

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

松川 隆介¹ 松田 大輝² 武田 一樹² 安達 文幸³

1 東北大学工学部電気情報・物理工学科 2,3 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: 1,2{matsukawa, matsuda, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, 3adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 空間的に離して配置された基地局アンテナ(分散アンテナ)を用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として知られており、多数の分散アンテナを利用して空間ダイバーシチを行えば伝送特性を大幅に改善できる。また、時空間符号化送受信ダイバーシチ(STBC-JTRD)は、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、特に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。本論文では、周波数選択性チャネルにおける DAN 下りリンクのシングルキャリア(SC)伝送に周波数領域 STBC-JTRD を適用したときの誤り率(BER)の空間分布を計算機シミュレーションによって明らかにしており、送受信アンテナ本数やチャネルのパス数が BER 分布に与える影響について考察を行っている。

キーワード 分散アンテナ, 空間ダイバーシチ, STBC-JTRD, 周波数選択性チャネル

A Study on Space-Time Block Coded-Joint Transmit/Receive Diversity for A Distributed Antenna Network

Ryusuke MATSUKAWA¹ Hiroki Matsuda² Kazuki Takeda² Fumiya ADACHI³

1 Dept. of Electrical, Information and Physics Engineering, School of Engineering, Tohoku University

2,3 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: 1,2{matsukawa, matsuda, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, 3adachi@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. Transmit antenna diversity can improve significantly the transmission performance. In this paper, we consider space-time block coded-joint transmit/receive diversity (STBC-JTRD) for the single-carrier (SC) DAN downlink in a frequency-selective channel. STBC-JTRD can use as many distributed antennas as possible while limiting the number of receive antennas. We investigate, by computer simulation, the spatial distribution of bit error rate (BER) achievable by frequency-domain STBC-JTRD and discuss the impact of the number of transmit/receive antennas and propagation paths.

Keywords distributed antenna, site diversity, STBC-JTRD, frequency-selective channel

1. はじめに

次世代の移動無線通信では 1Gbps クラスの高速データ通信が期待されているが、これを実現するためには伝搬損失、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る伝送品質の劣化を救済することが不可欠である[1]。多数のアンテナ(分散アンテナ)を空間的に十分離して配置した分散アンテナネットワーク(DAN) [2,3]は、基地局アンテナと移動局間の距離が従来のネットワークに比べて短くなるために伝搬損失の影響を軽減できるだけでなく、これら複数の分散アン

テナを利用して協調通信を行うことで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。文献[3]では、DAN 下りリンクに最大比送信ダイバーシチを適用することにより送信アンテナ本数を増やすにつれてアウトージチャネル容量を増加できるが、5 本程度で十分であることを示している。

筆者らは、時空間符号化送受信ダイバーシチ(STBC-JTRD)に注目している[4-6]。STBC-JTRD では、送信側でチャネル情報(CSI)を用いた送信符号化を行い、受信側で加減算と複素共役演算による簡単な復号

を行うことによって最大比ダイバーシチ利得を得ることができる。また、STBC-JTRDでは受信アンテナ本数には制限があるものの、符号化利得を低下させることなく任意の本数の送信アンテナを用いることができる。受信アンテナの本数に応じて符号化および復号方法が異なり、現在では受信アンテナ本数が6本までの場合についてその方法が示されている[5]。

周波数領域送信等化と周波数領域受信等化とを同時に用いる周波数領域 STBC-JTRD では、空間ダイバーシチ利得に加え、チャネルの周波数選択性を利用して周波数ダイバーシチ利得を獲得できる[6]。周波数領域 STBC-JTRD を下りリンクに用いることで、簡易な移動局構成のままで優れた伝送特性を得ることができる。上りリンクには、基地局に任意の本数の受信アンテナを用いることができる時空間符号化送信ダイバーシチ(STTD) [7,8]を用いればよい。

本論文では、DAN 下りリンクに周波数領域 STBC-JTRD を適用したときのビット誤り率(BER)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。本論文の構成は以下の通りである。まず、第2章において DAN 下りリンク伝送モデルを示し、次いで第3章では周波数領域 STBC-JTRD について述べる。第4章では、計算機シミュレーションを用いて BER の分布を測定し、アンテナ本数やパス数の影響について検討を行う。

