

# 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

武田 一樹<sup>†</sup> 松田 大輝<sup>†</sup> 安達 文幸<sup>‡</sup>

<sup>† ‡</sup> 東北大学大学院 工学研究科 電気・通信工学専攻 〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

E-mail: <sup>†</sup> {kazuki, matsuda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**あらまし** 移動無線通信における伝搬損失・シャドウイング損失・フェージングの影響を軽減できる分散アンテナネットワーク(DAN)が注目を集めている。筆者はこれまでユーザの受信アンテナが1本である場合の下りリンクDAN空間ダイバーシチのチャネル容量を最大化する送信ダイバーシチ重みを導出し、そのチャネル容量の分布を明らかにしてきた。ユーザの受信アンテナが複数である場合、マルチ送受信アンテナ(MIMO)空間多重として分散アンテナを利用することでチャネル容量を増加できる。本稿では、周波数選択性チャネルにおける下りリンクDAN空間多重のチャネル容量分布を明らかにしている。また、送信側でチャネル情報を有する場合とそうでない場合のチャネル容量を比較している。

**キーワード** 分散アンテナ, チャネル容量, 周波数選択性チャネル

## A study on the capacity of downlink distributed antenna network in a frequency-selective channel

Kazuki TAKEDA<sup>†</sup> Hiroki MATSUDA<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

<sup>† ‡</sup> Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University  
6-6-05, Aza-aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579, Japan

E-mail: <sup>†</sup> {kazuki, matsuda}@ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** The distributed antenna network (or system) (DAN or DAS) is a promising wireless network to solve the problems arising from shadowing and path losses as well as frequency-selective fading in mobile communication systems. In a previous paper, we derived an optimal transmit diversity weight for downlink DAN diversity to maximize the channel capacity under the assumption of a single receive antenna at a mobile terminal. When the mobile terminal has multiple receive antennas, MIMO multiplexing can be used to increase the channel capacity. In this paper, we study the channel capacity of downlink DAN multiplexing in a frequency-selective channel. The capacity distribution of downlink DAN multiplexing is evaluated by Monte-Carlo numerical computation.

**Keyword** Distributed antennas, capacity, frequency-selective channel

### 1. まえがき

移動無線チャネルは、伝搬損失・シャドウイング損失・フェージングにより特徴づけられる[1]。送信アンテナを空間的に分散配置することで、これらの影響を軽減できる分散アンテナネットワーク(DAN)が注目を集めている[2-4]。DANでは基地局アンテナを空間的に十分離して分散配置することで、移動局が高確率で距離の近い分散アンテナを通信できる。

筆者らはこれまで、移動局の受信アンテナが単一であるときの下りリンクDAN空間ダイバーシチのチャネル容量の分布を明らかにしてきた[5]。受信アンテナが1つの場合、分散アンテナは送信ダイバーシチとして利用されることになる。文献[5]では、下りリンクDAN空間ダイバーシチにおいてチャネル容量を最大

化する送信重みを導出した。そして、その重みを用いるときのチャネル容量の分布を測定し、送信アンテナを増やすほど平均およびアウトージ容量を増加できることを明らかにした。

ところで移動局受信アンテナが複数の場合、DAN基地局分散アンテナをマルチ送受信(MIMO)空間多重[6]の送信アンテナとして利用できる。一対一通信を仮定したMIMO空間多重のチャネル容量については広く検討が行われている。文献[7]では、送信側でチャネル情報を有している場合とそうでない場合についてMIMO空間多重伝送のチャネル容量が導出されている。文献[8]では、送信側におけるチャネル情報の有無がMIMO伝送のチャネル容量に与える影響を考察するとともに、周波数選択性チャネルへと拡張したチャネル容量の表

示式を求めている．一般にチャンネル容量は，通信に利用する分散アンテナ数および受信アンテナ数のうち小さい方に比例することから，移動局の受信アンテナ本数を増加できれば，下りリンク DAN のチャンネル容量の分布が大幅に改善される．

そこで本報告では，下りリンク DAN モデル[5]を用いて，移動局側で複数の受信アンテナを用いるときのチャンネル容量の分布を評価する．DAN を MIMO 空間多重として用いたときのチャンネル容量の分布は文献[9]にて検討されているが，周波数非選択性チャンネル環境を仮定していた．本稿では，周波数選択性チャンネルにおける下りリンク DAN のチャンネル容量分布を明らかにする．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)を挿入するブロック伝送を対象に，第2章ではブロックサイズとアンテナ本数により定まる拡大チャンネル行列を用いてチャンネル容量の表示式を導出する．ついで第3章では，周波数選択性チャンネルにおけるチャンネル容量表示式を導出する．第4章ではモンテカルロ数値計算により平均およびアウトエージ容量を評価する．第5章はまとめである．

