

# 時空間符号化送受信ダイバーシチを用いた 分散アンテナネットワーク下りリンクにおける HARQ スループット

松川 隆介<sup>†</sup> 小原 辰徳<sup>†</sup> 武田 一樹<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 宮城県仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

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

**あらまし** 多数の基地局アンテナがセル内に分散して配置されている分散アンテナネットワーク(DAN)は、フェージングのみならず伝搬損失やシャドウイング損失による伝送品質の劣化を救済可能なネットワークである。さらにDANでは、これら複数の分散アンテナを利用して空間ダイバーシチを行うことで伝送特性を大幅に改善できる。周波数領域時空間符号化送受信ダイバーシチ(FD-STBC-JTRD)は、伝送効率を下げることなく任意の本数の送信アンテナを使用できること、受信機における復号処理が簡易であることから下りリンク伝送に適したダイバーシチ技術として知られている。筆者らはこれまで、FD-STBC-JTRD を DAN 下りリンクに適用し、伝送に用いる分散アンテナ本数を増やすことでビット誤り率(BER)のアウトエージ確率を大幅に低減できることを示した。本稿では、FD-STBC-JTRD を用いる DAN 下りリンクにおいて、ハイブリッド自動再送要求(HARQ)のスループット分布を計算機シミュレーションによって明らかにしている。送受信アンテナ本数の影響について考察を行い、複数の分散アンテナを用いることでスループットが低下する確率を低減できることを示している。

**キーワード** 分散アンテナ, 時空間符号化, 周波数領域送信等化, HARQ

## HARQ Throughput of Distributed Antenna Network Downlink Using Space-Time Block Coded-Joint Transmit/Receive Diversity

Ryusuke MATSUKAWA<sup>†</sup> Tatsunori OBARA<sup>†</sup> Kazuki TAKEDA<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, Miyagi, 980-8579, Japan

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

**Abstract** Distributed antenna network (DAN) which uses a number of antennas distributed geographically can mitigate the adverse effects of the path and shadowing losses as well as frequency-selective fading. We have considered frequency-domain space-time block coded-joint transmit/receive diversity (FD-STBC-JTRD) for the single-carrier (SC-) DAN downlink in a frequency-selective channel, and have showed that the bit error rate (BER) performance significantly improves by increasing the number of distributed antennas. In this paper, we apply hybrid automatic repeat-request (HARQ) to the SC-DAN downlink transmission using FD-STBC-JTRD. We investigate, by computer simulation, the spatial distribution of the throughput and discuss the impact of the number of transmit/receive antennas, modulation schemes, and coding rates.

**Keywords** distributed antenna, space-time coding, transmit frequency-domain equalization, HARQ

### 1. はじめに

次世代の移動無線通信では、1Gbps クラスもの高速データ通信が要求されている。このような高速移動無線チャンネルは異なる遅延時間を持つ伝搬路から構成されており、厳しい周波数選択性フェージングの影響で符号間干渉(ISI)が発生し、伝送特性が著しく劣化してしまう[1]。しかしながら、最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化(MMSE-FDE)を用いれば、チャンネルの周波数選択性を利用して優れた特性を得ることが可能となる[2], [3]。また、下りリンクでは移動端末の処理負担を軽減する目的から送信等化が検討されてお

り、特に送信 FDE は理想チャンネル推定環境において受信 FDE と同等の伝送特性を実現できる送信等化技術として注目を集めている[4]。

更なる伝送品質の改善手法としてはアンテナダイバーシチ技術が有効である[5], [6]。近年、送信 FDE とアンテナダイバーシチを同時に適用する周波数領域時空間符号化送受信ダイバーシチ(FD-STBC-JTRD)が提案された[7], [8]。FD-STBC-JTRD では、送信機において FDE を併用した時空間符号化を適用し、受信機ではチャンネル情報(CSI)を必要としない簡易な処理によって最大比送受信ダイバーシチ相当の利得を獲得でき

る。また、受信 FDE を用いる従来の時空間符号化送信ダイバーシチ(STTD) [9]とは異なり、伝送効率を低下することなく任意の本数の送信アンテナを使用できることから、下りリンク伝送に適したダイバーシチ技術であるといえる(なお、受信アンテナ3本以上では効率が低下する)。

