

## 2 ビーム方式による4アンテナアダプティブアレー地上デジタル放送

### 受信システムの性能向上に関する検討

高 靖<sup>1</sup> 和田 知久<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup> 琉球大学大学院理工学研究科 〒903-0129 沖縄県中頭郡西原町千原1番地

<sup>2</sup> 株式会社マグナデザインネット 〒901-0152 沖縄県那覇市小禄4-5-6番地 1

E-mail: <sup>1</sup>mimo@lsi.ie.u-ryukyu.ac.jp, wada@ie.u-ryukyu.ac.jp

あらまし アダプティブアレーアンテナを用いて、移動通信における受信性能の向上が研究されている。アレーアンテナの指向性を用いて受信性能が改善されているが、現実の電波環境ではマルチパス伝搬路を通り異なる方向から到来する遅延波の存在があり、このような複数方向からの遅延波をうまく利用することより、更なる受信性能の向上が期待できる。本研究では、4素子アレーアンテナにおいて独立な2方向の指向性パターンを形成し、その2アダプティブ指向性を合成された OFDM 信号を周波数領域でのキャリアダイバーシティ合成を適用するシステムを前提に、シミュレーションによる受信性能の評価を行ったので、その内容を報告する。

キーワード 指向性、固有ベクトルビーム、キャリアダイバーシティ、ビットエラー率

## Two-way Beam-forming Adaptive Algorithm Simulation for 4-antennas ISDB-T Reception System

Jing Gao<sup>1</sup> Tomohisa Wada<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup> Faculty of Information Engineering, University of the Ryukyus 1 Senbaru Nishihara, Okinawa, 903-0129 Japan

<sup>2</sup> Magna Design Net Inc. 1831-1 Oroku Naha, Okinawa, 901-0152 Japan

E-mail: <sup>1</sup>mimo@lsi.ie.u-ryukyu.ac.jp, wada@ie.u-ryukyu.ac.jp

**Abstract** Adaptive array antenna system is a quite attractive field of research for ISDB-T reception since it can improve the receiver performance by using the directional beam pattern. Moreover, a number of the formed eigenvector beams can be used to receive the branch signals that passed through multi-path channels. In this paper, we propose a new algorithm to calculate the eigenvector of the input correlation matrix based on 4-elements linear array antennas reception system. We discussed about 3 reception systems that based on different algorithms. Simulation results show the effectiveness of the proposed one.

**Keyword** Directional beam pattern, Eigenvector, Bit Error Rate

### 1. まえがき

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 通信方式はマルチキャリア通信で、キャリアどうしに直交性があるため、サブキャリアをオーバーラップさせ、周波数帯域を効率よく利用できる。また、OFDM にはイコライザを簡略化できるという利点があるため、地上デジタル放送 (ISDB-T) や、ワイヤレス LAN(802.11a/g)などに採用されている。特に、OFDM のダイバーシティ受信に関しては、キャリアごとにダイバーシティ合成し等化復調することより、優れた受信性能が得られることが報告されている[2]。一方、アダプティブアレーアンテナでは、複数の受信ビームを形成し、各ビームにおいて妨害波を抑圧すると同時に、

その複数のビームをダイバーシティ合成することより、遅延波に対するパスダイバーシティ受信ができるため、検波の信頼性を高めることが期待できる。

本研究では、OFDM 送信信号に対して、まずアダプティブアレーアンテナで受信した信号の相関行列に対して固有値解析を行い、各固有ビームで分離受信する。次に、OFDM のキャリアごとにダイバーシティ合成および等化を行う。3つの受信システムにおいて、エラービット率を比較し、OFDM 通信システムの移動体における受信性能の向上を確認した。

### 2. 遅延波に対するダイバーシティ受信

アダプティブアレーアンテナは多重波対策への応

用として、今まで多く報告されている。この中には、遅延時間差の長い多重伝搬を効果的抑圧することより、波形歪み補償に適すると言われている。一方、アレーアンテナにおいて、受信信号の相関行列に対して固有値解析を行い、電波の到来状況を推定し、遅延時間差の大きいマルチパスに対応する固有ベクトルビームを形成し、多重波を分離受信した後合成することが考えられる。

## 2.1.固有ベクトルビーム形成

複数の固有ベクトルビームを形成するアダプティブアレーアンテナの基本構成を図1に示す。ある短区間において、アンテナ素子の受信信号相関行列を求め、固有ベクトルを重み係数として利用することより、それぞれのビームを形成する。以下に、これについて説明する。

