

セルラシステムにおける繰り返し周波数領域干渉キャンセルを用いる シングルキャリアマルチユーザ MIMO の上りリンク容量

板垣 将志[†] 武田 一樹[†] 安達 文幸[‡]

^{†‡} 東北大学大学院 工学研究科 電気・通信工学専攻 〒982-0836 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05
E-mail: [†] {masashi, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 周波数利用効率に優れた多重技術として最近注目されているのが、マルチユーザ multi-input multi-output(MIMO)である。セルラシステムにおけるマルチユーザ MIMO の上りリンク容量を向上させるには、強い同一周波干渉存在下での高精度な MIMO 信号検出法が不可欠である。筆者らは以前、セルラシステムにおけるシングルキャリア(SC)マルチユーザ MIMO に演算量削減型の最尤ブロック検出(QRM-MLBD)を適用し、周波数領域最小平均二乗誤差検出(MMSED)に比べて上りリンク容量を大幅に改善できることを示した。しかしながら、周波数領域 QRM-MLBD を用いる場合、MMSED に対して演算量が大幅に増加してしまう。本稿では、SC マルチユーザ MIMO の信号検出法として繰り返し周波数領域干渉キャンセル(FDI²C)を用いるときのの上りリンク容量を評価する。繰り返し FDI²C では、周波数領域 QRM-MLBD と同等のリンク容量を大幅に少ない演算量で達成できることを示す。

キーワード マルチユーザ MIMO, 繰り返し周波数領域干渉キャンセル, 上りリンク容量

Uplink Capacity of Single-Carrier Multi-user MIMO Using Iterative Frequency Domain Interference Cancellation in A Cellular System

Masashi ITAGAKI[†] Kazuki TAKEDA[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

^{†‡} 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: [†] {masashi, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Multi-user multi-input multi-output (MIMO) is known as a spectrum efficient multiplexing technique. When multi-user MIMO is applied to cellular systems, MIMO signal detection scheme which can provide good bit error rate (BER) performance in the presence of strong co-channel interference is required. Recently, we applied a maximum likelihood block detection using QR decomposition and M algorithm (QRM-MLBD) to the uplink single-carrier (SC) multi-user MIMO in a cellular system and showed that QRM-MLBD can significantly improve the uplink capacity compared to the frequency-domain minimum mean square error detection (MMSED). However, QRM-MLBD requires quite high computational complexity. In this paper, we introduce the iterative frequency domain interference cancellation (FDI²C) instead of QRM-MLBD and investigate its achievable uplink capacity. It is shown that iterative FDI²C can achieve the same uplink capacity as QRM-MLBD with much reduced complexity.

Keyword Multi-user MIMO, Iterative FDI²C, Uplink capacity

1. まえがき

複数のユーザが同じ周波数帯域を用いて同一の基地局と通信を行うマルチユーザ multi-input multi-output (MIMO) [1, 2]では、基地局側で複数ユーザの信号が重畳した状態で受信されるため、ユーザ間干渉(MUI)を含んだ受信信号から、各ユーザの個別の信号を分離する MIMO 信号検出が必要になる。さらに、1Gbps クラスの超高速伝送を実現する広帯域のシングルキャリア(SC)伝送の場合、厳しい周波数選択性フェーディングチャネルの影響による符号間干渉(ISI)[3]が発生することから、伝送特性が著しく劣化するため、

強力なチャネル等化技術が不可欠となる。したがって、広帯域の SC 伝送を用いたマルチユーザ MIMO の場合、MUI と ISI の双方が生じることになるため、高精度な MIMO 信号検出が要求される。

文献[4]では、基地局での MIMO 信号検出法として比較的簡単な周波数領域 Zero-forcing 検出(ZFD)および周波数領域最小平均二乗誤差検出(MMSED)を用いたときの、セルラシステムにおける広帯域 SC マルチユーザ MIMO の上りリンク容量が評価されている。ZFD や MMSED は演算量が少なく済む一方で、ユーザ数が増加するにつれて信号検出精度が著しく低下するため、

