

# オーバーラップ FDE を用いる MC-CDMA のスループット特性

留場 宏道<sup>†</sup> 武田 和晃<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> {tomeba, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> 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ることが予想され、誤り訂正符号と自動再送要求を組み合わせたハイブリッド自動再送要求(HARQ)技術の採用が不可欠である。一方、移動無線アクセス技術としてマルチキャリア符号分割マルチアクセス(MC-CDMA)が注目されており、HARQ を併用することにより厳しい周波数選択性フェージング環境下においても優れたスループット特性が得られることが知られている。一般にMC-CDMA で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)を挿入しているが、GI 挿入によって伝送効率が低下してしまう。GI 挿入を必要としない周波数領域等化(オーバーラップ FDE)を用いることにより伝送効率の低下を防ぐことができる。本論文では、オーバーラップ FDE を用いる MC-CDMA HARQ について述べ、そのスループット特性を計算機シミュレーションによって明らかにしている。

キーワード—周波数選択性フェージングチャネル, オーバーラップ FDE, HARQ, MC-CDMA

## Throughput Performance of MC-CDMA using Overlap FDE

Hiromichi TOMEBA<sup>†</sup> Kazuaki 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> {tomeba, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract**— Broadband wireless packet access will be the core technology for the next generation mobile communications systems. Hybrid automatic repeat request (HARQ) technique is an indispensable technique. Recently, multi-carrier code division multiple access (MC-CDMA) has been attracting much attention as a broadband wireless access technique. MC-CDMA HARQ can provide a good throughput performance in a severe frequency-selective fading channel. However, conventional MC-CDMA requires the insertion of guard interval (GI) and this reduces the transmission efficiency. Overlap FDE technique has been proposed that requires no GI insertion. In this paper, we evaluate, by computer simulation, the throughput performance of MC-CDMA HARQ using overlap FDE.

**Keyword**— Frequency-selective fading channel, Overlap FDE, HARQ, MC-CDMA.

### 1. まえがき

次世代の移動無線通信では、超高速パケットサービスが主流になることが予想されており、100M~1Gbps の超高速データ伝送が要求されている[1]。パケット伝送における誤り訂正技術として、ターボ符号等の強力な誤り訂正符号と自動再送要求(ARQ)を組み合わせたハイブリッド ARQ(HARQ)が注目を集めている[2, 3]。高速移動無線チャネルは、様々な遅延時間の伝搬路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のが特徴であり、符号間干渉(ISI)によって伝送特性が大幅に劣化してしまう[4, 5]。最近、マルチキャリア符号分割マルチアクセス(MC-CDMA)が注目されている[6-8]。MC-CDMA では周波数領域の拡散と、最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づいた周波数領域等化(FDE)によりチャネル周波数選択性を利用して周波数ダイバーシチ効果を得ることができるので、厳しい周波数選択性フェージング環境下においても優れたビット誤り率(BER)特性を得ることができる。一般にFDEではブロック間干渉(IBI)を避けるためにガードインターバル(GI)を挿入しているが、GI 挿入によって伝送効率が低下してしまう。そこで、著者らはMC-CDMA 伝送を対象にGI を用いない周波数領域等化(オーバーラップ FDE と呼ぶ)[9, 10]について検討し、従来の周波数領域等化とほぼ同等のビット誤り率(BER)特性が得られることを明らかにした[11,

12]。しかし、オーバーラップ FDE を用いるときの HARQ を用いたスループット特性については未検討であった。そこで、本論文ではターボ符号化 HARQ とオーバーラップ FDE を用いるターボ符号化 MC-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って明らかにしている。

### 2. 信号伝送系 [12]

オーバーラップ FDE を用いるターボ符号化 MC-CDMA HARQ の送受信系を図 1 に示す。本論文では符号化率  $R=1/3$  のターボ符号を用い、パケット合成にはチェイス合成を用いる[13]。送信機では、1 パケットを構成する送信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変換し、直並列(S/P)変換により  $U$  個の並列シンボル系列を得て、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、直交コード多重する。その後スクランブル符号  $c_{scr}(t)$  を乗算した後、 $N_c$  ポイント逆高速フーリエ変換(IFFT)を用いて MC-CDMA 信号を生成する。