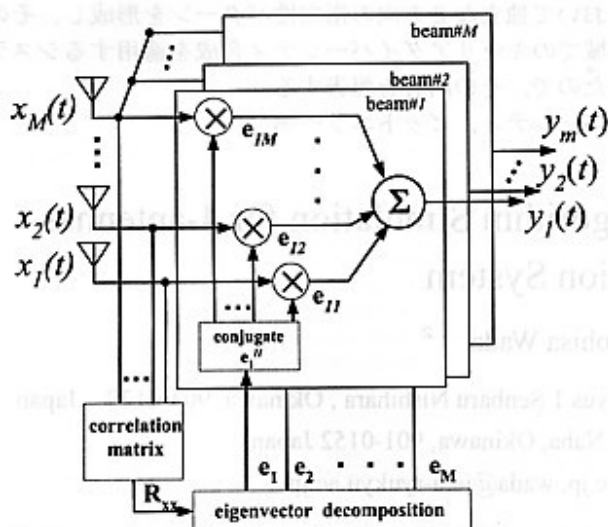


図1 複数の固有ベクトルビームで受信するアダプティブアレーアンテナの基本構成

アンテナ数を $M$ 、サンプリング数を $T$ とする短区間受信信号系列を次式の $T \times M$ の行列 $\mathbf{X}$ で表すことができる。

$$\mathbf{X} = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)]^T \quad (1)$$

ここで、 $x_m(t), m=1, 2, \dots, M, t=1, 2, \dots, T$ は $m$ 番目素子における $t$ 番目の入力サンプルの複素ベクトルである。この時、短区間 $T$ において、アレーアンテナの受信信号相関行列 $\mathbf{R}$ は、次式で表される。

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{X}^H \mathbf{X}] \quad (2)$$

ここで、 $E[\cdot]$ はサンプル値のアンサンブル平均であり、上添字 $T, H$ はそれぞれ転置と複素共役転置を表す。到来波数を $L$ 波とし、それぞれの信号波形と到来角

度を $s_l(t), \theta_l(t)$ と表すと、各素子への入力信号は次式で表される。但し、今研究では $L \leq M$ とする。

$$\mathbf{x}_m(t) = \sum_{l=1}^L s_l(t) \mathbf{a}(\theta_l) + \mathbf{N}(t) \quad (3)$$

$$= \mathbf{A} \mathbf{s}(t) + \mathbf{N}(t) \quad (4)$$

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_L)] \quad (5)$$

$$\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_L(t)]^T \quad (6)$$

上式において、 $\mathbf{a}(\theta_l)$ は到来波 $l$ に対してアレー応答ベクトルで、 $\mathbf{N}(t)$ は加法性雑音ベクトルであり、その成分は、平均が0で分散 $\delta^2$ の独立な複素ガウス過程である。この場合、相関行列 $\mathbf{R}_{xx}$ は次式で表される[3]。

$$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{X}^H \mathbf{X}] \quad (7)$$

$$= \mathbf{A}^H E[\mathbf{s}^H(t) \mathbf{s}(t)] \mathbf{A} + E[\mathbf{N}^H(t) \mathbf{N}(t)] \quad (8)$$

$$= \mathbf{A}^H \mathbf{S} \mathbf{A} + \delta^2 \mathbf{I} \quad (9)$$

ここで、 $\mathbf{S}$ は波源相関行列と呼ばれ、到来波がすべて互いに無相関であれば

$$\mathbf{S} = E[\mathbf{s}^H(t) \mathbf{s}(t)] = \text{diag}\{P_1, P_2, \dots, P_L\} \quad (10)$$

$$P_l = E[|s_l(t)|^2] \quad (l=1, 2, \dots, L) \quad (11)$$

となる。但し、 $P_l$ は各到来波の入力電力を表す[3]。

式(10)の相関行列はエルミート行列であるため、その固有値 $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M$ の大きさは、 $|\lambda_1| > |\lambda_2| > \dots > |\lambda_M|$ とすると、各固有値に対応する固有ベクトル $\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_M$ は互いに無相関となるため、これをそのままアレーの重み係数として用いる場合、複数個の固有ベクトルビームを形成し、その指向性より各遅延波を分離受信することができる。

## 2.2.固有ベクトルの計算

相関行列 $\mathbf{R}$ の固有値および固有ベクトルを求める基本的手法としてべき乗法(power iteration)と減次(deflation)が知られている[1]。伝送路のインパルス応答 $h_p(t)$ の変化に対してその信号処理時間が大きいため、地上デジタル放送などの中継に伴う遅延が生じるため、計算量の削減を図る手法が報告されている[1]。以下、基本的手法と提案されていた従来手法について述べる。

基本手法のべき乗では、まず0でない初期ベクトル $\mathbf{V}_0$ を用意する。そして、下式(12)と(13)に従って、相

関行列  $R$  との積によりベクトル  $v_0$  を更新する。

$$u = Rv_k \quad (12)$$

$$v_{k+1} = u/|u| \quad (13)$$

ここで、式(13)の右辺は発散を防ぐため、正規化を施すものとなる。このように繰り返し、ベクトルを更新することより、ベクトル  $v_k$  は最大固有値  $\lambda_1$  に対応する固有ベクトル  $e_1$  に収束する。

