

# 上りリンク SC-FDMA における繰り返し MMSE 空間フィルタリング

奥山 卓<sup>†</sup> 武田 一樹<sup>†</sup> 安達 文幸<sup>‡</sup>

<sup>†</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

E-mail: <sup>†</sup> {okuyama, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 周波数領域ルートナイキスト送受信フィルタを用いるシングルキャリア(SC)-FDMA 信号は、低いピーク対平均電力比(PAPR)と、大きな周波数ダイバーシチ利得が得られるという特徴を有する。しかしながら、ロールオフファクタ $\alpha=0$ の場合と同じ搬送波周波数間隔を保つと、隣接ユーザの信号スペクトルがオーバーラップしマルチユーザ干渉(MUI)が発生する。筆者らは以前、隣接ユーザの信号スペクトルをオーバーラップを許容する周波数領域ルートナイキスト送信フィルタを用いる上り SC-FDMA において、最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化(MMSE-FDE)、スペクトル合成、MUI キャンセルを繰り返し行う繰り返しジョイントシングルユーザ MMSE-FDE/逐次 MUI キャンセラ(MMSE-FDE/MUIC)を提案した。しかしながら、繰り返し干渉キャンセル後に MUI とシンボル間干渉(ISI)が残留し、ビット誤り率(BER)特性の改善に限界を与えていた。本稿では、周波数領域ルートナイキスト送信フィルタを用いる SC-FDMA において、シングルユーザ MMSE-FDE を MMSE 空間フィルタリングによるマルチユーザ検出に置き換え干渉キャンセルを繰り返し行う、繰り返しジョイント MMSE 空間フィルタリング/逐次 MUI キャンセラ(MMSE-SF/MUIC)を提案する。本提案法では、オーバーラップした隣接 2 ユーザのスペクトル部分を空間フィルタリングによるマルチユーザ検出で分離し、その後スペクトル合成により各ユーザの信号スペクトルを復元する。BER 特性とスループット特性の改善効果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 周波数領域フィルタ, SC-FDMA, MMSE 検出, 繰り返し MUI キャンセル

## Iterative MMSE Spatial Filtering for uplink SC-FDMA

Suguru OKUYAMA<sup>†</sup> Kazuki TAKEDA<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

<sup>†</sup> <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> {okuyama, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** Frequency-domain filtered single carrier (SC)-FDMA signal has properties of reduced peak-to-average power ratio (PAPR) and increased frequency diversity gain. However, if the carrier-frequency separation is kept the same as in the case of the transmit filter roll-off factor  $\alpha=0$ , the adjacent users' signal spectra overlap and the multi-user interference (MUI) is produced. In our previous work, we proposed an iterative joint single-user minimum mean square error frequency-domain equalization/successive MUI cancellation (called joint MMSE-FDE/MUIC), which performs iteratively a series of MMSE-FDE, spectrum combining, and MUI cancellation, for frequency-domain filtered SC-FDMA uplink. However, the residual ISI and MUI limit the BER performance improvement. In this paper, we replace the single-user MMSE by an MMSE spatial filtering and propose an iterative joint multi-user MMSE spatial filtering/successive MUI cancellation (called joint MMSE-SF/MUIC). The achievable bit error rate (BER) and throughput performances are evaluated by computer simulation.

**Keyword** frequency-domain filter, SC-FDMA, MMSE spatial filtering, iterative MUI cancellation

### 1. まえがき

高速移動無線チャネルは周波数選択性フェージングとして特徴付けられ、符号間干渉(ISI)が発生しビット誤り率(BER)特性が大幅に劣化してしまう[1],[2]。最小二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)を用いればチャネルの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、BER 特性を大幅に改善できる[3-5]。

送信および受信フィルタにルートナイキストフィルタが広く用いられる[2],[6]。フィルタのロールオフファクタ $\alpha$ を大きくすることで送信信号のピーク対平均電力比(PAPR)を更に低減すると共に、信号帯域幅が $(1+\alpha)$ 倍に広がることで、より大きな周波数ダイバーシチ利得が得られ BER 特性を改善できる[7]。

しかしながら、 $\alpha=0$ のときの搬送波周波数間隔を保つと、隣接搬送波周波数を用いるユーザのスペクトルがオーバーラップし、マルチユーザ干渉(MUI)により大幅な BER 及びスループット特性の劣化が発生する。そこで、筆者らは周波数領域ルートナイキスト送信フ

ィルタを用いる上りリンク SC-FDMA において、MMSE-FDE、スペクトル合成及び干渉キャンセルを繰り返し適用する繰り返しジョイントシングルユーザ MMSE-FDE/逐次 MUI キャンセラ(MMSE-FDE/MUIC)を提案した[12]。しかしながら、残留 MUI と ISI が特性改善に限界を与えていた。

本稿では、これまで用いていたシングルユーザ MMSE-FDE の代わりに MMSE 空間フィルタリング[13]を用い、更に瞬時受信電力の大きいユーザから逐次的に MUI キャンセルを適用する、繰り返しジョイント MMSE 空間フィルタリング/逐次 MUI キャンセラ(MMSE-SF/IIC)を提案する。まず、multiple-input multiple-output(MIMO)信号検出[13]により 2 ユーザのオーバーラップした信号を分離し、その後所望ユーザの信号スペクトルを得るためにスペクトル合成を行う。

本稿の構成は以下のようになっている。第 2 章では周波数領域ルートナイキスト送信フィルタを用いる SC-FDMA 信号伝送系を述べ、第 3 章では、提案する MMSE-SF/MUIC の構成について述べる。第 4 章では、計算機シミュレーションにより PAPR, BER およびス

ループ特性を求めている. 第5章はまとめである.