送信された符号化 MC-CDMA パケット信号は、周波数選択性フェージングチャネルを伝搬し、受信される。受信機では、 $N_c$  ポイント FFT を行って受信信号を  $N_c$  個の周波数成分に分解して周波数領域等化を行い、 $N_c$  ポイント IFFT によって時

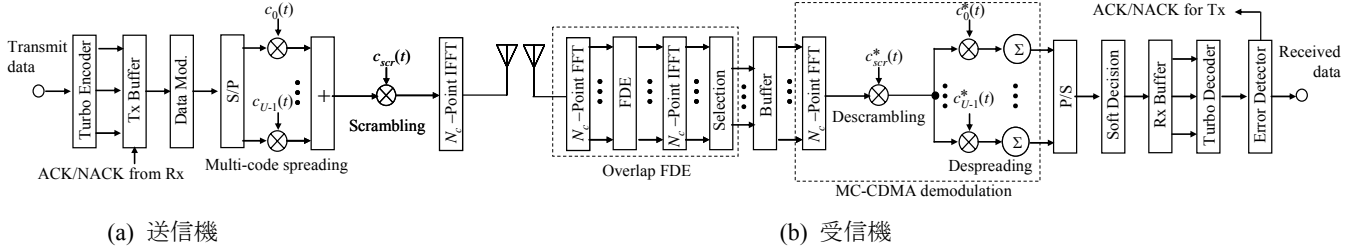


図1 オーバーラップ FDE を用いるターボ符号化 MC-CDMA HARQ の送受信系

間領域信号を生成する。その後、 $N_c$  個のサンプルのうち中央の  $M$  個のサンプルのみを取り出し、メモリに格納する。取り出したサンプル数が  $N_c$  サンプルになったとき、 $N_c$  ポイント FFT を適用して、MC-CDMA 復調を行う。

## 2.1. 送信信号

送信 MC-CDMA 信号  $s(t)$  は等価低域表現を用いて次式のように表される。

$$s(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} s_m(t - mN_c) \quad (1)$$

ここで、 $s_m(t)$  は次式で与えられる第  $m$  番目の MC-CDMA シンボルである：

$$s_m(t) = \begin{cases} \sum_{k=0}^{N_c-1} S_m(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right), & t=0 \sim (N_c-1) \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2)$$

また、 $\{S_m(k); k=0 \sim (N_c-1)\}$  は第  $m$  番目の MC-CDMA シンボルの第  $k$  サブキャリア成分を表す：

$$S_m(k) = \sqrt{\frac{2P}{SF}} \sum_{u=0}^{U-1} c_{scr}(k) c_u(k \bmod SF) d(\lfloor k/SF \rfloor U + u + mN_c) \quad (3)$$

ここで、 $P$  は 1 データシンボル当たりの送信電力、 $\{d(n); n=\dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots\}$  は変調シンボル系列を表し、 $\lfloor x \rfloor$  は  $x$  を超えない最大の整数である。

## 2.2. 受信信号

ブロックフェージングを仮定する。フェージングチャネルは遅延時間の異なる  $L$  個の離散パスから構成されるものとし、第  $i$  回目の送信パケット時点の第  $l$  パスの複素パス利得を  $h_{i,l}$ 、遅延時間を  $\tau_l$  とする。FFT/IFFT サンプリグ周期を  $T_c$  としたときに  $\tau_l = lT_c$  であるものとする、チャネルのインパルス応答  $h_i(\tau)$  は次式で表される。

$$h_i(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{i,l} \delta(\tau - lT_c) \quad (4)$$

以下では、時間区間  $t = ((m+1/2)M - N_c/2) \sim ((m+1/2)M + N_c/2 - 1)$  の受信信号を  $N_c$  ポイント FFT により  $N_c$  個の周波数成分に分解することを考える。第  $i$  回目の送信における受信信号  $\{r_i(t)\}$  は次式のように表わすことができる。

$$r_i(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{i,l} s((t-l) \bmod N_c) + \mu_i(t) + \eta_i(t) \quad (5)$$

