

# 周波数選択性チャネルにおけるシングルキャリア マルチユーザ MIMO 多重の上りリンク容量

千葉 宇弘<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> {chiba, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし PAPR の小さいシングルキャリアを用いるマルチユーザ MIMO 多重が注目されている。筆者らは最近、セルラ方式における周波数非選択性フェージングチャネル環境下での上りリンク容量について、シングルキャリア・マルチユーザ MIMO 多重と MRC 受信合成ダイバーシチと比較した。そして、ゼロフォーシング(ZF) 検出および最小平均二乗誤差(MMSE)検出は MRC 受信合成ダイバーシチとほぼ同じ、最尤検出(MLD)では MRC 受信合成ダイバーシチより大きなリンク容量を達成できることを示した。しかし、高速無線通信においてはチャネルの周波数選択性が問題になる。周波数選択性フェージングチャネルでは、周波数領域等化(FDE)を用いると周波数ダイバーシチ効果が得られるので優れた伝送特性が得られる。本論文では、FDE を用いたマルチユーザ MIMO 多重の周波数選択性フェージングチャネルでの MIMO 多重の上りリンク容量について検討している。周波数領域 MLD の計算量は大変膨大になるため、本論文では ZF 検出および MMSE 検出を用いている。計算機シミュレーションによってビット誤り率(BER)の相補累積分布関数(CCDF)特性を求め、これを基に所要 BER を満たさないアウトエージ確率を 10% とするときのリンク容量を求めている。その結果、周波数非選択性チャネルよりも上りリンク容量を受信アンテナ本数が 4 本の場合で約 1.5 倍、8 本の場合で約 1.3 倍に向上できることを示している。また、受信アンテナ本数が 8 本の場合、MMSE-FDE を用いる受信ダイバーシチと比較して上りリンク容量を約 1.3 倍に向上できることを示している。

キーワード マルチユーザ MIMO, シングルキャリア, 周波数領域等化, セルラ方式, 上りリンク容量

## Uplink capacity of a single-carrier multi-user MIMO multiplexing in a frequency-selective channel

Takahiro CHIBA<sup>†</sup> Kazuaki TAKEDA<sup>†</sup> and Fumiya 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> {chiba, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** A single-carrier version of multi-user MIMO multiplexing has been attracting a lot of attention due to its low peak-to-average power ratio (PAPR). Recently, we have evaluated the uplink capacity of single-carrier (SC) multi-user MIMO multiplexing assuming frequency non-selective fading channel. As a result, it was shown that, although zero-forcing (ZF) detection and minimum mean square error (MMSE) detection provide approximately the same link capacity as MRC diversity, MLD can increase the link capacity of multi-user MIMO multiplexing over MRC diversity. In the case of broadband mobile communications, however, frequency selectivity of channel should be taken into account. Frequency domain equalization (FDE) for SC transmissions provides good bit error rate (BER) performance because of the frequency diversity effect. In this paper, we evaluate, by computer simulation, the uplink capacity of single-carrier multi-user MIMO multiplexing using FDE, in frequency-selective fading channel. The uplink capacity is obtained using the complementary cumulative distribution function (CCDF) of the local average BER. Since the computational complexity of frequency-domain MLD is prohibitively large, ZF detection and MMSE detection are considered. It is shown that MIMO multiplexing in a frequency selective fading channel provides larger uplink capacity than that in a frequency-non-selective fading channel. Also in frequency-selective fading channel, ZF and MMSE detection provide approximately 1.3 times larger uplink capacity than MMSE-FDE receive antenna diversity in the case of 8 receive antennas.

**Keyword** Multi-user MIMO, single-carrier transmission, frequency-domain equalization, cellular system, uplink capacity

## 1. まえがき

次世代無線通信では、第三世代方式より高速な伝送が求められている[1]. 利用可能な帯域幅は限られている. 帯域幅を拡大することなく高速伝送を実現する技術に Multiple-input Multiple-output (MIMO) 空間多重技術がある. MIMO 空間多重では複数の送信アンテナから異なるデータを同一の搬送波周波数を用いて同時送信する. 受信機では重畳されて受信される信号を分離し, 復調する. MIMO 空間多重に用いる複数のアンテナを複数のユーザに分配したものはマルチユーザ MIMO と呼ばれる[2].

