

分散アンテナ OFDM-MU-MIMO 下りリンクにおける UE スケジューリング規範の影響

熊谷 慎也[†] 関 裕太[‡] 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

[‡] 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: {kumagai, seki}@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。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が、MU-MIMO 伝送では UE の組み合わせによって合計スループットおよび UE スループットが変化する。本報告では、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、UE スケジューリング規範(瞬時合計スループット最大化(Max C/I), Proportional Fair (PF), およびラウンドロビン(RR))の影響を明らかにする。数値計算により、各スケジューリング規範の合計スループット、UE スループット、および Jain の Fairness Index (FI)特性を求め、UE スケジューリング規範の影響について議論している。

キーワード 分散アンテナ, 下りリンク, MU-MIMO, UE スケジューリング

Impact of UE Scheduling Criteria on Distributed Antenna OFDM-MU-MIMO Downlink

Shinya KUMAGAI[†] Yuta SEKI[‡] 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

[‡] Research Organization of Electrical Communication, Tohoku University
2-1-1 Katahira, Aoba-ku, Sendai, Miyagi, 980-8577, Japan

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

Abstract Small-cell network where a number of distributed antennas are deployed within each macro-cell can mitigate the negative impacts of path-loss, shadowing loss, and multipath fading. Multi-user multiple-input multiple-output (MU-MIMO) transmission using multiple distributed antennas close to user equipments (UEs) achieves a high sum throughput. However, in MU-MIMO transmissions, UE combination affects the sum throughput and UE throughput. This paper evaluates the impact of UE scheduling criteria (maximization of instantaneous sum throughput (Max C/I), proportional fair (PF), and round robin (RR)) on small-cell network downlink using distributed antenna orthogonal-frequency division multiplexing (OFDM)-MU-MIMO. We evaluate the sum throughput, UE throughput, and Jain's fairness index (FI) performances with each UE scheduling criterion by numerical evaluation, and discuss the impact of UE scheduling criteria.

Keyword Distributed antenna, downlink, MU-MIMO, UE scheduling

1. まえがき

スマートフォンなどの普及に伴い、移動通信における通信量は増加しており、今後も更なる増加が続くことが予想される。また、IoT (Internet of Things)の普及によって多種多様なサービスアプリケーションが提供されるようになり、移動通信の質的な変化も予想される。こうした移動通信における量的・質的な変化に対応するため、第5世代移動通信システム(5G)の研究開発が進められている。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]。

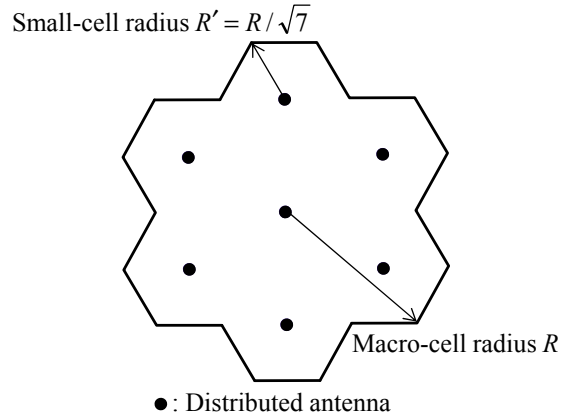
広帯域移動通信では、伝搬損失、シャドウイング損失およびマルチパスフェージングによって伝送特性が大幅に劣化する[2]。マクロセル内に配置した多数の分散アンテナをベースバンド装置(BBU)によって集中制御する、分散アンテナを用いた小セルネットワークは、これらの影響を同時に低減でき、単位面積あたりの容量を大幅に向上できることから、次世代移動通信システムに向けて盛んに検討されている[3,4]。また、同一

の時間/周波数を用いて基地局(BS)が複数の移動端末(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[5]を分散アンテナを用いた小セルネットワークに適用すれば、近傍に存在する複数の分散アンテナと UE が同時通信できるため、高い合計スループットを達成できる[6].