達成可能な上りリンク容量の値も小さい。

SC 等化として 1 タップ周波数領域等化(FDE)が知られている[5, 6]. 1 タップ FDE の代わりに QR 分解と M アルゴリズムを用いる演算量削減型の最尤検出(QRM-MLD)[7]を適用することができる[8]. SC-FDE 伝送はブロック伝送であるので, これを QR 分解と M アルゴリズムを用いる最尤ブロック検出(QRM-MLBD)と呼ぶ. 筆者らはこれまで, QRM-MLBD を上りリンク SC マルチユーザ MIMO に適用し, そのリンク容量改善効果を検討してきた. その結果, QRM-MLBD は MMSED に比べてリンク容量を大きく改善でき[9], 誤り率の理論的下界である整合フィルタ限界(MF bound)を用いたときと同等のリンク容量を達成できることを示した[10]. しかしながら, SC マルチユーザ MIMO における QRM-MLBD では, 基地局の受信アンテナ本数を N_r , ユーザ数を U , ブロックサイズを N_c としたときに, $N_r N_c$ 行 \times $U N_c$ 列というサイズの大きな行列を用いて処理を行うため, 演算量が MMSED に比べて数千倍程度にまで増加してしまうという問題点があった[10].

QRM-MLBD とは異なる MIMO 信号検出法として, 繰り返し周波数領域干渉キャンセラ(繰り返し FDI²C)が提案されている[11]. FDI²C では MUI レプリカおよび ISI レプリカを用いて, 2次元(2D)-MMSE-FDE 出力から干渉キャンセルを行う. 2D-MMSE-FDE と FDI²C を繰り返すことで, 残留 MUI および残留 ISI を同時に十分に抑圧することができる. 繰り返し FDI²C では高速フーリエ変換(FFT)と逆 FFT(IFFT)を利用する直交周波数分解の利点を生かし, N_c 個のサブキャリアごとに N_r 行 \times U 列の行列に対する処理を行う. したがって, 扱う行列のサイズが QRM-MLBD よりも極めて小さいため, より少ない演算量で QRM-MLBD と同等のリンク容量を実現できるものと考えられる. 本稿では, セラシステムにおける上りリンクの広帯域 SC マルチユーザ MIMO に繰り返し FDI²C を用いるときのリンク容量と演算量を明らかにする.

本稿の構成は以下の通りである. 検討するセラシステムのモデルを第 2 章で示す. 第 3 章で上りリンクの広帯域 SC マルチユーザ MIMO の伝送系を示し, 第 4 章で繰り返し FDI²C について述べる. 第 5 章で計算機シミュレーション結果を示す. 第 6 章はまとめである.

2. 上りリンク SC マルチユーザ MIMO のシステムモデル

本稿で検討するセラシステムにおける上りリンク SC マルチユーザ MIMO のモデルを図 1 に示す. U 人のユーザが同一の搬送波周波数を用いて同時に基地

局との通信を行う. 基地局のアンテナ本数は $N_r(\geq U)$, また, 各ユーザは単一の送信アンテナを有するものとする. 注目する基地局が存在するセル(以下, 第 0 セル)に最近接する 6 個のセルからの同一チャネル干渉(CCI)を考慮する.

セラシステムにおいては, 使用可能な全帯域が N 個に分割(N はクラスタサイズと呼ばれる)され, それぞれ異なるセルに割り当てられる[12]. クラスタサイズ N が小さければ, 各セルに割り当てられる帯域幅は広くなるものの, 同一帯域を利用している他のセルからの CCI が強くなる. 一方, クラスタサイズが大きければ, 各セルに割り当てられる帯域幅は狭くなるものの, CCI は弱くなる. したがって, マルチユーザ MIMO の上りリンク容量を最大にする最適クラスタサイズが存在する.

本稿では, 計算機シミュレーションにより, 短区間平均 BER のセル内分布を求める. 短区間平均 BER が所要 BER を上回る確率をアウトエージ確率と定義する. そして, 許容アウトエージ確率 Q を満足する最大のユーザ数 U_{\max} をクラスタサイズ N で正規化した値(U_{\max}/N)を上りリンク容量と定義する.

