

マルチセル分散アンテナネットワークにおける MIMO 空間多重の周波数利用効率

熊谷 慎也[†] 松川 隆介[†] 小原 辰徳[†] 山本 哲矢[†] 安達 文幸[‡]

^{†‡}東北大学大学院 工学研究科 電気・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, matsukawa, obara, yamamoto}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし マルチアンテナ(MIMO)空間多重は帯域幅を拡大せずに伝送速度を向上できる。しかし、同一周波数を繰り返し利用するセルラネットワーク(CN)においては、隣接セルからの同一周波数干渉(CCI)によって受信信号対(干渉+雑音)電力比(SINR)が低下してしまうため、セル端に近いユーザの伝送速度が極端に低下してしまう。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)では無線セル全域に亘って受信 SINR を向上できるから、MIMO 空間多重を用いて伝送速度を向上できると期待できる。本稿では、マルチセル環境における DAN-MIMO 空間多重において、周波数繰り返し数が下りリンクチャネル容量に及ぼす影響について検討し、CN との比較を行っている。サイクリックプレフィックス(CP)を挿入するブロック伝送を対象に、1セルあたりのチャネル容量の数式表現を導出し、これを最大にする送信電力配分を明らかにする。モンテカルロ数値計算によって1セルあたりのチャネル容量分布を求め、DAN が周波数繰り返し数を CN よりも小さくでき、1セルあたりのチャネル容量を大幅に向上できることを示す。

キーワード 分散アンテナ, MIMO 空間多重, 周波数利用効率, マルチセル環境, 周波数選択性チャネル

Spectrum Efficiency of MIMO Spatial Multiplexing in a Multi-cell Distributed Antenna Network

Shinya KUMAGAI[†] Ryusuke MATSUKAWA[†] Tatsunori OBARA[†]
Tetsuya YAMAMOTO[†] and Fumiuyuki ADACHI[‡]

^{†‡}Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University
6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, Miyagi, 980-8579, Japan

E-mail: [†]{kumagai, matsukawa, obara, yamamoto}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Multiple-input multiple-output (MIMO) spatial multiplexing can increase the transmission rate without bandwidth expansion. However, in cellular networks (CNs), the transmission rate of a user close to the cell edge significantly degrades because the received signal-to-interference plus noise power ratio (SINR) degrades due to the presence of strong co-channel interference (CCI) from neighboring cells. Distributed antenna network (DAN), in which many antennas are spatially distributed over the cell, is suitable for MIMO spatial multiplexing because the received SINR improves over the entire cell. In this paper, we discuss the impact of the frequency reuse factor on the downlink channel capacity of DAN-MIMO spatial multiplexing in a multi-cell environment and compare the channel capacity with CN. Assuming the block transmission with cyclic prefix (CP), we derive a channel capacity expression and then, derive the optimal transmit power allocation for DAN-MIMO spatial multiplexing. We evaluate the channel capacity distribution by Monte Carlo numerical computation method to show that DAN can reduce the frequency reuse factor and achieves higher cell channel capacity compared to CN.

Keyword Distributed antenna, MIMO spatial multiplexing, spectrum efficiency, multi-cell environment, frequency-selective channel

1. まえがき

次世代移動無線システムでは超広帯域サービスが期待されるが、利用可能な帯域幅は限られている。そこで、帯域幅を拡大することなく伝送速度を向上できるマルチアンテナ(MIMO)空間多重[1]が近年注目されている。

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周波数選択性フェージングによって特徴づけられる[2]。基地局(BS)にアンテナが集中配置されている従来のセルラネットワーク(CN)では、移動端末が無線セル端に近づくにつれて受信信号電力が低下する。また、セルラネットワークでは、限られた周波数帯域

を有効利用するために同一周波数を異なる無線セルで繰り返し使用する。そのため、隣接セルからの同一周波数干渉(CCI)の影響を受ける[2]。これらのため、CNでは特にセル端付近で受信信号電力対(干渉+雑音)電力比(SINR)が極端に低下してしまい、MIMO空間多重を用いても伝送速度が極端に低下してしまうことが知られている。これを避けるためには同一周波数を用いる基地局間距離を大きくしなければならない[3]。しかし、これは各セルに割り当てることができる帯域幅を減少させることになるため、1セルあたりのチャンネル容量が低下してしまう。

多数のアンテナをセル内に分散配置する分散アンテナネットワーク(DAN)[4]-[6]は上記の問題を解決できる。DANでは、各分散アンテナは従来の基地局に相当する信号処理局(SPC)と光ファイバで接続されている。DANでは高い確率で移動端末近傍に複数の分散アンテナが存在するから、セル端でも高い受信信号電力を獲得できる。これによって受信 SINR を大幅に向上でき、MIMO空間多重を用いて1セルあたりのチャンネル容量を向上できると期待できる。

