

分散アンテナ OFDM-MU-MIMO 下りリンクにおける CSI 誤差の影響

関 裕太[†] 熊谷 慎也[‡] 安達 文幸[‡]

[†] 東北大学 電気通信研究機構 〒980-8577 宮城県仙台市青葉区片平 2 丁目 1-1

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

E-mail: {seki, kumagai}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 多数の分散アンテナをマクロセル内に配置した小セルネットワークでは、移動端末(UE)近傍に存在する複数の分散アンテナを用いてマルチユーザマルチアンテナ送受信(MU-MIMO)伝送を行うことで、高い合計スループットを達成可能である。筆者らが最近提案した最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく送受信協調 MMSE フィルタリングでは、ベースバンド装置(BBU)と UE でそれぞれチャネル状態情報(CSI)が必要である。これまでの検討は BBU および UE において理想的に CSI が得られるものと仮定していた。そこで本報告では、CSI 誤差を熱雑音に起因する推定誤差とフェージング変動に起因する時変動誤差によりモデル化し、分散アンテナ直交周波数分割多重(OFDM)-MU-MIMO を用いる小セルネットワーク下りリンクを対象に、CSI 誤差の影響について明らかにする。

キーワード 下りリンク, OFDM, MU-MIMO, 分散アンテナ, 送受信協信号処理

Impact of CSI error on Distributed Antenna OFDM-MU-MIMO Downlink

Yuta SEKI[†] Shinya KUMAGAI[‡] and Fumiyuki ADACHI[‡]

[†] Research Organization of Electrical Communication, Tohoku University

[‡] Department of Communications Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, Miyagi, 980-8579, Japan

E-mail: {seki, kumagai}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract In small-cell network where a number of distributed antennas are deployed within each macro-cell, multi-user multiple-input multiple-output (MU-MIMO) transmission using multiple distributed antennas close to user equipments (UEs) achieves a high sum throughput. The minimum mean square error based joint transmit and receive linear filtering (joint Tx/Rx filtering) which we proposed recently requires the channel state information (CSI) at both sides of baseband unit (BBU) and UE. Our previous study assumed the ideal CSI estimation. In this paper, we model the CSI error as a sum of estimation errors due to the thermal noise and due to the time-varying fading channel. We discuss about the impact of CSI error on small-cell network downlink using distributed antenna orthogonal-frequency division multiplexing (OFDM)-MU-MIMO.

Keyword Downlink, OFDM, MU-MIMO, distributed antenna, joint Tx/Rx cooperative signal processing

1. まえがき

第 5 世代移動通信システム(5G)では、第 4 世代移動通信システム(4G)からの更なる性能向上に加えて、通信システム容量向上、通信速度向上、低遅延化、接続デバイスの増加、低消費電力化等が求められている[1].

多数の分散アンテナをマクロセル内に配置し、それらをベースバンド装置(BBU)によって集中制御する分散アンテナを用いた小セルネットワークは、単位面積あたりの容量を大幅に向上できる [3,4]. また、ユーザ端末(UE)近傍の複数の分散アンテナを用いるマルチユーザマルチアンテナ送受信(MU-MIMO)伝送[5]を適用すれば、高い合計スループットを達成できる[6,7]. 筆者らは最近、BD-SVD および MMSE-SVD と呼ぶ MU-MIMO 送受信協調フィルタリングを提案し[8], BBU のみで干渉を抑圧する従来の送信 MMSE フィルタリングよりも高い合計スループットを達成できることを示した [9]. しかしながら、これまでの検討では、

BBU および UE において理想的にチャネル状態情報(CSI)が得られるものと仮定し、CSI 誤差の影響については議論していなかった。

送受信協調フィルタリングでは、送信フィルタ行列生成のために下りリンクチャネル状態情報(CSI)を BBU で必要とし、受信フィルタ行列生成のために送信フィルタ行列乗積後の等価チャネルを UE で必要とする。一般に CSI 推定には熱雑音等に起因する推定誤差が生じる。また、送信側で CSI を得るためには、時分割複信(TDD)を用いた CSI 推定やフィードバック回線を必要とする。従って、送信フィルタ行列の生成に用いたチャネルと実際の伝搬時のチャネルとの間には、CSI 推定を行ってから送信フィルタを適用して実際に送信するまでの処理遅延に伴う時間差やフィードバックに伴う時間差があるため、時変動誤差が生じる。CSI 誤差がある場合、送信フィルタと受信フィルタとの間の不整合および送受信フィルタと実際の伝搬チャネル

との間の不整合が生じ、各 UE 内のアンテナ間で生じる干渉(IAI), 同時通信する UE 間で生じる干渉(IUI)の増大に繋がる.

本報告では、分散アンテナ OFDM-MU-MIMO を用いる小セルネットワーク下りリンクを対象に、送受信協調フィルタリングにおける CSI 誤差の影響を明らかにする.

本報告の構成は以下のとおりである. 第 2 章では本報告で仮定するネットワークモデル, チャネルモデルおよび CSI 誤差モデルを示す. 第 3 章では、分散アンテナ OFDM-MU-MIMO を用いる小セルネットワーク下りリンクにおける送受信協調フィルタリングについて述べる. 第 4 章では数値計算結果を示し、第 5 章でまとめる.