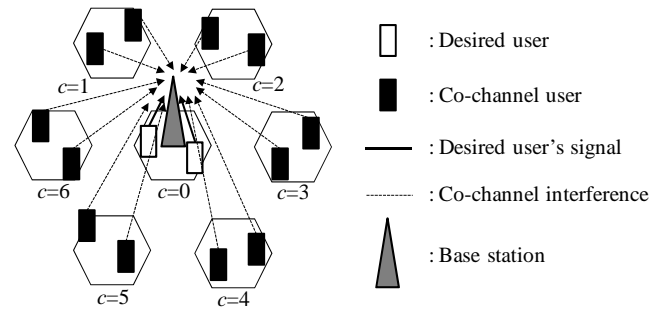


図 1 セラシステムにおける上りリンクマルチユーザ MIMO のモデル

3. 広帯域 SC マルチユーザ MIMO の伝送系

上りリンク SC マルチユーザ MIMO の伝送系を図 2 に示す. 各ユーザは 2 値送信系列を変調した後, 各送信シンボル系列を, 1 ブロックあたり N_c 個のシンボルから成るブロック系列に分割する. N_c シンボルブロックの末尾 N_g シンボルをサイクリックプリフィックス(CP)としてコピーし, 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 $N_g + N_c$ シンボルから成るブロックを各ユーザが送信する. 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, 第 0 セルの U ユーザ間の送信タイミングオフセットと最大遅延時間差の和は GI 長を超えないものとする.

送信信号は L 個の離散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伝搬して受信されるものとする. c セルの第 u ユーザと第 0 セルの

基地局の第 m 受信アンテナ間のチャネルのインパルス応答は次式で与えられる。

$$h_{m,u(c)}(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,u(c)}^{(l)} \cdot \delta(\tau - \tau_{u(c),l}) \quad (1)$$

ただし、

$$h_{m,u(c)}^{(l)} = \sqrt{r_{u(c)}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{u(c)}/10}} \cdot g_{m,u(c)}^{(l)} \quad (2)$$

ここで、 $r_{u(c)}$, $\eta_{u(c)}$, α はそれぞれ、第 c セルの第 u ユーザと第 0 セルの基地局間の距離、シャドウイング損失、およびパスロス指数である。また、 $g_{m,u(c)}^{(l)}$ および $\tau_{u(c),l}$ はそれぞれ、第 c セルの第 u ユーザと第 0 セルの基地局の第 m 受信アンテナ間の第 l パスの複素パス利得および遅延時間であり、 $E\left[\sum_{l=0}^{L-1} |g_{m,u(c)}^{(l)}|^2\right] = 1$ であるものとしている。

基地局においては、第 0 セルの U ユーザからの送信信号および CCI が受信される。GI 除去後の第 m 受信アンテナの $N_c \times 1$ 受信信号ベクトル $\mathbf{y}_m = [y_m(0) \ \cdots \ y_m(N_c - 1)]^T$ は次式のように表せる [13]。

$$\mathbf{y}_m = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{u=0}^{U-1} \mathbf{h}_{m,u(0)} \mathbf{s}_{u(0)} + \mathbf{i}_m + \mathbf{n}_m \quad (3)$$

ここで、 E_s および T_s はそれぞれ送信シンボルエネルギー、シンボル長である。 $\mathbf{s}_{u(0)}$ は第 0 セルの第 u ユーザの $N_c \times 1$ 送信信号ベクトルであり、また、 \mathbf{i}_m および \mathbf{n}_m はそれぞれ第 m 受信アンテナにおける $N_c \times 1$ CCI ベクトル、 $N_c \times 1$ 雑音ベクトルである。 $\mathbf{h}_{m,u(0)}$ は $N_c \times N_c$ チャネルインパルス応答行列であり、次式で表される。

$$\mathbf{h}_{m,u(0)} = \begin{bmatrix} h_{m,u(0)}^{(0)} & & h_{m,u(0)}^{(L-1)} & & \\ \vdots & \ddots & & \ddots & \\ h_{m,u(0)}^{(L-1)} & h_{m,u(0)}^{(0)} & \mathbf{0} & & h_{m,u(0)}^{(L-1)} \\ & \ddots & h_{m,u(0)}^{(0)} & & \\ & & h_{m,u(0)}^{(L-1)} & \ddots & \\ \mathbf{0} & & & \ddots & h_{m,u(0)}^{(0)} \end{bmatrix} \quad (4)$$

受信機では、受信信号ブロック \mathbf{y}_m に N_c ポイント FFT を施し、周波数領域信号へと変換する。 $N_c \times 1$ 周波数領域受信信号ベクトル $\mathbf{Y}_m = [Y_m(0) \ \cdots \ Y_m(N_c - 1)]^T$ は次式で表される [13, 14]。