ここで、 $\mu_i(t)$  は IBI、 $\eta_i(t)$  は平均 0 で分散  $2N_0/T_c$  の加法性白色

ガウス雑音(AWGN)をそれぞれ表しており、 $\mu_i(t)$  は次式で与えられる。

$$\mu_i(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \begin{bmatrix} h_{i,l} \left[ s_{\lfloor (m-1) \times M / N_c \rfloor}((t-l) \bmod N_c) \right] \\ - s_{\lfloor m \times M / N_c \rfloor}((t-l) \bmod N_c) \end{bmatrix} \times (u_0(t) - u_0(t-l)) \quad (6)$$

ここで、 $u_0(t)$  は単位ステップ関数である。

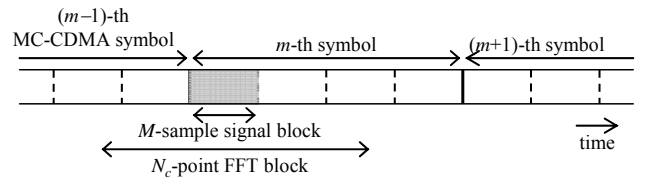


図2 受信信号と FFT 窓

## 2.3. オーバーラップ FDE およびパケット合成

式(5)に  $N_c$  ポイント FFT を適用して、 $N_c$  個の周波数成分  $\{R_i(q); q=0 \sim (N_c-1)\}$  に分解する：

$$R_i(q) = \frac{1}{N_c} \sum_{t=(m+1/2)M - N_c/2}^{(m+1/2)M + N_c/2 - 1} r_i(t) \exp\left(-j2\pi q \frac{t}{N_c}\right) \quad (7)$$

次に、MMSE-FDE 重み  $\{w_i(q); q=0 \sim (N_c-1)\}$  を乗算し、パケット合成を行う。再送により、 $I$  個のパケットを合成した後の第  $q$  周波数成分は次式で与えられる。

$$\tilde{R}(q) = \sum_{i=0}^{I-1} w_i(q) R_i(q) \quad (8)$$

ここで、 $w_i(q)$  は次式で与えられる MMSE 重みである[11]。

$$w_i(q) = \frac{H_i^*(q)}{\frac{U}{SF} \sum_{i=0}^{I-1} |H_i(q)|^2 + (P/\sigma^2)^{-1}} \quad (9)$$

ここで、

$$H_i(q) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{i,l} \exp\left(-j2\pi q \frac{l}{N_c}\right) \quad (10)$$

であり、 $\sigma^2$  は IBI 電力と雑音電力の和である。

式(8)に  $N_c$  ポイント IFFT を適用し、時間領域信号  $\{\tilde{r}(t); t = ((m+1/2)M - N_c/2) \sim ((m+1/2)M + N_c/2 - 1)\}$  を得る。FDE 出力  $\tilde{r}(t)$  の中央部分  $M$  個のサンプル  $\{\tilde{r}(t); t = mM \sim ((m+1)M - 1)\}$  のみを取り出すことにより、IBI を抑圧できる[12]。次に、時間区間  $[(m+1)M \leq t \leq ((m+2)M - 1)]$  の  $M$  個のサンプルを取り出すために、これまで述べてきたように、 $N_c$  ポイント FFT、

$N_c$  ポイント IFFT を行う。取り出した系列長が  $N_c$  サンプルになったとき、MC-CDMA 復調を行うため、 $N_c$  ポイント FFT により、 $N_c$  個のサブキャリア成分に分解する。その後、逆拡散を行って軟判定値系列を得る。 $M$  を小さくすれば残留 IBI をより小さくできるが1ブロックあたりの FFT/IFFT 演算回数が  $N_c/M$  倍に増加してしまう。つまり BER 特性の改善と演算量の増加はトレードオフの関係にある。