2. 伝送モデル

本論文では、シングルユーザ環境におけるシングルキャリア(SC)伝送を用いる DAN 下りリンクについて検討している。DAN のシステムモデルおよびチャネルモデルを以下に示す。

2.1. DAN 下りリンクモデル

DAN 下りリンクのモデルを図1に示す。各分散アンテナが等間隔 R で格子状に配置されており、図中(A)で示す領域内にユーザが発生するものとする。基地局側ではユーザからの距離が最も近い N_t 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、移動局では 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。

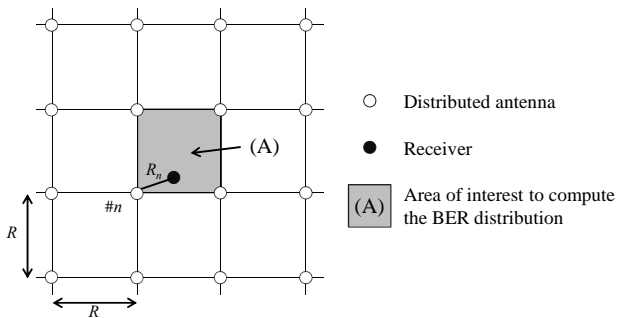


図1 DAN システムモデル

2.2. 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およ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、このとき第 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[3]。

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

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

ここで、 $P_{t,n}$ 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、 $d_n = R_n / R$ 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 $\Omega_n = d_n^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_n/10}$ とおくと、 $P_{r,n}$ は次式のように表現できる。

$$P_{r,n} = \bar{P}_{t,n} \cdot \Omega_n \quad (2)$$

ここで、 $\bar{P}_{t,n} = P_{t,n} \cdot R^{-\alpha}$ である。式(2)は、正規化距離 R における受信電力が $\bar{P}_{t,n}$ 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。なお、 $\bar{P}_{t,n}$ は正規化総送信電力 $\bar{P}_t = \sum_{n=0}^{N_t-1} \bar{P}_{t,n}$ と後述する送信等化重みによって決定される。

また、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 受信アンテナ間における第 l パスの複素チャネル利得であり ($E[\sum_{l=0}^{L-1} |h_{m,n,l}|^2] = 1$)、 τ_l は第 l パスにおける遅延時間である。

3. 周波数領域 SC-STBC-JTRD

本章では、SC 伝送を用いる DAN 下りリンクにおける周波数領域 STBC-JTRD について述べる。

3.1. 符号化

周波数領域 STBC-JTRD の送受信系を図2に示す。ここで、送信アンテナ本数を N_t 、受信アンテナ本数を N_r とする。また、以下では連続する J 個のシンボルブロックから成る送信シンボル系列 $\{s_j(t); t=0 \sim (N_c-1)\}$, $j=0 \sim (J-1)$, をユーザへ送信するものとする。

送信機では、各送信シンボルブロック $\{s_j(t); t=0 \sim (N_c-1)\}$ を N_c ポイント FFT により次式のように周波数領域信号 $\{S_j(k); k=0 \sim (N_c-1)\}$ へ変換する。

$$S_j(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s_j(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (4)$$

そして、 J 個の周波数領域信号ブロック $\{S_0(k), \dots, S_J(k), \dots, S_{J-1}(k)\}$, $j=0 \sim (J-1)$, を図 3 のように $N_c \times Q$ 個の周波数領域ブロックに STBC-JTRD 符号化した後、 N_c ポイント IFFT により連続する Q 個の時間領域符号化ブロックに変換する。このように、STBC-JTRD では J 個の送信シンボルブロックを用いて Q 個の符号化ブロックから成る N_t 個のブロック系列を生成する。そして、 N_t 本の送信アンテナからそれぞれ Q 個の符号化ブロック系列を送信する。送信ブロック数 J と符号化ブロック系列長 Q は受信アンテナ本数 N_r に依存し、 N_r , J , Q , および符号化率 $R=J/Q$ の関係は表 1 のようになる。符号化率は、 $N_r=3$ および 4 のとき $R=3/4$ に、 $N_r=5$ および 6 のとき $R=2/3$ となってしまうことが分かっている [5]。