## 2. 周波数選択性チャンネルにおける下りリンク DAN 空間多重のチャンネル容量

### 2.1. 伝搬モデル

図1に本稿で用いる下りリンク DAN の数値解析モデルを示す．基地局分散アンテナは等間隔かつ格子状に配置されている．移動局から距離の近い  $N_r$  本のアンテナを送信に参加させ，移動局では  $N_r$  本のアンテナで受信を行うものとする．

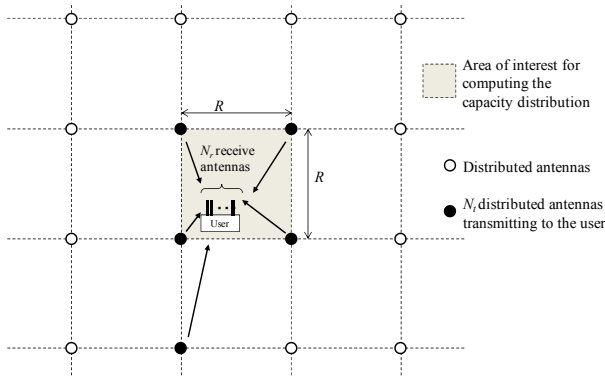


図1 下りリンク DAN システムモデル

各送信アンテナと受信アンテナ間の伝搬路は，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フェージングにより特徴づけられる．第  $n$  基地局分散アンテナ ( $n=0\sim N_t-1$ ) と第  $m$  移動局アンテナ ( $m=0\sim N_r-1$ ) 間の伝搬路について考える．異なる遅延時間を有する独立な  $L$  個のパスにより構成されるとすると，伝搬路のインパルス応答は次式で表わされる．

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

ここで， $h_{m,n,l}$  および  $\tau_{m,n,l}$  はそれぞれ第  $n$  分散アンテナと第  $m$  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を表す．複素パス利得  $h_{m,n,l}$  はさらに次式のように表わせる．

$$h_{m,n,l} = \sqrt{d_n^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_n/10}} \cdot \tilde{h}_{m,n,l} \quad (2)$$

ただし， $d_n$  は第  $n$  分散アンテナと移動局との間の相対距離， $\alpha$  は伝搬損失指数， $\eta_n$  は零平均で標準偏差  $\sigma$  の正規分布に従うシャドウイング損失である．なお，相対距離  $d_n$  は分散アンテナ間隔  $R$  を基準とした値であり，第  $n$  分散アンテナと移動局との距離を  $R_n$  とおくと  $d_n = R_n/R$  である． $\tilde{h}_{m,n,l}$  は複素フェージング利得を表し， $E[\sum_{l=0}^{L-1} |\tilde{h}_{m,n,l}|^2] = 1$  としている．

### 2.2. チャン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(FDE)を用いるシングルキャリア(SC)伝送を想定し，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)を挿入するブロック伝送を行うものとする．ブロック構成を図2に示す．各分散アンテナからは  $N_c$  個のサンプルからなる信号に  $N_g$  サンプルの CP を挿入して送信する．移動局では CP を除去して信号検出を行う．簡単のため，CP の挿入および除去は省略して数式表現を示す．

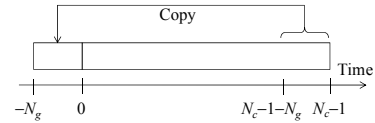


図2 送信ブロック構成

第  $n$  分散アンテナから送信される送信信号ブロックを  $\mathbf{x}_n = [x_n(0), \dots, x_n(t), \dots, x_n(N_c-1)]^T$  で表わし，第  $m$  移動局アンテナにおける受信信号ブロックを  $\mathbf{r}_m = [r_m(0), \dots, r_m(t), \dots, r_m(N_c-1)]^T$  で表わす．このとき， $N_t$  個の分散アンテナから送信される信号ブロックをまとめて  $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_0, \dots, \mathbf{x}_n, \dots, \mathbf{x}_{N_t-1}]^T$ ， $N_r$  個の移動局アンテナで受信される信号をまとめて  $\mathbf{r} = [\mathbf{r}_0, \dots, \mathbf{r}_m, \dots, \mathbf{r}_{N_r-1}]^T$  とすることで，全移動局アンテナにおける受信信号を次式のように表わすことができる．

$$\mathbf{r} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{h} \mathbf{x} + \mathbf{v} \quad (3)$$

ここで，

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{0,0} & \dots & \dots & \dots & \mathbf{h}_{0,N_t-1} \\ \vdots & \ddots & & & \vdots \\ \vdots & & \mathbf{h}_{m,n} & & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ \mathbf{h}_{N_r-1,0} & \dots & \dots & \dots & \mathbf{h}_{N_r-1,N_t-1} \end{bmatrix} \quad (4)$$