表記法: $E[\cdot]$, $[\cdot]^T$ および $[\cdot]^H$ はそれぞれアンサンプル平均, 行列の転置およびエルミート転置を表す. $\delta(x)$ および $(x)^+$ はそれぞれデルタ関数および $\max(0, x)$ を表す. \mathbf{I}_N は $N \times N$ の単位行列である.

2. システムモデル

本章では、本報告で仮定するネットワークモデル, チャネルモデルおよび CSI 誤差モデルについて述べる.

2.1. ネットワークモデル

本報告では、半径 R のセル内に N_{total} 本の分散アンテナを等間隔に配置する小セルネットワークを仮定し、周辺マクロセルからのセル間干渉(ICI)が存在しないシングルセルモデルを考える. 図 1 に、 $N_{\text{total}}=7$ のときのネットワークモデルを一例として示す. セル半径 R のマクロセル内には $N_{\text{total}}=7$ 本の分散アンテナが配置されており、各分散アンテナが半径 $R'=R/\sqrt{7}$ の小セルをカバーしている. N_r 本のアンテナを有する UE がマクロセル内に U 台ランダムに発生する.

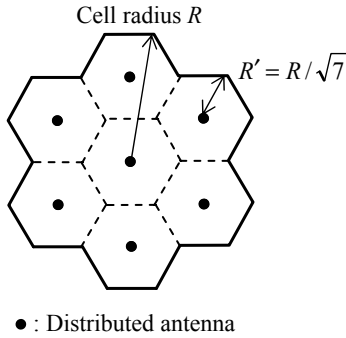


図 1 ネットワークモデル($N_{\text{total}}=7$ の例)

2.2. チャネルモデル

図 2 に本報告で仮定する MU-MIMO チャネルモデルを示す. 広帯域無線チャネルは、伝搬損失, シェドウイング損失およびマルチパスフェージングによって特徴づけられる. 遅延時間の異なる L 個の離散パスからなるマルチパスフェージングを仮定するとき、UE# u のアンテナ# n_r と分散アンテナ# n_t 間のチャネルのイン

パルス応答およびチャネル伝達関数はそれぞれ次式で表される.

$$h_{u,n_r,n_t}(\tau) = \sqrt{d_{u,n_t}^{-\alpha} 10^{-\frac{\eta_{u,n_t}}{10}}} \left\{ \sqrt{\frac{K}{K+1}} \exp(j\theta_{u,n_r,n_t}) \delta(\tau - \tau_{u,n_r,n_t}(l)) \right. \\ \left. + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \sum_{l=1}^L \zeta_{u,n_r,n_t}(l) \delta(\tau - \tau_{u,n_r,n_t}(l)) \right\} \quad (1)$$

$$H_{u,n_r,n_t}(k) = \sqrt{d_{u,n_t}^{-\alpha} 10^{-\frac{\eta_{u,n_t}}{10}}} \left\{ \sqrt{\frac{K}{K+1}} \exp(j\theta_{u,n_r,n_t}) \exp\left(-j \frac{2\pi k \tau_{u,n_r,n_t}(l)}{N_c}\right) \right. \\ \left. + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \sum_{l=1}^L \zeta_{u,n_r,n_t}(l) \exp\left(-j \frac{2\pi k \tau_{u,n_r,n_t}(l)}{N_c}\right) \right\} \quad (2)$$

本報告では、UE# u と分散アンテナ# n_t 間の距離 $d_{u,n_t} \leq R'$ のとき仲上ライスフェージング環境(すなわち直接波と散乱波の電力比 $K > 0$), $d_{u,n_t} > R'$ のときレイリーフェージング環境($K=0$)になると仮定する. α は伝搬損失指数, η_{u,n_t} は零平均で標準偏差 σ_s の正規分布に従うシェドウイング損失(dB)を表す. θ_{u,n_r,n_t} は直接波の位相であり、一様分布に従うと仮定する. $\zeta_{u,n_r,n_t}(l)$ および τ_{u,n_r,n_t} はそれぞれパス# l の複素パス利得および遅延時間であり、本報告ではサンプリング間隔 T_s の整数倍の遅延時間(すなわち $\tau_{u,n_r,n_t} = l-1$ for all u, n_r, n_t)を有する離散パスを仮定し、 $E[\sum_{l=1}^L |\zeta_{u,n_r,n_t}(l)|^2] = 1$ for all u, n_r, n_t である. N_c はブロックサイズを表す. $H_{u,n_r,n_t}(k)$ が BBU-UE 間の MU-MIMO チャネル行列 $\mathbf{H}(k) = [\mathbf{H}_1^T(k) \cdots \mathbf{H}_U^T(k)]^T \in \mathbb{C}^{U N_r \times N_t}$ の第 $((u-1)N_r + n_r, n_t)$ 要素となる.