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_m &= \mathbf{F} \mathbf{y}_m \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{u=0}^{U-1} \mathbf{F} \mathbf{h}_{m,u(0)} \mathbf{F}^H \mathbf{S}_{u(0)} + \mathbf{F} \mathbf{i}_m + \mathbf{F} \mathbf{n}_m \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{u=0}^{U-1} \mathbf{H}_{m,u(0)} \mathbf{S}_{u(0)} + \mathbf{I}_m + \mathbf{N}_m \end{aligned} \quad (5)$$

ここで、 \mathbf{F} は $N_c \times N_c$ の離散フーリエ変換(DFT)行列、また、 $\mathbf{H}_{m,u(0)}$ は $N_c \times N_c$ の対角行列であり、次式で表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{m,u(0)} &= \mathbf{F} \mathbf{h}_{m,u(0)} \mathbf{F}^H \\ &= \text{diag}[H_{m,u(0)}(0), \dots, H_{m,u(0)}(N_c - 1)] \end{aligned} \quad (6)$$

ただし、

$$H_{m,u(0)}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,u(0)}^{(l)} \exp(-j2\pi k \tau_l / N_c) \quad (7)$$

ここで、 $(\cdot)^H$ はエルミート転置操作を表す。式(5)において、 $\mathbf{S}_{u(0)}$, \mathbf{I}_m , および \mathbf{N}_m はそれぞれ、周波数領域送信信号ベクトル、周波数領域 CCI ベクトル、周波数領域雑音ベクトルを表す。 N_r 本の受信信号ベクトルの全要素は次式のように表現することができる。

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= [\mathbf{Y}_0 \ \cdots \ \mathbf{Y}_{N_r-1}]^T \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{0,0(0)} & \cdots & \mathbf{H}_{0,U-1(0)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_{N_r-1,0(0)} & \cdots & \mathbf{H}_{N_r-1,U-1(0)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{0(0)} \\ \vdots \\ \mathbf{S}_{U-1(0)} \end{bmatrix} \\ &\quad + \begin{bmatrix} \mathbf{I}_0 \\ \vdots \\ \mathbf{I}_{N_r-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{N}_0 \\ \vdots \\ \mathbf{N}_{N_r-1} \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H} \mathbf{S} + \mathbf{I} + \mathbf{N} \end{aligned} \quad (8)$$

\mathbf{Y} は $N_r N_c \times 1$ の拡張周波数領域受信信号ベクトルである。また、 \mathbf{H} , \mathbf{S} , \mathbf{I} , \mathbf{N} はそれぞれ $N_r N_c \times U N_c$ 拡張チャネル利得行列、 $U N_c \times 1$ 拡張周波数領域送信信号ベクトル、 $N_r N_c \times 1$ 拡張周波数領域 CCI ベクトル、 $N_r N_c \times 1$ 拡張周波数領域雑音ベクトルである。

式(8)において、 $\mathbf{H}_{m,u(0)}$ は周波数成分ごとの対角行列であることから、 \mathbf{Y} の $N_r N_c$ 個の要素のうち第 k 周波数成分の N_r 個の要素は次式のように表現することができる。

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}(k) &= [Y_0(k) \ \cdots \ Y_{N_r}(k)]^T \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H}(k) \mathbf{S}(k) + \mathbf{I}(k) + \mathbf{N}(k) \end{aligned} \quad (9)$$

ここで、 $\mathbf{H}(k)$, $\mathbf{S}(k)$, $\mathbf{I}(k)$, および $\mathbf{N}(k)$ はそれぞれ \mathbf{H} , \mathbf{S} , \mathbf{I} , および \mathbf{N} の第 k 周波数成分を要素とする $N_r \times U$ チャネル利得行列、 $U \times 1$ 送信信号ベクトル、 $N_r \times 1$ CCI ベクトル、 $N_r \times 1$ 雑音ベクトルである。

