

Overlap FDE を用いる SC-FDMA 伝送のスループット特性

小原 辰徳[†] 安達 文幸[‡]

東北大学大学院工学研究科 通信工学専攻 〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

E-mail: [†] obara@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし シングルキャリア(SC)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、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、ブロック間干渉(ABI)を避けて受信信号を送信信号とチャネルインパルス応答の巡回畳み込みとするために、チャネルの最大遅延時間以上のサイクリックプレフィックス(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。CP 挿入を行わずに ABI を低減する技術として Overlap FDE がある。Overlap FDE では MMSE-FDE 後の残留 ABI が等化出力ブロックの両端付近に集中することを利用し、等化出力の中央部分のみを取り出すことで、残留 ABI を低減できる。本稿では、シングルキャリア周波数分割マルチアクセス(SC-FDMA)への Overlap FDE の適用について検討し、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明らかにしている。

キーワード Overlap FDE, SC-FDMA, ハイブリッド自動再送要求(HARQ)

Throughput Performance of SC-FDMA using Overlap FDE

Tatsunori OBARA[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

Dept. of Communications Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

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

E-mail: [†] obara@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract In single-carrier (SC) transmission, frequency-domain equalization (FDE) based on minimum mean square error (MMSE) criterion can achieve a good bit error rate (BER) performance in a frequency-selective fading channel. The conventional FDE requires the insertion of cyclic prefix (CP) into guard interval (GI) to avoid the inter-block interference (ABI) and make the received signal block to be a circular convolution of the transmit signal block and channel impulse response. However, the CP insertion reduces the transmission efficiency. Overlap FDE can suppress the residual ABI after MMSE-FDE without CP insertion. In this paper, we study the application of overlap FDE to single-carrier frequency division multiple access (SC-FDMA) and evaluate, by computer simulation, the throughput performance of SC-FDMA hybrid automatic repeat request (HARQ) using overlap FDE.

Keywords Overlap FDE, SC-FDMA, hybrid automatic repeat request (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ネルとして特徴付けられ、シングルキャリア(SC)伝送では符号間干渉(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]。

最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化(MMSE-FDE)を SC 伝送に用いれば、周波数ダイバーシチ効果により優れた BER 特性が得られることが報告されている[3, 4]。MMSE-FDE を用いる SC 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、チャネルの最大

遅延時間以上のサイクリックプレフィックス(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(ABI)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 ABI を抑圧できる Overlap FDE が提案された[5-7]。Overlap FDE では、等化後の残留 ABI が FFT ブロックの両端付近に集中することを利用し、等化後の信号ブロックの中央部分のみを出力する。従来の CP 挿入を行う FDE に比べ演算量は増加するものの、従来の FDE に比べ高いスループットを達成できる。これまでは、直接拡散符号分割マルチアクセス(DS-SS)およびマルチキャリア符号分割マルチアクセス(MC-SS)への

Overlap FDE の適用効果が示されてきた．一方，マルチキャリア伝送に比べて送信信号のピーク電力が低い SC 伝送の性質を保ちつつ，マルチアクセスを可能とするシングルキャリア周波数分割マルチアクセス (SC-FDMA)[8]がある．SC-FDMA への Overlap FDE の適用効果については，これまで検討されていなかった．

そこで本稿では，SC-FDMA への Overlap FDE の適用について検討を行う．次世代移動無線通信では，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である．Overlap FDE を用いる SC-FDMA HARQ のスループット特性計算機シミュレーションにより明らかにし，各種マッピング法の影響を考察している．

本論文は以下のような構成になっている．第 2 章では Overlap FDE を用いる SC-FDMA HARQ の伝送系について述べている．次いで第 3 章では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 を用いる SC-FDMA HARQ 伝送系

本論文では，下りリンク SC-FDMA 伝送を検討する．図 1 に SC-FDMA HARQ の送受信機構成を示す．誤り訂正符号化にはターボ符号化 [9] を用い，チェイス合成 [10] によるパケット合成を行う HARQ Type I を用いるものとする．送信機側では， U ユーザのターボ符号化系列をデータ変調した後， N_s ポイントの離散フーリエ変換 (DFT) を用いて， N_s 個の周波数領域成分に分解する．各ユーザの周波数領域信号を N_c サブキャリアから成る帯域にマッピングした後， N_c ポイント逆高速フーリエ変換 (IFFT) を適用して時間領域信号を生成し，CP 挿入を行わずに送信する．ここで，各ユーザに割り当てられるサブキャリア数を $N_s = N_c / U$ とする．

