

分散アンテナ小セルネットワークにおける下りリンク MMSE-SVD 送受信協調フィルタリングに関するマルチセル環境下での検討

関 裕太[‡] 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
E-mail: [‡]seki.yuta@riec.tohoku.ac.jp, [†]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 多数のアンテナをマクロセル内に分散配置させ、ユーザ端末近傍の複数の分散アンテナを用いて協調送信(CDAT)を行うことで、マクロセル内全体で高いリンク容量を達成できる。筆者らは最近、下りリンク OFDM MU-MIMO 伝送を対象に最小平均二乗誤差(MMSE)フィルタリングと特異値分解を組み合わせた規範に基づく MMSE-SVD を提案した。そして、受信フィルタリングを用いずに送信 MMSE フィルタリングだけを用いる場合と比較して優れたリンク容量を達成できることを示した。ところで、マルチセル環境下では隣接マクロセルからの同一チャネル干渉(CCI)が無視できず、これがマクロセル端でのリンク容量を低下させてしまう。しかしながらこれまでの MMSE-SVD に関する筆者らの検討では CCI を考慮していなかった。そこで本稿では、CCI を考慮した MMSE-SVD の下りリンク容量を計算機シミュレーションより求め、ブロック対角化を用いる BD-SVD より低演算量でありながら高いリンク容量を実現できることを明らかにしている。

キーワード 分散アンテナ, 下りリンク, OFDM, MU-MIMO, 同一チャネル干渉

Downlink MMSE-SVD Joint Tx/Rx Filtering for Distributed Antenna Small-Cell Network under Multi-cell Environment

Yuta SEKI[‡] Fumiyuki ADACHI[†]

Research Organization of Electrical Communication, Tohoku University
2-1-1 Katahira, Aoba-ku, Sendai, Miyagi, 980-8577, Japan
E-mail: [‡]seki.yuta@riec.tohoku.ac.jp, [†]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Cooperative distributed antenna transmission (CDAT) can mitigate the impact of path loss, shadowing loss, and multi-path fading by adaptively choosing multiple distributed antennas close to user equipment (UE) and achieves a high link capacity. The CDAT is an advanced version of the coordinated multi-point (CoMP) transmission. Recently, we proposed a minimum mean square error filtering combined with singular value decomposition (MMSE-SVD) for multi-user spatial multiplexing and showed that it can achieve higher sum capacity than the use of conventional MMSE precoding. In cellular systems, since the same carrier-frequency is re-used by different macro base stations (MBSs), co-channel interference (CCI) from adjacent MBSs limits the capacity. In this paper, we modify the MMSE-SVD so as to take into account the CCI from adjacent macro-cells. We evaluate by computer simulation the achievable downlink sum capacity with the modified MMSE-SVD in a multi-cell environment and show that MMSE-SVD achieves higher capacity with lower computational complexity than the block diagonalization combined with SVD (BD-SVD).

Keyword Distributed antenna, downlink, OFDM, MU-MIMO, co-channel interference

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、システム容量向上、通信速度向上、低遅延化、接続デバイス数の増加、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、それらをマクロ基地局(MBS)で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では、ユーザ端末(UE)近傍の複数の分散アンテナを協調させて送信する分散アンテナ協調送信(CDAT)を用いることで単位面積あた

りのリンク容量を大幅に向上できる [2,3]. マルチユーザマルチアンテナ送受信(MU-MIMO)伝送[4]を行う CDAT を用いれば、高い合計リンク容量を達成できると期待されている[5,6]. 下りリンク OFDM MU-MIMO では、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)によってリンク容量が低下する。筆者らは最近、最小平均二乗誤差(MMSE)フィルタリングと特異値分解(SVD)を組み合わせた MMSE-SVD [7,8]を提案し、送信側のみで干渉を抑圧する従来の送信 MMSE フィルタリングと比較して、IAI

および IUI を大幅に低減し、高い合計リンク容量を達成できることを示した。

ところで、利用可能な帯域幅は限られているため、異なるマクロセルで同一周波数を再利用する必要があるが、このとき発生する隣接マクロセルからの同一チャネル干渉(CCI)によってリンク容量が制限されてしまう。しかしながら、これまでの MMSE-SVD の検討では、この CCI を考慮していなかった。

そこで本稿では、マルチセル環境下における分散アンテナ下りリンク OFDM-MU-MIMO を対象に、CCI を考慮した MMSE-SVD を検討する。計算機シミュレーションにより、従来のブロック対角化を用いる BD-SVD[9] (付録参照) と比較して、優れたリンク容量を達成できることを明らかにしている。また MMSE-SVD が BD-SVD と比較して低演算量であることを明らかにしている。

本報告の構成は以下のとおりである。第 2 章では分散アンテナ小セルネットワークにおける下りリンク送受信協調フィルタリングについて述べる。3 章では、本報告で仮定するネットワークモデル、および計算機シミュレーション結果を示し、第 4 章でまとめる。

表記法: $E[\cdot]$, $[\cdot]^T$, $[\cdot]^H$ および $tr[\cdot]$ はそれぞれアンサンブル平均、行列の転置、エルミート転置およびトレースを表す。 $\delta(x)$ 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. 分散アンテナ下りリンク MMSE-SVD

