

スペクトル拡散通信システムにおいてビーム形成, 等化及び逆拡散を同時に行う CMA アダプティブアレーの構成

神谷 幸宏<sup>†a)</sup> 田野 哲<sup>†</sup> 水口 芳彦<sup>†</sup> 片山 正昭<sup>††</sup>  
小川 明<sup>†††</sup> 唐沢 好男<sup>††††</sup>

Novel Configuration of CMA Adaptive Array for Beamforming, Equalization and Despreading of SS Signals

Yukihiro KAMIYA<sup>†a)</sup>, Satoshi DENNO<sup>†</sup>, Yoshihiko MIZUGUCHI<sup>†</sup>,  
Masaaki KATAYAMA<sup>††</sup>, Akira OGAWA<sup>†††</sup>, and Yoshio KARASAWA<sup>††††</sup>

あらまし アダプティブアレーは, 高速無線通信システムで深刻な問題となるマルチパスフェージングを軽減する方法として注目を集めている。スペクトル拡散通信システムにおいてもこのようなアンテナを使用することが種々検討されているが, 従来, アダプティブアレーアンテナが動作するためには, シンボル同期が確立されていなければならなかった。このことにより, 深刻なマルチパスフェージングによって同期捕捉が困難な環境においても, アダプティブアレーが同期捕捉に貢献できないという問題があった。本論文では, シングルユーザのスペクトル拡散通信システムにおいて, 事前の同期捕捉なしに動作する CMA (Constant Modulus Algorithm) に基づくアダプティブアレーの構成を提案する。提案する CMA アダプティブアレーは, シンボル同期情報, チップ同期情報を必要とせず, 同期捕捉以前の段階から動作を開始してビーム形成及び遅延信号の等化のみならず, 逆拡散まで内部で達成する。このため, マルチパスフェージング環境で従来の同期捕捉回路による同期捕捉が困難な場合に有効である。このような新しい CMA アダプティブアレーの基本性能を計算機シミュレーションを中心として検証する。

キーワード アダプティブアレー, CMA, スペクトル拡散通信, 逆拡散, 同期捕捉

1. まえがき

近年のデジタル信号処理技術の発展に伴って, アダプティブアレーアンテナが注目を集めている [1]~[4]。アダプティブアレーは, 希望波方向に感度を高く

しながら不要波は空間的にキャンセルすることで空間フィルタとして作用する。また, 時間領域の信号処理を同時に行う構成をとることによってマルチパスフェージングの影響を軽減することも可能であり, 将来の高速無線通信システムにおける有効なマルチパスフェージング対策となり得るものと期待されている。

このようなアダプティブアレーのスペクトル拡散通信 (SS; Spread Spectrum) システムへの応用が種々検討されている。しかし従来の応用では, 以下のような問題があった。すなわち, LMS (Least Mean Square) 等の参照信号を用いる適応アルゴリズムに基づいてアダプティブアレーを制御する場合には [5], SS システムでは受信側で既知である拡散系列を利用して比較的簡単に参照信号を得ることができる反面, アダプティブアレーが動作をする前の段階で拡散系列の同期を確立しておくことが必要となり, アダプティブアレーが同期捕捉に貢献できない。このため, マルチパ

<sup>†</sup> ATR 環境適応通信研究所, 京都府

ATR Adaptive Communications Research Laboratories, 2-2 Hikaridai, Seika-cho, Soraku-gun, Kyoto-fu, 619-0288 Japan

<sup>††</sup> 名古屋大学大学院工学研究科電子情報学専攻, 名古屋市

Department of Information Electronics, Nagoya University, Furo-cho, Chikusa-ku, Nagoya-shi, 464-8603 Japan

<sup>†††</sup> 名城大学理工学部情報科学科, 名古屋市

Department of Information Science, Meijo University, 1-501 Shiogamaguchi, Tenpaku-ku, Nagoya-shi, 464-8502 Japan

<sup>††††</sup> 電気通信大学電子工学科, 調布市

Department of Electrical Engineering, The University of Electro-Communications, 1-5-1 Chofugaoka, Chofu-shi, 182-8585 Japan

a) E-mail: kamiya@ieee.org

スフェージングの影響を見込んで拡散系列の初期捕捉が十分に行える程度の  $S/N$  を受信側で確保できるような回線設計が必要となる。

一方、参照信号や信号に関する事前情報を必要としないアダプティブアレーの制御アルゴリズムとして、CMA (Constant Modulus Algorithm) が知られている [6]~[8]。これは、位相変調信号など定包絡線信号に対し、その包絡線の変動が一定となることを目的関数として、それを満たすような重み係数を最急降下法等の最適化アルゴリズムを用いて求める適応制御手法である。CMA の振舞いの解析は、その非線形性から非常に困難であり [6], [12], [13], その収束後に得られる重み係数が  $S/N$  最大化を実現する最適解となることは必ずしも保証されない。また、複数の定包絡線信号が存在するとき、どの信号を捕捉するか特定できないという問題もある [12], [14]。しかし、参照信号を必要としないメリットは大きく、広く利用されている。

CMA アルゴリズムに基づく SS システムに応用可能なアダプティブアレーの構成が文献 [9] で検討されている。しかしこの方法でも、参照信号を必要としない CMA アルゴリズムを使用しているものの、スペクトル拡散信号を受信側において逆拡散するためのマッチドフィルタ出力に対し、同期タイミング情報を利用しながらアレーアンテナによる空間領域信号処理を行う。このため、依然としてアダプティブアレーが動作を開始する前の段階で同期捕捉が必要である。また、同文献の構成ではビーム形成は可能であるが遅延信号の等化を行うことはできない。

本論文ではこれらの問題を解決するため、シングルユーザの SS システムにおいて事前に拡散系列の同期を捕捉しないまま動作し、しかも等化及びビーム形成のみならず、逆拡散までを同時に達成する新しい CMA アダプティブアレーを提案する。これにより、深刻なマルチパスフェージングのため、従来の同期捕捉の手法では同期確立が困難な環境においても、時空間信号処理を行って情報信号を得ることができる。

以下ではまず、提案する方式の構成の詳細を説明し、その構成が取り得る重み係数の中に逆拡散、ビーム形成及び等化を実現する重み係数が存在することを述べる。更に、提案方式が適用できる条件について述べた後、逆拡散、等化及びビーム形成のそれぞれの機能について計算機シミュレーションを中心とした検証を行い、その動作特性を明らかにする。

## 2. 提案する方式の構成と動作条件

### 2.1 提案方式の構成

図 1 に、本検討で想定するシングルユーザ SS システムの構成を示す。一つの送信アンテナから送信フィルタにより帯域制限を施された信号を送信する。これらは  $L$  本のパスを生じるマルチパス環境を通過して受信側のアレーアンテナにより受信され、受信フィルタにより再び帯域制限される。

