

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

熊谷 慎也 安達 文幸

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: kumagai@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 多数のアンテナを無線セル内に分散配置する分散アンテナネットワーク(DAN)とマルチユーザマルチアンテナ送受信(MU-MIMO)伝送を組み合わせることで、高いシステムスループットを達成可能だと期待できる。筆者らは最近、下りリンク広帯域シングルキャリア(SC)-MU-MIMO 伝送において、最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づき、チャンネルの周波数選択性に起因する符号間干渉(ISI), 各ユーザ端末(UE)内のアンテナ間で生じる干渉(IAI), 同時に通信する UE 間で生じる干渉(IUI)を同時に抑圧する送受信協調フィルタリングを提案し、基地局(BS)のみで行う送信 MMSE フィルタリングよりも優れた伝送品質を達成できることを明らかにした。また、ISI の発生しない直交周波数分割多重(OFDM)伝送用に送受信協調フィルタリングを再設計することもできる。本報告では、SC および OFDM-MU-MIMO 伝送を行う DAN 下りリンクを対象に、送受信協調フィルタリングの適用効果を明らかにする。送受信協調フィルタリング後の受信信号対干渉+雑音電力比(SINR)を理論的に求め、Shannon のチャンネル容量からスループットを計算する。数値計算により、送受信協調フィルタリングによるスループット改善効果を明らかにする。

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

Effect of Joint Tx/Rx Cooperative Signal Processing on Downlink Broadband MU-MIMO Transmissions in Distributed Antenna Network

Shinya KUMAGAI and Fumiyuki ADACHI

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: kumagai@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract The combination of distributed antenna network (DAN), where a number of antennas are distributed within each macro cell, and multi-user multiple-input multiple-output (MU-MIMO) achieves a high system throughput. Recently, we proposed a minimum mean square error (MMSE) based joint transmit and receive linear filtering (joint Tx/Rx filtering) for downlink broadband single-carrier (SC)-MU-MIMO transmission. Joint Tx/Rx filtering simultaneously mitigates the inter-symbol interference (ISI) caused by the frequency-selectivity of the channel, the inter-antenna interference (IAI) among antennas of user equipment (UE), and the inter-user interference (IUI), and hence, achieves better transmission quality than Tx MMSE filtering which is performed by the base station only. It should be noted that joint Tx/Rx filtering can be redesigned for orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) transmission where ISI is not produced. This paper validates the effect of joint Tx/Rx filtering on DAN downlink with SC or OFDM-MU-MIMO transmissions. The received signal-to-interference plus noise power ratio (SINR) after joint Tx/Rx filtering is theoretically derived, and then, throughput is calculated by Shannon's theorem. Numerical results show that joint Tx/Rx filtering achieves better throughput than Tx MMSE filtering.

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

1. まえがき

広帯域移動通信では、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伝送特性が大幅に劣化する[1]。多数のアンテナをマクロセル内に分散配置し、ベースバンド装置(BBU)によって制御する分散アンテナネットワーク(DAN)[2,3]は、これらの影響を同時に低減できる。また、同一の時間/周波数を用いて基地局(BS)が複数のユーザ端末(UE)と通信を行

うマルチユーザマルチアンテナ送受信(MU-MIMO)伝送[4]は、移動通信の利用できる周波数帯域の不足という課題を克服できる。DANに MU-MIMO 伝送を適用すれば、近傍に存在複数の DA と UE が同時通信できるため、高いシステムスループットを達成できる[5,6]。

筆者らは最近、下りリンク広帯域シングルキャリア(SC)-MU-MIMO 伝送を対象に、最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく線形フィルタリングを協調して行う送受信協調フィルタリングを 2 種類(BD-SVD 法、

MMSE-SVD 法)提案した[7]. 下りリンク SC-MU-MIMO 伝送では, 周波数ダイバーシチ利得を獲得できる一方で, チャンネルの周波数選択性に起因する符号間干渉 (ISI), 各 UE 内のアンテナ間で生じる干渉 (IAI), 同時に通信する UE 間で生じる干渉 (IUI) によって伝送品質が劣化する. BD-SVD 法では, BS のブロック対角化 (BD)[8]により IUI を除去した後, BS-各 UE 間の等価チャンネル行列の特異値分解 (SVD) を用いて等価チャンネルを固有モードに変換し, IAI を除去する. 更に, 生成した各固有モードに対して MMSE 規範の送信電力配分 (PA) および受信周波数領域等化 (FDE) を適用することで ISI を抑圧する. 一方 MMSE-SVD 法では, BS-各 UE 間のチャンネル行列の SVD を用いて本来のチャンネルを固有モードに変換し, 送信 MMSE フィルタリングと組み合わせることで IAI と IUI を同時に抑圧する. その後, BD-SVD 法と同様に MMSE 規範の送信 PA および受信 FDE を適用することで ISI を抑圧する. また, 直交周波数分割多重 (OFDM)-MU-MIMO 伝送用に送受信協調フィルタリングを再設計することもできる.

本報告では, SC および OFDM-MU-MIMO 伝送を行う DAN 下りリンクを対象に, 送受信協調フィルタリングの適用効果を明らかにする. ここで, 各 UE-DA 間の平均受信電力が異なる DAN では, 各固有モードの等価チャンネル利得 (固有値) の間に大きな差がある. そのため, SC 伝送において, 固有モード・周波数の 2 次元に対して MMSE-PA を行うよりも, 固有モード次元では注水 (WF)-PA[1] を, 周波数次元では MMSE-PA を行うほうがスループットを向上できることを DAN 上りリンクで示している [9]. 本報告ではまず, [9] と同様に SC 伝送用の送受信協調フィルタリングの PA を再設計し, これを基に OFDM 伝送の送受信協調フィルタリングも再設計する. 次いで数値計算により, 送受信協調フィルタリングが従来の送信 MMSE フィルタリングよりも SC および OFDM-MU-MIMO 伝送を行う DAN 下りリンクスループットを向上できることを示す. このとき, 筆者らが最近提案した UE-DA 動的グルーピング [9] を用いる.

