

送受信ダイバーシチを用いた下りリンク伝送における 分散アンテナネットワークの送信電力低減効果

松川 隆介[†] 小原 辰徳[†] 武田 一樹[†] 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: [†] {matsukawa, obara, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 多数のアンテナを基地局の周辺に分散配置する分散アンテナネットワーク(DAN)は、移動端末近傍の複数の分散アンテナを用いることで伝搬損失による局所平均受信電力の低下を軽減できるだけでなく、空間ダイバーシチ効果によりシャドウイングおよび周波数選択性フェージングの影響を救済できる。筆者らはこれまで、シングルキャリア(SC-)DANにおける周波数領域時空間符号化送受信ダイバーシチ(FD-STBC-JTRD)について検討し、FD-STBC-JTRD に用いる分散アンテナ数を増加させるにつれスループット特性を大幅に改善できることを明らかにした。本稿では、アンテナが基地局に集中している従来のセルラネットワーク(集中アンテナネットワーク(CAN)と呼ぶ)と SC-DAN との比較を行っている。FD-STBC-JTRD を用いる SC-DAN と SC-CAN の下りリンク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求め、SC-CAN に比べて SC-DAN が所要送信電力を大幅に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

Transmit Power Reduction of Distributed Antenna Network for Downlink Transmissions Using Joint Transmit/Receive Diversity

Ryusuke MATSUKAWA[†] Tatsunori OBARA[†] Kazuki TAKEDA[†] 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: [†] {matsukawa, obara, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Distributed antenna network (DAN), in which a group of multiple antennas are distributed in a cell, can mitigate not only the variations of the local average received signal power due to path loss but also the negative impacts of shadowing and frequency-selective fading. In our previous work, we studied 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 showed that the throughput performance significantly improves by increasing the number of distributed antennas to be used for transmissions. In this paper, we compare SC-DAN and SC centralized antenna network (SC-CAN). The spatial distributions of the downlink throughput achievable by SC-DAN and SC-CAN using FD-STBC-JTRD are investigated by computer simulation and it is shown that SC-DAN can significantly reduce the required transmit power compared to SC-CAN.

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

1. はじめに

次世代移動無線通信では、ギガビット毎秒クラスの超高速データ伝送が期待されている。このような高速移動無線通信では、伝搬損失、シャドウイング損失、及びマルチパスフェージングの影響を受けてチャネルが複雑に変動し、伝送特性の劣化を引き起こすことが知られている[1], [2]。アンテナが基地局に集中して配置される従来のセルラネットワーク(本稿では集中アンテナネットワーク(CAN)と呼ぶ)では、セル境界に存在する端末の平均受信電力が伝搬損失やシャドウイング損失により著しく低下することがある。マルチパスフェージングの影響を救済する有効な技術としてはア

ンテナダイバーシチ技術[3]-[9]が挙げられるが、アンテナが一か所に集中している場合にはシャドウイング損失及び伝搬損失の影響は軽減出来ず、伝送特性の改善効果には限界が生じてしまう。

多数のアンテナを基地局の周辺に分散配置する分散アンテナネットワーク(DAN) [10]-[12]では、信号処理センター(SPC)が従来の基地局処理を担い、従来のセル内に配置された各分散アンテナは光ファイバによって SPC に接続されている。移動端末近傍に位置する複数の分散アンテナを用いれば通信距離を短縮できるため、伝搬損失の影響を大幅に軽減できる。また、複数の分散アンテナを利用することで空間ダイバーシチ利

得が得られ、周波数選択性フェージングのみならずシャドウイング損失の影響を軽減できる。

筆者らは周波数領域時空間符号化送受信ダイバーシチ(FD-STBC-JTRD)に注目している[6], [7]. FD-STBC-JTRDでは、周波数領域送信等化(送信FDE)を併用した時空間符号化を送信側に適用し、受信側ではチャンネル情報(CSI)を必要としない簡易な加減算と複素共役演算によって最大比合成ダイバーシチ利得を獲得できる。受信側でCSIを用いる従来の周波数領域時空間符号化送受信ダイバーシチ(FD-STTD)[8], [9]とは異なり、受信アンテナ数が2本までであれば符号化率の低下を引き起こさずに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(ただし、受信アンテナが3本以上の場合は符号化率が低下する)。また、シングルキャリア(SC)伝送の場合、最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく送信FDEを適用することにより、空間ダイバーシチ利得に加えてチャンネルの周波数選択性を利用した周波数ダイバーシチ利得を得ることができ、優れた伝送特性を実現出来る。

