遺伝的アルゴリズムを用いた ブラインド型時空間 RBF 等化器の設計

非会員 渡邊 勝秀* 非会員 林 海*
正員 山下 勝己*

A Design Method of Blind Spatial and Temporal RBF Equalizer Using Genetic Algorithm

Katsuhide Watanabe*, Non-member, Hai Lin*, Non-member, Katsumi Yamashita*, Member

This paper describes a new solution to the channel intersymbol interference and the nonlinear distortion by means of adaptive array antenna and radial basis function (RBF) equalizer. RBF equalizer can reduce the influence of intersymbol interference and additive noise in the digital communication system. It is also well known to eliminate the nonlinear distortion effectively. But the conventional RBF equalizers including our previous proposed equalizer, spatial and temporal RBF equalizer using adaptive array antenna, need training data to learn channel states, which incurs decline in the data rate. In this paper, without training data, we construct a blind spatial and temporal RBF equalizer using genetic algorithm. Furthermore, we also describe a method of synthesizing Bayesian decision variables of RBF equalizers in order to obtain better performance. The RBF equalizer based on the proposed method can present a remarkable improvement in BER characteristics and its performance is demonstrated by computer simulations.

キーワード：アレーアンテナ，RBF 等化器，非線形伝搬路，ブラインド，遺伝的アルゴリズム

Keywords: Array Antenna, RBF Equalizer, Nonlinear Channel, Blind, Genetic Algorithm

1. まえがき

近年，無線回線を介してマルチメディア情報を利用者に提供する，マルチメディア無線通信サービスの需要が高まってきた。しかし，高速な無線データ通信サービスの実現には，送信機・受信機での変復調処理による非線形歪および反射・散乱・回折によるマルチパス問題を克服しなければならない⁽¹⁾。

先に筆者等は，非線形歪を含むマルチパス環境でも有効に動作する，アダプティブアレーアンテナを用いた時空間 RBF(Radial Basis Function) 等化器を提案した⁽²⁾。同等化器では，アレーアンテナ技術の一つである MUSIC(Multiple Signal Classification) 法⁽³⁾ および MSN(Maximum Signal-to-Noise Ratio) 法⁽⁴⁾ を用いて受信信号を各到来角成分に分離すると共に，分離後の各信号に対して RBF 等化器⁽⁵⁾⁽⁶⁾ を用い送信信号の再生を図つ

ている。提案した時空間 RBF 等化器では，単一アンテナの時空間 RBF 等化器に比べ，計算負荷の軽減化および BER(Bit Error Ratio) 特性の改善が図られている。しかしながら，時空間 RBF 等化器では⁽²⁾，データ送信に先立ち既知の参照信号を送信する必要がある，伝送スループットの低下を招く。更に，参照信号と受信信号にタイミングずれが生じた場合には，通信特性が著しく低下する欠点を有する。これらの問題に対処する有効な手法としては，参照信号を必要としないブラインド型等化器が注目されている。

ブラインド等化では，送信信号の統計的性質と受信信号を用いてチャネル等化を行う。未知チャネルが線形かつ最小位相推移の場合には 2 次統計量による方法，また，非最小位相推移に対しては佐藤の確率分布合同法，単純エントロピー法，高次統計量 (Higher Order Statistic: HOS) による方法⁽⁷⁾⁽⁸⁾，最近では，オーバーサンプリングによる入力信号の周期定常性を用いた 2 次統計量による方法等も提案されている⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。更に，信号波の定包絡特性を事前情報として用いる CMA(Constant Modulus Algorithm)⁽¹¹⁾⁽¹²⁾ 等も提案されているが，非線形システムを対象とした研究は殆ど進んでいないのが実情である。

本論文では，遺伝的アルゴリズムを用いたブラインド型

* 大阪府立大学 大学院工学研究科
〒 599-8531 大阪府堺市学園町 1 1
Graduate School of Engineering
Osaka Prefecture University
1-1, Gakuen-cho, Sakai, Osaka 599-8531

