

# 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

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 最近, PAPR の小さいシングルキャリアマルチユーザ MIMO 多重が注目されている. 上りリンクマルチユーザ MIMO 多重については孤立セルを対象にした検討が多く行われている. しかし, マルチユーザ MIMO を用いるときのシングルキャリアセルラ方式の上りリンク容量に関する検討はほとんど行われていない. そこで本論文では, マルチユーザ検出法として zero-forcing (ZF) 検出, 平均二乗誤差最小 (MMSE) 検出, および最尤検出 (MLD) を対象に, 周波数非選択性レイリーフェージングチャネルにおけるセルラ方式における上りリンクでのビット誤り率(BER)を計算機シミュレーションによって求め, その相補累積分布関数(CCDF)特性を求めた. これを基に所要 BER を満たさないアウトエージ確率 10%を許容する場合のシングルキャリアマルチユーザ MIMO 多重のリンク容量を明らかにしている. また, 送信電力制御 (TPC) を用いるときのリンク容量についても検討している.

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

## Uplink Capacity of A Cellular System Using Single-carrier Multi-user MIMO

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

**Abstract** Recently, 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). So far, many studies have been done assuming the single-cell environment. However, the link capacity of a single-carrier cellular system using multi-user MIMO has not been fully studied. In a cellular system, the same carrier frequency is reused at geographically separated base-stations. Therefore, the co-channel interference needs to be taken into account. In this paper, we evaluate, by computer simulation, the uplink capacity of single-carrier multi-user MIMO multiplexing using zero-forcing (ZF) detection, minimum mean square error (MMSE) detection, and maximum likelihood detection (MLD), assuming frequency non-selective Rayleigh fading channel. Also discussed is the effect of transmit power control (TPC) on the link capacity.

**Keyword** Multi-user MIMO, Single-carrier, Cellular system, Uplink capacity

### 1. まえがき

次世代無線通信では限られた帯域幅で, 第三世代方式より高速な伝送が求められている[1]. 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に送信する. 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. 上りリンクを対象に, MIMO 空間多重に用いる複数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]. 従来孤立セルを中心としてマルチユーザ MIMO のチャンネル容量やシステムスループットを用いた評価が多く行われてきた[6,7]が, 著者らの分かる限りセルラ方式におけるリンク容量に関する検討は見当たらない.

本論文ではセルラ方式におけるシングルキャリアマルチユーザ MIMO の上りリンク容量を計算機シミュレーションによって明らかにしている。また、送信電力制御(TPC)を用いるときのリンク容量も明らかにしている。

## 2. マルチユーザ MIMO 多重のシステムモデル

上りリンクマルチユーザ MIMO 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 のモデルである。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から、各基地局に割り当てることができるチャネル数が少なくなる。すなわち、例えばマルチユーザ MIMO を用いて1セル内のチャ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。

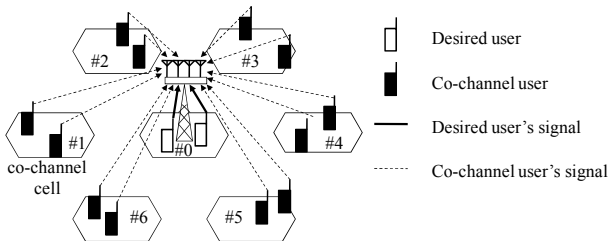


図1 セルラ方式における上りリンクマルチユーザ MIMO 多重のシステムモデル

## 3. 信号分離法

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。他セル干渉をガウス近似する。

中央基地局( $c=0$ )での受信信号は次式で表わされる。

$$\mathbf{y} = \tilde{\mathbf{h}}_0 \cdot \mathbf{s}_0 + \sum_{c=1}^6 (\mathbf{s}_c \cdot \tilde{\mathbf{h}}_c) + \mathbf{n} \quad (1)$$