筆者らはこれまでSC-DAN下りリンク伝送について検討を行い、移動端末周辺に位置する複数の分散アンテナを用いてFD-STBC-JTRDを行うことで伝送特性を大幅に改善できることを示した[13], [14]. 本稿では、Incremental redundancy (IR)法を用いるハイブリッド自動再送要求(IR-HARQ)[15]-[17]を採用したパケットアクセスを対象に、FD-STBC-JTRDを用いるSC-DANとSC-CANの下りリンク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求め、両者の比較を行う。

2. 伝送モデル

2.1. チャンネルモデル

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ン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ン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。

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

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 パスの複素チャンネル利得を表しており($E[\sum_{l=0}^{L-1} |h_{m,n,l}|^2] = 1$)、 τ_l は第 l パスの遅延時間である。また、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[1], 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瞬時受信電力 $P_{r,n}$ は次式で表せる。

$$P_{r,n} = p_{t,n} \cdot r_n^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta_n}{10}} \sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{l=0}^{L-1} |h_{m,n,l}|^2 \quad (2)$$

ここで、 N_r は端末の受信アンテナ本数、 $p_{t,n}$ は第 n 分散アンテナからの送信電力、 α は伝搬損失指数、 η_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 σ の正規分布に従うランダム変数である。また、 $P_{t,n} = p_{t,n} \cdot R^{-\alpha}$ 、 $R_n = r_n/R$ とおくと、式(1)は次のように表現できる。

$$\begin{aligned} P_{r,n} &= (p_{t,n} \cdot R^{-\alpha}) \cdot (r_n/R)^{-\alpha} \cdot \sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{l=0}^{L-1} |h_{m,n,l}|^2 \\ &= P_{t,n} \cdot R_n^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta_n}{10}} \cdot \sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{l=0}^{L-1} |h_{m,n,l}|^2 \end{aligned} \quad (3)$$

式(2)は、送信点からの距離 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、正規化距離 R_n ($0 \leq R_n \leq 1$)における受信電力を示している。ただし、正規化総送信電力は P_t に保たれる(つまり、 $P_t = \sum_{n=0}^{N_r-1} P_{t,n}$)。電力の配分は後述する送信等化重みによって行われる。以下本稿では、すべて正規化距離および正規化送信電力を用いて表記する。

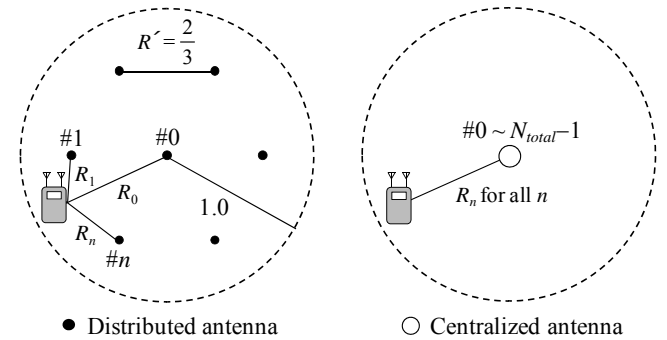


図1 ネットワークモデル

2.2. 下りリンクネットワークモデル

図1にSC-DANおよびSC-CANのモデルを示す。本稿ではシングルユーザ環境を仮定しており、半径1のセル内にユーザが1様に発生するものとする。SC-DANの場合、セル内には $N_{total}=7$ 本の分散アンテナが等間隔で均一に配置されており、隣接する分散アンテナ間の距離を $R'=2/3$ としている。

ところでDANでは、FD-STBC-JTRDに用いる分散アンテナの選択方法に伝送特性が大きく依存する。パス数が $L \gg 1$ のとき、大数の法則[2]より $\sum_{l=0}^{L-1} |h_{m,n,l}|^2 \approx 1$ と近似できるから、これと式(2)より瞬時受信電力値は短区間平均値にほぼ一致する。よって本稿では、短区間平均電力が高い順(つまり伝搬損失(dB)とシャドウイング損失(dB)との和が小さい順)に N_r 本の分散アンテナを選択するものとする。端末では N_r 本のアンテナを用いて受信ダイバーシチを行う。