時空間 RBF 等化器の一設計法を提案する。先ず, MUSIC 法および MSN 法を用いることにより, 受信信号を各到来角成分に分離する。次に, 分離後の各信号から送信信号を再生する RBF 等化器を設計するが, その際, RBF 等化器において重要な役割を担うセンタ要素を決定しなければならない。ここでは, 最尤法に基づいた評価関数を提案しセンタ要素を決定するものであるが, 同関数がセンタ要素に関して多峰性関数となることから, センタ要素の探索には大域的探索法の一つである遺伝的アルゴリズム (Genetic Algorithm:GA) を用いる。しかしながら, GA は大域探索には優れた効果を発揮するものの, 局所探索法に比べて求解の精度が劣るという欠点を有する。従って, GA と局所探索法である改訂シンプレックス法を組み合わせたハイブリッド GA⁽¹³⁾ を用いてセンタ要素を推定する。更に, 並列した RBF 等化器の Bayesian 判定変数を合成し, 合成 Bayesian 判定変数を用いて送信信号の再生を行う。このことにより, 各 RBF 等化器の Bayesian 判定変数を個々に用い送信信号を再生した場合に比べ, 誤差確率が大幅に低減することを理論的に示す。最後に, 計算機シミュレーションにより, 提案する等化器の有効性を検証する。

2. 時空間受信機

本章では, 基地局にアレーアンテナを用いた場合の時空間伝搬路モデル, 受信信号を各到来角成分に分離するアレーアンテナによる時空間受信機および同受信機内で用いる RBF 等化器について概説する。

2.1 時空間伝搬路モデル 図 1(a) には, 基地局にアレーアンテナを用いた場合の時空間伝搬路モデルを示す。同図において, 移動局からの時刻 k における送信信号 $u(k)$ は建物や地形等に反射し, D 個の方向の信号となり基地局に受信される。このとき, 図 1(b) に示す K 素子からなる無指向性等間隔リニアアレー ($K > D$) に, 上記の D 波の信号が入射すると仮定すると, 次式の関係が得られる。

$$\mathbf{X}(k) = \mathbf{A}\mathbf{S}(k) + \mathbf{N}(k) \quad (1)$$

但し,

$$\mathbf{X}(k) = [x_1(k), x_2(k), \dots, x_K(k)]^T \quad (2)$$

$$\mathbf{S}(k) = [s_1(k), s_2(k), \dots, s_D(k)]^T \quad (3)$$

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_D)] \quad (4)$$

$$\mathbf{a}(\theta_j) = [1, e^{-i\frac{2\pi\Delta}{\lambda} \cos \theta_j}, \dots, e^{-i\frac{2\pi\Delta(K-1)}{\lambda} \cos \theta_j}]^T \quad (5)$$

$$s_j(k) = \hat{s}_j(k) + D_2\{\hat{s}_j(k)\}^2 + D_3\{\hat{s}_j(k)\}^3 \quad (6)$$

$$\hat{s}_j(k) = \sum_{i=0}^{n_j-1} h_j(i) \cdot u(k-i) \quad (7)$$

上式において, $\mathbf{S}(k)$ および $\mathbf{X}(k)$ はそれぞれ D 次元のアンテナ入力信号および K 次元のアンテナ出力信号, $\mathbf{A}$ は K

図 1 信号到来モデル

Fig. 1. Arrival signal model.

図 2 時空間領域の受信機

Fig. 2. Spatial and temporal receiver.

次元のステアリングベクトル $\mathbf{a}(\theta_j)$ から構成される $K \times D$ 次元の行列, $\mathbf{N}(k)$ は平均零, 分散 σ^2 で, かつ, 各アンテナ素子間および各到来信号とは独立な K 次元の雑音ベクトルである。また, $\lambda, \theta_j, \Delta$ は, 信号の波長, アンテナエレメントの水平方向から測定した到来角度, アンテナの素子間隔を表し, 添字 T は行列およびベクトルの転置を表す。なお, D_2 および D_3 は非線形歪の度合いを表す係数であり, $D_2 = D_3 = 0$ のときは線形伝搬路を, $D_2 \neq 0$ あるいは $D_3 \neq 0$ のときは非線形伝搬路を表す。また, n_j および $h_j(i)$ は j 番目のパスのインパルス応答の長さおよびインパルス応答の係数をそれぞれ表す。

2.2 アレーアンテナによる時空間受信機 受信信号に MUSIC 法および空間スムージング法を適用することにより, D 波の到来角をそれぞれ推定する。次に, 推定した到来角情報に基づき MSN 法を用い, 受信信号を到来角方向毎の D 波の信号 $r_j(k) (1 \leq j \leq D)$ に分離する。同処理は図 2 のアレーアンテナ部において実施される。更に, 次