まず、送信されるユーザの信号  $s(t)$  を次式で表す。

$$s(t) = \sqrt{2P}c(t)b(t)e^{j\omega t} \quad (1)$$

ここで、 $\omega$  は搬送波角周波数、 $P$  は平均電力である。また、 $c(t)$  は拡散系列、 $b(t)$  は変調された情報系列であり、それぞれ次式で表される。

$$c(t) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{M-1} c_i \Psi \left( \frac{t - (i + rM)T_{chip}}{T_{chip}} \right) \quad (2)$$

$$b(t) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} e^{j(\phi(r) + \Phi)} \Psi \left( \frac{t - rT_{symbol}}{T_{symbol}} \right) \quad (3)$$

ここで、 $T_{chip}$ 、 $T_{symbol}$  はそれぞれチップ周期及びシンボル周期である。また、 $M$  は拡散系列長、 $c_i$  は拡散系列の  $i$  番目のビットであり、 $\phi$  及び  $\Phi$  はそれぞれ変調位相、初期位相である。 $\Psi(t)$  は、 $0 \leq t < 1$  の範囲で 1、それ以外で 0 となる関数である。式 (1) で表される信号は送信フィルタにより帯域制限され、アンテナから送信される。

一方、この信号がマルチパスフェージング環境を通過して  $N$  素子の線形アレーアンテナで受信された信号を、 $N$  次元列ベクトル  $\mathbf{X}(t)$  として次式で表す。

$$\mathbf{X}(t) = \sum_{\ell=1}^L a_{\ell} s_f(t - \tau_{\ell}) \mathbf{V}(\theta_{\ell}) + \boldsymbol{\eta}(t) \quad (4)$$

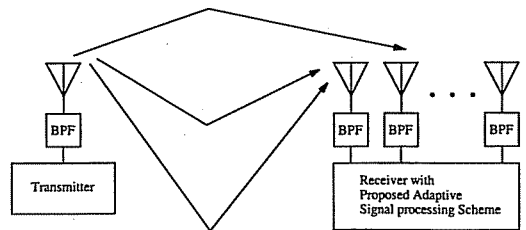


図 1 検討の対象とするシステムの構成  
Fig. 1 System configuration.

ここで、 $s_f(t)$  は (1) で表される信号  $s(t)$  が送信フィルタによる帯域制限を受けた信号を表す。また、 $L$  はパス数、 $\tau_\ell$  は  $\ell$  番目のパスの遅延である。 $\eta(t)$  は雑音成分を表す  $N$  次元列ベクトルであり、各要素は独立とする。 $a_\ell$  は  $\ell$  番目のパスのフェージングによって生じた複素振幅である。また、 $\ell$  番目のパスの信号到来角度  $\theta_\ell$  の関数として定義される  $\mathbf{V}(\theta_\ell)$  はステアリングベクトルであり、同じく  $N$  次元列ベクトルである。ここで、素子アンテナが半波長間隔で配置されているものとする、次式で表される。

$$\mathbf{V}(\theta_\ell) = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\pi \sin \theta_\ell} & \dots & e^{j\pi(N-1) \sin \theta_\ell} \end{bmatrix}^T \quad (5)$$

ここで、添字  $T$  は行列の転置を表す。

受信信号ベクトル  $\mathbf{X}(t)$  は受信フィルタにより帯域制限された後、図 2 に示す構成による信号処理を施される。 $\mathbf{X}(t)$  が受信フィルタにより帯域制限された信号を  $\mathbf{X}_f(t)$  と表す。

受信信号ベクトル  $\mathbf{X}_f(t)$  は、周期  $T_{sample}$  でサンプリングされ、各素子アンテナに接続された長さ  $Z$  の TDL (Tapped Delay Line) に保持される。このとき、時刻  $hT_{sample}$  において  $N \times Z$  個の全タップに保持されているサンプルを、次の  $NZ$  次元列ベクトルで表す。

$$\mathbf{X}_{tap}(hT_{sample}) = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_f(hT_{sample}) \\ \mathbf{X}_f((h-1)T_{sample}) \\ \vdots \\ \mathbf{X}_f((h-Z+1)T_{sample}) \end{bmatrix} \quad (6)$$

ここで、 $h$  は時刻を表す任意の整数であり、 $h = -\infty, \dots, 0, \dots, \infty$  である。また、 $Z$  は

$$Z = \gamma \frac{MT_{chip}}{T_{sample}} = \gamma \frac{T_{symbol}}{T_{sample}} \quad (7)$$

とする。 $\gamma$  は TDL が情報を蓄積することができるシンボルの数となる。入力信号とのシンボル同期をとらずに逆拡散を達成するには  $\gamma$  は 2 以上である必要がある。この理由については 2.2 に述べる。 $\gamma$  が大きいほど、後述する遅延波の等化が長い遅延にわたって達成されることになるが、その場合には当然ながら重み係数の数が増大するので、収束が遅くなる等の問題が生じる。本論文では最小限必要な  $\gamma = 2$  とする。

(6) で与えられた TDL の内容は  $T_{sample}$  ごとに变化する。これを  $T_{symbol}$  ごとに取り出す (ダウンサンプリング) ことにする。すると、時刻  $kT_{symbol}$ 、( $k = -\infty, \dots, 0, \dots, \infty$ ) において以下の  $NZ$  次元列ベクトルが得られる。

$$\mathbf{X}_{DS}[k] = \mathbf{X}_{tap}(kT_{symbol}) \quad (8)$$

最終出力  $y[k]$  は、 $\mathbf{X}_{DS}[k]$  と  $NZ$  次元の重み係数ベクトル  $\mathbf{W}[k]$  との積で、

$$y[k] = \mathbf{X}_{DS}^T[k] \mathbf{W}[k] \quad (9)$$

として表される。ここで、 $\mathbf{W}[k]$  は以下に示すベクトルである。

$$\mathbf{W}[k] = \begin{bmatrix} w_1 & w_2 & \dots & w_Z \end{bmatrix}^T \quad (10)$$

$$w_z = \begin{bmatrix} w_{1,z} & w_{2,z} & \dots & w_{N,z} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$z = 1, \dots, Z$$

なお、 $w_z$  (ここで、 $z = 1, \dots, Z$ ) は、各素子の受信信号のうち、 $z$  番目のタップに保持された時刻  $k$  におけるサンプルに乘算される重み係数のベクトルであり (図 2 参照)、 $N$  次元ベクトルである。これらの重み係数の更新も、タイミング  $kT_{symbol}$  で行われる。