ところで従来のセルラーネットワークでは、シャドウイング損失や伝搬損失による平均受信電力の劣化が問題となる[10]。特にセルの境界に存在するユーザにおける受信信号対干渉+雑音電力比 (SINR)の劣化は深刻であり、FDE とアンテナダイバーシチを適用しても特性の改善には限界が生じてしまう。多数のアンテナを空間的に十分離して配置する分散アンテナネットワーク(DAN) [11], [12]では、基地局アンテナ(分散アンテナ)と端末間の距離が従来の方式に比べて短くなる。各分散アンテナは有線ケーブルによって信号処理センター(SPC)に接続されており、これら分散アンテナを用いることによって伝搬損失の影響を軽減できる。また、同時に複数の分散アンテナを利用して伝送を行うことで空間ダイバーシチ利得が得られ、シャドウイング損失の影響を軽減できる。これまで筆者らは、DAN 下りリンクに FD-STBC-JTRD を適用することにより、BER が劣化してしまう確率を大幅に低減することができることを示してきた[13], [14]。しかしながら、スループット特性に関しては未だ検討を行っていなかった。

そこで本稿では、FD-STBC-JTRD を用いる SC-DAN 下りリンクにおいてハイブリッド自動再送要求(HARQ)を適用し、スループットの空間分布を計算機シミュレーションにより明らかにする。本稿の構成は以下の通りである。まず、第2章において SC-DAN 下りリンクの伝送モデルを示し、次いで第3章では本システムの信号伝送方式について述べる。第4章では計算機シミュレーション結果を示しており、使用する分散アンテナ本数を増やすことでスループットの分布が改善することを示す。また、直交周波数分割多重(OFDM)伝送との比較を行う。第5章では本稿のまとめ、及び今後の課題について言及している。

## 2. 伝送モデル

### 2.1. チャネルモデル

伝搬路は、距離に依存して電力が減衰してしまう伝搬損失、障害物によって電波が遮蔽、反射されてしまうことによるシャドウイング損失、及びマルチパスフェージングの3つによって特徴付けられる。シャドウイング損失は対数分布に基づいていることが知られており、一般に、第  $n$  分散アンテナから距離  $R_n$  の位置に存在する移動局の受信電力  $P_{r,n}$  は次式で表せる[12]。

$$\begin{aligned} P_{r,n} &= p_{t,n} \cdot R_n^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta_n}{10}} = (p_{t,n} \cdot R^{-\alpha}) \cdot \left( \frac{R_n^{-\alpha}}{R^{-\alpha}} \right) \cdot 10^{-\frac{\eta_n}{10}} \\ &= (p_{t,n} \cdot R^{-\alpha}) \cdot r_n^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta_n}{10}} \end{aligned} \quad (1)$$

ここで、 $p_{t,n}$  は第  $n$  分散アンテナからの送信電力、 $\alpha$  は伝搬損失指数、 $\eta_n$  は第  $n$  分散アンテナと移動局間におけるシャドウイング損失(dB)を表しており、平均値 0 で標準偏差  $\sigma$  の正規分布に従うランダム変数である。また、 $r_n=R_n/R$  は第  $n$  分散アンテナと移動局間の正規化距離である。さらに  $P_{t,n}=p_{t,n} \cdot R^{-\alpha}$  とおくと、式(1)は次のように表現できる。

$$P_{r,n} = P_{t,n} \cdot r_n^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta_n}{10}} \quad (2)$$

式(2)は、正規化距離  $R$  における平均受信電力が  $P_{t,n}$  となるような送信電力を用いた時の、距離  $R_n$  における受信電力を示している。ただし、 $P_{t,n}$  には正規化総送信電力  $P_t = \sum_{n=0}^{N_t-1} P_{t,n}$  という拘束条件を設ける。電力の配分は後述する送信等化重みによって行われる。

遅延時間の異なる  $L$  個の離散パスからなるフェージングチャネルを仮定するとき、第  $n$  分散アンテナと第  $m$  受信アンテナ間におけるチャネルのインパルス応答  $h_{m,n}(\tau)$  は次式のように表すことができる。

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

ここで、 $h_{m,n,l}$  は第  $n$  分散アンテナと第  $m$  端末アンテナ間における第  $l$  パスの複素チャネル利得を表しており

( $E[\sum_{l=0}^{L-1} |h_{m,n,l}|^2] = 1$ )、 $\tau_l$  は第  $l$  パスの遅延時間である。

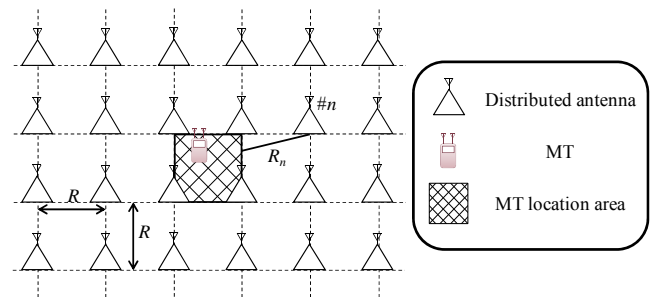


図1 DAN システムモデル

### 2.2. SC-DAN 下りリンクモデル

SC-DAN のモデルを図1に示す。本稿ではシングルユーザ環境を仮定しており、図の網掛けが成された領域に一樣分布でユーザが発生するものとする。また、各分散アンテナは等間隔  $R$  で格子状に配置されている。SPC は、端末から受信する電力の短区間平均が高い順に  $N_t$  本の分散アンテナを選択し、伝送に用いる(短区間平均電力選択)。第  $n$  番目の分散アンテナにおける短区間平均受信電力  $P_{n,ave}$  は次式で与えられる。

$$P_{n,Ave} = P_{t,n} \cdot d_n^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta_n}{10}} \quad (4)$$