UE# u における分散アンテナ# n_t からの信号の短区間平均受信電力 P_{r,u,n_t} は次式で表される.

$$P_{r,u,n_t} = P_{t,n_t} d_{u,n_t}^{-\alpha} 10^{-\frac{\eta_{u,n_t}}{10}} \quad (3)$$

ここで、 P_{t,n_t} は分散アンテナ# n_t の送信電力であり、 $P_{t,n_t} = P_t$ for all n_t とする. セル半径 R で正規化した距離 $\hat{d}_{u,n_t} = d_{u,n_t}/R$, 正規化送信電力 $\hat{P}_t = P_t \cdot R^{-\alpha}$ を用いると、式(3)は次式で書き直される.

$$P_{r,u,n_t} = \hat{P}_t (\hat{d}_{u,n_t})^{-\alpha} 10^{-\frac{\eta_{u,n_t}}{10}} \quad (4)$$

さらに正規化送信シンボルエネルギー $E_s = \hat{P}_t \cdot T_s$, 雑音の分散 $2\sigma^2 = 2N_0/T_s$, $\gamma' = E_s/N_0$ を用いると(N_0 は加法性白色雑音(AWGN)の片側電力スペクトル密度), 短区間平均受信信号対雑音電力比(SNR) γ_{u,n_t} は次式で表される.

$$\gamma_{u,n_t} = \frac{2P_{r,u,n_t}}{2\sigma^2} = \gamma' \hat{d}_{u,n_t}^{-\alpha} 10^{-\frac{\eta_{u,n_t}}{10}} \quad (5)$$

本報告では、 N_{total} の分散アンテナから短区間平均受信 SNR γ_{u,n_t} の大きい順に $N_t = U N_r$ の分散アンテナを選択するものとする.

2.3. CSI 誤差モデル

本報告では、CSI 誤差として、推定誤差および時変動誤差を考慮する。図 2 を用いて CSI 誤差について述べる。

BBU で送信フィルタ演算に用いるチャネル $\hat{\mathbf{H}}(k) \in \mathbb{C}^{UN_r \times N_t}$ と実際の伝搬チャネル $\mathbf{H}(k)$ との間に時間差 T が存在するものと仮定し、 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ を次式で定義する。

$$\hat{\mathbf{H}}(k) = \mathbf{H}_T(k) + \boldsymbol{\varepsilon}(k) \quad (6)$$

ここで $\mathbf{H}_T(k)$ の第 $((u-1)N_r + n_r, n_t)$ 要素 $H_{T,n_r,n_t}(k)$ は次式で表される。

$$H_{T,n_r,n_t}(k) = \sqrt{d_{u,n_t}^{-\alpha} 10^{-\frac{\eta_{u,n_t}}{10}}} \left\{ \begin{aligned} & \sqrt{\frac{K}{K+1}} \exp(j\theta_{u,n_r,n_t} - \theta'_{T,u,n_t}) \exp\left(-j \frac{2\pi k \tau_{u,n_r,n_t}(l)}{N_c}\right) \\ & + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \sum_{l=1}^L \xi'_{u,n_r,n_t}(l) \exp\left(-j \frac{2\pi k \tau_{u,n_r,n_t}(l)}{N_c}\right) \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

θ'_{T,u,n_t} は時間 T の間に進む直接波の位相を表し、本報告では各 UE の移動方向はランダムとし移動速度は一定と仮定する。 $\xi'_{u,n_r,n_t}(l)$ は複素パス利得であり、 $\xi_{u,n_r,n_t}(l)$ と $\xi'_{u,n_r,n_t}(l)$ との相関関係は第 0 次ベッセル関数 $J_0(x)$ を用いて次式で表される[2]。

$$\rho(f_d T) = \text{E}[\xi_{u,n_r,n_t}(l) (\xi'_{u,n_r,n_t}(l))^*] = J_0(2\pi f_d T) \quad (8)$$

$\boldsymbol{\varepsilon}(k) \in \mathbb{C}^{UN_r \times N_t}$ は推定誤差行列を表し、 $\boldsymbol{\varepsilon}(k)$ の各要素は零平均で、それらの分散が式(5)で表される短区間平均受信 SNR γ_{u,n_t} を用いて $\varepsilon \gamma_{u,n_t}^{-1}$ で表される複素ガウス変数であると仮定している。 ε を推定誤差係数として評価パラメータとする。

UE 側では、送信フィルタ行列 $\mathbf{F}(k) = [\mathbf{F}_1(k) \cdots \mathbf{F}_U(k)] \in \mathbb{C}^{N_t \times UN_t}$ を乗算後の各 UE における等価チャネル行列 $\mathbf{H}_u(k) \mathbf{F}(k)$ を推定する。UE# u における CSI 推定値 $\hat{\mathbf{H}}_u(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ を次式で定義する。

$$\hat{\mathbf{H}}_u(k) = \mathbf{H}_u(k) \mathbf{F}(k) + \boldsymbol{\varepsilon}_u(k) \quad (9)$$

$\boldsymbol{\varepsilon}_u(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ は UE# u における推定誤差行列を表し、BBU 側と同様に、 $\boldsymbol{\varepsilon}_u(k)$ の各要素は零平均で分散 $\varepsilon \gamma_{u,n_t}^{-1}$ の複素ガウス変数であると仮定している。