一方、時刻  $k$  において重み係数を更新する CMA アルゴリズムは、出力  $y[k]$  の包絡線を一定にすること

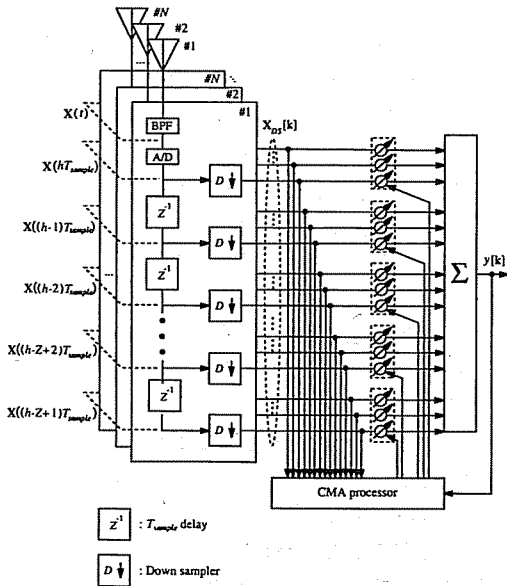


図 2 提案する方式の構成  
Fig. 2 Configuration of proposed scheme.

を評価関数として適用される。評価関数は次式で表される。

$$Q(\mathbf{W}[k]) = E[||y[k]||^p - \sigma^p]^q \quad (12)$$

ここで、 $E[\bullet]$  はアンサンブル平均を表し、 $\sigma$  は定数である。  $p = q = 2$  とすると、最急降下法に基づく CMA の重み係数更新は次式で表される [12].

$$\mathbf{W}[k+1] = \mathbf{W}[k] - \mu \nabla_w Q[k] \quad (13)$$

$$\nabla_w Q[k] = 4X_{DS}[k]y^*[k](|y[k]|^2 - \sigma^2) \quad (14)$$

ここで、 $\mu$  はステップサイズであり、添字 \* は複素共役を表す。

CMA の初期値は、出力が 0 とならない適当な初期値を任意に設定する。例えば、重み係数ベクトル  $\mathbf{W}$  の要素のうち、第 1 素子に接続された TDL で保持されたサンプルにかけられる重み係数、すなわち  $w_z$ ,  $z = 1, \dots, Z$  の各行列の第 1 要素だけを 1 とし、残る要素をすべて 0 とするように与える。このため、拡散系列の知識は必要としない。

### 2.2 提案方式における最適重み係数

前節で述べた提案方式の構成をとることにより、本節で述べるような原理で逆拡散、等化及びビーム形成を同時に行う最適重み係数が、CMA 基準をよく満たす解として解空間に存在するようになる。

一つの素子に接続された  $Z$  個 ( $\gamma = 2$ ) の TDL で乗算される、逆拡散を達成する重み係数は、図 3 のように考えられる。ここで、 $L$  本のマルチパス信号のうち、 $\ell$  番目のパスを通して到来した一つの信号が未知の遅延量  $\tau_\ell$  の遅延をもって入力される。(8) に示した本提案方式でのダウンサンプリングにより、同図に示すようにある一定の同じタップにわたって常にある一つのシンボル ( $r$  番目のシンボル) が存在するようになる。このタップは  $Z_{S,\ell}$  番目から  $Z_{F,\ell}$  番目のタップであり、次式で表される。

$$Z_{S,\ell} = \frac{\tau_\ell}{T_{sample}} + 1 \quad (15)$$

$$Z_{F,\ell} = Z_{S,\ell} + \frac{T_{symbol}}{T_{sample}} \quad (16)$$

このように、 $Z_{S,\ell}$  番目から  $Z_{F,\ell}$  番目のタップに逆拡散を行う整合フィルタの重み係数を与え、それ以外のタップでは 0 とするか、または  $r$  番目のシンボル以外のタップでの重み係数乗算結果を合計して 0 になるような重み係数を与えれば、(8) でのダウンサン

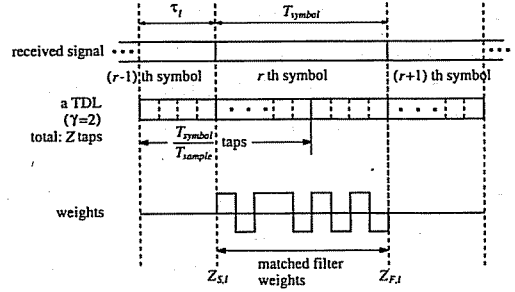


図 3 ある素子に接続された TDL で乗算される重み係数と受信信号の遅延量との関係  
Fig.3 Relationship between the delay of the incoming signal and weight coefficients at a TDL.

リングのタイミングとシンボルタイミングの同期がとれていなくても、入力された信号の逆拡散が達成できる。したがって、このような原理で逆拡散を行うためには、TDL に保持されるサンプルの中に少なくとも情報 1 シンボルが存在する必要がある。 $\gamma$  を 2 以上とすれば、受信信号がいかなるタイミングであっても、すなわちいかなる  $\tau_\ell$  で入力されても 1 シンボルが TDL に保持されるサンプルの中に存在するので、以上に述べた原理で事前の同期確立を行うことなしに逆拡散を達成できる。しかし、 $\gamma$  を 1 とすると、TDL の長さは 1 シンボル長に等しくなるので、情報 1 シンボルが TDL に保持されるサンプルの中に存在するためには事前にシンボル同期が確立されていなければならないことになり、そうでない場合には正しく逆拡散が行えない。これが  $\gamma$  を 2 以上ととる理由である。同様の原理による重み係数ですべてのパスの信号を素子ごとに逆拡散して、パスごとにそれぞれ分離する。次に、各素子の TDL で逆拡散され分離された各パスの信号を、各パスの到来角度によって生じた位相差を修正するような適切な重み係数をかけてパスごとに空間領域で合成する。この操作によりビーム形成が達成される。更に、パスごとに逆拡散され空間領域で合成された信号をそれぞれ最大比合成することにより、遅延等化が実現できる。

以上の動作が正しく達成されたとき、その出力 S/N は拡散利得、アンテナ利得及び等化の利得分だけ上昇しているものと考えられる。

### 2.3 提案方式の動作条件

前節において述べた提案方式が動作するのに必要な条件を本節にまとめる。本検討において想定する SS システムは、(1) から (3) に示したように、直接拡散

方式でスペクトルの拡散が実現されているものとし、そこでは情報シンボル 1 シンボルに拡散系列の 1 周期が一致するように重畳されていることとする。また、事前知識として拡散系列そのものを受信側で知っている必要はないが、拡散系列長を事前知識として必要とする。また、事前にシンボル同期、チップ同期を確立する必要はなく、ランダムなタイミングで重み係数の探索を開始するものとする。以上を本提案手法適用の前提条件とする。