式(4)に示すように、短区間平均電力選択では伝搬損失とシャドウイング損失による影響の小さい分散アンテナが選択される。選択した  $N_r$  本の分散アンテナを用いて下りリンク送信ダイバーシチを行い、端末では  $N_r$  本の受信アンテナを用いて受信ダイバーシチを行う。

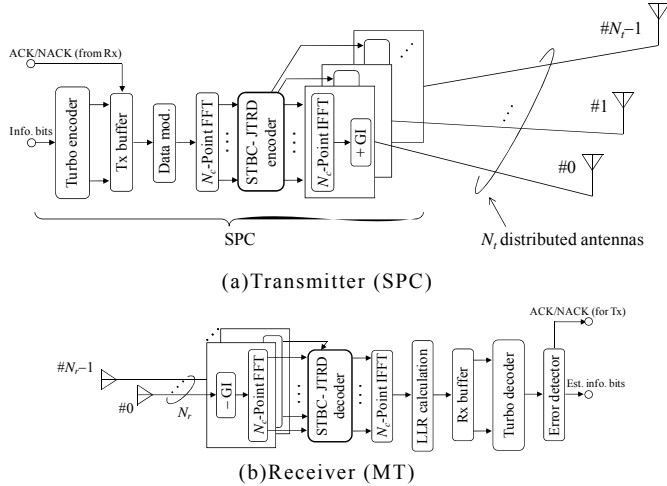


図2 SC-DAN 下りリンクの送受信系

### 3. 伝送方式

本章では、HARQ と FD-STBC-JTRD を用いる SC-DAN 下りリンクにおける伝送方式について述べる。送受信系を図2に示す。本稿では誤り訂正符号化としてターボ符号化[15]を用いており、端末はチェイス合成[16]によるパケット合成を行うものとする。

SPC では、得られたターボ符号化系列をバッファに保存した後、送信ビット系列に対してデータ変調を行う。連続する  $J \times N_c$  個のシンボル系列ブロックに対して  $N_c$  ポイント高速フーリエ変換(FFT)を適用した後、図3に示すように STBC-JTRD 符号化を施して  $N_r \times Q$  個の周波数領域符号化信号ブロックを生成する。その後、 $N_c$  ポイント逆 FFT(IFFT)を用いて  $N_r \times Q$  個の時間領域符号化信号ブロック系列に変換し、ガードインターバル(GI)を付加した後に各アンテナから送信する。送信ブロック数  $J$  と符号化ブロック数  $Q$  は受信アンテナ本数  $N_r$  に依存しており、 $N_r, J, Q$ , および STBC-JTRD の符号化率  $R_s = J/Q$  の関係は表1のようになる。

受信機では、受信信号から GI を除去した後に  $N_c$  ポイント FFT を適用し、 $N_c$  個のサブキャリア成分に分解した後で STBC-JTRD 復号を行う。その後、 $N_c$  ポイント IFFT を適用して軟判定シンボル系列を生成する。得られた軟判定シンボル系列を用いてターボ復号を行い、誤り検出を行う。誤りが検出されない場合は ACK 信号を送信し、次のターボ符号化系列の送信を SPC に要求する。誤りが検出された場合は NACK 信号を送信し、同一ターボ符号化系列の再送を要求する。このとき、SPC は同じ分散アンテナを用いてパケットを再送する。再送パケットが受信されたら、過去に受信したパケットの対数尤度比(LLR)に再送パケットの LLR を加算し、再度誤り検出を行う。なお、本稿では、誤り検出は理想的に行えるものとしている。

以下では、FD-STBC-JTRD の符号化・復号原理について述べる。

表1 端末アンテナ本数  $N_r$ , 送信ブロック数  $J$ , 符号化ブロック数  $Q$ , 及び STBC-JTRD 符号化率  $R_s$  の関係

$N_r$	$J$	$Q$	$R_s$
1	1	1	1
2	2	2	1
3	3	4	3/4
4	3	4	3/4

### 3.1. FD-STBC-JTRD 符号化

以下、一般性を失うことなく  $J \times N_c$  個のシンボルから成るデータシンボル系列ブロック  $\{d_j(t); t=0 \sim (N_c-1)\}$ ,  $j=0 \sim (J-1)$ , をユーザへ送信するものとする。

