示し、第5章でまとめる。

## 2. Overlap FDE および SWCE を用いる DS-CDMA HARQ 伝送系

図1にDS-CDMA HARQの送受信機構成を示す。本論文では、チップ時間 $T_c$ で正規化された離散時間 $t$ の等価低域表現を用いる。誤り訂正符号化にはターボ符号化[12]を用い、チェイス合成[13]によるパケット合成を行うものとする。送信機側では、ターボ符号化系列をデータ変調する。データシンボル系列を $U$ 個の送信データシンボル系列 $\{d_u(m)\}$ ,  $u = 0 \sim U-1$ , に直並列(S/P)変換し、それぞれ拡散率 $SF$ の直交拡散符号 $\{c_u(t); t=0 \sim SF-1\}$ ,  $u=0 \sim U-1$ , を乗算して拡散し、コード多重を行う。その後スクランブル符号 $c_{scr}(t)$ を乗算し送信する。

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。受信信号ブロックにSWCEまたはOverlap FDEによる等化を行い、逆スクランブル、逆拡散を行うことで軟判定シンボル系列が得られる。この軟判定シンボル系列を用いてターボ復号した後、ブロック誤り検出を行う。誤りが検出された場合はNACK信号を送信し、同一ターボ符号化系列の再送を送信機に要求する。過去に受信したパケットと再送パケットとをMMSE合成する。誤りが検出されない場合はACK信号を送信し、ACK信号を受けた送信機は次のターボ符号化系列を送信する。本論文では誤り検出は理想としている。

### 2.1. 送信信号

送信信号系列 $\{s(t); t=\dots, -1, 0, 1, \dots\}$ は次式で表される。

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

ここで $E_c$ は1拡散コードあたりのチップエネルギーである。また、 $|c_{scr}(t)|=|c_u(t)|=1$ で、 $\lfloor x \rfloor$ は $x$ を超えない最大の整数を表す。

### 2.2. 受信信号

本論文ではチップ間隔の整数倍の遅延時間を有する $L$ 個の独立なパスから構成される周波数選択性ブロックフェージングチャンネルを仮定する。第 $q$ 回目の再送時の受信チップ系列は次式で表される。

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

ここで $h_l^{(q)}$ および $\tau_l$ はそれぞれ第 $l$ パスの複素パス利得および遅延時間であり、 $\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_l^{(q)}|^2] = 1$  ( $E[\cdot]$ はアンサンブル平均)としている。また、 $\eta^{(q)}(t)$ は片側電力スペクトル密度 $N_0$ の相加性白色ガウス雑音(AWGN)である。

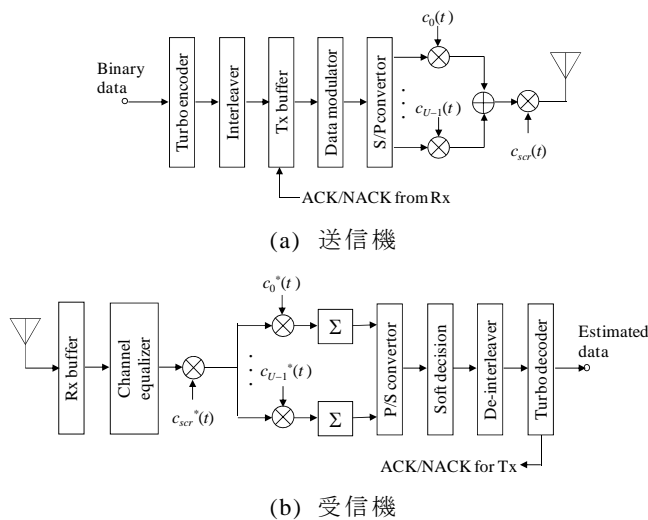
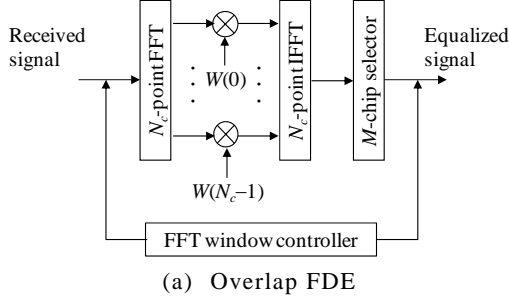
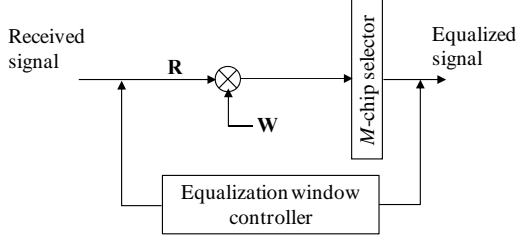