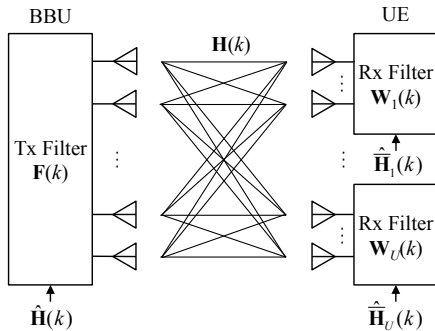


図 2 MU-MIMO 伝搬路モデル

3. 下りリンク OFDM-MU-MIMO 伝送系

本章では、下りリンク OFDM-MU-MIMO の伝送系を述べる。図 3 に本報告で仮定する下りリンク OFDM-MU-MIMO 伝送系を示す。

3.1. 送受信信号表現

BBU では、UE# u の情報ビット系列を直並列(S/P)変換により N_r 個のビット系列に変換した後、各系列をデータ変調する。各データシンボル系列を N_c 個のデータシンボルからなるブロックに分割し、送信データベクトル $\{\mathbf{d}_u(k) \in \mathbb{C}^{N_c \times 1}; k=1 \sim N_c\}$ を得る。 $\mathbf{d}_u(k)$ を全 UE 並べたベクトル $\mathbf{d}(k) \in \mathbb{C}^{UN_c \times 1}$ に対し送信フィルタリングを行い、次式で表される送信シンボルベクトル $\mathbf{S}(k) \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ を得る。

$$\begin{aligned} \mathbf{S}(k) &= [\mathbf{S}_1^T(k) \cdots \mathbf{S}_U^T(k)]^T \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{F}(k) \mathbf{d}(k) \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} [\mathbf{F}_1(k) \cdots \mathbf{F}_U(k)] \begin{bmatrix} \mathbf{d}_1(k) \\ \vdots \\ \mathbf{d}_U(k) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (10)$$

得られた $N_t = UN_r$ 個の送信シンボルブロック $\{\mathbf{S}_{n_t}(k); k=1 \sim N_c\}$, $n_t=1 \sim UN_r$ に対して N_c ポイント逆離散フーリエ変換(IDFT)を適用し、時間領域送信シンボルブロックに変換する。各ブロックの後尾 N_g サンプルをサイクリックプレフィックス(CP)としてコピーし、ブロックの先頭のガードインターバル(GI)に挿入し、各分散アンテナから送信する。

UE# u では、 N_r 本のアンテナで得られた各受信信号ブロックから CP を除去し、 N_c ポイント DFT を適用して周波数領域領域受信信号ブロックに変換する。サブキャリア# k の受信信号ベクトル $\mathbf{R}_u(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ は次式で表される。

$$\mathbf{R}_u(k) = \mathbf{H}_u(k) \mathbf{S}(k) + \mathbf{Z}_u(k) \quad (11)$$

ここで、 $\mathbf{Z}_u(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ は各要素が零平均で分散 $2N_0/T_s$ の複素ガウス変数である雑音ベクトルである。 $\mathbf{R}_u(k)$ に対し受信フィルタ行列 $\mathbf{W}_u(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ を乗積し、軟判定シンボルベクトル $\hat{\mathbf{d}}_u(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ を得る。

$$\hat{\mathbf{d}}_u(k) = [\hat{d}_{u,1}(k) \cdots \hat{d}_{u,N_r}(k)]^T = \mathbf{W}_u(k) \mathbf{R}_u(k) \quad (12)$$

以上の送受信協調フィルタリングを行ったときの UE# u のスループット C_u (bps/Hz) は次式で表される。

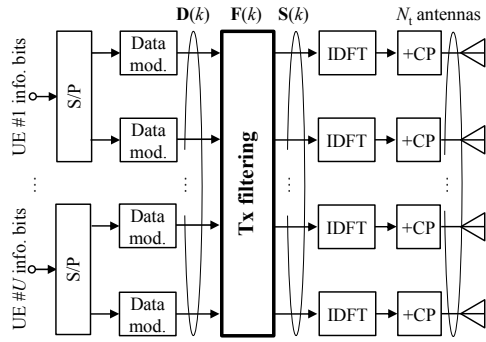
$$C_u = \frac{1}{N_c} \sum_{n_t=1}^{N_t} \sum_{k=1}^{N_c} \log_2(1 + \Gamma_{u,n_t}(k)) \quad (13)$$

ここで、 $\Gamma_{u,n_t}(k)$ は送受信協調フィルタリング後の UE# u の第 n_t 固有モードのサブキャリア# k における受信 SINR であり、次式で表される。