としており， $\{\mathbf{h}_{m,n}; m=0\sim N_r-1, n=0\sim N_t-1\}$  は第  $n$  分散アンテナと第  $m$  移動局アンテナ間における  $N_c \times N_c$  の巡回インパルス応答行列であり，次式で与えられる．

$$\mathbf{h}_{m,n} = \begin{bmatrix} h_{m,n,0} & & & h_{m,n,L-1} & \cdots & \cdots & h_{m,n,1} \\ h_{m,n,1} & h_{m,n,0} & & & & \ddots & \vdots \\ \vdots & h_{m,n,1} & \ddots & & \mathbf{0} & & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & h_{m,n,0} & & & h_{m,n,L-1} \\ h_{m,n,L-1} & \vdots & & h_{m,n,1} & h_{m,n,0} & & \\ & h_{m,n,L-1} & & \vdots & h_{m,n,1} & \ddots & \\ \mathbf{0} & & & h_{m,n,L-1} & \cdots & \cdots & h_{m,n,0} \end{bmatrix} \quad (5)$$

また,  $E_s$  はシンボル当たりの平均エネルギーを表す.  $\mathbf{v} = [\mathbf{v}_0, \dots, \mathbf{v}_m, \dots, \mathbf{v}_{N_r-1}]^T$  は雑音ベクトルであり,  $\{\mathbf{v}_m = [v_m(0), \dots, v_m(t), \dots, v_m(N_c-1)]^T; m=0 \sim N_r-1\}$  の各要素は, 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.

受信信号が式(3)で表わされるとき, チャネル容量は次式で与えられる[7].

$$C = \frac{1}{N_c} \max_{\text{tr}[\Phi_{xx}] = N_c} \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_r N_c} + \frac{E_s}{N_0} \mathbf{h} \Phi_{xx} \mathbf{h}^H \right) \quad (6)$$

ここで,  $\Phi_{xx} = E[\mathbf{x}\mathbf{x}^H]$  は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することが可能である. したがって, チャネル容量を最大と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.

### 2.3. チャネル容量の最大化と送信電力配分

式(4)で与えられる行列  $\mathbf{h}$  は次式のように変形できる.

$$\mathbf{h} = \mathbf{U}_h \Lambda_h \mathbf{V}_h^H \quad (7)$$

ここで,  $\mathbf{U}_h$  は  $(N_r N_c \times N_r N_c)$  のユニタリ行列,  $\Lambda_h$  は  $(N_r N_c \times N_r N_c)$  の対角特異値行列,  $\mathbf{V}_h^H$  は  $(N_t N_c \times N_t N_c)$  のユニタリ行列である.  $\mathbf{A}$  が  $(N_r N_c \times N_r N_c)$  の行列,  $\mathbf{B}$  が  $(N_t N_c \times N_r N_c)$  の行列だとすると,  $\det(\mathbf{I}_{N_r N_c} + \mathbf{A}\mathbf{B}) = \det(\mathbf{I}_{N_t N_c} + \mathbf{B}\mathbf{A})$  が成立することから, 式(7)に式(8)を代入することで次式を得る.

$$\begin{aligned} C &= \frac{1}{N_c} \max_{\text{tr}[\Phi_{xx}] = N_c} \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_r N_c} + \frac{E_s}{N_0} \mathbf{U}_h \Lambda_h \mathbf{V}_h^H \Phi_{xx} \mathbf{V}_h \Lambda_h^H \mathbf{U}_h^H \right) \\ &= \frac{1}{N_c} \max_{\text{tr}[\Phi_{xx}] = N_c} \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_t N_c} + \frac{E_s}{N_0} \mathbf{V}_h^H \Phi_{xx} \mathbf{V}_h \Lambda_h^H \Lambda_h \right) \end{aligned} \quad (8)$$

$\Phi_{xx}$  は任意の  $(N_t N_c \times N_t N_c)$  のエルミート行列である. 行列式を最大とするのは固有ベクトル行列が  $\mathbf{V}_h$  に等しくなるよう  $\Phi_{xx}$  を選んだときであり[7], このとき  $\Phi_{xx} = \mathbf{V}_h \mathbf{P}_{xx} \mathbf{V}_h^H$  と表せる ( $\mathbf{P}_{xx}$  は  $(N_t N_c \times N_t N_c)$  の半正定値対角行列である). 従って式(8)を最大とするためには,

$$\begin{aligned} C &= \frac{1}{N_c} \max_{\text{tr}[\mathbf{P}_{xx}] = N_c} \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_t N_c} + \frac{E_s}{N_0} \mathbf{P}_{xx} \Lambda_h^H \Lambda_h \right) \\ &= \frac{1}{N_c} \max_{\sum_{z=0}^{N_t N_c - 1} P_z = N_c} \sum_{z=0}^{N_t N_c - 1} \log_2 \left( 1 + \frac{E_s}{N_0} P_z \Lambda_z^2 \right) \end{aligned} \quad (9)$$