本稿では、受信信号ベクトル $\mathbf{Y}(k)$ に繰り返し FDI²C

を適用する．繰り返し FDI²C の詳細は次章で述べる．

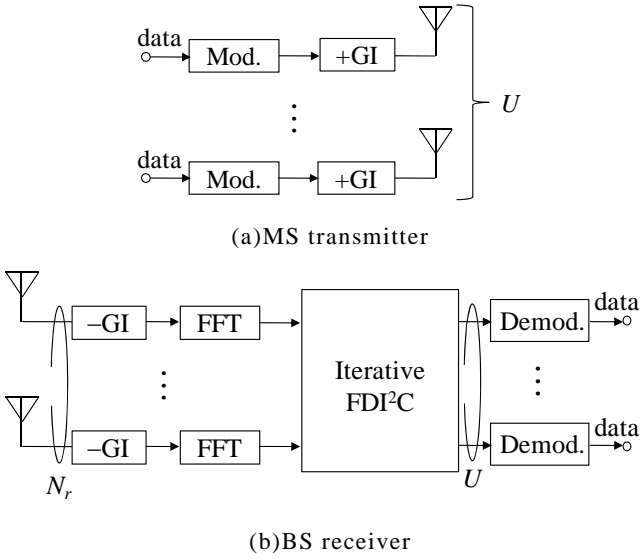


図 2 SC マルチユーザ MIMO の伝送系

4. 繰り返し FDI²C

繰り返し FDI²C では、2D-MMSE-FDE、干渉キャンセル、およびレプリカ生成を N_i 回繰り返す．ここでは、第 i 回目の繰り返し処理について説明する．なお、 $(\cdot)^{(i)}$ は第 i 回目の繰り返しを意味する．

(a) 2D-MMSE-FDE

まず、2D-MMSE-FDE により第 u ユーザの信号を次式のように検出する．

$$\tilde{Y}_u^{(i)}(k) = \mathbf{w}_u^{(i)}(k) \mathbf{Y}(k) \quad (10)$$

ただし、

$$\mathbf{w}_u^{(i)}(k) = \mathbf{H}_u^H(k) \left[\mathbf{H}(k) \mathbf{G}^{(i)} \mathbf{H}^H(k) + \frac{\sigma_i^2 + \sigma_n^2}{P} \mathbf{I}_{N_r} \right]^{-1} \quad (11)$$

ここで、 $\mathbf{H}_u^H(k)$ は行列 $\mathbf{H}(k)$ の第 u 列ベクトル、 $P = E_s/T_s$ は送信電力、 σ_i^2 は平均 CCI 電力、 σ_n^2 は雑音電力、 \mathbf{I}_{N_r} は $N_r \times N_r$ の単位行列である．また、 $\mathbf{G}^{(i)} = \text{diag}[g_0^{(i)}, \dots, g_{U-1}^{(i)}]$ は $U \times U$ 干渉係数行列であり、その第 u 対角要素は次式で与えられる．

$$g_u^{(i)} = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} \left\{ E[|s_u(n)|^2] - |\hat{s}_u^{(i-1)}(n)|^2 \right\} \quad (12)$$

$\hat{s}_u^{(i-1)}(n)$ は第 $i-1$ 回目の繰り返しにおける第 u ユーザの信号の軟判定値、また、 $E[|s_u(n)|^2]$ はデータシンボルの絶対値の 2 乗の期待値であり、QPSK 変調では 1 となる．

なお、初回の繰り返し(0 回目)では、 $\mathbf{G}^{(0)} = \mathbf{I}_U$ とする．このときの重みは MMSD ベクトル[3]に一致する．

(b) 干渉キャンセル

前回($i-1$ 回目)の処理で得られた軟判定シンボルレプリカを用いて、2D-MMSE-FDE 出力から干渉成分を減算する．

$$\hat{Y}_u^{(i)}(k) = \tilde{Y}_u^{(i)}(k) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{u'=0}^{U-1} H_{u,u'}^{(i)}(k) \hat{S}_{u'}^{(i-1)}(k) \quad (13)$$

ここで、 $\hat{S}_{u'}^{(i-1)}(k)$ は $i-1$ 回目の処理で得られた第 u' ユーザの送信信号レプリカの周波数領域信号である．また、 $H_{u,u'}^{(i)}(k)$ は残留干渉の等価チャネル利得であり、次式で与えられる．

$$H_{u,u'}^{(i)}(k) = \begin{cases} \mathbf{w}_u^{(i)}(k) \mathbf{H}_{u'}(k) & (u' \neq u) \\ \mathbf{w}_u^{(i)}(k) \mathbf{H}_u(k) - \tilde{H}_u^{(i)} & (u' = u) \end{cases} \quad (14)$$

なお、 $\tilde{H}_u^{(i)}$ は以下のように表される．

$$\tilde{H}_u^{(i)} = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \mathbf{w}_u^{(i)}(k) \mathbf{H}_u(k) \quad (15)$$