本章では、分散アンテナ下りリンクにおける MMSE-SVD の送受信信号表現、CCI を考慮した MMSE 重みとリンク容量について述べる。図 1 に下りリンク MMSE-SVD 伝送系を示す。

2.1. 送受信信号表現

N_{ue} 本のアンテナを有する U 台の UE との MU-MIMO 伝送を考え、UE あたり $N_{strm} (\leq N_{ue})$ 個のデータシンボルを並列伝送を仮定する。また MBS は $N_{mbs} (\geq U \cdot N_{strm})$ 本の DA を用いると仮定する。

MBS では、第 u 番目 UE の情報ビット系列を直並列(S/P)変換した後、各系列をデータ変調し N_{strm} 個のデータシンボル系列に変換する。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 $\{\mathbf{D}_{\downarrow u}(k) = [d_{\downarrow u,0}(k) \cdots d_{\downarrow u,N_{strm}-1}(k)]^T \in \mathbb{C}^{N_{strm} \times 1}; k=1 \sim N_c\}$ を得る。 U 台の UE 分の $\mathbf{D}_u(k)$ を並べたベクトル $\mathbf{D}(k)$ 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 $\mathbf{S}(k) \in \mathbb{C}^{N_{mbs} \times 1}$ を得る。

$$\begin{aligned} \mathbf{S}(k) &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{W}_{mmse}(k) \mathbf{D}(k) \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} [\mathbf{W}_{mmse,0}(k), \dots, \mathbf{W}_{mmse,U-1}(k)] \begin{bmatrix} \mathbf{D}_0(k) \\ \vdots \\ \mathbf{D}_{U-1}(k) \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (1)$$

ここで $\mathbf{W}_{mmse}(k) \in \mathbb{C}^{N_{mbs} \times U \cdot N_{strm}}$ は送信フィルタ行列である。 $\mathbf{S}(k)$ の N_{mbs} 個の各要素に対して 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、 N_{mbs} 本の各分散アンテナから送信する。

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

$$\mathbf{R}_u(k) = \mathbf{H}_u(k) \mathbf{S}(k) + \mathbf{N}_u(k), \quad (2)$$

$\mathbf{N}_u(k) \in \mathbb{C}^{N_{ue} \times 1}$ は、雑音+CCI ベクトルであり、各要素が零平均で分散 $2(N_0 + I_0(u))/T_s$ の複素ガウス変数である。下りリンクでは、隣接マクロセルの N_{mbs} 本の分散アンテナから送信される信号が注目セルの UE への CCI となる。UE に搭載されている N_{ue} 本の受信アンテナはそれらの間隔が 2 分の 1 波長程度であるため、各受信アンテナにおける CCI はほぼ同じ強さになると仮定した。 $\mathbf{R}_u(k)$ に対し受信フィルタ行列 $\mathbf{W}_{svd,u}(k) \in \mathbb{C}^{N_{sum} \times N_{ue}}$ を乗積し、軟判定シンボルベクトル $\hat{\mathbf{D}}_u(k) \in \mathbb{C}^{N_{sum} \times 1}$ を得る。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{D}}_u(k) &= [\hat{d}_{u,0}(k) \cdots \hat{d}_{u,N_{sum}-1}(k)]^T \\ &= \mathbf{W}_{svd,u}(k) \mathbf{R}_u(k) \end{aligned}, \quad (3)$$

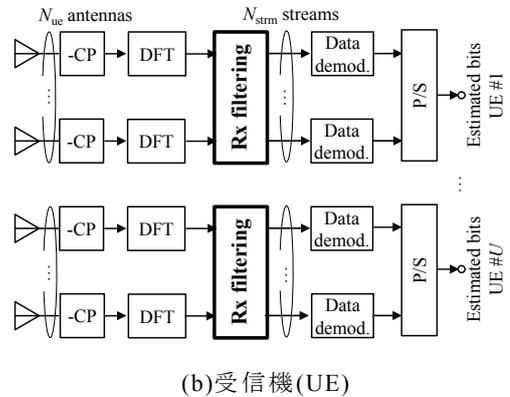
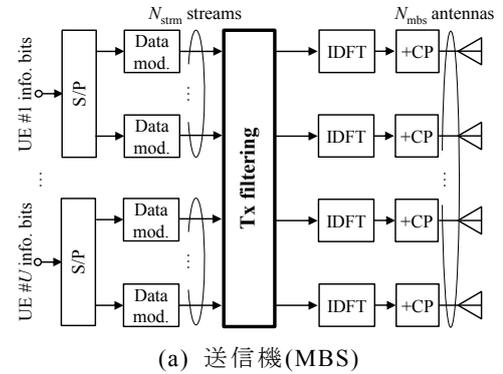


図 1 下りリンク OFDM-MU-MIMO 伝送系

2.2. CCI を考慮した MMSE 重み

MBS において MBS-各 UE 間の MIMO チャンネル

$\mathbf{H}_u(k)$ を SVD して, MMSE 規範に基づき IAI, IUI に加えて CCI も同時に抑圧する MMSE フィルタリングを行う. $\mathbf{H}_u(k)$ は SVD により次式に分解できる[12].

