

高信頼無線制御実現のための複数送受信アンテナと複数中継器を用いた空間ダイバーシチ手法

打田 良介^{†a)} 岡田 啓^{††} 山里 敬也^{†††} 片山 正昭^{†††}

Spatial Diversity Scheme with Multiple-Transmit/Receive Antennas and Relay Terminals for Reliable Wireless Control

Ryosuke UCHIDA^{†a)}, Hiraku OKADA^{††}, Takaya YAMAZATO^{†††}, and Masaaki KATAYAMA^{†††}

あらまし 工場の産業機器などに対して信頼性の高い無線制御を実現するための無線通信システムの検討を行う。室内環境における無線通信システムの特性劣化の主な要因として、フェージングとシャドーイングがある。これらの影響を低減するため、空間ダイバーシチを適用する。その実現方法として、本論文では、複数送受信アンテナと複数中継器を用いる手法を提案する。提案手法は中継器群-受信機間でSTBCを適用する。一般に各中継器が異なるブランチを選択するためには中継器間で情報を交換する必要がある。これを行わない場合、重複するブランチが選択され、ダイバーシチ利得が低下する。これに対し本論文で提案する手法では、ブランチが重複する確率を低減する手法を提案する。これにより、ダイバーシチ利得の劣化を抑圧することが可能である。数値例では、ブランチ間の相関を考慮に入れて平均フレーム誤り率とフレーム誤り率の outage 確率を評価し、提案手法における中継器台数とダイバーシチ利得の関係について明らかにする。

キーワード MIMO, STBC, 無線中継, 協同ダイバーシチ

1. ま え が き

本論文では、工場内産業機器の制御信号やセンサ出力の無線伝送を考える [1] ~ [3]。無線通信を用いることで、有線通信路を設置することが困難な移動体などの制御も容易となる。また、頻繁にラインの組換えを生じる状況においても、配線の手間を削減するなどの効果が期待できる。

工場内では、多数の障害物によってシャドーイングを生じるばかりでなく、送受信機が見通しの場合であっても、マルチパスフェージングによって受信信号

電力が大きく低下する状況が発生する [4]。各パスの信号の伝搬遅延量の差が小さい工場内の室内伝搬では、コヒーレント帯域幅が信号帯域に比べて広くなり、信号帯域全体のレベル低下が生じる可能性がある。比較的少量の制御情報を低データレートで伝送する場合には、この問題は特に深刻である。

従来の検討 [1] ~ [3] では、制御系の設計という上位レイヤの視点から、特性解析や性能改善方法の提案がなされている。これに対し筆者らは、無線通信の信頼性そのものを改善する手法を検討した。図 1 に本論文で提案するシステムの概念を示す。この無線システムでは、それぞれの制御対象が無線端末 (MT) をもち、それらと中央制御装置に設置された基地局 (BS) との間で中継器群 (RTs) を介して無線伝送を行う。それぞれの中継器は独立した装置であるため、互いに十分な間隔を置いて設置し、シャドーイングに対して高いダイバーシチ利得を得ることが可能となる。

複数中継器によってダイバーシチ利得を得るためには、各中継器から受信機に至るチャンネルを区別し、受信機で合成する必要がある。これを実現するために、

[†] 名古屋大学工学研究科電子情報システム専攻, 名古屋市 Department of Electrical Engineering and Computer Science, Graduate School of Engineering, Nagoya University, Furo-cho, Chikusa-ku, Nagoya-shi, 464-8603 Japan

^{††} 新潟大学超域研究機構, 新潟市 Center for Transdisciplinary Research, Niigata University, 8050 Ikarashi 2-no-cho, Niigata-shi, 950-2181 Japan

^{†††} 名古屋大学エコトピア科学研究所, 名古屋市 EcoTopia Science Institute, Nagoya University, Furo-cho, Chikusa-ku, Nagoya-shi, 464-8603 Japan

a) E-mail: uchida@katayama.nuee.nagoya-u.ac.jp

Space-Time Block Code (STBC)[5], [6] を用いて中継器群から受信機への伝送を行う手法が文献 [7] で提案されている。これは、協同ダイバーシチ, あるいは協力中継と呼ばれる手法の一つである。

信号の伝送が間欠的でありビットレートが低い制御信号の無線伝送に対してこの協同ダイバーシチに基づく手法を適用する場合の問題点の一つは、受信機処理の増大である。高いダイバーシチ利得を得るためには、より多くの中継器を設置することが望ましい。STBC を用いた協同ダイバーシチでは、設置する中継器の総数に応じて STBC 符号行列の大きさ、すなわち受信機での相関検波処理の複雑さが決まる。しかし、中継器群から受信機への信号の中継においては、必ずしもすべての中継器が信号を送信するわけではない。これは、送信機からの信号を正しく受信できない中継器が存在し得るからである。このため受信機処理の複雑化に見合うダイバーシチ利得は期待できない。

そこでより小さな時空間符号行列を用いて受信処理を単純化する手法が必要となる。単に小さな時空間符号行列を用いた場合、中継器群で用いる符号語に重複が生じ、ダイバーシチ利得の低下につながる [8]。そこで、文献 [7] と比べて小さな STBC 符号行列を用い、それに対して各中継器で互いに異なる線形変換を行い、その結果を用いて各中継器の送信信号を決定することでダイバーシチ利得の低下を防ぐ手法が、文献 [9] において提案されている。この方法は、与えられた中継器の台数において、ダイバーシチ利得の低下を最小化できる。しかし、設置した中継器の総数に対して、信号の中継に参加する中継器の台数が極端に少ない場合、設置中継器台数の増加とともに大きな損失が発生する。

これに対して筆者らは、文献 [10] で、送信機-中継器間チャンネルの推定値を用いて線形変換行列の決定を行う手法を提案した。これを発展させて、本論文ではチャンネルの推定値ではなく中継器における受信信号に対する誤り検出結果を用いて線形変換行列を決定する手法を提案し、誤り率特性を評価する。

2. システムモデル

本研究で提案するシステムは、図 1 のように構成される。無線端末から基地局へのデータ伝送を考える。端末側送信機 (Tx) が送信した信号は、 L 台の中継器 (RT) によって受信され、異なる周波数で再送信される。基地局側受信機 (Rx) では、中継器によって中継された信号の復調、検波を行い、送信データを得る。

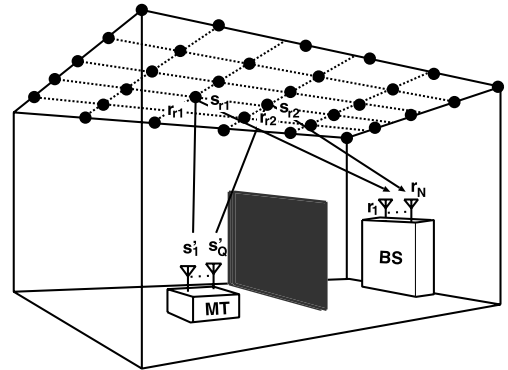


図 1 複数アンテナと複数中継器を用いた空間ダイバーシチ

Fig. 1 Spatial diversity with multiple-antennas and relay terminals.