SPC では、各データシンボル系列  $\{d_j(t); t=0 \sim (N_c-1)\}$  を  $N_c$  ポイント FFT により次式のように周波数領域信号系列  $\{D_j(k); k=0 \sim (N_c-1)\}$  へ変換する。

$$D_j(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} d_j(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (5)$$

式(5)に対して FD-STBC-JTRD 符号化を施し、以下のように表される符号化信号ブロック系列  $\mathbf{S}(k)$  を得る。

$$\mathbf{S}(k) = [\mathbf{S}_0(k), \dots, \mathbf{S}_q(k), \dots, \mathbf{S}_{Q-1}(k)] = C_{N_r} \mathbf{W}^H(k) \mathbf{D}_{N_r}(k) \quad (6)$$

ここで、 $\mathbf{S}_q(k) = [S_{q,0}(k), \dots, S_{q,n}(k), \dots, S_{q,N_r-1}(k)]^T$  は各分散アンテナから送信される第  $q$  符号化ブロックの第  $k$  周波数成分を表している。 $\mathbf{W}(k)$  は 3.3 節で示す最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく  $N_r \times N_r$  個の送信等化重み行列であり、 $(\cdot)^H$  は複素共役演算子を表す。また、符号化行列  $\mathbf{D}_{N_r}(k)$  は  $N_r = 2, 3$ , 及び 4 のときそれぞれ以下のように与えられる。

$$\mathbf{D}_2(k) = \begin{pmatrix} D_0(k) & -D_1^*(k) \\ D_1(k) & D_0^*(k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=2 \quad (7a)$$

$$\mathbf{D}_3(k) = \begin{pmatrix} D_0(k) & -D_1^*(k) & -D_2^*(k) & 0 \\ D_1(k) & D_0^*(k) & 0 & D_2(k) \\ D_2(k) & 0 & D_0^*(k) & -D_1(k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=3 \quad (7b)$$

$$\mathbf{D}_4(k) = \begin{pmatrix} D_0(k) & -D_1^*(k) & -D_2^*(k) & 0 \\ D_1(k) & D_0^*(k) & 0 & D_2(k) \\ D_2(k) & 0 & D_0^*(k) & -D_1(k) \\ 0 & D_2(k) & D_1^*(k) & D_0(k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=4 \quad (7c)$$

$C_{N_r}$  は平均送信電力を一定にするための電力正規化係数であり、次式で表される。

$$C_{N_r} = \frac{N_c}{\sqrt{\sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{n=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} |W_{m,n}(k)|^2}} \quad (8)$$

$\mathbf{S}(k)$  に  $N_c$  ポイント IFFT を適用することで、時間領域の送信信号系列  $\{s_{q,n}(t); t=0 \sim (N_c-1)\}$ ,  $n=0 \sim (N_r-1)$ ,  $q=0 \sim (Q-1)$ , を得る。 $s_{q,n}(t)$  は次式のように表せる。

$$s_{q,n}(t) = \sqrt{\frac{2P_t}{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} S_{q,n}(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (9)$$

$\{s_{q,n}(t); t=0 \sim (N_c-1)\}$  の後部  $N_g$  個のシンボルをサイクリックプレフィックス(CP)としてブロック先頭の GI に挿入し、各送信アンテナから送信する。

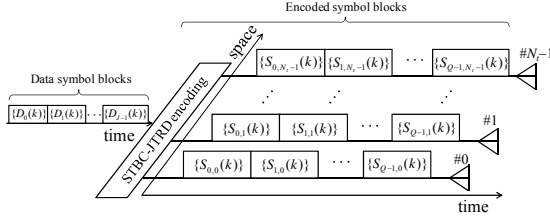


図3 STBC-JTRD 符号化の周波数領域表現

### 3.2. FD-STBC-JTRD 復号

端末では、各アンテナで受信した受信信号ブロックより GI を除去した後、 $N_c$  ポイント FFT を適用して次式のように受信信号ブロックの周波数成分  $\{R_{q,m}(k); k=0 \sim (N_c-1)\}$  を得る。

$$\begin{aligned} \mathbf{R}(k) &= [\mathbf{R}_0(k), \dots, \mathbf{R}_q(k), \dots, \mathbf{R}_{Q-1}(k)] \\ &= \sqrt{2P_r} \mathbf{H}(k) \mathbf{S}(k) + \mathbf{N}(k) \end{aligned} \quad (10)$$