比較のため、SC-CANの場合にも、SC-DANと同じ N_{total} 本のアンテナを基地局に配置する。このとき、何れの基地局アンテナと端末アンテナ間の伝搬損失及びシャドウイング損失もそれぞれ等しくなるため、 $\sum_{l=0}^{L-1} |h_{m,n,l}|^2$ の大きい順に N_r 本のアンテナを選択する。

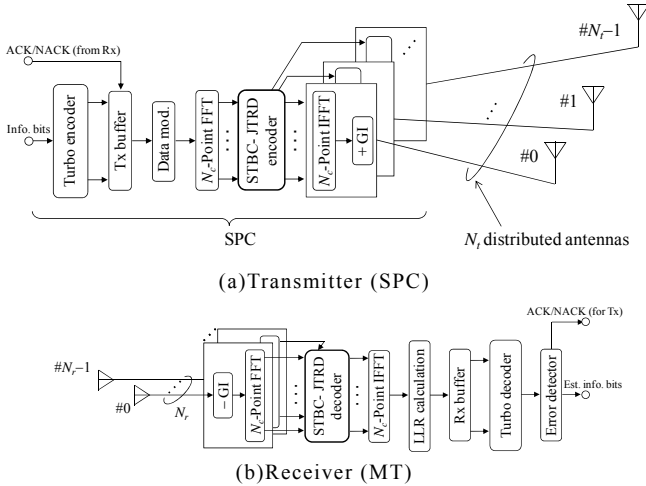


図2 SC-DAN下りリンクの送受信系

3. IR-HARQ と FD-STBC-JTRD を用いる 下りリンク伝送

HARQとFD-STBC-JTRDを用いる下りリンク送受信系を図2に示す. 本稿では, 誤り訂正符号化として2つの再帰的組織畳み込み(RSC)符号器から成るターボ符号化[15]を用い, 端末はIncremental redundancy (IR)[16]によるパケット合成を行うものとする.

まず基地局送信機は, 情報ビット系列に対してターボ符号化を適用することにより符号化ビット系列を得る. 本稿ではType II S-P2 [17]を仮定しており, 次式に示す行列を用いたパンクチャを行うことにより送信ビット系列を生成する.

$$I_0 = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, I_1 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, I_2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (4)$$

I_i は, $(i+1)$ 回目の送信時に用いるパンクチャ行列を表す. IR法を用いる HARQ の例を図3に示す. 初回の送信時にはシステムチックビットのみを送信し, 1回目, 及び2回目の再送時にはパンクチャ行列に基づいてパリティビットが送信される. 図3では2回目の再送時に全情報ビットが正しく復号された例を示しているが, もしそれ以降も誤りが検出された場合, 上記の送信パターンを繰り返して再送が行われる.

続いて, 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それぞれ N_c ポイント高速フーリエ変換(FFT)を適用した後, 図4に示すようにFD-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 N_r 個の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 , および符号化率 $R_{coded} = J/Q$ の関係は表1ようになる.

端末受信機では, 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 個の直交周波数成分からなる周波数領域信号に変換した後でFD-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基地局(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.

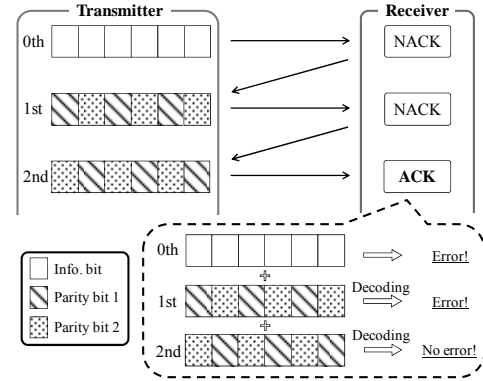


図3 IR法を用いる HARQ の例

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

| N_r | J | Q | R_{coded} |
|-------|-----|-----|-------------|
| 1 | 1 | 1 | 1 |
| 2 | 2 | 2 | 1 |
| 3 | 3 | 4 | 3/4 |

3.1. FD-STBC-JTRD 符号化

以下, 一般性を失うことなく N_c 個のデータシンボルから成る J 個のブロック $\{d_j(t); t=0 \sim (N_c-1), j=0 \sim (J-1)\}$, を送信するものとする.

