

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

熊谷 慎也[†] 吉岡 翔平[†] 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, yoshioka}@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(マクロセル)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(MU)マルチアンテナ送受信(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できる。筆者らは最近、シングルキャリア(SC)-MU-MIMOを用いる上りリンク伝送を対象に、各ユーザ端末(UE)と基地局(BS)が協調して最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく線形フィルタリングを行う、送受信協調 MMSE フィルタリングを提案した。送受信協調 MMSE フィルタリングでは、各 UE と BS 間の MIMO チャンネルを複数の固有モードに変換し、MMSE 規範の電力配分を行う。MMSE 電力配分は利得(固有値)の低い固有モードに多くの電力を配分し、優れたビット誤り率(BER)特性を達成する。しかし、各 UE-BS 間の平均受信電力が異なる DAN では固有値の間に大きな差があるため、スループット(Shannon のチャンネル容量)の観点から別の電力配分を設計すべきである。本報告では、SC-MU-MIMO を用いる DAN 上りリンクを対象に、固有モード領域で注水(WF)電力配分、周波数領域で MMSE 電力配分を行う新たな送受信協調フィルタリング(送受信協調 WF-MMSE フィルタリング)を提案する。数値解析により、提案する送受信協調 WF-MMSE フィルタリングが従来の送受信協調 MMSE フィルタリングよりも SC-MU-MIMO を用いる DAN 上りリンクスループット特性を向上できることを示す。

キーワード 分散アンテナ, 上りリンク, シングルキャリア, MU-MIMO, 電力配分

Joint Tx/Rx Filtering for Distributed Antenna Network Uplink with Single-Carrier MU-MIMO

Shinya KUMAGAI[†] Shohei YOSHIOKA[†] 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, yoshioka}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract The combination of distributed antenna network (DAN), where a number of antennas are spatially distributed within wireless cells (macro cells), and multi-user (MU) multiple-input multiple-output (MIMO) can achieve high system throughput. Recently, we proposed a minimum mean square error based joint transmit and receive linear filtering (joint Tx/Rx MMSE filtering) for uplink transmissions with single-carrier (SC)-MU-MIMO. Joint Tx/Rx MMSE filtering transforms the MIMO channel between each user equipment (UE) and base station (BS) to multiple eigenmodes, and applies MMSE based power allocation. MMSE power allocation achieves good bit error rate (BER) performance by allocating much power to the eigenmodes which have low channel gains (i.e. eigenvalues). However, in DAN, there is a large gap among eigenvalues since the average received power between each UE and BS is different from each other. Therefore, power allocation should be designed in terms of throughput (i.e. Shannon's channel capacity). This paper proposes a new joint Tx/Rx filtering (joint Tx/Rx WF-MMSE filtering) which applies water-filling (WF) power allocation in eigenmode-domain and MMSE power allocation in frequency-domain for DAN uplink with SC-MU-MIMO. Numerical results show that proposed joint Tx/Rx WF-MMSE filtering achieves better throughput performance of DAN uplink with SC-MU-MIMO than conventional joint Tx/Rx MMSE filtering.

Keyword Distributed antenna, uplink, single-carrier, MU-MIMO, power allocation

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してしまう[1]。多数のアンテナを無線セル

(マクロセル)内に分散配置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ため、次世代移動通信ネットワークとして注目されている。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

(MU)マルチアンテナ送受信(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技術として注目されている。DANに MU-MIMO 伝送を適用すれば、複数の DA とその近傍に存在する複数の 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、広帯域シングルキャリア(SC)-MU-MIMO を用いる上りリンク伝送を対象に、各 UE が自身と BS 間のチャネル情報(CSI)を BS と共有し、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 MMSE フィルタリングを提案した[7]. SC-MU-MIMO を用いる上りリンク伝送では、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。送受信協調 MMSE フィルタリングでは、各 UE の送信フィルタリングと BS の受信フィルタリングが協調することで、各 UE と BS 間の MIMO チャネルを複数の固有モードに変換し、各固有モードに対し MMSE 規範の送信電力配分および受信周波数領域等化(FDE)を適用する。これにより IAI および ISI を大幅に抑圧できる。同時に、BS の受信フィルタリングにより IUI を抑圧する。これにより、従来の受信 MMSE フィルタリングのみを行ったときよりも優れたビット誤り率(BER)特性を達成できることを示した。このとき、MMSE 電力配分は利得(固有値)の低い固有モードに多くの電力を配分し、全体の BER を改善する。