文献[7]では、全てのセルで同一の周波数を用いる DAN-MIMO 空間多重下りリンクチャンネル容量に関する検討が行われている。しかし、同一周波数の繰り返し数がチャンネル容量に及ぼす影響について検討していなかった。また、周波数非選択性チャンネルを仮定していた。

そこで本稿では、ガードインターバル(GI)にサイクリックプレフィックス(CP)を挿入するブロック伝送を対象に、周波数選択性チャンネルにおける下りリンク DAN-MIMO 空間多重の1セルあたりのチャンネル容量の数式表現を導出し、これを最大にする最適送信電力配分を明らかにする。モンテカルロ数値計算によってチャンネル容量の分布を求め、周波数繰り返し数がチャンネル容量に及ぼす影響について議論する。また、DANがCNよりも高いチャンネル容量を達成可能なことを示す。

本稿では、まず第2章で下りリンク DAN 及び CN 伝送モデルを示す。第3章では、CPを挿入するブロック伝送を対象に、周波数選択性チャンネルにおける下りリンク MIMO 空間多重の1セルあたりのチャンネル容量の数式表現を導出し、これを最大にする送信電力配分を明らかにする。第4章ではモンテカルロ数値計算により1セルあたりのチャンネル容量の分布を求め、CNと比較する。第5章はむすびである。

2. 伝送モデル

2.1. ネットワークモデル

本稿で仮定する CCI モデルを図1に示す。なお、図1では一例として、周波数繰り返し数 $F=3$ のときのモデルを示している。中央のセル($i=0$)を測定対象とし、その周辺に同一周波数を用いるセル($i=1\sim 18$)が分布し

ている。

図2に DAN 及び CN のセルモデルを示す。DAN においては各セル内に7本のアンテナが等間隔で分散されており、隣接するアンテナ間の距離はセル半径 R の $2/3$ 倍としている。一方、CN においては各セル中央に7本のアンテナが集中配置されている。これら7本のアンテナの中から、2.2節で述べるアンテナ選択法によって N_t 本のアンテナを送信アンテナとして選択する。また、本稿ではシングルユーザ環境を仮定しており、 N_r 本のアンテナを有する移動端末が各セル内に一様に発生するものとする。

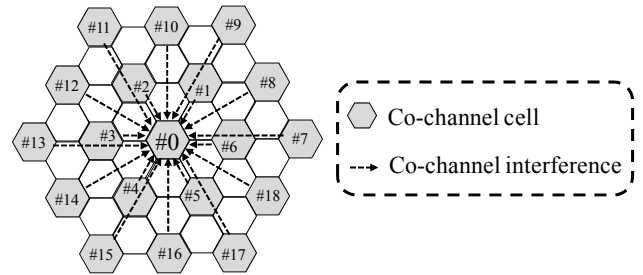


図1 CCIモデル($F=3$)

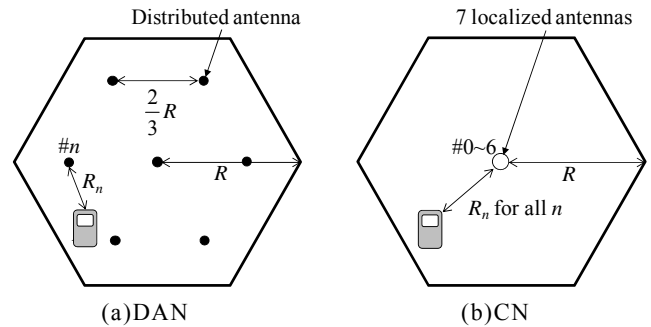


図2 セルモデル

2.2. チャンネルモデル

広帯域チャンネルは、距離に依存する伝搬損失、対数正規分布するシャドウイング損失および周波数選択性フェージングにより特徴づけられる。下りリンク伝送においては、SPCと分散アンテナ、あるいはBSが送信機となり、移動端末が受信機となる。第 n 送信アンテナから距離 R_n だけ離れた位置に存在する移動端末の平均受信電力 $P_{r,n}$ は次式で表される[2]。

$$P_{r,n} = P_{t,n} \cdot R_n^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta_n}{10}} \quad (1)$$

ここで、 $P_{t,n}$ は第 n 送信アンテナの送信電力、 α は伝搬損失指数、 η_n 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。また、セル半径 R で正規化した距離 $r_n = R_n/R$ 、正規化送信電力 $p_{t,n} = P_{t,n} \cdot R^{-\alpha}$ 、 $\Omega_n = r_n^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_n/10}$ とすると、式(1)は次式で書き直される。

$$P_{r,n} = p_{t,n} \cdot \Omega_n \quad (2)$$

L 個の離散パスから構成される周波数選択性チャンネルを仮定したとき、第 n 送信アンテナと第 m 受信アンテナ間のチャンネルのインパルス応答 $h_{m,n}(\tau)$ は次式で表