## 2. 周波数領域ルートナイキスト送信フィルタ

### を用いる SC-FDMA 信号伝送系

図1に周波数領域ルートナイキスト送信フィルタを用いる SC-FDMA 信号伝送系の構成を示す. 送信機では,  $M$  個のデータシンボルから成るブロックを送信するものとする. 第  $u$  ユーザ ( $u=0 \sim U-1$ ) のデータシンボル系列を  $\mathbf{d}_u = [d_u(0), \dots, d_u(M-1)]^T$  とする.  $M$  ポイント離散フーリエ変換(DFT)を用いて, データシンボルブロックを周波数領域信号  $\mathbf{D}_u = [D_u(0), \dots, D_u(M-1)]^T$  に変換する. 次に, ロールオフファクタ  $\alpha$  のルートレイズドコサイン送信フィルタ  $\{H_T(k); k=-M \sim M-1\}$  により帯域制限を行う. 次に, 送信フィルタ通過後の周波数領域信号を  $N_c$  個のサブキャリアからなる帯域内にマッピングする. 本稿では, 図2に示すような局所配置について検討している. また, 同時アクセスユーザ数の低下を防ぐために,  $\alpha=0$  のときの搬送波周波数間隔を保ったままにしている. 最後に,  $N_c$  ポイント逆高速フーリエ変換(IFFT)により時間領域信号に変換し, ブロックの先頭の  $N_c$  サンプルから成るガードインターバル(GI)にサイクリックプリフィックスを挿入して送信する.

受信機では, 周波数選択性フェージングチャネルを伝搬して受信された受信信号ブロックから GI を取り除いた後,  $N_c$  ポイント FFT により周波数領域信号  $\mathbf{R} = [R(0), \dots, R(N_c-1)]^T$  に変換した後, 各ユーザ毎に信号検出を繰り返す.

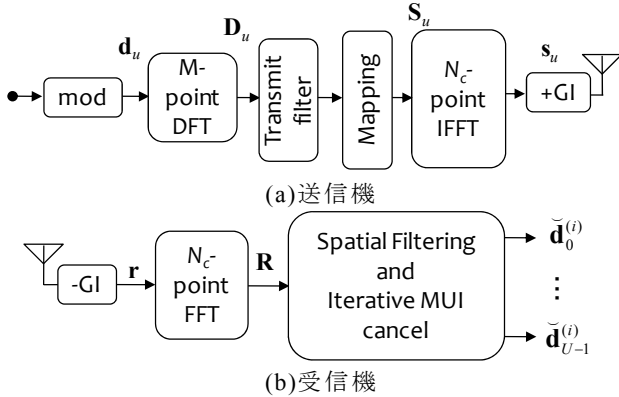


図1 周波数領域ルートナイキスト送信フィルタを用いる SC-FDMA 信号伝送系

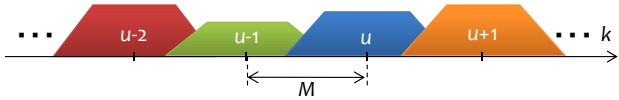


図2 スペクトルマッピング

### 2.1. 送信信号表現

データシンボルブロック  $\mathbf{d}_u = [d_u(0), \dots, d_u(M-1)]^T$  に対し,  $M$  ポイント DFT を適用し周波数領域信号  $\mathbf{D}_u = [D_u(0), \dots, D_u(M-1)]^T$  を得て, それに対し送信フィルタ及びスペクトルマッピングを行い, 周波数領域信号  $\mathbf{S}_u = [S_u(0), \dots, S_u(N_c-1)]^T$  を次式のように得る.

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_u &= \mathbf{P}_u \mathbf{H}_T \mathbf{D}_u \\ &= \mathbf{P}_u \mathbf{H}_T \mathbf{F}_M \mathbf{d}_u \end{aligned} \quad (1)$$

ここで,  $\mathbf{F}_K$  は次式で与えられる  $K \times K$  の DFT 行列である.

$$\mathbf{F}_K = \frac{1}{\sqrt{K}} \begin{bmatrix} 1 & & \dots & & 1 \\ 1 & e^{-j\frac{2\pi}{K}} & \dots & & e^{-j\frac{2\pi}{K}(K-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1 & e^{-j\frac{2\pi}{K}(K-1)} & \dots & & e^{-j\frac{2\pi}{K}(K-1)(K-1)} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

また,  $\mathbf{H}_T$  は  $2M \times M$  の送信フィルタ行列であり次式で与えられる.

$$\mathbf{H}_T = \begin{bmatrix} H_T(-M) & & & & \\ & H_T(-M+1) & & & 0 \\ & & \ddots & & \\ & 0 & & & H_T(-1) \\ H_T(0) & & & & 0 \\ & H_T(1) & & & \\ & & \ddots & & \\ 0 & & & & H_T(M-1) \end{bmatrix} \quad (3)$$

本稿では, 伝達関数が次式で与えられるロールオフファクタ  $\alpha$  のルートレイズドコサインナイキストフィルタを用いている.

$$H_T(k) = \begin{cases} 1, & 0 \leq |k| < \frac{1-\alpha}{2}M \\ \cos\left[\frac{\pi}{2\alpha}\left(\frac{|k|}{M} - \frac{1-\alpha}{2}\right)\right], & \frac{1-\alpha}{2}M \leq |k| < \frac{1+\alpha}{2}M \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4)$$

$\mathbf{P}_u$  は次式で与えられるマッピング行列である.

$$\mathbf{P}_u = \begin{bmatrix} 1 & & & 0 \\ & 1 & & \\ & & \ddots & \\ & & & 1 \\ & & & & 0 \end{bmatrix} \left. \vphantom{\begin{bmatrix} 1 & & & 0 \\ & 1 & & \\ & & \ddots & \\ & & & 1 \\ & & & & 0 \end{bmatrix}} \right\} 2M \left. \vphantom{\begin{bmatrix} 1 & & & 0 \\ & 1 & & \\ & & \ddots & \\ & & & 1 \\ & & & & 0 \end{bmatrix}} \right\} N_c. \quad (5)$$

次に  $\mathbf{S}_u$  に  $N_c$  ポイント IFFT を適用し時間領域送信信号  $\mathbf{s}_u = [s_u(0), \dots, s_u(N_c-1)]^T$  を得る.

$$\mathbf{s}_u = \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{T_s}} \mathbf{F}_{N_c}^H \mathbf{S}_u \quad (6)$$

ここで,  $E_{s,u}$  は第  $u$  ユーザのデータシンボルエネルギー,  $T_s$  はデータシンボル長,  $[\cdot]^H$  はエルミート転置をそれぞれ意味する.