本報告の構成は以下のとおりである. 第 2 章ではシステムモデルを示す. 第 3 章では, SC および OFDM-MU-MIMO 伝送を行う DAN 下りリンクにおける送受信協調フィルタリングを再設計する. 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: $[\cdot]^T$ および $[\cdot]^H$ はそれぞれ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.

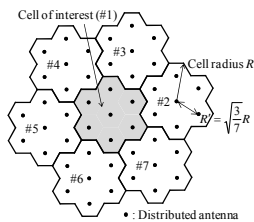


図 1 DAN モデル

2. システムモデル

本章では, 今報告で仮定する DAN モデル, チャンネルモデル, UE-DA グルーピングについて述べる.

2.1. DAN モデル

図 1 に, 本報告で仮定する DAN モデル [9] を示す. セル半径 R の各マクロセル内には $N_{total}=7$ 本の DA が配置されており, DA 間距離 $R' = \sqrt{3/7}R$ としている. 中央のマクロセル (#1) を注目セルとし, その周辺の 6 セル (#2~#7) を考慮する. N_{UE} 本のアンテナを有する UE が各マクロセル内に U 台ランダムに発生する.

2.2. チャンネルモデル

L 個のパスからなるマルチパスフェージングにおいて, セル # c の UE # u のアンテナ # n_r とセル # c' の DA # n 間のチャンネルのインパルス応答は次式で表される.

$$h_{u,n_r,n}^{(c,c')}(\tau) = \left(d_{u,n}^{(c,c')} \right)^{\frac{\alpha}{2}} \left\{ \sqrt{\frac{K}{K+1}} \exp(j\theta_{u,n_r,n}^{(c,c')}) \delta(\tau - \tau_{u,n_r,n}^{(c,c')}(l)) + \sqrt{10^{-\frac{\eta_{u,n}^{(c,c')}}{10}}} \sqrt{\frac{1}{K+1}} \sum_{l=1}^L \xi_{u,n_r,n}^{(c,c')}(l) \delta(\tau - \tau_{u,n_r,n}^{(c,c')}(l)) \right\} \quad (1)$$

本報告ではセル # c の UE # u とセル # c' の DA # n 間の距離 $d_{u,n}^{(c,c')} \leq R/\sqrt{7}$ 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 $K > 0$), $d_{u,n}^{(c,c')} > R/\sqrt{7}$ 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, $\eta_{u,n}^{(c,c')}$ 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. $\theta_{u,n_r,n}^{(c,c')}$ は直接波の位相であり, 一様分布に従うと仮定する. $\xi_{u,n_r,n}^{(c,c')}$ および $\tau_{u,n_r,n}^{(c,c')}$ 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 $\tau_{u,n_r,n}^{(c,c')} = l-1$ for all c, u, n_r, c', n) を有する離散パスを仮定し, $E[\sum_{l=1}^L |\xi_{u,n_r,n}^{(c,c')}(l)|^2] = 1$ for all c, u, n_r, c', n である.

セル # c の UE # u におけるセル # c' の DA # n からの信号の短区間平均受信電力 $P_{r,u,n}^{(c,c')}$ は次式で表される.

$$P_{r,u,n}^{(c,c')} = P_{t,n}^{(c,c')} \left(d_{u,n}^{(c,c')} \right)^{-\alpha} \left(\frac{K}{K+1} + 10^{-\frac{\eta_{u,n}^{(c,c')}}{10}} \frac{1}{K+1} \right) \quad (2)$$

ここで, $P_{t,n}^{(c,c')}$ はセル # c' の DA # n の送信電力であり, 本報告では $P_{t,n}^{(c,c')} = P_t$ for all c', n とする. セル半径 R で正規化した距離 $\hat{d}_{u,n}^{(c,c')} = d_{u,n}^{(c,c')}/R$, 正規化送信電力 $\hat{P}_t = P_t \cdot R^{-\alpha}$ とすると, 式 (2) は次式で書き直される.

$$P_{r,u,n}^{(c,c')} = \hat{P}_t \left(\hat{d}_{u,n}^{(c,c')} \right)^{-\alpha} \left(\frac{K}{K+1} + 10^{-\frac{\eta_{u,n}^{(c,c')}}{10}} \frac{1}{K+1} \right) \quad (3)$$

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 $2\sigma^2 = 2N_0/T_s$, $\gamma' = E_s/N_0$ とすると (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) $\gamma_{u,n}^{(c,c')}$ は次式で表される.

$$\gamma_{u,n}^{(c,c')} = \frac{P_{r,u,n}^{(c,c')}}{2\sigma^2} = \gamma' \left(\hat{d}_{u,n}^{(c,c')} \right)^{-\alpha} \left(\frac{K}{K+1} + 10^{-\frac{\eta_{u,n}^{(c,c')}}{10}} \frac{1}{K+1} \right) \quad (4)$$

