

分散アンテナネットワークにおける MIMO 空間多重の適用効果

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 アンテナを無線セル内に分散して配置する分散アンテナネットワーク(DAN)は、複数の分散アンテナを用いてマルチ送受信(MIMO)伝送を行うことで、伝搬損失、シャドウイング損失やフェージングの影響を軽減できる。特に、MIMO 空間多重は、高い平均受信電力を獲得できる DAN に適していると考えられる。本稿では、アンテナが無線セル中央の基地局に集中している従来のセルラネットワーク(CN)と DAN における MIMO 空間多重の下りリンクチャンネル容量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、周波数選択性チャンネルにおける下りリンク MIMO 空間多重のチャンネル容量の計算式を導出し、DAN および CN におけるチャンネル容量分布をモンテカルロ数値計算により求めている。数値計算結果より、DAN-MIMO 空間多重が、CN-MIMO 空間多重より所要送信電力を大幅に低減できること、また、セル全体にわたって高いチャンネル容量を達成できること、をそれぞれ明らかにしている。

キーワード 分散アンテナ, MIMO 空間多重, チャンネル容量, 周波数選択性チャンネル

Channel Capacity Improvement of MIMO Spatial Multiplexing on Distributed Antenna Network

Shinya KUMAGAI[†] Ryusuke MATSUKAWA[†] Tatsunori OBARA[†]

Tetsuya YAMAMOTO[†] and Fumiyuki 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 Distributed antenna network (DAN), in which antennas are spatially distributed over the wireless cell, can suppress the impacts of distance-dependent path loss and shadowing loss as well as that of fading by using multiple antennas for the multiple-input multiple-output (MIMO) transmissions. MIMO spatial multiplexing is especially suitable for DAN because of its high received signal power. In this paper, we compare the downlink channel capacity of MIMO spatial multiplexing in DAN to that in conventional cellular network (CN) in which antennas are centralized at the center of the wireless cell. Assuming the block transmission with cyclic prefix (CP), we derive a channel capacity expression for downlink MIMO spatial multiplexing in a frequency-selective channel. The downlink channel capacity distribution in DAN and that in CN are evaluated by Monte Carlo numerical computation method. It is shown that DAN-MIMO spatial multiplexing can significantly reduce the required transmit power compared to CN-MIMO spatial multiplexing and it can achieve high channel capacity over the entire cell.

Keyword Distributed antenna, MIMO spatial multiplexing, channel capacity, frequency-selective channel

1. まえがき

広帯域移動無線チャンネルは、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[1]。これらの影響により、アンテナが無線セル中央の基地局に集中配置されている従来のセルラネットワーク(CN)では、無線セル端付近の受信信号

対雑音電力比(SNR)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)[2]-[4]はこの問題を解決できる。DAN では、信号処理局(SPC)が従来の基地局処理を担い、各分散アンテナと SPC が光ファイバで接続されている。移動端末はこれらの分散アンテナと通信を行う

ことで無線伝送距離を短縮でき、伝搬損失の影響を大幅に低減できる。

ところで、マルチ送受信(MIMO)空間多重[5]によりチャネル容量を向上できることが知られているが、CNの場合、平均受信 SNR が低い無線セル端ではチャネル容量が極端に低下してしまう。しかし、DAN では高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、無線セル端でも高い平均受信 SNR を獲得でき、MIMO 空間多重を用いて無線セル全体で高いチャネル容量を達成できる。

筆者らはこれまで、周波数選択性チャネルにおける下りリンク DAN-MIMO 空間多重のチャネル容量について検討し、送信に用いる分散アンテナ本数を増加させるにつれてチャネル容量を向上できることを明らかにした[6]。しかしながら、DAN をセルラに導入した際、従来の CN-MIMO 空間多重と DAN-MIMO 空間多重との十分な比較はされてこなかった。そこで本稿では、MIMO 空間多重の DAN への適用効果を明らかにするために、DAN-MIMO 空間多重と CN-MIMO 空間多重のチャネル容量の比較を行う。

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。次いで第3章では、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、周波数選択性チャネルにおける下りリンク MIMO 空間多重のチャネル容量の計算式を導出する。第4章ではモンテカルロ数値計算により DAN-MIMO 空間多重と CN-MIMO 空間多重の下りリンクチャネル容量分布を評価し、第5章でまとめる。