ここで  $\mathbf{R}_q(k) = [R_{q,0}(k), \dots, R_{q,m}(k), \dots, R_{q,N_r-1}(k)]^T$  であり、 $\mathbf{H}(k) = [\mathbf{H}_0(k), \dots, \mathbf{H}_m(k), \dots, \mathbf{H}_{N_r-1}(k)]^T$ 、 $\mathbf{H}_m(k) = [H_{m,0}(k), \dots, H_{m,n}(k), \dots, H_{m,N_r-1}(k)]^T$  はチャネル利得行列を表す。 $\{H_{m,n}(k); k=0 \sim (N_c-1)\}$  は、式(3)を用いて次のように表現できる。

$$H_{m,n}(k) = \sqrt{r_n^{-\alpha}} \cdot 10^{-\frac{\eta_n}{10}} \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,n,l} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \quad (11)$$

また、 $\mathbf{N}(k) = [\mathbf{N}_0(k), \dots, \mathbf{N}_m(k), \dots, \mathbf{N}_{N_r-1}(k)]^T$ 、 $\mathbf{N}_m(k) = [N_{m,0}(k), \dots, N_{m,q}(k), \dots, N_{m,Q-1}(k)]$  は雑音ベクトルを表しており、 $N_{m,q}(k)$  は平均 0 で分散  $2N_0/T_s$  の加法的白色ガウス雑音(AWGN)、 $T_s$  はシンボル長である。

各周波数成分について、受信信号  $\{R_{q,m}(k)\}$ 、 $q=0 \sim (Q-1)$ 、 $m=0 \sim (N_r-1)$  を用いて STBC-JTRD 復号を施すことにより、軟判定シンボルの周波数領域信号  $\{\hat{D}_j(k)\}$ 、 $j=0 \sim (J-1)$  を得る。 $N_r=2, 3$ 、及び 4 のときの復号処理は次式のように与えられる。

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_0(k) \\ \hat{D}_1(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{0,0}(k) + R_{1,1}^*(k) \\ R_{0,1}(k) - R_{1,0}^*(k) \end{pmatrix} \dots \text{for } N_r=2 \quad (12a)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_0(k) \\ \hat{D}_1(k) \\ \hat{D}_2(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{0,0}(k) + R_{1,1}^*(k) + R_{2,2}^*(k) \\ R_{0,1}(k) - R_{1,0}^*(k) + R_{2,3}^*(k) \\ R_{0,2}(k) - R_{2,0}^*(k) - R_{3,1}^*(k) \end{pmatrix} \dots \text{for } N_r=3 \quad (12b)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_0(k) \\ \hat{D}_1(k) \\ \hat{D}_2(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{0,0}(k) + R_{1,1}^*(k) + R_{2,2}^*(k) + R_{3,3}^*(k) \\ R_{0,1}(k) - R_{1,0}^*(k) - R_{2,3}^*(k) + R_{3,2}^*(k) \\ R_{0,2}(k) + R_{1,3}(k) - R_{2,0}^*(k) - R_{3,1}^*(k) \end{pmatrix} \dots \text{for } N_r=4 \quad (12c)$$

$\{\hat{D}_j(k); k=0 \sim (N_c-1)\}$ 、 $j=0 \sim (J-1)$  に  $N_c$  ポイント IFFT を適用し、次式のような  $J$  個の軟判定シンボルブロック系列  $\{\hat{d}_j(t); t=0 \sim (N_c-1)\}$ 、 $j=0 \sim (J-1)$  を得る。

$$\hat{d}_j(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{D}_j(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (13)$$

### 3.3. MMSE 送信等化重み

相対誤差  $\varepsilon_j(k)$  を次式のように定義する。

$$\varepsilon_j(k) = \frac{\hat{D}_j(k) - C_{N_r} \sqrt{2P_r} D_j(k)}{C_{N_r} \sqrt{2P_r} \sqrt{E[D_j(k)]^2}} \quad (14)$$

各周波数点における相対誤差  $\varepsilon_j(k)$  には、正規化係数  $C_{N_r}$  を通じて全ての周波数の送信信号成分が影響を与えている。 $j$  個の送信シンボルブロックについて取り得る全ての  $N_c$  個のシンボル及び雑音に関して平均操作を行うものとする、ブロック番号は省略でき、さらに全ての周波数点における平均二乗誤差の和を新たに平均二乗誤差  $e^2$  として次式のように定義する。

$$e^2 = \sum_{k=0}^{N_c-1} E[\varepsilon_j(k)]^2 \quad (15)$$

$e^2$  は極小値を持ち、MMSE 送信等化重み  $W_{m,n}(k)$  は全ての  $m, n, k$  について  $\partial e^2 / \partial W_{m,n}(k) = 0$  を満足する解として一意に定まる。文献[8]を参考にして  $W_{m,n}(k)$  を求めると、次式のように表せる。

$$W_{m,n}(k) = \frac{H_{m,n}(k)}{\frac{1}{N_r} \left\{ \sum_{n=0}^{N_r-1} \sum_{m=0}^{N_r-1} |H_{m,n}(k)|^2 \right\} + \left( \frac{P_r T_s}{N_0} \right)^{-1}} \quad (16)$$