を満たす  $\{P_z; z=0 \sim N_t N_c - 1\}$  を求めればよい(ただし,  $\Lambda_z$  および  $P_z$  はそれぞれ  $\Lambda_h$  および  $\mathbf{P}_{xx}$  の第  $z$  対角要素を表し, それぞれ 0 以上の実数で与えられる). なお,  $\Lambda_z^2$  は第  $z$  番目の固有値,  $P_z$  は対応する固有モードに対する送信電力配分を表す.

式(9)の最大化問題は, 総送信電力一定の制約条件下で  $N_t N_c$  個の直交チャネルに対する送信電力配分の最適解を求めることに等しい. これは注水定理に基づく電力配分により解が得られることが知られている. 目的関数, 制約条件両者が凸関数で与えられることから, 最適解は KKT 条件[10, 11]を満たす. したがって, Lagrange の未定乗数法を用いて, 最適解は次式のように求まる.

$$P_z = \max \left\{ \frac{1}{\mu_h} - \left( \frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \frac{1}{\Lambda_z^2}, 0 \right\}, z=0 \sim N_t N_c - 1 \quad (10)$$

ただし  $\mu_h$  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. 結局, チャネル容量は次式で与えられる.

$$C_{\text{CSI}} = \frac{1}{N_c} \sum_{z=0}^{N_t N_c - 1} \max \left\{ \log_2 \left( \frac{1}{\mu_h} \frac{E_s}{N_0} \Lambda_z^2 \right), 0 \right\} \quad (11)$$

なお, 送信側でチャネル情報が得られない場合,  $\Phi_{xx} = E[\mathbf{x}\mathbf{x}^H] = \mathbf{I}_{N_c}/N_t$  としたときがチャネル容量最大である[7]. このとき  $P_z = 1/N_t (z=0 \sim N_t N_c - 1)$  あるから, チャネル容量は次のようになる.

$$C_{\text{noCSI}} = \frac{1}{N_c} \sum_{z=0}^{N_t N_c - 1} \log_2 \left( 1 + \frac{1}{N_t} \frac{E_s}{N_0} \Lambda_z^2 \right) \quad (12)$$

## 3. チャネル容量の周波数領域での考察

### 3.1. チャネル行列の変形

今, 式(4)の部分行列  $\{\mathbf{h}_{m,n}; m=0 \sim N_r - 1, n=0 \sim N_t - 1\}$  が全て巡回行列で与えられることを考慮すると, 行列  $\mathbf{h}$  は次式のように書き直せる.

$$\begin{aligned} \mathbf{h} &= \begin{bmatrix} \mathbf{F}^H \mathbf{H}_{0,0} \mathbf{F} & \cdots & \mathbf{F}^H \mathbf{H}_{0,N_t-1} \mathbf{F} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{F}^H \mathbf{H}_{N_r-1,0} \mathbf{F} & \cdots & \mathbf{F}^H \mathbf{H}_{N_r-1,N_t-1} \mathbf{F} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{F}^H & & \mathbf{0} \\ & \ddots & \\ \mathbf{0} & & \mathbf{F}^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{0,0} & \cdots & \mathbf{H}_{0,N_t-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_{N_r-1,0} & \cdots & \mathbf{H}_{N_r-1,N_t-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{F} & & \mathbf{0} \\ & \ddots & \\ \mathbf{0} & & \mathbf{F} \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{F}_{N_r}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{N_t} \end{aligned} \quad (13)$$

ただし,  $\mathbf{F}$  は  $N_c \times N_c$  の離散フーリエ変換(DFT)行列であり,  $\mathbf{F}_a$  は  $\mathbf{F}$  を対角上に  $a$  個並べた  $(aN_c \times aN_c)$  のブロック対角行列を表している.  $\mathbf{H}$  は次式で与えられる.