される。

$$h_{m,n}(\tau) = \sqrt{\Omega_n} \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,n}^{(l)} \delta(\tau - \tau_{m,n}^{(l)}) \quad (3)$$

ここで、 $h_{m,n}^{(l)}$ および $\tau_{m,n}^{(l)}$ はそれぞれ第 n 送信アンテナと第 m 受信アンテナ間における第 l パスの複素パス利得および遅延時間であり、本稿ではサンプリング間隔の整数倍の遅延時間(すなわち $\tau_{m,n}^{(l)} = l$)を有する離散パスを仮定している。また、 $E[\sum_{l=0}^{L-1} |h_{m,n}^{(l)}|^2] = 1$ であり、 $\delta(\tau)$ はデルタ関数である。

アンテナ選択法として、本稿では各セル内の N_r 本のアンテナのうちパス利得の二乗和 $\Omega_n \sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{l=0}^{L-1} |h_{m,n}^{(l)}|^2$ の大きな N_r 本を送信アンテナとして用いる。これはすなわち、瞬時受信電力に基づくアンテナ選択法である。

3. 周波数選択性チャネルにおける下りリンク

MIMO 空間多重のチャネル容量

3.1. チャネル容量の数式表現

本稿では、直交周波数分割多重(OFDM)伝送や、周波数領域等化を用いるシングルキャリア(SC-FDE)伝送などの、GIにCPを挿入するブロック伝送を行うものとする。各送信アンテナからは、 N_c 個のサンプルからなる信号ブロックに、チャネルの最大遅延時間より十分に長いCPを挿入して送信する。受信機では、CPを除去して信号検出を行う。簡単のため、CPの挿入及び除去は省略して数式表現を示す。

第 i セルの第 n 送信アンテナから送信される送信信号を $\{x_n^{(i)}(t); n=0 \sim N_r-1, t=0 \sim N_c-1\}$ とすると、対象セルの第 m 受信アンテナにおける受信信号 $\{y_m^{(i)}(t); m=0 \sim N_r-1, t=0 \sim N_c-1\}$ は次式で表される。

$$y_m^{(i)}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{n=0}^{N_r-1} \sqrt{\Omega_n^{(i)}} \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,n}^{(i,l)} x_n^{(i)}((t - \tau_{m,n}^{(i,l)}) \bmod N_c) + q_m(t) + z_m(t) \quad (4)$$

ここで、 $E_s = p_i \cdot T_s$ は正規化総送信シンボルエネルギーであり、 $p_i = \sum_{n=0}^{N_r-1} p_{i,n}$ は正規化総送信電力である。 T_s はサンプル長である。 $\Omega_n^{(i)}$ は第 i セルの第 n 送信アンテナと対象セルの移動端末間の伝搬損失とシャドウイング損失を表し、 $h_{m,n}^{(i,l)}$ と $\tau_{m,n}^{(i,l)}$ はそれぞれ第 i セルの第 n 送信アンテナと対象セルの移動端末の第 m 受信アンテナ間における第 l パスの複素パス利得および遅延時間である。 $\{q_m(t); m=0 \sim N_r-1, t=0 \sim N_c-1\}$ は周辺セルからのCCI成分であり、次式で表される。

$$q_m(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{i \neq 0}^{N_r-1} \sum_{n=0}^{N_r-1} \sqrt{\Omega_n^{(i)}} \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,n}^{(i,l)} x_n^{(i)}((t - \tau_{m,n}^{(i,l)})) \quad (5)$$

また、 $\{z_m(t); m=0 \sim N_r-1, t=0 \sim N_c-1\}$ は雑音成分であり、零平均で分散 $2\sigma_N^2 = 2N_0/T_s$ の複素ガウス変数である。 N_0 は加法性白色ガウス雑音(AWGN)の片側電力スペクトル密度である。式(4)で表される受信信号に N_c ポイントの離散フーリエ変換(DFT)を適用することで、次

式で表される周波数領域受信信号 $\{Y_m(k); m=0 \sim N_r-1, k=0 \sim N_c-1\}$ を得る。

$$Y_m^{(i)}(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{n=0}^{N_r-1} H_{m,n}^{(i)}(k) X_n^{(i)}(k) + Q_m(k) + Z_m(k) \quad (6)$$