段における D 個並列した等化器において、それぞれ $r_j(k)$ に基づき送信信号が再生される。なお、図 2 のアレーアンテナ部の出力 $r_j(k)$ は厳密には $s_j(k)$ とは異なるが、アダプティブアレーの指向性パターンが、所望波に対してゲイン 0[dB]、かつ、不要波に対しヌルが正確に向けられていれば $r_j(k) = s_j(k) (1 \leq j \leq D)$ の関係が成立する。

2.3 RBF 等化器 本節では、図 2 の第 j 番目 ($1 \leq j \leq D$) の RBF 等化器により、送信信号を復元する手順を簡単に記述する。

まず、送信信号 $u(k)$ を独立かつ等確率な $\{\pm 1\}$ のバイナリ信号とする。また、等化器の次数を m と仮定する。このとき、伝搬路 j のインパルス応答長が n_j より、時刻 k での等化器に影響を与える送信信号は

$$\mathbf{u}(k) = [u(k), \dots, u(k - n_j - m + 2)]^T \dots \dots \dots (8)$$

となり、結果的にチャネル入力系列は $n_s^j = 2^{n_j+m-1}$ の組合せをもつことになる。従って、無雑音状態でのチャネル出力ベクトルであるセンタベクトル $\hat{\mathbf{r}}_j(k)$ は n_s^j の状態をもつ集合 $\mathbf{R}_{m,d}^j$ に属する。更に、同集合は $u(k-d)$ に対応する部分集合 $\mathbf{R}_{m,d}^{i,j}$ を用い以下のように分離される。

$$\mathbf{R}_{m,d}^j = \bigcup_{1 \leq i \leq 2} \mathbf{R}_{m,d}^{i,j} \dots \dots \dots (9)$$

但し、 d は等化器の遅延を表し、また

$$\mathbf{R}_{m,d}^{i,j} = \{\hat{\mathbf{r}}_j(k) | u(k-d) = 2i-3\} \quad (1 \leq i \leq 2) \dots \dots \dots (10)$$

このとき、加法的雑音をガウス白色雑音とすると、雑音を含むチャネル出力ベクトル $\mathbf{r}_j(k)$ が集合 $\mathbf{R}_{m,d}^{i,j}$ に属する度合として、次式の Bayesian 判定変数により表される。

$$\eta_{i,j}(k) = \sum_{g=1}^{n_s^{i,j}} \exp(-\|\mathbf{r}_j(k) - \hat{\mathbf{r}}_{i,j}^g\|^2 / 2\sigma^2) \dots \dots \dots (11)$$

但し、 $\hat{\mathbf{r}}_{i,j}^g \in \mathbf{R}_{m,d}^{i,j}$ 、 $n_s^{i,j} = n_s^j/2$ である。なお、送信信号の判定は、次式の $\eta_{1,j}(k)$ と $\eta_{2,j}(k)$ の比較により行われる。

$$\eta_{2,j}(k) - \eta_{1,j}(k) \begin{cases} \geq 0 & (u(t-d) = +1) \\ < 0 & (u(t-d) = -1) \end{cases} \dots (12)$$

3. ブラインド型時空間 RBF 等化器

本章では、時空間 RBF 等化器において重要な役割を果たすセンタを、受信信号のみから決定するアルゴリズムを構築する。3.1 節では、参照信号および伝搬路の出力ベクトルの特徴を利用してセンタ要素を決定し、更に、マッピングによりセンタベクトルを決定する方法を示す。3.2 節では、3.1 節と同様 4 種類のセンタ要素を決定するが、同節では、センタ要素を参照信号を用いず受信信号のみから決定する。最後に、BER 特性を改善するため、 D 個の並列した RBF 等化器の合成方法について説明する。

表 1 入力とセンタの関係

Table 1. The relation between input signal and channel state.