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \begin{bmatrix} e^{-j2\pi \frac{0 \times 0}{N_c}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{0 \times (N_c-1)}{N_c}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j2\pi \frac{(N_c-1) \times 0}{N_c}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{(N_c-1) \times (N_c-1)}{N_c}} \end{bmatrix} \quad (14)$$

また,  $\{\mathbf{H}_{m,n}; m=0 \sim N_r-1, n=0 \sim N_t-1\}$  は  $\{\mathbf{h}_{m,n}; m=0 \sim N_r-1, n=0 \sim N_t-1\}$  を DFT 行列  $\mathbf{F}$  にて直交化することで得られる  $N_c \times N_c$  の対角行列であり, 次式で与えられる.

$$\mathbf{H}_{m,n} = \text{diag}\{H_{m,n}(0) \dots H_{m,n}(k) \dots H_{m,n}(N_c-1)\} \quad (15)$$

ここで,  $H_{m,n}(k)$  は第  $n$  分散アンテナと第  $m$  移動局アンテナ間のチャンネルにおける第  $k$  周波数のチャンネル利得であり, 次式で与えられる.

$$H_{m,n}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,n,l} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_{m,n,l}}{N_c}\right) \quad (16)$$

次に, 式(13)の第  $(a+b(N_c-1))$  列と第  $(b(N_t-1)+a)$  列を入れ替え(ただし,  $a=0, 1, \dots, N_t-1$  かつ  $b=0, 1, \dots, N_c-1$ ), 第  $(c+d(N_c-1))$  行と第  $(c(N_r-1)+d)$  行を入れ替え(ただし,  $c=0, 1, \dots, N_r-1$  かつ  $d=0, 1, \dots, N_c-1$ ) ことで生成される, 次のような  $(N_r N_c \times N_r N_c)$  の行列  $\tilde{\mathbf{h}}$  を定義する.

$$\tilde{\mathbf{h}} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_{0,0}^H & \dots & \mathbf{f}_{N_c-1,0}^H \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{f}_{0,N_c-1}^H & \dots & \mathbf{f}_{N_c-1,N_c-1}^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{H}(0) & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{H}(N_c-1) \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\times \begin{bmatrix} \mathbf{f}_{0,0} & \dots & \mathbf{f}_{0,N_c-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{f}_{N_c-1,0} & \dots & \mathbf{f}_{N_c-1,N_c-1} \end{bmatrix} \equiv \mathbf{f}^H \mathbf{H}_f \mathbf{f}$$

ただし,  $\mathbf{f}_{k,i}$  は第  $(i, i)$  要素(ただし,  $i=0 \sim \min(N_r-1, N_t-1)$ ) が  $\exp(-j2\pi k i / N_c)$  であり, 他の要素が全て 0 の行列である.  $\{\mathbf{H}(k); k=0 \sim N_c-1\}$  は次式で与えられる  $(N_r \times N_t)$  の行列である.

$$\mathbf{H}(k) = \begin{bmatrix} H_{0,0}(k) & \dots & H_{0,N_t-1}(k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_r-1,0}(k) & \dots & H_{N_r-1,N_t-1}(k) \end{bmatrix} \quad (18)$$

### 3.2. チャンネル容量の周波数領域表現

行列式は交代線形性を持つから, 次式が成立する.

$$C = \frac{1}{N_c} \max_{\text{tr}[\tilde{\Phi}_{xx}] = N_c} \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_r N_c} + \frac{E_s}{N_0} \mathbf{h} \tilde{\Phi}_{xx} \mathbf{h}^H \right) \quad (19)$$

$$= \frac{1}{N_c} \max_{\text{tr}[\tilde{\Phi}_{xx}] = N_c} \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_r N_c} + \frac{E_s}{N_0} \tilde{\mathbf{h}} \tilde{\Phi}_{xx} \tilde{\mathbf{h}}^H \right)$$

ここで,  $\tilde{\Phi}_{xx}$  は  $(N_r N_c \times N_r N_c)$  のエルミート行列である. 式(17)を用いて, 式(19)は次式のように変形できる.

$$C = \frac{1}{N_c} \max_{\text{tr}[\tilde{\Phi}_{xx}] = N_c} \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_r N_c} + \frac{E_s}{N_0} \mathbf{H}_f \tilde{\Phi}_{xx} \mathbf{f}^H \mathbf{H}_f^H \right) \quad (20)$$

また,  $\mathbf{H}_f$  は次式のように特異値分解が可能である.

$$\mathbf{H}_f = \begin{bmatrix} \mathbf{U}(0) & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{U}(N_c-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{\Lambda}(0) & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{\Lambda}(N_c-1) \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$\times \begin{bmatrix} \mathbf{V}^H(0) & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{V}^H(N_c-1) \end{bmatrix} \equiv \mathbf{U}_f \mathbf{\Lambda}_f \mathbf{V}_f^H$$

ただし,  $\{\mathbf{U}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ ,  $\{\mathbf{\Lambda}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ ,  $\{\mathbf{V}^H(k); k=0 \sim N_c-1\}$  はそれぞれ第  $k$  周波数点において式(18)のように定義された MIMO チャンネル行列  $\mathbf{H}(k)$  を特異値分解して得られるユニタリ行列と対角特異値行列を表す. したがって式(20)はさらに次式のように変形できる.