しかし、各 UE-DA 間の平均受信電力が異なる DAN では固有値の間に大きな差があるため、MMSE 電力配分では固有値の低い固有モードの通信品質を改善するために多くの電力を費やしてしまい、スループットが Shannon のチャネル容量から大幅に劣化してしまう。したがって、スループット改善の観点から別の電力配分を設計すべきである。ただし、Shannon のチャネル容量を達成する注水(WF)電力配分[1]をそのまま適用すると ISI を強調してしまう。

そこで本報告では、SC-MU-MIMO を用いる DAN 上りリンクを対象に、固有モード領域で WF 電力配分、周波数領域で MMSE 電力配分を行う新たな送受信協調フィルタリング(送受信協調 WF-MMSE フィルタリング)を提案する。送受信協調 WF-MMSE フィルタリングでは、まず、各固有モードの等価チャネル利得から試算した Shannon のチャネル容量に基づき、WF 電力配分によって各固有モードへの電力配分を決定する。次に、各固有モードでは割り当てられた電力を MMSE 規範に基づき各周波数へ割り当てる。これにより、Shannon のチャネル容量からの大幅の劣化を避けつつ、ISI を抑圧することができる。数値解析により、提案する送受信協調 WF-MMSE フィルタリングが従来の送受信協調 MMSE フィルタリングよりも SC-MU-MIMO を用いる DAN 上りリンクスループット特性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[8]を用いている。

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-MU-MIMO を用いる DAN 上りリンクにおける送受信協調 MMSE フィルタリングの動作を示した後、送受信協調 WF-MMSE フィルタリングの電力配分を導出する。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: $E[\cdot]$, $[\cdot]^T$ および $[\cdot]^H$ はそれぞれアンサンブル平均、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、今報告で仮定する DAN モデル、チャネルモデル、および UE と DA のグルーピング手法について述べる。

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。全マクロセルで同一帯域を用いて通信を行うものとし、 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. チャネルモデル

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、マクロセル#cの UE# u のアンテナ# n とマクロセル#c'の DA# m 間のチャネルのインパルス応答は次式で表される。

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

本報告ではマクロセル#cの UE# u とマクロセル#c'の DA# m 間の距離 $d_{m,u}^{(c',c)} \leq R/\sqrt{7}$ 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 $K>0$)、 $d_{m,u}^{(c',c)} > R/\sqrt{7}$ 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、 $\eta_{m,u}^{(c',c)}$ 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。 $\theta_{m,u,n}^{(c',c)}$ は直接波の位相であり、一様分布に従うと仮定する。 $\xi_{m,u,n}^{(c',c)}(l)$ および $\tau_{m,u,n}^{(c',c)}(l)$ 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の整数倍の遅延時間(すなわち $\forall c, c', m, u, n, \tau_{m,u,n}^{(c',c)}(l) = l-1$)を有する離散パスを仮定し、 $\forall c, c', m, u, n, E[\sum_{l=1}^L |\xi_{m,u,n}^{(c',c)}(l)|^2] = 1$ である。

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

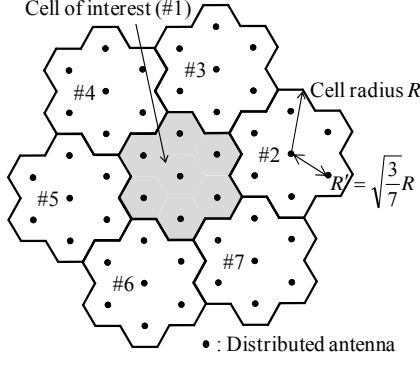


図1 DANモデル

$$P_{r,m,u}^{(c,c)} = P_{t,u}^{(c)} \left(d_{m,u}^{(c,c)} \right)^{-\alpha} \left(\frac{K}{K+1} + 10^{-\frac{\eta_{m,u}^{(c,c)}}{10}} \frac{1}{K+1} \right) \quad (2)$$

ここで、 $P_{t,u}^{(c)}$ はマクロセル# c の UE# u の送信電力であり、本報告では $\forall c, u$, $P_{t,u}^{(c)} = P_t$ とする。セル半径 R で正規化した距離 $\hat{d}_{m,u}^{(c,c)} = d_{m,u}^{(c,c)}/R$, 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。