### 3. 数 値 例

本章では、提案手法における逆拡散、等化及びビーム形成のそれぞれの数値例を示し、その動作を検証する。表 1 に計算条件を示す。本検討では、送信側で使われる拡散系列は周期 31 の M 系列に 0 を 1 ビット付加した 32 ビットの系列 ( $M = 32$ ) とする。この拡散系列を用いて、直接拡散によりスペクトル拡散信号を生成し、ルートロールオフフィルタ (ロールオフ率 0.5) の送信フィルタによって帯域制限をかけた後、送信アンテナから送信する。送信された信号はマルチパス環境を伝搬し、 $L = 2$  本のパスからなるマルチパス信号となって受信側に到達する。

受信側では等方性素子アンテナが搬送波周波数に対し半波長で等間隔に配置された 4 素子線形アレーアンテナ ( $N = 4$ ) を想定する。信号の到来方向は、アンテナ正面方向を  $0^\circ$  として時計方向にとった角度で定義し、第 1 パス、第 2 パスで到来する信号はそれ

ぞれ  $\theta_1 = 10^\circ$ ,  $\theta_2 = -30^\circ$  である。また、各パスの信号はそれぞれ素子当り平均  $S/N$  を  $-6\text{dB/chip}$  とする。これを送信側と同じくルートロールフィルタの受信フィルタにより帯域制限を施した後、1チップ当り 4 サンプルの速度、すなわち  $T_{\text{chip}}/T_{\text{sample}} = 4$  となる周期でサンプリングを行う。また、上で定義した  $\gamma = 2$  から、タップ長 256 の TDL ( $Z = 256$ ) が各素子に接続されている。重み係数の初期値は、第 1 素子受信信号に乗算される重み係数はすべて 1、それ以外はすべて 0 としてそこから重み係数の探索を開始する。また、以下の数値計算では CMA を 500 回繰り返して収束させた結果、すなわち 500 シンボルを用いて収束させ得られた重み係数を用いる。

#### 3.1 逆 拡 散

本提案手法では、事前の同期確立も拡散系列の知識もないまま、アダプティブアレーの構成のみでビーム形成と同時に逆拡散動作が行われる。したがって、アンテナ出力信号は逆拡散された情報シンボルが得られる。

ここでは逆拡散の動作を確認するため、第 1 パス波のみを考える。すなわち、 $|a_1| = 1$ ,  $|a_2| = 0$  とする。ここで  $\tau_1 = 0$  のとき、つまりダウンサンプリングのタイミングがシンボルタイミングに一致しているとき、及び  $\tau_1 = 0.5T_{\text{symbol}} (= 64T_{\text{sample}})$ 、すなわちダウンサンプリングのタイミングがシンボルタイミングから最も離れているときのそれぞれで得られるアンテナ出力信号と、送信された情報シンボルの比較を図 4 に示す。同図より、どちらの場合でも出力は逆拡散動作が実現された結果、情報シンボルが得られていることが確認できる。

また、このときの出力  $S/N$  を以下のように計算する。希望波と雑音が無相関であることを仮定すると、出力  $S/N$  は次のように計算される。

$$\frac{S}{N} = \frac{|\rho|^2}{1 - |\rho|^2} \quad (17)$$

ここで、 $\rho$  は相関係数であり、次式で表される：

$$\rho = \frac{\mathcal{E}[y_c(t)b^*(t)]}{\sqrt{\mathcal{E}[|y_c(t)|^2]\mathcal{E}[|b(t)|^2]}} \quad (18)$$

なお、 $b(t)$  は (3) で表した情報系列を表す。 $y_c(t)$  は (9) で表したアンテナ出力信号を次式により連続時間表現で表示したものである。

$$y_c(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} y[k]\Psi\left(\frac{t - kT_{\text{symbol}}}{T_{\text{symbol}}}\right) \quad (19)$$

表 1 シミュレーション条件  
Table 1 Simulation parameters.

Spreading code (Length $M$ )	Maximal length code (period: 31+1 bit of 0)
Modulation	BPSK
BPF (TX, RX)	Root roll-off filter (roll-off factor: 0.5)
Number of multipath ( $L$ )	2
Input $S/N$	-6 dB/element/chip (for each path)
DOA (measured clockwise from the boresight)	path 1: $10^\circ$ path 2: $-30^\circ$
Antenna ( $N$ elements)	4-element linear array half-wavelength spacing
Element antenna	omni-directional antenna
Sampling	4 samples / chip
Tap length ( $Z$ )	256 ( $\gamma = 2$ )
Initial weights	element 1: all 1 element 2-4: all 0
Step size of CMA $\mu$	1e-8
Constant in CMA $\sigma$	128

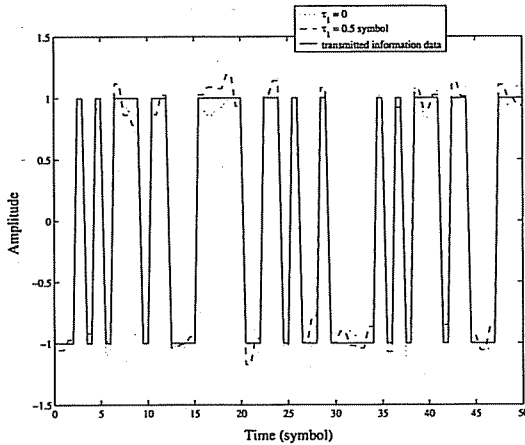


図4  $\tau_1 = 0$  及び  $\tau_1 = 0.5T_{symbol}$  において提案手法で得られたアンテナ出力と送信された情報シンボルの比較

Fig. 4 Comparison between antenna output obtained by the proposed configuration and transmitted information symbols when  $\tau_1 = 0$  and  $\tau_1 = 0.5T_{symbol}$ .