送信信号は，周波数選択性フェージングチャネルを伝搬し，各ユーザの受信機で受信される．受信機では，Overlap FDE を適用してチャネル等化を行い， N_c ポイント高速フーリエ変換 (FFT) を適用して周波数領域信号に変換する．デマッピングを行い， N_c 個の周波数成分の中から N_s 個の所望の周波数成分を取り出した後， N_s ポイントの逆離散フーリエ変換 (IDFT) を適用する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．

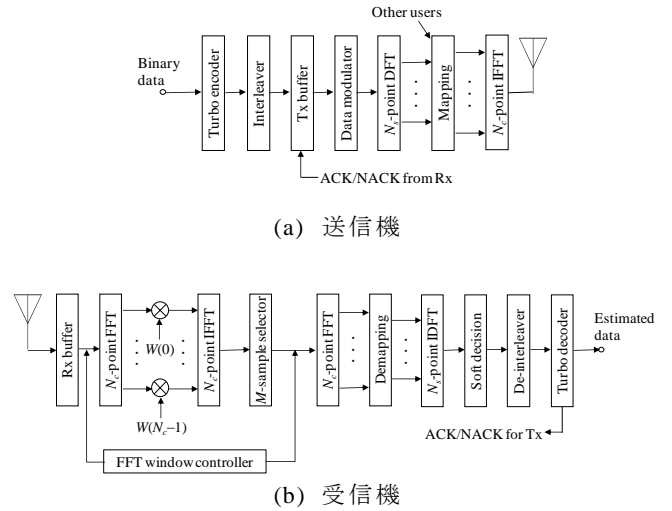


図 1 SC-FDMA HARQ の送受信機構成

2.1. 送信信号

送信機では，第 u ユーザの第 m 番目の送信データシンボルブロック $\{d_u^{(m)}(n); n=0 \sim N_s-1\}$ を N_s ポイント DFT により周波数領域信号 $\{D_u^{(m)}(y); y=0 \sim N_s-1\}$ へ変換する． $D_u^{(m)}(y)$ は次式で表される．

$$D_u^{(m)}(y) = \frac{1}{\sqrt{N_s}} \sum_{n=0}^{N_s-1} d_u^{(m)}(n) \exp\left(-j2\pi y \frac{n}{N_s}\right) \quad (1)$$

U ユーザの周波数領域信号を N_c サブキャリアから成る帯域へマッピングし，周波数領域送信信号 $\{S^{(m)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ を得る．本稿ではマッピング法として，連続したサブキャリアにユーザの周波数成分を配置する局所配置と，等間隔に分散して周波数成分を配置する分散配置の 2 つを検討する．マッピングの様子を図 2 に示す．局所配置の場合， $S^{(m)}(k)$ は次式で表される．

$$S^{(m)}(y + uN_s) = D_u^{(m)}(y), \quad y=0 \sim N_s-1, u=0 \sim U-1 \quad (2)$$

一方，分散配置の場合， $S^{(m)}(k)$ は次式で表される．

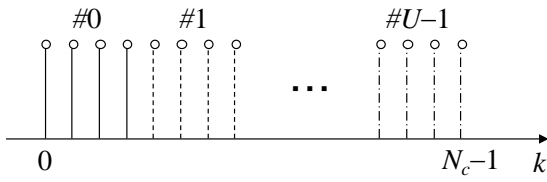
$$S^{(m)}(yU + u) = D_u^{(m)}(y), \quad y=0 \sim N_s-1, u=0 \sim U-1 \quad (3)$$

周波数領域信号 $\{S^{(m)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に N_c ポイント IFFT を適用して，SC-FDMA 信号ブロック $\{s^{(m)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ を得る． $s^{(m)}(t)$ は次式で表される．

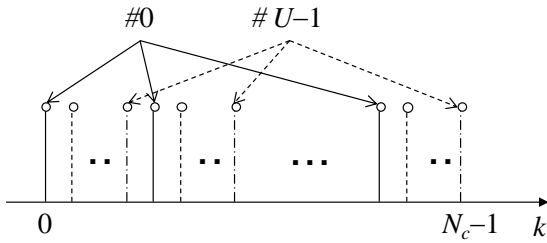
$$s^{(m)}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} S^{(m)}(k) \exp\left(j2\pi t \frac{k}{N_c}\right) \quad (3)$$