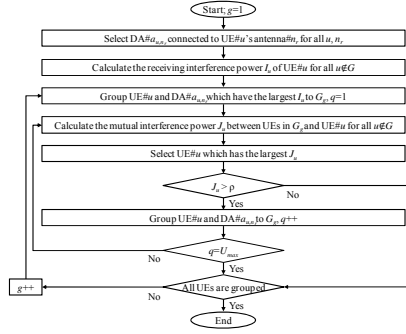


図 2 UE-DA 動的グルーピングのフローチャート

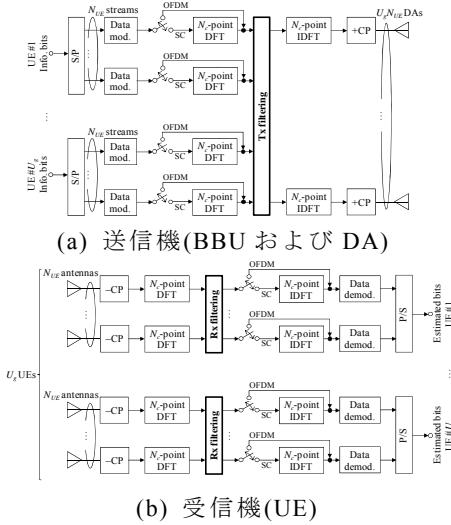


図 3 下りリンク MU-MIMO 伝送系

2.3. UE-DA グルーピング

DAN に関する従来の検討[10]では、各 UE は自セル内の DA のみに接続する(UE-DA 固定グルーピング)と仮定していたため、他セルの DA の信号が強い一周波干渉(CCI)となっていた。そこで筆者らは最近、セル境界を超えて、強く干渉し合う UE 群とその近傍の DA 群を動的にグルーピングする手法を提案した[9]。UE-DA 動的グルーピングにより、強い CCI を IUI として扱え、信号処理によって干渉を抑圧できる。

以降では、セル境界を超えて UE と DA がグルーピングされるため、UE および DA のインデックスを $u=1 \sim 7U$ および $n=1 \sim 7N_{total}$ と再定義する。図 2 に、UE-DA 動的グルーピングのフローチャートを示す。まず各 UE のアンテナ $\#n_r$ がどの DA と接続するかを決定する。本報告では、次式のように、UE# u における短区間平均受信 SNR $\gamma_{u,n}$ (式(4))と与えられる $\gamma_{u,n}^{(c,c')}$ を上述のインデックスで再定義したものが最大となる DA# a_{u,n_r} を接続先として選択する。

$$a_{u,n_r} = \arg \max_n \gamma_{u,n} \quad (5)$$

ここで、DA# a_{u,n_r} がすでに他の UE アンテナの接続先として選択されている場合には、 $\gamma_{u,n}$ が小さな UE アンテナは次に $\gamma_{u,n}$ が大きな DA を接続先として選択する。なお、本報告では UE の接続先として選択された $7UN_{UE}$ 本の DA 以外の DA は MU-MIMO 伝送に用いない。

全 UE アンテナの接続 DA が決定した後、グルーピングの中心となる UE および DA を決定する。まず、いずれかのグループ G_g に所属する UE の集合 G (グループインデックス g についての初回のループでは空集合)に属さない全ての UE# u について、UE# u の全てのアンテナ $\#n_r$ が接続する DA# a_{u,n_r} 以外の DA からの受干渉を計算する。雑音電力で正規化した短区間平均受干渉電力 I_u は次式で表される。

$$I_u = \sum_{i \in G, i \neq u, n_r=1}^{N_{UE}} \gamma_{u,a_{i,n_r}} \quad (6)$$

そして、 I_u が最大の UE# u および接続先 DA# a_{u,n_r} をグループ G_g へグルーピングする。

続いて、グループ G_g へグルーピングする他の UE および DA を決定する。まず、集合 G に属さない全ての UE# u について、UE# u が接続する DA# a_{u,n_r} がグループ G_g 内の UE へ与える干渉と、UE# u がグループ G_g 内の DA から受ける干渉の和を計算する。雑音電力で正規化した短区間平均相互干渉電力 J_u は次式で表される。

$$J_u = \sum_{i \in G_g, n_r=1}^{N_{UE}} \gamma_{i,a_{u,n_r}} + \sum_{i \in G_g, n_r=1}^{N_{UE}} \gamma_{u,a_{i,n_r}} \quad (7)$$

そして、 J_u が最大の UE# u を選択し、 J_u が閾値 ρ よりも大きいとき、UE# u および接続先 DA# a_{u,n_r} をグループ G_g へグルーピングする。以上のグループ G_g のグルーピングを、最大 J_u が閾値 ρ よりも小さくなるか所属 UE 数が最大 UE 数 U_{max} となるまで繰り返し、グループ G_g のグルーピングを終了する。

その後、グループ G_{g+1} のグルーピングを行うために I_u の計算に戻り、以降全 UE がいずれかのグループに所属するまでグルーピングを繰り返し、終了する。

3. 下りリンク MU-MIMO 伝送系

本章では、2.3 節で述べた UE-DA 動的グルーピングによって決定されたグループ G_g に注目し伝送系を述べる。図 3 に本報告で仮定する下りリンク MU-MIMO 伝送系を示す。まず、[7]で提案した SC 伝送用の 2 種類の送受信協調フィルタリングの PA を[9]と同様に再設計し、これを基に OFDM 伝送用の送受信協調フィルタリングも再設計する。なお、本報告ではフィルタリングの設計に CCI を考慮しない。