その結果、このときの出力  $S/N$  は  $\tau_1 = 0$  及び  $\tau_1 = 0.5T_{symbol}$  のそれぞれで 14.9 dB であり、素子当り入力  $S/N$  (-6 dB) の値からアンテナゲイン (6 dB) 及び処理利得 (15 dB) による改善を施された値 (15 dB) とほぼ一致する。

次に、図 5 に  $\tau_1 = 0$  の場合、各 4 素子において受信信号に乗算される重み係数の値と、受信した希望波成分の波形をプロットする。同図では、視認性をよくするため、信号の到来角度  $10^\circ$  によって生じる素子ごとの位相の回転を計算値により補正し、その実部を示している。このように位相補正を行った値と希望信号の波形を比較すると、1~128 番目の重み係数 ( $w_1 \sim w_{128}$ ) までがチップ波形と一致しており、マッチドフィルタの重み係数の成分が含まれていることがわかるが、129~256 番目の重み係数 ( $w_{129} \sim w_{256}$ ) は、チップ波形と相関のない重み係数が得られており、その振幅は  $w_1 \sim w_{128}$  に比較して 1/2 から 1/3 程度である。このため、 $w_{129} \sim w_{256}$  はほとんど出力に寄与しない。結果として、受信信号のシンボルの区間に一致して逆拡散を行う重み係数が得られ、それ以外の場所では出力をキャンセルする重み係数が得られていることになる。一方、 $\tau_1 = 0.5T_{symbol}$  の場合における同様の図を図 6 に示す。  $0.5T_{symbol}$  に一致する 64 番目から 192 番目 ( $w_{64} \sim w_{192}$ ) の範囲で逆拡散を行う重み係数が得られており、それ以外のところは振幅

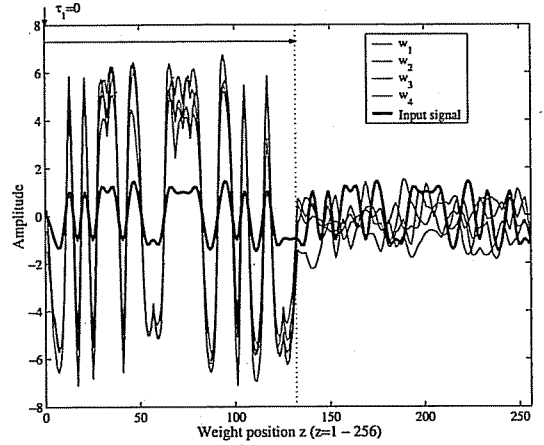


図5  $\tau_1 = 0$  における収束後の重み係数とスペクトル拡散信号の比較

Fig. 5 Comparison between incoming SS signal and weights obtained after convergence when  $\tau_1 = 0$ .

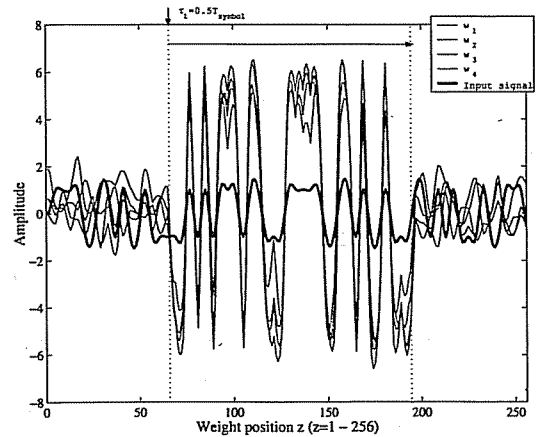


図6  $\tau_1 = 0.5T_{symbol}$  における収束後の重み係数とスペクトル拡散信号の比較

Fig. 6 Comparison between incoming SS signal and weights obtained after convergence when  $\tau_1 = 0.5T_{symbol}$ .

が 1/2 から 1/3 程度であり、チップ波形と無相関となって出力に寄与しない状態となっている。このため、最も同期タイミングから外れた  $\tau_1 = 0.5T_{symbol}$  の場合でも、同じタイミングで出力信号が得られることになる。

また、図 7 に  $\tau_1 = 0$  及び  $\tau_1 = 0.5T_{symbol}$  のときにおける CMA の評価関数の収束を示す。どちらの場合も CMA に含まれる定数  $\mu$  及び  $\sigma$  は表 1 に示した同じ値を使用しており、おおよそ 500 シンボルを収束

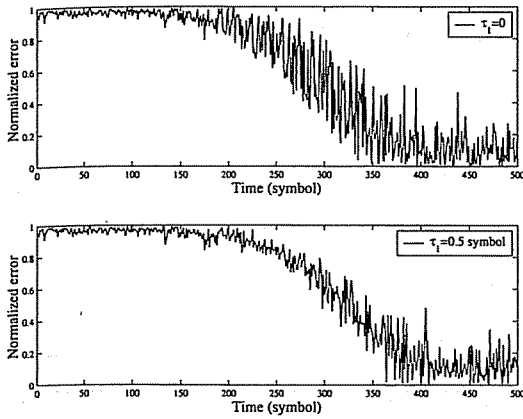


図 7 CMA の収束  
Fig. 7 Convergence of CMA.

までに要している。

### 3.2 等化及びビーム形成

提案する構成が行う遅延波の等化の動作を検証するため、第 1, 第 2 パス波が同時に到来する環境 (以下では便宜上、第 1 パス到来波を希望波、第 2 パス到来波を遅延波と呼ぶことにする) を考え、その出力  $S/(N+I)$  (希望波電力対雑音及び無相関信号成分電力比、ここで“無相関信号成分”とは遅延信号成分のうち等化しきれず干渉波として作用する成分を示す) を調べる。この計算は、前章に示した式 (15) による方法をそのまま使用する。ただし、同式を用いて計算された  $S/(N+I)$  は、情報系列が 1 シンボル以上の遅延に対して相関をもつ場合 (自己相関関数がインパルス状でない場合) には理論値より高くなる。本論文では情報系列も M 系列を使用しているため、このような問題は生じていない。

希望波対遅延波電力比 ( $S/D$ ) は 0 dB, すなわち  $|a_1| = |a_2|$  であり、それぞれの位相差は  $\pi$  とする。図 8 に、 $\tau_1 = 0$  と固定して  $\tau_2$  を変化させることにより 2 波の時間差を変化させたときの  $\tau_2$  と出力  $S/(N+I)$  の関係を示す。同図では、 $\tau_2$  のそれぞれの値にて 100 回のシミュレーションを行い、得られた出力  $S/(N+I)$  の平均値をプロットしている。

同図の結果を、以下の四つのケースに分けてその動作メカニズムを以下に示す。

#### ケース 1: $0 \leq \tau_2 \leq T_{symbol}$ の範囲

この範囲では、希望波とその遅延波の同じシンボル

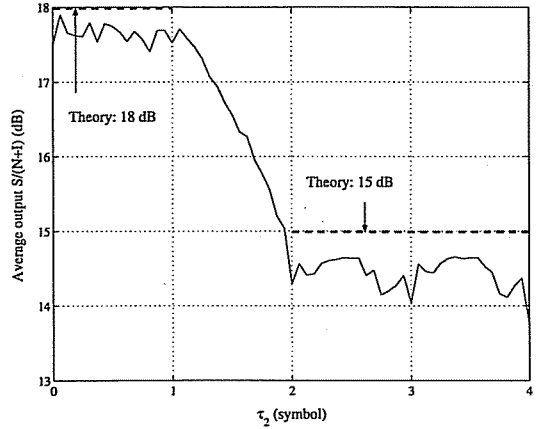


図 8 入力  $S/N = -6$  dB/element/chip における希望波及びその遅延波の時間差  $\tau_2$  と出力  $S/(N+I)$  の関係

Fig. 8 Time difference between desired signal and delayed signal  $\tau_2$  versus output  $S/(N+I)$  when input  $S/N = -6$  dB/element/chip.