ここで、 $\tilde{\mathbf{h}}_c$  は第  $c$  セルのユーザと中央基地局との間の  $N_r \times U$  チャネル行列、 $\mathbf{s}_c = (s_{c,0} \ s_{c,1} \ \dots \ s_{c,U-1})^T$  は第  $c$  セルの  $U$  ユーザの送信信号を表す信号ベクトル、 $\mathbf{n} = (n_0 \ n_1 \ \dots \ n_{N_r-1})^T$  は基地局の各受信アンテナで受信される雑音である。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。チャネル行列  $\tilde{\mathbf{h}}_c$  の第  $(n,m)$  要素  $\tilde{h}_{m(c)}^{(n)}$  は次式のように表わされる。

$$\tilde{h}_{m(c)}^{(n)} = \sqrt{r_{0,m(c)}^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta_{0,m(c)}}{10}} \cdot h_{0,m(c)}^{(n)}} \quad (2)$$

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、 $h_{0,m(c)}^{(n)}$  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。式(1)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。

マルチユーザ MIMO 信号検出として、zero-forcing (ZF) 検出、最小二乗 (LS) 検出、平均二乗誤差最小 (MMSE) 検出、および最尤検出 (MLD) [8] を考える。

ZF 検出では、送信信号の完全再生を行うフィルタを用いる。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 重みを用いる。ZF 検出および MMSE 検出のフィルタ出力は次式のように表わされる。

$$\tilde{\mathbf{s}}_{ZF} = (\tilde{\mathbf{h}}_0^H \tilde{\mathbf{h}}_0)^{-1} \tilde{\mathbf{h}}_0^H \mathbf{y} \quad (3)$$

$$\tilde{\mathbf{s}}_{\text{MMSE}} = \tilde{\mathbf{h}}_0^H \left( \tilde{\mathbf{h}}_0 \tilde{\mathbf{h}}_0^H + \frac{\sigma_I^2 + \sigma_n^2}{P} \right)^{-1} \mathbf{y} \quad (4)$$

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。式(3)および式(4)のフィルタ出力から、ZF 検出および MMSE 検出によって求められる第  $u$  ユーザの送信推定シンボルは次式のように表わされる。

$$\hat{s}_{u,\text{ZF}} = \arg \min_{s_u} |\tilde{s}_{u,\text{ZF}} - s_u| \quad (5)$$

$$\hat{s}_{u,\text{MMSE}} = \arg \min_{s_u} |\tilde{s}_{u,\text{MMSE}} - s_u| \quad (6)$$

ここで、 $\tilde{s}_{u,\text{ZF}}$  および  $\tilde{s}_{u,\text{MMSE}}$  はそれぞれ  $\tilde{\mathbf{s}}_{\text{ZF}}$  および  $\tilde{\mathbf{s}}_{\text{MMSE}}$  の第  $u$  要素である。

MLD は事後確率  $P(\mathbf{s}_0|\mathbf{y})$  を最大とする送信シンボルベクトル  $\mathbf{s}_0$  を求める。MLD は次式のように表わされる。

$$\hat{\mathbf{s}}_{\text{MLD}} = \arg \min_{\mathbf{s}_0} \|\mathbf{y} - \tilde{\mathbf{h}}_0 \mathbf{s}_0\| \quad (7)$$

ここで  $\|\cdot\|$  はベクトルのノルムである。

基地局での瞬時電力は基地局・移動局間距離に依存した伝搬損失、シャドウイング損失、フェージング利得の変動によって激しく変動する。特にセル端ユーザの受信信号は、伝搬損失が大きいことから、かなり低下する。送信電力制御(TPC)を用いれば、セル端付近のユーザの通信品質を改善できる。本論文では、短区間平均受信電力を一定にする低速 TPC と、瞬時受信電力を一定にする高速 TPC を考える。低速 TPC を適用したときの第  $c$  セル第  $m$  ユーザの送信電力  $\bar{P}_{m(c)}^{\text{slow}}$  および