グループ G_g に属する UE# u のアンテナ $\#n_r$ とグループ G_g に属する DA# n_t 間の第 k ($=1 \sim N_c$) 周波数のチャネルの伝達関数 $H_{u,n_r,n_t}^{(g,g')}(k)$ は次式で与えられる。

$$H_{u,n_r,n_t}^{(g,g')}(k) = \left(\hat{d}_{u,n_r}^{(g,g')} \right)^{\frac{\alpha}{2}} \left\{ \begin{aligned} & \sqrt{\frac{K}{K+1}} \exp(j\theta_{u,n_r,n_t}^{(g,g')}) \exp\left(-j \frac{2\pi k \tau_{u,n_r,n_t}^{(g,g')}(l)}{N_c}\right) \\ & + \sqrt{10^{-\frac{\eta_{u,n_r,n_t}^{(g,g')}}{10}}} \sqrt{\frac{1}{K+1}} \sum_{l=1}^L \xi_{u,n_r,n_t}^{(g,g')} \exp\left(-j \frac{2\pi k \tau_{u,n_r,n_t}^{(g,g')}(l)}{N_c}\right) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

ここで、 N_c はブロックサイズであり、各変数の値は式(1)と対応する。

3.1. SC 伝送

送信機(BBU および $U_g N_{UE}$ 本の DA)では, UE# u の N_c ポイント離散フーリエ変換(DFT)後の第 k 周波数における周波数領域データシンボルベクトル $\mathbf{D}_u^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times 1}$ を全 UE 並べたベクトル $\mathbf{D}^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{U_g N_{UE} \times 1}$ に対し送信フィルタリングを行い, 次式の送信シンボルベクトル $\mathbf{S}_{SC}^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{U_g N_{UE} \times 1}$ を得る.

$$\mathbf{S}_{SC}^{(g)}(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{F}_{SC}^{(g)}(k) \begin{bmatrix} \mathbf{D}_1^{(g)}(k) \\ \vdots \\ \mathbf{D}_{U_g}^{(g)}(k) \end{bmatrix} \quad (9)$$

ここで, $\mathbf{F}_{SC}^{(g)}(k) = [\mathbf{F}_{SC,1}^{(g)}(k) \cdots \mathbf{F}_{SC,U_g}^{(g)}(k)]$ は送信フィルタ行列であり, $\mathbf{F}_{SC,u}^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{U_g N_{UE} \times N_{UE}}$ は $\mathbf{F}_{SC}^{(g)}(k)$ のうち $\mathbf{D}_u^{(g)}(k)$ に対応する部分行列である. BD-SVD 法の $\mathbf{F}_{SC,u}^{(g)}(k)$ および MMSE-SVD 法の $\mathbf{F}_{SC}^{(g)}(k)$ はそれぞれ次式で表される.

$$\mathbf{F}_{SC,u}^{(g)}(k) = \bar{\mathbf{V}}_{noise,u}^{(g)}(k) \hat{\mathbf{V}}_u^{(g)}(k) \sqrt{\mathbf{Q}_{SC,u}^{(g)}(k)} \quad (\text{BD-SVD 法}) \quad (10a)$$

$$\mathbf{F}_{SC}^{(g)}(k) = \left\{ \mathbf{H}^{(g)}(k) \mathbf{U}^{(g)}(k) \left(\mathbf{U}^{(g)}(k) \mathbf{H}^{(g)}(k) + \gamma^{-1} \mathbf{I}_{U_g N_{UE}} \right)^{-1} \right. \\ \left. \times \left(\mathbf{H}^{(g)}(k) \right)^H \mathbf{U}^{(g)}(k) \sqrt{\mathbf{Q}_{SC}^{(g)}(k)} \right\} \quad (\text{MMSE-SVD 法}) \quad (10b)$$

$\bar{\mathbf{V}}_{noise,u}^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{U_g N_{UE} \times N_{UE}}$ はグループ G_g の全 DA-UE 間のチャネル行列 $\mathbf{H}^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{U_g N_{UE} \times U_g N_{UE}}$ から $H_{u,n_r,n_t}^{(g,g)}(k)$ を第 (n_r, n_t) 要素に持つチャネル行列 $\mathbf{H}_u^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times U_g N_{UE}}$ を除いた行列を 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. $\hat{\mathbf{V}}_u^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times N_{UE}}$ は BD 後の等価チャネル行列 $\mathbf{H}_u^{(g)}(k) \bar{\mathbf{V}}_{noise,u}^{(g)}(k)$ を SVD して得られる右特異ベクトルからなる行列である. $\mathbf{U}^{(g)}(k) = \text{diag}[\mathbf{U}_1^{(g)}(k) \cdots \mathbf{U}_{U_g}^{(g)}(k)]$ の部分行列 $\mathbf{U}_u^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times N_{UE}}$ は $\mathbf{H}_u^{(g)}(k)$ を SVD して得られる左特異ベクトルからなる行列である. $\mathbf{Q}_{SC}^{(g)}(k) = \text{diag}[\mathbf{Q}_{SC,1}^{(g)}(k) \cdots \mathbf{Q}_{SC,U_g}^{(g)}(k)]$ の部分行列 $\mathbf{Q}_{SC,u}^{(g)}(k) \in \mathbb{R}^{N_{UE} \times N_{UE}}$ は UE# u の各固有モード・周波数への PA を与える対角行列であり, その第 n_r 対角要素 $Q_{SC,u,n_r}^{(g)}(k)$ は[9]と同様に次式で表される(BD-SVD 法).

$$Q_{SC,u,n_r}^{(g)}(k) = \left(\frac{1}{\sqrt{v_{u,n_r}^{(g)}}} \frac{1}{\sqrt{\gamma \hat{\Lambda}_{u,n_r}^{(g)}(k)}} - \frac{1}{\gamma \hat{\Lambda}_{u,n_r}^{(g)}(k)} \right)^+ \quad (11)$$