最近, MIMO 多重やマルチユーザ MIMO 多重と直交周波数分割多重 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM) との組み合わせが多く検討されている [3]. しかし, OFDM はピーク対平均電力比 (Peak-to-average Power Ratio: PAPR) が大きいために消費電力が大きくなってしまいう問題がある. そのため, 移動無線通信の上りリンクでは PAPR が小さいシングルキャリア伝送が注目されている [4].

移動無線通信では限られた帯域を有効に利用するために同一周波数を異なる基地局で繰り返して利用するセルラ技術が用いられている [5]. これまで筆者らは, セルラ方式にシングルキャリア・マルチユーザ MIMO 多重を適用したときの上りリンク容量について検討を行ってきた [6]. その結果, ゼロフォーシング (ZF) 検出および最小平均二乗誤差 (MMSE) 検出は MRC 受信合成ダイバーシチとほぼ同じ, 最尤検出 (MLD) では MRC 受信合成ダイバーシチより大きなリンク容量を達成できることを示した. しかし, これまでの検討は周波数非選択性フェージングチャネルを仮定していた.

ところで, 広帯域移動無線チャネルは遅延時間の異なる多数のパスから構成され, 周波数選択性フェージングチャネルと呼ばれる. 周波数選択性フェージングチャネルではシングルキャリア伝送では厳しい符号間干渉が発生してしまう [7] が, 周波数領域等化 (Frequency-domain equalization: FDE) [8] を用いれば優れた BER 特性が得られることが報告されている [9]. 本論文では, FDE を用いたマルチユーザ MIMO 多重の周波数選択性フェージングチャネルでの MIMO 多重の上りリンク容量について検討する. 周波数領域 MLD の計算量は大変膨大になるため, 本論文では ZF 検出および MMSE 検出を用いている.

## 2. 上りリンクマルチユーザ MIMO 多重の干渉モデル

上りリンクマルチユーザ MIMO 多重では, 複数ユーザが同一の周波数で同時に異なるデータを送信するこ

とで帯域幅の拡大なしに同時伝送することを可能にしている. 本論文では, 各送信ユーザが使用する送信アンテナは 1 本であるとしている. すなわち,  $U$  ユーザが同時に送信した場合, 基地局では  $U$  ユーザの送信信号が重畳されて受信されることになる. また, 基地局は  $N_r$  本の受信アンテナを有するものとする.

セルラ方式では限られた帯域を有効に利用するために同一周波数を異なるセルで繰り返し使用する. 図 1 はセルラ方式における上りリンクマルチユーザ MIMO 多重の干渉モデルである. 中央の基地局は実線で示した自セル内の  $U$  ユーザからの信号を  $N_r$  本アンテナを用いて受信し, 信号分離および復調を行う. 一方, 同一周波数を使用する他セルのユーザからの信号は干渉となって受信され, 通信品質を劣化させる. 同一周波数を使用する基地局間距離を長くすることによって他セルからの干渉を弱くできる. しかし同一周波数を使用するセル間の距離を長くすることは異なるチャンネル群の数 (これはクラスタサイズと呼ばれる) を大きくすることになるため, 各基地局に割り当てることができるチャンネル数が少なくなる. すなわち, 例えマルチユーザ MIMO を用いて 1 セル内のチャンネル当たりのユーザ数を多くできたとしても, 同一周波数のチャンネルを再利用する基地局間距離を長くする必要がある場合には周波数利用効率は低下してしまう.

本論文では, 各ユーザの短区間平均ビット誤り率 (BER) のセル内分布を求めている. BER が所要 BER よりも大きくなる確率をアウトエージ確率と定義し, アウトエージ確率が許容値を下回る最大のユーザ数をクラスタサイズで正規化したリンク容量を明らかにしている.