高速 TPC を適用した時の電力  $\bar{P}_{m(c)}^{\text{fast}}$  はそれぞれ次式のように表わされる。

$$\bar{P}_{m(c)}^{\text{slow}} = \frac{P}{r_{c,m(c)}^{-\alpha} \cdot 10^{\frac{\eta_{c,m(c)}}{10}}} \quad (8)$$

$$\bar{P}_{m(c)}^{\text{fast}} = \frac{P}{r_{c,m(c)}^{-\alpha} \cdot 10^{\frac{\eta_{c,m(c)}}{10}} \cdot \frac{1}{N_r} \sum_{n=0}^{N_r-1} |h_{c,m(c)}^{(n)}|^2} \quad (9)$$

ここで、 $P$  はターゲット値、 $r_{c,m(c)}$  および  $\eta_{c,m(c)}$  は第  $c$  セルの第  $m$  ユーザと第  $c$  セルの基地局との間の距離お

よびシャドウイング損失を、 $h_{c,m(c)}^{(n)}$  は第  $c$  セルの第  $m$  ユーザと基地局の第  $n$  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。

## 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 2 に示す。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を増加させる。許容アウトエージ確率を満たす最大ユーザ数  $U_{\text{max}}$  をクラスタサイズ  $N$  で正規化した 1 チャンネルあたりの最大ユーザ数  $U_{\text{max}}/N$  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 MRC 受信合成ダイバーシチを考える。MRC 受信合成ダイバーシチでは、常に各セル内に 1 ユーザを考える。

### 4.2. リンク容量 (TPC なし)

シミュレーションによって求めた  $U=2$ ,  $N_r=8$ ,  $N=7$  のときの短区間平均 BER の CCDF 特性を図 3 に示す。いずれの所要 BER を設定した場合でも MLD が最も良い特性を示し、次いで MMSE 検出、ZF 検出の順になっている。

$N_r=4$  および 8 の場合について、CCDF 特性から求めたリンク容量  $U_{\text{max}}/N$  を各クラスタサイズの関数として図 4 および図 5 にそれぞれプロットした。比較のため、MRC 合成受信ダイバーシチを行った場合のリンク容量も示した。図中には最大ユーザ数  $U_{\text{max}}$  を示した。

初めに、TPC を用いない場合について考察する。受信アンテナが  $N_r=4$  本の場合 (図 4(a)参照) は、 $N=13$  以下では ZF 検出、MMSE 検出と MLD とともに同じリンク容量を与える。ZF 検出と MMSE 検出のリンク容量の最大値は  $N=9$  のときであり、 $U_{\text{max}}/N=0.11$  である。しかしながら、このリンク容量の最大値は MRC 受信合成ダイバーシチを用いた場合とほぼ同じである。MMSE 検出を用いた場合、 $N=19$  の時に 2 ユーザを収容できるが、このときのリンク容量  $U_{\text{max}}/N=0.105$  は  $N=9$  の時の MRC 受信合成ダイバーシチの場合とほぼ同じである。MLD を用いた場合のみ、クラスタサイ

ズを大きくすることによりマルチユーザ MIMO のリンク容量を増加できる。

次に、受信アンテナ数を  $N_r=8$  本にした場合 (図 5(a) 参照) を考察する。傾向は  $N_r=4$  の場合と同様である。MMSE 検出を用いた場合、 $N=7$  の時に収容可能ユーザ数が  $U=2$  (つまり、 $U_{\max}/N=0.286$ ) となり、リンク容量が最大になる。しかし、この最大リンク容量は  $N=4$  の場合の MRC 受信合成ダイバーシチのリンク容量  $U_{\max}/N=0.25$  とほぼ同じである。ZF 検出を用いた場合の最大リンク容量は MRC 受信合成ダイバーシチと同一である。MLD を用いた場合のみクラスタサイズを大きくすることによりマルチユーザ MIMO によってリンク容量を増加できる。