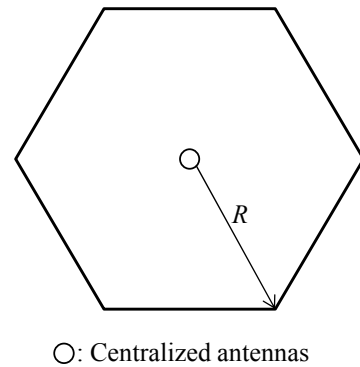
これまで筆者らは広帯域 MU-MIMO 下りリンクを対象に、最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づき、チャンネルの周波数選択性に起因する符号間干渉(ISI), 各 UE 内のアンテナ間で生じる干渉(IAI), および同時に通信する UE 間で生じる干渉(IUI)を BBU と各 UE が協調して抑圧する送受信協調フィルタリングを 2 種類(BD-SVD および MMSE-SVD)提案し[7], 分散アンテナを用いた小セルネットワークにおいて、BBU のみで干渉を抑圧する従来の送信 MMSE フィルタリングよりも高い合計スループットを達成できることを明らかにしてきた[8]. BD-SVD では、BBU のブロック対角化(BD)[9]により IUI を除去した後、BBU-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. 一方 MMSE-SVD では、BBU-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. 更に両手法ともシングルキャリア(SC)伝送では、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. 直交周波数分割多重(OFDM)伝送では、送信 PA を注水定理(WF)に基づき行う.

ところで、一般的に MU-MIMO 伝送では通信を行う UE の組み合わせによって各 UE の受信信号対干渉+雑音電力比(SINR)が変化するため、合計スループットおよび UE スループットは、UE の選択(スケジューリング)規範に強く影響される. 本報告では、分散アンテナ MU-MIMO を用いる小セルネットワーク下りリンクを対象に、UE スケジューリング規範(瞬時合計スループット最大化(Max C/I), Proportional Fair (PF), およびラウンドロビン(RR))[10]の影響を明らかにする. 数値計算により各スケジューリング規範の合計スループット、UE スループット、および Jain の Fairness Index (FI)[11]特性を求め、分散アンテナを用いる小セルネットワークでは、PF が RR から FI を劣化させることなく高い合計スループットおよび UE スループットを達成できること、Max C/I からの合計スループットの劣化をわずかに保ちつつ高い UE スループットおよび FI を達成できることを明らかにしている. なお、本報告では UE スケジューリング規範の影響に着目するため、伝送法として MMSE-SVD を用いる OFDM-MU-MIMO 伝送のみを扱うが、他の伝送法でも同様の傾向が得られる.

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し、第 3 章で MMSE-SVD を用いる OFDM-MU-MIMO 伝送系を示す. 第 4 章では数値計算結果を示し、第 5 章でまとめる.



(a) 分散アンテナを用いる小セルネットワーク



(b) 従来マクロセルネットワーク

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

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、今報告で仮定するネットワークモデル、チャンネルモデル、UE スケジューリング規範について述べる.

2.1. ネットワークモデル

本報告では、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仮定する. 分散アンテナを用いる小セルネットワークでは、セル半径 R のマクロセル内に N_{total} 本の分散アンテナがほぼ均一に配置されており、各分散アンテナはセル半径 R' の小セルをカバーしている. 一方従来マクロセルネットワークではセル半径 R のマクロセル中央に N_{total} 本のアンテナが集中配置される. 図 1 に、本報告で仮定するネットワークモデルの一例として、 $N_{\text{total}}=7$ のネットワークモデルを示す. 分散アンテナを用いる小セルネットワークでは、マクロセル内に $N_{\text{total}}=7$ 本の分散アンテナが配置されており、小セル半径 $R' = R/\sqrt{7}$ としている. 一方従来マクロセルネットワークでは、マクロセ

ル中央に $N_{\text{total}}=7$ 本のアンテナが集中配置されている。 N_{UE} 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(集合 Y . $|Y|=U$). UE スケジューリングの探索候補数削減のため, N_{total} 本のアンテナ全てを送信アンテナとして常に使用する(すなわち送信アンテナ本数 $N_t=N_{\text{total}}$).

2.2. チャネルモデル

遅延時間の異なる L 個のパスからなるマルチパスフェージングを仮定するとき, タイムスロット $\#t$ における 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伝達関数はそれぞれ次式で表される.