(c) レプリカ生成

N_c ポイント IFFT を適用することで、干渉キャンセル後の信号 $\hat{Y}_u^{(i)}(k)$ を時間領域信号 $\tilde{s}_u^{(i)}(t)$ に変換する． $\tilde{s}_u^{(i)}(t)$ を用いて、第 u ユーザの第 n シンボルの第 β ビットの対数尤度比(LLR) $\lambda_u^{(i)}(n, \beta)$ を計算する．得られた LLR から、データシンボルレプリカ $\hat{s}_u^{(i)}(n)$ を生成する．QPSK 変調の場合、 $\hat{s}_u^{(i)}(n)$ は次式で与えられる．

$$\hat{s}_u^{(i)}(n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{\lambda_u^{(i)}(n, 0)}{2}\right) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{\lambda_u^{(i)}(n, 1)}{2}\right) \quad (16)$$

$\hat{s}_u^{(i)}(n)$ に N_c ポイント FFT を適用することで、式(13)の $\hat{S}_u^{(i)}(k)$ が得られる．

5. 計算機シミュレーション

5.1 シミュレーション方法

シミュレーション条件を表 1 に示す．伝搬路は、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成るブロックレイリーフェージングを仮定する．また、各ユーザの送信電力 P は、ユーザがセル端にいる場合の基地局における平均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)が 10dB となるように定める．FDI²C の繰り返し回数 N_i は十分な特性改善が達成できる 4 回としている[11, 15]．

シミュレーションでは、まず、クラスタサイズ N に応じた各セルに、 U ユーザの位置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伝搬損失およびシャドウイング損失を発生させる．そして、 L パスのブロックレイリーフェージングを発生させて、第 0 セルの U ユーザの短区間平均 BER(フェージングで平

均化した BER)を測定する. ユーザの位置を変化させて短区間平均 BER を測定することを十分な回数繰り返すことで, 短区間平均 BER の相補累積分布関数(CCDF)を求める.

BER が所要値を超える場合をアウトエージと定義し, アウトエージとなる確率が許容アウトエージ確率 Q を超えない最大のユーザ数 U_{\max} をクラスタサイズ N で正規化した値 U_{\max}/N をリンク容量と定義する. 本稿では, 所要 BER を 10^{-3} , 許容アウトエージ確率 Q を 0.1 とする. 比較として, MMSED, MF Bound, および QRM-MLBD(M アルゴリズムの各ステージにおける生き残りシンボル候補数 M を 1 および 64 としたとき)の特性[8]も併せて示す. なお, MMSED は FDI²C の繰り返し処理を 1 度も行わない場合に相当する.

表 1 シミュレーション諸元

Transmitter	Data modulation	QPSK
	Number of users per cell	$U=1\sim 4, 8$
	Block size	$N_c=64$
	GI length	$N_g=16$
Channel	Fading type	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform
	Path-loss exponent	$\alpha=3.5$
	Standard deviation of shadowing loss	$\sigma=7.0$ dB
	Average received E_b/N_0 from cell edge	10 dB
Receiver	Number of receive antennas	$N_r=4, 8$
	Number of iterations of FDI ² C	$N_i=4$
	Channel estimation	Ideal
Required quality	Required BER	10^{-3}
	Allowable outage probability	$Q=0.1$

5.2 上りリンク容量

$N_r=4, N=25$ とした時の BER アウトエージ確率をユーザ数 U の関数として図 3 に示す. 繰り返し FDI²C では, $M=64$ の QRM-MLBD と同様に, ユーザ数に関わらず, 常に MF bound とほぼ等しいアウトエージ確率を達成できていることが分かる. 繰り返し処理によって, 残留 MUI および残留 ISI が十分に抑圧されているためである.

クラスタサイズ N の関数としてプロットした上りリンク容量 U_{\max}/N を図 4 に示す. また, クラスタサイズ毎に U_{\max} の値も併せて示してある. なお, QRM-MLBD の $M=64$ のときの特性は MF bound の特性に一致するため割愛している. 繰り返し FDI²C により, MF bound と同等の上りリンク容量を達成できていること, すな

わち, $M=64$ の QRM-MLBD と同等のリンク容量改善効果が得られていることが分かる. 繰り返し FDI²C ではユーザ数が増加しても残留 MUI を十分に抑圧することができるため, 常に MF bound と同等の特性が得られる.