2. 伝送モデル

2.1. ネットワークモデル

本稿で仮定する DAN 及び CN モデルを図1に示す。DAN においては7本のアンテナが半径 R の無線セル内に等間隔で分散されており、隣接するアンテナ間の距離を $2R/3$ としている。一方、CN においては無線セル中央に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 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、 M 本のアンテナを有するユーザがセル内に一様に発生するものとする。

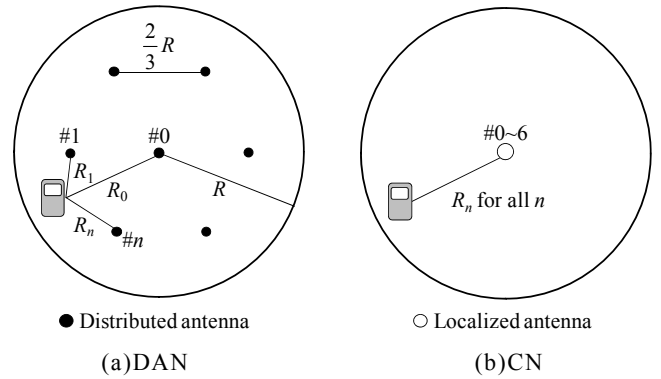


図1 ネットワークモデル

2.2. チャネルモデル

広帯域チャネルは、距離に依存する伝搬損失、対数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。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 $P_{rx,n}$ は次式で表される[1]。

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

ここで、 $P_{tx,n}$ 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 の正規分布に従うシャドウイング損失(dB)を表す。また、無線セル半径 R で正規化した距離 $d_n = R_n/R$ 、正規化送信電力 $\tilde{P}_{tx,n} = P_{tx,n} \cdot R^{-\alpha}$ 、 $\Omega_n = d_n^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_n/10}$ とすると、式(1)は次式で表される。

$$P_{rx,n} = \tilde{P}_{tx,n} \cdot \Omega_n \quad (2)$$

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。

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

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、本稿ではセル内の7本のアンテナのうちパス利得の二乗和 $\Omega_n \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} |h_{m,n}^{(l)}|^2$ の大きな N 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

下りリンク伝送においては、SPCと分散アンテナ、あるいは基地局が送信機となり、移動端末が受信機となる。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 n 送信アンテナから送信される送信信号を $\{x_n(t); n=0\sim N-1, t=0\sim N_c-1\}$ とすると、第 m 受信アンテナにおける受信信号 $\{y_m(t); m=0\sim M-1, t=0\sim N_c-1\}$ は次式で表される。

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

ここで、 $E_s = P_{\text{tx}} \cdot T_s$ は正規化総送信シンボルエネルギーであり、 $P_{\text{tx}} = \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{P}_{\text{tx},n}$ は正規化総送信電力である。 T_s はサンプル長である。また、 $\{z_m(t); m=0\sim M-1, t=0\sim N_c-1\}$ は零平均で分散 $2N_0/T_s$ 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 $\{Y_m(k); m=0\sim M-1, k=0\sim N_c-1\}$ を得る。

$$Y_m(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{n=0}^{N-1} H_{m,n}(k) X_n(k) + Z_m(k) \quad (5)$$

ここで、 $H_{m,n}(k)$ は第 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、 $X_n(k)$ は第 n 送信アンテナから送信される送信信号の周波数成分、 $Z_m(k)$ は第 m 受信アンテナで受信される雑音の周波数成分であり、それぞれ次式で表される。

$$\begin{cases} H_{m,n}(k) = \sqrt{\Omega_n} \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,n}^{(l)} \exp(-j2\pi k\tau_{m,n}^{(l)}/N_c) \\ X_n(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} x_n(t) \exp(-j2\pi kt/N_c) \\ Z_m(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} z_m(t) \exp(-j2\pi kt/N_c) \end{cases} \quad (6)$$

なお、 M 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。

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}(k) &= [Y_0(k), \dots, Y_{M-1}(k)]^T \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{bmatrix} H_{0,0}(k) & \dots & H_{0,N-1}(k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{M-1,0}(k) & \dots & H_{M-1,N-1}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_0(k) \\ \vdots \\ X_{N-1}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z_0(k) \\ \vdots \\ Z_{M-1}(k) \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H}(k) \mathbf{X}(k) + \mathbf{Z}(k) \end{aligned} \quad (7)$$