減次は、既に求められる固有値を消去することである。上のべき乗で得られる最大固有値  $\lambda_1$  および固有ベクトル  $e_1$  を利用し、次式に示す新しい相関行列  $R_1$  を作る。

$$R_1 = R - \lambda_1 e_1 e_1^H \quad (14)$$

ここで、行列  $R$  の各固有値  $\lambda_m$  に対して、行列  $R_1$  の各固有値は、 $\lambda_m - \lambda_1$  となる。また、行列  $R$  と行列  $R_1$  の固有ベクトルは同じであるため、行列  $R_1$  に対して、再びべき乗法を適用することより、2番目の固有値に対応する固有ベクトルが求められる。また、この処理を順次繰り返せば、全  $M$  個の固有ベクトルを求めることができる。

一方、従来手法は、相関行列  $R$  を求めることなく、受信信号ベクトル  $X(t)$  に直接べき乗と減次を実行することより、基本手法と全く等価な計算が、少ない計算量で実現できる[1]。その計算手順を図2に示す。

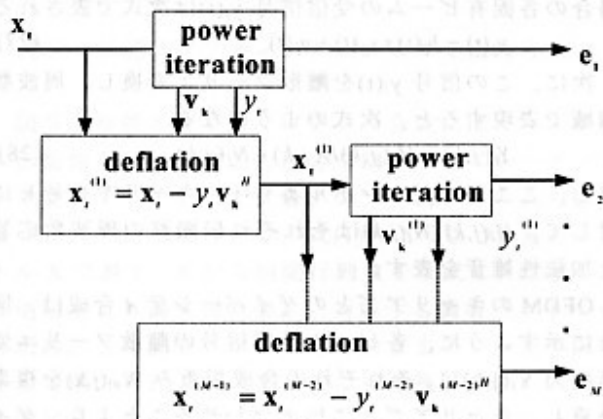


図2：従来手法によるべき乗法及び減次処理の手順

まず、べき乗については、相関行列の計算式(2)を式(12)に代入することより、ベクトル  $u$  は次のように表すことができる[1]。

$$u = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T (x_t^H y_t) \quad (15)$$

ここで、 $y_t$  は式(13)により正規化した更新ベクトル  $v_k$

に対応するアダプティブアレーの合成出力信号となり、次式で表される。

$$y_t = x_t \cdot v_k \quad (16)$$

また、従来手法の減次処理はべき乗と同じく、相関行列  $R$  を求めることなく、受信信号ベクトル  $X_1$  を変形して、新しいベクトル  $X_1^{(1)}$  を次式のように生成する。

$$x_1^{(1)} = x_1 - (x_1 \cdot e_1) e_1^H \quad (17)$$

このベクトル  $X_1^{(1)}$  に対して、式(15)および(16)のように、再度べき乗法を適用し、他の固有値に対応する固有ベクトルが求められる。基本手法の減次と同じ、繰り返すことより、順次、全  $M$  個の固有ベクトルを求めることができる。

移動通信などの伝搬路が変動する環境では、その変動の速さに応じて、ある短区間ごとの受信信号ベクトル  $X(0 \sim T)$  に対して、固有ベクトルを繰り返し求められるが、伝搬路の変動が遅い場合には、短区間受信信号の相関行列は時間軸においての変化は小さくなるため、式(13)の更新ベクトル  $v_k$  は固有ベクトルに収束しているか否かに関わらず、ある短区間のべき乗法により更新されたベクトルを次の短区間のべき乗法の初期ベクトルとして連続的に受け渡すことにより、最終的に固有ベクトルに収束することが保証できる[1]。そして、従来手法の減次処理は、固有ベクトル  $e_1$  の代わりに  $v_k$  を用いて次式となる[1]。

$$x_1^{(1)} = x_1 - (x_1 \cdot e_1) e_1^H = x_1 - y_1 \cdot v_k^H \quad (18)$$

また、この従来手法におけるべき乗法および減次を実行する構成を図2に示す。

### 2.3. 固有ベクトル計算の提案手法

上に述べた従来手法の減次処理は全  $M$  個の固有ベクトルを求めるには、直列的に順次処理であり、最初のべき乗法は  $M$  素子アレーの入力信号に対して直接処理を行うため、固有値へのベクトル更新回数は多い。マルチパスからの各到来波の強度又は伝搬路変動が激しい場合には、次のべき乗法により計算されたベクトルの精度は前のべき乗法の収束度に強く依存するため、追従不能となる恐れがある。ここで、本稿では、各べき乗法の処理対象となる信号行列  $X_i^{(m)}$  を入力信号ベクトル  $X_i$  から並列的に減次処理より生成し、各べき乗法の計算量を削減できる計算手法を提案する。以下、これについて述べる。