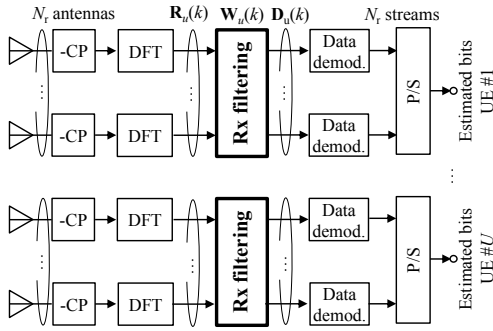
$$\Gamma_{u,n_t}(k) = \frac{|H'_{u,n_t,u,n_t}(k)|^2}{\mu_{IAl,u,n_t}(k) + \mu_{IUL,u,n_t}(k) + \mu_{\text{noise},u,n_t}(k)} \quad (14)$$

$$\begin{cases}
H'_{u,n_r,u',n_r'}(k) = \sum_{m=1}^{N_t} W_{u,n_r,m}(k) \sum_{n_1=1}^{N_t} H_{u,m,n_1}(k) F_{u',n_1,n_r'}(k) \\
\mu_{IAI,u,n_r}(k) = \sum_{\substack{n_1=1 \\ n_r' \neq n_r}}^{N_t} |H'_{u,n_r,u',n_r'}(k)|^2 \\
\mu_{IUI,u,n_r}(k) = \sum_{\substack{u'=1 \\ u' \neq u}}^U \sum_{n_1=1}^{N_t} |H'_{u,n_r,u',n_r'}(k)|^2 \\
\mu_{\text{noise},u,n_r}(k) = \gamma^{-1} \sum_{m=1}^{N_t} |W_{u,n_r,m}(k)|^2
\end{cases} \quad (15)$$

なお、 $F_{u',n_1,n_r'}(k)$ は $\mathbf{F}_u(k) \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$ の第 (n_1, n_r) 要素であり、 $\mu_{IAI,u,n_r}(k)$ 、 $\mu_{IUI,u,n_r}(k)$ 、 $\mu_{\text{noise},u,n_r}(k)$ はそれぞれ正規化後の残留 IAI/IUI/雑音の分散である。



(a) 送信機(BBU および分散アンテナ)



(b) 受信機(UE)

図3 下りリンク OFDM-MU-MIMO 伝送系

3.2. BD-SVD

BD-SVD では、BBU で送信フィルタ演算に用いる CSI 推定値 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ を用いて、まずブロック対角化(BD)[10]によって IUI を除去した後、BBU-各 UE 間の BD 後の等価チャネル行列を SVD して固有モードに変換し IAI を除去する送受信協調 MMSE フィルタリングを行う。BD-SVD の送信フィルタリング行列 $\mathbf{F}(k)$ の UE# u に対応する部分行列 $\mathbf{F}_u(k)$ は次式で表される。

$$\mathbf{F}_u(k) = \bar{\mathbf{V}}_{\text{noise},u}(k) \hat{\mathbf{V}}_u(k) \sqrt{\mathbf{Q}_u(k)} \quad (16)$$

$\bar{\mathbf{V}}_{\text{noise},u}(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ は、BBU-UE 間の CSI 推定値行列 $\hat{\mathbf{H}}(k) \in \mathbb{C}^{U N_r \times N_t}$ から UE# u に対応する部分行列 $\hat{\mathbf{H}}_u(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ を除いた行列 $[\hat{\mathbf{H}}_1^T(k) \cdots \hat{\mathbf{H}}_{u-1}^T(k), \hat{\mathbf{H}}_{u+1}^T(k) \cdots \hat{\mathbf{H}}_U^T(k)]^T$ を SVD して得られる零の特異値に対応する右特異ベクトルから

なる行列である。UE# u の BD 後の等価チャネル行列 $\hat{\mathbf{H}}_u(k) \bar{\mathbf{V}}_{\text{noise},u}(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ は、IUI が発生しない SU-MIMO チャネルとみなすことができる。 $\hat{\mathbf{V}}_u(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ は BD 後の等価チャネル行列 $\hat{\mathbf{H}}_u(k) \bar{\mathbf{V}}_{\text{noise},u}(k)$ を SVD して得られる右特異ベクトルからなる行列である。 $\mathbf{Q}(k) = \text{diag}[\mathbf{Q}_1(k) \cdots \mathbf{Q}_U(k)] \in \mathbb{R}^{U N_r \times U N_r}$ の部分行列 $\mathbf{Q}_u(k) \in \mathbb{R}^{N_r \times N_r}$ は UE# u の各固有モード・サブキャリアへの電力配分を与える対角行列であり、その第 n_r 対角要素 $Q_{u,n_r}(k)$ は次式で表される。

$$Q_{u,n_r}(k) = \left(\frac{1}{\lambda_u} - \frac{1}{\gamma' A_{u,n_r}(k)} \right)^+ \quad (17)$$

なお、 $A_{u,n_r}(k)$ は $\hat{\mathbf{H}}_u(k) \bar{\mathbf{V}}_{\text{noise},u}(k)$ の第 n_r 特異値の 2 乗値である。 λ_u は各 UE への送信電力を一定にする(すなわち $\sum_{k=1}^{N_c} \sum_{n_r=1}^{N_r} Q_{u,n_r}(k) \sum_{n_1=1}^{N_t} |A_{u,n_1,n_r}(k)|^2 = N_c/U$) ように設定される定数である。 $A_{u,n_1,n_r}(k)$ は $\mathbf{F}_u(k) (\mathbf{Q}_u(k))^{-1/2}$ の第 (n_1, n_r) 要素である。