得られた SC-FDMA ブロックを CP 挿入を行わずに送信する．送信信号系列は次式で表される．

$$s(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} s^{(m)}(t - mN_c) \quad (4)$$



(a) 局所配置



(b) 分散配置

図2 マッピング法

2.2. 受信信号

本論文ではサンプル間隔 T_s 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ネルを仮定する。また、一般性を失うことなく、第 u ユーザの受信信号処理について述べる。第 q 回目の再送時の受信信号系列は次式で表される。

$$r^{(q)}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(q)} s(t - \tau_l) + n^{(q)}(t) \quad (5)$$

ここで E_s はシンボルエネルギー、 $h_l^{(q)}$ および τ_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、

$$\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_l^{(q)}|^2] = 1 \quad (E[\cdot] \text{はアンサンブル平均}) \text{としている。}$$

また、 $n^{(q)}(t)$ 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。

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 [6, 7]。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。

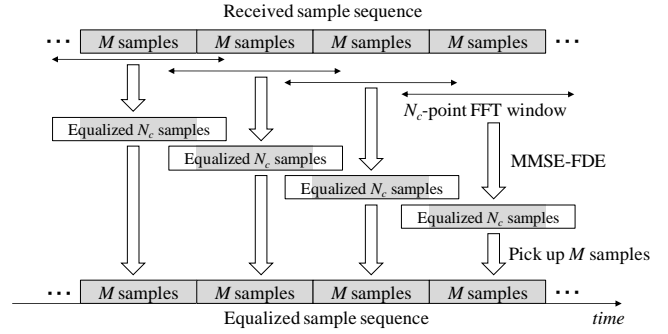


図3 Overlap FDE の動作

図3にOverlap FDEの動作を示す。受信信号系列を M サンプルから成る小ブロックに分割し、等化対象の M サンプル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MMSE-FDEを行う。FDE後の N_c サンプルブロックから中央の M サンプルを取り出す。以降の M サンプルを等化するために、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、全受信サンプル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、この区間内の受信サンプル系列は次式で表される。

$$r^{(q)}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(q)} s((t - \tau_l) \bmod N_c) + \phi^{(q)}(t) + n^{(q)}(t) \quad (6)$$

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。

$$\phi^{(q)}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(q)} \{s(t - \tau_l) - s((t - \tau_l) \bmod N_c)\} \times \{u(t) - u(t - \tau_l)\} \quad (7)$$

ここで、 $u(t)$ は単位ステップ関数である。

式(6)の受信サンプル系列 $\{r^{(q)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ 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。

$$\begin{aligned} R^{(q)}(k) &= \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} r^{(q)}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} H^{(q)}(k) S(k) + \Phi^{(q)}(k) + N^{(q)}(k) \end{aligned} \quad (8)$$

ここで、 $H^{(q)}(k)$ 、 $S(k)$ 、 $\Phi^{(q)}(k)$ 、 $N^{(q)}(k)$ 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。

$$\begin{cases} H^{(q)}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(q)} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \\ S(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} s(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ \Phi^{(q)}(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} \phi^{(q)}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ N^{(q)}(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} n^{(q)}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (9)$$

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 packets 合成とを次式のように MMSE 規範に基づいて同時に行う。

$$\begin{aligned} \hat{R}(k) &= \sum_{q=0}^{Q-1} R^{(q)}(k) W^{(q)}(k) \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{H}(k) S(k) + \hat{\Phi}(k) + \hat{N}(k) \end{aligned} \quad (10)$$

ただし、

$$\begin{cases} \hat{H}(k) = \sum_{q=0}^{Q-1} W^{(q)}(k) H^{(q)}(k) \\ \hat{\Phi}(k) = \sum_{q=0}^{Q-1} W^{(q)}(k) \Phi^{(q)}(k) \\ \hat{N}(k) = \sum_{q=0}^{Q-1} W^{(q)}(k) N^{(q)}(k) \end{cases} \quad (11)$$

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 packets 合成重みで、次式で与えられる [8]。

$$W^{(q)}(k) = \frac{\{H^{(q)}(k)\}^*}{\sum_{q=0}^{Q-1} \frac{\sigma_q^2}{\sigma_q^2} |H^{(q)}(k)|^2 + \sigma_q^2} \quad (12)$$