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

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 $2\sigma^2 = 2N_0/T_s$ とすると (T_s はシンボル長, 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) $\gamma_{m,u}^{(c,c)}$ は次式で表される。

$$\gamma_{m,u}^{(c,c)} = \frac{P_{r,m,u}^{(c,c)}}{2\sigma^2} = \left(\frac{E_s}{N_0} \right) \left(\hat{d}_{m,u}^{(c,c)} \right)^{-\alpha} \left(\frac{K}{K+1} + 10^{-\frac{\eta_{m,u}^{(c,c)}}{10}} \frac{1}{K+1} \right) \quad (4)$$

2.3. UE-DA グルーピング

DANに関する従来の検討[9]では、各DAは自マクロセル内のUEのみと接続する(UE-DA固定グルーピング)と仮定していたため、マクロセル境界を挟んで近接する他セルのUEの信号が強い同一周波干渉(CCI)となり、伝送特性の改善を制限していた。そこで筆者らは最近、マクロセル境界を超えて、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UE-DA動的グルーピングを提案した[8]。UE-DA動的グルーピングにより、強いCCIをIUIとして扱うことができ、信号処理によって干渉を抑圧できる。

以降では、マクロセル境界を超えて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 $m=1 \sim 7N_{total}$ 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。MU-MIMO伝送ではDA数が多重するUE群の総アンテナ本数以上である必要があるため、まず各UEのアンテナ# n 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 からの短区間平均受信SNR $\gamma_{m,u}$ (式(4)で与えられる $\gamma_{m,u}^{(c,c)}$ を上述のインデックスで再定義したものが最大のDA# $a_{u,n}$ を接続先として選択する。

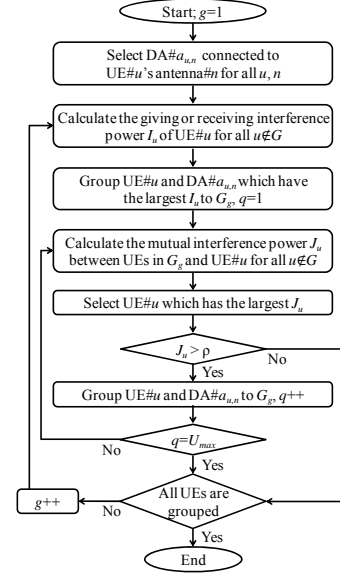


図2 UE-DA動的グルーピングのフローチャート

$$a_{u,n} = \arg \max_m \gamma_{m,u} \quad (5)$$

ここで、DA# $a_{u,n}$ 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、 $\gamma_{m,u}$ が小さなUEアンテナは次に $\gamma_{m,u}$ 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 $7N_{UE}$ 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 が接続するDA# $a_{u,n}$ 以外のDAへの与干渉を計算する。雑音電力で正規化した短区間平均与干渉電力 I_u は $\gamma_{m,u}$ を用いて次式で表される。

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

そして、 I_u が最大のUE# u および接続先DA# $a_{u,n}$ 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# $a_{u,n}$ がグループ G_g 内のUEから受ける干渉と、UE# u がグループ G_g 内のDAへ与え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 $\gamma_{m,u}$ を用いて次式で表される。

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

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# $a_{u,n}$ 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. SC-MU-MIMO を用いる上りリンク伝送系

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 SC-MU-MIMO を用いる上りリンク伝送系を示す。 N_{UE} 本のアンテナを有する U_g 台の UE が $N_{UE}U_g$ 本の DA と通信を行う。このとき、各 UE は自身と $N_{UE}U_g$ 本の DA 間の CSI のみを知っているものとする。まず、[7] で提案した送受信協調 MMSE フィルタリングの動作について述べ、本報告で提案する送受信協調 WF-MMSE フィルタリングの電力配分を導出する。

3.1. 送受信信号表現

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

$$H_{m,u,n}^{(g,s)}(k) = \left(\hat{\alpha}_{m,u}^{(g,s)} \right)^{\frac{\alpha}{2}} \left\{ \begin{array}{l} \sqrt{\frac{K}{K+1}} \exp(j\theta_{m,u,n}^{(g,s)}) \exp\left(-j \frac{2\pi k \tau_{m,u,n}^{(g,s)}(l)}{N_c}\right) \\ + \sqrt{10^{-\frac{\gamma_{m,u}}{10}}} \sqrt{\frac{1}{K+1}} \sum_{l=1}^L \xi_{m,u,n}^{(g,s)} \exp\left(-j \frac{2\pi k \tau_{m,u,n}^{(g,s)}(l)}{N_c}\right) \end{array} \right\} \quad (8)$$