なお、上式を得るためには送信側(SPC)でチャネル利得および受信機雑音電力を推定する必要があるが、本論文ではこれらが理想的に得られるものとしている。

## 4. 計算機シミュレーション

### 4.1. シミュレーション方法

シミュレーション諸元を表 2 に示す。2 つの再帰的組織畳み込み(RSC)符号器から成る符号化率 1/3 のターボ符号化を行い、パリティ系列をパンクチャすることで符号化率  $R_t$  の符号化ビット系列を生成する。また、1 パケット内においてチャネル利得が変動しないパス数  $L=16$  のブロックレイリーフェージングを仮定しており、SPC におけるチャネル推定は理想的としている。

シミュレーション方法を以下に示す。まず、正規化総送信  $E_s/N_0 (E_s = P_r \cdot T_s)$  を一定とし、ユーザ位置を一様分布により決定した上で各伝搬路パラメータを生成する。続いて、フェージングを変化させながら HARQ を適用した伝送を行い、スループットの短区間平均値を測定する。以上の操作を、ユーザ位置を変化させながら十分な回数繰り返すことによってスループットの累積分布関数(CDF)を測定する。

表 2 シミュレーション諸元

Transmitter	Normalized transmit $E_s/N_0$	$E_s/N_0 = -10 \sim 15$ dB
	Data modulation	QPSK, 16QAM, 64QAM
	No. of FFT points	$N_c = 256$
	Guard interval length	$N_g = 32$
	No. of transmit antennas	$N_t = 1, 2, 4, 6$
	Equalization weight	MMSE
	Channel estimation	Ideal
Turbo coding & HARQ	Packet size	1536 bits
	Encoder	(13, 15) RSC with $R = 1/2$
	Packet combining	Chase (Type-I)
	Decoder	Log MAP with 8 iterations
Channel model	Fading	Frequency-selective block Rayleigh
	Path model	$L = 16$ with uniform power delay profile
	Time delay	$\tau_i = l$
	Path loss exponent	$\alpha = 3.5$
	Shadowing loss standard deviation	$\sigma = 7.0$
Receiver	No. of receive antennas	$N_r = 1, 2, 3$

#### 4.2. アンテナ本数の影響

図 4 に正規化送信  $E_s/N_0 = -8$  dB, 端末アンテナ本数  $N_r = 2$  とし, 分散アンテナ本数  $N_t$  をパラメータとした場合のスループットの CDF を示す. 変調方式を QPSK, ターボ符号化率  $R_t = 1/2$  としている. 図 4 から CDF の 1% 値 (Throughput<sub>1%</sub>) を比較すると,  $N_t = 1, 2, 4, 6$  のときそれぞれ Throughput<sub>1%</sub> = 0.24, 0.41, 0.46, 0.59 である. すなわち, 用いる分散アンテナを増やすほど高スループットが得られる確率が高くなるのが分かる. これは, 分散アンテナを複数用いることによる空間ダイバーシチ利得, 及び FD-STBC-JTRD による送信ダイバーシチ利得が得られるためである.

図 5 に正規化送信  $E_s/N_0$  対 Throughput<sub>1%</sub> 特性を示す. 変調方式を QPSK, 16QAM としており, 図 5(a) はパラメータ  $N_t$ , 図 5(b) はパラメータ  $N_r$  としたときの特性を示している. 図 5(a) から分かるように, やはり使用分散アンテナ本数を増やすことで特性は改善する.  $N_t = 6$  程度で十分な特性が得られており,  $N_t = 1$  と比較して QPSK (16QAM) 変調時の送信電力を約 4 dB (6 dB) 改善できる. また, 図 5(b) より,  $N_r = 3$  としたときに  $N_r = 2$  より特性が劣化しているのが分かる. これは, 端末アンテナ本数を増やすことでより大きな受信ダイバーシチ利得が得られているものの, STBC-JTRD の符号化率が  $R_s = 3/4$  に低下し, これらのトレードオフの結果としてスループットが低下してしまったためである. 以上より, 最適な端末アンテナ本数は  $N_r = 2$  である.