受信信号が式(7)で表されるとき、チャネル容量 C (bps/Hz) は次式で与えられる[7]。

$$C = \frac{1}{N_c} \max_{\sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr}[\Phi(k)] = N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \log_2 \det \left(\mathbf{I}_M + \frac{E_s}{N_0} \mathbf{H}(k) \Phi(k) \mathbf{H}^H(k) \right) \quad (8)$$

ここで、 $\text{tr}[\cdot]$ 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}_M は $M \times M$ 単位行列である。 $\Phi(k) = E[\mathbf{X}(k) \mathbf{X}^H(k)]$ は周波数領域送信信号の相関行列であり、送信側でチャネル情報が得られる場合には、任意のエルミート行列を代入できる。したがって、チャネル容量を最大化する相関行列を有する信号を送信すればよい。次節ではこのような送信信号を求める。

3.2. チャネル容量を最大にする送信電力配分

本節では、送信側でチャネル情報(CSI)を有するときの最適 $\Phi(k)$ を求める。 \mathbf{A} が $M \times N$ の行列、 \mathbf{B} が $N \times M$ の行列だとすると、 $\det(\mathbf{I}_M + \mathbf{A}\mathbf{B}) = \det(\mathbf{I}_N + \mathbf{B}\mathbf{A})$ が成立することから、式(8)は次式のように変形できる。

$$C = \frac{1}{N_c} \max_{\sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr}[\Phi(k)] = N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \log_2 \det \left(\mathbf{I}_N + \frac{E_s}{N_0} \Phi(k) \mathbf{H}^H(k) \mathbf{H}(k) \right) \quad (9)$$

式(9)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。

$$\mathbf{H}^H(k) \mathbf{H}(k) = \mathbf{U}(k) \mathbf{\Lambda}(k) \mathbf{U}^H(k) \quad (10)$$

ここで、 $\mathbf{U}(k)$ は $N \times N$ のユニタリ行列、 $\mathbf{\Lambda}(k)$ は $N \times N$ の対角固有値行列である。式(10)を式(9)に代入することで次式を得る。

$$\begin{aligned} C &= \frac{1}{N_c} \max_{\sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr}[\Phi(k)] = N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \log_2 \det \left(\mathbf{I}_N + \frac{E_s}{N_0} \Phi(k) \mathbf{U}(k) \mathbf{\Lambda}(k) \mathbf{U}^H(k) \right) \\ &= \frac{1}{N_c} \max_{\sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr}[\Phi(k)] = N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \log_2 \det \left(\mathbf{I}_N + \frac{E_s}{N_0} \mathbf{U}^H(k) \Phi(k) \mathbf{U}(k) \mathbf{\Lambda}(k) \right) \end{aligned} \quad (11)$$

式(11)において、行列式が最大となるのは行列 $\mathbf{I}_N + (E_s/N_0) \mathbf{U}^H(k) \Phi(k) \mathbf{U}(k) \mathbf{\Lambda}(k)$ 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。

$$\Phi(k) = \mathbf{U}(k) \mathbf{P}(k) \mathbf{U}^H(k) \quad (12)$$

ここで、 $\mathbf{P}(k)$ は $N \times N$ の半正定値対角行列である。した

がって、式(11)は次式のように表される。

$$C = \frac{1}{N_c} \max_{\sum_{k=0}^{N_c-1} P_n(k) = N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \log_2 \det \left(\mathbf{I}_N + \frac{E_s}{N_0} \mathbf{P}(k) \mathbf{\Lambda}(k) \right) \quad (13)$$

$$= \frac{1}{N_c} \max_{\sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n=0}^{N-1} P_n(k) = N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n=0}^{N-1} \log_2 \left(1 + \frac{E_s}{N_0} P_n(k) \Lambda_n(k) \right)$$

ここで、 $\Lambda_n(k)$ および $P_n(k)$ 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(13)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 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。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[8]を満たす[9]。このことから、ラグランジュの未定乗数法を用いて式(13)で表されるチャン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。

$$P_n(k) = \max \left\{ \frac{1}{\mu} - \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \frac{1}{\Lambda_n(k)}, 0 \right\}, \quad (14)$$