No.	u(k)	u(k-1)	u(k-2)	$\hat{r}_j(k)$	$\hat{r}_j(k-1)$
1	1	1	1	cc_1	cc_1
2	1	1	-1	cc_1	cc_3
3	-1	1	1	cc_2	cc_1
4	-1	1	-1	cc_2	cc_3
5	1	-1	1	cc_3	cc_2
6	1	-1	-1	cc_3	cc_4
7	-1	-1	1	cc_4	cc_2
8	-1	-1	-1	cc_4	cc_4

3.1 参照信号によるセンタの決定 ここでは、参照信号に基づく、第 j 番目の RBF 等化器のセンタの決定方法について説明する。

まず、パス j の伝搬路特性を

$$H_j(z) = 0.5 + 0.75z^{-1} \dots \dots \dots (13)$$

とし、また、等化器の次数を $m = 2$ とした場合、入力の全ての組合せと式 (13) より表 1 の関係が得られる。実際には、式 (13) の伝搬路特性が未知であり、かつ、加法的ガウス雑音が存在することから、表 1 における No.1 から No.8 の各入力状態に対する伝搬路出力ベクトルの平均をそれぞれ求めセンタベクトルとする。なお、表 1 のセンタベクトルは 8 通りあるが、センタの要素としては $[cc_1, cc_2, cc_3, cc_4] = [1.25, 0.25, -0.25, -1.25]$ の 4 種類であり、4 種類の要素のみを決定すれば、全センタベクトルをマッピングにより決定することができる⁽²⁾。同アルゴリズムは、センタ決定の計算量が等化器の次数に影響を受けない有効な手法ではあるが、センタ決定に参照信号を必要とすることから、直接ブラインドアルゴリズムに拡張することは困難である。

3.2 遺伝的アルゴリズムによるセンタの決定 前

節で記述した 4 種類の要素 cc_1, cc_2, cc_3 および cc_4 を、参照信号を用いず、受信信号のみから決定することができれば、全センタベクトルをマッピングにより求め、第 j 番目のブラインド型 RBF 等化器を構築することができる。ここでは、式 (14) で示す評価関数を最小化することにより、4 種類の要素を決定する。なお、式 (14) の評価関数は cc_1, cc_2, cc_3 および cc_4 に関して多峰性関数であることから、大域的探索法を用いる必要がある。本節では、自然適応システムを参考にした勾配を利用しない大域的探索法の一つである遺伝的アルゴリズム (Genetic Algorithm:GA) を用いて 4 種類の要素を決定するが、GA は大域探索には優れた効果を発揮するものの、局所探索法に比べて求解の精度が劣るという欠点を有する。従って、GA と局所探索法である改訂シンプレックス法を組み合わせたハイブリッド GA⁽¹³⁾ を用いて cc_1, cc_2, cc_3 および cc_4 を求める。図 3 にハイブリッド GA の概念図を示し、以下に cc_1, cc_2, cc_3 および cc_4 を決定する手順を示す。

(1) センタ要素である cc_1, cc_2, cc_3 および cc_4 に対して、

図3 ハイブリッド GA

Fig. 3. Hybrid GA.

P 個の個体群 $\mathfrak{S}_1, \dots, \mathfrak{S}_P$ を乱数により生成する。

- (2) P 個の個体群を次式で示す評価関数に対して、適応度の高い順に整列する。

$$J = -\frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} \ln \eta_j(k) \quad \dots\dots\dots (14)$$

但し,

$$\eta_j(k) = \max\{\eta_{i,j}(k), 1 \leq i \leq 2\} \quad \dots\dots\dots (15)$$

この評価関数は、最尤法に基づき L 個からなるデータ列の尤度 $\prod_{k=0}^{L-1} \eta_j(k)$ の自然対数量 $\sum_{k=0}^{L-1} \ln \eta_j(k)$ を平均化したものである。なお、理解を容易にするため、 $\mathfrak{S}_1, \dots, \mathfrak{S}_P$ を適応度の高い順とする。

- (3) 適応度の高い上位 N 個の個体群 $\mathfrak{S}_1, \dots, \mathfrak{S}_N$ はエリート選択され、次世代にそのまま引き継がれる。

- (4) 上位 N 個の個体群を含む S 個の個体群に対しては、次式に示す改訂シンプレックス法を適用し、 $S - N$ 個の個体群を新たに生成し次世代に移す。

$$\mathfrak{S}_{N+i} = \tilde{\mathfrak{S}}_N + (\tilde{\mathfrak{S}}_N - \mathfrak{S}_{N+i}), (i = 1, \dots, S - N) \quad \dots\dots\dots (16)$$

但し,

$$\tilde{\mathfrak{S}}_N = \frac{\mathfrak{S}_1 + \dots + \mathfrak{S}_N}{N} \quad \dots\dots\dots (17)$$