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。 DAN では DA 毎に受信する CCI 電力が異なるため、[7] と同様の式表現を行うための正規化を行う。 CCI が零平均の正規分布に従うとすると、DA# m における雑音+CCI の分散は次式で表される。

$$\begin{aligned} 2(\sigma_{\text{noise+CCI},m}^{(g)})^2 &= \frac{2N_0}{T_s} + \frac{2E_s}{T_s} \frac{1}{N_c} \sum_{g' \neq g} \sum_{u \in G_{g'}} \sum_{n=1}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} |H_{m,u,n}^{(g,s')}(k)|^2 \\ &= \frac{2N_0}{T_s} \left(1 + \frac{\gamma'}{N_c} \sum_{g' \neq g} \sum_{u \in G_{g'}} \sum_{n=1}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} |H_{m,u,n}^{(g,s')}(k)|^2 \right) \\ &\equiv \frac{2N_0}{T_s} (1 + \beta_m^{(g)}) \end{aligned} \quad (9)$$

ここで、 $\gamma' = E_s/N_0$ である。グループ G_g に属する UE# u と DA 間のチャネル行列 $\mathbf{H}_u^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE}U_g \times N_{UE}}$ の第 (m,n) 要素を $H_{m,u,n}^{(g,s)}(k)/\sqrt{\beta_m^{(g)}}$ と定義すると、各 DA で受信される等価雑音(雑音+CCI)の分散を $2N_0/T_s$ にできる。

UE# u では、情報ビット系列を直並列(S/P)変換により N_{UE} 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、ブロック毎に離散フーリエ変換(DFT)を適用することで周波数領域データシンボルブロックに変換する。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 $\mathbf{D}_u^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times 1}$ 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 $\mathbf{S}_u^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times 1}$ を得る。

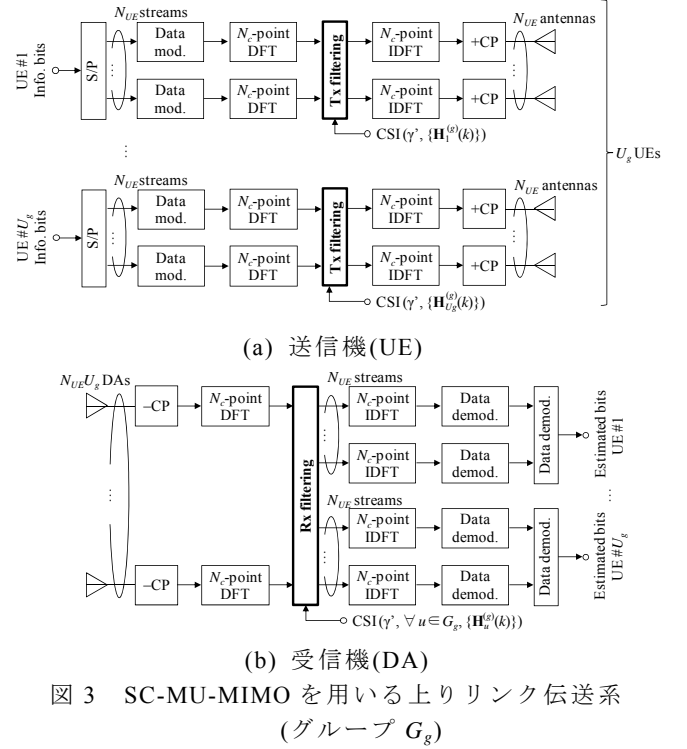


図 3 SC-MU-MIMO を用いる上りリンク伝送系 (グループ G_g)

$$\mathbf{S}_u^{(g)}(k) = [S_{u,1}^{(g)}(k) \cdots S_{u,N_{UE}}^{(g)}(k)]^T = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{W}_{t,u}^{(g)}(k) \mathbf{D}_u^{(g)}(k) \quad (10)$$

ここで、 $\mathbf{W}_{t,u}^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times N_{UE}}$ は送信フィルタ行列であり、MMSE 規範のフィルタは次式で表される。

$$\mathbf{W}_{t,u}^{(g)}(k) = \mathbf{V}_u^{(g)}(k) \sqrt{\Phi_{\text{MMSE},u}^{(g)}}(k) \quad (11)$$