なお, $\hat{\Lambda}_{u,n_r}^{(g)}(k)$ は $\mathbf{H}_u^{(g)}(k) \bar{\mathbf{V}}_{noise,u}^{(g)}(k)$ の第 n_r 特異値の 2 乗値である. $v_{u,n_r}^{(g)}$ は $\sum_{k=1}^{N_c} \sum_{n_r=1}^{N_{UE}} Q_{SC,u,n_r}^{(g)}(k) = \Omega_{SC,u,n_r}^{(g)}$ を満たすように設定される定数であり, $\Omega_{SC,u,n_r}^{(g)}$ は次式で表される.

$$\Omega_{SC,u,n_r}^{(g)} = \left(\frac{1}{\kappa_{u,n_r}^{(g)}} - \frac{1}{\gamma \hat{\Lambda}_{u,n_r}^{(g)}} \right)^+ \quad (12)$$

$\hat{\Lambda}_{u,n_r}^{(g)} = \sum_{k=1}^{N_c} \hat{\Lambda}_{u,n_r}^{(g)}(k) / N_c$ であり, $\kappa_{u,n_r}^{(g)}$ は各 UE への送信電力を一定にする (すなわち $\sum_{n_r=1}^{N_{UE}} \Omega_{SC,u,n_r}^{(g)} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{n_r=1}^{U_g N_{UE}} |A_{n_r,n_r}^{(g)}(k)|^2 = N_{UE} N_c$) ように設定される定数である. $A_{n_r,n_r}^{(g)}(k)$ は $\mathbf{F}_{SC,u}^{(g)}(k) (\mathbf{Q}_{SC,u}^{(g)}(k))^{-1/2}$ の第 (n_t, n_r) 要素である. なお, MMSE-SVD 法の $Q_{SC,u,n_r}^{(g)}(k)$ は式(11), (12)の $\hat{\Lambda}_{u,n_r}^{(g)}(k)$ に対応する項を $\mathbf{H}_u^{(g)}(k)$ の第 n_r 特異値の 2 乗値である $\Lambda_{u,n_r}^{(g)}(k)$ に置き換える.

UE# u の N_c ポイント DFT 後の第 k 周波数における周

波数領域受信信号ベクトル $\mathbf{R}_{SC,u}^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times 1}$ は次式で表される.

$$\mathbf{R}_{SC,u}^{(g)}(k) = \mathbf{H}_u^{(g)}(k) \mathbf{S}_{SC}^{(g)}(k) + \mathbf{Y}_u^{(g)}(k) + \mathbf{Z}_u^{(g)}(k) \quad (13)$$

ここで, $\mathbf{Y}_u^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times 1}$ は CCI ベクトル, $\mathbf{Z}_u^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times 1}$ 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. $\mathbf{R}_{SC,u}^{(g)}(k)$ に対し受信フィルタ行列 $\mathbf{W}_{SC,u}^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times N_{UE}}$ を乗積し, 周波数領域軟判定シンボルベクトル $\hat{\mathbf{D}}_u^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times 1}$ を得る.

$$\hat{\mathbf{D}}_u^{(g)}(k) = \mathbf{W}_{SC,u}^{(g)}(k) \mathbf{R}_{SC,u}^{(g)}(k) \quad (14)$$

ここで, 受信フィルタ行列は BD-SVD 法, MMSE-SVD 法ともに次式で表される.

$$\mathbf{W}_{SC,u}^{(g)}(k) = \left\{ \left(\mathbf{H}_u^{(g)}(k) \mathbf{F}_{SC,u}^{(g)}(k) \right)^H \mathbf{H}_u^{(g)}(k) \mathbf{F}_{SC,u}^{(g)}(k) + \gamma^{-1} \mathbf{I}_{N_{UE}} \right\}^{-1} \\ \times \left(\mathbf{H}_u^{(g)}(k) \mathbf{F}_{SC,u}^{(g)}(k) \right)^H \quad (15)$$

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 $C_{SC,u}^{(g)}$ (bps/Hz) は Shannon のチャネル容量を基に次式で表される.

$$C_{SC,u}^{(g)} = \sum_{n_r=1}^{N_{UE}} \log_2 \left(1 + \Gamma_{u,n_r}^{(g)} \right) \quad (16)$$

ここで, $\Gamma_{SC,u,n_r}^{(g)}$ は送受信協調フィルタリング後の UE# u の第 n_r 固有モードの受信 SINR であり次式で表される.