が完全に TDL に納まる。したがって、希望波、遅延波の両方が取り込まれ、それぞれ逆拡散されて合成されることにより、素子当たり入力  $S/N$  にアンテナゲイン及び処理利得による  $S/N$  の改善を考慮した 15 dB から更に約 3 dB 程度高い値が保たれている。すなわち、この範囲では時間/空間の 2 次元 RAKE 合成 [15] が達成されているといえることができる。このとき、空間領域では 2 波のそれぞれの到来方向にピークが形成される。

#### ケース 2: $T_{symbol} < \tau_2 < 2T_{symbol}$ の範囲

この範囲では、希望波のシンボルに対応する遅延波のシンボルのサンプルが徐々に TDL の中に入りきらなくなるため、遅延の増大に伴って等化が徐々に行えなくなる状況になる。結果として、出力  $S/(N+I)$  が 18 dB から 15 dB に向け減衰する。すなわち、この範囲は上述のケース 1 の状況と次に述べるケース 3 の状況の間の遷移状態である。

#### ケース 3: $\tau_2 > 2T_{symbol}$ ただし、 $\tau_2 = \beta T_{symbol}$ となる点を除く (ここで、 $\beta$ は 2 以上の整数)

この範囲では、遅延波の遅延量が大きく、希望波のシンボルに対応する遅延波の同じシンボルのサンプルが TDL に存在しないため、等化はもはや不可能となる。このため、希望波または遅延波のどちらか一方の

逆拡散を行う重み係数が生成され、素子当り入力  $S/N$  にアンテナゲイン及び処理利得による  $S/N$  の改善を考慮した 15 dB の出力  $S/(N+I)$  が得られる。このとき、もう一方の信号は同期タイミングが違うことから逆拡散されないで、逆拡散後の  $S/D$  は拡散利得分だけ得られる。このため、アンテナは空間領域では遅延波方向にヌルを向ける必要がなく、希望波方向にピークを向ける動作のみを行う。

ケース 4:  $\tau_2 = \beta T_{symbol}$  (ここで、 $\beta$  は 2 以上の整数)

この点では、希望波のシンボルに対応する遅延波のシンボルのサンプルが TDL に存在しないが、2 波のシンボルタイミングが一致する。このとき生成される逆拡散を行う重み係数は、希望波、遅延波の両方に同期しているため、逆拡散後の  $S/D$  も逆拡散前と等しい 0 dB となる。このため、アンテナは空間領域で 2 波のうちどちらか一方をキャンセルするべく、一方の到来方向にピーク、もう一方の到来方向にヌルを向ける重み係数を生成する。この点においては、その性能に角度特性が存在し、 $\tau_2 = \beta T_{symbol}$  となる点を除く  $\tau_2 > 2T_{symbol}$  の範囲の場合と比較して出力  $S/N$  に若干の劣化が生じる。アンテナの空間領域信号処理の角度特性については後述する。

また、以上の原理から明らかなように、この現象は希望波とその遅延波のシンボルタイミングが一致することに起因するため、シンボルそのものが希望波とその遅延波の間で一致している、いないにかかわらず生じる。しかし、1 チップでもずれば、M 系列の自己相関関数の性質から希望波とその遅延波の相関は低くなるため、分離が再び可能となる。

以上の結果から、遅延信号と希望信号が逆相の状態でも、同期を捕捉しながら上に述べた 4 種類の各場合において適切な信号処理を達成していることが確認できる。また、CMA の最適重み係数への収束が保証されないものの、平均的にほぼ最適重み係数に近い重み係数が得られていることがわかる。

更に、信号の空間領域における合成の結果形成されたアンテナパターンについて、以下に検証する。図 9 に、 $\tau_2 = 0, 2.5T_{symbol}$  及び  $4T_{symbol}$  のそれぞれの場合ですべての重み係数を合成して得られる一つのアンテナパターンを示す。これらの遅延量は、それぞれ上述のケース 1, 3, 4 に対応する遅延量である。

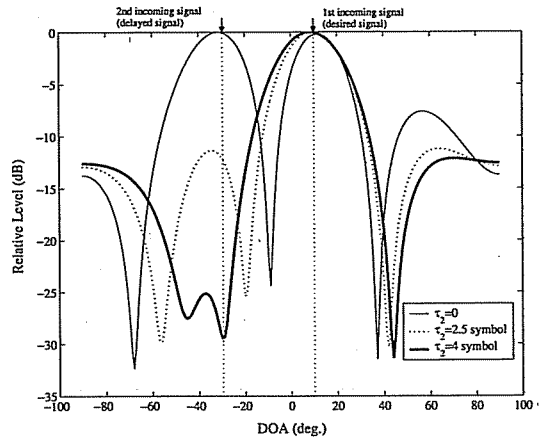


図 9  $\tau_2 = 0, 2.5T_{symbol}$  及び  $4T_{symbol}$  のときのそれぞれで得られるアンテナパターン

Fig. 9 Antenna pattern obtained when  $\tau_2 = 0, 2.5T_{symbol}$  and  $4T_{symbol}$ .

すべての重み係数を合成して得られる合成アンテナパターンは次の方法で得ている。まず、(1) で表される直接拡散 SS 信号を生成し、これを希望波とする。このとき、この信号の遅延は 0 である。次に、同じく式 (1) によりもう 1 波信号を生成し、所定の遅延量 ( $\tau_2 = 0, 2.5T_{symbol}$  及び  $4T_{symbol}$ ) だけ遅延させ、これを遅延波とする。これら 2 波の信号に送信フィルタ、受信フィルタによる帯域制限を施した後、希望波、遅延波の合成信号を提案方式の構成によるアダプティブアレーに測定したい到来角度から入力する。次に、そのとき得られるアンテナ出力信号の平均電力を計算する。このとき、アダプティブアレーで乗算される重み係数は CMA が収束した後に得られた重み係数に固定されている。このような操作を  $-90^\circ$  から  $1^\circ$  刻みで  $90^\circ$  まで、各到来角度において行い、到来角度に対応してそのときのアンテナ出力平均電力を dB の単位でプロットすることにより合成アンテナパターンを描画した。本提案方式では、前述の動作原理から、特に  $0 \leq \tau_2 < 2T_{symbol}$  の遅延範囲においては希望波、遅延波のそれぞれの逆拡散を行う重み係数が、遅延波の遅延量に応じて TDL 上で異なるタップに位置する。そのため形成されるビームもタップ位置によって異なる。このような、逆拡散、等化の時間領域信号処理を含む重み係数の「合成アンテナパターン」を求めるため、希望波と遅延波を同時に入力している。