図1 DS-CDMA HARQの送受信機構成



(a) Overlap FDE



(b) SWCE

図 2 等化器の構成

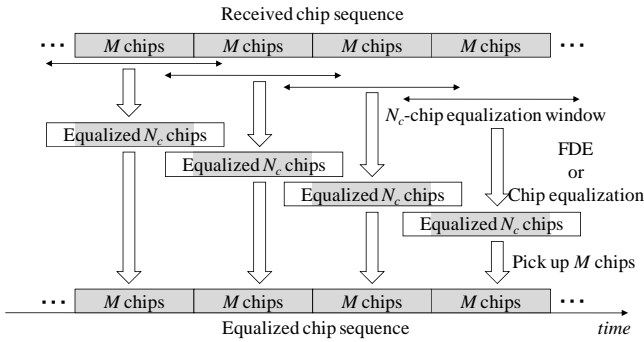


図 3 Overlap FDE および SWCE の動作

### 2.3. Overlap FDE

FDE では受信信号を FFT によって直交周波数成分に分解するが、CP を挿入しない場合、FFT 区間の先頭部分に IBI が発生してしまう。しかしながら、MMSE-FDE フィルタのインパルス応答は FFT 区間全体には広がらないため、FDE 後の残留 IBI は FFT ブロックの両端に集中することが知られている [7, 8]。Overlap FDE ではこの性質を利用し、CP 挿入を行わずに残留 IBI を抑圧する。

図 2(a) に Overlap FDE のブロック図を示す。受信チップ系列を  $M$  チップから成る小ブロックに分割し、等化対象の  $M$  チップブロックを中心として  $N_c (\geq M)$  ポイント FFT を適用し、得られた周波数領域信号に FDE を行う。FDE 後の  $N_c$  チップブロックから中央の  $M$  チップを取り出す。以降の  $M$  チップを等化するために、図 3 に示すように FFT 窓をオーバーラップさせつつ、同様の等化処理を行う。これを繰り返すことにより、残留 IBI を抑圧しつつ、全受信チップブロックの等化

を行うことができる。

一般性を失うことなく FFT 区間を  $t=0 \sim N_c-1$  とすると、この区間内の受信チップ系列は次式で表される。

$$r^{(q)}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(q)} s((t - \tau_l) \bmod N_c) + v^{(q)}(t) + \eta^{(q)}(t) \quad (3)$$

第 1 項は希望信号成分である。第 2 項は IBI 成分を表し、次式で表される。

$$v^{(q)}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(q)} \{s(t - \tau_l) - s((t - \tau_l) \bmod N_c)\} \{u(t) - u(t - \tau_l)\} \quad (4)$$

ここで、 $u(t)$  は単位ステップ関数である。

式(9)の受信チップ系列  $\{r^{(q)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$  に次式のように  $N_c$  ポイント FFT を適用し、周波数領域信号  $\{R^{(q)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$  を得る。

$$R^{(q)}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} r^{(q)}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) = H^{(q)}(k)S(k) + N^{(q)}(k) + \Pi^{(q)}(k) \quad (5)$$

ここで、 $H^{(q)}(k)$ 、 $S(k)$ 、 $N^{(q)}(k)$ 、 $\Pi^{(q)}(k)$  はそれぞれ第  $k$  周波数におけるチャネル利得、希望信号、IBI 成分および雑音成分であり、次式で与えられる。

$$\begin{cases} H^{(q)}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(q)} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \\ S(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ N^{(q)}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} v^{(q)}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ \Pi^{(q)}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta^{(q)}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (6)$$