得られた軟判定値系列をターボ復号器に入力し、ターボ復号したのちに誤り検出を行う。FDE 後には、IBI と符号間干渉(ICI)が残留する。 $M$  を十分小さく取ることにより、残留 IBI の影響は残留 ICI 成分よりも十分小さくすることができるので、本論文では復号器における対数尤度比(LLR)の計算にあたっては残留 IBI 成分を無視し、残留 ICI のみを考慮している。ターボ復号を行った後、誤りが検出されない場合には ACK(Acknowledgement)信号を送信し、誤りが検出された場合には NACK(Negative ACK)信号を送信する。送信機は、ACK 信号を受信した場合には新しいパケットを送信するが、NACK 信号を受信した場合には同一のパケットを再送する。

### 3. 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 1 に示す。一様電力遅延プロファイル(すなわち  $E[|h_{i,l}|^2]=1/L$  for all  $i$  and  $l$ )を有する  $L=16$  バスのブロックフェージングを仮定し、チャネル推定は理想とした。符号化には 2 つの(13,15)再帰的組織畳み込み(RSC)符号器からなる符号化率  $R=1/3$  のターボ符号器を用い、パリティ系列をバンクチャすることで符号化率  $R=1/2, 3/4$  および  $8/9$  のターボ符号器を生成した。本論文で用いているバンクチャパターンを表 2 に示す。FDE 出力サイズ  $M$  については、等化後の残留 IBI が十分に小さくなるように  $M=N_c/4$  とした。比較のため、GI を挿入する FDE を用いる MC-CDMA のスループット特性も示した。このときの GI 長は  $N_c/8$  サンプルとした。

#### 3.1. スループット特性

OFDM( $SF=U=1$ )のスループット特性を図 3 に示す。符号化率および変調方式によらず、オーバーラップ FDE では GI 挿入を行う従来の FDE よりも GI 挿入損(約 11%)が無い分だけ、優れたスループット特性が得られていることが分かる。しかし、符号化率  $R=8/9$  のとき、オーバーラップ FDE と従来方式との特性差が僅かに小さくなっている。これは、オーバーラップ FDE では残留 IBI を完全には抑圧しきれないために、従来方式よりも平均再送回数が僅かに増加してしまうためである。

MC-CDMA( $SF=U=256$ )のスループット特性を図 4 に示す。符号化率  $R=1/2$  および  $3/4$  のとき、オーバーラップ FDE の方が従来方式よりも優れたスループット特性を与える。一方  $R=8/9$  のとき、オーバーラップ FDE のスループット特性は 16QAM 変調において従来方式よりも劣化してしまう。これは OFDM と同様に、残留 IBI を完全には抑圧しきれないためであるが、MC-CDMA では GI の有無に関わらず逆拡散後の残留 ICI の影響を強く受けていることと、オーバーラップ FDE では残留 IBI の影響も存在するためにスループット特性が劣化してしまったと考えられる。

### 4. まとめ

本論文ではオーバーラップ FDE を用いるターボ符号化 MC-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って明らかにした。オーバーラップ FDE では残留ブロック間干渉を完全には抑圧しきれないため、符号化率が高いとき若干スループット特性が劣化してしまうものの、GI 挿

表1 シミュレーション条件

Data modulation		QPSK, 16QAM
MC-CDMA	No. of subcarriers	$N_c=256$
	Spreading factor	$SF=1, 256$
	No. of Code multiplexing order	$U=1, 256$
Channel coding	No. of info. bits	1024
	Encoder	(13, 15) RSC
	Coding rate	$R=1/2, 3/4, 8/9$
	Channel inter-leaver	Block
	Packet combining	Chase combining
Channel model	Decoder	Log MAP with 8 iterations
	Fading type	Block Rayleigh
	No. of paths	$L=16$
	Power delay profile	Uniform
Overlap FDE	Time delay	$\tau_l=l, l=0\sim L-1$
	Normalized maximum Doppler frequency	$f_D T_c N_c=10^{-3}$
	FFT block	$N_c=256$
Channel estimation	FDE weight	MMSE
	Selection size	$M=64 (=N_c/4)$
Channel estimation		Ideal

表2 バンクチャパターン

$R=1/2$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
$R=3/4$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$
$R=8/9$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$