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

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(14)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、チャンネル容量は次式で表される。

$$C_{CSI} = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n=0}^{N-1} \max \left\{ \log_2 \left(\frac{1}{\mu} \frac{E_s}{N_0} \Lambda_n(k) \right), 0 \right\} \quad (15)$$

また、送信側で CSI を得られないとき、 $\{\Phi(k) = \mathbf{I}_N / N; k = 0 \sim N_c - 1\}$ としたときがチャンネル容量最大である[7]。このとき、チャンネル容量は次式で表される。

$$C_{noCSI} = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n=0}^{N-1} \log_2 \left(1 + \frac{1}{N} \frac{E_s}{N_0} \Lambda_n(k) \right) \quad (16)$$

式(15)を達成する伝送方式は固有ビーム空間分割多重(E-SDM)、式(16)を達成する伝送方式は空間分割多重(SDM)と呼ばれる。なお、 $M < N$ の場合には、各周波数点において生成される固有モードは M 個しかないので、 $N - M$ 個の固有値は全て零となる。すなわち、よく知られているように、チャンネル容量は伝送に参加する送信アンテナと受信アンテナのうち、小さい方に制限される[7]。

4. 数値計算結果

4.1. 数値計算諸元

モンテカルロ数値計算によってチャンネル容量分布を求める。 M 本のアンテナを有する移動端末は、図 1 に示した無線セル内にランダムに発生させる。無線セル内のすべての位置で、式(15)および式(16)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 5% 値を 5% アウテージ容量と定義し、これを用いて DAN-MIMO 空間多重および CN-MIMO 空間多重の特性を評価する。数値計算パラメータを表 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であるとしている。

表 1 数値計算諸元

Parameter	Value
Block size	$N_c=256$
Path loss exponent	$\alpha=3.5$
Shadowing loss standard deviation	$\sigma=7.0$ (dB)
Fading type	Block Rayleigh
Number of paths	$L=16$
Power delay profile	Uniform

4.2. アウテージ容量

図 2 に E-SDM の 5% アウテージ容量を、送受信アンテナ本数をパラメータにして示す。このとき、正規化総送信 $E_s/N_0=10$ dB としている。また、比較として、第 0 固有モードのみを用いて伝送を行うことで、 $N \times M$ 次のダイバーシチ利得が得られる最大比合成送受信ダイバーシチ(MRTC)[10]の特性も併せて示している。図 2 より、送受信アンテナ本数を増加させることで E-SDM の 5% アウテージ容量を向上できることがわかる。これは、 $N \leq M$ においては N に比例して多重数が増加するためである。また、 $N > M$ においては多重数は M のままだが、より大きなダイバーシチ利得が得られるため、注水定理に基づく送信電力配分を行うことで 5% アウテージ容量を向上できる。

次に、図 2 から DAN と CN の比較を行う。まず、DAN の 5% アウテージ容量が全ての (N, M) の組み合わせで CN よりも高いことがわかる。これは、DAN においては各分散アンテナと移動端末間の伝搬損失とシャドウイング損失が異なるため、2.2 節で述べた瞬時受信電力に基づくアンテナ選択法を用いることで、フェージングだけでなく、これらの影響の小さなアンテナを選択できるからである。これにより、DAN は高い平

均受信 SNR を獲得できる．一方，CN においてはすべてのアンテナが無線セル中央に存在しているため，上記のアンテナ選択法を用いてもフェージングの影響しか低減できない．そのため，CN では平均受信 SNR が低いときにチャンネル容量が低下する．一例として，E-SDM において $N=M=4$ のとき，DAN は CN よりも約 11bps/Hz 高い 5% アウテージ容量を達成している．