### 2.2. 受信信号表現

チャネルは  $L$  個の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であるものとする. 第  $u$  ユーザの第  $l$  パスの複素パス利得を  $h_{u,l}$ , 遅延時間を  $\tau_{u,l}$  とすると, チャネルのインパルス応答は次式で表現される.

$$h_u(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{u,l} \delta(\tau - \tau_{u,l}). \quad (7)$$

ここで,  $\delta(\tau)$  は単位インパルス関数である. 受信信号  $\mathbf{r} = [r(0), \dots, r(N_c-1)]^T$  は次式で表わせる.

$$\mathbf{r} = \sum_{u=0}^{U-1} \mathbf{h}_u \mathbf{s}_u + \mathbf{n}. \quad (8)$$

ここで,  $\mathbf{n} = [n(0), \dots, n(N_c-1)]^T$  は各要素が零平均で分散が  $2N_0/T_s$  の複素ガウス雑音である雑音ベクトルであり,  $N_0$  は加法性白色ガウス雑音(AWGN)の片側電力スペクトル密度である.  $\mathbf{h}_u$  は次式で与えられる  $N_c \times N_c$  のチャネルインパルス応答行列である.

$$\mathbf{h}_u = \begin{bmatrix} h_{u,0} & & & h_{u,L-1} & \cdots & \\ \vdots & h_{u,0} & & & & \\ & \vdots & h_{u,0} & \mathbf{0} & & h_{u,L-1} \\ h_{u,L-1} & & \vdots & \ddots & & \\ & h_{u,L-1} & & h_{u,0} & & \\ & & h_{u,L-1} & & \ddots & \\ \mathbf{0} & & & h_{u,L-1} & \vdots & \\ & & & & \ddots & h_{u,0} \end{bmatrix} \quad (9)$$

受信信号  $\mathbf{r}=[r(0), \dots, r(N_c-1)]^T$  に  $N_c$  ポイント FFT を適用し、周波数領域受信信号  $\mathbf{R}=[R(0), \dots, R(N_c-1)]^T$  を得る。

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= \mathbf{F}_{N_c} \mathbf{r} \\ &= \mathbf{F}_{N_c} \sum_{u=0}^{U-1} \mathbf{h}_u \mathbf{s}_u + \mathbf{F}_{N_c} \mathbf{n} \end{aligned} \quad (10)$$

ここで、チャンネルインパルス行列  $\mathbf{h}_u$  は巡回行列であるので、次式を得る。

$$\mathbf{F}_{N_c} \mathbf{h}_u \mathbf{F}_{N_c}^H = \text{diag}[H_u(0), \dots, H_u(N_c-1)] = \mathbf{H}_u. \quad (11)$$

(11)式を用いて(10)式は以下のように書きかえられる。

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= \mathbf{H} \mathbf{D} + \mathbf{N} \\ &= [\mathbf{H}_0, \mathbf{H}_1, \dots, \mathbf{H}_{U-1}] [\mathbf{D}_0, \mathbf{D}_1, \dots, \mathbf{D}_{U-1}]^T + \mathbf{N}. \end{aligned} \quad (12)$$

ここで  $\mathbf{H}_u = \mathbf{H}_u \mathbf{P}_u \mathbf{H}_u^H$  は  $N_c \times M$  の等価チャンネル行列であり、 $\mathbf{N}=[N(0), \dots, N(N_c-1)]^T$  は雑音ベクトルである。

### 3. 繰り返しジョイント MMSE 空間フィルタリング/逐次 MUI キャンセラ

繰り返しジョイント MMSE 空間フィルタリング/逐次 MUI キャンセラ (MMSE-SF/MUIC) では、まず始めに MMSE 空間フィルタリングによりオーバーラップしている隣接ユーザのスペクトルを分離し、スペクトル合成により所望ユーザのスペクトルを復元した後、残留干渉キャンセルを行う。第  $u$  ユーザの第  $i$  回目の空間フィルタリング後の周波数領域信号  $\hat{\mathbf{D}}_u^{(i)} = [\hat{D}_u^{(i)}(0), \dots, \hat{D}_u^{(i)}(M-1)]^T$  は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{D}}_u^{(i)} &= \mathbf{W}_u^{(i)} \mathbf{R} \\ &= \mathbf{W}_u^{(i)} (\mathbf{H}_0 \mathbf{D}_0 + \mathbf{H}_1 \mathbf{D}_1 + \dots + \mathbf{H}_{U-1} \mathbf{D}_{U-1}) + \mathbf{W}_u^{(i)} \mathbf{N} \\ &= \mathbf{W}_u^{(i)} \mathbf{H}_u \mathbf{D}_u + \mathbf{W}_u^{(i)} \left( \sum_{u'=0, u' \neq u}^{U-1} \mathbf{H}_{u'} \mathbf{D}_{u'} \right) + \mathbf{W}_u^{(i)} \mathbf{N} \\ &= \mathbf{W}_u^{(i)} \mathbf{H}_u \mathbf{D}_u + \mathbf{W}_u^{(i)} (\mathbf{H}_{u-1} \mathbf{D}_{u-1} + \mathbf{H}_{u+1} \mathbf{D}_{u+1}) + \mathbf{W}_u^{(i)} \mathbf{N} \end{aligned} \quad (13)$$

ここで、 $\mathbf{W}_u^{(i)}$  は  $M \times N_c$  の MMSE 空間フィルタリング重みであり、 $\mathbf{D}_u$  (送信データブロック) と  $\hat{\mathbf{D}}_u^{(i)}$  (干渉キャンセル後の軟判定シンボルブロック) との誤差ベクトル  $\mathbf{e}$  の共分散行列のトレース  $\text{tr}[\mathbf{E}(\mathbf{e}\mathbf{e}^H)]$  を最小とする重みである。

次に、次式に従って周波数領域 MUI 及び残留 ISI キャンセルを同時に行う。

$$\tilde{\mathbf{D}}_u^{(i)} = \hat{\mathbf{D}}_u^{(i)} - \tilde{\mathbf{M}}_u^{(i)} - \tilde{\mathbf{I}}_u^{(i)}. \quad (14)$$