入を行わないため、従来の GI 挿入を行う FDE よりも優れたスループット特性を得ることができる。

また、GI を用いる FDE では、GI を超える長遅延パスが存在すると伝送特性が大幅に劣化するが、オーバーラップ FDE は等化後に取り出すサンプル数  $M$  を変えることで、周波数選択性の強さの変化に対応できる[12]。今後は周波数選択性の強さが異なる環境における伝送特性について、演算量を含めて考察する予定である。

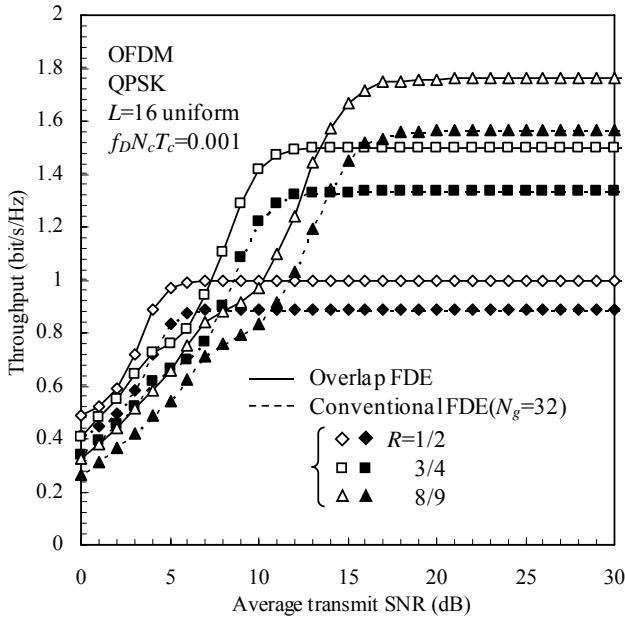
### 謝辞

本研究は日本学術振興会科学研究費補助金(特別研究員奨励費)によって行われた。

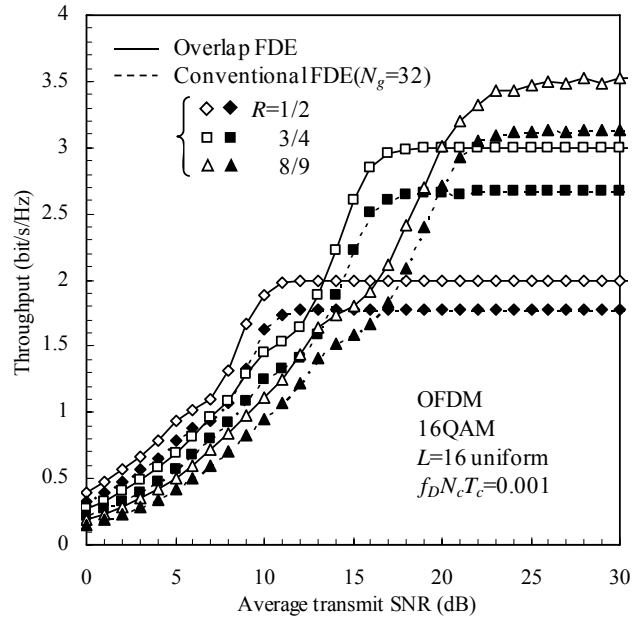
### 参考文献

- [1] Yungsoo Kim, et.al., "Beyond 3G: Vision, Requirements, and Enabling Technologies," IEEE Commun. Mag., Vol. 41, No. 3, pp. 120-124, Mar. 2003.
- [2] D. N. Rowitch and L. B. Milstein, "Rate compatible punctured turbo (RCPT) codes in hybrid FEC/ARQ system," Proc. GLOBECOM'97, pp. 55-59, Nov. 1997.
- [3] D. Garg and F. Adachi, "Throughput comparison of turbo-coded HARQ in OFDM, MC-CDMA and DS-SS with frequency-domain equalization," IEICE Trans. Commun., Vol. E88-B, No. 2, pp. 664-677, Feb. 2005.
- [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] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDM," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 35, No. 12, pp. 126-133, Dec. 1997.
- [7] S. Hara and R. Prasad, "Design and performance of multicarrier CDMA system in frequency-selective Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Vehi. Technol.*, Vol. 48, No. 5, pp. 1584-1595, Sept., 1999.