$$\mathbf{H}_u(k) = \mathbf{U}_u(k) \mathbf{\Lambda}_u^{1/2}(k) \mathbf{V}_u^H(k), \quad (4)$$

ここで, $\mathbf{U}_u(k) \in \mathbb{C}^{N_{ue} \times N_{strm}}$ および $\mathbf{V}_u(k) \in \mathbb{C}^{N_{strm} \times N_{mbs}}$ はそれぞれ $\mathbf{H}_u(k)$ の左特異値および右特異値ベクトルを各列に有するユニタリ行列である. $\mathbf{\Lambda}_u(k) \in \mathbb{R}^{N_{strm} \times N_{strm}}$ は第 n_{strm} 対角要素に $\mathbf{H}_u(k)$ の特異値の二乗値を有する対角行列である. ここでは $\mathbf{H}_u(k)$ の階数は N_{strm} であると仮定した. 各 UE が固有モード受信を行う (すなわち $\mathbf{W}_{svd,u}(k) = \mathbf{U}_u^H(k)$) と仮定したときの送信データベクトル $\mathbf{D}(k)$ と軟判定シンボルベクトル $\hat{\mathbf{D}}(k) = [\hat{\mathbf{D}}_0^T(k) \cdots \hat{\mathbf{D}}_u^T(k) \cdots \hat{\mathbf{D}}_{U-1}^T(k)]^T \in \mathbb{C}^{U \cdot N_{strm} \times 1}$ とのブロック合計 MSE を最小化する MMSE フィルタ行列 $\mathbf{W}_{mmse}(k)$ を考える.

$\mathbf{W}_{svd,u}(k) = \mathbf{U}_u^H(k)$, $\mathbf{W}_{mmse}(k)$ が与えられたとき, 軟判定シンボルベクトル $\hat{\mathbf{D}}(k)$ は次式で表される.

$$\hat{\mathbf{D}}(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{U}^H(k) \mathbf{H}(k) \mathbf{W}_{mmse}(k) \mathbf{D}(k) + \mathbf{U}^H(k) \mathbf{N}(k), \quad (5)$$

ここで $\mathbf{U}(k) = \text{diag}[\mathbf{U}_0(k) \cdots \mathbf{U}_u(k) \cdots \mathbf{U}_{U-1}(k)] \in \mathbb{C}^{U \cdot N_{ue} \times U \cdot N_{strm}}$, $\mathbf{N}(k) = [\mathbf{N}_0^T(k) \cdots \mathbf{N}_u^T(k) \cdots \mathbf{N}_{U-1}^T(k)]^T \in \mathbb{C}^{U \cdot N_{ue} \times 1}$ である. $\mathbf{N}(k)$ の自己相関行列は次式で表される.

$$\begin{aligned} & E[\mathbf{N}(k) \mathbf{N}^H(k)] \\ &= \frac{2N_0}{T_s} \text{diag} \left[\left(1 + \frac{I_{0\downarrow}(0)}{N_0} \right) \mathbf{I}_{N_{ue}}, \dots, \left(1 + \frac{I_{0\downarrow}(U-1)}{N_0} \right) \mathbf{I}_{N_{ue}} \right], \quad (6) \end{aligned}$$

MBS の総送信電力制約条件化での $\mathbf{D}(k)$ と $\hat{\mathbf{D}}(k)$ とのブロック合計 MSE 最小化問題は次式で定式化される.

$$\begin{aligned} & \underset{\{\mathbf{W}_{mmse}(k), \beta\}}{\text{argmin}} \ \varepsilon \\ & \text{s.t.} \quad \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left\{ \mathbf{W}_{mmse}(k) \mathbf{W}_{mmse}^H(k) \right\} = U \cdot N_{strm} N_c, \quad (7) \end{aligned}$$

ここで ε は $\mathbf{D}(k)$ と $\hat{\mathbf{D}}(k)$ のブロック合計 MSE であり, 次式で定義する.

$$\begin{aligned} \varepsilon & \equiv E \left[\sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left\{ \left(\mathbf{D}(k) - \hat{\mathbf{D}}(k) \right) / \beta \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \left(\mathbf{D}(k) - \hat{\mathbf{D}}(k) \right) / \beta \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \right\}^H \right] \\ &= \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left\{ \left(\mathbf{I}_{U \cdot N_{strm}} - \frac{1}{\beta} \mathbf{U}^H(k) \mathbf{H}(k) \mathbf{W}_{mmse}(k) \right) \right. \\ & \quad \left. \times \left(\mathbf{I}_{U \cdot N_{strm}} - \frac{1}{\beta} \mathbf{U}^H(k) \mathbf{H}(k) \mathbf{W}_{mmse}(k) \right)^H \right\} \\ & \quad + \sum_{k=0}^{N_c-1} \frac{1}{\beta^2} \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} N_{ue} \sum_{u=0}^{U-1} \left(1 + \frac{I_0(u)}{N_0} \right) \end{aligned} \quad (8)$$

[11]と同様に, 式(8)を最小とする $\mathbf{W}_{mmse}(k)$ は次式で与えられる.