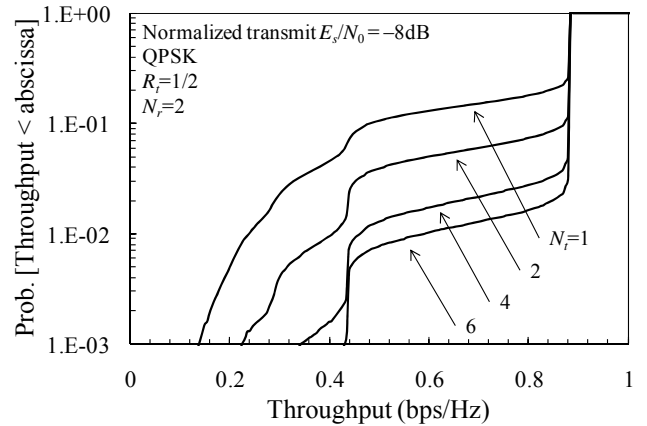
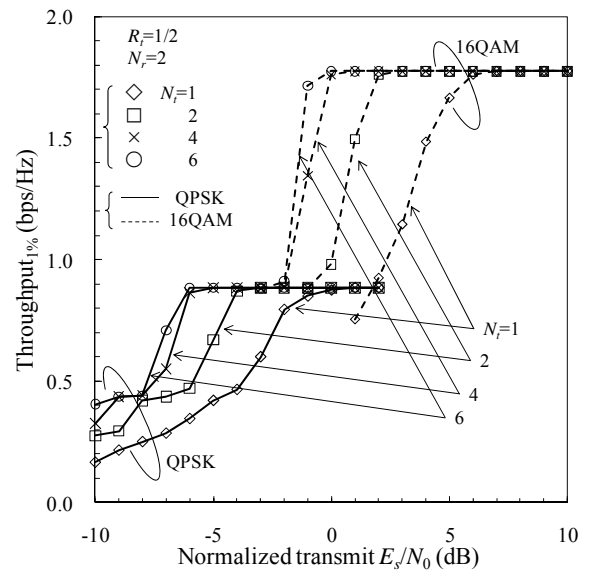
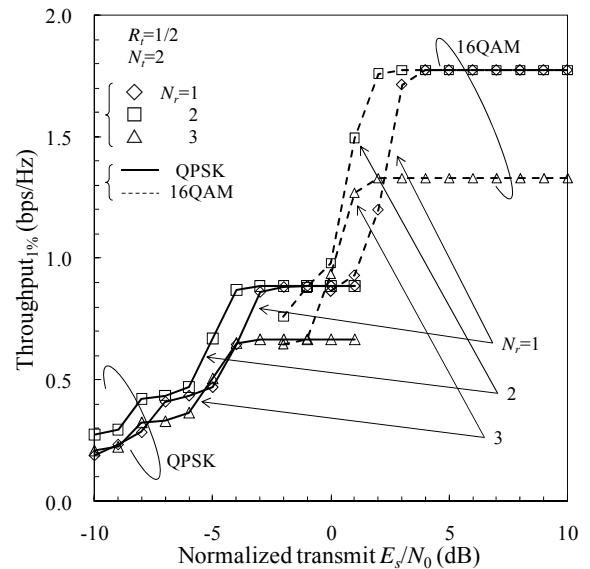


図 4 送信アンテナ本数  $N_t$  の影響



(a) パラメータ  $N_t$



(b) パラメータ  $N_r$

図 5 正規化送信  $E_s/N_0$  対 Throughput<sub>1%</sub> 特性

### 4.3. SC 伝送と OFDM 伝送の比較

図 6 に SC-DAN と OFDM-DAN における正規化送信  $E_s/N_0$  対 Throughput<sub>1%</sub> 特性比較を示す. なお, OFDM-DAN でも同様に FD-STBC-JTRD を用いる HARQ を仮定しており, 送信等化重み, 電力正規化係数はそれぞれ以下のように表される.

$$W_{m,n}(k) = H_{m,n}(k) \quad (17)$$

$$C_{N_r}(k) = \frac{1}{\sqrt{\sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{n=0}^{N_r-1} |W_{m,n}(k)|^2}} \quad (18)$$

図 6 より,  $(N_r, N_r)=(1, 1)$  のとき(ダイバーシチ利得なし), SC は OFDM に比べて特性がやや劣化していることが分かる. 特に 16QAM(64QAM)を用いた場合, 最大で約 2dB(4dB)の劣化が確認できる. これは, SC-DAN で用いた MMSE 送信等化重みによる残留 ISI の影響が原因であると考えられる. しかしながら, 複数の送受信アンテナを用いればアンテナダイバーシチ利得が得られ, 残留 ISI の影響は抑圧される. 結果として  $(N_r, N_r)=(6, 2)$  のとき, SC-DAN は OFDM-DAN とほぼ等しい特性, もしくは若干優れた特性が得られている.