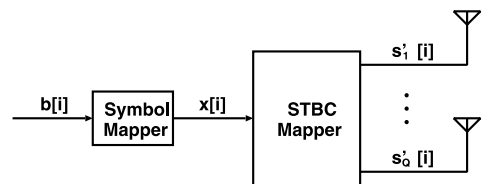


図 2 無線端末送信機

Fig. 2 The transmitter.

2.1 無線端末

端末側送信機の構成を図 2 に示す。Symbol Mapper では、1 フレーム当たり $2I$ ビットの入力データを I 個の QPSK データシンボル列 $\{x[1], \dots, x[i], \dots, x[I]\}$ にグレーマッピングする。ここで、

$$x[i] \in \left\{ \exp\left(\pm j\frac{\pi}{4}\right), \exp\left(\pm j\frac{3\pi}{4}\right) \right\} \quad (1)$$

である。

Symbol Mapper で得られたシンボル列は、直交 STBC [6] に基づくシンボルマッピングによって Q 本のアンテナに割り当てられる。ここで第 q アンテナから第 i シンボル区間において送信されるシンボルを $s'_q[i]$ と表記する。また Q 本のアンテナ全体から第 i シンボル区間において送信されるシンボルを Q 次元の複素ベクトルで

$$s'[i] = (s'_1[i], \dots, s'_Q[i])^T \quad (2)$$

と表す。ここで、 T は転置を表す。例えば $Q = 2$ の場合、

$$\begin{aligned}
 s'[i] &= \begin{pmatrix} s'_1[i] \\ s'_2[i] \end{pmatrix} \\
 &= \begin{cases} \sqrt{\frac{E_s}{2}} \begin{pmatrix} x[i-1] \\ x[i] \end{pmatrix} & (i: \text{even}) \\ \sqrt{\frac{E_s}{2}} \begin{pmatrix} -x^*[i+1] \\ x^*[i] \end{pmatrix} & (i: \text{odd}) \end{cases} \quad (3)
 \end{aligned}$$

となる。なお、 E_s は 1 シンボル区間に Q 本のアンテナ全体から送信される $s'[i]$ の信号エネルギーである。

2.2 無線端末-中継器間チャネル

端末から送信された信号は、それぞれ 1 本の受信アンテナをもつ L 台の中継器で受信される。

第 l 中継器において第 i シンボル区間での受信信号を $r_{r_l}[i]$ と表記すると、すべての中継器での受信信号は、 L 次元ベクトル

$$\begin{aligned}
 \mathbf{r}_r[i] &= \begin{pmatrix} r_{r_1}[i] \\ \vdots \\ r_{r_L}[i] \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} a_{11} & \cdots & a_{1Q} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{L1} & \cdots & a_{LQ} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s'_1[i] \\ \vdots \\ s'_Q[i] \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_{r_1}[i] \\ \vdots \\ n_{r_L}[i] \end{pmatrix} \\
 &= \mathbf{A} s'[i] + \mathbf{n}_r[i] \quad (4)
 \end{aligned}$$

で表せる。ここで a_{lq} は、端末の第 q 番目のアンテナから第 l 中継器までの伝搬損と位相回転を表す複素ランダム変数である。また $n_{r_l}[i]$ は、第 l 中継器における雑音成分であり、平均零、分散 N_0 の互いに独立な複素ガウスランダム変数とする。なお \mathbf{A} は、その第 (l, q) 要素として a_{lq} をもつ $L \times Q$ 行列であり、 $\mathbf{n}_r[i]$ は $\{n_{r_1}[i], \dots, n_{r_L}[i]\}$ を要素とする L 次元の列ベクトルである。

端末と中継器群の間は、対数正規シャドーイングを伴うレイリーフェージングチャネルと仮定する。このとき a_{lq} は、その二乗平均値がシャドーイングにより、また、瞬時値がフェージングにより変化するランダム変数となる。

端末のもつ各アンテナと第 l 中継器の間のシャドーイングは、端末のアンテナ (q) によらず等しく、 $E[|a_{lq}|^2] = Z_l$ の周辺確率密度関数

$$\begin{aligned}
 p_{Z_l}(Z) &= \frac{10 \log_{10} e}{\sqrt{2\pi\sigma} \zeta(d_l)} \\
 &\times \exp\left(-\frac{\left(10 \log_{10} \frac{Z}{\zeta(d_l)} + \frac{\ln 10}{20} \sigma^2\right)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (5)
 \end{aligned}$$

で与えられるものとする [11]。ここで σ は、シャドーイングの標準偏差、 $\zeta(d_l)$ は距離 d_l における距離減衰を表す。

各中継器に対するシャドーイング量は、互いに相関を有するものとする。例えば第 l 番目の中継器と第 l' 番目の中継器の平均受信電力 Z_l と $Z_{l'}$ の相関は、

$$\begin{aligned}
 R(Z_l, Z_{l'}) &= \log \frac{Z_l}{\zeta(d_l)} \log \frac{Z_{l'}}{\zeta(d_{l'})} \\
 &= \sigma^2 \exp\left(-\frac{\Delta d}{d_{corr}} \ln 2\right) \quad (6)
 \end{aligned}$$

