

# 時空間符号化送受信ダイバーシチを用いる分散アンテナネットワークのチャンネル容量

Channel Capacity of Distributed Antenna Network Using Space-Time Block Coded-Joint Transmit/Receive Diversity

松田 大輝 武田 一樹 安達 文幸  
Hiroki MATSUDA Kazuki TAKEDA Fumiyuki ADACHI

東北大学大学院工学研究科電気・通信工学専攻  
Department of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

## 1. まえがき

多数のアンテナを分散配置する分散アンテナネットワーク(DAN)が期待されている[1]. 筆者らは, これまで端末受信アンテナが 1 本の場合における下りリンク DAN のチャンネル容量の空間分布について検討してきた[2-3]. 本論文では, 2 本以上の端末アンテナを用いる下りリンク DAN 時空間符号化送受信ダイバーシチ(STBC-JTRD)[4]の送信重みとチャンネル容量を求めている.

## 2. チャンネル容量と 2D-WF 重み

分散送信アンテナを図 1 のように等間隔で格子状に配置し, 端末の受信アンテナ本数は  $N_r$  本であるものとする. 移動端末は, 短区間受信電力の大きな  $N_t$  本の分散アンテナを選択して通信を行うものとする. 基地局では, 情報ビット系列をデータ変調シンボル系列に変換した後, 各送信シンボル系列を 1 ブロックあたり  $N_c$  個のシンボルからなる  $J$  個のブロック系列  $\mathbf{d}_j$  に変換し,  $Q$  個のブロックに周波数領域 STBC-JTRD 符号化[4]して送信する.

端末では, 周波数領域 STBC-JTRD 復号を行い,  $J$  ブロックの周波数領域受信信号ブロック系列を得る. 復号後の第  $j$  ブロックの周波数領域信号  $\mathbf{R}_j$  は次式で表される.

$$\mathbf{R}_j = C_{N_r} \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \left( \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \mathbf{H}(n_t, n_r) \mathbf{W}(n_t, n_r) \right) \mathbf{F} \mathbf{d}_j + \mathbf{N} \quad (1)$$

ここで,  $\mathbf{H}(n_t, n_r) = d(n_t, n_r) \alpha^{-1} 10^{-\eta(n_t, n_r)/10} \text{diag}[H(n_t, n_r, 0), \dots, H(n_t, n_r, N_c - 1)]$  は第  $n_t$  送信アンテナと第  $n_r$  受信アンテナ間のチャンネル行列,  $\mathbf{W}(n_t, n_r) = \text{diag}[W(n_t, n_r, 0), \dots, W(n_t, n_r, N_c - 1)]$  は送信重み行列,  $\mathbf{F}$  は FFT 行列,  $\mathbf{N}$  は周波数領域雑音ベクトルである.  $d(n_t, n_r) \alpha^{-1}$  は伝搬損失,  $\eta(n_t, n_r)$  はシャドウイング損失(dB),  $H(n_t, n_r, k)$  は第  $k$  サブキャリアにおけるチャンネル利得,  $\alpha$  は伝搬損失指数,  $C_{N_r}$  は正規化係数,  $E_s$  は送信シンボルエネルギー,  $T_s$  はシンボル長を表す.

チャンネル容量は式(1)より次式のように表せる.

$$C = \frac{R}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \log_2 \left( 1 + \frac{E_s}{N_0} \left| \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \mathbf{H}(n_t, n_r, k) \mathbf{W}(n_t, n_r, k) \right|^2 \right) \quad (2)$$

ここで,  $R=J/Q$  は符号化率,  $N_0$  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. チャンネル容量を最大とする送信重みを式(2)より求めると次式となる.

$$\mathbf{W}(n_t, n_r, k) = \frac{\mathbf{H}^*(n_t, n_r, k)}{\|\mathbf{H}(n_t, n_r, k)\|} \left[ \max \left\{ \varphi_{2D} - \frac{(E_s/N_0)^{-1}}{\|\mathbf{H}(n_t, n_r, k)\|^2}, 0 \right\} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3)$$

ここで,  $\|\mathbf{H}(n_t, n_r, k)\|^2 = \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} |\mathbf{H}(n_t, n_r, k)|^2$ ,  $\varphi_{2D}$  は  $\sum_{n_t=0}^{N_t-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\mathbf{W}(n_t, n_r, k)|^2 = N_c$  とする定数である. また, 式(3)で  $N_r=1$  とすると, 文献[3]で導出した重みと一致する.