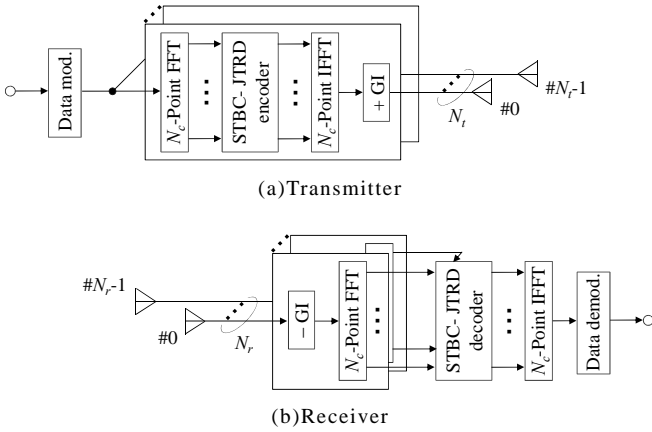


図 2 周波数領域 STBC-JTRD 送受信系

表 1 受信アンテナ本数 N_r , 送信ブロック系列長 J , 符号化ブロック系列長 Q および符号化率 R の関係

N_r	J	Q	R
1	1	1	1
2	2	2	1
3	3	4	3/4
4	3	4	3/4

以下では、周波数領域 STBC-JTRD 符号化について述べる。第 n 送信アンテナから送信する第 q 符号化ブロックの第 k 周波数成分 $\{\tilde{S}_{q,n}(k); k=0 \sim (N_c-1)\}$ は、 $N_r=2, 3$, および 4 のときそれぞれ次式で表される。

$$\begin{pmatrix} \tilde{S}_{0,n}(k) \\ \tilde{S}_{1,n}(k) \end{pmatrix} = C_{N_r=2} \begin{pmatrix} S_0(k)W_{0,n}^*(k) + S_1(k)W_{1,n}^*(k) \\ S_0^*(k)W_{1,n}^*(k) - S_1^*(k)W_{0,n}^*(k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=2 \quad (5a)$$

$$\begin{pmatrix} \tilde{S}_{0,n}(k) \\ \tilde{S}_{1,n}(k) \\ \tilde{S}_{2,n}(k) \\ \tilde{S}_{3,n}(k) \end{pmatrix} = C_{N_r=3} \begin{pmatrix} S_0(k)W_{0,n}^*(k) + S_1(k)W_{1,n}^*(k) + S_2(k)W_{2,n}^*(k) \\ S_0^*(k)W_{1,n}^*(k) - S_1^*(k)W_{0,n}^*(k) \\ S_0^*(k)W_{2,n}^*(k) & -S_2^*(k)W_{0,n}^*(k) \\ S_1^*(k)W_{2,n}^*(k) - S_2^*(k)W_{1,n}^*(k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=3 \quad (5b)$$

$$\begin{pmatrix} \tilde{S}_{0,n}(k) \\ \tilde{S}_{1,n}(k) \\ \tilde{S}_{2,n}(k) \\ \tilde{S}_{3,n}(k) \end{pmatrix} = C_{N_r=4} \begin{pmatrix} S_0(k)W_{0,n}^*(k) + S_1(k)W_{1,n}^*(k) + S_2(k)W_{2,n}^*(k) \\ S_0^*(k)W_{1,n}^*(k) - S_1^*(k)W_{0,n}^*(k) + S_2(k)W_{3,n}^*(k) \\ S_0^*(k)W_{2,n}^*(k) - S_1(k)W_{3,n}^*(k) - S_2^*(k)W_{0,n}^*(k) \\ S_0(k)W_{3,n}^*(k) + S_1^*(k)W_{2,n}^*(k) - S_2^*(k)W_{1,n}^*(k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=4 \quad (5c)$$