ここで、 $\mathbf{V}_u^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times N_{UE}}$ は $\mathbf{H}_u^{(g)}(k)$ の右特異ベクトルを各列に有するユニタリ行列である。対角行列 $\Phi_{\text{MMSE},u}^{(g)}(k) \in \mathbb{R}^{N_{UE} \times N_{UE}}$ の第 n 対角要素 $\Phi_{\text{MMSE},u,n}^{(g)}(k)$ は、第 k 周波数における第 n 固有モード(固有値 $\Lambda_{u,n}^{(g)}(k)$)への MMSE 規範に基づく送信電力配分であり、次式で表される。

$$\Phi_{\text{MMSE},u,n}^{(g)}(k) = \left(\frac{1}{\sqrt{v_u^{(g)}}} \frac{1}{\sqrt{\gamma' \Lambda_{u,n}^{(g)}(k)}} - \frac{1}{\gamma' \Lambda_{u,n}^{(g)}(k)} \right)^+ \quad (12)$$

ここで、 $v_u^{(g)}$ は各 UE の総送信電力を一定にする(すなわち $\sum_{k=1}^{N_c} \sum_{n=1}^{N_{UE}} \Phi_{\text{MMSE},u,n}^{(g)}(k) = N_{UE} N_c$) ように設定される定数である。得られた N_{UE} 個の送信シンボルブロック $\{S_{u,n}^{(g)}(k); k=1\sim N_c\}$, $n=1\sim N_{UE}$ に対して N_c ポイント逆 DFT(IDFT)を適用し、時間領域送信シンボルブロックに再変換する。各ブロックの後尾 N_g シンボ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、各アンテナから送信する。

受信機では、 $N_{UE}U_g$ 本の DA 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受信信号ブロックに変換する。第 k 周波数における周波数領域受信信号ベクトル $\mathbf{R}^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE}U_g \times 1}$ は次式で表される。

$$\begin{aligned}
\mathbf{R}^{(g)}(k) &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \left[\mathbf{H}_1^{(g)}(k) \mathbf{W}_{r,1}^{(g)}(k) \cdots \mathbf{H}_{U_g}^{(g)}(k) \mathbf{W}_{r,U_g}^{(g)}(k) \right] \begin{bmatrix} \mathbf{D}_1^{(g)}(k) \\ \vdots \\ \mathbf{D}_{U_g}^{(g)}(k) \end{bmatrix} + \mathbf{Z}^{(g)}(k) \\
&\equiv \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \bar{\mathbf{H}}^{(g)}(k) \bar{\mathbf{D}}^{(g)}(k) + \mathbf{Z}^{(g)}(k)
\end{aligned} \tag{13}$$

ここで、 $\mathbf{Z}^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} U_g \times 1}$ 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+CCI ベクトルである。 $\mathbf{R}^{(g)}(k)$ に対し次式のように受信フィルタ行列 $\mathbf{W}_r^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} U_g \times N_{UE} U_g}$ を乗積し、周波数領域軟判定シンボルベクトル $\hat{\mathbf{D}}^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} U_g \times 1}$ を得る。

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{D}}^{(g)}(k) &= [\hat{D}_1^{(g)}(k) \cdots \hat{D}_{N_{UE} U_g}^{(g)}(k)]^T \\
&= \mathbf{W}_r^{(g)}(k) \mathbf{R}^{(g)}(k) \\
&= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{W}_r^{(g)}(k) \bar{\mathbf{H}}^{(g)}(k) \bar{\mathbf{D}}^{(g)}(k) + \mathbf{W}_r^{(g)}(k) \mathbf{Z}^{(g)}(k)
\end{aligned} \tag{14}$$

ここで、MMSE 規範の受信フィルタ行列は次式で表される。

$$\begin{aligned}
\mathbf{W}_r^{(g)}(k) &= \left[\left(\mathbf{W}_{r,1}^{(g)}(k) \right)^T \cdots \left(\mathbf{W}_{r,U_g}^{(g)}(k) \right)^T \right]^T \\
&= \left\{ \bar{\mathbf{H}}^{(g)}(k) \bar{\mathbf{H}}^{(g)}(k) + \gamma^{-1} \mathbf{I}_{N_{UE} U_g} \right\}^{-1} \left(\bar{\mathbf{H}}^{(g)}(k) \right)^H
\end{aligned} \tag{15}$$