基地局(SPC)では, 各データブロック $\{d_j(t); t=0 \sim (N_c-1)\}$ を N_c ポイント FFT により次式のように周波数領域信号 $\{D_j(k); k=0 \sim (N_c-1)\}$ へ変換する.

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

次に, 次式のように FD-STBC-JTRD 符号化[7]を施して符号化信号ブロック $\mathbf{S}(k)$ を得る.

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

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. $\mathbf{W}(k) = [\mathbf{W}_0(k), \dots, \mathbf{W}_m(k), \dots, \mathbf{W}_{N_r-1}(k)]$ は最小平均二乗誤差(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, $\mathbf{W}_m(k) = [W_{m,0}(k), \dots,$

$W_{m,n}(k), \dots, W_{m,N_r-1}(k)$ は第 m 受信アンテナに対する送信重みベクトルである。 $W_{m,n}(k)$ は次式で与えられる[3].

$$W_{m,n}(k) = A(k) \cdot H_{m,n}(k) \quad (7)$$

ここで,

$$A(k) = \frac{1}{\frac{1}{N_r} \sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{n=0}^{N_r-1} |H_{m,n}(k)|^2 + \left(\frac{E_s}{N_0}\right)^{-1}} \quad (8)$$

であり, $(\cdot)^H$ は複素共役演算子を表す。符号化行列 $\mathbf{D}_{N_r}(k)$ は文献[7]で示されており, $N_r=1, 2,$ 及び 3 のときそれぞれ以下のように与えられている。

$$\mathbf{D}_1(k) = D_0(k) \quad \dots \text{ for } N_r=1 \quad (9a)$$

$$\mathbf{D}_2(k) = \begin{pmatrix} D_0(k) & -D_1^*(k) \\ D_1(k) & D_0^*(k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=2 \quad (9b)$$

$$\mathbf{D}_3(k) = \begin{pmatrix} D_0(k) & -D_1^*(k) & -D_2^*(k) & 0 \\ D_1(k) & D_0^*(k) & 0 & D_2(k) \\ D_2(k) & 0 & D_0^*(k) & -D_1(k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=3 \quad (9c)$$

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。

$$C_{N_r} = \sqrt{\frac{N_c}{\sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{n=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} |W_{m,n}(k)|^2}} \quad (10)$$

$\mathbf{S}(k)$ 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。

$$s_{q,n}(t) = \sqrt{\frac{2P_t}{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} S_{q,n}(k) \exp\left(j2\pi \frac{k}{N_c} t\right) \quad (11)$$

最後に, $\{s_{q,n}(t); t=0 \sim (N_c-1)\}$ 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。

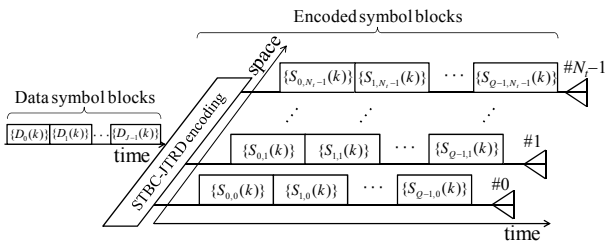


図4 STBC-JTRD 符号化の周波数領域表現

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周波数領域受信信号 $\{R_{q,m}(k); k=0 \sim (N_c-1)\}$ を得る。

$$\mathbf{R}(k) = [\mathbf{R}_0(k), \dots, \mathbf{R}_q(k), \dots, \mathbf{R}_{Q-1}(k)] \\ = \sqrt{2P_r} \mathbf{H}(k) \mathbf{S}(k) + \mathbf{N}(k) \quad (12)$$

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。

$$H_{m,n}(k) = \sqrt{R_n^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta_n}{10}}} \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,n,l} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \quad (13)$$