- (5) 各個体を 2 進数に変換し、 $\mathfrak{S}_1, \dots, \mathfrak{S}_P$ の P 個の個体群から、 $P - S$ 個の対を適当に選択し、それぞれに対して交叉を行うと共に、突然変異を低確率で起こす GA 操作を行い、 $P - S$ 個の個体群を生成する。GA 操作後は、各個体を 10 進数に再変換する。

但し、 $P > S > N$ とする。手順 (2) から手順 (5) の処理を複数回繰り返し、 cc_1, cc_2, cc_3 および cc_4 を求める。更に、得られた要素からセンタベクトルをマッピングにより構成し、第 j 番目の RBF 等化器を構築する。

3.3 RBF 等化器の合成 前節で求めた第 j 番目の RBF 等化器で再生した送信信号は、単一ユーザからの信号より、全ての D 個の等化器において同一の判定結果を出力するはずである。しかしながら、実際には各パス毎に異なる

伝搬路歪と雑音を受けるため、必ずしも同一の判定結果とはならない。ここでは、各等化器の Bayesian 判定変数 $\eta_{i,j}(k)$ を合成することにより、個々の判定結果より、更に良好な BER 特性を有する等化器を実現する。

新たな Bayesian 判定変数 $\eta_{i,syn}(k)$ として、 D 個の RBF 等化器の Bayesian 判定変数 $\eta_{i,j}(k) (1 \leq j \leq D)$ の積

$$\eta_{i,syn}(k) = \prod_{j=1}^D \eta_{i,j}(k) \quad (1 \leq i \leq 2) \quad \dots\dots\dots (18)$$

を定義する。このとき、 $\eta_{i,syn}(k)$ を用いて送信信号の再生を行った場合の誤差確率が、各 $\eta_{i,j}(k)$ を用いた場合に比べ減少する必要がある。このことを以下に示す。

まず、第 j 番目の等化器において $r_j(k)$ を受信した場合の、送信信号の再生値 $\hat{u}(k-d)$ が $\hat{u}(k-d) = -1$ および $\hat{u}(k-d) = 1$ となる確率をそれぞれ $P_j^1(k)$ および $P_j^2(k)$ とする。また、送信信号 $u(k)$ が独立かつ等確率な $\{\pm 1\}$ のバイナリ信号より、次の関係式が導かれる⁽¹⁴⁾。

$$\frac{P_j^1(k)}{P_j^2(k)} = \frac{\eta_{1,j}(k)}{\eta_{2,j}(k)} \quad \dots\dots\dots (19)$$

このとき、 $P_j^1(k) > P_j^2(k)$ とすれば、第 j 番目の等化器の誤差確率 $P_j^{error}(k)$ は次式となる。

$$P_j^{error}(k) = \frac{1}{1 + \frac{P_j^1(k)}{P_j^2(k)}} \quad \dots\dots\dots (20)$$

一方、式 (19) において $j = 1$ から D までの各項の積をとり、式 (18) の関係を用いれば、次式の関係が得られる。

$$\prod_{j=1}^D \frac{P_j^1(k)}{P_j^2(k)} = \frac{\eta_{1,syn}(k)}{\eta_{2,syn}(k)} \quad \dots\dots\dots (21)$$

このとき、 $\prod_{j=1}^D P_j^1(k) > \prod_{j=1}^D P_j^2(k)$ とすれば、Bayesian 判定変数合成後の誤差確率は次式となる。

$$P_{syn}^{error}(k) = \frac{1}{1 + \prod_{j=1}^D \frac{P_j^1(k)}{P_j^2(k)}} \quad \dots\dots\dots (22)$$

また、式 (20) より

$$\frac{P_j^1(k)}{P_j^2(k)} = \frac{1 - P_j^{error}(k)}{P_j^{error}(k)} \quad \dots\dots\dots (23)$$

となり、同式を式 (22) に代入すれば、次の関係式が得られる。

$$P_{syn}^{error}(k) = \frac{\prod_{j=1}^D P_j^{error}(k)}{\prod_{j=1}^D P_j^{error}(k) + \prod_{j=1}^D \{1 - P_j^{error}(k)\}} \quad \dots\dots\dots (24)$$

上式において、 $P_j^{error}(k)$ の増加に伴い $P_{syn}^{error}(k)$ の値も

増加するが、 $P_j^{error}(k) \leq 0.5$ ($1 \leq j \leq D$) の範囲内では、次の不等式が成立する。

$$P_{syn}^{error}(k) \leq P_j^{error}(k) \quad (1 \leq j \leq D) \quad \dots\dots (25)$$