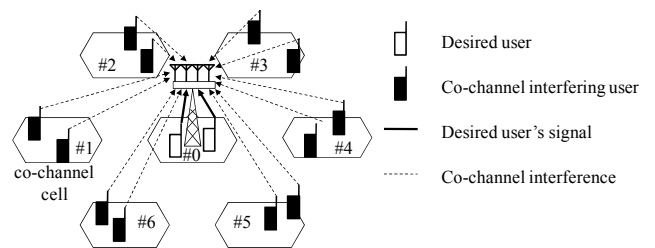


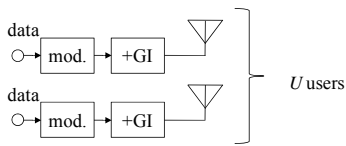
図1 セルラ方式における上りリンクマルチユーザ MIMO 多重の干渉モデル

## 3. 信号分離法

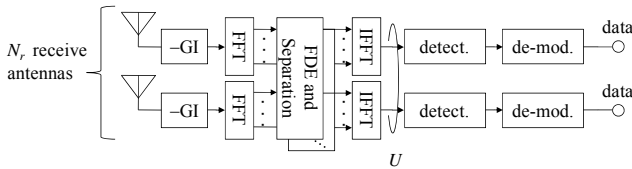
### 3.1. 信号伝送系

本論文では, 中央基地局と, それと同じ周波数を使用する中央基地局からもっとも近い周辺 6 干渉セルを考慮している (図 1). また, 各セルでは  $U$  ユーザが同時に通信しているものとする. 他セル干渉の和をガウス近似する. 送信ユーザ数よりも受信アンテナ本数が多いものとする.

図2にFDEを用いたシングルキャリア・マルチユーザMIMO多重の伝送系を示す。送信機では、各ユーザが送信する2値送信系列をデータ変調した後、シンボル系列を $N_c$ 個のシンボルからなるブロックに分割し、図3に示したように各ブロックの末尾 $N_g$ シンボルをコピーしてブロック先頭のガードインターバル(GI)に挿入する。生成された送信シンボルブロックを各々のアンテナから同時に同一周波数で送信する。以下では一般性を失うことなく、1ブロックの送信を考える。また、セル内のユーザの送信タイミングはほぼ同期しているものとする。つまり、送信タイミングオフセットと最大遅延時間差の和はGI長を越えないものとする。



(a) Mobile station transmitter



(b) Base station receiver

図2 周波数領域等化を用いたシングルキャリアマルチユーザMIMO多重の上りリンク伝送系

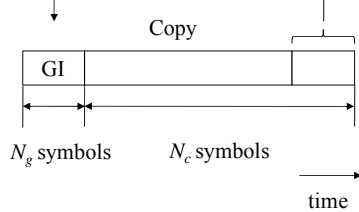


図3 GIの挿入

受信機では全ユーザからの信号が重畳して受信される。受信ブロックからGIを除去した後、 $N_c$ ポイント高速フーリエ変換(FFT)を適用して、受信ブロックを $N_c$ 個の直交周波数成分に分解する。そして、周波数成分ごとに $U$ ユーザの信号に分離する。こうして得られた $U$ ユーザ分の周波数領域信号それぞれに $N_c$ ポイント逆高速フーリエ変換(IFFT)を適用して時間領域の受信シンボルブロックに変換する。各受信シンボルブロックを構成する各シンボルに対してデータ判定を行い、2値系列を得る。

### 3.2. 信号分離法

本論文では、中央セル( $c=0$ )の $U$ ユーザの上りリンク伝送を考える。以下では、シンボル時間長の離散時間表現を用いるものとする。第 $c$ セルの $U$ ユーザの送信

信号ベクトルを

$$\mathbf{s}_c(t) = (s_{c,0}(t) \ s_{c,1}(t) \ \dots \ s_{c,U-1}(t))^T, t=0 \sim N_c-1$$

ただし、 $s_{c,u}(t), u=0 \sim U-1$ はQPSK変調後の信号シンボル

$$s_{c,u}(t) \in \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}}(1+j), \frac{1}{\sqrt{2}}(1-j), \frac{1}{\sqrt{2}}(-1+j), \frac{1}{\sqrt{2}}(-1-j) \right\}$$