## 3. 数値計算シミュレーション

移動端末の位置を格子内に一様に発生させ, そのチャンネル容量分布を測定した. 図 2 に端末受信アンテナ本数  $N_r$  をパラメータとしたときのチャンネル容量の累積分布が 0.1 となるチャンネル容量を, 図 3 に平均チャンネル容量を分散アンテナ本数  $N_t$  の関数として示す. ただし,  $\alpha=3.5$ , シャドウイング損失の標準偏差  $\sigma=7$  dB, 正規化総送信  $E_s/N_0=10$  dB およびパス数  $L=16$  とした. 図 2 および図 3 より, いずれの  $N_t$  のときも  $N_r=2$  のときに最大チャンネル容量が得られることが分かる.  $N_r$  を増加させればより大きなダイバーシチ利得を得ることができるが, 3 または 4 にすると, 符号化率  $R$  が 3/4 に低下してしまうからである.

## 4. むすび

本論文では, STBC-JTRD を用いる下りリンク DAN のチャンネル容量を最大とする送信重みを求めた. また, いずれの分散アンテナ本数  $N_t$  のときも端末受信アンテナ本数が  $N_r=2$  のときにチャンネル容量を最大とすることを示した.

## 参考文献

- [1] W. Choi, IEEE Trans. Wireless Commun., Vol. 6, No. 1, pp. 69-73, Jan. 2007.
- [2] H. Matsuda, H. Tomeba, and F. Adachi, The 5th IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS2008), Tohoku University, Sendai, Japan, 21-22 Aug., 2008.
- [3] 松田, 武田, 安達, 信学技報, RCS2009-111, pp.7-12, 2009年10月
- [4] H. Tomeba, K. Takeda and F. Adachi, IEICE Trans. Commun., Vol.E90-B No.3, pp. 597-606, Mar. 2007.

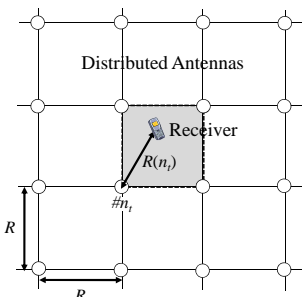


図 1 送信アンテナ配置

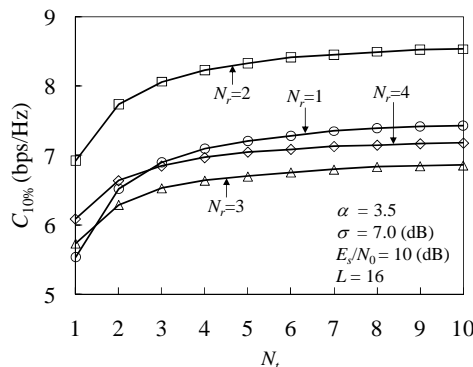


図 2 アウテージ 10% チャンネル容量

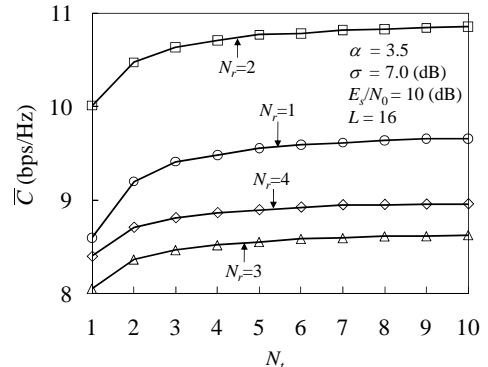


図 3 平均チャンネル容量