

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

吉岡 翔平[†] 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: [†] {yoshioka, 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(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)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の影響を同時に低減できる。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の達成が期待できる。しかし、DA が連携できる範囲をそれが存在するマクロセル内のみに限定すると、マクロセル境界を挟んで隣接するユーザ端末(UE)間で強い同一周波干渉(CCI)が発生し、伝送特性が大幅に劣化してしまう。DA が連携できる範囲をマクロセル内のみに限定せず、互いに強く干渉し合う UE 間の CCI をユーザ間干渉(IUI)として MIMO 信号処理で抑圧できれば、伝送特性の劣化を回避できる。そこで本報告では、DAN において強く干渉し合う UE 群とその近傍の DA 群を、マクロセル境界を超えて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、直交周波数分割多重(OFDM)-MU-MIMO 下りリンク伝送およびシングルキャリア(SC)-MU-MIMO 上りリンク伝送を対象に、計算機シミュレーションにより、提案 UE-DA 動的グルーピングが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, MU-MIMO, UE-アンテナグルーピング

UE-DA Dynamic Grouping for Distributed Antenna Network with MU-MIMO Transmission

Shohei YOSHIOKA[†] Shinya KUMAGAI[†] and Fumiya 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: [†] {yoshioka, kumagai}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Distributed antenna network (DAN), where a number of antennas are spatially distributed within wireless cells (macro cells), can simultaneously reduce the impact of propagation loss, shadowing loss, and multipath fading. A combination of DAN and multi-user (MU) multiple-input multiple-output (MIMO) transmission can achieve high system throughput. However, large co-channel interference (CCI) occurs between nearby user equipments (UEs) across cell boundary and the transmission performance degrades significantly, when DAs only within the same macro cell cooperate. If the large CCI between UEs can be regarded as inter-user interference (IUI) and suppressed by MIMO signal processing, the degradation of the transmission performance is avoided. In this paper, we propose UE-DA dynamic grouping, where UEs interfering strongly with each other and the neighboring DAs are grouped over the cell boundary. It is shown that our proposed UE-DA dynamic grouping improves throughput performances of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM)-MU-MIMO downlink transmission and single-carrier (SC)-MU-MIMO uplink transmission.

Keyword Distributed antenna network, MU-MIMO, UE-antenna grouping

1. まえがき

広帯域伝送における伝送品質は、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、近年の移動通信では利用できる周波数帯域幅の不足が深刻となっており、同一の時間/周波数を用いて一つの基地局(BS)と複数のユーザ端末(UE)が通

信を行うマルチユーザ(MU)マルチアンテナ送受信(MIMO)[4],[5]が注目を集めている。

DAN と MU-MIMO 伝送を組み合わせることで、次世代移動通信に求められる高いシステムスループットの達成が期待でき、文献[6],[7]においてこのことが示されている。しかし、従来の検討[6],[7],[8]では、DA が連携できるのはマクロセル内のみと仮定していた(UE-DA 固定グルーピング)。このとき、セル境界を挟んで近接する UE 間で強い同一周波干渉(CCI)が発生し、伝送特性の大幅な劣化が生じていた。DA が連携でき

る範囲をそれが存在するマクロセル内に限定しなければ、UE 間の CCI をユーザ間干渉(IUI)とみなすことができる。そして、互いに強く干渉し合う UE 間の IUI を MU-MIMO 信号処理によって抑圧することで、伝送特性の劣化を回避できる。

そこで本報告では、MU-MIMO 伝送を行う DAN において強く干渉し合う UE 群とその近傍の DA 群を、マクロセル境界を超えて動的にグルーピングする UE-DA 動的グルーピングを提案する。

直交周波数分割多重(OFDM)-MU-MIMO 下りリンク伝送にブロック対角化(BD)[9]を、シングルキャリア(SC)-MU-MIMO 上りリンク伝送に最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく受信線形空間/周波数フィルタリング(MMSE フィルタリング)[10]をそれぞれ適用し、計算機シミュレーションにより、提案する UE-DA 動的グルーピングが従来の UE-DA 固定グルーピングよりもスループット特性を向上できることを示す。