で示す [12], [13]。ここで Δd は第 $l-l'$ 中継器間距離であり、 d_{corr} は decorrelation length である。

ある中継器に着目した場合、端末のもつ各アンテナとその中継器の間のフェージング量は相関があり得るものと仮定する。また、中継器が異なる場合にはフェージングは独立とする。このとき、与えられたシャドーイング量 Z_l において、 a_{lq} の相関行列は、

$$\begin{aligned}
 E \left[\begin{pmatrix} a_{11} \\ a_{12} \\ \vdots \\ a_{LQ} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_{11}^* & a_{12}^* & \cdots & a_{LQ}^* \end{pmatrix} \right] \\
 &= \begin{pmatrix} Z_1 \mathbf{R}_{tx} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & Z_2 \mathbf{R}_{tx} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & Z_L \mathbf{R}_{tx} \end{pmatrix} \\
 &= \text{diag}(Z_1, Z_2, \dots, Z_L) \otimes \mathbf{R}_{tx} \quad (7)
 \end{aligned}$$

となる。ここで \otimes はクロネッカー積を表し、 $\text{diag}(\dots)$ は、 \dots を対角要素とする対角行列を表す。また \mathbf{R}_{tx} は、送信機の各アンテナから第 l 中継器までのチャネル変動の相関を表す $Q \times Q$ の送信相関行列 [14] である。これはどの中継器に対しても同一であると仮定する。

2.3 中継器

図 3 に中継器のシステムモデルを示す。中継器の受

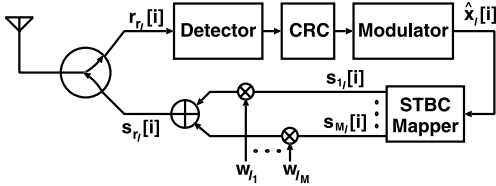


図3 中継器
Fig.3 The relay terminal.

信機は、各フレームにおける受信信号系列 $\{r_{r_1}[1], \dots, r_{r_1}[i], \dots, r_{r_1}[I]\}$ を STBC に基づいてデマッピングする。デマッピング後の受信信号を $\{y_l[1], \dots, y_l[i], \dots, y_l[I]\}$ で表す。例えば $Q = 2$ の場合、次式で得られる。

$$\begin{pmatrix} y_l[2i-1] \\ y_l[2i] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{l2} & a_{l1}^* \\ -a_{l1} & a_{l2}^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r_{r_l}^*[2i-1] \\ r_{r_l}[2i] \end{pmatrix} \quad (8)$$

ここで、 a_{lq} は中継器で推定されたチャネル行列 A の第 (l, q) 成分である。更にデマッピング後の受信信号系列を最ゆう判定し、送信シンボル列の推定値 $\{\hat{x}_l[1], \dots, \hat{x}_l[i], \dots, \hat{x}_l[I]\}$ を得る。なお、搬送波位相同期やシンボルタイミング同期、チャネル推定等は正しく行われているものとする。

次に各中継器は、この推定シンボル系列に対し、 M 本の送信アンテナを仮定した STBC シンボルマッピングを行い、 M 個のシンボル

$$s_l[i] = (s_{l_1}[i], \dots, s_{l_M}[i])^T \quad (9)$$

を生成する。

通常の STBC 送信機では、これら M 個のシンボルを各々異なる M 本のアンテナより送出する。これに対し提案方式では、これらのシンボルの各々に重み w_{l_m} を乗積し、それらの和 $s_{r_l}[i]$ を一つのアンテナより送出する。ここで i 番目のシンボル区間において l 番目の中継器が基地局に向けて送信する信号は、

$$s_{r_l}[i] = \alpha(w_{l_1}, \dots, w_{l_M}) \cdot (s_{l_1}[i], \dots, s_{l_M}[i])^T \quad (10)$$

$$= \alpha \sum_{m=1}^M w_{l_m} s_{m_l}[i] \quad (11)$$

である。ここで α は増幅率とし、 L 台の中継器における各々 M 次元の重みベクトルをまとめて

$$W = \begin{pmatrix} w_{1_1} & \dots & w_{1_M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{L_1} & \dots & w_{L_M} \end{pmatrix} \quad (12)$$

と表すことにする。この重み行列の定め方は 3. で述べる。

各中継器で生成された $s_{r_l}[i]$ は、各中継器から同時に同一の搬送波周波数を用いて基地局に送信される。この搬送波周波数は、送信機から中継器への信号の伝送に用いた搬送波周波数とは異なる周波数を使用する。

2.4 中継器-基地局間チャネル

中継器から再送信された信号は、 N 本のアンテナをもつ基地局で受信される。

第 n アンテナで第 i シンボル区間において受信される信号を $r_n[i]$ とすると、基地局での受信信号は、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} r[i] &= (r_1[i], \dots, r_N[i])^T \\ &= \begin{pmatrix} b_{11} & \dots & b_{1L} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{N1} & \dots & b_{NL} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_{r_1}[i] \\ \vdots \\ s_{r_L}[i] \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1[i] \\ \vdots \\ n_N[i] \end{pmatrix} \\ &= B s_r[i] + n[i] \end{aligned} \quad (13)$$

と表せる。ここで B は、その第 (n, l) 成分に第 l 中継器から基地局の第 n アンテナまでのチャネルを表す複素ランダム変数 b_{nl} をもつ $N \times L$ 行列、また $s_r[i]$ は $\{s_{r_1}[i], \dots, s_{r_L}[i]\}$ を要素とする L 次元の列ベクトルであり、 $n[i]$ は $\{n_1[i], \dots, n_N[i]\}$ を要素とする N 次元の列ベクトルである。また、 $n_n[i]$ は基地局での雑音のサンプル値であり、平均零、分散 N_0 の互いに独立な複素ガウスランダム変数と仮定する。

中継器群と基地局の間では、シャドーイングは発生しないと仮定する。しかしそれでもなお、マルチパスフェージングは存在し得る。本論文では、中継器群と基地局の間のフェージングモデルとして、仲上ライスフェージングモデルを用いる。このとき、第 l 中継器と基地局の第 n 受信アンテナ間チャネルのライスファクタを $|v_{nl}|^2$ とすると、 b_{nl} の瞬時値の周辺確率分布は、平均 v_{nl} 、分散 1 の複素ガウス分布に従う。

中継器と基地局のそれぞれのアンテナの間では、フェージングに一定の相関があり得るものとする。また、中継器が異なれば、フェージングは独立と仮定する。すなわち b_{nl} は、次の相関行列をもつ。

$$\begin{aligned}
 & \mathbb{E} \left[\begin{pmatrix} b'_{11} \\ b'_{21} \\ \vdots \\ b'_{NL} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b'^*_{11}, b'^*_{21}, \dots, b'^*_{NL} \end{pmatrix} \right] \\
 &= \begin{pmatrix} R_{rx} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & R_{rx} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & R_{rx} \end{pmatrix} \\
 &= \mathbf{I}_L \otimes R_{rx} \quad (14)
 \end{aligned}$$

ここで $b'_{nl} = b_{nl} - v_{nl}$ であり, \mathbf{I}_L は $L \times L$ の単位行列を表す. また R_{rx} は, 基地局アンテナ間のチャンネル変動の相関を表す $N \times N$ の受信相関行列 [14] であり, どの中継器に対しても同一であると仮定する.