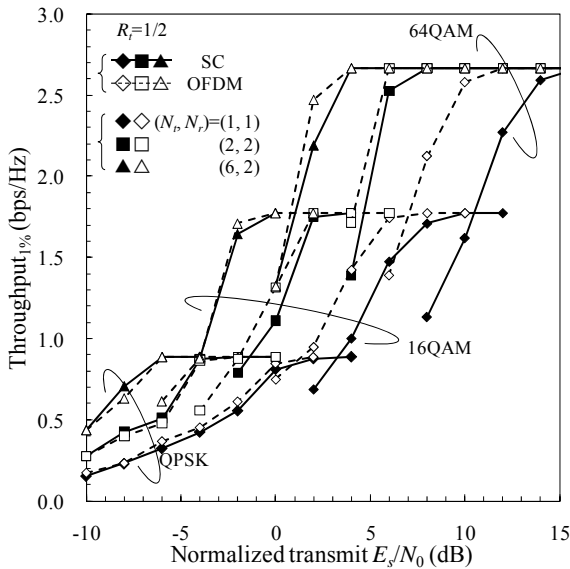


図 6 SC 伝送と OFDM 伝送の比較

### 5. むすび

本稿では, FD-STBC-JTRD を用いる SC-DAN 下りリンクにおいて HARQ を適用し, スループット分布を計算機シミュレーションによって明らかにした. 送受信アンテナ本数がスループット分布に及ぼす影響について議論し, 使用する分散アンテナを増やすほど優れた特性が得られること, 最適な端末アンテナ本数は 2 本であることを示した. また, OFDM-DAN との比較を行い, 複数の送受信アンテナを用いることで OFDM-DAN と SC-DAN はほぼ等しい特性が得られることを示した.

今後の課題としては, 従来のように基地局アンテナがセルの中央に集中したネットワーク方式との比較が挙げられる.

### 文 献

- [1] W. C. Jakes, Jr., Ed., *Microwave Mobile Communications*. Wiley, New York, 1974.
- [2] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, vol.40, no. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [3] F. Adachi, T. Sao and T. Itagaki, "Performance of multicode DS-CDMA using frequency domain equalization in a frequency selective fading channel," *IEE Electronics Letters*, vol. 39, No.2, pp. 239-241, Jan. 2003.
- [4] R. L-U. Choi and R. D. Murch, "Frequency domain pre-equalization with transmit diversity for MISO broadband wireless communications," *Proc. IEEE 56th Veh. Technol. Conf. (VTC)*, Vol. 3, pp. 1787-1791, Sept. 2002.
- [5] 留場宏道, 武田和晃, 安達文幸, "DS-CDMA 移動無線における周波数領域等化送信ダイバーシチ," *信学技報*, RCS2004-123, pp. 19-24, 2004 年 8 月.
- [6] F. Adachi and K. Takeda, "Bit Error Rate Analysis of DS-CDMA with Joint Frequency-Domain Equalization and Antenna Diversity Combining," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E87-B, No.10, pp.2991-3002, Oct. 2004.
- [7] H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, "Space-Time Block Coded-Joint Transmit/Receive Antenna Diversity using more than 4 Receive Antennas," *2008 IEEE 68th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall)*, Calgary, Canada, 21-25 September 2008.
- [8] H. Tomeba and F. Adachi, "Frequency-domain Space-Time Block Coded-Joint Transmit/Receive Diversity for The Single Carrier Transmission," *Proc.10th IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS 2006)*, Singapore, 30 Oct. - Nov. 2006.
- [9] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Select. Areas. Commun*, Vol. 16, No. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [10] A. Goldsmith, *Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005.
- [11] 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.
- [12] H. Matsuda, H. Tomeba and F. Adachi, "Channel Capacity of Distributed Antenna System Using Maximal Ratio Transmission," *The 5th IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium(APWCS 2008)*, Tohoku University, Sendai, Japan, 21-22 Aug., 2008
- [13] 松川隆介, 松田大輝, 武田一樹, 安達文幸, "分散アンテナネットワークにおける時空間符号化送受信ダイバーシチの検討," *信学技報*, RCS2009-302, pp. 257-262, 2010 年 3 月.
- [14] R. Matsukawa, T. Obara, K. Takeda, and F. Adachi, "Single-carrier Distributed Antenna Network Downlink Using Joint Transmit/Receive Diversity," *Proc.12th IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS 2010)*, Singapore, 17-20 Nov. 2010.
- [15] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding; Turbo-codes. 1," *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Vol. 2, pp. 1064-1070, Switzerland, May 1993.
- [16] D. Chase, "Code combining- A maximum-likelihood decoding approach for combining an arbitrary number of noisy packets," *IEEE Trans., Commun.*, Vol. 33, No. 5, pp.385-393, May 1985.