$$\Gamma_{SC,u,n_r}^{(g)} = \frac{\left| \tilde{H}_{u,n_r}^{(g)} \right|^2}{\mu_{ISI,u,n_r}^{(g)} + \mu_{IAI,u,n_r}^{(g)} + \mu_{IUI,u,n_r}^{(g)} + \mu_{CCI,u,n_r}^{(g)} + \mu_{noise,u,n_r}^{(g)}} \quad (17)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{H}_{u,n_r}^{(g)} = N_c^{-1} \sum_{k=1}^{N_c} \hat{H}_{SC,u,n_r,u,n_r}^{(g,g)}(k) \\ \hat{H}_{SC,u,n_r,u',n_r'}^{(g,g)}(k) = \sum_{m=1}^{N_{UE}} W_{SC,u,n_r,m}^{(g)}(k) \sum_{n_t=1}^{U_g N_{UE}} H_{u,m,n_t}^{(g,g)}(k) F_{SC,u',n_t,n_r'}^{(g)}(k) \\ \mu_{ISI,u,n_r}^{(g)} = N_c^{-1} \sum_{k=1}^{N_c} \left| \hat{H}_{SC,u,n_r,u,n_r}^{(g,g)}(k) \right|^2 - \left| \tilde{H}_{u,n_r}^{(g)} \right|^2 \\ \mu_{IAI,u,n_r}^{(g)} = N_c^{-1} \sum_{\substack{n_r'=1 \\ n_r' \neq n_r}}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} \left| \hat{H}_{SC,u,n_r,u,n_r'}^{(g,g)}(k) \right|^2 \\ \mu_{IUI,u,n_r}^{(g)} = N_c^{-1} \sum_{\substack{u'=1 \\ u' \neq u}}^{U_g} \sum_{n_r'=1}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} \left| \hat{H}_{SC,u,n_r,u',n_r'}^{(g,g)}(k) \right|^2 \\ \mu_{CCI,u,n_r}^{(g)} = N_c^{-1} \sum_{g' \neq g} \sum_{u'=1}^{U_g} \sum_{n_r'=1}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} \left| \hat{H}_{SC,u,n_r,u',n_r'}^{(g',g)}(k) \right|^2 \\ \mu_{noise,u,n_r}^{(g)} = \gamma^{-1} N_c^{-1} \sum_{m=1}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} \left| W_{SC,u,n_r,m}^{(g)}(k) \right|^2 \end{array} \right. \quad (18)$$

なお, $W_{SC,u,n_r,m}^{(g)}(k)$ および $F_{SC,u,n_r,n_r'}^{(g)}(k)$ はそれぞれ $\mathbf{W}_{SC,u}^{(g)}(k)$ および $\mathbf{F}_{SC,u}^{(g)}(k)$ の第 (n_r, m) および (n_t, n_r') 要素であり, $\mu_{ISI,u,n_r}^{(g)}$, $\mu_{IAI,u,n_r}^{(g)}$, $\mu_{IUI,u,n_r}^{(g)}$, $\mu_{CCI,u,n_r}^{(g)}$, $\mu_{noise,u,n_r}^{(g)}$ はそれぞれ正規化後の残留 ISI/IAI/IUI/CCI/雑音の分散である.

3.2. OFDM 伝送

送信機における SC 伝送と OFDM 伝送の違いは, 送信フィルタの入力として, 周波数領域データシンボルベクトル $\mathbf{D}_u^{(g)}(k)$ ではなく時間領域データシンボルベ

クトル $\mathbf{d}_{u,n_r}^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times 1}$ を用いることである。したがって $\mathbf{S}_{SC}^{(g)}(k)$ は式(9)の $\mathbf{D}_{SC}^{(g)}(k)$ を $\mathbf{d}_{u,n_r}^{(g)}(k)$ に置き換えることで得られる。また、OFDM 伝送では ISI が発生しないことから、BD-SVD 法、MMSE-SVD 法ともに送信フィルタ行列 $\mathbf{F}_{OFDM}^{(g)}(k)$ は式(10)の $\mathbf{Q}_{SC,u,n_r}^{(g)}(k)$ を第 n_r 対角要素 $Q_{OFDM,u,n_r}^{(g)}(k)$ が次式で表される $\mathbf{Q}_{OFDM,u}^{(g)}(k) \in \mathbb{R}^{N_{UE} \times N_{UE}}$ に置き換えることで得られる (BD-SVD 法 のとき、MMSE-SVD 法においては、SC 伝送と同様に $\Lambda_{u,n_r}^{(g)}(k)$ を $\Lambda_{u,n_r}^{(g)}(k)$ に置き換えることで得られる)。

$$Q_{OFDM,u,n_r}^{(g)}(k) = \left(\frac{1}{\lambda_{u,n_r}^{(g)}} - \frac{1}{\gamma' \Lambda_{u,n_r}^{(g)}(k)} \right)^+ \quad (19)$$

ここで、 $\lambda_{u,n_r}^{(g)}$ は各 UE への送信電力を一定にする (すなわち $\sum_{n_r=1}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} Q_{SC,u,n_r}^{(g)}(k) \sum_{n_r=1}^{U_s N_{UE}} |A_{n_r,n_r}^{(g)}(k)|^2 = N_{UE} N_c$) ように設定される定数である。

UE# u における SC 伝送と OFDM 伝送の違いは、受信フィルタの出力が周波数領域軟判定シンボルベクトル $\hat{\mathbf{D}}_u^{(g)}(k)$ ではなく時間領域行列軟判定シンボルベクトル $\hat{\mathbf{d}}_u^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times 1}$ となることである。したがって ISI は発生せず、受信フィルタ行列 $\mathbf{W}_{OFDM,u}^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times N_{UE}}$ は次式で表される。

$$\mathbf{W}_{OFDM,u}^{(g)}(k) = \begin{cases} (\hat{\mathbf{U}}_u^{(g)}(k))^H & \text{(BD-SVD法)} \\ (\mathbf{U}_u^{(g)}(k))^H & \text{(MMSE-SVD法)} \end{cases} \quad (20)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{U}}_u^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times N_{UE}}$ は $\mathbf{H}_u^{(g)}(k) \bar{\mathbf{V}}_{noise,u}^{(g)}(k)$ を SVD して得られる左特異ベクトルからなる行列である。

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 $C_{OFDM,u}^{(g)}$ (bps/Hz) は次式で表される。

$$C_{OFDM,u}^{(g)} = \frac{1}{N_c} \sum_{n_r=1}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} \log_2 \left(1 + \Gamma_{OFDM,u,n_r}^{(g)}(k) \right) \quad (21)$$