提案手法の計算手順を図3に示す。ここで、説明しやすいために、2つの固有値の計算を例とした。まず、0でない初期ベクトル  $v_k^{(1)}$ ,  $v_k^{(2)}$  及び初期複素数  $y_1^{(1)}$ ,  $y_1^{(2)}$  を用意する。ある短区間において、アレー入力信号ベクトル  $X_i$  に対して、次式のように減次処理をする

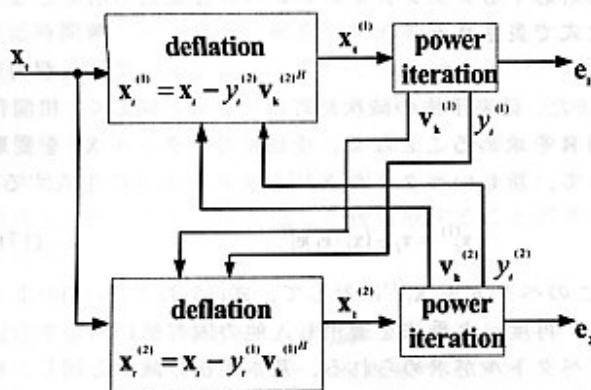


図3 提案手法におけるべき乗法及び減次処理の手順

ことより、新しい信号行列  $X_i^{(1)}$ ,  $X_i^{(2)}$  を生成する。

$$x_i^{(1)} = x_i - y_i^{(2)} \cdot v_k^{(2)H} \quad (19)$$

$$x_i^{(2)} = x_i - y_i^{(1)} \cdot v_k^{(1)H} \quad (20)$$

次に、新しいベクトルに対して、次式に従って、 $y_i^{(1)}$ ,  $y_i^{(2)}$  との内積によりベクトル  $v_k^{(1)}$ ,  $v_k^{(2)}$  を繰り返し更新する。

$$y_i^{(1)} = x_i^{(1)} \cdot v_k^{(1)} \quad (21)$$

$$u_k^{(1)} = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^T \left( x_i^{(1)H} \cdot y_i^{(1)} \right) \quad (22)$$

$$v_{k+1}^{(1)} = u_k^{(1)} / |u_k^{(1)}| \quad (23)$$

$$y_i^{(2)} = x_i^{(2)} \cdot v_k^{(2)} \quad (24)$$

$$u_k^{(2)} = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^T \left( x_i^{(2)H} \cdot y_i^{(2)} \right) \quad (25)$$

$$v_{k+1}^{(2)} = u_k^{(2)} / |u_k^{(2)}| \quad (26)$$

次に、ある程度収束したベクトル  $v_k^{(1)}$ ,  $v_k^{(2)}$  を次の区間の初期値として、次の短区間の入力信号ベクトル  $X_i$  に対して、式(19)、式(20)のように減次処理を行う。このように、時間軸方向へ繰り返せば、最終的には  $v_k^{(1)}$ ,  $v_k^{(2)}$  は固有ベクトルに収束するはずである。

### 3. OFDM 信号のキャリアダイバーシティ合成

複数の OFDM 信号の受信は、入力信号を離散フーリエ変換 (FFT) することにより、キャリアごとの振幅・位相へ復調する。ダイバーシティ合成は、図4に示されるように、一つまたは複数の固有ビームで受信した OFDM 信号  $y_l(t)$  をそれぞれ離散フーリエ変換し、出力

したベースバンド信号をキャリアごとに振幅・位相を合わせて、同相合成するものである[2]。図4に、アレーアンテナで受信した L 組の OFDM 信号のダイバーシティ合成システムを示す。

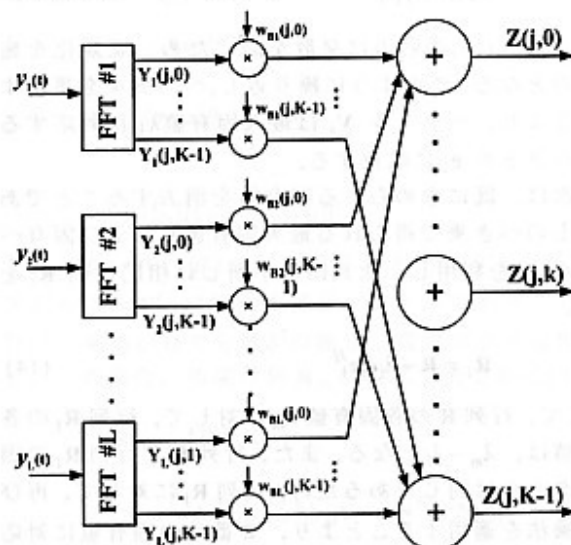


図4 OFDM 信号のキャリアダイバーシティ合成

送信側での送信データ  $D(j,k)$  を離散逆フーリエ変換 (IFFT) より生成される OFDM 信号を  $s_0(t)$  とし、受信機側の l 番目の固有ビームで受信する伝搬路のインパルス応答を  $h_l(t)$  とすると、加法的雑音  $n_l(t)$  を考え入れた場合の各固有ビームの受信信号  $y_l(t)$  は次式で表される。

$$y_l(t) = h_l(t) * s_0(t) + n_l(t) \quad (27)$$

次に、この信号  $y_l(t)$  を離散フーリエ変換し、周波数領域で表現すると、次式のようなになる。

$$Y_l(j,k) = H_l(j,k)D(j,k) + N_l(j,k) \quad (28)$$

但し、ここでは、シンボル番号 j, キャリア番号 k に対して、 $H_l(j,k)$ ,  $N_l(j,k)$  はそれぞれ伝搬路の周波数応答と加法的雑音を表す。