ここで、 $\{W_{m,n}(k); k=0 \sim (N_c-1)\}$, $m=0 \sim (N_r-1)$, $n=0 \sim (N_t-1)$, は 3.4 節で示す最小平均二乗誤差(MMSE)送信等化重みである。なお、MMSE 送信等化重みを得るためには送信側でチャネル利得および受信機雑音電力を知る必要があるが、本論文ではこれらが理想的に得られるものとしている。 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、次式で与えられる。

$$C_{N_r} = \sqrt{\frac{N_c}{\sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{n=0}^{N_t-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} |W_{m,n}(k)|^2}} \quad (6)$$

$\{\tilde{S}_{q,n}(k); k=0 \sim (N_c-1)\}$ に N_c ポイント IFFT を適用することで、時間領域信号ブロック $\{\tilde{s}_{q,n}(t); t=0 \sim (N_c-1)\}$, $n=0 \sim (N_t-1)$, $q=0 \sim (Q-1)$, を得る。 $\tilde{s}_{q,n}(t)$ は次式のように表せる。

$$\tilde{s}_{q,n}(t) = \sqrt{2P_t} \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{S}_{q,n}(k) \exp\left(j2\pi \frac{kt}{N_c}\right) \right\} \quad (7)$$

$\{\tilde{s}_{q,n}(t); t=0 \sim (N_c-1)\}$ 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ガード区間(GI)に挿入し、各送信アンテナから送信する。

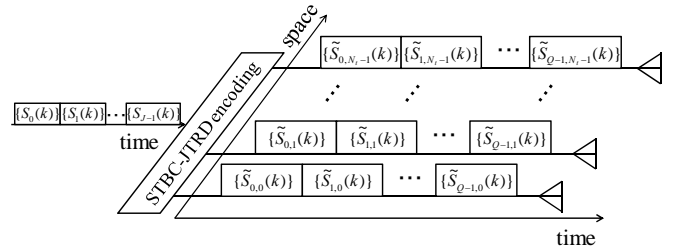


図 3 STBC-JTRD 符号化の周波数領域表現

3.2. 復号

第 n 送信アンテナと第 m 受信アンテナ間におけるチャネルのインパルス応答が式(3)のように表されるとき、第 m 受信アンテナにおける受信信号 $r_{q,m}(t)$ は次式のように表せる。

$$r_{q,m}(t) = \sum_{n=0}^{N_t-1} \sqrt{\Omega_n} \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,n,l} \tilde{s}_{q,n}(t - \tau_l) + \xi_{q,m}(t) \quad (8)$$

ここで、 $\xi_{q,m}(t)$ は第 m 受信アンテナにおいて第 q 番目の信号が受信される時に加わる平均 0 で分散 $2N_0/T_s$ の加法的白色ガウス雑音(AWGN)を表しており、 N_0 は AWGN の片側電力スペクトル密度である。GI を除去した後、 $\{r_{q,m}(t); t=0 \sim (N_c-1)\}$ に再び N_c ポイント FFT を適用して次式のように受信信号の周波数成分 $\{R_{q,m}(k); k=0 \sim (N_c-1)\}$ を得る。

$$R_{q,m}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} r_{q,m}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (9)$$

上式に式(7)および(8)を代入すると、 $R_{q,m}(k)$ は次式のようになる。

$$\begin{aligned} R_{q,m}(k) &= \sum_{t=0}^{N_c-1} r_{q,m}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ &= \sqrt{2\bar{P}_t} \sum_{n=0}^{N_c-1} \sqrt{\Omega_n} H_{m,n}(k) \tilde{S}_{q,n}(k) + \Pi_{q,m}(k) \end{aligned} \quad (10)$$

ただし、

$$\begin{cases} H_{m,n}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,n,l} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \\ \Pi_{q,m}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta_{q,m}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (11)$$

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 復号を行うことで $\hat{S}_j(k)$, $j=0\sim(J-1)$, を得る。 $N_r=2,3$, および 4 のときの復号アルゴリズムは次式で与えられる。

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

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

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

復号後の周波数領域信号 $\{\hat{S}_j(k); k=0\sim(N_c-1)\}$, $j=0\sim(J-1)$, に、 N_c ポイント IFFT を適用して次式のような J 個の軟判定シンボルブロック系列 $\{\hat{s}_j(t); t=0\sim(N_c-1)\}$, $j=0\sim(J-1)$, を得る。