である。 $N_g$ シンボルのサイクリックプリフィックスをGIに挿入した送信信号ベクトルブロック $\{\bar{\mathbf{s}}_c(t) | t=-N_g \sim N_c-1\}$ は次式のように表わされる。

$$\bar{\mathbf{s}}_c(t) = \sqrt{2P} \mathbf{s}_c(t \bmod N_c) \quad t=-N_g \sim N_c-1 \quad (1)$$

ここで $P$ は送信電力である。

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て基地局受信機で受信される。第 $c$ セルの第 $u$ ユーザと中央基地局( $c=0$ )の第 $n$ 受信アンテナ間のチャネルのインパルス応答は次式で表される。

$$\tilde{h}_{0,m(c)}^{(n)} = \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}_{0,m(c)}^{(n,l)} \cdot \delta(\tau_l) \quad (2)$$

ここで $\tilde{h}_{0,m(c)}^{(n,l)}$ は第 $c$ セルの第 $m$ ユーザと中央基地局の第 $n$ 受信アンテナの間の第 $l$ パスの複素パス利得であり、

$$E \left[ \sum_{l=0}^{L-1} |\tilde{h}_{0,m(c)}^{(n,l)}|^2 \right] = 1$$

を仮定している。 $\tau_l$ は第 $l$ パスの伝搬遅延時間である。

中央基地局( $c=0$ )での受信信号は行列表現を用いて以下のように表わされる。

$$\mathbf{y}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{\mathbf{h}}_{0,l} \cdot \bar{\mathbf{s}}_0(t-\tau_l) + \sum_{c=1}^6 \sum_{l=0}^{L-1} (\tilde{\mathbf{h}}_{c,l} \cdot \bar{\mathbf{s}}_c(t-\tau_l)) + \mathbf{n}(t), \quad t=-N_g \sim N_c-1 \quad (3)$$

ここで、 $\tilde{\mathbf{h}}_{c,l}$ は第 $(n,m)$ 成分に $\tilde{h}_{0,m(c)}^{(n,l)}$ を持つ第 $c$ セルのユーザと中央基地局との間の $N_r \times U$ チャネル行列、

$$\mathbf{n}(t) = (n_0(t) \ n_1(t) \ \dots \ n_{N_r-1}(t))^T$$

は各成分 $n_n(t)$ が平均0、分散 $\sigma_n^2$ の白色ガウス分布する雑音ベクトルである。また、 $t$ はシンボルブロックのブロック内のインデックスを表している。式(3)の第一項が希望信号を、第二項が干渉をそれぞれ示している。

受信信号  $\mathbf{y}(t)$  に  $N_c$  ポイントの FFT を適用して周波数領域信号に変換する。受信信号の第  $k$  周波数成分は次式で表わされる。

$$\mathbf{Y}(k) = \tilde{\mathbf{H}}_0(k) \cdot \mathbf{S}_0(k) + \sum_{c=1}^6 \left( \tilde{\mathbf{H}}_c(k) \cdot \mathbf{S}_c(k) \right) + \mathbf{\Pi}(k) \quad (4)$$

ここで、 $\tilde{\mathbf{H}}_c(k)$  は第  $c$  セルのユーザと中央基地局との間の  $N_r \times U$  チャネル利得行列， $\mathbf{S}_c(k) = (S_{c,0}(k) \ S_{c,1}(k) \ \dots \ S_{c,U-1}(k))^T$  は第  $c$  セルに所属する  $U$  ユーザの送信信号ベクトル， $\mathbf{\Pi}(k) = (\Pi_0(k) \ \Pi_1(k) \ \dots \ \Pi_{N_r-1}(k))^T$  は雑音ベクトルである。チャネル行列  $\tilde{\mathbf{H}}_c(k)$  の第  $(n,m)$  要素  $\tilde{H}_{m(c)}^{(n)}(k)$  は次式のように表わされる。

$$\tilde{H}_{m(c)}^{(n)}(k) = \sqrt{r_{0,m(c)}^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta_{0,m(c)}}{10}}} \cdot H_{0,m(c)}^{(n)}(k) \quad (5)$$