1 タップ FDE と前回に受信された周波数領域信号  $\{R^{(q)}(k); k=0 \sim N_c-1, q=0 \sim Q-1\}$  とのパケット合成とを次式のように MMSE 規範に基づいて同時に行う。

$$\hat{R}(k) = \sum_{q=0}^{Q-1} R^{(q)}(k) W^{(q)}(k) = \hat{H}(k)S(k) + \hat{N}(k) + \hat{\Pi}(k) \quad (7)$$

ただし、

$$\begin{cases} \hat{H}(k) = \sum_{q=0}^{Q-1} W^{(q)}(k) H^{(q)}(k) \\ \hat{N}(k) = \sum_{q=0}^{Q-1} W^{(q)}(k) N^{(q)}(k) \\ \hat{\Pi}(k) = \sum_{q=0}^{Q-1} W^{(q)}(k) \Pi^{(q)}(k) \end{cases} \quad (8)$$

である。ここで  $W^{(q)}(k)$  は  $\hat{R}(k)$  と  $S(k)$  の平均二乗誤差 (MSE) を最小とする MMSE パケット合成重みで、次式で与えられる [8]。



畳み込み(RCS)符号器 2 つから構成され、パンクチャにより符号化率  $R=1/2$  の符号化系列を生成している。拡散率は  $SF=16$  とし、フルコード多重伝送を仮定する。チャンネルは  $L$  パスの等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ンネルを仮定し、チップ間隔の遅延時間( $\tau_l=l$ )を有するものとする。また、受信機でのタイミング再生およびチャンネル推定は理想的であるとしている。

表 2 計算機シミュレーション条件

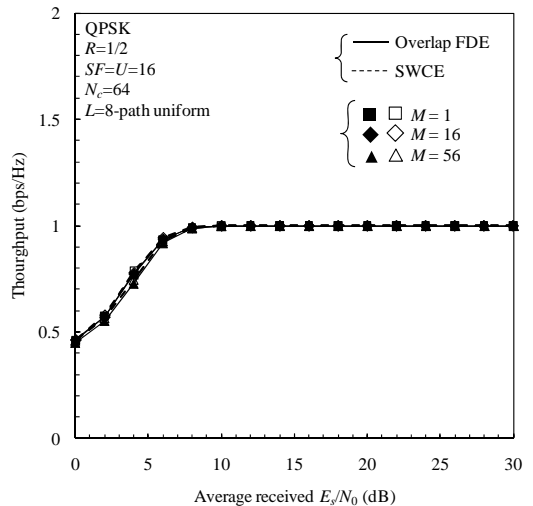
Turbo coding	No. of information bits	$K=1018$
	Encoder	(13,15) RSC
	Coding rate	$R=1/2$
	Interleaver	Block
	Decoding	Log-MAP with 8 iterations
HARQ	Type I (Chase combining)	
Data modulation	QPSK, 16QAM	
DS-CDMA	Spreading codes	Walsh
	Spreading factor	$SF=16$
	Code multiplexing order	$U=SF$
Channel	Frequency-selective block Rayleigh fading	
	Power delay profile	$L$ -path uniform
	Delay time	$\tau_l = l$
Equalization	Overlap FDE, SWCE	
Channel estimation	Ideal	

図 4 に  $L=8$  パス、図 5 に  $L=16$  パス環境下での Overlap FDE と SWCE のスループット特性を示す。等化窓幅を  $N_c=64$  とし、等化出力チップブロックから取り出すチップ数  $M$  をパラメータとしている。横軸は平均受信シンボルエネルギー対雑音電力スペクトル密度比  $E_s/N_0=SF(E_c/N_0)$  である。 $L=8$  パスの場合、QPSK のとき、 $M=56$  を用いても、Overlap FDE は SWCE と同等のスループット特性が得られることが図 4(a)から分かる。16QAM のとき、IBI の影響を強く受ける  $M=56$  を除いてはほぼ同等のスループット特性が得られる。 $L=16$  パスの厳しい周波数選択性チャンネルでは、QPSK では  $M=56$  を除いてほぼ同等のスループット特性が得られるが、16QAM の場合は高  $E_s/N_0$  の領域で Overlap FDE のスループットが SWCE に比べ低下してしまう。