OFDM のキャリアごとのダイバーシティ合成は、図4に示すように、各ビーム受信信号の離散フーリエ変換出力  $Y_l(j,k)$  に、それぞれの合成用重み  $w_{nl}(j,k)$  を複素乗算し、キャリアごとに加え合わせることで、ダイバーシティ合成出力  $Z(j,k)$  が得られる。

$$Z(j,k) = \sum_{l=1}^L w_{nl}(j,k) Y_l(j,k) \\ = D(j,k) \sum_{l=1}^L w_{nl}(j,k) \cdot H_l(j,k) + \sum_{l=1}^L w_{nl}(j,k) \cdot N_l(j,k) \quad (29)$$

式(29)の第1項、第2項はそれぞれダイバーシティ合成後の信号成分と雑音成分を表す。従って、この合成信号  $Z(j,k)$  が、送信データ  $D(j,k)$  に復元される条件は次式で表される。

$$\sum_L W_{Bl}(j,k) \cdot H_l(j,k) = 1 + 0j \quad (30)$$

次に、式(30)の復元条件および信号対雑音の電力比を最大にする合成の重み係数  $W_{Bl}(j,k)$  が次式のように得られる[2].

$$W_{Bl}(j,k) = \frac{H_l^H(j,k)}{\sum_l H_l(j,k) \cdot H_l^H(j,k)} \quad (31)$$

また、キャリアごとにダイバーシティ合成する重み  $W_{Bl}(j,k)$  を得るためには、受信ビームごとに伝搬路の周波数応答  $H_l(j,k)$  を知る必要がある。本シミュレーションでは、周波数領域へ変換した受信信号  $Y_l(j,k)$ 、送信側の送信データ  $D(j,k)$  を利用して、各伝搬路の  $H_l(j,k)$  を推定した。

#### 4. 検討するシステム

図5と図6に本稿で検討する三つの受信システムを示す。図5は単純な最大固有ベクトルビーム受信システムである。図6の(a)と(b)はそれぞれシリアル型直交2固有ベクトルビーム合成受信システム及びパラレル型直交2固有ベクトルビーム合成受信システムを示す。

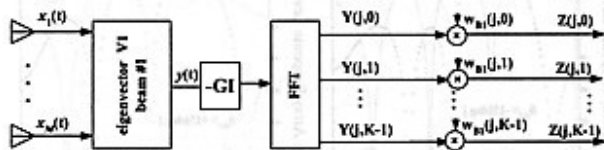
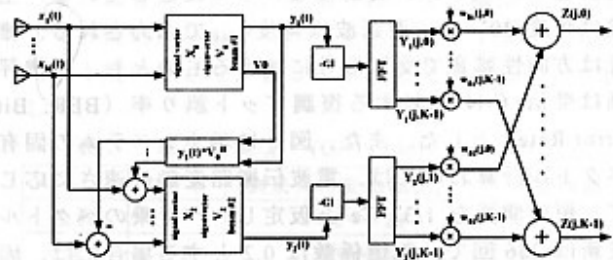


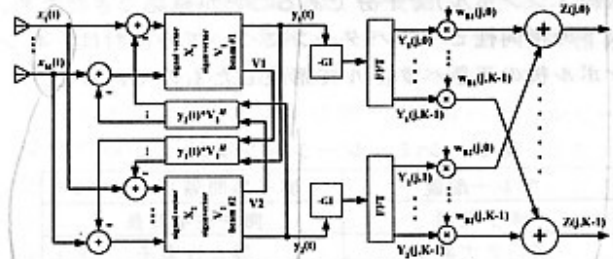
図5 単純アダプティブアレーより1出力合成

図5の単純アダプティブアレー合成には、マルチパス伝搬路を通り到来した信号をM素子のアレーアンテナで受信する。ここで、各アンテナ素子への入力信号はベースバンド信号とし、式(1)のようにM元のベクトル  $X$  で表す。  $X$  から相関行列  $R$  を生成し、直接に固有値解析より最大固有値  $\lambda_1$  に対応する固有ベクトル  $v_0$  を求め、この固有ベクトルをそのままアレー重み係数として用いられ、到来波の中に一番強いものに向けて受信ビームを形成する。このように重み付け合成された OFDM 信号  $y_0$  からガード区間を取り除き、有効シンボル区間を離散フーリエ変換(FFT)することにより、シンボル番号  $j$ 、キャリア番号  $k$  に対して、キャリアごとの振幅・位相情報を取り出す。最後に、この単純1ビーム BI で受信した複素信号  $Y(j,k)$  に対して、等化用重み  $w_{Bl}(j,k)$  を複素乗算し、ベースバンド信号  $z(j,k)$  が得られる。