UE# u における受信フィルタ行列 $\mathbf{W}_u(k)$ は、式(9)で得られる等価チャネルに対する CSI 推定値 $\hat{\mathbf{H}}_u(k)$ に対する受信 MMSE 重みとして次式で表される。

$$\mathbf{W}_u(k) = \left(\hat{\mathbf{H}}_u^H(k) \hat{\mathbf{H}}_u(k) + \gamma'^{-1} \mathbf{I}_{N_r} \right)^{-1} \hat{\mathbf{H}}_u^H(k) \quad (18)$$

式(16)で得られる送信フィルタ行列、式(18)で得られる受信フィルタ行列をそれぞれ式(10)、式(12)に代入することで BD-SVD を適用したときの軟判定シンボルベクトル $\hat{\mathbf{d}}_u(k)$ を得る。

3.3. MMSE-SVD

MMSE-SVD では、BD は行わずに、BBU-UE 間の CSI 推定値行列 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ を直接 SVD して MMSE 規範に基づき IAI と IUI を同時に抑圧する送受信協調 MMSE フィルタリングを行う。MMSE-SVD の送信フィルタリング行列は次式で表される。

$$\mathbf{F}(k) = \left(\hat{\mathbf{H}}^H(k) \hat{\mathbf{U}}(k) \hat{\mathbf{U}}^H(k) \hat{\mathbf{H}}(k) + U N_r \gamma'^{-1} \mathbf{I}_{N_t} \right)^{-1} \times \hat{\mathbf{H}}^H(k) \hat{\mathbf{U}}(k) \sqrt{\mathbf{Q}'(k)} \quad (19)$$

$\hat{\mathbf{U}}(k) = \text{diag}[\hat{\mathbf{U}}_1(k) \cdots \hat{\mathbf{U}}_U(k)]$ の部分行列 $\hat{\mathbf{U}}_u(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ は CSI 推定値行列 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ の UE# u に対応する部分行列 $\hat{\mathbf{H}}_u(k)$ を SVD して得られる左特異ベクトルからなる行列である。 $\mathbf{Q}'(k) = \text{diag}[\mathbf{Q}'_1(k) \cdots \mathbf{Q}'_U(k)] \in \mathbb{R}^{U N_r \times U N_r}$ の部分行列 $\mathbf{Q}'_u(k) \in \mathbb{R}^{N_r \times N_r}$ は UE# u の各固有モード・サブキャリアへの電力配分を与える対角行列であり、その第 n_r 対角要素 $Q'_{u,n_r}(k)$ は式(17)の $A_{u,n_r}(k)$ に対応する項を $\hat{\mathbf{H}}_u(k)$ の第 n_r 特異値の 2 乗値である $A_{u,n_r}(k)$ に置き換えることで求められ、次式で表される。

$$Q'_{u,n_r}(k) = \left(\frac{1}{\lambda_u} - \frac{1}{\gamma' A_{u,n_r}(k)} \right)^+ \quad (20)$$

UE# u における受信フィルタ行列 $\mathbf{W}_u(k)$ は、BD-SVD と同様に式(18)で得られる。式(19)で得られる送信フィルタ行列、式(18)で得られる受信フィルタ行列をそれぞれ式(10)、式(12)に代入することで MMSE-SVD を適用したときの軟判定シンボルベクトル $\hat{\mathbf{d}}_u(k)$ を得る。

4. 数値計算結果

表1に数値計算諸元を示す. ブロックサイズ $N_c=128$, ガードインターバル長 $N_g=16$, マクロセル内の分散アンテナ本数を $N_{\text{total}}=7$, 各 UE の搭載アンテナ本数を $N_r=2$ とし, BBU の送信アンテナ本数 N_t とマクロセル内 UE 数 U の組み合わせを $(N_t, U)=(4, 2)$, $(6, 3)$ として評価を行う. 伝搬損失指数 $\alpha=3.5$, シェドウィング損失の標準偏差 $\sigma_s=7(\text{dB})$, 正規化送信 $E_s/N_0=10(\text{dB})$ とし, 各パス/アンテナ/UE 間のチャネルは無相関とし, 仰上ライスフェージング環境における $K=10(\text{dB})$ とする.

図4に, 分散アンテナ OFDM-MU-MIMO を用いる小セルネットワーク下りリンクにおける 50%アウテージスループットを示す. UE 合計スループットの累積分布関数(CDF)の $x\%$ 値を $x\%$ アウテージスループットと定義し, 2.3節で述べた推定誤差係数 ε および正規化最大ドップラ周波数 $f_d T$ を変化させている. $\varepsilon=1.0$ は短区間平均受信 SNR 相当の誤差を CSI 推定値が持つことを意味する. CSI 推定精度を向上するほど $\varepsilon=0$ に近づく. BD-SVD, MMSE-SVD および比較のため従来の送信 MMSE フィルタリングの特性を示す.