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

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。

$$\varepsilon_j(k) = \frac{\hat{S}_j(k) - C_{N_r} \sqrt{2\bar{P}_t} S_j(k)}{C_{N_r} \sqrt{2\bar{P}_t} \sqrt{E[|S_j(k)|^2]}} \quad (14)$$

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} を通じ全ての周波数の送信信号成分が影響を与えてい

る。送信シンボルブロック j について取り得る全ての N_c 個のシンボルおよ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 2 乗誤差の和を新たに平均 2 乗誤差 e^2 として次式のように定義する。

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

MMSE 送信等化重み $W_{m,n}(k)$ は e^2 を最小とする重みであり、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与えられ、文献[6]を参考にして求めると次式のようになる。

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

上式より、MMSE 送信等化重み $W_{m,n}(k)$ は各分散アンテナと移動局受信アンテナ間の伝搬損失およびシャドウイング損失に依存していることが分かる。

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。また、シミュレーション方法を以下に記す。まず、図 1 の領域(A)の中でランダムにユーザの位置を決定し、正規化総送信 E_s/N_0 ($E_s = \bar{P}_t \cdot T_s$) を一定として N_t 本の分散アンテナと N_r 本の受信アンテナそれぞれの間の伝搬損失、シャドウイング損失および L パス分のチャネル利得を発生させる。その後、準静止環境において STBC-JTRD を用いた信号ブロックの送受信を行い、誤り判定を行うことで瞬時 BER を得る。以上の操作を十分な回数繰り返すことによって BER の分布を測定する。

表 2 シミュレーション諸元

Data modulation	QPSK
No. of FFT points	$N_c=256$
Guard interval	$N_g=32$
No. of transmit antennas	$N_t=1,2,3,4$
Channel estimation	Ideal
Pre-equalization weight	MMSE
Normalized total transmit E_s/N_0	$E_s/N_0=10$ (dB)
No. of paths	$L=1,4,16$
Power delay profile	Uniform
Path loss exponent	$\alpha=3.5$
Shadowing loss standard derivation	$\sigma=7.0$ (dB)
Time delay	$\tau_l=l$
No. of receive antennas	$N_r=1,2,3,4$

4.2. アンテナ本数の影響

パス数 $L=16$, 受信アンテナ本数 $N_r=1$ のときについて, N_t をパラメータとしてプロットした BER の累積分布関数(CCDFF)を図 4 に示す. 所要 BER= 10^{-4} とするとき, BER が所要 BER よりも劣化する確率(アウトエージ確率)を図 4 より求めると, $N_t=1$ のとき約 17.2%であるが, $N_t=2, 3$, および 4 のときそれぞれ約 2.4%, 0.6%, 0.1%となり, 大幅にアウトエージ確率を低減できることが分かる.

次に $L=16$, 送信アンテナ本数 $N_t=1$ のときについて, N_r をパラメータとしてプロットした BER の CCDF を図 5 に示す. N_r を増やすにつれてアウトエージ確率が低下するが, 所要 BER= 10^{-4} のときのアウトエージ確率は $N_r=2, 3$, および 4 としたときそれぞれ約 10.2%, 9.0%, 8.1%であり, N_r を増やす場合に比べてアウトエージ確率改善の程度が小さいことが分かる. これは, N_r を増やすことで受信ダイバーシチ利得が得られるものの, 復号時の演算に単純加減算が含まれるために受信 SNR が $1/N_r$ 倍に低下してしまうためである[付録].

4.3. パス数の影響

$(N_t, N_r)=(2, 2)$ とし, パス数 L をパラメータとしてプロットした BER の CCDF を図 6 に示す. 図より, パス数が増えるほどアウトエージ確率が低下していることが分かる. これは, 送信等化を行うことで周波数ダイバーシチ利得が得られるためである. しかし, 所要 BER= 10^{-4} におけるアウトエージ確率は $L=1, 4$, および 16 のときそれぞれ約 1.4%, 1.3%, および 1.2%となっており, パス数が増えることによるアウトエージ確率の減少量は大変小さい. これは, 複数の送受信アンテナを用いていることで既に十分なアンテナダイバーシチ利得が得られているためである.