本報告の構成は以下のとおりである。第 2 章でシステムモデルを示す。第 3 章において本報告で提案する UE-DA 動的グルーピングについて述べる。第 4 章で BD を用いる OFDM-MU-MIMO 下りリンクおよび MMSE フィルタリングを用いる SC-MU-MIMO 上りリンクについてそれらの伝送系を記す。第 5 章で計算機シミュレーション結果を示し、第 6 章でまとめる。

2. システムモデル

本章では、今報告で仮定する DAN モデル、チャンネルモデル、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[8]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。各マクロセルでは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ものとしている。 $\delta(x)$ はデルタ関数を表す。

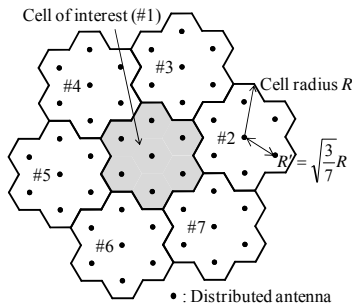


図 1 DAN モデル

2.2. チャンネルモデル

広帯域無線チャンネルは、送受信機間距離に応じて電力が減衰する伝搬損失、障害物の遮蔽や反射による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 間のチャンネルのインパルス応答は次式で表される。

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

ここで、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 $d_{m,u}^{(c',c)}$ が $\sqrt{1/7}R$ 以下のとき仲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 $K>0$)、 $\sqrt{1/7}R$ よりも大きいときレイリーフェージング環境(すなわち $K=0$)になると仮定している。 α は伝搬損失指数であり、 $\eta_{m,u}^{(c',c)}$ 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ており、 $\forall c,c',m,u,n, E\left[\sum_{l=1}^L |\xi_{m,u,n}^{(c',c)}(l)|^2\right]=1$ である。

式(1)より、上りリンク伝送では、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。

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

下りリンク伝送では、マクロセル# c の UE# u におけるマクロセル# c' の DA# m からの信号の短区間平均受信電力 $P_{r,m,u}^{(c',c)}$ は、式(2)の $P_{t,u}^{(c)}$ を $P_{t,m}^{(c')}$ に置き換えた式として表現される。ここで、 $P_{t,u}^{(c)}$, $P_{t,m}^{(c')}$ はそれぞれマクロセル# c の UE# u およびマクロセル# c' の DA# m の送信電力であり、本報告では $\forall c,u, P_{t,u}^{(c)} = P_{t,m}^{(c')} = P_t$ 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。

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

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。

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

3. 提案 UE-DA 動的グルーピング

本章では、本報告で提案する UE-DA 動的グルーピングを示す。提案 UE-DA 動的グルーピングでは、MU-MIMO 伝送を行う DAN において強く干渉し合う UE 群とその近傍の DA 群を、マクロセル境界を超えて動的にグルーピングする。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なければならない。提案 UE-DA 動的グルーピングでは、まず全 UE の各アンテナと接続する DA を決定する。受信 SNR が最大の DA を接続先として選択する。その後、グルーピングの中心となる UE および DA を決定する。

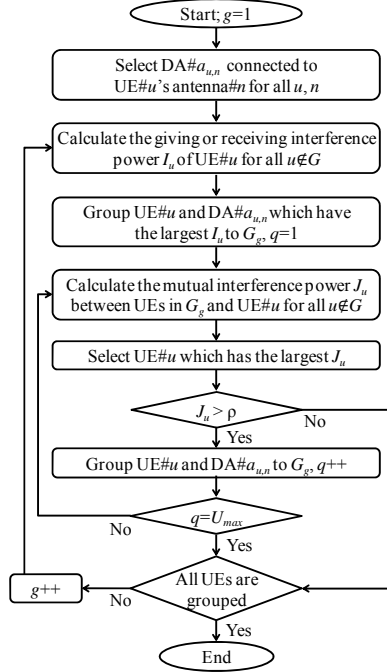


図2 提案 UE-DA 動的グルーピングのフローチャート

MU-MIMO による干渉除去の効果を大きくするために、与/受干渉電力が最大の UE および接続先 DA を中心にグルーピングをする。続いて、そのグループへグルーピングする UE および DA を決定する。グループ内の UE および DA との与/受干渉電力が最大であるグループングされていない UE および接続先 DA をグルーピングする。以上を繰り返すことで全 UE および接続先の DA をグルーピングしていく。