従って、RBF 等化器を合成した判定変数を用いれば、各 RBF 等化器の判定変数を個々に用いる場合に比べ、誤差確率を低減化し得ることが分かる⁽¹⁵⁾。

4. 計算機シミュレーション

本章では、提案したブラインド型時空間 RBF 等化器の有効性を計算機シミュレーションにより検証する。時空間 RBF 等化器では、図 1(b) に示す K 素子からなる無指向性等間隔リニアアレーのアンテナ出力を用い、受信信号を各到来角方向の信号に分離する必要がある。しかしながら、受信信号は単一ユーザからの信号であるため、各到来信号はコヒーレントとなる。このような状況下では、MUSIC 法を適用するに際して、前処理として空間スムージング処理を行う必要がある。この点を考慮し、シミュレーションを表 2 の条件で実施した。なお、等化器の次数としては $m = 2$ を用いている。

図 4 は、参照信号を用いた時空間 RBF 等化器⁽²⁾と提案するブラインド型時空間 RBF 等化器との性能比較を行うため、式 (6) において $D_2 = D_3 = 0$ とした線形伝搬路における推定信号のビット誤り率を各 SNR に対して示した

表 2 シミュレーション条件

Table 2. Simulation conditions.

features of array antenna	linear array
element distance Δ	half wavelength
the number of elements K	4
the number of subelements	3
the number of reception path D	2 ($90^\circ, 60^\circ$)
$H_1(z)$	$0.5 + z^{-1}$
$H_2(z)$	$z^{-1} + 0.5z^{-2}$
$\sum_{j=1}^D H_j(z)$	$0.5 + 2z^{-1} + 0.5z^{-2}$

図 4 SNR 対 BER

Fig. 4. SNR vs. BER.

ものである。ここでは紙面の関係上、到来角 90° のパス 1 を対象とした等化器 1 から得られた結果のみを示している。同図より、GA を用いた提案手法の BER は参照信号を用いる時空間 RBF 等化器の BER とほぼ等しくなり、良好な結果が得られていることが分かる。

図 5 は、非線形ひずみの度合いを示す D_2 および D_3 をそれぞれ文献⁽¹⁶⁾ から引用した $D_2 = 0.1$ および $D_3 = -0.2$ とし、前述と同じ条件下で性能比較を行った。この場合も図 4 の場合と同様、両者の BER はほぼ等しくなっていることが分かる。

図 6 および図 7 は、3・3 で示した各 RBF 等化器の判定変数の合成変数を用いて等化を行った結果である。図 6 は図 4 と同一条件下で行った線形伝搬路における等化結果、図 7 は図 5 と同一条件下で行った非線形伝搬路における等化結果を示したものである。これらの図から明らかなように、判定変数の合成を行うことにより、BER 特性が大幅に改善されていることが分かる。なお、信号の到来方向や伝搬路の特性を表 2 のように設定してシミュレーションを実施しているが、条件を変化させた場合にも同様な結果が得られた。

図 5 SNR 対 BER

Fig. 5. SNR vs. BER.

図 6 SNR 対 BER

Fig. 6. SNR vs. BER.

図 7 SNR 対 BER

Fig. 7. SNR vs. BER.

5. あとがき

本論文では、遺伝的アルゴリズムを用いた時空間処理可能なブラインド型 RBF 等化器の設計手法を提案し、また、各 RBF 等化器の判定変数の合成変数を用いることにより、BER 特性が改善されることを理論的に明らかにした。更に、計算機シミュレーションにより、本手法の有効性の検証を行った。なお、本論文の一部は文部科学省研究費補助金一般研究の援助によって行われた。

(平成 14 年 10 月 3 日受付, 平成 15 年 10 月 28 日再受付)