ここで、 $r_{0,m(c)}$  および  $\eta_{0,m(c)}$  は第  $c$  セルの第  $m$  ユーザと中央セル ( $c=0$ ) の基地局との間の距離およびシャドウイング損失を、 $\alpha$  は伝搬指数を、 $H_{0,m(c)}^{(n)}(k)$  は第  $c$  セルの第  $m$  ユーザと中央セルの基地局の第  $n$  受信アンテナとの間のフェージング利得を、それぞれ表している。

マルチユーザ MIMO 信号検出法として、ZF 検出、および MMSE 検出を考える。

ZF 検出では送信信号の完全再生を行う。MMSE 検出では、送信信号とフィルタ出力との平均二乗誤差を最小とする MMSE フィルタを用いる。ZF および MMSE フィルタ出力は次式のように表わされる。

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{\mathbf{S}}_{\text{ZF}}(k) = \left( \tilde{\mathbf{H}}_0^H(k) \tilde{\mathbf{H}}_0(k) \right)^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_0^H(k) \mathbf{Y}(k) \\ \tilde{\mathbf{S}}_{\text{MMSE}}(k) = \tilde{\mathbf{H}}_0^H(k) \left( \tilde{\mathbf{H}}_0(k) \tilde{\mathbf{H}}_0^H(k) + \frac{\sigma_I^2 + \sigma_n^2}{P} + \frac{N_g}{1 + \frac{N_g}{N_c}} \right)^{-1} \mathbf{Y}(k) \end{array} \right. \quad (6)$$

ここで、 $(\cdot)^H$  はエルミート転置、 $P$  は各ユーザの送信電力、 $\sigma_I^2$  は基地局で受信される平均干渉電力、 $\sigma_n^2$  は

雑音電力である。 $\sigma_I^2$  および  $\sigma_n^2$  は次式で表される。

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma_I^2 = E \left[ \sum_{c=1}^6 \sum_{m=0}^{U-1} \left| \tilde{H}_{m(c)}^{(n)}(k) \cdot S_{m(c)}(k) \right|^2 \right] \\ \sigma_n^2 = E \left[ |n_n(t)|^2 \right] \end{array} \right. \quad (7)$$

フィルタ出力信号ブロック  $\{\tilde{\mathbf{S}}(k) | k=0 \sim N_c-1\}$  に  $N_c$  ポイント IFFT を適用することによって、時間領域信号ブロック  $\{\tilde{\mathbf{s}}(t) | t=0 \sim N_c-1\}$  を得る。 $\tilde{\mathbf{s}}(t)$  の第  $u$  要素  $\tilde{s}_{0,u}(t)$  は次式のように表わされる。

$$\tilde{s}_{0,u}(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{S}_u(k) \cdot \exp\left(\frac{j2\pi kt}{N_c}\right) \quad (8)$$

ここで  $\tilde{S}_{0,u}(k)$  はフィルタ出力  $\tilde{\mathbf{S}}(k)$  の第  $u$  要素である。

$\tilde{s}_{0,u}(t)$  は判定変数であり、第  $u$  ユーザのシンボル判定は次式のように表わされる。

$$\hat{s}_{0,u}(t) = \arg \min_{s \in D} |\tilde{s}_{0,u}(t) - s| \quad (9)$$

ここで、 $D$  は送信シンボルセットである。

## 4. 計算機シミュレーション

### 4.1. シミュレーション手法

計算機シミュレーション条件を表 1 に示す。シミュレーションのフローチャートを図 4 に示す。等電力遅延プロファイルを有する  $L$  個の独立なパスから構成されるブロックレイリーフェージングを仮定している。