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{mmse}(k) &= \beta \left(\mathbf{U}^H(k) \mathbf{H}(k) \right)^H \\ & \quad \times \left(\left(\mathbf{U}^H(k) \mathbf{H}(k) \right) \left(\mathbf{U}^H(k) \mathbf{H}(k) \right)^H \right. \\ & \quad \left. + \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \frac{N_{ue}}{U \cdot N_{strm}} \sum_{u=0}^{U-1} \left(1 + \frac{I_0(u)}{N_0} \right) \mathbf{I}_{U \cdot N_{strm}} \right)^{-1}, \quad (9) \end{aligned}$$

ここで, β は式(7)の制約条件を満たすための電力正規化係数である. MMSE-SVD では, IUI, IAI および ICI を完全に除去することはできないが, 残留 IUI, IAI が十分に小さいと仮定すると, β に代えて各固有モード・サブキャリアへの電力配分を適用することができる[7]. このとき式(9)は次式のように書き換えられる.

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{mmse}(k) &= \left(\mathbf{U}^H(k) \mathbf{H}(k) \right)^H \\ & \quad \times \left(\left(\mathbf{U}^H(k) \mathbf{H}(k) \right) \left(\mathbf{U}^H(k) \mathbf{H}(k) \right)^H \right. \\ & \quad \left. + \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \frac{N_{ue}}{U \cdot N_{strm}} \sum_{u=0}^{U-1} \left(1 + \frac{I_0(u)}{N_0} \right) \mathbf{I}_{U \cdot N_{strm}} \right)^{-1} \mathbf{P}^{1/2}(k), \quad (10) \end{aligned}$$

$\mathbf{P}(k) = \text{diag}[\mathbf{P}_0(k) \cdots \mathbf{P}_{U-1}(k)] \in \mathbb{R}^{U \cdot N_{strm} \times U \cdot N_{strm}}$ の部分行列 $\mathbf{P}_u(k) \in \mathbb{R}^{N_{strm} \times N_{strm}}$ は第 u 番目 UE の各固有モード・サブキャリアへの注水定理[10]に基づく電力配分を与える対角行列であり, その第 n_{strm} 対角要素 $P_u(k; n_{strm})$ は次式で表される.

$$P_u(k; n_{strm}) = \left(\frac{1}{\lambda_u} - \frac{1}{\left(\frac{E_s}{N_0} \right) A_u(k; n_{strm})} \right)^+, \quad (11)$$

ここで, $A_u(k; n_{strm})$ は $\mathbf{\Lambda}_u(k)$ の第 n_{strm} 要素である. λ_u は各 UE への送信電力を一定するように設定される定数であり次式で表される.

$$\frac{1}{N_{strm} \cdot N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n_{strm}=0}^{N_{strm}-1} P_u(k; n_{strm}) \sum_{n_{mbs}=0}^{N_{mbs}-1} |A_u(k; n_{mbs}, n_{strm})|^2 = 1, \quad (12)$$

$A_u(k; n_{mbs}, n_{strm})$ は $\mathbf{W}_{mmse,u}(k) \mathbf{P}_u^{-1/2}(k)$ の第 (n_{mbs}, n_{strm}) 要素である.

第 u 番目 UE では, 受信フィルタ行列 $\mathbf{W}_{svd,u}(k) = \mathbf{U}_u^H(k)$ を用いて, 式(3)により軟判定シンボルベクトル $\hat{\mathbf{D}}_u(k) \in \mathbb{C}^{N_{strm} \times 1}$ を得る.

2.3. リンク容量

本報告では, 送受信協調フィルタリング後の受信信号対干渉+雑音電力(SINR)に基づくシャノン容量式によりリンク容量を求める. 第 u 番目 UE の下りリンク容量 C_u (bps/Hz) は次式で表される.

$$C_u = \sum_{n_{strm}=0}^{N_{strm}-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \log_2 \left(1 + \gamma_u(k; n_{strm}) \right), \quad (13)$$

ここで, $\gamma_u(k; n_{strm})$ は送受信協調フィルタリング後の第 u 番目 UE における第 n_{strm} 固有モードの第 k サブキャリアにおける受信 SINR であり, 次式で表される.

$$\gamma_u(k; n_{strm}) = \frac{\frac{E_s}{N_0} \left| \hat{H}_u(k; n_{strm}, u \cdot N_{strm} + n_{strm}) \right|^2}{\mu_u^{\text{IAI}}(k; n_{strm}) + \mu_u^{\text{IUI}}(k; n_{strm}) + \mu_u^{\text{noise+CCI}}(k; n_{strm})} \quad (14)$$

ここで, $\hat{H}_u(k; n_{strm}, u \cdot N_{strm} + n_{strm})$ は次式で表される送受

信フィルタリング後の等価チャネルの第($n_{\text{strm}}, u \cdot N_{\text{strm}} + n_{\text{strm}}$)要素である。

$$\hat{\mathbf{H}}_u(k) = \mathbf{W}_{\text{svd},u}(k) \mathbf{H}_u(k) \mathbf{W}_{\text{mmse}}(k), \quad (15)$$