また, $\mathbf{N}(k) = [\mathbf{N}_0(k), \dots, \mathbf{N}_m(k), \dots, \mathbf{N}_{N_r-1}(k)]^T$ は雑音ベクトルを表しており, $\mathbf{N}_m(k) = [N_{m,0}(k), \dots, N_{m,q}(k), \dots, N_{m,Q-1}(k)]$ は第 m 受信アンテナにおける雑音ベクトルである。ここで, $N_{m,q}(k)$ 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, $\{R_{q,m}(k); q=0 \sim Q-1, m=0 \sim N_r-1\}$ を用いて FD-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 $\hat{\mathbf{D}}_{N_r}(k)$ を得る。 $N_r=1, 2,$ 及び 3 のときの復号処理は次式のように表せる。

$$\hat{\mathbf{D}}_1(k) = R_{0,0}(k) \quad \dots \text{ for } N_r=1 \quad (14a)$$

$$\hat{\mathbf{D}}_2(k) = \begin{pmatrix} R_{0,0}(k) + R_{1,1}^*(k) \\ R_{0,1}(k) - R_{1,0}^*(k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=2 \quad (14b)$$

$$\hat{\mathbf{D}}_3(k) = \begin{pmatrix} R_{0,0}(k) + R_{1,1}^*(k) + R_{2,2}^*(k) \\ R_{0,1}(k) - R_{1,0}^*(k) + R_{3,2}^*(k) \\ R_{0,2}(k) - R_{2,0}^*(k) - R_{3,1}^*(k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=3 \quad (14c)$$

式(14)は次式のように書き直すことができる。

$$\hat{\mathbf{D}}_{N_r}(k) = \sqrt{2P_r} A(k) \sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{n=0}^{N_r-1} |H_{m,n}(k)|^2 \begin{pmatrix} D_0(k) \\ \vdots \\ D_{J-1}(k) \end{pmatrix} + \hat{\mathbf{N}}(k) \quad (15)$$

ただし, $\hat{\mathbf{N}}(k)$ は復号後の等価雑音成分を表す。式(15)より, FD-STBC-JTRD では $N_r \times N_r$ 次のダイバーシチ利得が得られていることが分かる。最後に, $\{\hat{D}_j(k); k=0 \sim (N_c-1), j=0 \sim (J-1)\}$, に N_c ポイント IFFT を適用することにより, 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。

$$\hat{d}_j(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{D}_j(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (16)$$

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。1パケット内でチャネル利得が変動しないパス数 $L=16$ の周波数選択性ブロックレイリーフェージングを仮定しており, 基地局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で発生させた後に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 伝送を

行い、短区間スループットを測定する。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。得られた CDF から、スループットのアウテージ 1%値(1%スループット), 及び 50%値(50%スループット)を算出している。

表 2 シミュレーション諸元

| | | |
|---------------|-----------------------------------|------------------------------------|
| Transmitter | Data modulation | 16QAM |
| | Block size | $N_c=256$ |
| | Guard interval length | $N_g=32$ |
| | No. of antennas in a cell | $N_{total}=7$ |
| | No. of transmit antennas | $N_t=1, 2, 4, 7$ |
| | Transmit weight | MMSE |
| Coding & HARQ | Channel estimation | Ideal |
| | Packet size | 1536 bits |
| | Encoder & coding rate | (13, 15) RSC, $R_t=1/3$ |
| | Packet combining | Type II S-P2 |
| Channel model | Decoder | Log MAP (8 iterations) |
| | Fading | Frequency-selective block Rayleigh |
| | Power delay profile | $L=16$ -path uniform |
| | Time delay | $\tau_l=l$ |
| | Path loss exponent | $\alpha=3.5$ |
| Receiver | Shadowing loss standard deviation | $\sigma=7.0$ |
| | No. of receive antennas | $N_r=1, 2$ |

4.2. スループット特性

図 5 に、16QAM 変調時における正規化送信 E_s/N_0 対 1%スループット特性を示す。送受信アンテナを複数用いることでスループットを改善できることが分かる。これは、FD-STBC-JTRD を用いることで $N_t \times N_r$ 次のダイバーシチ利得が得られるだけでなく、異なる位置に分散配置された分散アンテナを用いていることからシャドウイング損失の影響を軽減できるためである。ただし、 N_t を増やすほど伝搬損失の影響が大きいアンテナも送信に参加することとなり、それらにはほとんど送信電力が割り当てられない。この結果、 $N_t=4$ 本程度で十分なスループット改善効果が得られていることが分かる。なお、端末の受信アンテナ本数 N_r については、受信ダイバーシチ利得と FD-STBC-JTRD の符号化率 R_{coded} のトレードオフにより $N_r=2$ のときに最大のスループットが得られる[14]。以降では、 $(N_t, N_r) = (4, 2)$ として検討を行う。