ここで、 $H_{m,n}^{(i)}(k)$ は対象セルの第 n 送信アンテナと第 m 受信アンテナ間のチャネルの伝達関数、 $X_n^{(i)}(k)$ は対象セルの第 n 送信アンテナから送信される送信信号の周波数成分、 $Q_m(k)$ および $Z_m(k)$ は第 m 受信アンテナで受信されるCCIおよび雑音の周波数成分であり、それぞれ次式で表される。

$$\begin{cases} H_{m,n}^{(i)}(k) = \sqrt{\Omega_n^{(i)}} \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,n}^{(i,l)} \exp(-j2\pi k \tau_{m,n}^{(i,l)} / N_c) \\ X_n^{(i)}(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} x_n^{(i)}(t) \exp(-j2\pi kt / N_c) \\ Q_m(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} q_m(t) \exp(-j2\pi kt / N_c) \\ Z_m(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} z_m(t) \exp(-j2\pi kt / N_c) \end{cases} \quad (7)$$

ここで、 $Q_m(k)$ は、周辺セルに存在する無数の分散アンテナから到来する独立なCCIの和である。そのため、CCIと雑音の和を新たな複素ガウス変数 $\{G_m(k); m=0 \sim N_r-1, k=0 \sim N_c-1\}$ として次式で定義できる。

$$G_m(k) \equiv Q_m(k) + Z_m(k) \quad (8)$$

ここで、中心極限定理より、 $G_m(k)$ の分散 $2\sigma^2(k)$ は次式で表される。

$$2\sigma^2(k) = \frac{2E_s}{T_s} \sum_{i \neq 0}^{N_r-1} \sum_{n=0}^{N_r-1} \Omega_n^{(i)} \Phi_n^{(i)}(k) + \frac{2N_0}{T_s} \quad (9)$$

$\{\Phi_n^{(i)}(k) = E[|X_n^{(i)}(k)|^2]; n=0 \sim N_r-1, k=0 \sim N_c-1\}$ は第 i セルの第 n 送信アンテナへの送信電力配分係数であり、次節で最適値を求める。また、各セルの総送信電力は一定とする(すなわち $\sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n=0}^{N_r-1} \Phi_n^{(i)}(k) = N_c$, for all i)。

以上より、 N_r 本の受信アンテナで受信された信号をまとめて行列表現で表すと次式が得られる。

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}^{(i)}(k) &= [Y_0^{(i)}(k), \dots, Y_{N_r-1}^{(i)}(k)]^T \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{bmatrix} H_{0,0}^{(i)}(k) & \cdots & H_{0,N_r-1}^{(i)}(k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_r-1,0}^{(i)}(k) & \cdots & H_{N_r-1,N_r-1}^{(i)}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_0^{(i)}(k) \\ \vdots \\ X_{N_r-1}^{(i)}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_0(k) \\ \vdots \\ G_{N_r-1}(k) \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H}^{(i)}(k) \mathbf{X}^{(i)}(k) + \mathbf{G}(k) \end{aligned} \quad (10)$$

以下では対象セルを表す上付き文字(0)を省略して表記する。受信信号が式(10)で表されるとき、文献[8]より、1セルあたりのチャネル容量 C (bps/Hz/cell) は次式で与えられる。

$$C = \frac{1}{F} \cdot \frac{1}{N_c} \max_{\sum_{k=0}^{N_c-1} \mathbf{\Phi}(k) = N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \log_2 \det(\mathbf{I}_{N_r} + \Gamma(k) \mathbf{H}(k) \mathbf{\Phi}(k) \mathbf{H}^H(k)) \quad (11)$$

ここで、式(11)中の $1/F$ は、ネットワーク全体に割り当てられる周波数帯域幅 W が F 個に分割されて各セルで使用されることを意味している。 $\text{tr}[\cdot]$ はトレース、 $\det(\cdot)$ は行列式、 $(\cdot)^H$ はエルミート転置演算子をそれぞれ表している。また、 \mathbf{I}_{N_r} は $N_r \times N_r$ 単位行列である。 $\Gamma(k)$ は次式で表される。

$$\Gamma(k) = \frac{2E_s/T_s}{2\sigma^2(k)} = \frac{1}{\sum_{i \neq 0} \sum_{n=0}^{N_r-1} \Omega_n^{(i)} \Phi_n^{(i)}(k) + (E_s/N_0)^{-1}} \quad (12)$$

$\Phi(k) = E[\mathbf{X}(k)\mathbf{X}^H(k)]$ は周波数領域送信信号の相関行列であり、送信側におけるチャネル情報(CSI)の有無によって最適値が異なる。そこで次節では、それぞれの状況で1セルあたりのチャネル容量を最大にする送信信号を明らかにする。