$\mu_u^{\text{IAI}}(k; n_{\text{strm}})$, $\mu_u^{\text{IUI}}(k; n_{\text{strm}})$ および $\mu_u^{\text{CCI+noise}}(k; n_{\text{strm}})$ は、それぞれ送受信フィルタリング後の第 u 番目 UE における第 n_{strm} 固有モードの第 k サブキャリアにおける IAI, IUI および雑音+CCI 電力であり、次式で表される。

$$\begin{cases} \mu_u^{\text{IAI}}(k; n_{\text{strm}}) = \left(\frac{E_s}{N_0} \sum_{\substack{n'_{\text{strm}}=0 \\ n'_{\text{strm}} \neq n_{\text{strm}}}^{N_{\text{ue}}-1}} \left| \hat{H}_u(k; n_{\text{strm}}, u \cdot N_{\text{strm}} + n'_{\text{strm}}) \right|^2 \right) \\ \mu_u^{\text{IUI}}(k; n_{\text{strm}}) = \left(\frac{E_s}{N_0} \sum_{u'=0}^{U-1} \sum_{n'_{\text{strm}}=0}^{N_{\text{ue}}-1} \left| \hat{H}_u(k; n_{\text{strm}}, u' \cdot N_{\text{strm}} + n'_{\text{strm}}) \right|^2 \right), (16) \\ \mu_u^{\text{noise+CCI}}(k; n_{\text{strm}}) = \left(1 + \frac{I_0(u)}{N_0} \right) \sum_{n_{\text{ue}}=0}^{N_{\text{ue}}-1} |W_{\text{svd},u}(k; n_{\text{strm}}, n_{\text{ue}})|^2 \end{cases}$$

ここで、 $W_{\text{svd},u}(k; n_{\text{strm}}, n_{\text{ue}})$ は $\mathbf{W}_{\text{svd},u}(k)$ の第($n_{\text{strm}}, n_{\text{ue}}$)要素である。

3. モンテカルロ計算機シミュレーション

3.1. シミュレーション設定

本報告で仮定する分散アンテナ小セルネットワークモデルを図 2 に示す。半径 R の各マクロセルには $N_{\text{macro}}=19$ 本の分散アンテナを規則的に配置し、各 DA が半径 $R'=R/\sqrt{19}$ の小セルをカバーしている。 N_{UE} 本のアンテナを有する U 台の UE を各マクロセルにランダムに配置する。中央のマクロセル(#0)を注目セルとし、その周辺に 6 つのマクロセルが存在するものと仮定する。各マクロセルにおいて N_{mbs} 本の DA を瞬時電力が大きい順に送信アンテナとして選択する。

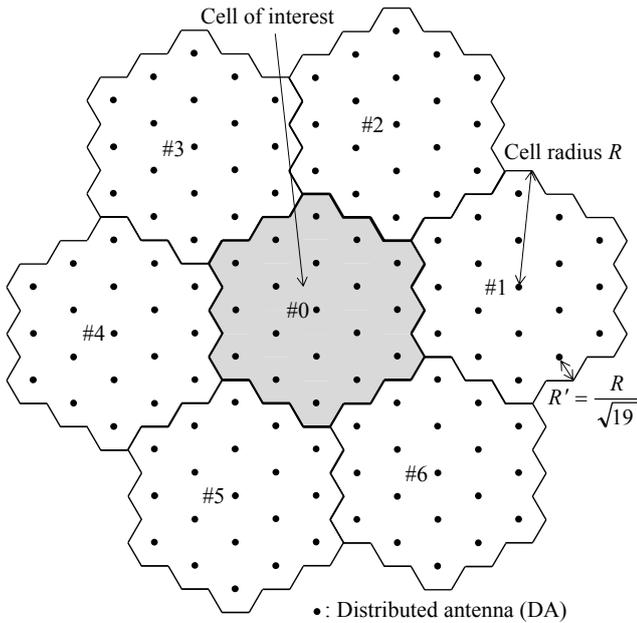


図 2 分散アンテナ小セルネットワークモデル ($N_{\text{macro}}=19$)

広帯域無線チャネルは、伝搬損失、シャ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、 u 番目 UE の第 n_{ue} アンテナと第 n_{mbs} DA 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。

$$h_u(\tau; n_{\text{ue}}, n_{\text{mbs}}) = \sqrt{d_{u,n_{\text{mbs}}}^{-\alpha} 10^{-\frac{\eta_{u,n_{\text{mbs}}}}{10}}} \times \left\{ \sqrt{\frac{K}{K+1}} \exp(j\theta_{u,n_{\text{ue}},n_{\text{mbs}}}) \delta(\tau - \tau_{u,n_{\text{ue}},n_{\text{mbs}}}(l)) \right. \\ \left. + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \sum_{l=1}^L \xi_{u,n_{\text{ue}},n_{\text{mbs}}}(l) \delta(\tau - \tau_{u,n_{\text{ue}},n_{\text{mbs}}}(l)) \right\}, \quad (17)$$

$$H_u(k; n_{\text{ue}}, n_{\text{mbs}}) = \sqrt{d_{u,n_{\text{mbs}}}^{-\alpha} 10^{-\frac{\eta_{u,n_{\text{mbs}}}}{10}}} \times \left\{ \sqrt{\frac{K}{K+1}} \exp(j\theta_{u,n_{\text{ue}},n_{\text{mbs}}}) \exp\left(-j \frac{2\pi k \tau_{u,n_{\text{ue}},n_{\text{mbs}}}(l)}{N_c}\right) \right. \\ \left. + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \sum_{l=1}^L \xi_{u,n_{\text{ue}},n_{\text{mbs}}}(l) \exp\left(-j \frac{2\pi k \tau_{u,n_{\text{ue}},n_{\text{mbs}}}(l)}{N_c}\right) \right\} \quad (18)$$