図 9 において、提案する構成による信号処理の



結果得られた逆拡散された出力の  $S/(N+I)$  は  $\tau_2 = 0, 2.5T_{symbol}$  及び  $4T_{symbol}$  のそれぞれの場合で 17.8 dB, 14.5 dB 及び 14.2 dB である。  $\tau_2 = 0$  のとき、アンテナパターンは希望波及びその遅延波のそれぞれの到来方向にピークを形成している。一方、  $\tau_2 = 2.5T_{symbol}$  のとき、アンテナは希望波方向にピークを向け、遅延波の方向のゲインが 10 dB 程度下がっているが、ヌルは形成されていない。これは前述のように、拡散利得により逆拡散後の  $S/D$  が高くなっているため、ヌル形成の必要がないためである。結果として、希望波到来方向のみにビームが形成されるよう、適切な空間領域の合成が実現されていることがわかる。更に、  $\tau_2 = 4T_{symbol}$  のとき、希望波方向にピークを向けつつ、逆遅延波方向にヌルを形成していることがわかる。これは、2 波のシンボルタイミングが一致してしまっていることから 2 波とも逆拡散されるため、空間領域で遅延波をキャンセルしようとする動作をしているためである。

また図 10 に、  $\tau_2 = 4T_{symbol}$  の場合における、遅延波へのヌル形成動作の信号到来角度に対する特性を示す。同図では、2 波の到来角度差による出力  $S/(N+I)$  の相対的な変化を見るため、希望波の到来角度を  $10^\circ$  に固定し、  $\tau_2 = 4T_{symbol}$  とした遅延波を、希望波到来角度に重なる  $10^\circ$  から  $-90^\circ$  まで変化させて入力する。それぞれの遅延波到来角度で 100 回の計算を行い、出力  $S/N$  を計算し、遅延波到来角度を横軸としてその平均値をプロットした。ここで、これらの計算における他の諸条件は、図 9 の計算と同一である。このた

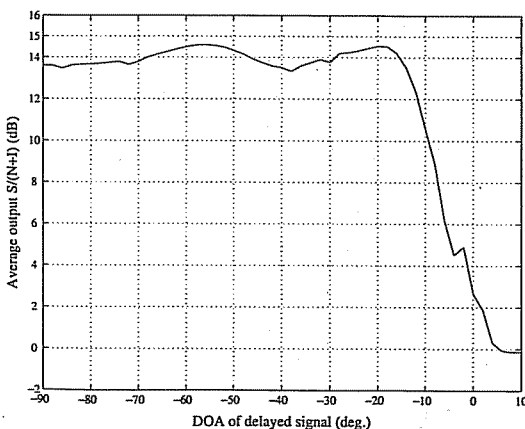


図 10 ビーム形成の角度特性

Fig. 10 Angle characteristics of the beamforming.

め、もし逆拡散が正しく行われ、空間領域で遅延波到来方向にヌルが形成され、遅延波が空間領域でキャンセルされれば、素子当り入力  $S/N$  にアンテナゲイン及び処理利得による  $S/N$  の改善を考慮した 15 dB が出力  $S/N$  として得られることになる。また、図 10 で遅延波の到来角度が  $-30^\circ$  となっている点における  $S/(N+I)$  の値は、図 9 における  $\tau_2 = 4T_{symbol}$  の  $S/(N+I)$  の値と一致することになる。同図から、遅延波到来角度が  $-38^\circ$ 、すなわち 2 波の到来角度差が約  $48^\circ$  のとき、約 1 dB 程度出力  $S/(N+I)$  が劣化することがわかる。これは  $48^\circ$  の角度差が、ブロードサイド方向にメインローブをもつ 4 素子半波長等間隔線形アレーアンテナのメインローブと第 1 サイドローブのそれぞれのピークの間隔に一致し、ヌルを形成するのに自由度を消費するためであると考えられる。したがって、到来角度差が  $48^\circ$  程度となっている場合、  $\tau_2 = \beta T_{symbol}$  の点における出力  $S/(N+I)$  の落ち込みが若干大きくなるものと考えられる。

#### 4. む す び

本論文では、シングルユーザの直接拡散方式スペクトル拡散通信システムを主な対象として、事前のシンボル同期、チップ同期を必要とせず CMA に基づいてビーム形成、等化及び逆拡散を同時に行うアダプティブアレーの構成を提案した。これまでのスペクトル拡散通信システムのためのアダプティブアレーは、その動作にシンボル同期情報を必要としていた。このため、マルチパス波の重畳により極端に受信  $S/N$  が低くなり、通常的手法による初期同期捕捉が困難となるような場合にも、アダプティブアレーが同期捕捉に貢献できないという問題があった。しかし本手法は、シンボル同期、チップ同期捕捉を行わないまま動作を開始し、ビーム形成、遅延波の等化のみならず、内部で逆拡散まで達成することができるため、これまで同期捕捉が困難であったような深刻なマルチパス環境でも適切な信号処理を行って通信を可能にすることができる。本提案手法の応用の一例として、SS 方式に基づく高速無線 LAN システムが挙げられる。このようなシステムでは、SS システムの構成が単純である。すなわち、多元アクセス方式としては、FDMA を採用し、同じ周波数帯を使用する他のシステムへの影響を軽減することを目的として SS 方式が採用されている例が多く見られる。この場合、一つの子機と親機の通信ペアは単純なシングルユーザ SS システムとみなすこと

ができ、また直接拡散方式も単純なため、本システムの適用が可能である。また建物内部の深刻なフェージング環境で使用されることから、それへの対策が必要となるので、本提案手法を有効な対策として使用できる。一方、本提案手法をマルチユーザ環境に適用した場合は、最初に述べた CMA の特性から、どのユーザを捕捉するか事前に予測が困難であるという問題がある。したがって、これを解決することによりその応用は更に広がり、ブラインド信号処理の有効性をより生かすことができるものと考えられる。このようなマルチユーザ環境への適用に関する検討及び実際のマルチパスフェージング環境下における性能を検証することを今後の課題としたい。