次に, QRM-MLBD と繰り返し FDI²C について, 最大リンク容量とその時に要する演算量が, MMSED を基準として何倍に増加したかについて述べる. 本稿では, 演算量は複素乗算の回数により評価する. $N_r=4$ の場合, $M=1(64)$ とすると, QRM-MLBD は約 1.7 (2.3) 倍高い最大リンク容量を示し, このとき演算量は約 5.2×10^3 (6.9×10^3) 倍に増加する. 同様に, $N_r=8$ の場合, $M=1(64)$ とすると, 約 1.6 (1.8) 倍高い最大リンク容量を示し, このとき演算量は約 9.3×10^3 (1.4×10^4) 倍に増加する. 一方, 繰り返し FDI²C は, 最大リンク容量の増加量は $M=64$ の QRM-MLBD と同等であり, このとき要する演算量は, $N_r=4$ のとき, MMSED の約 48 倍, $N_r=8$ のとき, MMSED の約 47 倍となる. 繰り返し FDI²C は $M=64$ としたときの QRM-MLBD と同等のリンク容量を達成しつつ, 大幅に演算量の増加を抑圧できることが分かる.

QRM-MLBD では, 式(8)で与えられる $N_r N_c \times 1$ ベクトル \mathbf{Y} に対して処理を 1 回行う. このときの演算量は, $N_r N_c \times U N_c$ チャネル行列 \mathbf{H} の QR 分解が支配的で, $N_r U^2 N_c^3$ のオーダーとなる. 一方, 繰り返し FDI²C では, 式(9)で与えられる $N_r \times 1$ ベクトル $\mathbf{Y}(k)$ に対する処理を N_c 回行う. このときの演算量は, 式(11)に示される $N_r \times N_r$ の逆行列演算が支配的で, $N_c N_r^3$ のオーダーとなる. 通常, N_c は N_r および U よりも大きな値をとることから, 繰り返し FDI²C が扱う行列は QRM-MLBD よりも極めて小さいため, QRM-MLBD よりも大幅に少ない演算量でそれと同じリンク容量を達成できる.

6. まとめ

本稿では, セルラシステムにおける上りリンクの広帯域 SC マルチユーザ MIMO の信号検出として繰り返し FDI²C を用いたときの上りリンク容量と演算量の増加量を明らかにした. 繰り返し FDI²C は QRM-MLBD と同等のリンク容量を得ることができる. QRM-MLBD はサイズの大きい行列を扱うために, MMSED の数千倍の演算量を必要とするのに対して, 繰り返し FDI²C はサイズの小さい行列を用いるので, MMSED の約 47~48 倍の演算量で済むことを示した.

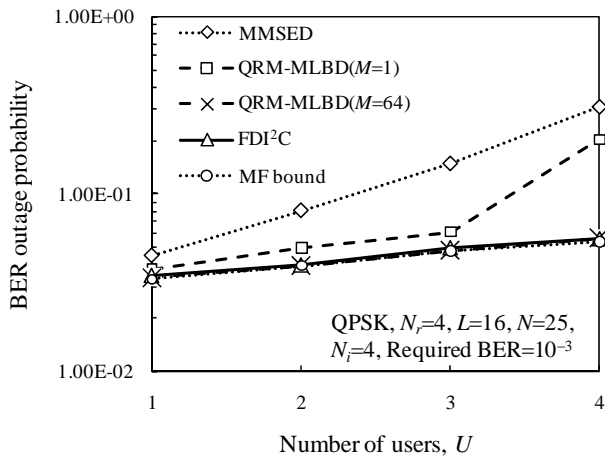
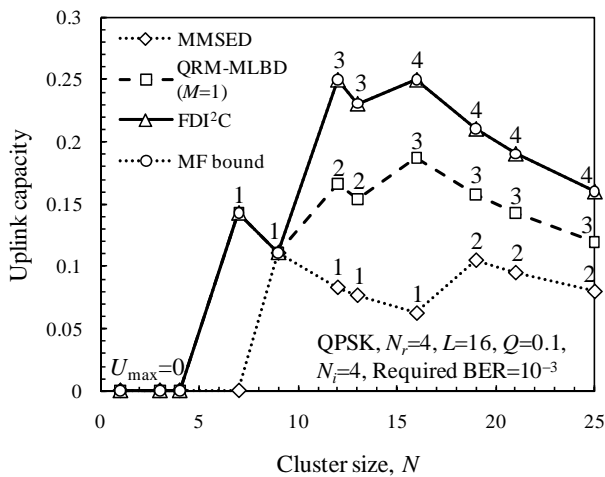
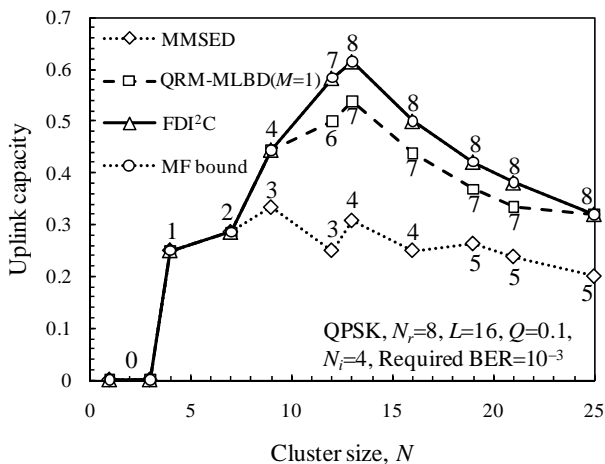