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

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

本報告では UE $\#u$ と分散アンテナ $\#n_t$ 間の距離 $d_{u,n_t} \leq R'$ のとき仰角フェージング環境(すなわち直接波と遅延波の電力比 $K > 0$), $d_{u,n_t} > R'$ 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, n_{u,n_t} 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. $\theta_{u,n_r,n_t}(t)$ は直接波の位相であり, 一様分布に従うと仮定する. $\xi_{u,n_r,n_t,l}(t)$ および $\tau_{u,n_r,n_t,l}$ 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 T_s の整数倍の遅延時間(すなわち $\tau_{u,n_r,n_t,l} = l-1$ for all u, n_r, n_t)を有する離散パスを仮定し, $E[\sum_{l=1}^L |\xi_{u,n_r,n_t,l}(t)|^2] = 1$ for all u, n_r, n_t, t である. N_c はブロックサイズを表す.

UE $\#u$ における DA $\#n_t$ 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.

$$P_{r,u,n_t} = \hat{P}_t \hat{d}_{u,n_t}^{-\alpha} 10^{-\frac{n_{u,n_t}}{10}} \quad (3)$$

ここで, $\hat{P}_t = P_t R^{-\alpha}$ は正規化送信電力であり, P_t は実際の送信電力である. $\hat{d}_{u,n_t} = d_{u,n_t} / R$ はマクロセル半径 R で正規化した距離である.

2.3. UE スケジューリング

本報告では, UE スケジューリング規範として, Max C/I, PF, および RR を用いる.

Max C/I では, マクロセル内に存在する U 台の UE の集合 Y から, 次式に基づきタイムスロット $\#t$ における瞬時合計スループットが最大となる M 台の UE の組み合わせ(集合 $Y_{\text{MaxC/I},M}(t)$. $|Y_{\text{MaxC/I},M}(t)|=M$)を選択する.

$$Y_{\text{MaxC/I},M}(t) = \arg \max_{Y_M(t) \subset Y} \sum_{u \in Y_M(t)} C_u(t, Y_M(t)) \quad (4)$$

ここで, $C_u(t, Y_M(t))$ は UE $\#u \in Y$ の組み合わせ $Y_M(t)$ ($|Y_M(t)|=M$)におけるスループット(bps/Hz/UE)である.

PF では, 次式が最大となる M 台の UE の組み合わせ(集合 $Y_{\text{PF},M}(t)$. $|Y_{\text{PF},M}(t)|=M$)を選択する.

$$Y_{\text{PF},M}(t) = \arg \max_{Y_M(t) \subset Y} \sum_{u \in Y_M(t)} \frac{C_u(t, Y_M(t))}{\bar{C}_u(t-1)} \quad (5)$$

ここで, $\bar{C}_u(t)$ は UE $\#u$ の移動平均スループット(bps/Hz/UE)であり, 次式で表される.

$$\bar{C}_u(t) = \begin{cases} \left(1 - \frac{1}{T_{\text{PF}}}\right) \bar{C}_u(t-1) + \frac{1}{T_{\text{PF}}} C_u(t) & u \in Y_{\text{PF},M}(t) \\ \left(1 - \frac{1}{T_{\text{PF}}}\right) \bar{C}_u(t-1) & u \notin Y_{\text{PF},M}(t) \end{cases} \quad (6)$$

なお, T_{PF} は移動平均区間である.

RR ではチャネル状態によらず固定の順番で毎タイムスロット M 台の UE を選択する(集合 $Y_{\text{RR},M}(t)$. $Y_{\text{RR},M}(1) = \{1, 2, 3\}$, $Y_{\text{RR},M}(2) = \{4, 5, 6\}, \dots$).

3. MMSE-SVD を用いる OFDM-MU-MIMO 伝送系

本章では, タイムスロット $\#t$ において U 台の UE から選択された任意の M 台の UE に注目し伝送系を述べる(集合 $Y_M(t) \subset Y$. $|Y_M(t)|=M$). なお, 以降 $Y_M(t)$ 内の UE インデックス $u \in Y_M(t)$ を $v=1 \sim M$ と再定義し, 特記しない限りタイムスロットのインデックス $\#t$ を省略する. 図 2 に本報告で仮定する MMSE-SVD を用いる OFDM-MU-MIMO 伝送系を示す.