文 献

- (1) A.F. Naguib and A. Paulraj: "Performance of wireless CDMA with M-ary orthogonal modulation and cell site antenna arrays", *IEEE Journal on Selected Areas in Commun.*, Vol.14, No.9, pp.1770-1783 (1996-12)
- (2) K. Watanabe and K. Yamashita: "A Design Method of Spatial and Temporal RBF Equalizer Using Adaptive Array Antenna", *T. IEE Japan*, Vol.122-C, No.8, pp.1286-1292 (2002-8) (in Japanese)
渡邊勝秀・山下勝己:「アダプティブアレーアンテナを用いた時空間 RBF 等化器の一設計法」, *電学論 C*, **122**, 8, pp.1286-1292 (2002-8)
- (3) T.J. Shan, M. Wax, and T.Kailath: "On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals", *IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Proc.*, ASSP-33, No.4, pp.806-811 (1985-8)
- (4) R.T. Compton Jr.: "Adaptive antennas: Concepts and Performance", Prentice Hall (1988)
- (5) S. Chen, B. Mulgrew, and P.M. Grant: "A Clustering Technique for Digital Communications Channel Equalization Using Radial Basis Function Networks", *IEEE Trans. Neural Networks*, Vol.4, No.4, pp.570-579 (1993-7)
- (6) S. Chen, G.J. Gibson, C.F.N. Cowan, and P.M. Grant: "Reconstruction of binary signals using an adaptive radial-basis-function equalizer", *Signal Proc.*, Vol.22, No.1, pp.77-93 (1991-1)
- (7) T. Stathaki and A. Scobyers: "A Constrained Optimisation Approach to the Blind Estimation of Volterra Kernels", *Proc. of IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Proc.*, Vol.3, pp.2373-2376 (1997)
- (8) Y.W. Chen, S. Narieda, and K. Yamashita: "Blind Nonlinear Channel Identification Based on Constrained Hybrid Genetic Algorithm", *IEEE Instrumentation and Measurement Tec. Conf.*, pp.21-23 (2001)

- (9) L. Tong: "Blind Identification and Equalization Based on Second-Order Statistic: A Time Domain Approach", *IEEE Trans. Information Theory*, Vol.40, No.2, pp.340-349 (1994)
- (10) J. Shen: "Zero-Forcing Blind Equalization Based on Subspace Estimation for Multiuser Systems", *IEEE Trans. Commun.*, Vol.49, No.2, pp.262-271 (2001)
- (11) H. Furukawa, Y. Kamio, and H. Sasaoka: "Cochannel Interference Reduction and Path-Diversity Reception Technique Using CMA Adaptive Array Antenna in Digital Land Mobile Communications", *IEEE Trans. Vehicular Technology*, Vol.50, No.2, pp.592-604 (2001-3)
- (12) M. Leou and H. Li: "A Novel CMA for the Hybrid of Adaptive Array and Equalizer in Mobile Communications", *IEICE Trans. Fundamentals*, Vol.E82-A, No.11, pp.2584-2591 (1999-11)
- (13) J. Yen, D. Randolph, B. Lee, and J.C. Liao: "A Hybrid Approach to Modeling Metabolic Systems Using Genetic Algorithm and Simplex Method", *IEEE Trans. Syst. Man, and Cybern.*, Vol.28, No.2, pp.173-191 (1998)
- (14) G.S. Sebestyen: "Pattern recognition by an adaptive process of sample set construction", *IRE Trans. Information Theory*, Vol.IT-8, pp.S82-S91 (1962-9)
- (15) K. Yamashita and H. Lin: "Fractionally Spaced Bayesian Decision Feedback Equalizer", *IEICE Trans. on Fundamentals*, Vol.E86-A, No.1, pp.215-220 (2003)
- (16) S. Chen, G.J. Gibson, C.F.N. Cowan, and P.M. Grant: "Adaptive Equalization of Finite Non-Linear Channels Using Multilayer Perceptrons", *Signal Proc.*, Vol.20, No.2, pp.107-119 (1990-6)

渡 邊 勝 秀 (非会員) 1979 年生。2001 年 3 月大阪府立大学工学部卒業。現在、大阪府立大学大学院工学研究科博士前期課程に在学中。主として移動通信に関する研究に従事。

林 海 (非会員) 1973 年生。2000 年 9 月琉球大学大学院博士後期課程中退。現在、大阪府立大学大学院工学研究科助手。主として移動通信および適応信号処理の研究に従事。IEEE 会員。

山 下 勝 己 (正員) 1952 年生。1980 年大阪府立大学大学院博士課程単位取得修了。1982 年琉球大学工学部助手, 1988 年同助教授, 1991 年同教授。2000 年大阪府立大学大学院工学研究科教授。工学博士。主として移動通信および適応信号処理の研究に従事。IEEE, 電子情報通信学会, 各会員。