得られた $N_{UE} U_g$ 個の周波数領域シンボルブロック $\{\hat{D}_m^{(g)}(k); k=1 \sim N_c, m=1 \sim N_{UE} U_g\}$ に N_c ポイント IDFT を適用し、時間領域軟判定シンボルブロックを得る。

以上の送受信協調 MMSE フィルタリングを行ったときの UE# u のスループット $C_u^{(g)}$ (bps/Hz) は Shannon のチャンネル容量を基に次式で表される。

$$C_u^{(g)} = \sum_{n=1}^{N_{UE}} \log_2 \left(1 + \Gamma_{u,n}^{(g)} \right) \tag{16}$$

ここで、 $\Gamma_{u,n}^{(g)}$ は送受信協調 MMSE フィルタリング後の UE# u の第 n 固有モードの受信信号対干渉+雑音電力比 (SINR) であり、次式で表される。

$$\Gamma_{u,n}^{(g)} = \left| \tilde{H}_{u,n}^{(g)} \right|^2 / \left(\mu_{\text{ISI},u,n}^{(g)} + \mu_{\text{IAI},u,n}^{(g)} + \mu_{\text{IUI},u,n}^{(g)} + \mu_{\text{noise+CCI},u,n}^{(g)} \right) \tag{17}$$

$$\left\{ \begin{aligned}
\tilde{H}_{u,n}^{(g)} &= \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \hat{H}_{u,n}^{(g)}(k) \\
\hat{H}_{u,n}^{(g)}(k) &= \sum_{m=1}^{N_{UE} U_g} \mathbf{W}_{r,u,n,m}^{(g)}(k) \sum_{n'=1}^{N_{UE}} \mathbf{H}_{u',m,n'}^{(g)}(k) \mathbf{W}_{t,u',n'}^{(g)}(k) \\
\mu_{\text{ISI},u,n}^{(g)} &= \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \left| \hat{H}_{u,n}^{(g)}(k) \right|^2 - \left| \tilde{H}_{u,n}^{(g)} \right|^2 \\
\mu_{\text{IAI},u,n}^{(g)} &= \frac{1}{N_c} \sum_{n'=1}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} \left| \hat{H}_{u,n'}^{(g)}(k) \right|^2 \\
\mu_{\text{IUI},u,n}^{(g)} &= \frac{1}{N_c} \sum_{u'=1}^{U_g} \sum_{n'=1}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} \left| \sum_{m=1}^{N_{UE} U_g} \mathbf{W}_{r,u',n',m}^{(g)}(k) \sum_{n''=1}^{N_{UE}} \mathbf{H}_{u',m,n''}^{(g)}(k) \mathbf{W}_{t,u',n''}^{(g)}(k) \right|^2 \\
\mu_{\text{noise+CCI},u,n}^{(g)} &= \frac{\gamma^{-1}}{N_c} \sum_{m=1}^{N_{UE} U_g} \sum_{k=1}^{N_c} \left| \mathbf{W}_{r,u,n,m}^{(g)}(k) \right|^2
\end{aligned} \right. \tag{18}$$

なお、 $\mathbf{W}_{r,u,n,m}^{(g)}(k)$, $\mathbf{H}_{u',m,n'}^{(g)}(k)$, $\mathbf{W}_{t,u',n'}^{(g)}(k)$ はそれぞれ $\mathbf{W}_r^{(g)}(k)$, $\mathbf{H}_u^{(g)}(k)$, $\mathbf{W}_t^{(g)}(k)$ の第 (n,m) , (m,n) , (n,n') 要素であり、 $\mu_{\text{ISI},u,n}^{(g)}$, $\mu_{\text{IAI},u,n}^{(g)}$, $\mu_{\text{IUI},u,n}^{(g)}$, $\mu_{\text{noise+CCI},u,n}^{(g)}$ はそれぞれ正規化後の残留 ISI/IAI/IUI/雑音+CCI の分散である。