図6(a)のシリアル型直交2固有ベクトルビーム受信システムでは、M素子のアダプティブアレーアンテナより受信する部分において、2.2節に述べた入力相



(a) シリアル型直交2出力OFDM信号のダイバーシティ合成



(b) パラレル型直交2出力OFDM信号のダイバーシティ合成

図6 シリアル型(従来手法)及びパラレル型(提案手法)より2出力合成

関行列の固有ベクトル計算の従来手法を適応し、アレー入力信号ベクトル  $x_0$  から直接に最大固有値  $\lambda_1$  に対応する固有ベクトル  $v_0$  を求めて、図2と同じように受信ビーム#1を形成し、合成された到来波1の OFDM 信号  $y_1$  を分離受信して出力する。一方、このビーム#1の重み係数  $v_0$  と出力信号  $y_1$  を利用して、アレー入力信号  $x_0$  に対して減次処理を施し、到来波1を除外して新しい信号ベクトル  $x_2$  を生成する。この  $x_2$  に対して  $x_0$  と同じような処理をすることにより、到来波2の OFDM 信号  $y_2$  が出力される。次には、到来波1の信号  $y_1$  と到来波2の信号  $y_2$  に対して、ガード区間を取り除き、有効シンボル区間を離散フーリエ変換した後、3節に述べたように、OFDMの各キャリアを最大比ダイバーシティ合成・等化を行い、ベースバンド信号  $z(j,k)$  が得られる。

図6(b)のパラレル型直交2固有ベクトルビーム受信システムには、固有ベクトル計算法について、従来手法の代わりに2.3節に述べた提案手法を適応する以外、図6(a)のシリアル型と同じく、OFDMのキャリアごとの最大比ダイバーシティ合成・等化を行い、ベースバンド信号  $z(j,k)$  が出力される。

#### 5. 計算機シミュレーション

シミュレーションに用いた移動通信の伝送パラメータを表1に示す。電波環境の詳細を表2に示す。ここで、到来波は、同期が完全である主波(直接波)、ガード区間長以内の遅延波1波とした。但し、主波も選

延波もフェージング変動のない単一波としている。主波は角度 $-30^\circ$ で、遅延波は角度 $\theta_{del}$ で入力される。雑音は方向性雑音で受信信号に加えるものとし、受信評価は受信 C/N に対する復調ビット誤り率 (BER: Bit Error Rate) とした。また、図 6 に示すシステムの固有ベクトル計算においては、電波伝搬路変動の速さに応じて、短区間長を  $1/32 \cdot T_c$  と仮定し、べき乗のベクトル更新は 256 回で、記憶係数は 0.2 とする場合には、固有ベクトルへの収束は連続 100 イタレーション程度 (約 3 シンボル) で十分であることが確認できたため、以下の指向性ビームパターンについての検討は、4 シンボル後の更新ベクトルで形成したものであった。

表 1 シミュレーション条件

アレー配置	4 素子等間隔リニアアレー
素子間隔	搬送波半波長
アンテナ素子	等方性素子
FFT	8192
キャリア数	8192
有効シンボル長 $T_c$	1.008(ms)
ガードインターバル $T_g$	$1/8 T_c$
変調方式	64 QAM
RF 中心周波数	470 MHz

表 2 電波環境 ①

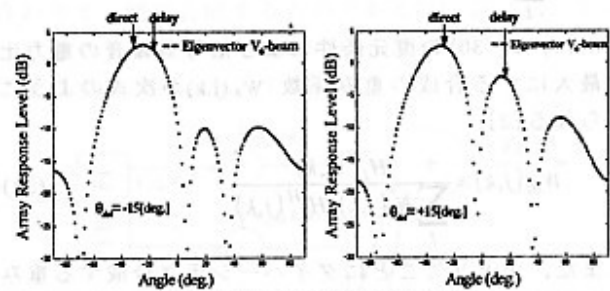
	D/U	到来角 $[\circ]$	遅延時間
主波	0	$-30$	0
遅延波 1	-2	$\theta_{del}$	$1/8 \cdot T_c$