今各中継器で受信復調されたデータの誤りが少なく $\hat{x}_l[i] \approx x_l[i]$ と近似できるものとする. このとき第 i シンボル区間における全中継器の送信信号をまとめて,

$$\begin{aligned}
 \mathbf{s}_r[i] &= \begin{pmatrix} s_{r1}[i] \\ \vdots \\ s_{rL}[i] \end{pmatrix} \approx \alpha \begin{pmatrix} w_{11} & \cdots & w_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{L1} & \cdots & w_{LM} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1[i] \\ \vdots \\ s_M[i] \end{pmatrix} \\
 &= \alpha \mathbf{W} \mathbf{s}[i] \quad (15)
 \end{aligned}$$

と近似することができる. ここで

$$\mathbf{s}[i] = (s_1[i], \dots, s_M[i])^T \quad (16)$$

は M 本のブランチを仮定して $\{x[1], \dots, x[I]\}$ を STBC に基づきマッピングして得られた各ブランチの第 i 時刻におけるシンボルである. したがって基地局での受信信号は,

$$\begin{aligned}
 \mathbf{r}[i] &= (r_1[i], \dots, r_N[i])^T \\
 &\approx \alpha \mathbf{B} \mathbf{W} \mathbf{s}[i] + \mathbf{n}[i] \quad (17)
 \end{aligned}$$

と表せる. この様子を図 5 に示す.

2.5 基地局

上に述べたように L 台の中継器と基地局の N 本のアンテナは, 行列 $\mathbf{B} \mathbf{W}$ で表される MIMO チャンネルとなる. 基地局は, 図 4 のようにチャンネル $\mathbf{B} \mathbf{W}$ の推定値を用いて STBC デマッピングする. 更にデマッピングによって得られたシンボル列 $\{y[1], \dots, y[i], \dots, y[I]\}$ から最ゆう判定により, 送信シンボル列の推定値 $\{\hat{x}[1], \dots, \hat{x}[i], \dots, \hat{x}[I]\}$ が得られ, これらから送信機への入力データビット列が再生される.

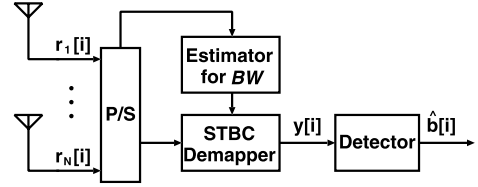


図 4 受信機
Fig. 4 The receiver of the base station.

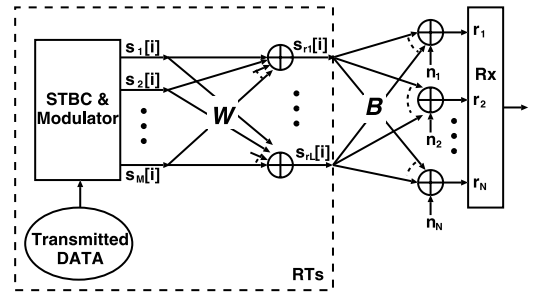


図 5 中継器群から受信機までの信号の流れ
Fig. 5 Signal flow between the relay terminals and receiver.

3. 中継器での重み付け

前章でも述べたとおり, 本論文で用いる伝送方式では, 行列 $\mathbf{B} \mathbf{W}$ を一つの MIMO チャンネルとみなして STBC 伝送を行っている. したがって, 行列 $\mathbf{B} \mathbf{W}$ の各要素は各ダイバーシチブランチのチャンネル応答に対応する. そこで高いダイバーシチ利得を得るためには, 各ダイバーシチブランチの変動の独立性を確保する必要がある. これを実現する方法の一つは, 行列 $\mathbf{B} \mathbf{W}$ の階数が高い状態を維持することである. 階数がより高いことは, 独立な変動に従うブランチをより多く確保できることを意味する. その逆に, 階数の低下はブランチ間の相関の増大を意味し, ダイバーシチ利得の低下につながる. 本論文では, 基地局から中継器へのチャンネル情報 \mathbf{B} の通知はないものとしている. したがって $\mathbf{B} \mathbf{W}$ の階数を高くするためには \mathbf{W} の階数を高くする必要がある. そこで次のような重み行列を用いることにする.

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} c_1 \exp(j2\pi X_{u_{11}}) & \cdots & c_1 \exp(j2\pi X_{u_{1M}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c_L \exp(j2\pi X_{u_{L1}}) & \cdots & c_L \exp(j2\pi X_{u_{LM}}) \end{pmatrix} \quad (18)$$

ここで $X_{u_{lm}}$ は, フレーム区間ごとに各中継器がラン

ダムに定める互いに独立で $[0, 1]$ の範囲に一様分布する確率変数である．また， c_l は，第 l 中継器において誤りが検出された場合に 0，そうでない場合は 1 をとる 2 値の変数とする．このとき，中継器群全体から送信される信号全体の合計平均電力は，

$$E_s = \mathcal{E} \left[s_r^H [i] s_r [i] \right] = \mathcal{E} \left[s^H [i] \mathbf{W}^H \mathbf{W} s [i] \right] \\ = \text{tr} \left(\mathbf{W} \mathcal{E} \left[s [i] s^H [i] \right] \mathbf{W}^H \right) \quad (19)$$

で与えられる．ここで， $\mathcal{E}[\cdot]$ は，期待値（集合平均）を表す．また， $\text{tr}(\dots)$ は行列のトレースを表す．