本報告では、第 u 番目 UE と第 n_{mbs} DA 間の距離 $d_{u,n_{\text{mbs}}} \leq R$ のとき仰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 $K > 0$)、 $d_{u,n_{\text{mbs}}} > R$ 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、 $\eta_{u,n_{\text{mbs}}}$ は零平均で標準偏差 σ_s の正規分布に従うシャドウイング損失(dB)を表す。 $\theta_{u,n_{\text{ue}},n_{\text{mbs}}}$ は直接波の位相であり、一様分布に従うと仮定する。 $\xi_{u,n_{\text{ue}},n_{\text{mbs}}}(l)$ および $\tau_{u,n_{\text{ue}},n_{\text{mbs}}}$ 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 $\tau_{u,n_{\text{ue}},n_{\text{mbs}}} = l-1$ for all $u, n_{\text{ue}}, n_{\text{mbs}}$) を有する離散パスを仮定し、 $E[\sum_{l=0}^{L-1} |\xi_{u,n_{\text{ue}},n_{\text{mbs}}}(l)|^2] = 1$ for all $u, n_{\text{ue}}, n_{\text{mbs}}$ である。 N_c はサブキャリア数を表す。 $H_u(k; n_{\text{ue}}, n_{\text{mbs}})$ は MBS-UE 間の MU-MIMO チャネル行列 $\mathbf{H}(k) \in \mathbb{C}^{U \cdot N_{\text{ue}} \times N_{\text{mbs}}}$ の第($u \cdot N_{\text{ue}} + n_{\text{ue}}, n_{\text{mbs}}$)要素である。

干渉リミテッド環境を仮定し、下りリンク容量をモンテカルロ計算機シミュレーションにより求めた。表 1 に計算機シミュレーション諸元を示す。注目セルの u 番目 UE と第 c セルの第 n_{mbs} DA 間のチャネル伝達関数を $H_u(k; n_{\text{ue}}, n_{\text{mbs}}(c))$ とすると、周辺セル($c=1 \sim 6$)から注目セルの u 番目 UE への CCI の電力スペクトル密度を以下の計算を用いた。本報告では、MBS で CCI 電力を理想的に測定できるものと仮定した。

$$\frac{I_{0,u}(u)}{N_0} = \left(\frac{E_s}{N_0} \right) \sum_{c=1}^6 \sum_{u(c)=0}^{U-1} \sum_{n_{\text{strm}}=0}^{N_{\text{strm}}-1} \sum_{n_{\text{mbs}}(c)=0}^{N_{\text{mbs}}-1} E \left[\left| H_u(k; n_{\text{ue}}, n_{\text{mbs}}(c)) W(k; n_{\text{mbs}}(c), u(c) \cdot N_{\text{strm}} + n_{\text{strm}}) \right|^2 \right], (19) \\ = \frac{U \cdot N_{\text{strm}}}{N_{\text{mbs}}} \left(\frac{E_s}{N_0} \right) \sum_{c=1}^6 \sum_{n_{\text{mbs}}(c)=0}^{N_{\text{mbs}}-1} \left(d_{u,n_{\text{mbs}}(c)}^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta_{u,n_{\text{mbs}}(c)}}{10}} \right)$$

ここで、 $W(k; n_{\text{mbs}}(c), u(c) \cdot N_{\text{strm}} + n_{\text{strm}})$ は第 c セルの送信フィルタ行列 $\mathbf{W}_{\text{mmse}}(k)$ の第($n_{\text{mbs}}, u \cdot N_{\text{strm}} + n_{\text{strm}}$)要素である。

表 1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter /Receiver	No. of subcarrier	$N_c = 128$
	Guard interval length	$N_g = 16$
	No. of UEs	$U = 2 \sim 9$
	No. of UE receive antennas	$N_{ue} = 2$
	No. of MBS transmit antennas	$N_{mbs} = U \cdot N_{ue}$
Channel	Path loss exponent	$\alpha = 3.5$
	Shadowing loss standard deviation	$\sigma_s = 7\text{dB}$
	Fading	Nakagami-Rice($K = 10\text{dB}$) /Rayleigh
	Power delay profile	$L = 16\text{-path uniform}$

3.2. 計算機シミュレーション結果

図 3 に、CCI を考慮した MMSE-SVD による下りリンク容量の累積分布関数(CDF)を示す。図 3 より CCI を考慮した MMSE-SVD が、従来の CCI を考慮しない MMSE-SVD と比較してリンク容量が改善することが分かる。CDF10%で比較すると、CCI を考慮した MMSE-SVD は CCI を考慮しない MMSE-SVD より約 1.9 倍下りリンク容量を大きくできる。また CCI を考慮した MMSE-SVD が BD-SVD よりも優れたリンク容量を達成できることが分かる。CDF10%で比較すると、CCI を考慮した MMSE-SVD は BD-SVD より約 1.3 倍下りリンク容量を大きくできる。これは、BD-SVD では IAI, IUI を完全に除去することができるが CCI を考慮していないのに対して、CCI を考慮した MMSE-SVD が IAI, IUI CCI を MMSE 規範でそれぞれ抑圧することで高い受信 SINR を得られるためである。