3.2. チャネル容量を最大にする送信電力配分

\mathbf{A} が $N_r \times N_r$ の行列、 \mathbf{B} が $N_r \times N_r$ の行列だとすると、 $\det(\mathbf{I}_{N_r} + \mathbf{A}\mathbf{B}) = \det(\mathbf{I}_{N_r} + \mathbf{B}\mathbf{A})$ が成立することから、式(11)は次式のように変形できる。

$$C = \frac{1}{F} \cdot \frac{1}{N_c} \max_{\sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr}[\Phi(k)] = N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \log_2 \det(\mathbf{I}_{N_r} + \Gamma(k)\Phi(k)\mathbf{H}^H(k)\mathbf{H}(k)) \quad (13)$$

式(13)において、 $\mathbf{H}^H(k)\mathbf{H}(k)$ は次式のように固有値分解できる。

$$\mathbf{H}^H(k)\mathbf{H}(k) = \mathbf{U}(k)\mathbf{\Lambda}(k)\mathbf{U}^H(k) \quad (14)$$

ここで、 $\mathbf{U}(k)$ は $N_r \times N_r$ のユニタリ行列、 $\mathbf{\Lambda}(k)$ は $N_r \times N_r$ の対角固有値行列である。式(14)を式(13)に代入することで次式を得る。

$$C = \frac{1}{F} \cdot \frac{1}{N_c} \max_{\sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr}[\Phi(k)] = N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \log_2 \det(\mathbf{I}_{N_r} + \Gamma(k)\mathbf{U}^H(k)\Phi(k)\mathbf{U}(k)\mathbf{\Lambda}(k)) \quad (15)$$

1) 送信側が CSI を有するとき

本項では、送信側で $\Gamma(k)$ および $\mathbf{H}(k)$ が既知のときの最適 $\Phi(k)$ を求める。式(15)において、行列式が最大となるのは行列 $\mathbf{I}_{N_r} + \Gamma(k)\mathbf{U}^H(k)\Phi(k)\mathbf{U}(k)\mathbf{\Lambda}(k)$ が対角行列のときである。したがって最適 $\Phi(k)$ は次式で表すことができる。

$$\Phi(k) = \mathbf{U}(k)\tilde{\Phi}(k)\mathbf{U}^H(k) \quad (16)$$

ここで、 $\tilde{\Phi}(k)$ は $N_r \times N_r$ の半正定値対角行列である。したがって、式(15)は次式のように表される。

$$C = \frac{1}{F} \cdot \frac{1}{N_c} \max_{\sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr}[\tilde{\Phi}(k)] = N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \log_2 \det(\mathbf{I}_{N_r} + \Gamma(k)\tilde{\Phi}(k)\mathbf{\Lambda}(k)) \quad (17)$$

$$= \frac{1}{F} \cdot \frac{1}{N_c} \max_{\sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n=0}^{N_r-1} \tilde{\Phi}_n(k) = N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n=0}^{N_r-1} \log_2 \left(1 + \Gamma(k)\tilde{\Phi}_n(k)\Lambda_n(k) \right)$$

ここで、 $\Lambda_n(k)$ および $\tilde{\Phi}_n(k)$ はそれぞれ第 k 周波数における第 n 番目の固有値および対応する固有モードに対する送信電力配分を表す。

式(17)の最大化問題は、総送信電力一定の制約条件下で N_c 個の直交周波数、 N_r 個の固有モードにわたる送信電力配分の最適解を求めることに等しい。 $\sigma^2(k)$ が与えられているとすると、この最適解は不等式制約のある最適化の最適性条件である Karush-Kuhn-Tucker(KKT)条件[9]を満たす[10]。このことから、ラグランジュの未定乗数法を用いて式(17)で表されるチャネル容量を最大化する送信電力配分を導出することができ、次式が得られる。

$$\tilde{\Phi}_n(k) = \max \left\{ \frac{1}{\mu} - \frac{1}{\Gamma(k)\Lambda_n(k)}, 0 \right\}, \quad (18)$$

$$n = 0 \sim N_r - 1, k = 0 \sim N_c - 1$$

ただし μ は上式および制約条件を満たすように決まる定数である。式(18)より、最適送信電力配分は、直交周波数と固有モードの二次元にわたる注水定理に基づく電力配分であることがわかる。このとき、1セルあたりのチャネル容量は次式で表される。

$$C_{CSI} = \frac{1}{F} \cdot \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n=0}^{N_r-1} \max \left\{ \log_2 \left(\frac{1}{\mu} \Gamma(k)\Lambda_n(k) \right), 0 \right\} \quad (19)$$