### 4.3. リンク容量 (TPC あり)

TPC のターゲット SNR は、TPC を行わない場合にセル端から送信する場合と同一の平均受信 SNR になるように設定した。TPC 受信アンテナが  $N_r=4$  本の場合 (図 4(b), (c) 参照), TPC を用いた場合にはセル端の通信品質が悪いユーザの通信品質が改善することから、より小さなクラスタサイズで複数のユーザを収容できる。高速 TPC を適用した場合の MMSE 検出では  $N=16$  の時に収容可能ユーザ数が  $U=2$  となり、リンク容量が  $U_{\max}/N=0.125$  となり最大になる。しかし、このときのリンク容量は  $N=9$  の場合の MRC 受信合成ダイバーシチ ( $U_{\max}/N=0.111$ ) とほぼ同じである。したがって、TPC を用いた場合でも、MLD 以外はリンク容量を改善することはできない。MLD では、クラスタサイズが小さい時にリンク容量の改善がみられるが、クラスタサイズが大きい場合、TPC を用いないときよりリンク容量が低下している。これは、TPC のターゲット SNR をセル端から送信した場合に合わせて設定したため、TPC を適用することで基地局付近の伝搬特性が良好であるユーザの送信電力を低く制御することになり、雑音の影響を受けやすくなったため、雑音の影響が支配的であるクラスタサイズが大きい領域において収容可能ユーザ数が低下したからである。

$N_r=8$  の場合 (図 5 (b), (c) 参照),  $N_r=4$  の場合と同様にクラスタサイズが小さい場合により多くのユーザを収容できる。MMSE 検出を用いた場合には低速 TPC および高速 TPC とともに  $N=9$  で収容可能ユーザ数が  $U=3$  となり、リンク容量が最大となる。このリンク容量は MRC 受信合成ダイバーシチの最大値と比較して約 1.3 倍である。MLD の場合にはクラスタサイズを大きくすればリンク容量をより大きくできる。

高速 TPC を用いると低速 TPC よりもリンク容量を改善できるが、大きな違いがみられない。これは、高速 TPC を用いることで自セルのユーザの受信信号電力の低下を防ぐ効果と、他セルからの干渉電力の分散

が大きくなるために生じる通信品質の劣化が相殺するためであると考えられる。

なお、計算機シミュレーションではユーザ数の最大値を 1セル当たり 6人 にしている。図 4 および 図 5 より、MLD のリンク容量はクラスタサイズとともに増加していくが、リンク容量の最大値について結論を出すためにはより多くのユーザ数を対象にシミュレーションを行う必要がある。

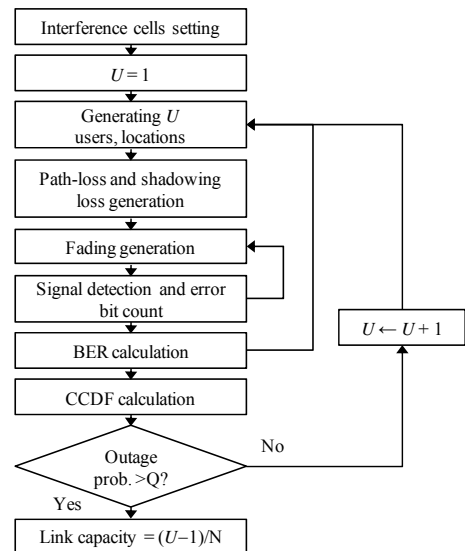


図2 計算機シミュレーションのフローチャート

表1 シミュレーション条件

	Data modulation		QPSK
	Transmitter	Number of users	
Transmit Power Control		Type	Slow TPC, Fast TPC
		Target SNR	13 dB
Path-loss exponent		$\alpha=3.5$	
Standard deviation of shadowing loss		$\sigma=7.0$ dB	
Channel	Fading		$L=1$ -path Rayleigh fading
	Average received $E_b/N_0$ from cell edge		10 dB (w/o TPC)
	Number of receive antennas		$N_r=4$ and 8
	Signal separation method		ZF, MMSE, MLD
Receiver	Channel estimation		Ideal
	Required BER		$10^{-3}$
	Allowable outage probability		$Q=0.1$