ここで、 $\tilde{\mathbf{M}}_u^{(i)}$  と  $\tilde{\mathbf{I}}_u^{(i)}$  はそれぞれ MUI レプリカと残留 ISI レプリカであり、第 3 章 1 節で説明する。

最後に、 $\tilde{\mathbf{D}}_u^{(i)} = [\tilde{D}_u^{(i)}(0), \dots, \tilde{D}_u^{(i)}(M-1)]^T$  に  $M$ -ポイント IDFT を適用し軟判定シンボル  $\tilde{\mathbf{d}}_u^{(i)} = [\tilde{d}_u^{(i)}(0), \dots, \tilde{d}_u^{(i)}(M-1)]^T$  を得る。

$$\tilde{\mathbf{d}}_u^{(i)} = \mathbf{F}_M^H \tilde{\mathbf{D}}_u^{(i)} \quad (15)$$

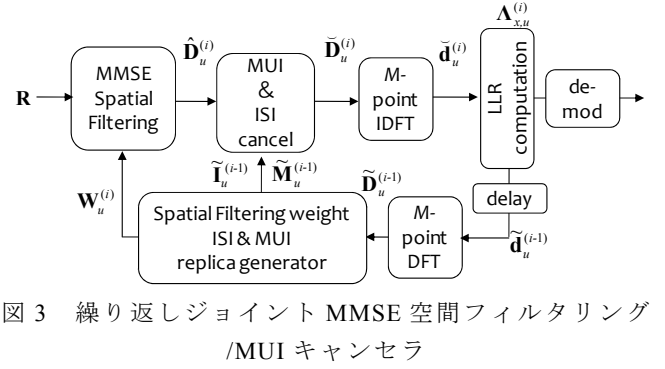


図 3 繰り返しジョイント MMSE 空間フィルタリング / MUI キャンセラ

### 3.1. 周波数領域 MUI レプリカの生成法

第  $u$  ユーザの第  $i$  ステージにおける MUI 及び残留 ISI レプリカの生成法について述べる。図 3 に受信機における MUI キャンセルの構成を示す。第  $u$  ユーザの瞬時受信信号電力は次式で与えられる。

$$P_u = \frac{1}{M} \text{tr}[\bar{\mathbf{H}}_u \bar{\mathbf{H}}_u^H] \quad (16)$$

まず、各ユーザの瞬時受信信号電力  $\{P_u; u=0 \sim U-1\}$  を比較し、その大きい順に信号検出を行う。本稿では、一般性を失うことなく  $P_0 \geq P_1 \geq \dots \geq P_u \geq \dots \geq P_{U-1}$  を仮定する。

$n$  番目 ( $n=0 \sim M-1$ ) のシンボルにおける  $x$  ( $x=0 \sim N-1$ ) 番目のビット  $b_{n,x}$  の対数尤度比 (LLR) は、前ステージの判定結果  $\{\hat{d}_u^{(i-1)}(n)\}$  を用いて次式で求められる [8]。また、 $N$  は 1 シンボル当たりのビット数である。

$$\begin{aligned} \Lambda_{x,u}^{(i-1)}(n) &= \ln \left( \frac{p_u^{(i-1)}(b_{n,x}=1)}{p_u^{(i-1)}(b_{n,x}=0)} \right) \\ &\approx \frac{\left| \hat{d}_u^{(i-1)}(n) - \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{T_s}} A_u^{(i-1)} d_{b_{n,x}=0}^{\min} \right|^2}{2\hat{\sigma}_u^{(i-1)2}} - \frac{\left| \hat{d}_u^{(i-1)}(n) - \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{T_s}} A_u^{(i-1)} d_{b_{n,x}=1}^{\min} \right|^2}{2\hat{\sigma}_u^{(i-1)2}} \end{aligned} \quad (17)$$

ここで、 $p_u^{(i-1)}(b_{n,x}=0)$  と  $p_u^{(i-1)}(b_{n,x}=1)$  はそれぞれ、第  $(i-1)$  ステージにおいて送信ビット  $b_{n,x}$  が  $b_{n,x}=0$  と  $b_{n,x}=1$  である事後確率であり、 $d_{b_{n,x}=0}^{\min}$  および  $d_{b_{n,x}=1}^{\min}$  は、それぞれ第  $x$  番目のビットが 0 および 1 である信号点配置の中で、 $\hat{d}_u^{(i-1)}(n)$  からのユークリッド距離が最小となるシンボル候補である。また、 $2\hat{\sigma}_u^{(i-1)2}$  は、MUI と残留 ISI と雑音の分散の和であり、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} 2\hat{\sigma}_u^{(i)2} &= 2\hat{\sigma}_{u,MUI}^{(i)2} + 2\hat{\sigma}_{u,ISI}^{(i)2} + 2\hat{\sigma}_{u,noise}^{(i)2} \\ &= 2 \frac{E_{s,u-1}}{T_s} \frac{\rho_{u-1}^{(i)}}{M} \text{tr}[(\mathbf{W}_u^{(i)} \bar{\mathbf{H}}_{u-1})(\mathbf{W}_u^{(i)} \bar{\mathbf{H}}_{u-1})^H] \\ &\quad + 2 \frac{E_{s,u+1}}{T_s} \frac{\rho_{u+1}^{(i-1)}}{M} \text{tr}[(\mathbf{W}_u^{(i)} \bar{\mathbf{H}}_{u+1})(\mathbf{W}_u^{(i)} \bar{\mathbf{H}}_{u+1})^H] \\ &\quad + 2 \frac{E_{s,u}}{T_s} \frac{\rho_u^{(i-1)}}{M} \left( \text{tr}[(\mathbf{W}_u^{(i)} \bar{\mathbf{H}}_u)(\mathbf{W}_u^{(i)} \bar{\mathbf{H}}_u)^H] - |A_u^{(i)}|^2 \text{tr}[\mathbf{I}] \right) \\ &\quad + 2 \frac{N_0}{T_s} \frac{1}{M} \text{tr}[\mathbf{W}_u^{(i)} \mathbf{W}_u^{(i)H}] \end{aligned} \quad (18)$$