図 3 BER アウテージ確率



(a) $N_r=4$



(b) $N_r=8$

図 4 上りリンク容量

文 献

[1] 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.

[2] S. Sfar, R. D. Murch, and K. B. Letaief, "Layered space-time multiuser detection over wireless uplink systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.2, no.4, pp.653-668, July 2003.

[3] J. G. Proakis, *Digital communications*, 4th ed., McGraw-Hill, 2001.

[4] T. Chiba, K. Takeda, and F. Adachi, "Uplink capacity of a single-carrier multi-user MIMO multiplexing in a frequency-selective channel," *The 11th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*, Lapland, Finland, Sep. 8-11, 2008.

[5] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar B. Edison, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, No. 4, pp.58-66. Apr. 2002.

[6] K. Takeda, T. Itagaki, and F. Adachi, "Joint use of frequency-domain equalization and transmit/receive antenna diversity for single-carrier transmissions," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E87-B, No.7, pp.1946-1953, Jul. 2004.

[7] L. J. Kim, and J. Yue, "Joint channel estimation and data detection algorithms for MIMO-OFDM systems," in *Proc. Thirty-Sixth Asilomar Conference on Signals, System and Computers*, pp.1857-1861, Nov. 2002.

[8] T. Yamamoto, K. Takeda, and F. Adachi, "Single-carrier transmission using QRM-MLD with antenna diversity," *The 12th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC2009)*, Sendai, Japan, 7-10 Sep. 2009.

[9] 板垣将志, 武田一樹, 安達文幸, "QRM-MLD を用いる広帯域シングルキャリア・マルチユーザ MIMO の上りリンク容量," *信学会総合大会*, B-5-46, p.478, 2010年3月.

[10] M. Itagaki, K. Takeda, and F. Adachi, "Frequency-domain QRM-MLD block signal detection for multi-user single-carrier MIMO uplink," *2010 International Conference on Network Infrastructure and Digital Content (IC-NIDC2010)*, Beijing, China, Sep. 24-26, 2010.

[11] 中島昭範, 安達文幸, "コード間干渉と他アンテナ干渉を同時に低減する繰り返し周波数領域干渉キャンセル," *信学技法*, RCS2006-250, pp.61-64, 2007年3月.

[12] W. C. Jakes, Jr., ed., *Microwave mobile communications*, John Wiley & Sons, New York, 1974.

[13] T. Yamamoto, K. Takeda, and F. Adachi, "A study of frequency-domain signal detection for single-carrier transmission," *IEEE 70th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall)*, 20-23 Sep. 2009.

[14] G. H. Golub, and C. F. van Loan, *Matrix Computations*, 3rd ed. Baltimore, MD, Johns Hopkins Univ. Press, 1996.

[15] 藤森崇文, 武田一樹, 安達文幸, "循環遅延パイロットチャネル推定と繰り返し周波数領域干渉キャンセルを用いるマルチコード DS-CDMA と MC-CDMA MIMO 多重のスループット特性," *信学技法*, RCS2008-151, pp.1-6, 2008年12月.