計算機シミュレーションでは、まずクラスタサイズ  $N$  から決定される干渉セルを配置し、各セル内に  $U$  ユーザをランダムに発生させる。次に、各ユーザと基地局との間のパスロスおよびシャドウイング損失を発生させる。そしてフェージング利得を発生させて短区間平均 BER を測定する。ユーザの位置を変更して短区間平均 BER を測定することを繰り返し、短区間平均 BER の相補累積分布関数 (CCDF) を求める。所要 BER を超える場合をアウトエージと定義し、アウトエージ確率が許容アウトエージ確率を超えなければユーザ数を  $U+1$  に増加させる。許容アウトエージ確率を満たす最大ユーザ数  $U_{\max}$  をクラスタサイズ  $N$  で正規化した 1 チャネルあたりの最大ユーザ数  $U_{\max}/N$  をリンク容量と定義する。本論文では所要 BER を  $10^{-3}$  とし、許容 BER よりも劣化するアウトエージとなる確率の許容値を 0.1 とした。

なお、比較のため MMSE 周波数領域等化 (MMSE-FDE)を用いる受信ダイバーシチ[10]を考える。このダイバーシチ出力は次式のように表わされる。

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{\mathbf{S}}(k) = \mathbf{R}(k)^T \cdot \mathbf{w}(k) \\ \mathbf{w}(k) = \frac{\tilde{\mathbf{H}}_{0,u}^*(k)}{\|\tilde{\mathbf{H}}_{0,u}(k)\|^2 + \frac{\sigma_I^2 + \sigma_n^2}{P}} \cdot \frac{N_g}{1 + \frac{N_g}{N_c}} \end{array} \right. \quad (10)$$

ここで、 $\tilde{\mathbf{H}}_{0,u}(k)$ は  $N_r \times U$  行列  $\tilde{\mathbf{H}}_0(k)$  の第  $u$  列ベクトル、

$\|\cdot\|$  はベクトルノルムである。

## 4.2. リンク容量

シミュレーションによって求めた  $U=4$ ,  $N_r=8$ ,  $N=12$  のときの短区間平均 BER の CCDF 特性を図 5 に示す。いずれの所要 BER の点においても、その BER 以上になる確率は MMSE 検出が最も低い。MMSE-FDE 受信ダイバーシチは大きな同一周波数干渉のために ZF と MMSE 検出に比べてある BER 以上になる確率がかなり大きい。

$N_r=4$  および 8 の場合について、CCDF 特性から求めたリンク容量  $U_{\max}/N$  を各クラスサイズの間数として図 6 および図 7 にそれぞれプロットした。比較のため、MMSE-FDE 受信ダイバーシチを用いた場合のリンク容量も示した。また、周波数非選択性チャンネル ( $L=1$ ) の場合についても比較のため示した。図中には最大ユーザ数  $U_{\max}$  を示した。

受信アンテナが  $N_r=4$  本の場合 (図 6 参照),  $L=16$  のときにリンク容量の最大値が最も大きくなるのは、MMSE 検出である。MMSE 検出のリンク容量の最大値は  $N=12$  のときであり、 $U_{\max}/N=0.166$  である。ZF 検出は  $N=13$  のときにリンク容量が最大となり  $U_{\max}/N=0.154$  である。しかしながら、MMSE-FDE 受信ダイバーシチのリンク容量の最大値は  $N=7$  のとき  $U_{\max}/N=0.143$  であり、ZF 検出および MMSE 検出のリンク容量の最大値とほぼ同じである。また、 $L=1$  のときと比べて  $L=16$  のときは、多くのユーザを収容するために必要なクラスサイズが小さくなり、最大リンク容量  $U_{\max}/N$  が大きくなっている。これは、FDE により周波数ダイバーシチ効果が得られているためである。

次に、受信アンテナ数を  $N_r=8$  本にした場合 (図 7 参照) について考察する。ZF 検出および MMSE 検出では、ともに  $N=9$  の時に収容可能ユーザ数が  $U=3$  (つまり、 $U_{\max}/N=0.333$ ) となり、リンク容量が最大になる。この最大リンク容量は  $N=4$  のときの MMSE-FDE 受信ダイバーシチのリンク容量  $U_{\max}/N=0.25$  の約 1.3 倍であ