ただし、

$$A_u^{(i)} = \frac{1}{M} \text{tr}[\mathbf{W}_u^{(i)} \bar{\mathbf{H}}_u], \quad (19)$$

また、 $\rho_u^{(i)}$  は次式で与えられる [8]。

$$\begin{aligned}\rho_u^{(i)} &= E[|D_u(k) - \tilde{D}_u^{(i)}(k)|^2] \\ &= \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} (E[|d_u(n)|^2] - |\tilde{d}_u^{(i)}(n)|^2)\end{aligned}\quad (20)$$

上式の  $E[|d_u(n)|^2]$  は受信信号ブロック  $\mathbf{r}=[r(0), \dots, r(N_c-1)]^T$  が与えられたときの事後確率  $p_u^{(i-1)}(b_{n,x}=0)$  と  $p_u^{(i-1)}(b_{n,x}=1)$  を用いて得られる送信シンボルの期待値である[8].

$$\begin{aligned}E[|d_u(n)|^2] &= \begin{cases} 1 & \text{for QPSK} \\ \frac{4}{10} \tanh\left(\frac{\Lambda_{1,u}^{(i-1)}(n)}{2}\right) + \frac{4}{10} \tanh\left(\frac{\Lambda_{3,u}^{(i-1)}(n)}{2}\right) + 1 & \text{for 16QAM} \end{cases}\end{aligned}\quad (21)$$

軟判定シンボルレプリカ  $\{\tilde{d}_u^{(i)}(n)\}$  は LLR を用いて次式のように表わされる[8].

$$\begin{aligned}\tilde{d}_u^{(i-1)}(n) &= \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{\Lambda_{0,u}^{(i-1)}(n)}{2}\right) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{\Lambda_{1,u}^{(i-1)}(n)}{2}\right) \text{ for QPSK} \\ \tilde{d}_u^{(i-1)}(n) &= \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh\left(\frac{\Lambda_{0,u}^{(i-1)}(n)}{2}\right) \left\{ 2 + \tanh\left(\frac{\Lambda_{1,u}^{(i-1)}(n)}{2}\right) \right\} \\ &\quad + j \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh\left(\frac{\Lambda_{2,u}^{(i-1)}(n)}{2}\right) \left\{ 2 + \tanh\left(\frac{\Lambda_{3,u}^{(i-1)}(n)}{2}\right) \right\} \text{ for 16QAM}\end{aligned}\quad (22)$$

こうして得られた軟判定レプリカ  $\tilde{\mathbf{d}}_u^{(i)}=[\tilde{d}_u^{(i)}(0), \dots, \tilde{d}_u^{(i)}(M-1)]^T$  に DFT を適用して、周波数領域信号  $\tilde{\mathbf{D}}_u^{(i)}=[\tilde{D}_u^{(i)}(0), \dots, \tilde{D}_u^{(i)}(M-1)]^T$  を得る.

$$\tilde{\mathbf{D}}_u^{(i)} = \mathbf{F}_M \tilde{\mathbf{d}}_u^{(i)}\quad (23)$$

ここで  $\tilde{d}_u^{(i-1)}(n)=0$  である. 第  $(u-1)$  ユーザと第  $(u+1)$  ユーザの信号が第  $u$  ユーザに干渉を与えており, 第  $(u-1)$  ユーザの信号検出は既に終了しているため, 第  $(u-1)$  ユーザの軟判定レプリカには第  $i$  ステージの結果  $\tilde{\mathbf{D}}_{u-1}^{(i)}$  を用いることが出来る. しかしながら, 第  $(u+1)$  ユーザの第  $i$  ステージの信号検出はまだ行われていないため, 前の  $(i-1)$  ステージの結果  $\tilde{\mathbf{D}}_{u+1}^{(i-1)}$  を用いて MUI レプリカを生成する. (14)式に従って MUI キャンセルを行う. MUI レプリカ  $\tilde{\mathbf{M}}_u^{(i)}=[\tilde{M}_u^{(i)}(0), \dots, \tilde{M}_u^{(i)}(M-1)]^T$  及び残留 ISI レプリカ  $\tilde{\mathbf{I}}_u^{(i)}=[\tilde{I}_u^{(i)}(0), \dots, \tilde{I}_u^{(i)}(M-1)]^T$  は次式で与えられる.

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{M}}_u^{(i)} = \sqrt{\frac{2E_{s,u-1}}{T_s}} \mathbf{W}_{u-1}^{(i)} \tilde{\mathbf{H}}_{u-1} \tilde{\mathbf{D}}_{u-1}^{(i)} + \sqrt{\frac{2E_{s,u+1}}{T_s}} \mathbf{W}_{u+1}^{(i)} \tilde{\mathbf{H}}_{u+1} \tilde{\mathbf{D}}_{u+1}^{(i-1)} \\ \tilde{\mathbf{I}}_u^{(i)} = \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{T_s}} (\mathbf{W}_u^{(i)} \tilde{\mathbf{H}}_u - A_u^{(i)} \mathbf{I}) \tilde{\mathbf{D}}_u^{(i-1)} \end{cases}\quad (24)$$

### 3.2. MMSE 空間フィルタリング重み

本稿では,  $\mathbf{D}_u$  (送信データブロック) と  $\tilde{\mathbf{D}}_u^{(i)}$  (干渉キャンセル後の軟判定シンボルブロック) との誤差ベクトル  $\mathbf{e}$  の共分散行列のトレース  $\text{tr}[E(\mathbf{e}\mathbf{e}^H)]$  を最小とする MMSE 空間フィルタリング重みを用いる. 第  $u$  ユーザの第  $i$  ステージにおける空間フィルタリング重みは次式で与えられる[14].

$$\mathbf{W}_u^{(i)} = E_{s,u} \rho_u^{(i-1)} \tilde{\mathbf{H}}_u^H \left[ E_{s,u-1} \rho_{u-1}^{(i-1)} \tilde{\mathbf{H}}_{u-1}^H \tilde{\mathbf{H}}_{u-1}^H + \sum_{u'=u+1}^{U-1} E_{s,u'} \rho_{u'}^{(i-1)} \tilde{\mathbf{H}}_{u'}^H \tilde{\mathbf{H}}_{u'}^H + N_0 \mathbf{I} \right]^{-1}\quad (25)$$

## 4. 計算機シミュレーション

表 1 に計算機シミュレーション諸元を示す. 変調方式は QPSK, 16QAM であり,  $M=64$  としている. フェージングチャネルは, パス数  $L=16$  で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であるものとした. 受信機のタイミング再生, チャンネル推定および送信電力制御は理想的で

$E_{s,u}=E_s$  (for  $u=0 \sim U-1$ ) であるとしている. また, 全ユーザのインパルス応答が GI 内に収まるように送信タイミングコントロールができていているものとしている.