- [8] T. Sao and F. Adachi, "Comparative study of various frequency equalization techniques for downlink of a wireless OFDM-CDMA systems," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E86-B, No. 1, pp. 352-364, Jan., 2003.
- [9] I. Martoyo, T. Weiss, F. Capar, and F. K. Jondral, "Low complexity CDMA downlink receiver based on frequency domain equalization," *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC) '03 fall*, Orlando, Florida, USA, Sept. 2003.
- [10] C. V. Sinn and J. Gotze, "Avoidance of guard periods in block transmission systems," 4-th IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC) '03, pp. 432-436, Rome, Italy, June 2003.
- [11] 留場, 武田, 安達, "Overlap-FDE を用いる MC-CDMA のビット誤り率の理論解析," *信学技報*, RCS2006-108, pp.19-24, 2006年8月.
- [12] H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, "Overlap MMSE-Frequency-domain Equalization for Multi-carrier Signal Transmissions," *Proc. The 9th WPMC*, pp. 751-755, San Diego, USA, 17-20 Sept. 2006.
- [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.

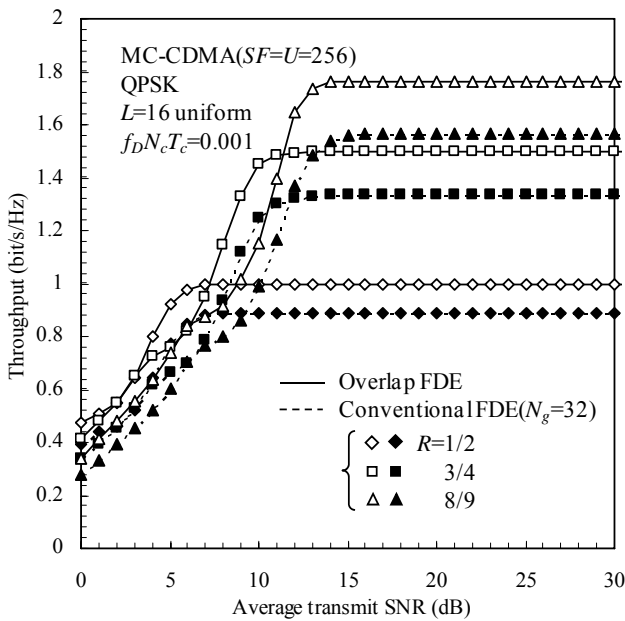


(a) QPSK

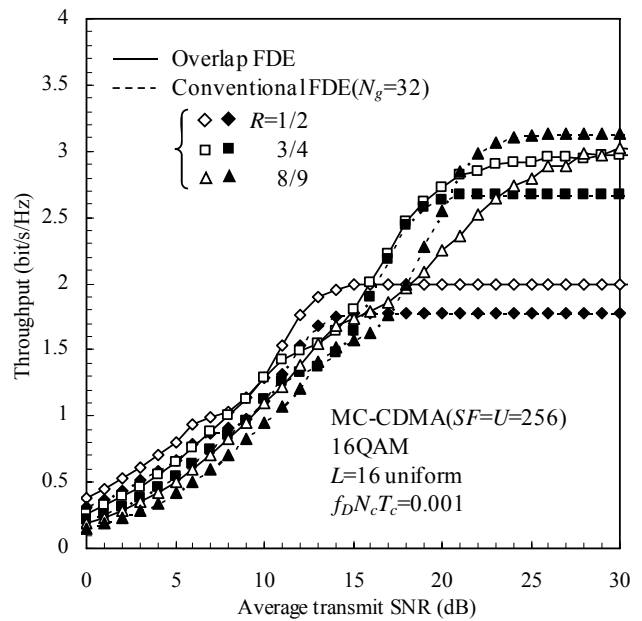


(b) 16QAM

図3 OFDM( $SF=U=1$ )のスループット特性



(a) QPSK



(b) 16QAM

図4 MC-CDMA( $SF=U=256$ )のスループット特性