送信機(BBU および N_t 本の分散アンテナ)では, UE $\#v$ のサブキャリア $\#k(=1 \sim N_c)$ におけるデータシンボルベクトル $\mathbf{d}_v(k) \in \mathbb{C}^{N_{\text{UE}} \times 1}$ を $Y_M(t)$ 内の全 UE 並べたベクトル $\mathbf{d}(k) \in \mathbb{C}^{M N_{\text{UE}} \times 1}$ 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 $\mathbf{S}(k) \in \mathbb{C}^{N_c \times 1}$ を得る.

$$\mathbf{S}(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{F}(k) \begin{bmatrix} \mathbf{d}_1(k) \\ \vdots \\ \mathbf{d}_M(k) \end{bmatrix} \quad (7)$$

ここで, $\mathbf{F}(k) = [\mathbf{F}_1(k) \cdots \mathbf{F}_M(k)]$ は送信フィルタ行列であり, $\mathbf{F}_v(k) \in \mathbb{C}^{N_c \times N_{\text{UE}}}$ は $\mathbf{F}(k)$ のうち $\mathbf{d}_v(k)$ に対応する部分行列である. MMSE-SVD の $\mathbf{F}(k)$ は次式で表される.

$$\mathbf{F}(k) = \left(\mathbf{H}^H(k) \mathbf{U}(k) \mathbf{U}^H(k) \mathbf{H}(k) + M N_{\text{UE}} \gamma'^{-1} \mathbf{I}_{N_c} \right)^{-1} \times \mathbf{H}^H(k) \mathbf{U}(k) \sqrt{\mathbf{Q}(k)} \quad (8)$$

$\mathbf{H}(k) = [\mathbf{H}_1^T(k) \cdots \mathbf{H}_M^T(k)]^T$ は全分散アンテナ- $Y_M(t)$ 内の全 UE 間の MU-MIMO チャネル行列であり, $\mathbf{H}_v(k) \in \mathbb{C}^{N_{\text{UE}} \times N_c}$ は $H_{v,n_r,n_t}(k,t)$ を第 (n_r, n_t) 要素に持つ UE $\#v$ の MIMO チャネル行列である. $\mathbf{U}(k) = \text{diag}[\mathbf{U}_1(k) \cdots \mathbf{U}_M(k)]$ の部分行列 $\mathbf{U}_v(k) \in \mathbb{C}^{N_{\text{UE}} \times N_{\text{UE}}}$ は $\mathbf{H}_v(k)$ を SVD して得られる左特異ベクトルからなる行列である. $\gamma' = E_s / N_0$ である ($E_s = \hat{P}_t T_s$ は正規化総送信シンボルエネルギー, N_0 は加法性白色雑音(AWGN)の片側電力スペクトル密度). $\mathbf{Q}(k) = \text{diag}[\mathbf{Q}_1(k)$

… $\mathbf{Q}_M(k)$]の部分行列 $\mathbf{Q}_v(k) \in \mathbb{R}^{N_{UE} \times N_{UE}}$ は UE# v の各固有モード・サブキャリアへの WF-PA を与える対角行列であり, その第 n_r 対角要素 $Q_{v,n_r}(k)$ は次式で表される.

$$Q_{v,n_r}(k) = \left(\frac{1}{\lambda_v} - \frac{1}{\gamma' A_{v,n_r}(k)} \right)^+ \quad (9)$$

なお, $A_{v,n_r}(k)$ は $\mathbf{H}_v(k)$ の第 n_r 特異値の 2 乗値である. λ_v は各 UE への送信電力を一定にする (すなわち $\sum_{k=1}^{N_c} \sum_{n_r=1}^{N_{UE}} Q_{v,n_r}(k) \sum_{n_t=1}^{N_t} |A_{v,n_r,n_t}(k)|^2 = N_c / M$) ように設定される定数である. $A_{v,n_r,n_t}(k)$ は $\mathbf{F}_v(k) \mathbf{Q}_v^{-1/2}(k)$ の第 (n_t, n_r) 要素である.