$$C = \frac{1}{N_c} \max_{\text{tr}[\tilde{\Phi}_{xx}] = N_c} \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_r N_c} + \frac{E_s}{N_0} \mathbf{\Lambda}_f \mathbf{V}_f^H \tilde{\Phi}_{xx} \mathbf{f}^H \mathbf{V}_f \mathbf{\Lambda}_f^H \right) \quad (22)$$

上式が最大となるのは, 送信信号を  $\tilde{\Phi}_{xx} = \mathbf{f}^H \mathbf{V}_f \mathbf{\Psi}_f \mathbf{V}_f^H \mathbf{f}$  となるよう選んだときである(ただし  $\mathbf{\Psi}_f$  は  $(N_r N_c \times N_r N_c)$  の半正定値対角行列). 式(22)は次式のように書き直せる.

$$C = \frac{1}{N_c} \max_{\sum_{n=0}^{N_t-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \Psi_n(k) = N_c} \sum_{n=0}^{N_t-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \log_2 \left( 1 + \frac{E_s}{N_0} \Psi_n(k) \Lambda_n^2(k) \right) \quad (23)$$

ここで,  $\Lambda_n^2(k)$  および  $\Psi_n(k)$  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.

制約条件下で式(23)を最大とする  $\Psi_n(k)$  は次式で与えられる.

$$\Psi_n(k) = \max \left\{ \frac{1}{\mu} - \left( \frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \frac{1}{\Lambda_n^2(k)}, 0 \right\}, \quad n=0 \sim N_t-1, k=0 \sim N_c-1 \quad (24)$$

このときチャンネル容量は次式のように求まる.

$$C_{CSI} = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_t-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \max \left\{ \log_2 \left( \frac{1}{\mu} \frac{E_s}{N_0} \Lambda_n^2(k) \right), 0 \right\} \quad (25)$$

ただし  $\mu$  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. なお, 式(12)を求めたときと同様に, 送信側でチャンネル情報が得られない場合には, 式(19)に  $\tilde{\Phi}_{xx} = \mathbf{I}_{N_r N_c} / N_t$  を代入することでチャンネル容量が得られる. これは次式のように得られる.

$$C_{noCSI} = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_t-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \log_2 \left( 1 + \frac{1}{N_t} \frac{E_s}{N_0} \Lambda_n^2(k) \right) \quad (26)$$

第 2.3 節では, 全ての分散アンテナ, 全ての移動局アンテナ, 全ての周波数を含めた  $(N_r N_c \times N_t N_c)$  の拡大行列で与えられるチャンネル行列を MIMO チャンネルとみなしてチャンネル容量を求めた. 一方で本節にて示したように, CP を用いるブロック伝送では,  $N_c$  個の直交周波数ごとの  $(N_r \times N_t)$  のチャンネル行列を用いてチャンネル

容量を求めることもできる。つまり、拡大 MIMO 行列における  $N_r N_c$  個の全ての固有値を求める必要は無く、独立な  $N_c$  個の MIMO 行列における  $N_r$  個の固有値を求めてチャンネル容量を計算すれば十分である。なお注意として、 $N_r < N_t$  の場合には形成される直交チャンネルは  $N_r N_c$  個しか無いため、 $(N_t - N_r) N_c$  個の固有値はすべて 0 となる。すなわち、チャンネル容量は送信に参加する分散アンテナ数と移動局受信アンテナ数のうち、小さい方に制限される。

## 4. 数値解析

### 4.1. 数値解析パラメータ

数値解析パラメータを表 1 に記す。ユーザは図 1 の Area of interest に一様に発生するものとする。シングルユーザを仮定し、ユーザの受信アンテナと分散する送信アンテナ間で形成されるチャンネル行列から式(25)および式(26)を計算する。エリア内全ての位置でチャンネル容量を求め、その分布から平均容量とアウトージ容量を求める。なお本稿では、アウトージ容量は 1% の確率で達成できない最大のチャンネル容量と定義している。以下では、1 本の分散アンテナから送信を行ったとき、最隣接する分散アンテナで移動局が受信した場合の平均受信信号エネルギーが  $E_s$  となるような送信電力を  $N_t$  本の分散アンテナに分配して送信するものとする。平均受信エネルギー対雑音電力スペクトル密度  $E_s/N_0=10\text{dB}$  となるようにする。各アンテナ間のシャドウイングおよびフェージングは無相関であるものとし、周波数非選択性チャンネル( $L=1$ )および周波数選択性チャンネル( $L=16$ )の両方について検討を行っている。

表 1 数値解析パラメータ

Parameter	Value
Path loss exponent	$\alpha=3.5$
Shadowing loss standard variation	$\sigma=7.0$ (dB)
Fading type	Block Rayleigh
No. of paths	$L=16, 1$
Power delay profile	Uniform
No. of transmit antennas	$N_t=1\sim 8$
No. of receive antennas	$N_r=1\sim 4$
Normalized transmit $E_s/N_0$	10 (dB)