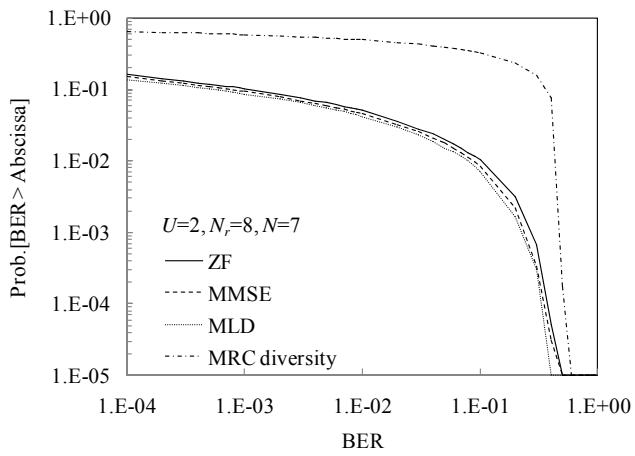
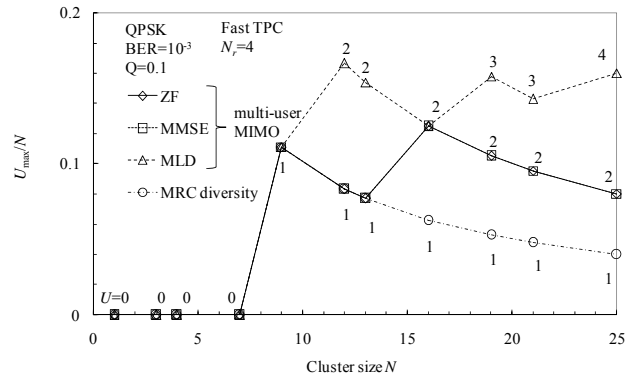
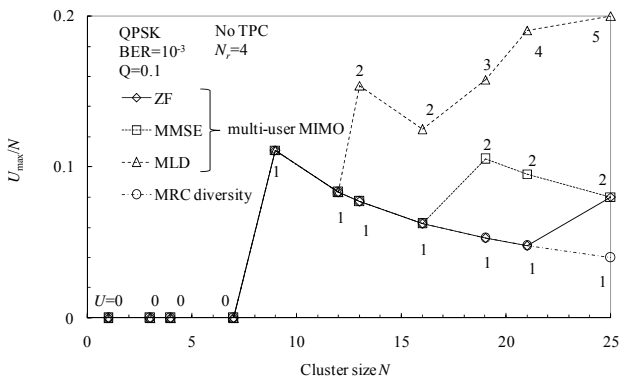