ここで、 σ_q^2 は第 q 回目の再送における信号対 IBI+雑音電力比 (SINR) である。等化・packets 合成後の周波数領域信号 $\{\hat{R}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に N_c ポイント逆 FFT (IFFT) を適用し、時間領域信号系列へ変換する。その後、前述したように中央 M サンプルのみを取り出す。以降、同様の操作を繰り返し、IBI を抑圧しつつ全受信信号を等化する。

Overlap FDE 後の第 m SC-FDMA ブロックの周波数成分 $\{\hat{R}^{(m)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ から、デマッピングにより所望の信号成分を取り出す。デマッピング後の第 u ユーザの周波数領域信号 $\{\hat{D}_u^{(m)}(y); y=0 \sim N_s-1\}$ は次式で表される。

$$\hat{D}_u^{(m)}(y) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{H}_u(y) D_u^{(m)}(y) + \hat{\Phi}_u^{(m)}(y) + \hat{N}_u^{(m)}(y) \quad (13)$$

ここで、 $\hat{H}_u(y)$ 、 $\hat{\Phi}_u^{(m)}(y)$ および $\hat{N}_u^{(m)}(y)$ はそれぞれデマ

ッピング後の等価チャネル利得、IBI 成分および雑音成分である。ここで、 $\hat{H}_u(y)$ は局所配置および分散配置の場合それぞれについて、次式で与えられる。

$$\hat{H}_u(y) = \begin{cases} \hat{H}(y+uN_s), & \text{for Localized mapping} \\ \hat{H}(yU+u), & \text{for Distributed mapping} \end{cases} \quad (14)$$

デマッピング後の周波数領域信号 $\{\hat{D}_u^{(m)}(y); y=0 \sim N_c-1\}$ に N_s ポイント IDFT を適用し、時間領域軟判定シンボル系列に変換する。

3. 計算機シミュレーション

表 2 に計算機シミュレーション条件を示す。ターボ符号器は符号化率 1/3 の (13,15) 再帰的システムチック畳み込み (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。総サブキャリア数は $N_c=256$ 、ユーザ数を $U=4$ としている。すなわち、ユーザあたりに占有サブキャリア数は $N_s=64$ である。チャネルは $L=16$ 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ネルを仮定し、サンプル間隔の遅延時間 ($\tau_l=l$) を有するものとする。また、等化出力サンプル数は残留 IBI を十分に抑圧できる $M=128$ とし、受信機でのタイミング再生およびチャ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	
SC-FDMA	No. of users	$U=4$
	Total no. of subcarriers	$N_c=16$
	No. of subcarriers per user	$N_s=N_c/U$
Channel	Frequency-selective block Rayleigh fading	
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform
	Delay time	$\tau_l=l$
Equalization	Overlap FDE	
	No. of samples to be picked up	$M=128$
Channel estimation	Ideal	

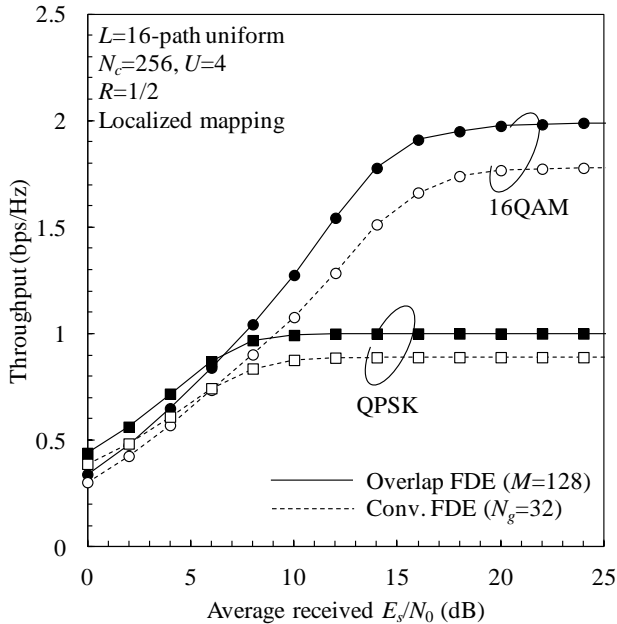
図 4 にスループット特性を示す。図 4(a) は局所配置の場合、(b) は分散配置の場合のスループットであり、横軸は平均受信 E_s/N_0 である。比較のため、従来の CP 挿入のある MMSE-FDE を用いる SC-FDMA のスループットも示している。このときの CP 長を $N_g=32$ サンプ