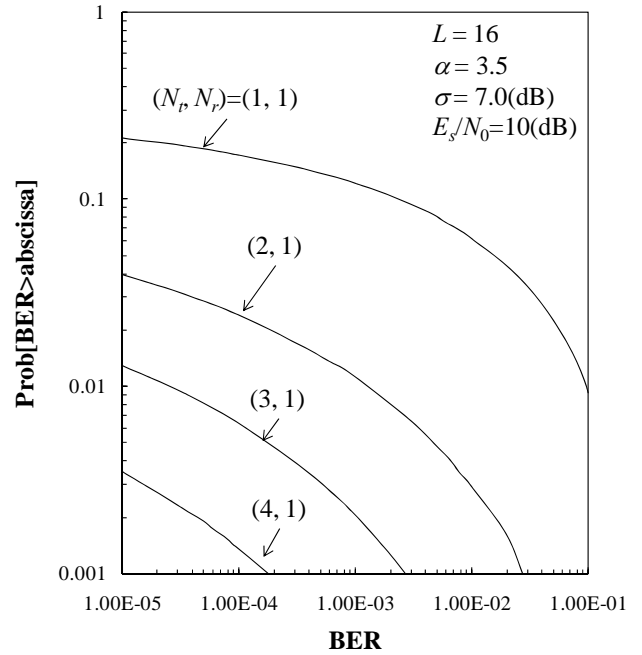


図 4 送信アンテナ本数 N_t の影響

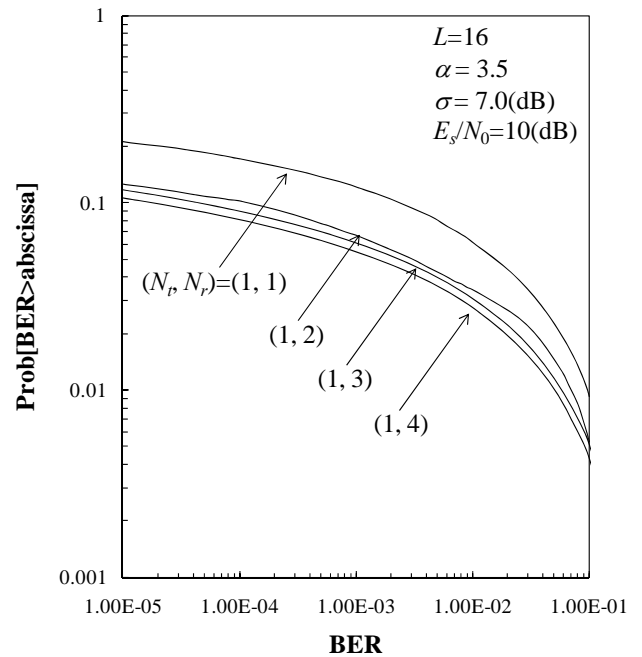


図 5 受信アンテナ本数 N_r の影響

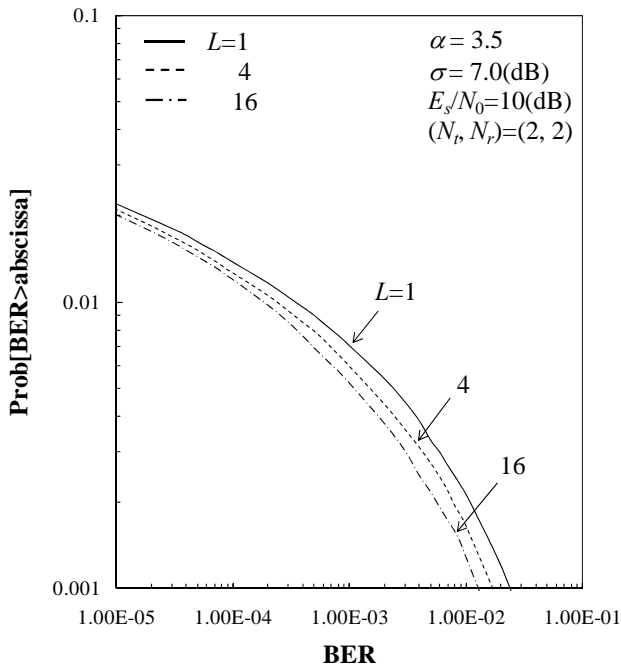


図6 パス数 L の影響

5. むすび

本論文では、STBC-JTRD を用いた下りリンク DAN の BER 分布を計算機シミュレーションによって明らかにし、送受信アンテナ本数が BER アウテージ確率に及ぼす影響について議論した。送受信アンテナ本数の積を一定（つまり同じダイバーシチ次数）とするならば、受信アンテナ本数を増やすよりも送信アンテナ本数を増やした方が BER アウテージ確率を大幅に低減できることを示した。また、周波数領域送信等化を用いることで周波数ダイバーシチ利得が得られ、特性が改善されることを示した。

付録

式(12)に式(6)と(11)を代入すると、 $\hat{S}_j(k)$ は次式のように表現できる。

$$\hat{S}_j(k) = \sqrt{\frac{2E_s N_c}{T_s}} \frac{\sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{n=0}^{N_t-1} \Omega_n |H_{m,n}(k)|^2}{\sqrt{\sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{n=0}^{N_t-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \Omega_n |H_{m,n}(k)|^2}} S_j(k) + \hat{\Pi}_j(k) \quad (\text{A1})$$

上式で、右辺の第一項が希望信号成分、第二項が雑音成分を表す。また、 $\hat{\Pi}_j(k)$ は復号後の等価雑音を示しており、平均0で分散 $2N_r N_t N_c / T_s$ である。各ブロックの受信 SNR はすべて等しい。文献[9]を参考にして受信 SNR を求めると次式のようなになる。

$$\begin{aligned} \gamma \left(\frac{E_s}{N_0}, \{H_{m,n}(k)\} \right) &= \frac{2}{N_r} \left(\frac{E_s}{N_0} \right) \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{n=0}^{N_t-1} \Omega_n |H_{m,n}(k)|^2 \\ &= \frac{2}{N_r} \left(\frac{E_s}{N_0} \right) \sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{n=0}^{N_t-1} \Omega_n \sum_{l=0}^{L-1} |h_{m,n,l}|^2 \end{aligned} \quad (\text{A2})$$