### 5.1 基本特性に関する検討

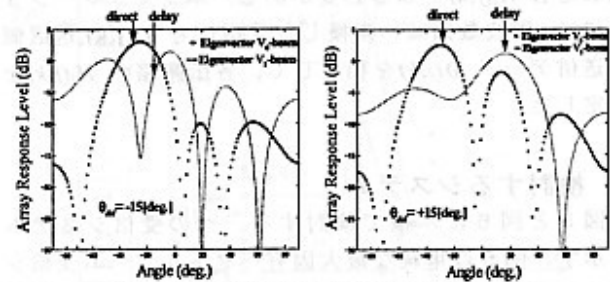
図 7(a)、図 7(b)、図 7(c)には、遅延波の到来角度 $\theta_{del}$ が $-15^\circ$ 及び $+15^\circ$ とした時、それぞれ、三つの受信システムにおけるアダプティブアレーの指向性ビームパターンを示す。

図 7 からわかるように、単純な 1 固有ベクトルビーム受信は主波 (直接波) に向けてメインビームを形成し、遅延波が抑圧されていることが確認できた。一方、シリアル型もパラレル型も、両方ともに二つのビームパターンを形成し、主波と遅延波を同時に分離受信することができた。また、三つの受信システムは主波を受信する指向性パターンがほぼ同じであった。遅延波向けの指向性パターンについて、シリアル型とパラレル型とは一致であることがわかった。

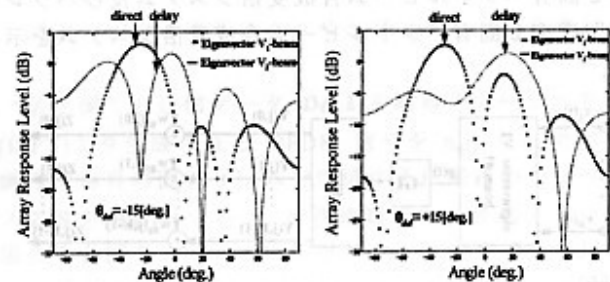
図 8(a)と図 8(b)には、それぞれ遅延波の到来角度 $\theta_{del}$ が $-15^\circ$ 及び $+15^\circ$ とした時、各受信システムの特徴を示す。図 8 から、シリアル型及びパラレル型の直交 2 固有ベクトルビームダイバシティ合成の方は一つの主固有ベクトルビーム受信より受信特性は大きく改善されていることがわかる。また、時間軸に電波の変化が見



(a) 単純1ビーム受信ダイバシティ合成



(b) シリアル型直交2ビーム受信ダイバシティ合成



(c) パラレル型直交2ビーム受信ダイバシティ合成

図 7 各受信システムのアレー出力の指向性パターン

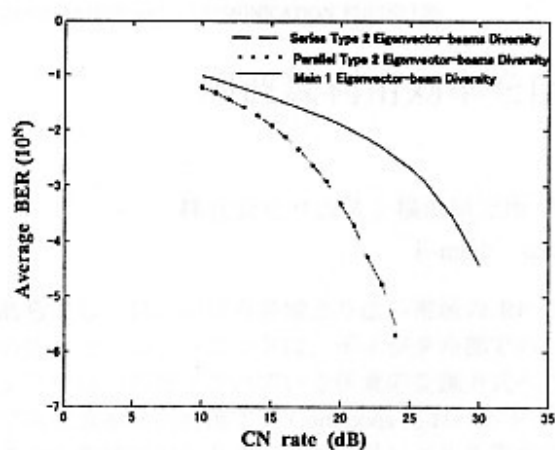
られない環境では、シリアル型とパラレル型とほぼ同一の特性を示す。

### 5.2 遅延波到来角度についての検討

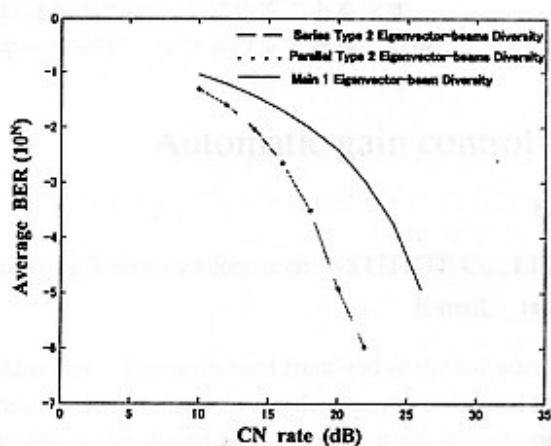
図 9 には、 $C/N=20\text{dB}$  とした場合において、遅延波の到来角度 $\theta_{del}$ が $-90^\circ \sim +90^\circ$ と変化した時の各受信システムのビット誤り率特性を示す。図 9 から、主波 ( $-30^\circ$  から到来する) と空間的に相関の高い角度以外から到来した遅延波であった場合には、図 6 (a)と図 6 (b)の 2 固有ベクトルビームダイバシティ合成は図 5 の単純一つの固有ベクトルビーム受信より受信特性が優れていることがわかる。また、グラフの波状の起伏は、遅延波は空間的に主波とどのくらい相関であったかに関わるものであると考えられる。