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 $\gamma_{m,u}^{(c,e)}$ 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。

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

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、本報告で提案するグルーピング手法では、UE の接続先として選択された $7U$ 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、下りリンク伝送では UE# u の全てのアンテナ# n が接続する DA# $a_{u,n}$ 以外の DA からの受干渉を、上りリンク伝送では UE# u

の全てのアンテナ# n が接続する DA# $a_{u,n}$ 以外の DA への与干渉をそれぞれ計算する。雑音電力で正規化した短区間平均干渉電力 I_u は上下リンクともに $\gamma_{m,u}$ 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、下りリンク伝送では UE# u が接続する DA# $a_{u,n}$ 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。上りリンク伝送では 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 は上下リンクともに $\gamma_{m,u}$ を用いて次式で表される。

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

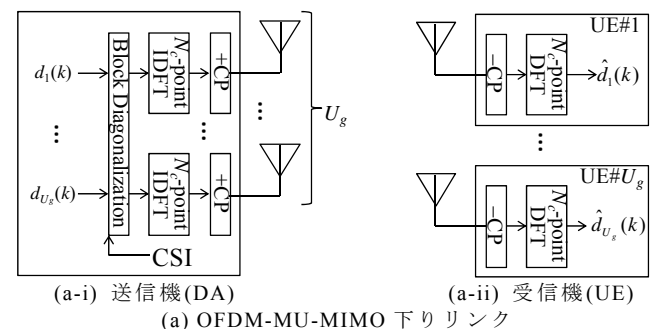
そして、 J_u が最大の UE# u を選択し、 J_u が閾値 ρ よりも大きいとき、UE# u および接続先 DA# $a_{u,n}$ をグループ G_g へグルーピングする。以上のグループ G_g のグルーピングを、最大 J_u が閾値 ρ よりも小さくなるか所属 UE 数が最大 UE 数 U_{max} となるまで繰り返し、グループ G_g のグルーピングを終了する。

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、UE-DA グルーピングを終了する。

4. MU-MIMO 伝送系

本章では、第3章で述べた提案 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 OFDM-MU-MIMO 下りリンク伝送系および SC-MU-MIMO 上りリンク伝送系を示す。本報告では各 UE は $N_{UE}=1$ 本のアンテナを有するものとし、 U_g 台の UE が U_g 本の DA と通信を行う。 $[\cdot]^T, [\cdot]^H, \|\cdot\|$ はそれぞれ転置、エルミート転置およびユークリッドノルムを表す。 \mathbf{I}_N は $N \times N$ の単位行列である。

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



(a) OFDM-MU-MIMO 下りリンク

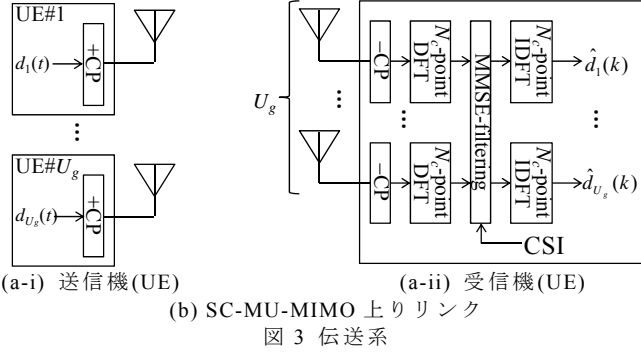


図3 伝送系

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

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($N_{UE}=1$ のためインデックス n 省略)。