図4(a)より, BD-SVD と MMSE-SVD とがほぼ同等の特性を示し, 従来の送信 MMSE よりも高いスループットを得られることがわかる. また ε が大きくなるほどスループットが低下し, 同様に $f_d T$ が大きくなるほどスループットが低下する. ε および $f_d T$ に対して, BD-SVD と MMSE-SVD とで同様の劣化傾向となることがわかる. また図4(a)と(b)とを比較すると, $N_t=6$, $U=3$ の場合, MMSE-SVD が BD-SVD よりわずかに高いスループットが得られることがわかる.

図5に固有モード毎の受信 SINR の CDF を示す. 図5より, CSI 誤差のない $(f_d T, \varepsilon)=(0, 0)$ と比較して $(f_d T, \varepsilon)=(0.1, 1.0)$ で, 第1固有モード, 第2固有モードともに 8dB 程度受信 SINR が低下することがわかる. また BD-SVD と MMSE-SVD とで同程度の受信 SINR 低下となることがわかる. また図5(a)と(b)とを比較すると, $N_t=6$, $U=3$ の場合, 第2固有モードにおける SINR の低下が MMSE-SVD と比較して BD-SVD の方が大きいことがわかる. これは, U が大きくなるほど BD-SVD では BD 処理に伴う所望信号の利得低下が大きくなり, 2固有モードの信号電力が低下するためと考えられる. これにより $N_t=6$, $U=3$ の場合, MMSE-SVD が BD-SVD より高いスループットを達成したと考えられる.

図6に $N_t=4$, $U=2$ ときの正規化残留干渉(すなわち $\mu_{\text{IAI}, u, n_t}(k)$ および $\mu_{\text{IUI}, u, n_t}(k)$) の相補累積分布関数(CCDF)を示す. CSI 誤差のない $(f_d T, \varepsilon)=(0, 0)$ のとき, BD-SVD は IUI, IAI が発生しない. 一方 MMSE-SVD は MMSE 規範に基づき IUI, IAI の残留を許容する. $(f_d T, \varepsilon)=(0.1, 1.0)$ では, CSI 誤差に伴い IUI, IAI が大きくなり MMSE-SVD と BD-SVD との残留干渉差が小さくなる. また IUI と IAI とを比較すると IUI が支配的となる. これは, MMSE-SVD, BD-SVD とともに, IAI は送信および受信フィルタの双方で抑圧するが, IUI は送信フィルタのみで抑圧するためと考えられる.

5. むすび

分散アンテナ OFDM-MU-MIMO を用いる小セルネットワーク下りリンクを対象に, BD-SVD と MMSE-SVD フィルタリングにおける CSI 誤差の影響を数値計算により示した. 推定誤差係数 ε および正規化最大ドップラ周波数 $f_d T$ に対し, MMSE-SVD と BD-SVD とが同等のスループット低下傾向を示すことを明らかにした. また, CSI 誤差があるときの支配的な残留干渉は IUI であることを明らかにした.

謝 辞

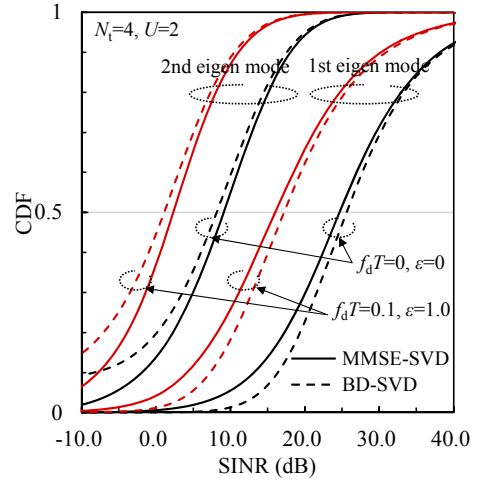
本報告の一部は, 総務省委託研究開発「第5世代移動通信システム実現に向けた研究開発～超高密度マルチバンド・マルチアクセス多層セル構成による大容量化技術の研究開発～」(#0155-0171, 2015年9月)による委託を受けて実施した研究開発による成果である.