今，端末から送信された信号を正しく受信できた中継器が $L_a (\leq L)$ 台あるとしよう．式 (18) から明らかかなように， $\mathbf{W}^H \mathbf{W}$ の対角成分はすべて L_a である．また，対角成分以外の要素に対しては，振幅一定でランダムな偏角をもつ複素数の足し合せとなり， L_a が大きくなるにつれて個々の振幅は小さくなることから， L_a が十分に大きければ零とみなせる．つまり，十分大きい L_a に対して $\frac{1}{L_a} \mathbf{W}^H \mathbf{W} \approx \mathbf{I}_M$ となる．このとき行列 \mathbf{W} の階数は M になり，最大のダイバーシチ利得が得られる．

4. 数 値 例

端末，中継器，基地局は図 6 のように配置されていると仮定する．中継器の位置は，図 6 における印で表す．端末に近いものから $l = 1, 2, \dots$ の順に L 台の中継器を設置するものとする．また，中継器台数の増加により得られるダイバーシチ利得を明確にするため，全中継器の総送信エネルギーは一定とする．距離減衰を定義する便宜上，端末は第 1 中継器の真下にあるも

のとする．

端末から送信された信号は，距離に応じた電力減衰を伴うフェージングチャネルを経て各中継器で受信される．このときの距離減衰としては，実際の工場内の計測値をもとに距離の 2 乗に反比例するモデルを用いる [15]．また，受信機の各アンテナにおいて受信される間接波成分と第 1 中継器において受信される信号の平均の信号対雑音電力密度比は等しいと仮定する．この仮定により，次式が成立する．

$$\overline{\text{SNR}} = \left(\frac{|\mathbf{a}_1 \cdot \mathbf{s} [i]|^2}{|n_{r1} [i]|^2} \right) \\ = \left(\frac{|(\mathbf{b}_n - \mathbf{v}_n) \cdot \mathbf{s}_r [i]|^2}{|n_n [i]|^2} \right), \quad \forall n \quad (20)$$

式 (20) において， \mathbf{a}_1 は，式 (4) で与えられる行列 \mathbf{A} の第 1 行ベクトルを表す．また， \mathbf{b}_n は，式 (13) で与えられる行列 \mathbf{B} の第 n 行ベクトルである．数値例においては，式 (20) で与えられる平均信号対雑音電力密度比を基準として比較を行う．

端末-中継器群間と中継器群-基地局間のチャネルのフェージング，シャドーイングによる変動は，少なくとも 1 フレーム時間内では一定と仮定する．シャドーイングの標準偏差値は，一般的な室内シャドーイング環境での値である $\sigma = 8$ [dB] を用いる [15]．更に，シャドーイングの相関については，図 6 の配置をもとに式 (6) から求めたものを使用する．このとき，式 (6) において， $d_{corr} = 5$ [m] とする．フェージングの相関を与えるパラメータ R_{tx} 及び R_{rx} としては，次のものを用いる [16]．

$$R_{tx} = \begin{pmatrix} 1 & 0.7544 + j0.0829 \\ 0.7544 - j0.0829 & 1 \end{pmatrix} \quad (21)$$

$$R_{rx} = \begin{pmatrix} 1 & -0.3043 \\ -0.3043 & 1 \end{pmatrix} \quad (22)$$

また，中継器群-基地局間ライスフェージングチャネルのライスファクタを 4 とする．シミュレーションに用いた主要パラメータを表 1 に示す．

4.1 中継器群-基地局間伝送時のダイバーシチ利得
まず，端末と $L_a (\leq L)$ 台の中継器の間の伝送が誤りがないと仮定して，式 (18) で示した重み付け手法を適用した場合の性能を求める．このとき L_a 個の c_l に関して $c_l = 1$ となり，残りの $L - L_a$ 個については $c_l = 0$ である．また比較のために，文献 [7] にお

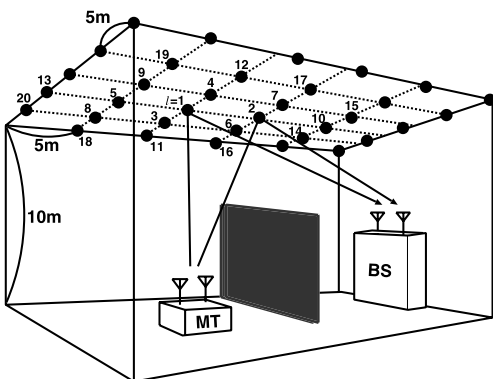


図 6 無線端末，中継器，基地局の配置

Fig. 6 Arrangement of the mobile terminal, relay terminals, and base station.

表 1 シミュレーションパラメータ
Table 1 Parameters for simulations.

対数正規シャドーイングの標準偏差	σ	8 [dB]
ライスファクタ	$ v_{nl} ^2$	0, 4
端末送信機のもつアンテナ数	Q	2
基地局受信機のもつアンテナ数	N	2
STBC 符号行列のサイズ	M, Q	2
使用する中継器の数	L	1, 2, 3, 5, 20
フレームサイズ	I	128 [symbol]
変調方式		QPSK

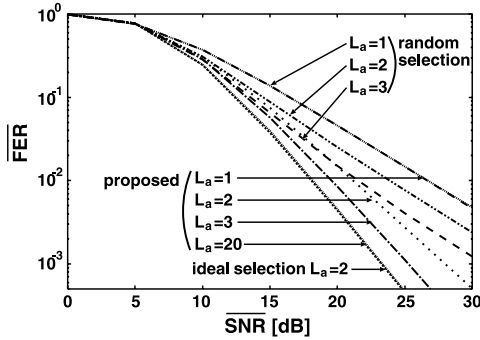


図 7 中継器群-基地局間の平均フレーム誤り率 ($|v_{nl}|^2 = 0$)
Fig. 7 Average FER of the transmission between RTs and BS ($|v_{nl}|^2 = 0$).