### 4.2. 数値解析結果

平均容量とアウトージ容量を図 3 および図 4 に示す。図 3(a)および図 4(a)は送信側がチャンネル情報を有する場合を、図 3(b)および図 4(b)は有さない場合をそれぞれ示している。図 3 より、チャンネルの周波数選択性によらず平均容量は同じであることが分かる。送信側でチャンネル情報を有する場合には注水定理に基づく電力配分を行うことができる。したがって、送信に参加する分散アンテナ数の増加により平均容量は増加する。一方でチャンネル情報を有さない場合、全ての分散アンテナから等電力で信号が送信される。伝搬損失やシャドウイング損失が存在するため、送信アンテナが増加するに従い距離が離れた送信アンテナに電力が割り振られてしまう。このためチャンネル情報が無い場合、平

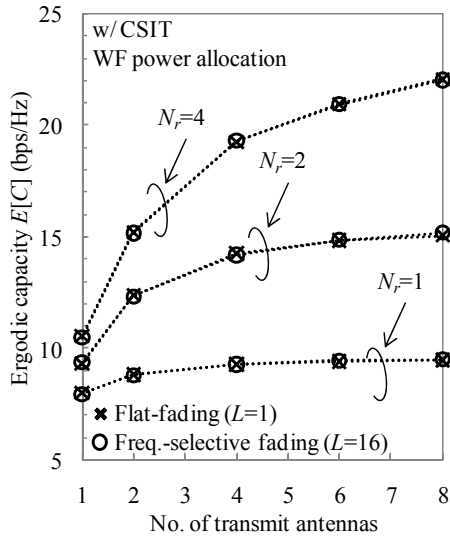
均容量は送信アンテナが多すぎると劣化する。

図 4 より、平均容量の場合と異なりアウトージ容量はチャンネルの周波数選択性に依存し、(a)(b)いずれもアンテナ本数によらず、周波数選択性チャンネルにおいて非選択性チャンネルの場合よりも常にアウトージ容量が大きくなるのがわかる。これは、周波数非選択性の場合には全ての周波数で同時に受信電力の落ち込みが生じる場合があるためである。選択性チャンネルにおいては、伝搬損失やシャドウイング損失により平均のチャンネル利得が落ち込んで、いくつかの周波数では大きなチャンネル利得となる。したがって、周波数選択性チャンネルの方がアウトージ容量は大きくなる。

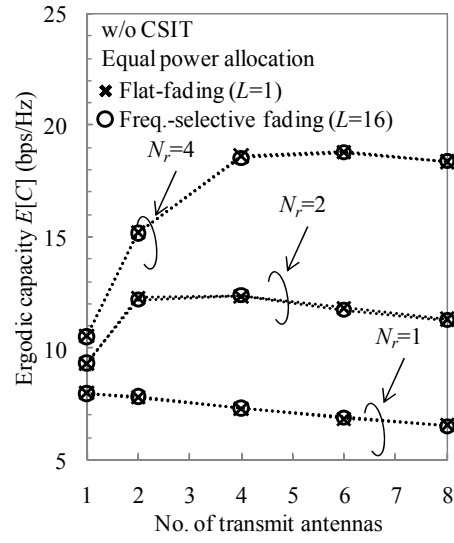
最後に、総アンテナ本数が一定のときに送受に分配するアンテナ数がチャンネル容量に与える影響について考察する。一例として、 $(N_r, N_t)=(4, 2)$  および  $(2, 4)$  としたときの、送信側でチャンネル情報がある場合の平均およびアウトージ容量を比較する。図 3(a)より、平均容量は  $(N_r, N_t)=(4, 2)$  のときの方が大きい。これは、受信アンテナが移動局に集中しているのに対し、送信アンテナは空間に分散しているためである。移動局アンテナの増加は単純にアンテナダイバーシチ利得の増加につながるのに対し、分散アンテナをより多く利用しても、移動局から遠方のアンテナは伝搬損失やシャドウイング損失のため寄与は小さいため、アンテナダイバーシチ効果が得づらくなる。したがって受信アンテナ本数を増加する方が、平均容量の増加量が大きくなる。ところが図 4(a)より、アウトージ容量は  $(N_r, N_t)=(2, 4)$  のときの方が大きくなるのがわかる。これは、受信アンテナ本数を増加しても伝搬損失やシャドウイング損失は軽減できないためである。これらの影響が大きい場合には受信アンテナを増加するよりも、空間的に分散している送信アンテナをより多く利用の方が効果大である。このように、チャンネル容量の分布に対し、基地局分散アンテナと移動局受信アンテナの本数が与える影響は異なることが分かる。なお、送信側でチャンネル情報を有さない場合には、図 3(b)および図 4(b)のように  $(N_r, N_t)=(4, 2)$  のときに平均容量もアウトージ容量も大きくなる。