4.1. OFDM-MU-MIMO 下りリンク伝送系

本報告では、OFDM-MU-MIMO 下りリンク伝送に BD を用いる。 $H_{m,u}^{(g,s)}(k)$ を第 (u,m) 要素を持つ U_g 次のチャンネル行列を $\mathbf{H}_{down}^{(g,s)}(k)$ と表す。第 $k(=1 \sim N_c)$ サブキャリアにおける全 UE へのデータ変調信号を $U_g \times 1$ のベクトル $\mathbf{d}_{down}^{(g)}(k) = [d_1^{(g)}(k) \dots d_{U_g}^{(g)}(k)]^T$ と表す。送信側は、IUI を除去するために U_g 次のプリコーディング行列 $\mathbf{F}_{down}^{(g)}(k)$ を $\mathbf{d}_{down}^{(g)}(k)$ に乗算する。各 UE の受信アンテナ本数が 1 本の場合の BD では、 $\mathbf{H}_{down}^{(g,s)}(k)$ のうち UE# u の補空間に特異値分解(SVD)を適用し、右特異ベクトルのうち 0 の特異値に対応する $U_g \times 1$ のベクトル $\mathbf{v}_u^{(g)}(k)$ を求める。そして、 $\mathbf{F}_{down}^{(g)}(k) = [\mathbf{v}_1^{(g)}(k) \dots \mathbf{v}_{U_g}^{(g)}(k)]$ とする。プリコーディング行列を乗算後に、各サブキャリアの送信電力を一定に保つ電力正規化を行う。 $U_g \times 1$ の周波数領域送信信号ベクトル $\mathbf{S}_{down}^{(g)}(k) = [S_1^{(g)}(k) \dots S_{U_g}^{(g)}(k)]^T$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_{down}^{(g)}(k) &= \sqrt{\frac{U_g}{\|\mathbf{F}_{down}^{(g)}(k) \mathbf{d}_{down}^{(g)}(k)\|^2}} \mathbf{F}_{down}^{(g)}(k) \mathbf{d}_{down}^{(g)}(k) \\ &\equiv \sqrt{\frac{U_g}{\gamma_{down}^{(g)}}} \mathbf{F}_{down}^{(g)}(k) \mathbf{d}_{down}^{(g)}(k) \end{aligned} \quad (9)$$

$\{S_m^{(g)}(k); k=1 \sim N_c\}$, $m=1 \sim U_g$ に N_c ポイント逆フーリエ変換(IDFT)を適用する。ガードインターバル(GI)にサイクリックプリフィックス(CP)を N_g シンボル挿入し、各 DA から送信する。受信機では、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 サブキャリアにおける $U_g \times 1$ の受信信号ベクトル $\mathbf{R}_{down}^{(g)}(k) = [R_1^{(g)}(k) \dots R_{U_g}^{(g)}(k)]^T$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{down}^{(g)}(k) &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s} \frac{U_g}{\gamma_{down}^{(g)}}} \mathbf{H}_{down}^{(g,s)}(k) \mathbf{F}_{down}^{(g)}(k) \mathbf{d}_{down}^{(g)}(k) + \mathbf{Z}_{down}^{(g)}(k) \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s} \frac{U_g}{\gamma_{down}^{(g)}}} \text{diag}\{\hat{H}_1^{(g,s)}(k) \dots \hat{H}_{U_g}^{(g,s)}(k)\} \mathbf{d}_{down}^{(g)}(k) + \mathbf{Z}_{down}^{(g)}(k) \end{aligned} \quad (10)$$

ここで、 $\mathbf{Z}_{down}^{(g)}(k)$ は各要素が零平均で分散 $2(\sigma_{CCI,u}^{(g)})^2$ の複素ガウス変数と仮定する CCI と、零平均で分散 $2N_0/T_s$