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

$$\Gamma_{OFDM,u,n_r}^{(g)}(k) = \frac{\left| \hat{H}_{OFDM,u,n_r,u,n_r}^{(g,g)}(k) \right|^2}{\bar{\mu}_{IAI,u,n_r}^{(g)}(k) + \bar{\mu}_{IUI,u,n_r}^{(g)}(k) + \bar{\mu}_{CCI,u,n_r}^{(g)}(k) + \bar{\mu}_{noise,u,n_r}^{(g)}(k)} \quad (22)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \hat{H}_{OFDM,u,n_r,u',n_r'}^{(g,g')} &= \sum_{m=1}^{N_{UE}} \mathbf{W}_{OFDM,u,n_r,m}^{(g)}(k) \sum_{n_r'=1}^{U_s N_{UE}} \mathbf{H}_{u,m,n_r'}^{(g,g')} F_{OFDM,u',n_r'}^{(g')} \\ \bar{\mu}_{IAI,u,n_r}^{(g)}(k) &= \sum_{\substack{n_r'=1 \\ n_r' \neq n_r}}^{N_{UE}} \left| \hat{H}_{OFDM,u,n_r,u',n_r'}^{(g,g')} \right|^2 \\ \bar{\mu}_{IUI,u,n_r}^{(g)}(k) &= \sum_{\substack{u'=1 \\ u' \neq u}}^{U_s} \sum_{n_r'=1}^{N_{UE}} \left| \hat{H}_{OFDM,u,n_r,u',n_r'}^{(g,g')} \right|^2 \\ \bar{\mu}_{CCI,u,n_r}^{(g)}(k) &= \sum_{g' \neq g} \sum_{u'=1}^{U_s} \sum_{n_r'=1}^{N_{UE}} \left| \hat{H}_{OFDM,u,n_r,u',n_r'}^{(g,g')} \right|^2 \\ \bar{\mu}_{noise,u,n_r}^{(g)}(k) &= \gamma'^{-1} \sum_{m=1}^{N_{UE}} \left| \mathbf{W}_{OFDM,u,n_r,m}^{(g)}(k) \right|^2 \end{aligned} \right. \quad (23)$$

なお、 $\mathbf{W}_{OFDM,u,n_r,m}^{(g)}(k)$ と $F_{OFDM,u,n_r}^{(g)}(k)$ はそれぞれ $\mathbf{W}_{OFDM,u}^{(g)}(k)$ と $\mathbf{F}_{OFDM,u}^{(g)}(k)$ の第 (n_r, m) および (n_r, n_r) 要素であり、

$\bar{\mu}_{IAI,u,n_r}^{(g)}(k)$ 、 $\bar{\mu}_{IUI,u,n_r}^{(g)}(k)$ 、 $\bar{\mu}_{CCI,u,n_r}^{(g)}(k)$ 、 $\bar{\mu}_{noise,u,n_r}^{(g)}(k)$ はそれぞれ正規化後の残留 IAI/IUI/CCI/雑音の分散である。

4. 数値計算結果

DFT/IDFT ポイント数 $N_c=128$ 、各マクロセルの UE 数 $U=2$ とし、各 UE のアンテナ本数 $N_{UE}=2$ 、正規化送信 E_s/N_0 $\gamma'=10$ (dB) とする。伝搬損失指数 $\alpha=3.5$ 、シャドウイング標準偏差 $\sigma_s=7.0$ (dB)、各パス/アンテナ/UE 間のチャネルは無相関とし、仲上ライスフェージング環境における $K=10$ (dB) とする。

図 4 に、SC および OFDM-MU-MIMO 伝送を行う DAN 下りリンクにおいて、送受信協調フィルタリングを用いたときのスループット分布を示す。ここで、注目セル内の 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 UE-DA 動的グルーピングにおける閾値 ρ を変化させる。各グループの最大 UE 数 $U_{max}=7U$ とした。比較として、各マクロセル内の DA についてのみ式(5)に基づき UE の接続 DA を選択し、マクロセル内の DA のみが連携したとき(固定グルーピング)の特性も示す。また、送信 MMSE フィルタリングの特性も併記する。

図 4 よりまず、固定グルーピングにおいては BD-SVD 法が MMSE-SVD 法よりも高いスループットを達成できることがわかる。これは、固定グルーピングにおいては各グループの UE 多重数が高々 $U=2$ であるため、BD による等価チャネル利得の低下よりも IUI を完全に除去できる効果が大きいからである。一方、動的グルーピングにおいては MMSE-SVD 法が BD-SVD 法よりも高いスループットを達成できることがわかる。これは、動的グルーピングにおいては各グループの最大 UE 多重数が $7U=14$ であるため、BD によって IUI を完全に除去しようとする、等価チャネル利得が大幅に劣化してしまうからである。また、いずれのグルーピングにおいても、MMSE-SVD 法は従来の送信 MMSE フィルタリングよりも高いスループットを達成できる。これは、MMSE-SVD 法では、各 UE-DA 間のチャネルを固有モードに変換し、各固有モードに対して WF-PA を行うからである。

また、図 4 より、SC 伝送よりも OFDM 伝送のほうが高いスループットを達成できることがわかる。OFDM 伝送では ISI が発生しないことに加えて、固有モードと周波数の 2 次元に対して WF-PA を行うため、チャネルの周波数選択性を積極的に利用して品質の良いサブキャリアにだけ電力を配分することにより、スループットが向上したと考えられる。