上式より、 $|h_{m,n,l}|^2$ は 2 次の χ^2 乗分布をするから、 γ は $2 \times N_r \times N_t \times L$ 次の χ^2 乗分布をする。つまりダイバーシチ次数は $N_r \times N_t \times L$ となる。ところで平均 SNR Γ は、 $\sum_{l=0}^{L-1} |h_{m,n,l}|^2 = 1$ より $\Gamma = 2(E_s/N_0) \sum_{n=0}^{N_t-1} \Omega_n$ となり、受信アンテナ本数 N_r に依存しない（最大比合成を用いる受信アンテナダイバーシチでは平均 SNR は N_r に比例して増加する）。これが、受信アンテナ本数を増やしても BER アウテージ確率の低下が少ない理由である。

文 献

- [1] Y. Akaiwa, Introduction to digital mobile communication, Wiley, Newyork, 1997.
- [2] W. Choi, "Downlink performance and capacity of distributed antenna systems," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 6, No. 1, pp. 69-73, Jan. 2007.
- [3] 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
- [4] H. Tomeba, K. Takeda and F. Adachi, "Space-Time Block Coded Joint Transmit/Receive Diversity in a Frequency-Nonselective Rayleigh Fading Channel," IEICE Trans. Commun., Vol.E89-B, No.8, pp.2189-2195, Aug. 2006
- [5] 留場宏道, 武田和晃, 安達文幸, "5 受信アンテナ以上を可能とする時空間符号化送受信ダイバーシチ," 信学技報, RCS2007-234, pp.287-292, 2008年3月
- [6] 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.
- [7] V. Tarokh, H. Jafarkhani and A. R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: performance results," IEEE J. Select. Areas. Commun, Vol. 17, No. 3, pp. 451-460, Mar. 1999.
- [8] 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.
- [9] 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.