の複素ガウス変数である雑音の和である、 $U_g \times 1$ ベクトルである。なお、 $\mathbf{H}_{down}^{(g,s)}(k) \mathbf{F}_{down}^{(g)}(k)$ の第 (u,m) 要素を $\hat{H}_{u,m}^{(g,s)}(k)$ とすると、 $2(\sigma_{CCI,u}^{(g)})^2$ は次式で表される。

$$2(\sigma_{CCI,u}^{(g)})^2 = \frac{2E_s}{T_s} \sum_{g' \neq g} \frac{U_{g'}}{\gamma_{down}^{(g)}} \sum_{m=1}^{U_{g'}} |\hat{H}_{u,m}^{(g,s)}(k)|^2 \quad (11)$$

$\mathbf{R}_{down}^{(g)}(k)$ がそのまま周波数領域軟判定シンボルとなる。以上の BD を行ったときの UE# u のスループロット $C_{down,u}^{(g)}$ (bps/Hz)は、Shannon のチャンネル容量を基に次式で表される。

$$C_{down,u}^{(g)} = \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \log_2(1 + \Gamma_{down,u}^{(g)}(k)) \quad (12)$$

ここで、 $\Gamma_{down,u}^{(g)}(k)$ は UE# u の第 k サブキャリアの受信信号対干渉+雑音電力比(SINR)であり、次式で表される。

$$\Gamma_{down,u}^{(g)}(k) = \frac{\frac{U_g}{\gamma_{down}^{(g)}} |\hat{H}_{u,m}^{(g,s)}(k)|^2}{\sum_{g' \neq g} \left[\frac{U_{g'}}{\gamma_{down}^{(g)}} \sum_{m=1}^{U_{g'}} |\hat{H}_{u,m}^{(g,s)}(k)|^2 \right] + \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1}} \quad (13)$$

4.2. SC-MU-MIMO 上りリンク伝送系

本報告では、SC-MU-MIMO 上りリンク伝送に MMSE フィルタリングを用いる。DAN では DA 毎に受信する CCI 電力が異なるため、[10]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。

$$\begin{aligned} 2(\sigma_{noise+CCI,m}^{(g)})^2 &= \frac{2N_0}{T_s} + \frac{2E_s}{T_s} \frac{1}{N_c} \sum_{g' \neq g} \sum_{u \in G_{g'}} \sum_{k=1}^{N_c} |H_{m,u}^{(g,s)}(k)|^2 \\ &= \frac{2N_0}{T_s} \left(1 + \frac{\gamma'}{N_c} \sum_{g' \neq g} \sum_{u \in G_{g'}} \sum_{k=1}^{N_c} |H_{m,u}^{(g,s)}(k)|^2 \right) \\ &\equiv \frac{2N_0}{T_s} (1 + \beta_m^{(g)}) \end{aligned} \quad (14)$$

ここで、 $\gamma' = E_s/N_0$ である。 $\bar{H}_{m,u}^{(g,s)}(k) = H_{m,u}^{(g,s)}(k) / \sqrt{\beta_m^{(g)}}$ を第 (m,u) 要素を持つ U_g 次のチャンネル行列 $\mathbf{H}_{up}^{(g,s)}(k)$ を定義することで、各 DA で受信される等価雑音(雑音+CCI) の分散を $2N_0/T_s$ とすることができる。

UE# u はデータ変調信号ブロック $\{d_u^{(g)}(t); t=1 \sim N_c\}$ の GI に CP を N_g シンボル挿入し、DA へ送信する。受信機では、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 サブキャリアにおける $U_g \times 1$ の受信信号ベクトル $\mathbf{R}_{up}^{(g)}(k) = [R_1^{(g)}(k) \dots R_{U_g}^{(g)}(k)]^T$ は次式で与えられる。

$$\mathbf{R}_{up}^{(g)}(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H}_{up}^{(g,s)}(k) \mathbf{D}_{up}^{(g)}(k) + \mathbf{Z}_{up}^{(g)}(k) \quad (15)$$