図3 短区間平均 BER の分布

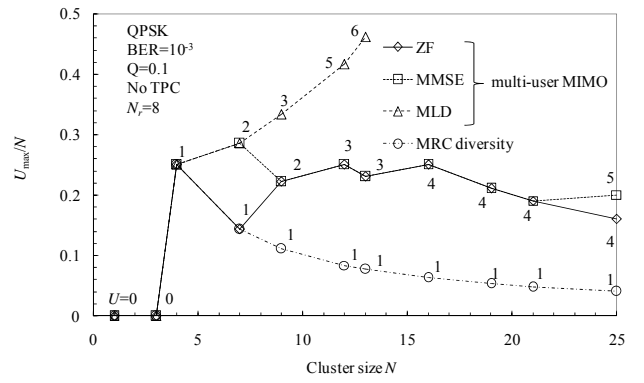


(c) 高速 TPC

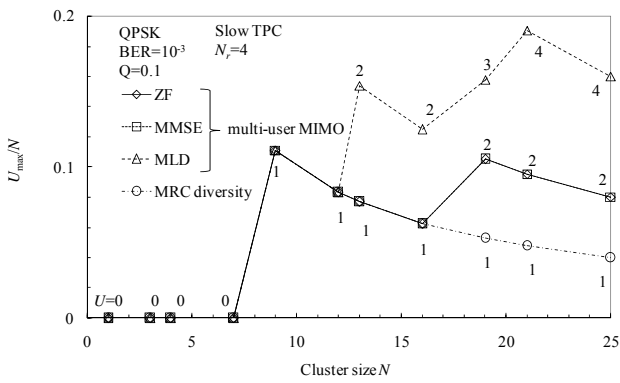
図4 マルチユーザ MIMO 多重のリンク容量  $N_r=4$



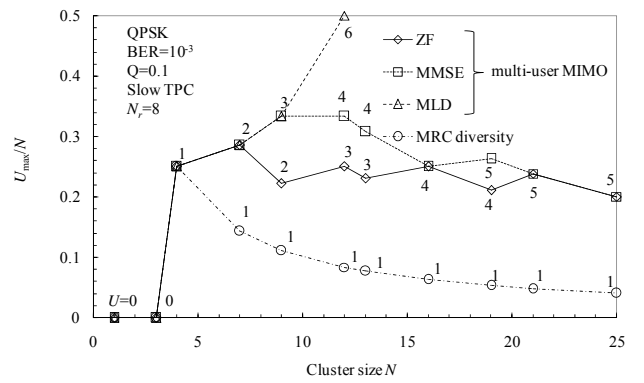
(a) TPC なし



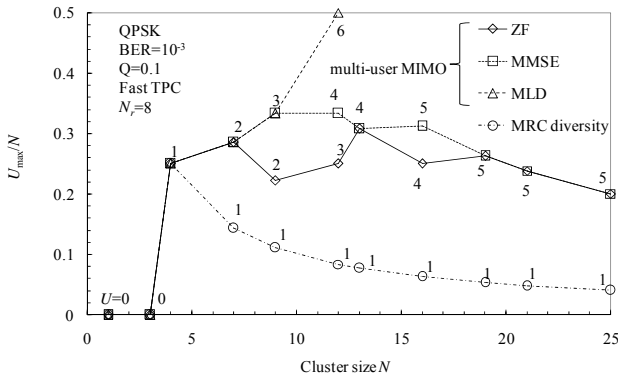
(a) TPC なし



(b) 低速 TPC



(b) 低速 TPC



(c) 高速 TPC

図5 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、セルラ方式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を計算機シミュレーションによって明らかにした。TPC を用いないときは、MLD を用いた場合にのみマルチユーザ MIMO 多重によってリンク容量を MRC 受信合成ダイバーシチ以上にできることを示した。TPC を用いるとリンク容量は向上する。しかし、TPC を用いた場合にも ZF 検出や MMSE 検出のリンク容量は MRC 受信合成ダイバーシチの場合との差がほとんどない。また、高速 TPC を用いた場合には低速 TPC を用いた場合と比較してリンク容量は改善するが、大きな違いは見られない。したがって、シングルキャリアマルチユーザ MIMO のリンク容量を改善するためには、MLD の適用が必要である。しかし、MLD の計算量は膨大であることから、実用上は計算量を削減した MLD を用いる必要がある。

## 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] Y. Xie and C. N. Georghiades, "Some results on the sum-rate capacity of MIMO fading broadcast channels," IEEE Trans. Wireless Commun., Vol.5, No.2, pp.377-383, Feb. 2006.
- [7] G. Caire and S. Shamai, "On the achievable throughput of a multi-antenna Gaussian broadcast channel," IEEE Trans. Info. Theory, Vol.49, No.7, pp.1691-1706, July 2003.
- [8] John G. Proakis, *Digital Communications*, 4<sup>th</sup> edition, McGraw-Hill, 2001.