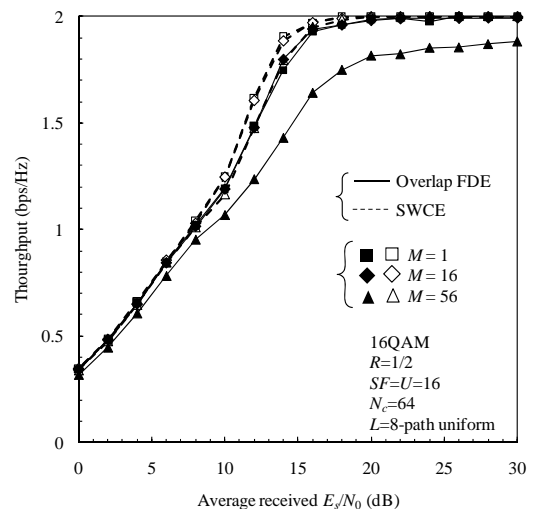
Overlap FDE では  $M$  の値を小さくすることで残留 IBI を低減できるが、FFT 窓の中央部分にも IBI が広がっており、 $M$  の値を小さくしても、特性の改善に限界が生じる。そのため、16QAM のような高多値変調の場合はその影響を強く受け、Overlap FDE ではスループットが低下してしまう。一方、SWCE においても等化出力ブロックの両端に IBI が残留するが、ブロックの中央部分には広がらず、Overlap FDE に比べ残留 IBI の影響が小さい。パス数が少ない、すなわち周波数選択性の弱いチャンネルにおいては残留 IBI の影響が小さ

いため、SWCE と Overlap FDE はほぼ同等の BER を達成できる。ところが、周波数選択性が強まると、残留 IBI の影響を強く受ける Overlap FDE に比べ、SWCE の方が優れたスループット特性を達成できる。

Overlap FDE においては、等化窓幅  $N_c$  を広げることで、残留 IBI をさらに抑圧できると考えられる。そこで  $(N_c, M)=(128, 1)$  の Overlap FDE と SWCE のスループット特性比較を図 6 に示す。パス数は  $L=16$  としている。 $N_c=128$  とすると残留 IBI をさらに抑圧できるため、QPSK, 16QAM のどちらの場合も、Overlap FDE は SWCE とほぼ同等のスループット特性を達成できることが図 5 から分かる。このときの  $M$  チップあたりの複素乗算回数は再送回数が 1 回( $Q=2$ )の場合、Overlap FDE は約  $3.6 \times 10^3$ 、SWCE では約  $3 \times 10^7$  であり、Overlap FDE は SWCE の 0.01% の演算量でほぼ同等のスループット特性を達成できる。

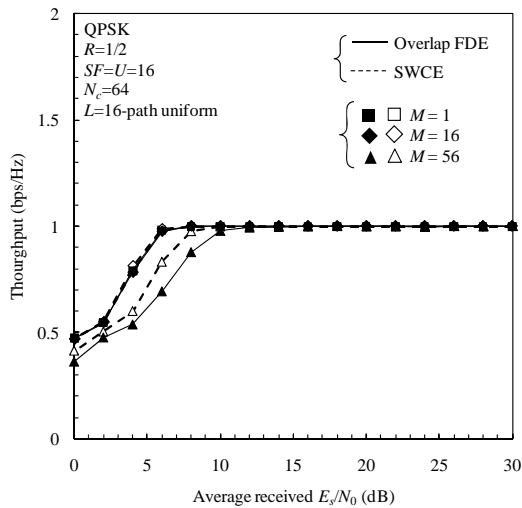


(a) QPSK

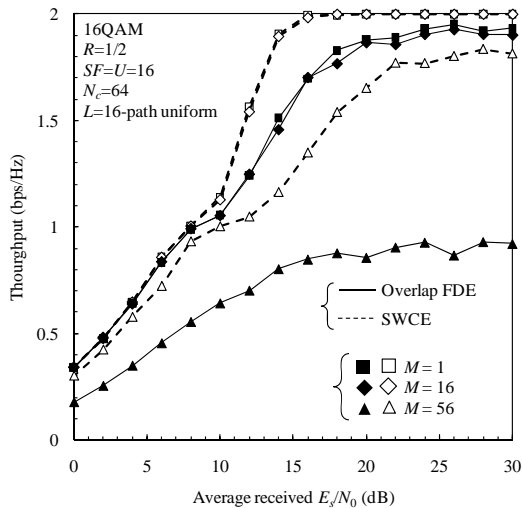


(b) 16QAM

図 4 スループット特性( $N_c=64, L=8$ )