UE# v の N_c ポイント離散フーリエ変換(DFT)後のサブキャリア# k における受信信号ベクトル $\mathbf{R}_v(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times 1}$ は次式で表される.

$$\mathbf{R}_v(k) = \mathbf{H}_v(k) \mathbf{S}(k) + \mathbf{Z}_v(k) \quad (10)$$

ここで, $\mathbf{Z}_v(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times 1}$ 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. $\mathbf{R}_v(k)$ に対し受信フィルタ行列 $\mathbf{W}_v(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times N_{UE}}$ を乗積し, 軟判定シンボルベクトル $\hat{\mathbf{d}}_v(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times 1}$ を得る.

$$\hat{\mathbf{d}}_v(k) = \mathbf{W}_v(k) \mathbf{R}_v(k) \quad (11)$$

ここで, 受信フィルタ行列は次式で表される.

$$\mathbf{W}_v(k) = \left\{ \mathbf{H}_v(k) \mathbf{F}_v(k) \right\}^H \mathbf{H}_v(k) \mathbf{F}_v(k) + \gamma'^{-1} \mathbf{I}_{N_{UE}} \left\}^{-1} \times \left(\mathbf{H}_v(k) \mathbf{F}_v(k) \right)^H \quad (12)$$

以上の MMSE-SVD を行ったときの UE# v のスループット $C_v(t, Y_M(t))$ (bps/Hz/UE) は Shannon のチャネル容量を基に次式で表される.

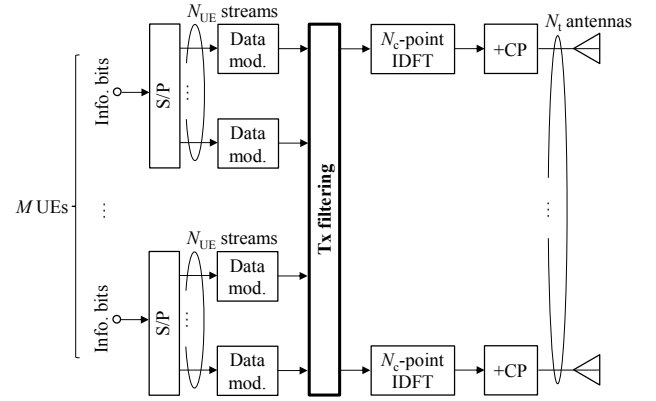
$$C_v(t, Y_M(t)) = \frac{1}{N_c} \sum_{n_r=1}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} \log_2 \left(1 + \Gamma_{v,n_r}(k) \right) \quad (13)$$

ここで, $\Gamma_{v,n_r}(k)$ は MMSE-SVD 後の UE# v の第 n_r 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.

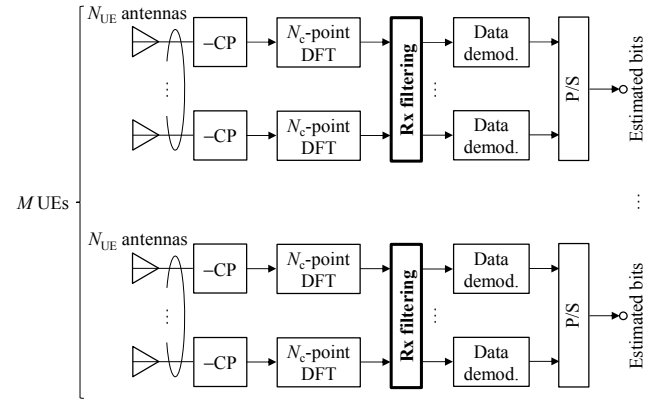
$$\Gamma_{v,n_r}(k) = \frac{|\hat{H}_{v,n_r,v,n_r}(k)|^2}{\mu_{\text{IAI},v,n_r}(k) + \mu_{\text{IUI},v,n_r}(k) + \mu_{\text{noise},v,n_r}(k)} \quad (14)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \hat{H}_{v,n_r,v',n_r'}(k) &= \sum_{m=1}^{N_{UE}} W_{v,n_r,m}(k) \sum_{n_t=1}^{N_t} H_{v,n_r,n_t}(k,t) F_{v',n_t,n_r'}(k) \\ \mu_{\text{IAI},v,n_r}(k) &= \sum_{\substack{n_t=1 \\ n_t' \neq n_r}}^{N_{UE}} |\hat{H}_{v,n_r,v',n_r'}(k)|^2 \\ \mu_{\text{IUI},v,n_r}(k) &= \sum_{\substack{v'=1 \\ v' \neq v}}^M \sum_{n_t=1}^{N_{UE}} |\hat{H}_{v,n_r,v',n_r'}(k)|^2 \\ \mu_{\text{noise},v,n_r}(k) &= \gamma'^{-1} \sum_{m=1}^{N_{UE}} |W_{v,n_r,m}(k)|^2 \end{aligned} \right. \quad (15)$$