3.2. スループットを向上する電力配分の導出

式(12)で与えられる MMSE 電力配分は、固有値の低い固有モードに多くの電力を配分し全体の MSE を最小にするため、スループットが Shannon のチャンネル容量から大幅に劣化してしまう。一方で、Shannon のチャンネル容量を達成する WF 電力配分をそのまま適用すると ISI を強調してしまう。また、式(16)で与えられるスループットを最大にする電力配分を解析的に導出することも困難である。そこで本報告では、まず各固有モードの固有値の周波数平均を用いて仮想スループットを定義し、これを最大にする各固有モードへの電力配分を導出する。続いて、各固有モードにおいて、上記の電力配分によって与えられた電力を MMSE 規範に基づき各周波数へ配分する電力配分を導出する。

UE# u の第 n 固有モードの周波数平均 $\bar{\Lambda}_{u,n}^{(g)} = \sum_{k=1}^{N_c} \Lambda_{u,n}^{(g)}(k) / N_c$ を用いて、仮想スループット $\bar{C}_u^{(g)}$ (bps/Hz) を次式で定義する。

$$\bar{C}_u^{(g)} \equiv \sum_{n=1}^{N_{UE}} \log_2 \left(1 + \gamma' \Omega_{\text{WF},u,n}^{(g)} \bar{\Lambda}_{u,n}^{(g)} \right) \tag{19}$$

ここで、 $\Omega_{\text{WF},u,n}^{(g)}$ は第 n 固有モードへの電力配分であり、式(19)を最大化する $\Omega_{\text{WF},u,n}^{(g)}$ は次式で表される(導出略)。

$$\Omega_{\text{WF},u,n}^{(g)} = \left(\frac{1}{\kappa_{u,n}^{(g)}} - \frac{1}{\gamma' \bar{\Lambda}_{u,n}^{(g)}} \right)^+ \tag{20}$$

なお、 $\kappa_{u,n}^{(g)}$ は各 UE の総送信電力を一定にする(すなわち $\sum_{n=1}^{N_{UE}} \Omega_{\text{WF},u,n}^{(g)} = N_{UE} N_c$) ように設定される定数である。

続いて、[7]と同様に、受信機で IAI および IUI が完全に除去できたと仮定したときの、UE# u の第 n 固有モードにおける仮想 MSE $\epsilon_{u,n}^{(g)}$ を次式で定義する。

$$\epsilon_{u,n}^{(g)} \equiv \sum_{k=1}^{N_c} \left(\gamma'^{-1} \Lambda_{u,n}^{(g)}(k) \Psi_{\text{MMSE},u,n}^{(g)}(k) + 1 \right)^{-1} \tag{21}$$

ここで、 $\Psi_{\text{MMSE},u,n}^{(g)}(k)$ は第 n 固有モードの第 k 周波数への電力配分であり、式(21)を最小化する $\Psi_{\text{MMSE},u,n}^{(g)}(k)$ は次式で表される(導出略)。

$$\Psi_{\text{MMSE},u,n}^{(g)}(k) = \left(\frac{1}{\sqrt{\lambda_{u,n}^{(g)}}} \frac{1}{\sqrt{\gamma' \Lambda_{u,n}^{(g)}(k)}} - \frac{1}{\gamma' \Lambda_{u,n}^{(g)}(k)} \right)^+ \tag{22}$$

なお、 $\lambda_{u,n}^{(g)}$ は各固有モードに配分された送信電力を一定にする(すなわち $\sum_{k=1}^{N_c} \Psi_{\text{MMSE},u,n}^{(g)}(k) = \Omega_{\text{WF},u,n}^{(g)}$) ように設定される定数である。

本報告では、式(20)および(22)で与えられる電力配分を式(12)の代わりに行う送受信協調フィルタリングを送受信協調 WF-MMSE フィルタリングと呼ぶ。

4. 数値計算結果

表 1 に数値計算諸元を示す。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 $E_s/N_0=10$ (dB) とする。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 $K=10(\text{dB})$ とする。UE は自身と同グループの DA 間のチャンネルを、DA は自身と同グループの全 UE 間のチャンネルを理想的に得られるものとしている。また、UE-DA 動的グルーピングにおける閾値 $\rho=0$ としている (すなわち必ず U_{max} 台の UE が同グループに所属する)。

図 4 に、SC-MU-MIMO を用いる DAN 上りリンクにおいて、提案する送受信協調 WF-MMSE 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各グループの最大 UE 数 U_{max} を変化させる。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、[7] で提案した送受信協調 MMSE フィルタリングおよび受信 MMSE フィルタリングの特性も併記する。