## 5. むすび

本稿では、下りリンク DAN 空間多重において移動局が複数の受信アンテナを用いる場合のチャンネル容量の分布を検討した。周波数選択性チャンネルにおけるチャンネル容量の表示式を導出し、モンテカルロ数値解析により DAN におけるチャンネル容量の分布を明らかにした。送信側でチャンネル情報を有する場合には注水定理に基づく電力配分が行えるため、送信および受信アンテナ本数を多くすれば大幅にチャンネル容量を増加できることを明らかにした。また、周波数選択性チャンネルでは、平均容量は周波数非選択性チャンネルと同じであるものの、アウトージ容量は改善されることを示した。

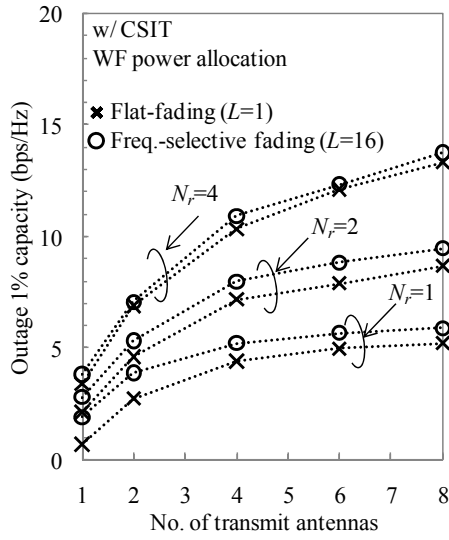


(a) 送信側でチャネル情報有り

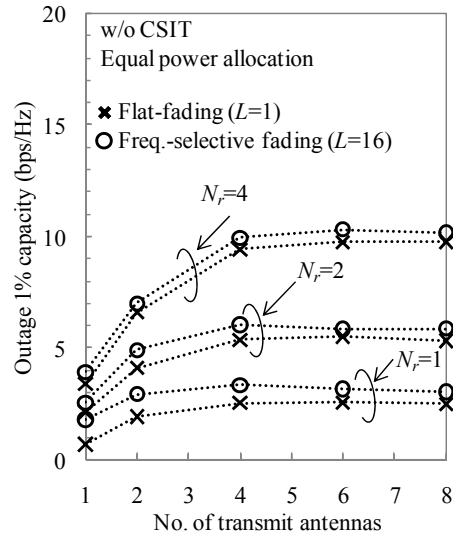


(b) 送信側でチャネル情報無し

図 3 平均容量



(a) 送信側でチャネル情報有り



(b) 送信側でチャネル情報無し

図 4 アウテージ容量

## 文 献

- [1] Y. Akaiwa, *Introduction to digital mobile communication*, Wiley, Newyork, 1997.
- [2] 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] L. Dai, S. Zho, and Y. Yao, "Capacity analysis in CDMA distributed antenna systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 65, no. 1, pp. 69-73, Jan. 2007.
- [4] H. Hu, Y. Zhang, and J. Luo, *Distributed antenna systems; open architecture for future wireless communications*, Auerbach Pub., 2007.
- [5] 松田大輝, 武田一樹, 安達文幸, "シングルキャリア分散アンテナネットワーク下りリンクにおけるチャネル容量を最大化する送信等化重み," *信学技報*, RCS2009-111, pp.7-12, 2009年10月
- [6] C. Oestges and B. Clerckx, *MIMO wireless communications: from real-world propagation to space-time code design*, Academic Press, 2007.
- [7] D. W. Bliss, K. W. Forsythe, and A. M. Chan, "MIMO wireless communication," *Lincoln Lab. Journal*, vol. 15, no. 1, pp. 97-126, 1995.
- [8] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *Eur. Trans. Telecommun.*, vol. 10, no. 6, pp. 585-595, 1999.
- [9] L. Xiao, L. Dai, H. Zhuang, S. Zhou, and Y. Yao, "Information-theoretic capacity analysis in MIMO distributed antenna systems," *IEEE Veh. Technol. Conf.*, vol. 1, pp. 779-782, Apr. 2003.
- [10] W. Karush, *Minima of functions of several variables with inequalities as side constraints*, M.Sc. Dissertation. Dept. of Mathematics, Univ. of Chicago, Chicago, Illinois.
- [11] H. W. Kuhn and A. W. Tucker, "Nonlinear programming," *Proc. of 2nd Berkeley Symposium*, pp. 481-492, Univ. of California Press.