表 1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter	Data modulation	QPSK, 16QAM
	Number of symbols per block	$M=64$
	FFT/IFFT size	$N_c=256$
	GI length	$N_g=32$ samples
Transmit/receive filters	Transfer function	Square-root raised cosine
	Roll off factor	$\alpha=0 \sim 1$
Channel	Fading type	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform power delay profile
Receiver	Signal detection	MMSE
	Channel estimation	Spatial Filtering
		Ideal

### 4.1. PAPR 特性

PAPR は次式で定義される[9].

$$\text{PAPR} = \frac{\max\{|s_u(t)|^2\}_{t=0 \sim N_c-1}}{E[|s_u(t)|^2]}\quad (26)$$

表 2 に CCDF (complementary cumulative distribution function)  $=10^{-3}$  を満たす PAPR の値を示す[12]. 送信フィルタのロールオフファクタ  $\alpha$  を大きくすることで PAPR を低減できる

表 2 CCDF  $=10^{-3}$  における PAPR

$\alpha$		0	0.25	0.5	0.75	1
PAPR <sub>0.1%</sub> (dB)	QPSK	7.54	4.68	3.47	3.44	3.62
	16QAM	8.44	6.74	6.03	6.34	6.48

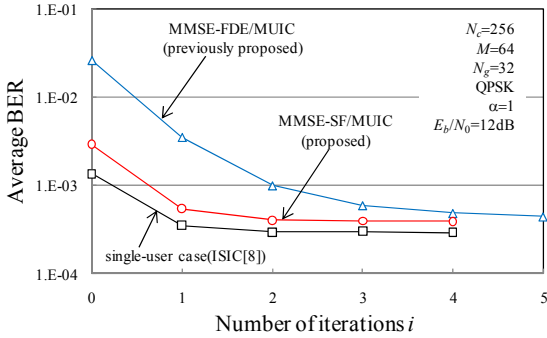
### 4.2. BER 特性

図 4 に QPSK (16QAM) 変調で平均受信ビットエネルギー対雑音電力スペクトル密度比  $E_b/N_0 (=E_s/N_0 = (1/M)(1+N_g/N_c)(E_s/N_0))$  を 12 (18) dB とし, ロールオフファクタ  $\alpha=1$  のときに繰り返しキャンセル回数  $i$  の関数としてプロットした BER 特性を示す. 比較のため, MUI のないシングルユーザ環境下で残留 ISI キャンセル[8]を行った場合の特性も同時に示す. 繰り返しキャンセル回数  $i$  が増加するにしたがって BER 特性が改善しているが, 提案法である MMSE-SF/MUIC は前提案法である MMSE-FDE/MUIC よりシングルユーザ環境に近い優れた特性が得られている. 特に 16QAM 変調を用いる際, MMSE-FDE/MUIC では  $i$  を増加させてもまだ大きな誤りが発生しているのに対して, MMSE-SF/MUIC では優れた特性を実現できる. この理由として, 16QAM 変調では信号点間距離が狭く, MMSE-FDE/MUIC では残留 MUI により発生する誤り伝搬により特性改善には限界があるためである. 一方シングルユーザ MMSE-FDE の代わりにマルチユーザ MMSE 空間フィルタリングを用いる提案法である MMSE-SF/MUIC では, 繰り返し回数  $i=3$  で十分に MUI を抑圧できシングルユーザ環境に近い優れた特性が得られる.

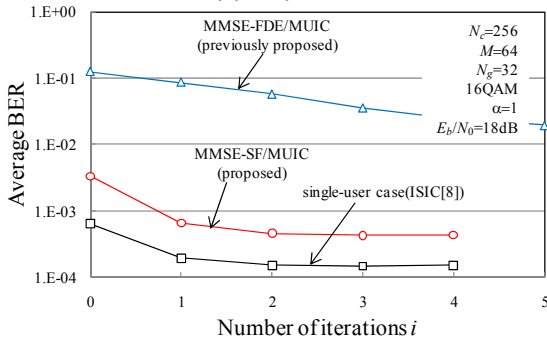
図 5 にロールオフファクタ  $\alpha=1$  で繰り返し回数  $i=3$  のときの,  $E_b/N_0$  の関数としてプロットした提案法 (MMSE-SF/MUIC) と前提案法 (MMSE-FDE/MUIC) の平均 BER 特性を示す. 比較のため, MUI のないシングルユーザ環境下で残留 ISI キャンセル[8]を行った場合 ( $i=3$ ) と理論的下界 (MF bound) の特性も同時に示す.