実際には周辺セルも式(18)で与えられる送信電力配分を行うため、 $\sigma^2(k)$ と $\tilde{\Phi}(k)$ は互いに作用し合い、チャネル容量を一意に決定することができない。そこで本稿では、反復法[7]によって $\sigma^2(k)$ と $\tilde{\Phi}(k)$ を求める。反復法アルゴリズムを以下に記す。

- I. $\{\sigma^2(k)=0, \text{ for all } k\}$ として対象セルの $\tilde{\Phi}(k)$ を計算。
- II. 対象セルの $\tilde{\Phi}(k)$ を用いて周辺セルにおける $\sigma^2(k)$ および $\tilde{\Phi}(k)$ を計算。
- III. 周辺セルの $\tilde{\Phi}(k)$ を用いて対象セルにおける $\sigma^2(k)$ および $\tilde{\Phi}(k)$ を計算。
- IV. 対象セルにおける $\sigma^2(k)$ の変化量

$$\Delta = \left| \frac{\sigma^2(k)|_w - \sigma^2(k)|_{w-1}}{\sigma^2(k)|_w} \right| < 0.01, \quad \text{for all } k \quad (20)$$

となるまで II および III のステップを繰り返す。ただし w は繰り返し回数。

以上のアルゴリズムによって得られた $\sigma^2(k)$ および $\tilde{\Phi}(k)$ を式(19)に代入し、チャネル容量を計算する。

2) 送信側が CSI を有さないとき

送信側で $\Gamma(k)$ および $\mathbf{H}(k)$ を得られないとき、 $\{\Phi(k) = \mathbf{I}_{N_r}/N_r; k=0 \sim N_c-1\}$ としたときがチャネル容量最大である[8]。このとき、式(12)は次式のように書き直される。

$$\Gamma(k) = \Gamma = \frac{1}{\sum_{i \neq 0} \sum_{n=0}^{N_r-1} \Omega_n^{(i)}/N_r + \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1}} \quad (21)$$

よって、チャネル容量は次式で表される。

$$C_{noCSI} = \frac{1}{F} \cdot \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n=0}^{N_t-1} \log_2 \left(1 + \frac{1}{N_t} \Gamma \cdot \Lambda_n(k) \right) \quad (22)$$

式(19)を達成する伝送方式は固有ビーム空間分割多重(E-SDM), 式(22)を達成する伝送方式は空間分割多重(SDM)と呼ばれる.

4. 数値計算結果

周波数繰り返し数 F の増大に伴い, CCI の干渉電力は減少(チャンネル容量 C が増大)するものの, 各セルに割り当てられる周波数帯域幅 W/F が減少(チャンネル容量 C が減少)してしまう. このことからわかるように, チャンネル容量 C を最大とする最適な周波数繰り返し数 F が存在する. 本稿では, チャンネル容量 C の分布をモンテカルロ数値計算によって求め, アウテージの観点から議論する.

4.1. 数値計算諸元

N_r 本のアンテナを有する移動端末を, 図 1 に示した各セル内にランダムに発生させる. 干渉リミテッド環境を仮定し(すなわち正規化総送信 $E_s/N_0 \rightarrow \infty$), 対象セル内のすべての位置で式(19)および式(22)で与えられるチャンネル容量を求め, チャンネル容量の累積分布関数(CDF)を測定する. 得られた CDF の 10% 値および 50% 値(中央値)をそれぞれ 10% および 50% アウテージ容量と定義し, これらを用いて DAN-MIMO 空間多重および CN-MIMO 空間多重のチャンネル容量特性を評価する. 数値計算諸元を表 1 に示す. $L=16$ パスの等電力遅延プロファイル ($E[|h_{m,n}^l|^2] = (1/L)$) を有する周波数選択性ブロックレイリーフェージングチャンネルを仮定し, 各送受信アンテナ間のフェージングは無相関としている.

表 1 数値計算諸元

System	Frequency reuse factor	$F=1, 3, 4, 7$
	Block size	$N_c=256$
Channel	Path loss exponent	$\alpha=3.5$
	Shadowing loss standard deviation	$\sigma_s=7.0$ (dB)
	Fading	Frequency-selective block Rayleigh with $L=16$ -path uniform power delay profile