いて提案されている STBC マップの出力ブランチを適切に選択できている理想選択 (ideal selection) の場合と、ランダムに選択するランダム選択 (random selection) [8] の場合の性能を併記する。これらの手法はいずれも W の行ベクトルに 1 箇所のみ 1 で他が 0 であるような単位ベクトルを用いるものである。理想選択では $L_a = M$ の条件下で、 W 各行が異なるように W が構成される。一方ランダム選択では、 W の各行には互いに独立にランダムに M 個の単位ベクトルの一つが割り当てられる。

まず図 7 に、ライスファクタ $|v_{nl}|^2 = 0$ の場合、すなわち中継器群-基地局間がレイリーフェージングの場合の平均フレーム誤り率を示す。この図から、同一中継器台数で比較した場合、提案重み付け手法はランダム選択より優れた性能を示すことが分かる。また、いずれの手法においても実働中継器台数 L_a の増加に伴って平均フレーム誤り率が改善する。

$L_a = 3$ 台の中継器で提案重み付け手法を用いた場合の結果は、理想選択の場合より約 2 [dB] 劣る。また、中継器台数 L_a の増加とともに、提案重み付け手法の理想選択からの劣化量が小さくなることも分かる。更に図 7 からは、 $L_a = 20$ の場合においてほぼ提案方式の劣化量が零となっていることも読み取れる。この結

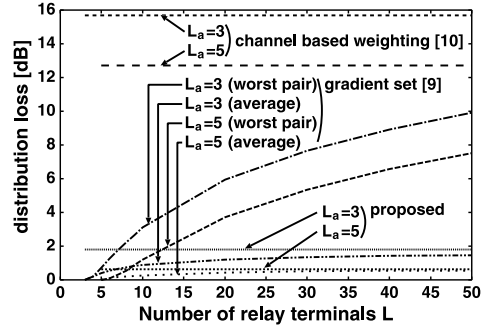


図 8 理想特性からの損失量
Fig. 8 Distribution losses as functions of the total number of relay terminals L .

果は、十分大きな L_a に対して $\frac{1}{L_a} W^H W \approx I_M$ が成り立ちダイバーシチ利得が最大化されるという 3. で述べた結果とも一致する。

次に、提案手法と文献 [9] 手法 (gradient set) で $M = 2$ の場合の特性とを比較する。比較を容易にするため、文献 [9] の Fig. 3 に合わせて、理想選択からの劣化量を図 8 に示す。この図には、文献 [10] の手法 (本論文では channel based weighting と呼ぶ) を用いた場合の劣化量についても併記する。この理想選択からの劣化量の図は、図 7 の各平均フレーム誤り率曲線に関して、理想選択の曲線からのオフセット量を縦軸としたものである。平均 SNR に対する傾きが異なる L_a の小さい範囲でのランダム選択については、オフセットを定義できないため図 8 にはプロットしていない。

図 8 から分かるとおり、提案重み付け手法で $L_a = 3$ の場合は、設置中継器台数 L によらず、理想選択からおおよそ 2 [dB] 程度の劣化が生じることが分かる。この値は、文献 [9] の手法で L が十分大きく $L_a = 3$ の場合の平均劣化量とほぼ一致している。すなわち、提案方式の性能は、文献 [9] の方式で L が十分大きな場合の平均性能とほぼ同じである。しかも文献 [9] の方式では、特定の L_a 個の中継器の組合せによっては、より大きな劣化が生じる場合がある。このときの理想選択からの劣化量は、図 8 において「worst pair」とラベル付けした曲線で表される。この最大劣化量と提案手法の劣化量とを比較すると、設置中継器台数 L が数台の場合を除き、提案手法の方が優れているといえる。なお、文献 [10] の手法を用いた場合の劣化量が他の二つの手法と比較して非常に大きいことも、図 8 から分かる。

次に図 9 に、ライスファクタ $|v_{nl}|^2$ が 4 の場合、す

なわち各中継器から基地局に至るチャンネルに直接波が存在する場合の結果を示す．この図においても，同一中継器台数で比較した場合，提案重み付け手法はランダム選択に比べて同等かそれ以上の性能を示すことが分かる．しかしながら図 7 の結果と異なり，実働中継器台数 L_a の増加が必ずしも性能改善に寄与していない．実働中継器台数 $L_a = 2$ の場合， $L_a = 1$ の場合よりも性能が劣化している．これは，複数中継器からの直接波成分が合成された結果，直接波成分が打ち消し合う状況で発生する高い誤り率が，平均誤り率特性全体を劣化させるためである．

ランダム選択で $L_a = 2$ の場合は， $1/2$ の確率で 2 台の中継器が同じ STBC ブランチを選択するため，直接波成分の合成の影響だけでなく，ダイバーシチ利得の劣化が特性に与える影響も顕著なものとなる．これら二つの特性劣化要因のために，ランダム選択で $L_a = 2$ の場合の特性は，ダイバーシチ利得の低下の影響のみを受ける $L_a = 1$ の場合のそれよりも，大きく劣化している．しかし，すべての中継器が同一のブランチを選択する確率は実働中継器台数 L_a の増加に伴って減少することから，このようなダイバーシチ利得の低下の問題は，中継器台数の増加によって改善される．実際に，同じランダム選択であっても $L_a = 2$ よりも $L_a = 3$ の方が特性が改善することが図 9 から確認できる．

各中継器が一つの STBC ブランチを選択するランダム選択に対して，提案重み付け手法では各中継器が STBC ブランチを重み付け合成して用いる．このため完全にブランチが重複する確率は極めて小さくなる．その結果，より小さい L_a の値においても実働中継器台数 L_a の増加によるダイバーシチ利得の改善効果を得ることができる．図 9 中で $L_a \geq 3$ の中継器台数において提案重み付け手法による特性改善効果が見られるのは，このためである．

また図 9 を見ると，提案重み付け手法では， $L_a = 3$ 台で特性改善量が飽和している．これは，次のように考えられる．提案重み付け手法では，重み W を用いることでチャンネル B の各要素にランダムな位相回転を与えて足し合わせ，得られた合成後のチャンネル BW に対して STBC 伝送を適用している．このため STBC 伝送で得られるダイバーシチブランチ数は， BW の要素数である $M \times N$ が最大となる．実働中継器台数 L_a の増大の効果は，この BW の各要素の分布の形や要素間の相関に現れる．この BW の分布は， L_a の増大

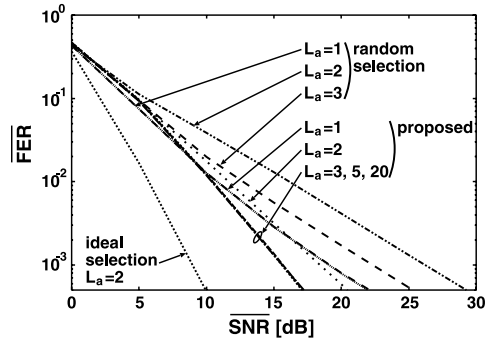


図 9 中継器群-基地局間の平均フレーム誤り率 ($|v_{nl}|^2 = 4$)
Fig. 9 Average FER of the transmission between RTs and BS ($|v_{nl}|^2 = 4$).