また， N を増加させることで 5% アウテージ容量は向上するが，その傾向は DAN と CN とで異なる．DAN では， N が小さいときには移動端末近傍のアンテナのみが選択されるから，これらのアンテナと移動端末間のチャンネル利得が非常に高い．このため，送信アンテナ本数を増加させたときの 5% アウテージ容量の増加量が多い．しかし， N を増やしていくと移動端末から遠方に存在するアンテナも使用されるため，これらのアンテナと移動端末間のチャンネル利得が低い．このため， N を増加させても 5% アウテージ容量の増加量が小さい．このように，DAN では移動端末近傍のアンテナによる空間多重効果が大きい．無線セル内の分散アンテナ密度を高くすれば，より多くのアンテナが移動端末近傍に存在することになり， N を増加させたときの 5% アウテージ容量の増加量がさらに大きくなると考えられる．一方 CN では，全ての送信アンテナが基地局に集中しているため， N の増加は単純に空間多重数あるいはダイバーシチ利得の増加につながり，5% アウテージ容量が線形増加する．

次に，E-SDM と MRTC の比較を行う．図 2 より，E-SDM の 5% アウテージ容量が全ての (N, M) の組み合わせで MRTC よりも高いことがわかる． $N=1$ のときには固有モードが 1 つしかないため空間多重は行われず，どちらもダイバーシチ受信となるため特性が一致する．一方， $N>1$ のときにはダイバーシチ利得を大きくすることよりも空間多重数を増やすことによる容量向上効果が大きく，E-SDM の 5% アウテージ容量が MRTC よりも高くなる．特にこの傾向は DAN において顕著である．DAN においては高い平均受信 SNR が保証されるため，ダイバーシチによる受信 SNR 向上効果よりも多重数を増やすことによるチャンネル容量向上効果が大きいからである．また，E-SDM の優位性は式(15)から理解することもできる．MRTC のチャンネル容量は，式(15)において $\{\Lambda_0(k); k=0\sim N_c-1\}$ に対応する N_c 個の直交周波数のみに注水定理を適用することで得られる．一方，E-SDM のチャンネル容量は $\{\Lambda_n(k); n=0\sim N-1, k=0\sim N_c-1\}$ に対応する $N \times N_c$ 個の固有モード，直交周波数全てに対して注水定理を適用することで得られる．よって E-SDM のチャンネル容量はいかなるチ

ャンネル状態においても，MRTC のチャンネル容量より高くなる．

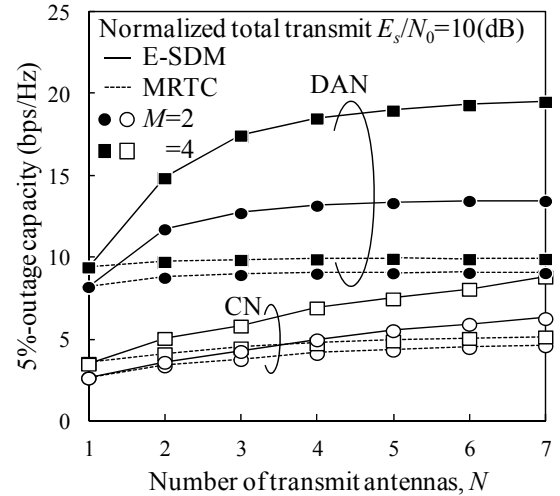


図 2 送受信アンテナ本数の影響

DAN が CN よりも高いアウテージ容量を達成できることは，CN よりも低送信電力で所要のアウテージ容量を達成できる，と考えることもできる．そこで次に，DAN の送信電力低減効果について検討する．図 3 に正規化総送信 E_s/N_0 対 5% アウテージ容量を示す．ここで，送受信アンテナ本数は $N=M=2$ および $N=M=4$ とした．図 3 より，DAN は，所要のアウテージ容量を達成するのに必要な正規化総送信 E_s/N_0 を CN より大幅に低減できることがわかる．例えば所要 5% アウテージ容量を 10bps/Hz とすると，E-SDM において $N=M=2$ のとき正規化総送信 E_s/N_0 を約 16dB， $N=M=4$ のとき約 13dB 低減できる．

また，図 3 より，E-SDM の 5% アウテージ容量が SDM よりも高いことがわかる．これは注水定理の効果である．特に，正規化総送信 E_s/N_0 が低いときには平均受信 SNR が低くなるため，注水定理によるチャンネル容量向上効果が大きい．一方，正規化総送信 E_s/N_0 が高いときには平均受信 SNR が高くなるため，注水定理による電力配分と等電力配分の差が小さくなり，E-SDM と SDM の特性差がほぼなくなる．特に DAN においては， $N=M=2$ のとき，正規化総送信 $E_s/N_0=10$ dB 程度で E-SDM と SDM の特性差がほぼなくなり，CSI を送信機で用いなくとも，注水定理を用いるときと同等のアウテージ容量を達成できる．