ここで $\mathbf{D}_{up}^{(g)}(k) = [D_1^{(g)}(k) \dots D_{U_g}^{(g)}(k)]^T$ は、データ変調信号ブロック $\{d_u^{(g)}(t); t=1 \sim N_c\}$, $u=1 \sim U_g$ に N_c ポイント DFT を適用した後の、第 k サブキャリアにおける信号をまとめた $U_g \times 1$ ベクトルである。また、 $\mathbf{Z}_{up}^{(g)}(k)$ 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 の、 $U_g \times 1$ ベクトルである。受信側は、IUI およびチャンネルの周波数選択性に起因する符号間干渉(ISI)を抑圧するために、 U_g 次の MMSE 規範のフィルタ行列 $\mathbf{W}_{up}^{(g)}(k)$ を $\mathbf{R}_{up}^{(g)}(k)$ に乗算する。

$$\hat{\mathbf{D}}_{up}^{(g)}(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{W}_{up}^{(g)}(k) \mathbf{H}_{up}^{(g,s)}(k) \mathbf{D}_{up}^{(g)}(k) + \mathbf{W}_{up}^{(g)}(k) \mathbf{Z}_{up}^{(g)}(k) \quad (16)$$

MMSE 規範のフィルタ行列は、 $\mathbf{D}_{up}^{(g)}(k)$ と $\hat{\mathbf{D}}_{up}^{(g)}(k)$ 間の MSE を最小にするように求められ、次式で与えられる。

$$\mathbf{W}_{up}^{(g)}(k) = \left(\mathbf{H}_{up}^{(g,g)}(k) \mathbf{H}_{up}^{(g,g)}(k)^H + \gamma^{-1} \mathbf{I}_{U_g} \right)^{-1} \mathbf{H}_{up}^{(g,g)}(k)^H \quad (17)$$

周波数領域信号ブロック $\{\hat{\mathbf{D}}_u^{(g)}(k); k=1 \sim N_c\}$, $u=1 \sim U_g$ 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 MMSE フィルタリングを行ったときの UE# u のスループット $C_{up,u}^{(g)}$ (bps/Hz) は、Shannon のチャネル容量を基に次式で表される。

$$C_{up,u}^{(g)} = \log_2(1 + \Gamma_{up,u}^{(g)}) \quad (18)$$

ここで、 $\Gamma_{up,u}^{(g)}$ は MMSE フィルタリング後の UE# u の受信 SINR であり、次式で表される。

$$\Gamma_{up,u}^{(g)} = \frac{|\tilde{H}_u^{(g)}|^2}{\mu_{ISI,u}^{(g)} + \mu_{IUI,u}^{(g)} + \mu_{noise+CCI,u}^{(g)}} \quad (19)$$

なお、

$$\begin{cases} \hat{H}_{u,u}^{(g)}(k) = \sum_{m=1}^{U_g} W_{u,m}^{(g)}(k) \bar{H}_{m,u}^{(g,g)}(k) \\ \tilde{H}_u^{(g)} = \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \hat{H}_{u,u}^{(g)}(k) \end{cases} \quad (20)$$

であり、 $W_{u,m}^{(g)}(k)$ は $\mathbf{W}_{up}^{(g)}(k)$ の第 (u,m) 要素を表す。 $\mu_{ISI,u}^{(g)}$, $\mu_{IUI,u}^{(g)}$, $\mu_{noise+CCI,u}^{(g)}$ はそれぞれ正規化後の残留 ISI/IUI/雑音+CCI の分散であり次式で表される。

$$\begin{cases} \mu_{ISI,u}^{(g)} = \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \left| \hat{H}_{u,u}^{(g)}(k) \right|^2 - \left| \tilde{H}_u^{(g)} \right|^2 \\ \mu_{IUI,u}^{(g)} = \frac{1}{N_c} \sum_{u'=1}^{U_g} \sum_{k=1}^{N_c} \left| \hat{H}_{u,u'}^{(g)}(k) \right|^2 \\ \mu_{noise+CCI,u}^{(g)} = \frac{\gamma^{-1}}{N_c} \sum_{m=1}^{U_g} \sum_{k=1}^{N_c} \left| W_{u,m}^{(g)}(k) \right|^2 \end{cases} \quad (21)$$