### 5.3 時間軸に電波の変化に関する検討

移動通信においては、時間的に電波環境が変化して



(a)  $\theta_{del} = -15(\text{deg.})$



(b)  $\theta_{del} = +15(\text{deg.})$

図8 各受信システムの基本特性

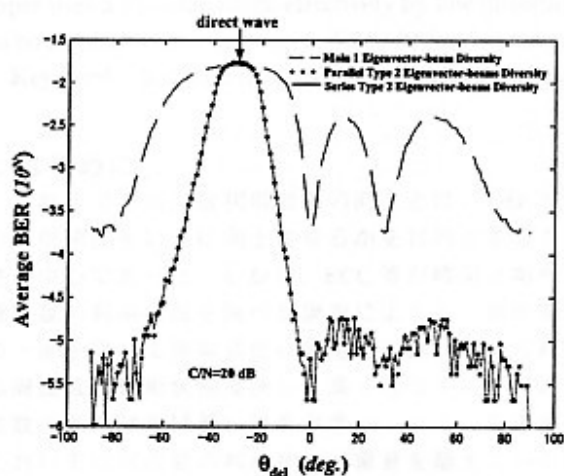


図9 遅延波の到来角度 $\theta_{del}$ に対する各受信システムの受信特性

いるのは普通である。本稿では、受信機が基地局に対して方位的に移動する状況を想定し、1シンボル長の間に1度の速さで、表3に示す電波環境②について検討した。

表3 電波環境② ( $C/N=20\text{dB}$ ,  $\Delta\theta=1^\circ/T_{\text{symbol}}$ )

	D/U	到来角の変動範囲 $[\text{度}]$	遅延時間
主波	0	-30~+20	0
遅延波	-2	+20~-30	$1/8 * T_u$

図10には、電波環境②で、各受信システムの時間経過に伴い、統計的に累積するビットエラー率特性を示す。図10から、受信特性は、提案手法の平行型、従来手法のシリアル型及び単一主固有ベクトルビーム受信の順によくなっていくことがわかった。また、2固有ベクトルビームダイバシティ合成は時間的経過とともに、受信特性は段々改善していくと見られ、提案手法の平行型は従来手法のシリアル型より収束が速いことがわかる。

また、グラフにはリップルのような起伏が見られるが、これは、遅延波が空間的に主波との相関性によるものでありながら、従来手法により固有ベクトルを求めるシリアル型と提案手法の平行型は2.2節と2.3節に述べたように、短区間ごとにべき乗処理した後、次の短区間の初期ベクトルは連続的に前区間の最終ベクトルを受け取ったため、短区間では性能が悪くなると考えられる。

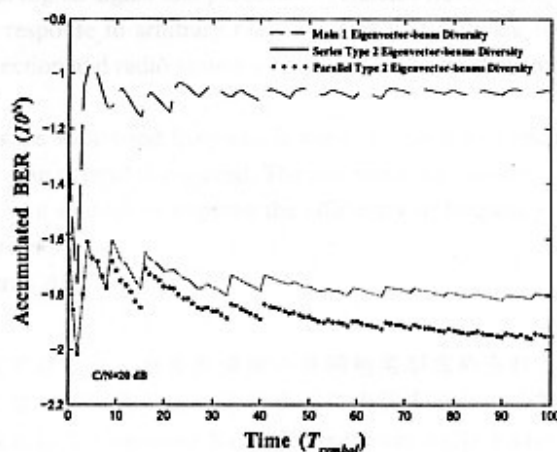


図10 時間的に電波の到来角度の変化に対する特性

## 6. むすび

移動通信において、アダプティブアレーアンテナを用いて、受信信号の相関行列に対して、直接に固有ベクトルを求めて単一固有ベクトル受信のほか、従来手法のシリアル型直交2固有ベクトル合成および提案手法の平行型直交2固有ベクトル合成してから、キャリアダイバシティ合成する

計三つの OFDM 信号受信システムの受信性能に関して、シミュレーションにより検討を行った。2 固有ベクトルビーム受信の従来手法と提案手法は単一の固有ベクトルビーム受信より性能が優れることが確認できた。また、時間軸に変化のある電波環境では、提案手法による固有ベクトルを求めるパラレル型は、従来手法のシリアル型より適すことが認められる。今後、フェージング変動のある多重波環境において、各受信システムの性能について検討を行う予定である。また、実際に FPGA, DSP を用いて実験システムを構築し、実験評価を行う予定である。

文 献

- [1] 鈴木徳祥 等, “固有ベクトルビーム形成の際の計算量削減に関する検討” SITA2004, pp.1-3, Dec.2004.
- [2] 中原 俊二, 濱住啓之 等, “スペースダイバシティを用いた地上デジタル放送中継の検討” ITE 学会, vol.25, no.31, pp.7-12, Mar.2001.
- [3] 菊間信良, アダプティブアンテナ技術, オーム社, 東京, 2003.