ルとしている．図 4 から，Overlap FDE は CP 挿入損がない分，従来の MMSE-FDE よりも高いスループットを達成できることが分かる．ピークスループット値を比較すると，Overlap FDE は MMSE-FDE に比べ，約 11% スループットを向上できる．また，Overlap FDE によるスループット向上効果はマッピング法に依存しないことも，図 4 から分かる．

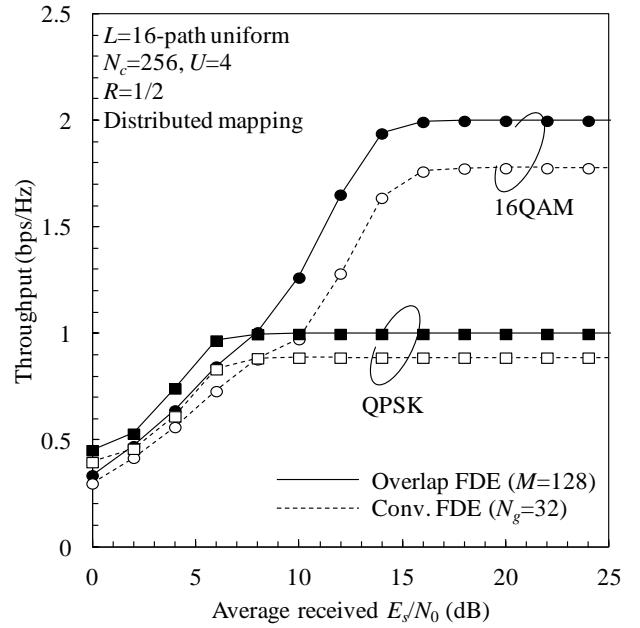
図 5 に局所配置と分散配置の Overlap FDE スループット比較を示す．図 5 を見ると，分散配置の場合のスループットが局所配置の場合よりも高くなる E_s/N_0 領域が存在することが分かる．これは，分散配置を行うことにより，各周波数成分におけるチャネル利得の落ち込みを避けられる確率が高く，局所配置の場合よりもより大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるためである．

4. まとめ

本報告では Overlap FDE を用いる SC-FDMA 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 を用いることにより，局所配置，分散配置どちらの場合も，CP 挿入を用いる従来の MMSE-FDE よりも高いスループットを達成できることを示した．本稿では，下りリンク伝送を仮定したが，今後は上りリンク伝送における Overlap FDE の適用について検討を行う予定である．



(a) 局所配置



(b) 分散配置

図 4 Overlap FDE を用いる SC-FDMA のスループット特性

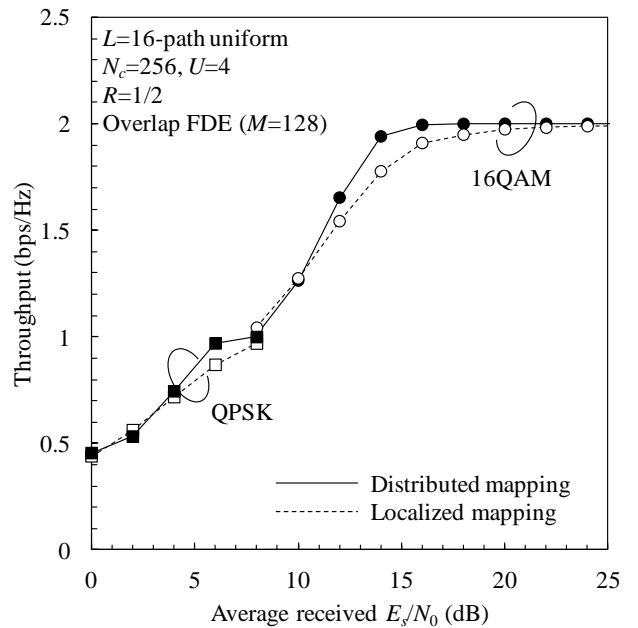


図 5 マッピング法の比較

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] 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.
- [4] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," *IEEE Wireless Commun.*, Vol. 12, No.2, pp.8-18, Apr. 2005
- [5] 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.
- [6] K. Takeda, H. Tomeba, and F. Adachi, "Iterative overlap FDE for DS-CDMA without GI," *IEEE 64th VTC*, Montreal, Quebec, Canada, Sept. 2006.
- [7] 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
- [8] H. G. Myung, J. Lim, and D. J. Goodman, "Single Carrier FDMA for Uplink Wireless Transmission," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 3, no. 1, pp. 30-38, Sep. 2006.
- [9] 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.
- [10] 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.