QPSK 変調時, MMSE-FDE/MUIC (前提案法) と MMSE-SF/MUIC (提案法) とともにシングルユーザに近い特性が得られている. MMSE-SF/MUIC では誤りフロアは発生せず, シングルユーザ環境からの劣化は 0.5 dB 程度である. 16QAM 変調時には, MMSE-FDE/MUIC では繰り返しキャンセル回数を行っても誤り伝搬によ

り BER フロアを解消出来ない．一方で，MMSE-SF/MUIC では  $i=3$  でシングルユーザ環境に近い優れた特性が得られている．

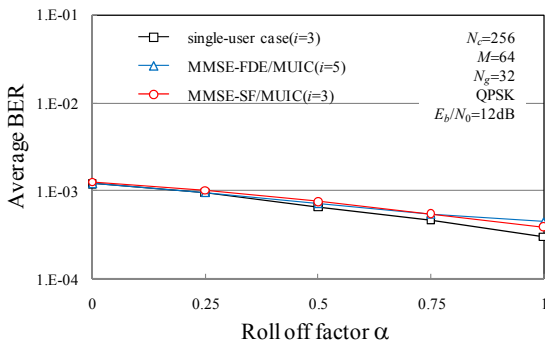


(a) QPSK

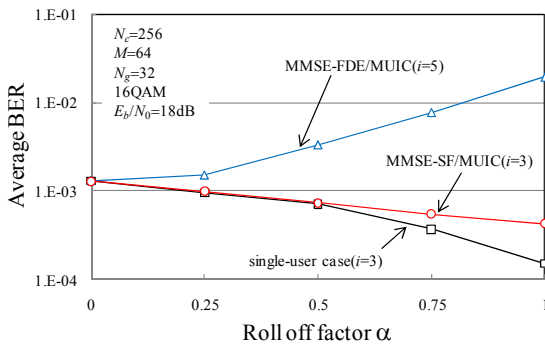


(b) 16QAM

図4 繰り返し回数の影響



(a) QPSK



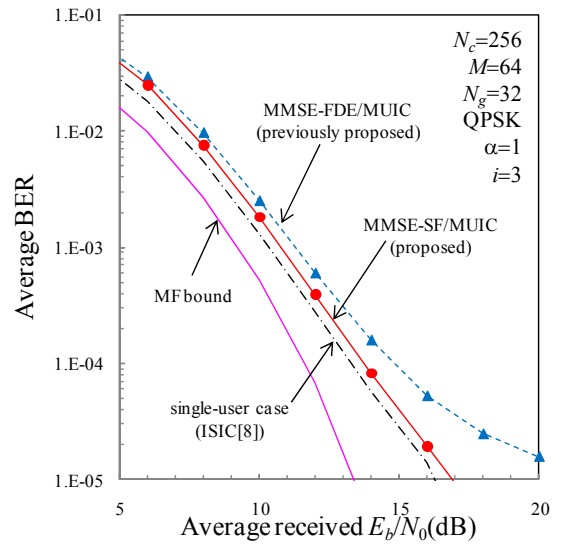
(b) 16QAM

図6 ロールオフファクタ  $\alpha$  の影響

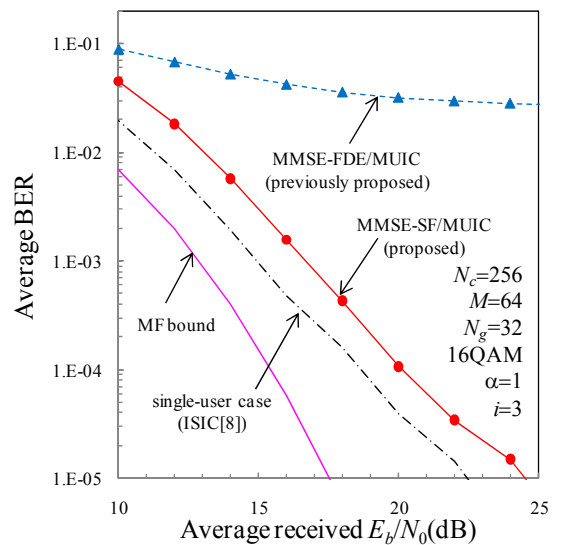
図6にQPSK(16QAM)変調で  $E_b/N_0=12(18)$ dB とし，十分に繰り返しキャンセルを行った際のロールオフファクタ  $\alpha$  の関数としてプロットした平均 BER 特性を示

す．MMSE-FDE/MUIC では  $i=5$ ，MMSE-SF/MUIC では  $i=3$  としている．比較のため，シングルユーザ環境下で残留 ISI キャンセル[8]を行った場合 ( $i=3$ ) の特性も同時に示す．

十分に繰り返しキャンセルを行っているため， $\alpha$  が大きくなるにしたがって，信号帯域幅の広がりにより周波数ダイバーシチ利得が得られ BER 特性が向上していることが分かる．QPSK 変調時には，MMSE-FDE/MUIC，MMSE-SF/MUIC 共にシングルユーザ環境に近い特性が得られている．一方で，16QAM 変調時には MMSE-SF/MUIC を用いればシングルユーザ環境に近い特性が得られると共に  $\alpha$  を大きくするにつれ BER を低減出来ている．しかし前提案法の MMSE-FDE/MUIC では  $\alpha$  が大きくなるにつれて BER が劣化していることが分かる．MMSE-FDE/MUIC では BER 特性改善には限界があるが，MMSE-SF/MUIC(本提案法)ではシングルユーザ MMSE-FDE の代わりにマルチユーザ空間フィルタリングを用いていることで十分に MUI を抑圧することができ，その結果 16QAM 変調時にもシングルユーザ環境に近い BER 特性が得られた．



(a) QPSK



(b) 16QAM

図5 BER特性 ( $\alpha=1$ )



### 4.3. スループット特性に及ぼす $\alpha$ の影響

MMSE-SF/MUICで繰り返し回数*i*=3としパケット誤り率(PER)を測定した. 本論文ではユーザスループット $\eta$ (bps/Hz)を次式で定義している.

$$\eta = N \times (1 - \text{PER}) \times \frac{1}{1 + N_g / N_c} \quad (27)$$

1パケットは1024ビットとしている. 図7に平均受信 $E_s/N_0$ の関数としてプロットした平均スループット特性を示す. 比較のため, 繰り返し回数*i*=5としたMMSE-FDE/MUICの特性も同時に示す. QPSK変調時には, MMSE-SF/MUICとMMSE-FDE/MUICはほぼ同等の特性を示している. また,  $\alpha=1$ のとき $\alpha=0$ に比べてスループットは向上している. これは両方式共に, 十分にMUIと残留ISIキャンセルができ, より大きな周波数ダイバーシチ利得が得られているためである. 16QAM変調時に $\alpha=1$ で, MMSE-SF/MUICはMMSE-FDE/MUICに比べ非常に大きな特性の改善がみられる.