(a) QPSK



(b) 16QAM

図 5 スループット特性 ( $N_c=64, L=16$ )

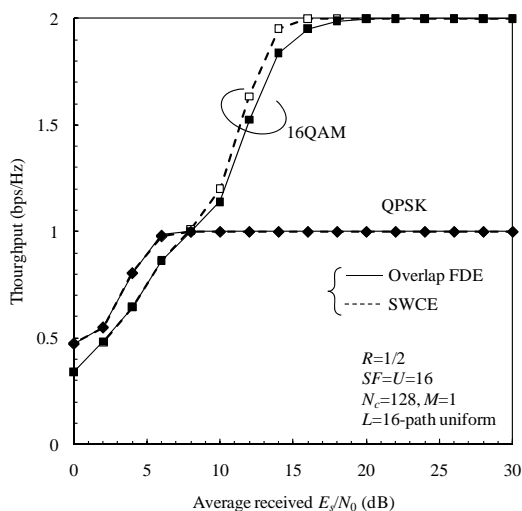


図 6 スループット特性 ( $N_c=128, M=1, L=16$ )

## 5. まとめ

本報告では Overlap FDE と SWCE を用いるときの 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た. Overlap FDE では残留 IBI が等化出力ブロックの中央部分にも広がっているため, SWCE よりもその影響を強く受けてしまう. そこで, 等化窓幅を広げることで, 残留 IBI をさらに低減でき, Overlap FDE は少ない演算量で SWCE とほぼ同等のスループット特性を達成できることを明らかにした.

## 文献

- [1] W.C., Jakes Jr, Ed, *Microwave mobile communications*, Wiley, Newyork, 1974.
- [2] J.G. Proakis, *Digital communications*, 4th ed., McGraw-Hill, 2001.
- [3] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next-generation mobile communications systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 36, no.9, pp. 56-69, Sep. 1998.
- [4] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun.*, Vol. 40, No.4, pp 58-66, Apr. 2002.
- [5] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," *IEEE Wireless Commun.*, Vol. 12, No.2, pp.8-18, Apr. 2005
- [6] I. Martoyo, T. Weiss, F. Capar, and F. K. Jondral, "Low complexity CDMA downlink receiver based on frequency domain equalization," *IEEE VTC'03-fall*, Orlando, Florida, USA, Sept. 2003.
- [7] T. Takeda, H. Tomeba, and F. Adachi, "Iterative overlap FDE for DS-CDMA without GI," *IEEE 64<sup>th</sup> VTC*, Montreal, Quebec, Canada, Sept. 2006.
- [8] Kazuki Takeda, Hiromichi Tomeba, Kazuaki Takeda and Fumiyuki Adachi, "DS-CDMA HARQ with Overlap FDE," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E90-B, No. 11, pp. 3189-3196, Nov. 2007
- [9] A. Klein, "Data Detection Algorithms Specially Designed for the Downlink of Mobile Radio Systems," *IEEE VTC'97-Spring*, Phoenix, May 1997.
- [10] T. Kawamura, Y. Kishiyama, K. Higuchi, and M. Sawahashi, "Comparison Between Multipath Interference Canceller and Chip Equalizer in HSDPA in Multipath Channel," *IEEE VTC2002-Spring*, Birmingham, May 2002.
- [11] 小原辰徳, 武田一樹, 安達文幸, "Sliding Window Chip Equalizer と Overlap FDE の DS-CDMA ビット誤り率特性比較," *信学技報*, RCS2009-94, pp. 97-102, 2009年8月.
- [12] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding; Turbo-codes. 1," *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Vol. 2, pp. 1064-1070, Switzerland, May 1993.
- [13] 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.
- [14] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 4<sup>th</sup> ed., Prentice Hall, 2001