図 4 より、提案する送受信協調 WF-MMSE フィルタリングが従来の送受信協調 MMSE フィルタリングおよび受信 MMSE フィルタリングよりも高いスループットと達成できることがわかる。これは、固有モード伝送により IAI を抑圧し、WF および MMSE 電力配分により Shannon のチャンネル容量からの大幅の劣化を避けつつ ISI を抑圧できるからである。

また、図 4 より、UE-DA 動的グルーピングにおいて U_{max} を大きくすることでスループットを向上できることがわかる。 $U_{max}=2$ のときには各グループにおける多重数 ($N_{UE}U_g$) が 4 であり、従来の固定グルーピングと多重数が変わらないため、動的グルーピングによるスループット改善はわずかである。しかし、 $U_{max}=2$ を大きくすることで IUI として扱える UE 数が増加するため、CCI が減少しスループットが改善する。

5. むすび

本報告では、SC-MU-MIMO を用いる DAN 上りリンクを対象に、Shannon のチャンネル容量からの大幅の劣化を避けつつ ISI/IAI/IUI を抑圧する送受信協調 WF-MMSE フィルタリングを提案した。数値解析により、提案する送受信協調 WF-MMSE フィルタリングが従来の送受信協調 MMSE フィルタリングよりも SC-MU-MIMO を用いる DAN 上りリンクスループット特性を向上できることを示した。

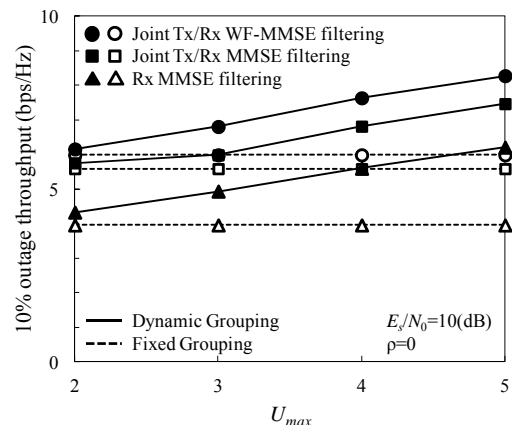
文 献

- [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.

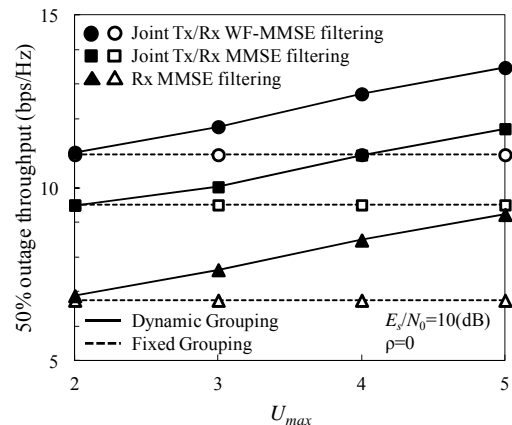
- [5] R. Heath, S. Peters, Y. Wang, and J. Zhang, "A current perspective on distributed antenna systems for the downlink of cellular systems," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 51, no. 4, pp. 161-167, Apr. 2013.
- [6] 熊谷, 松川, 小原, 山本, 安達, "分散アンテナネットワークにおけるマルチユーザ MIMO の適用効果," 信学会総合大会, B-5-29, pp. 428, 2012 年 3 月.
- [7] 熊谷, 安達, "上りリンクシングルキャリア MU-MIMO における送受信協調 MMSE フィルタリング," 信学技報, RCS2014-300, pp. 181-186, 2015 年 1 月.
- [8] 吉岡, 熊谷, 安達, "MU-MIMO 伝送を行う分散アンテナネットワークにおける UE-DA 動的グルーピング," 信学技報, RCS2014, 2015 年 3 月.
- [9] 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, Sep. 2014.

表 1 数値計算諸元

Transmitter & Receiver	No. of DFT points	$N_c=128$
	Guard interval length	$N_g=16$
	No. of UEs per macro cell	$U=2$
	No. of UE's antennas	$N_{UE}=2$
Channel	Channel estimation	Ideal
	Path loss exponent	$\alpha=3.5$
	Shadowing loss standard deviation	$\sigma_s=7(\text{dB})$
	Fading	Block Nakagami-Rice ($K=10(\text{dB})$) /Rayleigh
	Power delay profile	16-path uniform
	Fading correlation	Uncorrelated



(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