なお, $W_{v,n_r,m}(k)$ および $F_{v,n_t,n_r}(k)$ はそれぞれ $\mathbf{W}_v(k)$ および $\mathbf{F}_v(k)$ の第 (n_r, m) および (n_t, n_r) 要素であり, $\mu_{\text{IAI},v,n_r}(k)$, $\mu_{\text{IUI},v,n_r}(k)$, $\mu_{\text{noise},v,n_r}(k)$ 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2 MMSE-SVD を用いる OFDM-MU-MIMO 伝送系

4. 数値計算結果

マクロセル内の分散アンテナの本数 $N_{\text{total}}=7$ とし, DFT/IDFT ポイント数 $N_c=128$, 各 UE のアンテナ本数 $N_{UE}=2$, 正規化総送信 $E_s/N_0 \gamma'=10$ (dB) とした. 伝搬損失指数 $\alpha=3.5$, シェドウイング標準偏差 $\sigma_s=7.0$ (dB), 各パス/アンテナ/UE/タイムスロット間のフェージングは無相関とし, 仲上ライスフェージング環境における $K=10$ (dB) とした.

図3に, 各 UE スケジューリング規範 (Max C/I, PF, および RR) における分散アンテナ MU-MIMO を用いる小セルネットワーク下りリンクの平均合計スループット対 5% UE スループット特性および平均合計スループット対平均 FI 特性を示す. ここで, FI は次式で定義される.

$$\text{FI} = \frac{\left(\sum_{u=1}^U \frac{1}{T_{\text{Ave}}} \sum_{t=1}^{T_{\text{Ave}}} C_u(t) \right)^2}{U \sum_{u=1}^U \left(\frac{1}{T_{\text{Ave}}} \sum_{t=1}^{T_{\text{Ave}}} C_u(t) \right)^2} \quad (16)$$

なお, $T_{\text{Ave}} (\gg T_{\text{PF}})$ は瞬時 UE スループット $C_u(t)$ の時間平均区間である. また, 式(16)分母の括弧内で表される時間平均 UE スループットの累積分布関数(CDF)の 5% 値を 5% UE スループットと定義した. マクロセル内の UE 数 $U=7$ (図3(a)) または 14 (同図(b)) とし, 各 UE ス

ケジューリング規範に基づきタイムスロット毎に $M=2$ 台の UE が選択されるものとした。比較として、従来のマクロセルネットワーク下りリンク(図 1(b))の特性も併記する。

図 3 よりまず、Max C/I を除いて、分散アンテナを用いる小セルネットワークが従来のマクロセルネットワークよりも高い平均合計スループットを達成できることがわかる。例えば、UE 数 $U=7(14)$ のとき、PF において約 1.25(1.27)倍、RR において約 1.17(1.20)倍の平均合計スループットを達成できる。Max C/I では合計スループットを最大化するためにチャネル状態の良い UE のみが選択されるため、従来のマクロセルネットワークにおいてセル中央に存在する UE が合計スループットを大幅に向上させ、分散アンテナを用いる小セルネットワークよりも高い平均合計スループットを達成する。一方、PF および RR では UE 間の公平性を保つためにマクロセル全域の UE が選択される。したがって、セル端においても高い受信 SINR を達成できる分散アンテナを用いる小セルネットワークが、従来のマクロセルネットワークよりも高い平均合計スループットを達成できる。