謝辞 日ごろ御指導ごべんたつ頂く ATR 環境適応通信研究所小宮山牧児社長に深謝する。

## 文 献

- [1] 唐沢好男, 猪股英行, “通信用デジタルビームフォーミングアンテナ— 見えてきたインテリジェントアンテナとしての将来,” 信学論, vol.78, no.9, pp.899-906, Sept. 1995.
- [2] “IEEE Personal Communications — Smart Antennas,” vol.5, no.1, Feb. 1998.
- [3] S. Anderson, M. Millnert, M. Viberg, and B. Wahlberg, “An adaptive array for mobile communication systems,” IEEE Trans. Veh. Technol., vol.40, no.1, Feb. 1991.
- [4] J. Litva and T.K. Lo, Digital beamforming in wireless communications, Artech House Publishers, 1996.
- [5] H. Wang, 河野隆二, 今井秀樹, “スペクトル拡散多元接続のための拡散処理利得を用いた TDL アダプティブアレーアンテナ,” 信学論 (B-II), vol.J75-B-II, no.11, pp.815-825, Nov. 1992.
- [6] J.R. Treichler and B.G. Agee, “A new approach to multipath correction of constant modulus signals,” IEEE Trans. Acoust., Speech & Signal Process., vol.ASSP-31, no.2, pp.459-472, April 1983.
- [7] R. Gooch and J. Lundell, “The CMA array: An adaptive beamformer for constant modulus signals,” Proc. ICASSP, vol.4, pp.2523-2526, 1986.
- [8] M.G. Larimore and J.R. Treichler, “Convergence behavior of the constant modulus algorithm,” Proc. IEEE ICASSP, pp.13-16, 1983.
- [9] 国井忠弘, 菊間信良, 稲垣直樹, “DS-CDMA 信号を捕捉するための CMA アダプティブアレー,” 信学技報, AP96-75, Nov. 1996.
- [10] 横山光雄, スペクトル拡散通信システム, 科学技術出版社, 1988.
- [11] J.C. Liberti, Jr. and T.S. Rappaport, Smart antennas for wireless communications, Prentice Hall, 1999.
- [12] 菊間信良, “アレーアンテナによる適応信号処理技術と高分解能到来波推定入門コース,” アンテナ伝搬における設

計・解析手法ワークショップ (第 9 回), 電子情報通信学会, Sept. 1997.

- [13] 千葉 勇, 中條 涉, 藤瀬雅行, “ビームスペース CMA アダプティブアレーアンテナ,” 信学論 (B-II), vol.J77-B-II, no.3, pp.130-138, March 1994.
- [14] J.R. Treichler and M.G. Larimore, “The tone capture properties of CMA-based interference suppressors,” IEEE Trans. Acoust., Speech & Signal Process., vol.ASSP-33, no.4, pp.946-958, Aug. 1983.
- [15] T. Inoue and Y. Karasawa, “Two-dimensional RAKE reception scheme for DS/CDMA systems in beam space digital beam forming antenna configuration,” IEICE Trans. Commun., vol.E81-B, no.7, pp.1374-1383, July 1998.

(平成 13 年 6 月 14 日受付, 8 月 16 日再受付,  
9 月 25 日最終原稿受付)



神谷 幸宏 (正員)

平 6 名大大学院工学研究科情報工学専攻博士前期課程了。平 12 同電子情報学専攻後期課程了。平 6 国際電信電話 (株) (現 KDDI) 入社。山口衛星通信所勤務を経て平 7 より同社研究所 (現 (株) KDDI 研究所)。平 10 より ATR 環境適応通信研究所出向。適応形アレーアンテナに関する研究に従事。平 13 より仏 Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Constructions Aéronautiques にて Post-doctoral Fellow。工博。平 11 年度本会学術奨励賞, 1999 年度 IEEE AP-S Japan Chapter Young Engineer Award 各受賞。IEEE 会員。



田野 哲 (正員)

昭 63 京大大学院修士課程了。同年, 日本電信電話 (株) (NTT) 入社。NTT 無線システム研究所に配属され, デジタル変復調技術, 適応等化の研究に従事。平 9 国際電気通信基礎技術研究所 (ATR) 出向。ATR 環境適応通信研究所にてアダプティブアレー, 時空間信号処理技術の研究に従事。平 12 (株) NTT ドコモ入社。現在, NTT ドコモ移動機開発部主任技師。工博。平 7 年度本会論文賞受賞。IEEE 会員。



水口 芳彦 (正員)

昭 44 広島大・工・電気卒。昭 46 同大・工・電気修士課程了。同年国際電信電話 (株) (KDD) 研究所, 昭 61-62 インテルサット研究開発部出向。平 9-12 ATR 環境適応通信研究所出向。現在, KDDI 主幹研究員。時空間情報通信技術の研究に従事。昭 52 本会学術奨励賞, 昭 54 論文賞, 平 9 オーム技術賞受賞。工博。



片山 正昭 (正員)

1981 (昭 56) 阪大・工・通信卒. 1986 (昭 61) 同大大学院博士課程了. 工博. 同年豊橋技術科学大助手. 1989 (平 1) 阪大・大型計算機センター・講師. 1992 (平 4) 名大・工・電子情報・講師. 1993 (平 5) 助教授. 2001 年 7 月より情報メディア教育センター教授 (電子情報学専攻兼任) 現在に至る. 1995 年 10 月より 96 年 4 月まで, 米國ミシガン大学アンアールバ校工学部電気電子計算機科学科客員助教授. 雑音理論, 信号伝送と変復調技術, 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. 昭 61 本会篠原記念学術奨励賞受賞. 情報理論とその応用学会, IEEE, 小型衛星研究会各会員.



小川 明 (正員)

昭 35 名大・工・電気卒. 同年国際電信電話 (株) (現 KDDI) 入社. 昭 56 同社研究所次長. 昭 60 同社シドニー事務所長. 昭 63 名大・工・教授. 平 12 より名城大・理工・教授. 工博. デジタル通信システム, スペクトル拡散及び CDMA システム, 移動体通信, 衛星通信の研究に従事. IEEE, SITA 及び映像情報メディア学会会員.



唐沢 好男 (正員)

昭 48 山梨大・工・電気卒. 昭 52 京大大学院修士課程了. 同年 KDD 入社. 以来, ワイヤレス伝送技術 (無線通信の電波伝搬, アンテナ, デジタル伝送特性等) の研究に従事. 平 5 (株) 国際電気通信基礎技術研究所 (ATR) に出向. ATR 光電波通信研究所無線通信第一研究室長 (平 5~8). ATR 環境適応通信研究所第三研究室長 (平 8~9). 平 9 KDD 研究所主幹研究員. 平 11 電通大・電子・教授. 工博. 昭 57 年度本会学術奨励賞, 平 9 科学技術庁注目発明, 平 10 電波功績賞受賞. IEEE, URSI 会員.