とともに互いに独立な複素ガウス分布に収束するといふことが中心極限定理から導かれる．以上のことから， $L_a = 3$ 程度で分布の形がガウス分布に近くなったために，特性が収束していると考えられる．この収束値と理想選択の特性との差が図 7 のレイリーフェージングチャンネルの場合と比べて大きいのは，重み W を用いることで各中継器からの直接波成分が合成された結果，直接波成分が打ち消し合う状況で発生する高い誤り率が，平均誤り率特性全体を劣化させるためである．

4.2 総合特性

次に端末-中継器群間での伝送の不完全性を考慮に入れた総合特性を評価する．先に 2.2 及び 2.4 で述べたとおり，端末-中継器群間ではシャドーイングを伴うフェージングチャンネルを，中継器群-基地局間ではシャドーイングを伴わないフェージングチャンネルを想定している．

シャドーイングとフェージングの影響でフレーム誤り率そのものが確率過程となる．そこで最終的な総合特性の評価においては平均フレーム誤り率とフレーム誤り率の outage 確率を用いて評価を行う．これらの尺度を用いることで，分布の平均と裾確率を把握することができる．平均フレーム誤り率を図 10 に，フレーム誤り率の outage 確率を図 11 に示す．ここで outage 確率とは，フレーム誤り率が 10^{-3} を超える確率である．

まず，図 10 に着目してみよう．先に示した中継器群-基地局間伝送時の平均フレーム誤り率特性の図 9 では，実働中継器台数 $L_a = 3$ 程度で特性が飽和することが分かった．しかしながら無線端末-中継器群間での伝送誤りを考慮すると，実際に十分な実働中継器台数を確保するためには比較的多くの設置中継器台

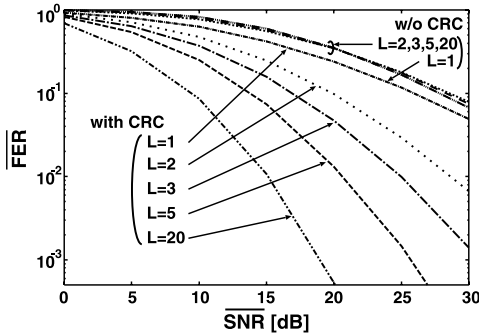


図 10 中継器で誤り検出を行う場合の平均フレーム誤り率 ($|v_{nl}|^2 = 4$)
 Fig. 10 Average FER of the proposed system with error detection in a log-normal shadowing environment ($|v_{nl}|^2 = 4$).

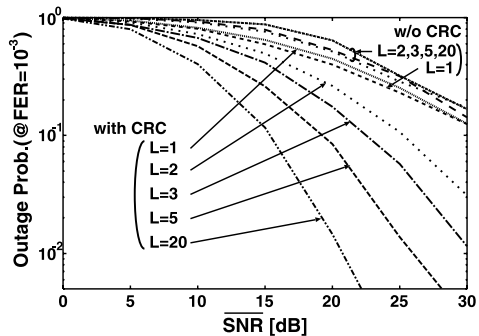


図 11 中継器で誤り検出を行う場合のフレーム誤り率 $FER \leq 10^{-3}$ に対する outage 確率 ($|v_{nl}|^2 = 4$)
 Fig. 11 Outage probability corresponding to $FER \leq 10^{-3}$ of the proposed system with error detection in a log-normal shadowing environment ($|v_{nl}|^2 = 4$).

数 L を準備する必要があるということを図 10 は示している．特にここでは無線端末-中継器群間チャンネルに $\sigma = [8 \text{ dB}]$ のシャドーイングの存在を考えている．シャドーイングによる電力分布の分散は、フェージングによるそれよりも大きく、設置中継器台数 L の増加に伴う対シャドーイングの改善効果は、対フェージングの改善効果に比べ、飽和点となる設置中継器台数の値が大きくなる．以上のような理由から、図 10 に示す平均フレーム誤り率は、設置中継器台数 L の増加とともに順調に改善している．

図 10 には誤り検出に基づく送信制御を中継器で行わない場合の特性 (w/o CRC) も併記した．中継器での送信制御を行わない場合、すべての設置中継器に対して $c_l = 1$ である．図から分かるとおり、送信制御を行わない場合、設置する中継器台数 L を増やして

も特性改善は得られない．このことから、提案方式で行っている c_l による送信制御の有効性が確認できる．また、中継器を用いてダイバーシチ利得を得るためには、何らかの信頼度情報に基づいて中継器での送信制御を行う必要があることも分かる．

c_l による送信制御の有効性は、図 11 の outage 確率からも確認できる．図から分かるとおり、送信制御を行わない場合、設置する中継器台数 L を増やしても特性改善は得られないのに対し、誤り検出に基づく送信制御を各中継器で行った場合、中継器台数 L の増加とともに outage 確率は減少する．しかしその改善量を平均 SNR の差で見た場合、図 11 の outage 確率は、図 10 の平均フレーム誤り率に比べ、中継器台数 L の増加に伴う改善量が小さいことも分かる．

5. む す び

フェージングとシャドーイングを伴う室内無線環境下で、複数中継器を用いて特性改善を行う手法を提案した．提案手法では中継器群から基地局に至る信号伝送において、STBC に基づく信号マッピング出力を各中継器がそれぞれ独立に定めた重みに基づいて合成して送信することで、STBC のブランチ数の増大を抑制し、チャンネル推定等の受信機処理コストを低下させることができる．また、中継器間での情報交換が不要であり、中継器の複雑性や中継処理遅延も小さい．

数値例においては、提案手法と従来の STBC に基づく典型的な協同ダイバーシチを STBC 符号行列のサイズが同一の条件下で比較し、提案手法が良好な特性を示すことを明らかにした．また、実際の配置を考えた場合、中継器台数を増やすことで得られるダイバーシチ利得とそれによって増加する距離減衰やチャンネル相関との間にはトレードオフが存在するが、それでもなお、中継器台数を増やすことで特性が改善することを平均フレーム誤り率とフレーム誤り率の outage 確率を評価することで示した．

謝辞 本研究の一部は、文部科学省 21 世紀 COE プログラム「先端プラズマ科学が拓くナノ情報デバイス」の助成を受けて行われたものである．記して謝意を表する．

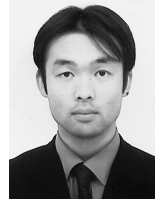
文 献

- [1] F.L. Lian, J. Moyne, and D. Tilbury, "Network design consideration for distributed control systems," IEEE Trans. Control Syst. Technol., vol.10, no.2, pp.297-307, March 2002.
- [2] N.J. Ploplys, P.A. Kawka, and A.G. Alleyne,

“Closed-loop control over wireless networks,” IEEE Control Syst. Mag., vol.24, no.3, pp.58–71, June 2004.