図 6 に DAN と CAN における正規化送信 E_s/N_0 対 1%スループット特性を示す。CAN に比べ、DAN が大幅に優れたスループット特性を示していることが分かる。これは CAN の場合、セル端付近に存在する端末の伝搬損失が救済できないこと、また送信アンテナ本数を増やしてもシャドウイング損失の影響を軽減できないことによるものである。同様に、50%スループットの比較も行った。1%スループットおよび 50%スループッ

トがピークを達成するための所要送信 E_s/N_0 を表 3 で比較する。表 3 より、DAN は CAN に比べて 1%スループット (50%スループット) を達成する所要送信電力を約 16dB(9dB)も低減できることが分かる。

DAN では特にセル端付近に存在する端末のスループットの改善効果が高い。これを確認するため、端末の位置を固定してスループットを測定した結果を図 7 に示す。なお、正規化送信を $E_s/N_0=0$ dB, $(N_t, N_r) = (4, 2)$ とした。やはり CAN ではセル端におけるスループットが著しく劣化しているのに対し、DAN ではセル端を含め広範囲にわたって高いスループットが得られていることが確認できる。

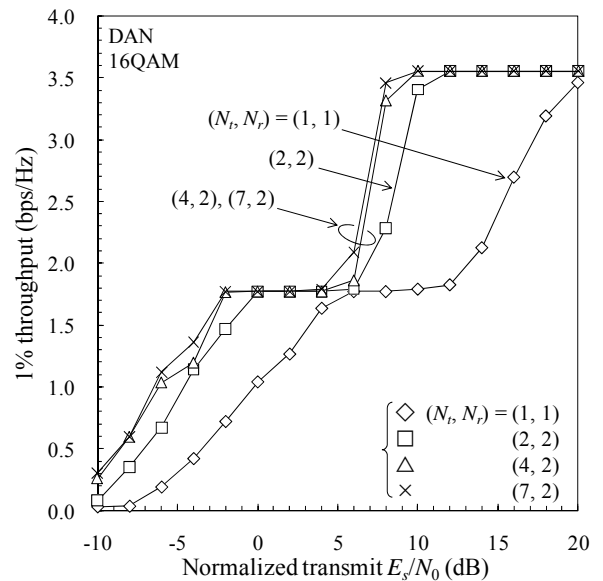


図 5 N_t, N_r が 1%スループットに及ぼす影響

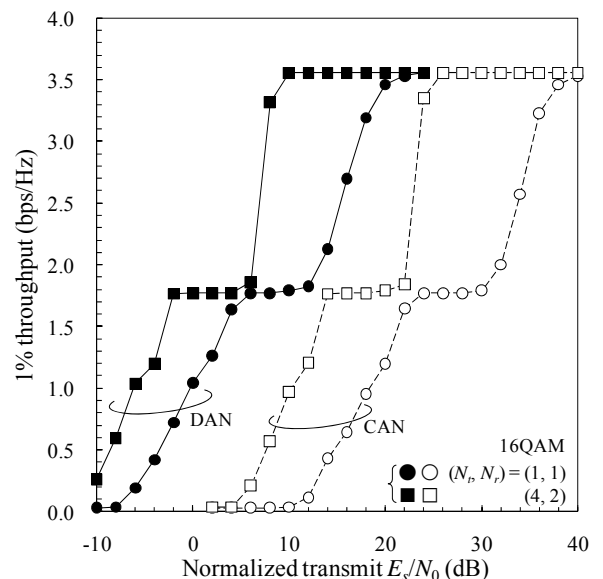


図 6 DAN と CAN の 1%スループット

表 3 所要送信 E_s/N_0 の比較 ($N_t=4, N_r=2$)

| | DAN | CAN |
|----------------|------|------|
| 1% throughput | 10dB | 26dB |
| 50% throughput | -3dB | 6dB |