また、図 4 より、UE-DA 動的グルーピングにおいて ρ によってスループットが変化することがわかる。 ρ が小さいほど多くの UE が同一グループにグルーピングされるため CCI が小さくなるが、グループから遠方に存在する UE もグルーピングしてしまう可能性があるため、 $\rho=0\sim 6$ (dB) の範囲では ρ を大きくするとスループットが向上する。しかし、 ρ を大きくすると CCI が大きくなるため、 $\rho=6\sim 10$ (dB) の範囲では ρ を大きくするとスループットが劣化する。

図 5 に、1 ブロックの送信フィルタ行列計算にかかる全マクロセル合計の複素乗算回数の相補累積分布関数(CCDF)を示す。ここで、SVD のアルゴリズムとしてべき乗法(収束判定の閾値 1.0×10^{-10})を用いた。図 5 より、動的グルーピングにおける複素乗算回数の最悪値において、MMSE-SVD 法は BD-SVD 法の 0.4%程度に低減できることがわかる。これは、BD-SVD 法においては最大 $(7U-1)N_r=26$ 次の行列の SVD を要するのに対し、MMSE-SVD 法では $N_r=2$ 次の行列の SVD を要するからである。

また、図 5 より、UE-DA 動的グルーピングにおいて ρ によって複素乗算回数の分布が変化することがわかる。これは、 ρ によって各グループの UE 数が変化するため、SVD および逆行列演算を行う行列のサイズが変わるためである。

5. むすび

本報告では、SC および OFDM-MU-MIMO 伝送を行う DAN 下りリンクを対象に、送受信協調フィルタリングの適用効果を検討した。送受信協調フィルタリング後の受信 SINR を理論的に求め、Shannon のチャンネル容量からスループットを計算した。数値計算により、送受信協調フィルタリングが送信 MMSE フィルタリングよりも高いスループットを達成することを示した。

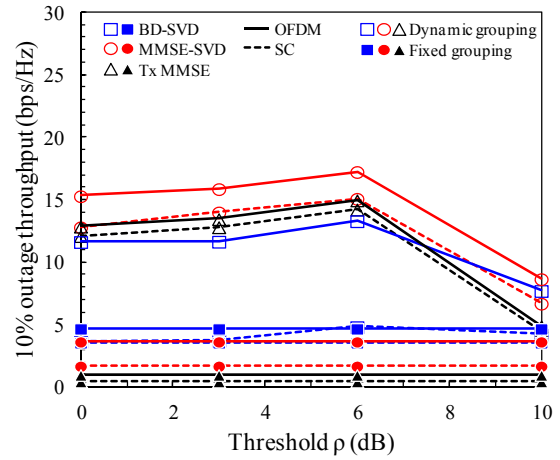
謝 辞

本報告の一部は、JSPS 科研費 25・2850 の助成を受けたものである。また、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～」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。

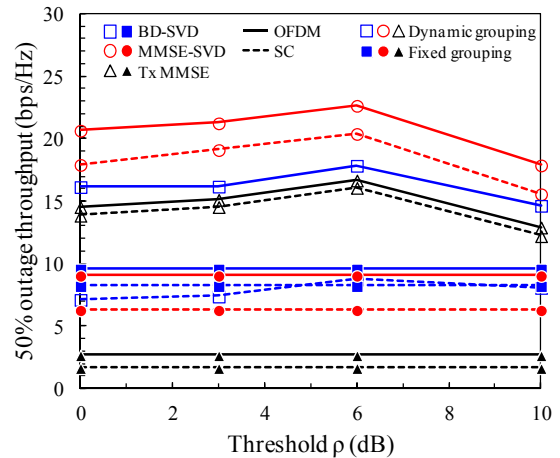
文 献

- [1] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of wireless communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [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] W. Choi and J. G. Andrews, "Downlink performance and capacity of distributed antenna systems in a multicell environment," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 6, no. 1, pp. 69-73, Apr. 2007.
- [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] 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.
- [9] 熊谷, 吉岡, 安達, "シングルキャリア MU-MIMO を用いる分散アンテナネットワーク上りリンクにおける送受信協調フィルタリング," 信学技報, RCS2014-355, pp.

321-326, 2015 年 3 月.
 [10] S. Inoshita, H. Miyazaki, and F. Adachi, "Complexity-reduced per-antenna multiple access interference cancellation for DAN using DS-CDMA," in *Proc. of IEEE 80th Vehicular Technology Conference (VTC2014-Fall)*, Vancouver, Canada, Sept. 2014.



(a) 10%アウテージスループット



(b) 50%アウテージスループット

図 4 スループット分布

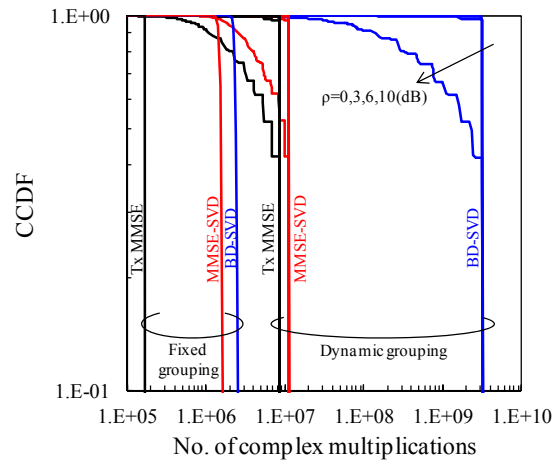


図 5 複素乗算回数の CCDF 特性