文 献

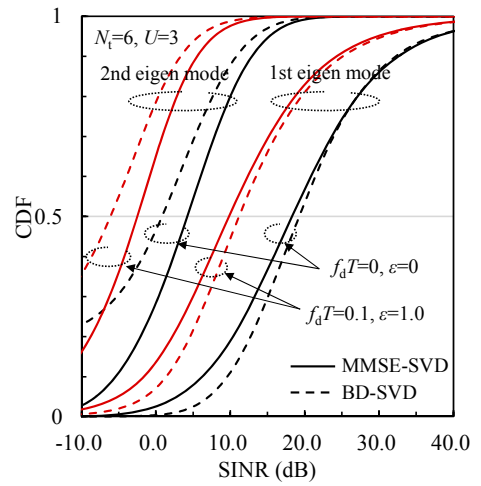
- [1] ARIB 2020 and Beyond Ad Hoc Group, “Mobile communications system for 2020 and beyond”, White paper, Oct. 2014.
- [2] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of wireless communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [3] F. Adachi, K. Takeda, T. Yamamoto, R. Matsukawa, and S. Kumagai, “Recent advances in single-carrier distributed antenna network,” *Wirel. Commun. Mob. Comput.*, vol. 11, no. 12, pp. 1551-1563, Dec. 2011.
- [4] 箕輪, 関, 奥村, 須山, 大高, 木村, 中津川, 浅野, 市川, 平野, 山尾, 安達, 中沢, “[依頼講演]5G 実現に向けた超高密度マルチバンド・マルチアクセス多層セル構成による大容量化技術の研究開発の概要,” 信学技報, RCS2015-250, pp. 41-46, 2015年12月.
- [5] D. Gesbert, M. Kountouris, R. W. Heath Jr., C.-B. Chae, and T. Sälzer, “Shifting the MIMO paradigm,” *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 24, no. 5, pp. 36-46, Oct. 2007.
- [6] R. Heath, S. Peters, Y. Wang, and J. Zhang, “A current perspective on distributed antenna systems for the downlink of cellular systems,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 51, no. 4, pp. 161-167, Apr. 2013.
- [7] 熊谷, 松川, 小原, 山本, 安達, “分散アンテナネットワークにおけるマルチユーザ MIMO の適用効果,” 信学会総合大会, B-5-29, pp. 428, 2012年3月.
- [8] 熊谷, 安達, “下りリンクシングルキャリア MU-MIMO のための送受信協調 MMSE フィルタリング,” 信学技報, RCS2015-176, pp. 101-106, 2015年10月.
- [9] 熊谷, 安達, “分散アンテナネットワークにおける下りリンク広帯域 MU-MIMO 伝送への送受信協調信号処理の適用効果,” 信学技報, RCS2015-274, pp. 181-186, 2015年12月.
- [10] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, “Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels,” *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 52, no. 2, pp. 461-471, Feb. 2004.

表 1 数值計算諸元

Transmitter /Receiver	Block size	$N_c = 128$	
	Guard interval length	$N_g = 16$	
	No of total antennas	$N_{\text{total}} = 7$	
	No of BBU transmit antennas	$N_t = 4$	$N_t = 6$
	No of UEs	$U = 2$	$U = 3$
	No of UE receive antennas	$N_r = 2$	
Channel	Path loss exponent	$\alpha = 3.5$	
	Shadowing loss standard deviation	$\sigma_s = 7\text{dB}$	
	Fading	Block Nakagami-Rice($K = 10\text{dB}$) /Block Rayleigh	
	Power delay profile	16-path uniform	
	Normalized E_s/N_0	$E_s/N_0 = 10\text{dB}$	

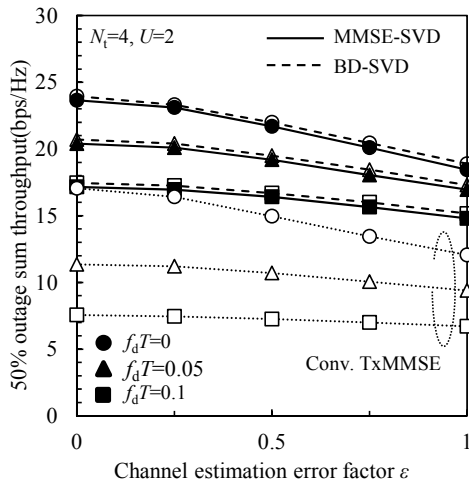


(a) $N_t=4, U=2$

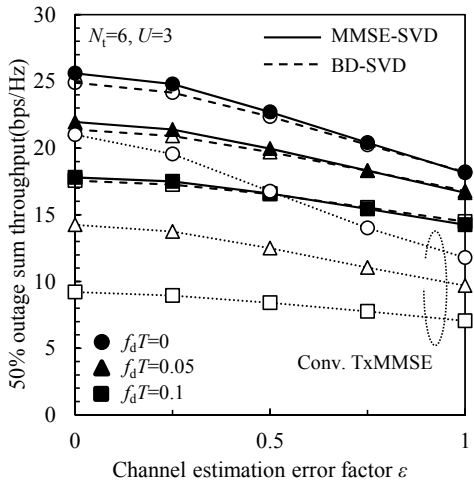


(b) $N_t=6, U=3$

図 5 受信 SINR の CDF



(a) $N_t=4, U=2$



(b) $N_t=6, U=3$

図 4 50%アウトエージスループット

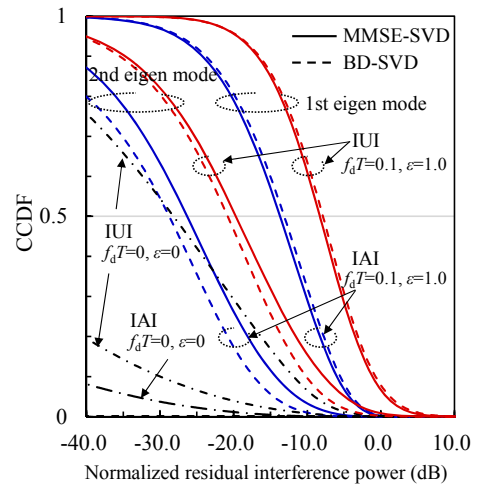


図 6 干渉信号電力の CCDF ($N_t=4, U=2$)