図 4 に UE 多重数 U 対平均下りリンク容量を示す。CCI を考慮しない MMSE-SVD および BD-SVD は、 U が大きくなると下りリンク容量が小さくなる。これは、 U が大きくなるほど多重ストリーム数は増えるが、MBS の送信アンテナ数 $N_{mbs} = U \cdot N_{ue}$ が大きくなり、注目セルに近い隣接セルの送信アンテナが使用される確率が大きくなり結果として CCI が大きくなるためである。一方、CCI を考慮した MMSE-SVD では、CCI の影響を低減できるため U が大きくなるほど下りリンク容量を大きくすることができる。 $U=9$ では、CCI を考慮した MMSE-SVD は BD-SVD の約 2 倍のリンク容量を大きくできる。

図 5 に 1 サブキャリアあたりの送信フィルタ生成に必要な複素乗算回数を示す。逆行列および SVD の計算には、それぞれ Gauss-Jordan の消去法[12]およびべき乗法(Power method)[12]を用いた。べき乗法の収束判定閾値は 10^{-10} とした。図 5 より U が大きくなるほど、送信フィルタ生成に必要な複素乗算回数が大きくなることわかる。また U が大きくなるほど、MMSE-SVD の複素乗算回数に対する BD-SVD の複素乗算回数が増大する。 $U=2(U=9)$ のとき MMSE-SVD は BD-SVD と比較しての約 1/2 倍(約 1/100 倍)の複素乗算回数で送信フィルタを生成することができる。これは、送信フィルタ生成における SVD 処理を行う行列サイズが、BD-SVD のブロック対角化では $(U-1)N_{ue} \times N_{mbs}$ であるのに対し、MMSE-SVD では $N_{ue} \times N_{mbs}$ であるためである。

4. むすび

分散アンテナ小セルネットワーク下りリンクを対象に、CCI を考慮した MMSE-SVD を検討し、BD-SVD より低演算量でありながらそれと比較して高いリンク容量が得られることを明らかにした。 今後は、CCI を考慮した MMSE-SVD の上りリンクへの適用、CCI 測定誤差がリンク容量に及ぼす影響についての検討を行う予定である。

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～」(#0155-0019, 2016 年 4 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] 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.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of wireless communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [11] M. Joham, W. Utschick, and J. A. Nossek, "Linear transmit processing in MIMO communications systems," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 53, no. 8, pp. 2700-2712, Aug. 2005.
- [12] G. H. Golub and C. F. van Loan, *Matrix Computations*, 3rd ed., Johns Hopkins Univ. Press, Baltimore MD, 1996.