4.2. アウテージ容量

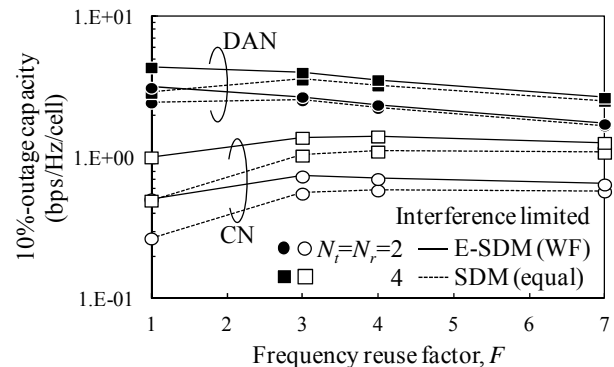
図 3 に, DAN-MIMO 空間多重のアウテージ容量を, 周波数繰り返し数 F をパラメータとして示す. 図 3(a) に 10% アウテージ容量を, 図 3(b) に 50% アウテージ容量をそれぞれプロットした. また, 比較として CN-MIMO 空間多重の特性も併せて示す. 図 3(a) より, DAN は CN と比べて優れた 10% アウテージ容量を達成できることがわかる. これは, DAN では移動端末近傍の分散アンテナが MIMO 空間多重を行うことで, 伝搬損失の影響を大幅に低減できるからである.

また, DAN と CN では, 周波数繰り返し数 F を変化させたときの 10% アウテージ容量の変化の傾向が異なる.

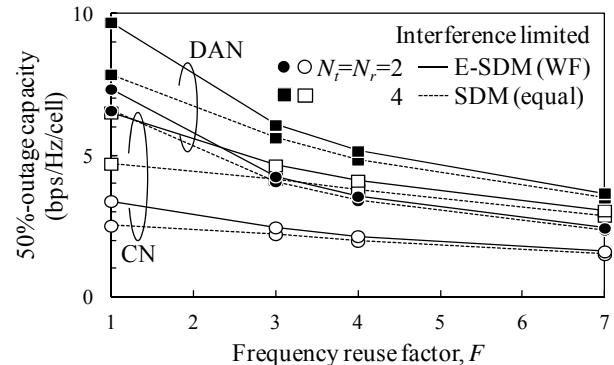
る. CN では $F=3$ あるいは 4 としたときに 10% アウテージ容量最大となる. 一方, DAN では $N_t=N_r=4$, 等電力配分のときには $F=3$ で 10% アウテージ容量が最大となり, それ以外のときには $F=1$ で最大となる. $F=1$ で最大となるのは, DAN では上述の通り, 伝搬損失の影響を大幅に低減できるため, 受信 SINR を向上することができ, F を増加させて CCI を低減する必要がなくなるからである. 一方, $N_t=N_r=4$, 等電力配分のときに $F=3$ で最大となるのは, 移動端末から遠方に存在する分散アンテナにも多くの送信電力が配分されるため, 受信 SINR を向上することができないからである.

また図 3(b) より, 50% アウテージ容量においても DAN が CN よりも優れた特性を達成していることがわかる. また, 10% アウテージ容量とは異なり, DAN と CN, 送受信アンテナ本数および電力配分法を問わず, すべての場合において $F=1$ のとき 50% アウテージ容量が最大となる. これは, 移動端末の通信環境が比較的良好いため, F を増加させなくとも高い受信 SINR を獲得できるためである.

以上より, DAN はすべてのセルで同一の周波数を用いるときアウテージ容量を最大とすることが示された. これは, 低いアウテージ容量では F を 3 以上にしなければならない CN と比較し, DAN が高い周波数利用効率を達成できることを意味している.



(a) 10% アウテージ容量



(b) 50% アウテージ容量

図 3 アウテージ容量

4.3. 注水電力配分の動作

図 3 より, 注水電力配分を行うことでアウテージ容量を向上できることがわかる. そこで次に, 注水電力

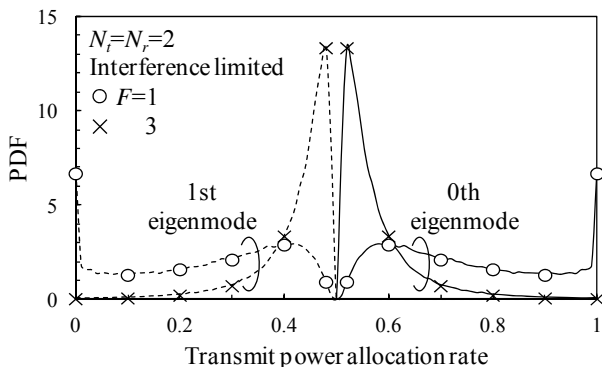
配分の動作について考察する．図4に注水電力配分を行なったときの各固有モードへの送信電力配分率 $\{\sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{\Phi}_n(k)/N_c; n=0 \sim N_r-1\}$ の確率密度関数(PDF)を示す．図4(a)に DAN の特性，図4(b)に CN の特性をプロットした． $N_r=N_r=2$ としているため，第0および第1固有モードが存在する．特に，第0固有値 $\{\Lambda_0(k); k=0 \sim N_c-1\}$ は N_r 個の固有値の中で最大の値であり，次式で表される[11]．

$$\Lambda_0(k) = \sum_{n=0}^{N_r-1} \sum_{m=0}^{N_r-1} |H_{m,n}(k)|^2 \quad (23)$$