5. 計算機シミュレーション

表 1 に計算機シミュレーション諸元を示す。各マクロセルの UE 数 $U=4$ とし、各 UE のアンテナ本数は $N_{UE}=1$ 本、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 $K=10$ (dB) とする。DA は自身と同グループの全 UE 間のチャネル情報(CSI)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 $\rho=-\infty, 20$ (dB) としている。チャネルは $L=16$ パスの一様電力遅延プロファイルを有する周波数選択性ブロック仲上ライス/レイリーフェージングを仮定した。

図 4 に提案する UE-DA 動的グルーピングによるグルーピング結果の一例を示す。提案手法により、強く干渉し合う UE 群と DA 群がマクロセル境界を超えてグルーピングされていることがわかる。また、閾値 $\rho=-\infty$ (dB) の場合には遠く離れた UE および DA が同一グループにグルーピングされてしまっているが、 $\rho=20$ (dB) とすることでこれを回避できていることがわかる。

図 5 に提案する UE-DA 動的グルーピングを適用した場合の OFDM-MU-MIMO 上りリンク伝送および上りリンク SC-MU-MIMO 下りリンク伝送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

プットの累積分布関数(CDF)の $x\%$ を $x\%$ アウテージ容量と定義し、第 3 章で述べた提案 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} を変化させている。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)の特性も示している。

図 5 より、提案する 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、固定グルーピングよりもスループットを向上できることがわかる。 U_{max} が小さい場合には MU-MIMO により取り除く IUI が少ないため、特性は固定グルーピングに劣るかあるいは僅かな改善に留まる。しかし、 U_{max} が大きい場合には MU-MIMO により取り除く IUI が十分に大きく、スループット特性が改善する。

6. むすび

本報告では、MU-MIMO 伝送を行う DAN において強く干渉し合う UE 群とその近傍の DA 群を、マクロセル境界を超えて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。計算機シミュレーションにより、UE-DA 動的グルーピングによってマクロセル内のみ限定された従来のグルーピングよりも MU-MIMO 伝送のスループット特性を向上できることを示した。本報告では注目セルとその周囲 6 セルの連携を仮定したが、さらに多くの連携セルおよびそれらの外側の干渉セルを考慮した検討が必須課題である。

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] Q. H. Spencer, C. B. Peel, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, "An introduction to the multi-user MIMO downlink," *IEEE Commun. Magazine*, vol. 42, no. 10, pp. 60-67, Oct. 2004.
- [5] D. Gesbert, M. Kountouris, R. W. Heath Jr., C.-B. Chae, and T. Salzer, "Shifting the MIMO paradigm," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 24, no. 5, pp. 36-46, Sept. 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," 信学会総大会, B-5-29, pp. 428, 2012 年 3 月.
- [8] 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.
- [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] T. Chiba, Kazuaki Takeda, Kazuki Takeda, and F. Adachi, "Uplink capacity of a cellular system using multi-user single-carrier MIMO multiplexing combined with frequency-domain equalization and transmit power control," *Wirel. Pers. Commun.*, vol. 58, no. 3, pp. 455-468, Jun. 2011.

表 1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter & Receiver	Data modulation	QPSK
	Block size of DFT/IDFT	$N_c=64$
	No. of UEs per cell	$U=4$
	No. of UE's antennas	$N_{UE}=1$
Channel model	Channel estimation	Ideal
	Path loss exponent	$\alpha=3.5$
	Shadowing loss standard deviation	$\sigma_s=7\text{dB}$
	Fading	Frequency-selective block Nakagami-Rice ($K=10\text{dB}$) /Rayleigh
	Power delay profile	8-path uniform