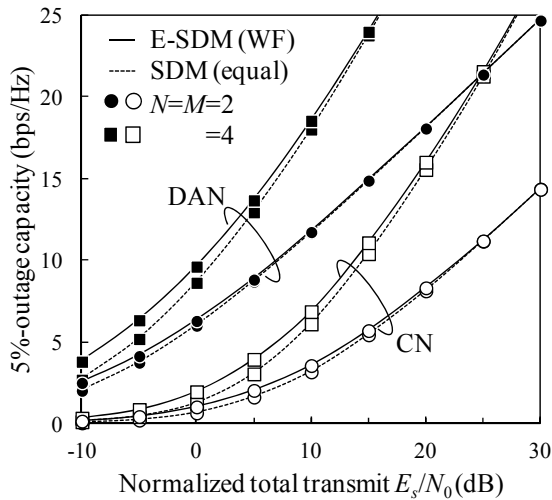


図3 正規化総送信 E_s/N_0 対 5%アウトージ容量

4.3. チャネル容量の空間分布

DAN は、アンテナを分散させることで無線セル端付近においても高いチャネル容量を得られると考えられる。そこで、図4に E-SDM の平均チャネル容量の空間分布を示す。ここで、正規化総送信 $E_s/N_0=10\text{dB}$ 、送受信アンテナ本数は $N=M=2$ とした。図4より、CN においてはセル端に近づくにつれてチャネル容量が著しく低下しているのに対し、DAN においては無線セル端を含めセル全体にわたって高いチャネル容量が得られることが確認できる。よって、DAN は CN よりも広いセルカバレッジを達成できる。

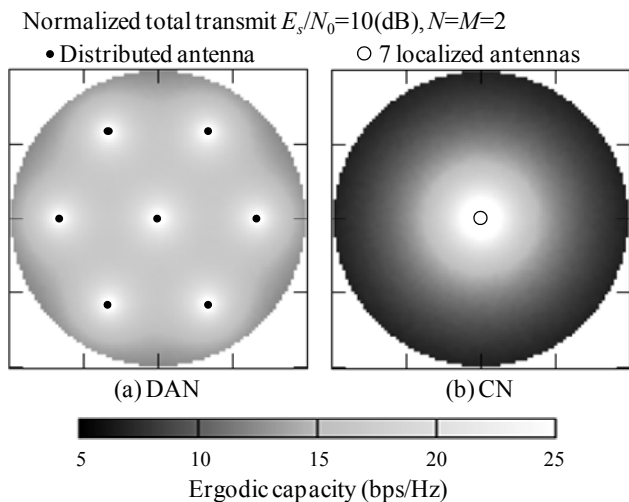


図4 平均チャネル容量の空間分布

5. まとめ

本稿では、CPを挿入するブロック伝送を対象に、下りリンク MIMO 空間多重のチャネル容量を導出し、DANとCNにおけるチャネル容量分布をモンテカルロ数値計算により求めた。数値計算結果より、DANが伝搬損失の影響を著しく低減でき、所要送信電力をCNより大幅に低減できることを示した。また、DAN-MIMO 空間多重が無線セル全体にわたって高いチャネル容量を達成できることを示した。

文献

- [1] A. Goldsmith, *Wireless Communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [2] 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.
- [3] H. Hu, Y. Zhang, and Y. Yao, *Distributed antenna systems; open architecture for future wireless communications*, Auerbach Pub., 2007.
- [4] 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.
- [5] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H. V. Poor, *MIMO Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2007.
- [6] 武田一樹, 松田大輝, 安達文幸, "周波数選択性チャネルにおける下りリンク分散アンテナネットワーク空間多重におけるチャネル容量に関する一検討," *信学技報*, RCS2009-203, pp. 213-218, 2009年12月
- [7] A. Paulraj R. Nabar and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2003.
- [8] H. W. Kuhn and A. W. Tucker, "Nonlinear programming," *Proc. of 2nd Berkeley Symposium*, pp. 481-492, Univ. of California Press.
- [9] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*, Cambridge, 2006.
- [10] 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.