る。

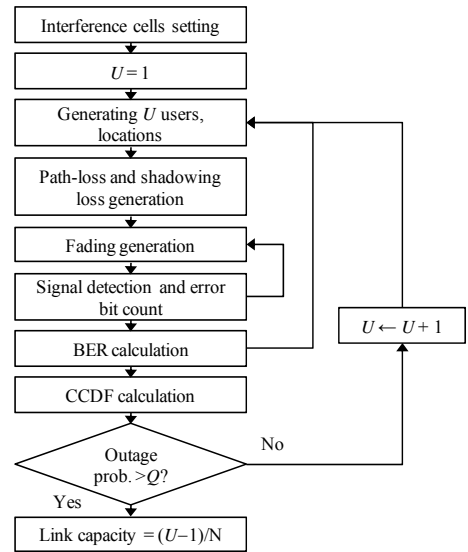


図4 計算機シミュレーションのフローチャート

表1 シミュレーション条件

Transmitter	Data modulation	QPSK
	Number of users	$U=1\sim 6$
	Number of FFT size	$N_c=256$
	Number of GI	$N_g=32$
Channel	Path-loss exponent	$\alpha=3.5$
	Standard deviation of shadowing loss	$\sigma=7.0$ dB
	Fading	$L=16$ -path block Rayleigh fading
	Delay profile	Uniform
	Delay time	$\tau_l=lT$ $l=0,\dots,L-1$
	Average received $E_b/N_0$ from cell edge	10 dB
Receiver	Number of receive antennas	$N_r=4$ and 8
	Detection method	ZF, MMSE
	Channel estimation	Ideal
	Required BER	$10^{-3}$
Allowable outage probability		$Q=0.1$

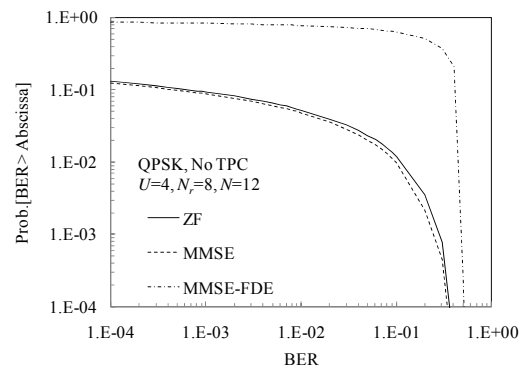
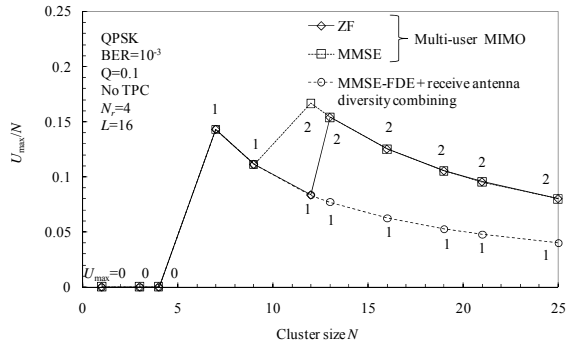
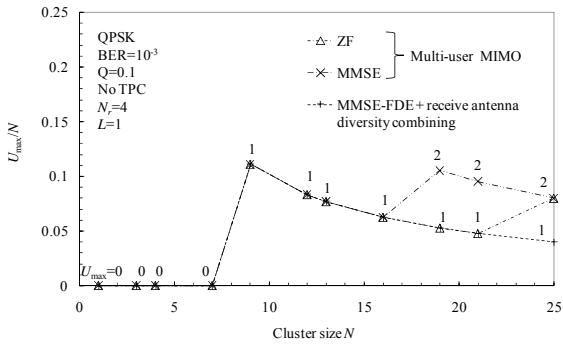