また、図 3 より、従来のマクロセルネットワークでは RR と PF の 5%UE スループットの差が小さいが、分散アンテナを用いる小セルネットワークでは PF が RR よりも高い 5%UE スループットを達成しつつ同等の平均 FI を達成できることがわかる。例えば、UE 数 $U=7(14)$ のとき、従来のマクロセルネットワークでは RR と比較して PF が約 1.08(1.07)倍の 5%UE スループットおよび約 1.00(1.01)倍の平均 FI を達成するのに対して、分散アンテナを用いる小セルネットワークでは RR と比較して PF が約 1.11(1.21)倍の 5%UE スループットおよび約 1.00(1.02)倍の平均 FI を達成できる。従来のマクロセルネットワークではアンテナがセル中央に集中配置されているため、UE 間で受信 SINR が大幅に異なる。したがって PF ではセル端 UE がスケジューリングされる割合が減少し、一定の間隔でスケジューリングされる RR と比較して 5%UE スループットが大きく向上しない。一方、分散アンテナを用いる小セルネットワークでは、アンテナがセル全域に分散配置されているため、UE 間の受信 SINR 差が小さい。したがって PF でも RR と同程度の割合でセル端 UE がスケジューリングされ、かつ UE スループットが向上する組み合わせが選択されるため、PF が RR よりも高い 5%UE スループットを達成できる。また、上述の理由により PF の UE スループット分布の分散は RR と同程度となり、同程度の FI を達成できる。

また、図 3 より、分散アンテナを用いる小セルネットワークにおいて、PF が RR よりも高い平均合計スループットを達成でき、Max C/I からの平均合計スループットの劣化がわずかであることがわかる。例えば、UE 数 $U=7(14)$ のとき、従来のマクロセルネットワークでは PF が RR および Max C/I の約 1.03(1.03)倍および約 0.66(0.55)倍の平均合計スループットを達成してい

るが、分散アンテナを用いる小セルネットワークではそれぞれ約 1.09(1.09)倍および 0.84(0.77)倍の平均合計スループットを達成できる。これは上述した理由により、分散アンテナを用いる小セルネットワークでは PF によって RR よりも高い UE スループットを達成できるため、合計スループットも同様の利得が得られるからである。また、分散アンテナを用いる小セルネットワークでは上述したとおり UE 間の受信 SINR 差が小さいため、Max C/I から PF の平均合計スループットの劣化がわずかとなる。

5. むすび

本報告では、分散アンテナ MU-MIMO を用いる小セルネットワーク下りリンクを対象に、UE スケジューリング規範(Max C/I, PF, および RR)の影響を明らかにした。数値計算により各スケジューリング規範の合計スループット、UE スループット、および FI 特性を求め、分散アンテナを用いる小セルネットワークでは、PF は RR から公平性(FI)を劣化させることなく高い合計スループットおよび UE スループットを達成できること、Max C/I からの合計スループットの劣化をわずかに保ちつつ高い UE スループットおよび公平性を達成できることを明らかにした。周辺マクロセルからの ICI が存在する環境での評価と考察、および UE スケジューリングの探索候補数削減は今後の重要な検討課題である。

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～」(#0155-0171, 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