- [3] A. Willig, K. Matheus, and A. Wolisz, “Wireless technology in industrial networks,” Proc. IEEE, vol.93, no.6, pp.1130–1151, June 2005.
- [4] T.S. Rappaport, “Indoor radio communications for factories of the future,” IEEE Commun. Mag., vol.27, no.5, pp.15–24, May 1989.
- [5] S.M. Alamouti, “A simple transmit diversity technique for wireless communications,” IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.16, no.8, pp.1451–1458, March 1998.
- [6] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A.R. Calderbank, “Space-time block codes from orthogonal designs,” IEEE Trans. Inf. Theory, vol.45, no.5, pp.1456–1467, July 1999.
- [7] J.N. Laneman and G.W. Wornell, “Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks,” IEEE Trans. Inf. Theory, vol.49, no.10, pp.2415–2425, Oct. 2003.
- [8] 打田良介, 岡田 啓, 山里敬也, 片山正昭, “中継器間での伝送制御情報の交換を必要としない STBC 協力中継手法に関する一検討,” 信学技報, RCS2006-142, Oct. 2006.
- [9] S. Yiu, R. Schober, and L. Lampe, “Distributed space-time block coding,” IEEE Trans. Commun., vol.54, no.7, pp.1195–1206, July 2006.
- [10] 打田良介, 岡田 啓, 山里敬也, 片山正昭, “送受信機間で時空間符号化を用いた協同ダイバシシステムの特性解析,” 信学技報, RCS2004-150, Aug. 2004.
- [11] R. Uchida, H. Okada, T. Yamazato, and M. Katayama, “Outage probability of a macro and micro MIMO diversity scheme in an indoor fading and shadowing environment,” IEICE Trans. Fundamentals, vol.E88-A, no.10, pp.2945–2951, Oct. 2005.
- [12] M. Gudmundson, “Correlation model for shadow fading in mobile radio systems,” Electron. Lett., vol.27, no.23, pp.2145–2146, Nov. 1991.
- [13] D. Giancrifofaro, “Correlation model for shadow fading in mobile radio channels,” Electron. Lett., vol.32, no.11, pp.958–959, May 1996.
- [14] J.P. Kermoal, L. Schumacher, K. Ingemann, P.E. Mogensen, and F. Frederiksen, “A statistical MIMO radio channel model with experimental validation,” IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.20, no.6, pp.1211–1226, Aug. 2002.
- [15] T.S. Rappaport, Wireless Communications, Prentice Hall PTR, 1996.
- [16] M. Juntti, M. Vehkaperä, J. Leinonen, Z. Li, D. Tujkovic, S. Tsumura, and S. Hara, “MIMO MC-CDMA communications for future cellular systems,” IEEE Commun. Mag., vol.43, no.2, pp.118–124, Feb. 2005.

(平成 19 年 8 月 6 日受付, 12 月 31 日再受付)



打田 良介 (学生員)

2003 名大・工・電気電子情報工学卒。2005 同大学院博士課程前期課程了。同年, 同大学院博士課程後期課程入学, 現在に至る。無線ダイバシ技術, MIMO 技術, 無線制御技術等の研究に従事。IEEE 学生員。2006 本会東海支部学生研究奨励賞, 2007 本会無線通信システム研究会無線通信システム研究活動奨励賞受賞。



岡田 啓 (正員)

1995 名大・工・電子情報学専攻卒。1997 同大学院博士課程前期課程了。1999 同大学院博士課程後期課程了。工博。同年日本学術振興会特別研究員・PD。2000 名古屋大学・情報メディア教育センター, 2004 同大学・エコトピア科学研究機構, 2005 同大学・工学研究科・助手。2006 新潟大学・超域研究機構・助教授, 現在に至る。パケット無線通信, マルチメディアトラヒック, 符号分割多元接続方式, マルチホップネットワーク等の研究に従事。情報理論とその応用学会, IEEE 各会員。1996 電気・電子情報学術振興財団・猪瀬学術奨励賞, 1998 本会・学術奨励賞, 2002, 2006 本会・通信ソサイエティ活動功労感謝状受賞。



山里 敬也 (正員)

昭 63 信州大・工・電子工卒。平 2 同大学院修士課程了。平 5 慶大大学院博士課程了。工博。同年名大・工・電子情報・助手。平 10 同大・情報メディア教育センター・助教授, 平 16 同大・エコトピア科学研究機構, 平 19 同大・エコトピア科学研究所・准教授, 現在に至る。平 9 より平 10 まで, ドイツカイザースラウテルン大・客員研究員。センサネットワーク, 変復調理論, 誤り制御, e ラーニングなどの研究に従事。平 7 本会学術奨励賞受賞。IEEE Communication Society 2006 Best Tutorial Paper Award 受賞。情報理論とその応用学会, 映像情報メディア学会, IEEE 各会員。



片山 正昭 (正員)

1981 (昭 56) 阪大・工・通信卒。1986 (昭 61) 同大学院博士課程了。工博。同年豊橋技術科学大助手。1989 (平元) 阪大・講師。1992 (平 4) 名大・講師, 1993 (平 5) 助教授, 2001 年 7 月教授。現在, 名大・エコトピア科学研究所教授 (工学研究科電子情報システム専攻兼任)。1995 年 10 月より 1996 年 4 月まで, 名大工学部との学術交流協定により, 米国ミシガン大学アンアール校工学部電気電子計算機科学科に滞在。信号伝送と変復調理論, 誤り制御, 多元接続方式, トラヒック制御, ソフトウェア無線技術などの研究に従事。情報理論とその応用学会, IEEE, 小型衛星研究会, 日本信頼性学会各会員。昭 61 本会篠原記念学術奨励賞受賞。平 11, 13, 18 本会通信ソサイエティ功労感謝状。平 18 電波の日総務省東海総合通信局長表彰。