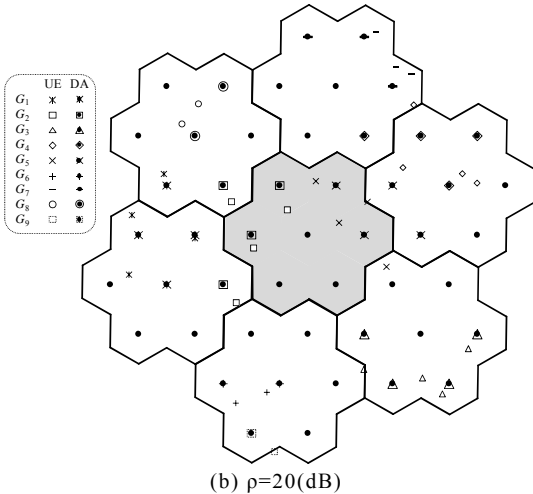
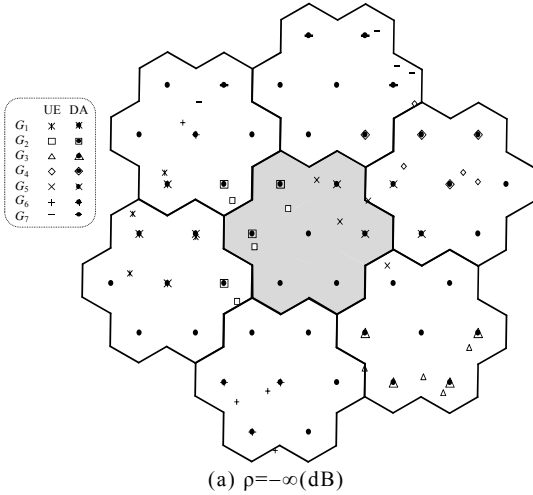
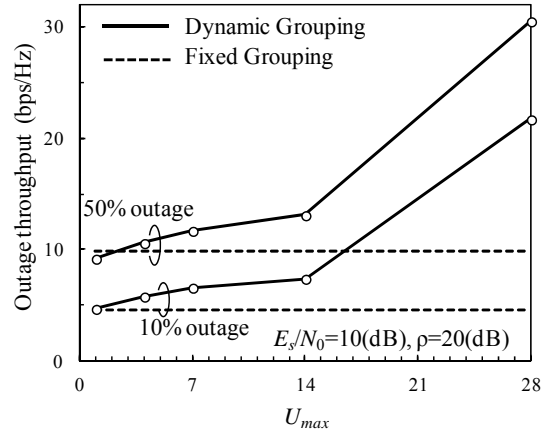
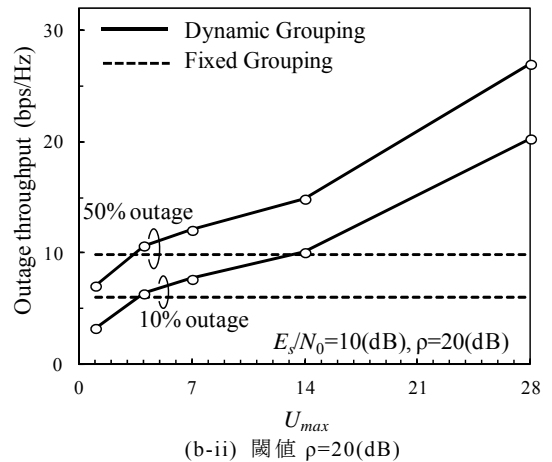
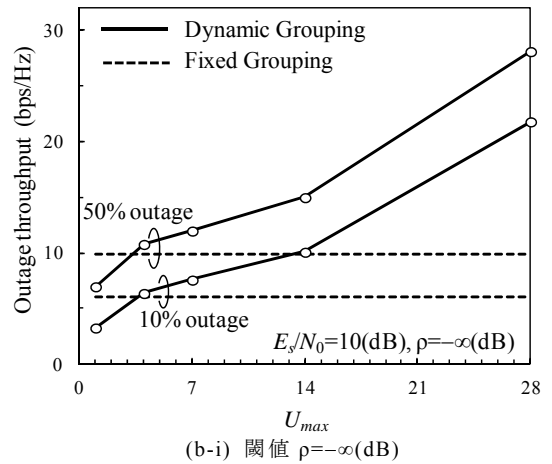


図 4 UE-DA 動的グルーピングによるグルーピング結果例



(a) OFDM-MU-MIMO 下りリンク



(b) SC-MU-MIMO 上りリンク

図 5 スループット分布