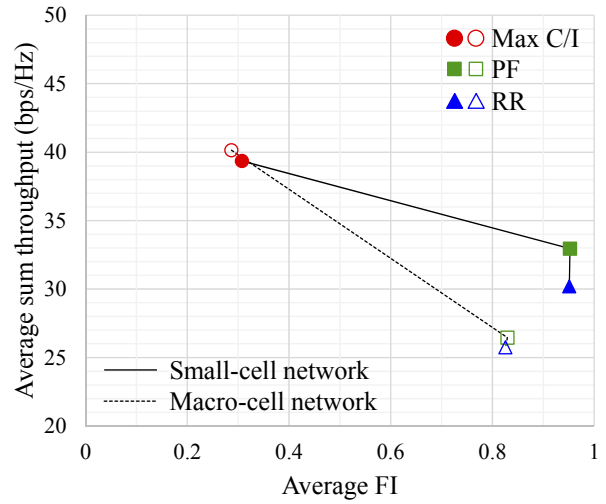
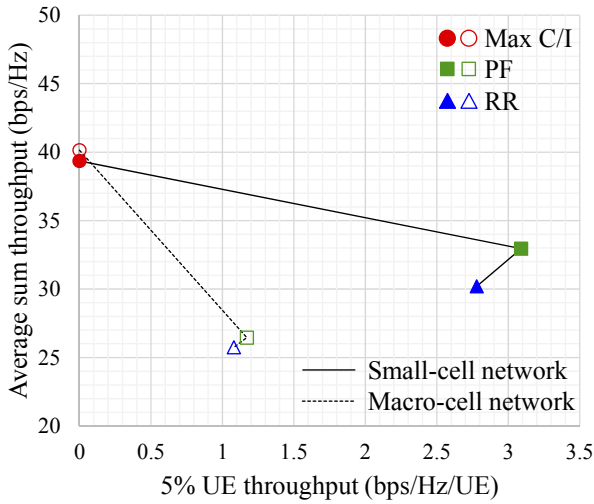
- [1] ARIB 2020 and Beyond Ad Hoc Group, "Mobile communications system for 2020 and beyond," White paper, Oct. 2014
- [2] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of wireless communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [3] 箕輪, 関, 奥村, 須山, 大高, 木村, 中津川, 浅野, 市川, 平野, 山尾, 安達, 中沢, "[依頼講演]5G 実現に向けた超高密度マルチバンド・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] 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.
- [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] 関, 伊達木, 小林, 箕輪, "[依頼講演]5G 実現に向けた超高密度分散アンテナシステムによる大容量化の取り組み," 信学技報, RCS2015-169, pp. 65-70, 2015 年 10 月.
- [7] 熊谷, 安達, "下りリンクシングルキャリア MU-MIMO 伝送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.

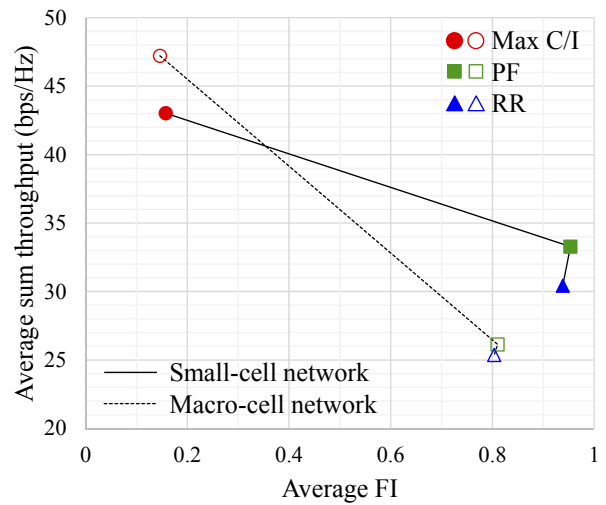
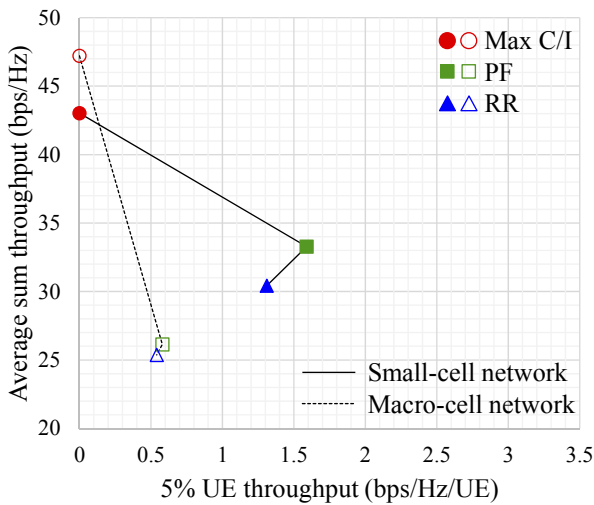
[9] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, “Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels,” *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 52, no. 2, pp. 461-471, Feb. 2004.

[10] E. Dahlman, S. Parkvall, and J. Sköld, *4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband, 2nd ed.*, Academic Press, 2014.

[11] R. Jain, D. Chiu, and W. Hawe, “Q quantitative measure of fairness and discrimination for resource allocation in shared computer systems,” *DEC Research Report*, TR-301, Sept. 1984.



(a) $U=7$



(b) $U=14$

図 3 平均合計スループット対 5%UE スループット特性(左図)および平均合計スループット対平均 FI 特性(右図)