図8にピーク $E_s/N_0$ の関数としたスループット特性を示す. 本稿では, ピーク $E_s/N_0$ をPeak  $E_s/N_0 = \text{average received } E_s/N_0 + \text{PAPR}_{0.1\%}$  [10]で定義している. PAPR低減に伴い,  $\alpha=1$ のとき $\alpha=0$ に比べてより高いスループットが得られている.

### 5. まとめ

本稿では, 周波数領域ルートナイキスト送信フィルタを用いる上りSC-FDMAにおいて, MMSEマルチユーザ空間フィルタリング, スペクトル合成及びMUIキャンセルを繰り返し適用する繰り返しジョイントMMSE空間フィルタリング/逐次MUIキャンセラ(MMSE-SF/MUIC)を提案し, 計算機シミュレーションによりBER特性とスループット特性を求めた. 本提案法では, オーバーラップした隣接2ユーザのスペクトル部分を空間フィルタリングによるマルチユーザ検出により分離し, その後スペクトル合成により各ユーザの信号スペクトルを復元する. MMSE-SF/MUICでは16QAM変調時にもシングルユーザ環境に近く, 前提提案法であるMMSE-FDE/MUICよりも優れた特性が得られることを示した. また, ロールオフファクタ $\alpha$ を大きくすると, 周波数ダイバーシチ利得に加え, PAPR低減効果により高いスループットが得られることを示した.

### 文 献

- [1] W. C., Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] J. G. Proakis, *Digital communications*, 4<sup>th</sup> ed., McGraw-Hill, 2001.
- [3] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyarand B. Edison, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, 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. Mag.*, Vol. 12, No. 2, pp. 8-18, Apr. 2005.
- [5] F. Adachi and K. Takeda, "Bit error rate analysis of DS-SS-CDMA with joint frequency-domain equalization and antenna diversity reception," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E87-B, No. 10, pp. 2991-3002, Oct. 2004.
- [6] Y. Akaiwa, *Introduction to digital mobile communication*, Wiley, New York, 1997.
- [7] S. Okuyama, K. Takeda and F. Adachi, "MMSE frequency-domain equalization using spectrum combining for Nyquist filtered broadband single-carrier transmission," *Proc. IEEE the 71th Veh. Technol. Conf. (VTC)*, May 2010.
- [8] K. Takeda, K. Ishihara and F. Adachi, "Frequency-Domain ICI Cancellation with MMSE Equalization for DS-SS-CDMA Downlink," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E89-B No.12, pp.3335-3343, Dec. 2006.
- [9] H. G. Myung, J. Lim, and D. J. Goodman, "Single Carrier FDMA for Uplink Wireless Transmission", *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 3, no. 1, Sep. 2006, pp. 30-38.

- [10] H. Gacanin and F. Adachi, "A Comprehensive Performance Comparison of OFDM/TDM Using MMSE-FDE and Conventional OFDM," *Proc. IEEE 67th Veh. Technol. Conf. (VTC)*, pp.11-14, May, 2008.
- [11] K. Fukuda, A. Nakajima, and F. Adachi, "LDPC-coded HARQ Throughput Performance of MC-CDMA using ICI Cancellation," *Proc. IEEE 66th Veh. Technol. Conf. (VTC)*, pp.965-969, Sept., 2007.
- [12] S. Okuyama, K. Takeda and F. Adachi, "Frequency-domain Iterative MUI Cancellation for Uplink SC-FDMA Using Frequency-domain Filtering," to be presented at The 72nd Veh. Technol. Conf. (VTC2010-fall), Sep 2010.
- [13] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H. Vincent Poor, *MIMO Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2007.
- [14] A. Nakajima and F. Adachi, "Iterative Joint PIC and 2D MMSE-FDE for Turbo-coded HARQ with SC-MIMO Multiplexing," *Proc. IEEE 63th Veh. Technol. Conf. (VTC)*, May. 2006.

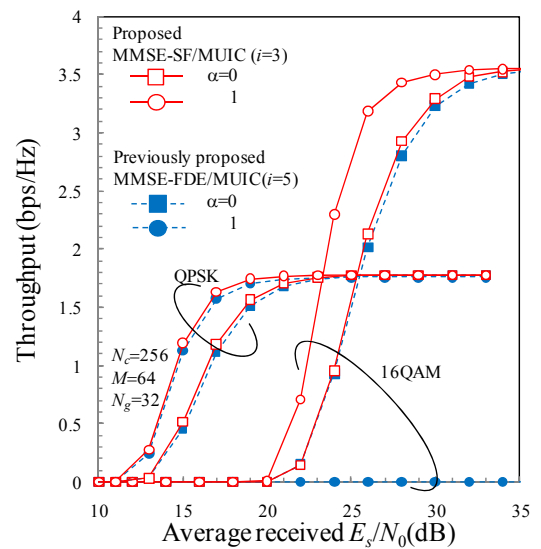


図7 平均受信 $E_s/N_0$ 対スループット特性

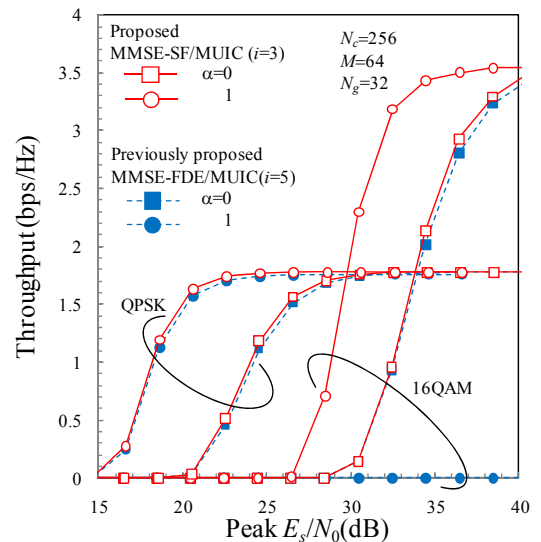


図8 ピーク $E_s/N_0$ 対スループット特性