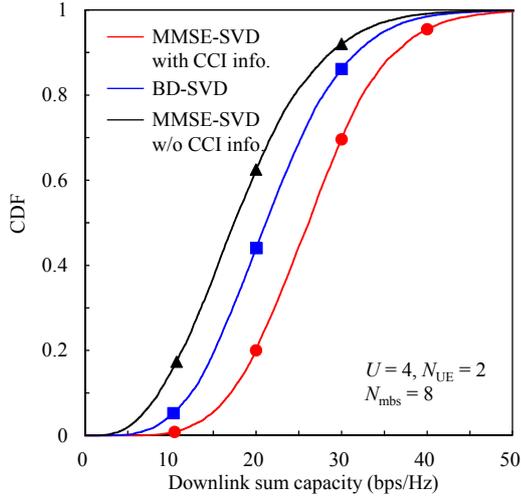


図3 下りリンク容量の累積分布関数

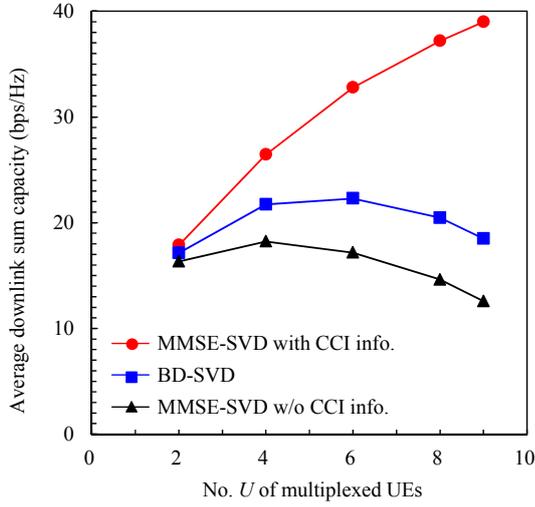


図4 UE多重数 U 対平均リンク容量

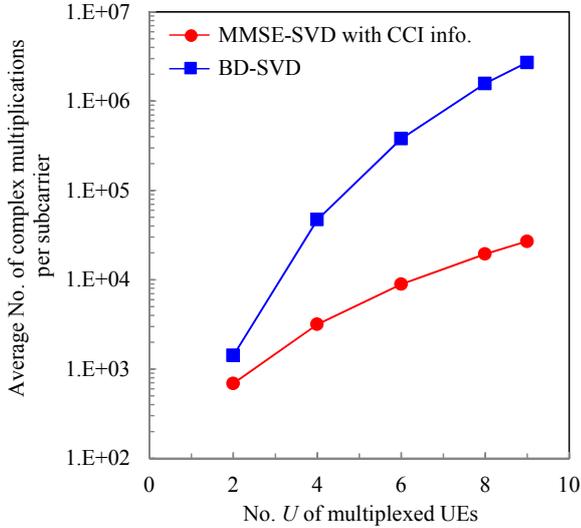


図5 サブキャリアあたりの送信フィルタ演算量

付録:BD-SVD

BD-SVD 送信フィルタ行列 $\mathbf{W}_{BD}(k) = [\mathbf{W}_{BD,0}(k), \dots, \mathbf{W}_{BD,u}(k), \dots, \mathbf{W}_{BD,U-1}(k)] \in \mathbb{C}^{N_{mbs} \times U \cdot N_{strm}}$ の第 u 番目 UE に対応する部分行列 $\mathbf{W}_{BD,u}(k) \in \mathbb{C}^{N_{mbs} \times N_{strm}}$ は次式で表される.

$$\mathbf{W}_{BD,u}(k) = \bar{\mathbf{V}}_{noise,u}(k) \hat{\mathbf{V}}_u(k) \mathbf{P}_u^{1/2}(k), \quad (\text{A.1})$$

$\bar{\mathbf{V}}_{noise,u}(k) \in \mathbb{C}^{N_{mbs} \times \{N_{mbs} - (U-1)N_{ue}\}}$ は、MBS-UE 間の MIMO チャンネル $\mathbf{H}(k) \in \mathbb{C}^{U \cdot N_{ue} \times N_{mbs}}$ をブロック対角化(BD)する重みであり、 $\mathbf{H}(k)$ から UE# u に対応する部分行列 $\mathbf{H}_u(k) \in \mathbb{C}^{N_{ue} \times N_{mbs}}$ を除いた行列 $[\mathbf{H}_0^T(k) \dots \mathbf{H}_{u-1}^T(k), \mathbf{H}_{u+1}^T(k) \dots \mathbf{H}_{U-1}^T(k)]^T \in \mathbb{C}^{(U-1)N_{ue} \times N_{mbs}}$ を特異値分解(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 後の等価チャンネル行列 $\mathbf{H}_u(k) \bar{\mathbf{V}}_{noise,u}(k) \in \mathbb{C}^{N_{ue} \times \{N_{mbs} - (U-1)N_{ue}\}}$ は、IUI が発生しない SU-MIMO チャンネルとみなすことができる. $\hat{\mathbf{V}}_u(k) \in \mathbb{C}^{\{N_{mbs} - (U-1)N_{ue}\} \times N_{strm}}$ は BD 後の等価チャンネル行列 $\mathbf{H}_u(k) \bar{\mathbf{V}}_{noise,u}(k)$ を SVD して得られる右特異ベクトルからなる行列である. $\mathbf{P}(k) = \text{diag} \mathbf{P}_0(k) \dots \mathbf{P}_{U-1}(k) \in \mathbb{R}^{U \cdot N_{strm} \times U \cdot N_{strm}}$ の部分行列 $\mathbf{P}_u(k) \in \mathbb{R}^{N_{strm} \times N_{strm}}$ は注水定理に基づく電力配分を与える対角行列であり、その第 n_{strm} 対角要素 $P_u(k; n_{strm})$ は次式で表される.

$$P_u(k; n_{strm}) = \left(\frac{1}{\lambda_u} - \frac{1}{\left(\frac{E_s}{N_0} \right) A_u(k; n_{strm})} \right)^+, \quad (\text{A.2})$$

ここで、 $A_u(k; n_{strm})$ は $\mathbf{H}_u(k) \bar{\mathbf{V}}_{noise,u}(k)$ の第 n_{strm} 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ように設定される定数であり次式で表される.

$$\frac{1}{N_{strm} \cdot N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n_{strm}=0}^{N_{strm}-1} P_u(k; n_{strm}) \sum_{n_{mbs}=0}^{N_{mbs}-1} |A_u(k; n_{mbs}, n_{strm})|^2 = 1, \quad (\text{A.3})$$

$A_u(k; n_{mbs}, n_{strm})$ は $\mathbf{W}_{BD,u}(k) \mathbf{P}_u^{-1/2}(k)$ の第 (n_{mbs}, n_{strm}) 要素である.

第 u 番目 UE における受信フィルタ行列 $\mathbf{W}_{UE,u}(k)$ は、送信フィルタ行列を考慮した等価チャンネルに対する受信 MMSE 重みとして次式で表される.

$$\mathbf{W}_{UE,u}(k) = \left\{ \left(\mathbf{H}_u(k) \mathbf{W}_{BD,u}(k) \right)^H \mathbf{H}_u(k) \mathbf{W}_{BD,u}(k) + \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \mathbf{I}_{N_{ue}} \right\}^{-1} \times \left(\mathbf{H}_u(k) \mathbf{W}_{BD,u}(k) \right)^H \quad (\text{A.4})$$