図5 短区間平均 BER の分布

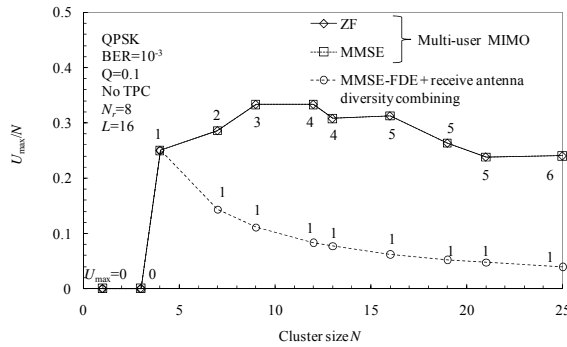


(a)  $L=16$

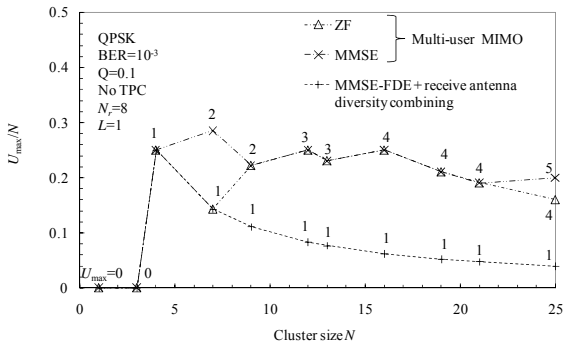


(b)  $L=1$

図6 マルチユーザ MIMO 多重のリンク容量 ( $N_r=4$ )



(a)  $L=16$



(b)  $L=1$

図7 マルチユーザ MIMO 多重のリンク容量 ( $N_r=8$ )

## 5. むすび

本論文では、周波数領域等化を用いるシングルキャリア・マルチユーザ MIMO 多重のセルラ方式における上りリンク容量を計算機シミュレーションによって求めた。周波数選択性フェージングチャネルでは、周波数ダイバーシチ効果が得られるのでマルチユーザ MIMO 多重の上りリンク容量は周波数非選択性フェージングのときより増加することを示した。受信アンテナ本数  $N_r=8$  の場合には ZF 検出および MMSE 検出を用いるマルチユーザ MIMO 多重の最大リンク容量は MMSE-FDE 受信ダイバーシチの約 1.3 倍になることを示した。

最尤検出(MLD)[7]や干渉キャンセラを導入した MMSE 検出[11]によりシングルキャリア・マルチユーザ MIMO のリンク容量を増加できる。MLD の演算量は膨大である。演算量を削減した MLD や干渉キャンセラを導入した MMSE 検出のリンク容量について今後検討予定である。

## 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] Q.H.Spencer, C. B. Peel, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, "An Introduction to the multi-user MIMO downlink," IEEE Commun. Mag., Vol.42, No.10, pp.60-67, Oct. 2004.
- [3] G. L. Stüber, J. R. Barry, S. W. McLaughlin, Ye Li, M. A. Ingram, and T. G. Pratt, "Broadband MIMO-OFDM wireless communications," Proc. IEEE, Vol.92, No.2, pp.271-294, Feb. 2004.
- [4] H. Ekstrom, A. Furuskar, J. Karlsson, M. Meyer, S. Parkvall, J. Torsner, and M. Wahlqvist, "Technical solutions for the 3G long-term evolution," IEEE Commun. Mag., Vol.44, No.3, pp.38-45, Mar. 2006.
- [5] D. C. Cox and D. O. Reudink, *Microwave Mobile Communications*, W. C. Jakes, Jr., ed., John Wiley & Sons, New York, 1974.
- [6] 千葉宇弘, 武田和晃, 安達文幸, "セルラ方式におけるシングルキャリアマルチユーザ MIMO の上りリンク容量," 信学技報, RCS2007-133, pp. 127-132, 2007年12月.
- [7] John G. Proakis, *Digital Communications*, 4<sup>th</sup> edition, McGraw-Hill, 2001.
- [8] D. Falconer, S. L. Ariyavistakul, A. Benyamin-Seeyer, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," IEEE Commun. Mag., Vol. 40, No. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [9] 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, Apr. 2005.
- [10] F. Adachi and T. Sao, "Joint Antenna Diversity and Frequency-Domain Equalization for Multi-Rate MC-CDMA," IEICE Trans. Commun., Vol. E86-B, No. 11, pp. 3217-24, Nov. 2003.
- [11] A. Nakajima and F. Adachi, "Iterative FDIC Using 2D-MMSE FDE for Turbo-Coded HARQ in SC-MIMO Multiplexing," IEICE Trans. Commun., Vol.E90-B No.3, pp. 693-695, Mar. 2007.