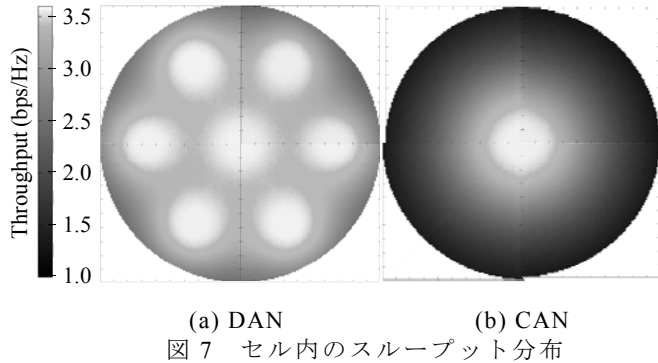


図 7 セル内のスループット分布

4.3. セル端における PER 特性

端末の位置をセル端に設定し、再送回数 i をパラメータとして残留 PER 特性を測定したものを図 8 に示す。再送回数の増加による改善量を比較すると、DAN と CAN にはあまり差が見られない。これは、再送により等しい符号化利得が得られているためである。しかしながら、CAN では伝搬損失およびシャドウイング損失の影響が軽減できないため、残留 PER は DAN に比べて大幅に劣化している。再送回数 $i=2$ のときに所要 $PER=10^{-2}$ を得るための送信 E_s/N_0 を比較すると、DAN は CAN に比べて約 17dB 低減できることが分かる。

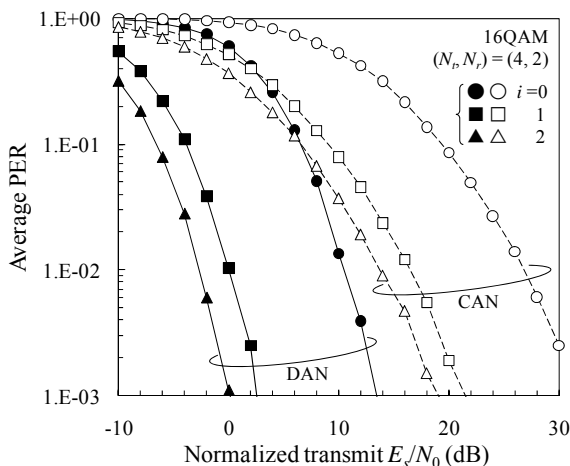


図 8 セル端における平均 PER 特性

5. むすび

本稿では、IR-HARQ を採用した下りリンクパケットアクセスを対象に、FD-STBC-JTRD を用いる SC-DAN と SC-CAN の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求め、DAN と CAN の比較を行った。DAN は伝搬損失やシャドウイング損失の影響を著しく軽減でき、所要送信電力を CAN より大幅に低減できることを示した。

文 献

- [1] A. Goldsmith, *Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005.
- [2] J. G. Proakis, *Digital communications*, 4th ed., McGraw-Hill, 2001.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] K. Takeda, T. Itagaki, and F. Adachi, "Application of space-time transmit diversity to single-carrier transmission with frequency-domain equalization and receive antenna diversity in a frequency-selective fading channel," IEE Proc.-Commun., vol. 151, No.6, pp. 627-632, Dec. 2004.
- [10] 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.
- [11] 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
- [12] W. Choi, "Downlink performance and capacity of distributed antenna systems," IEEE Trans. Wireless Commun., Vol. 6, No. 1, pp. 69-73, Jan. 2007.
- [13] 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.
- [14] 松川隆介, 小原辰徳, 武田一樹, 安達文幸, "時空間符号化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," 信学技報, RCS2010-131, pp.157-162, 2010 年 10 月
- [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] J. Hagenauer, "Rate-compatible punctured convolutional codes (RCPC codes) and their application," IEEE Trans. Commun., Vol. 36, No. 4, pp. 389-400, Apr. 1988.
- [17] D. Garg and F. Adachi, "Throughput comparison of turbo-coded HARQ in OFDM, MC-CDMA and DS-CDMA with frequency-domain equalization," IEICE Trans. Commun., vol. E88-B, no.2, pp.664-677, Feb. 2005.