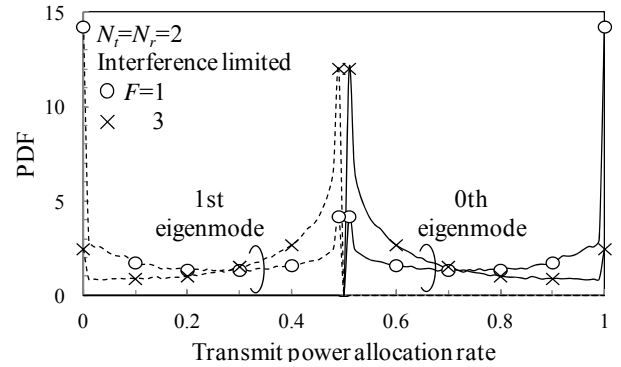
式(23)から，第0固有値は $N_r \times N_r$ の最大比合成ダイバーシチ利得を有することがわかる．よって第0固有モードに全ての送信電力を配分すると，E-SDMは最大比合成送受信ダイバーシチ(MRTC)[12]として動作する．図4(a)より，DANにおいては， $F=1$ では第0固有モードに全ての送信電力が配分される確率が高いことがわかる．これは， $F=1$ のときにはCCIが大きく，DANにおいても受信SINRが低下するため，受信SINRを向上させるためにE-SDMがMRTCとして動作するからである．一方， $F=3$ のときにはCCIが小さく，受信SINRが高いため，2つの固有モードに適切に電力を配分し，空間多重利得を高めるように動作する確率が高いことがわかる．

また図4(b)より，CNにおいては， $F=1$ および3のどちらの場合でも，第0固有モードに全ての送信電力が配分される確率が高いことがわかる．これは，CNではCCIに加え，伝搬損失の影響が大きいため，受信SINRが低くなる確率が高く，受信SINRを向上させるためにE-SDMがMRTCとして動作する確率が高いからである．

以上より，注水電力配分は，受信SINRが低いときにはE-SDMをMRTCとして動作させ，受信SINRが高いときには各固有モードに適切に電力を配分することで，等電力配分よりも優れたアウトプット容量を達成させることが示された．



(a) DAN



(b) CN

図4 各固有モードへの送信電力配分率

5. むすび

本稿では，MIMO空間多重を用いるDANの下りリンクチャネル容量に及ぼす周波数繰返し数の影響について検討した．CPを挿入するブロック伝送を対象に，1セルあたりのチャネル容量の数式表現を導出し，これを最大にする送信電力配分を明らかにした．1セルあたりのチャネル容量分布をモンテカルロ数値計算により求め，DANが周波数繰返し数をCNよりも小さくでき，1セルあたりのチャネル容量を大幅に向上できることを示した．

文献

- [1] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H. V. Poor, *MIMO Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2007.
- [2] A. Goldsmith, *Wireless Communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [3] 安達宏一, 安達文幸, 中川正雄, “マルチセル環境におけるMIMO多重伝送の周波数利用効率,” 信学技報, RCS2007-27, pp. 97-102, 2007年6月
- [4] A. A. M. Saleh, A. J. Rustako, and R. S. Roman, “Distributed antennas for indoor radio communications,” *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 35, No. 12, pp. 1245-1251, Dec. 1987.
- [5] H. Hu, Y. Zhang, and Y. Yao, *Distributed antenna systems; open architecture for future wireless communications*, Auerbach Pub., 2007.
- [6] E. Kudoh and F. Adachi, “Study of a multi-hop communication in a virtual cellular system,” *Proc. 6th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC)*, Vol.3, pp.261-265, Yokosuka, Japan, 19-22 Oct. 2003.
- [7] W. Feng, Y. Li, S. Zhou, J. Wang and M. Xia, “Downlink capacity of distributed antenna systems in a multi-cell environment,” *2009 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC2009)*, pp. 1-5, Budapest, Hungary, 5-8 Apr. 2009.
- [8] A. Paulraj R. Nabar and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2003.
- [9] H. W. Kuhn and A. W. Tucker, “Nonlinear programming,” *Proc. of 2nd Berkeley Symposium*, pp. 481-492, Univ. of California Press.
- [10] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*, Cambridge, 2006.
- [11] 三瓶政一, 阪口啓(編), “無線分散ネットワーク,” 電子情報通信学会, 2010年3月
- [12] M. Kang and M. S. Alouini, “Largest eigenvalue of complex Wishart matrices and performance analysis of MIMO MRC systems,” *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. 21, No. 3, pp. 418-426, Apr. 2003.