

## サブバンド信号処理に基づくアダプティブアレーアンテナの開発

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>

## Development of an Adaptive Array Based on Subband Signal Processing

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 時空間信号処理を行うアダプティブアレーは、将来の高速移動体通信システムにおいて有効なマルチパス対策となるものと期待される反面、適応的に制御される重み係数の数が非常に多くなることから、ハードウェアへの実装にあたってその膨大な計算負荷が問題となる。このため、計算量の削減が実用化への鍵となっているとすることができる。本論文では、計算量の大幅な削減が可能なサブバンド信号処理を行うアダプティブアレーを、市販のDSP (Digital Signal Processor) を用いてハードウェアに実装した。そこでまず、必要な信号処理の各部に必要なDSPの数を示すことにより、ハードウェア規模を明らかにした。次に、電波暗室内において2波の簡単なマルチパス環境を構成し、その下で基本性能の実証実験を行って、理論値とほぼ一致する性能が得られることを確認した。

キーワード アダプティブアレー、DBFアンテナ、マルチパスフェージング、サブバンド信号処理

## 1. ま え が き

近年、移動体通信が急速に普及しており、今後移動体通信システムの広帯域化が見込まれる。移動体通信システムにおいて広帯域信号の送受信を行うにあたり、マルチパスフェージングへの対策が不可欠のものとなる。フェージング対策としてのアダプティブアレーは、ビームフォーミングのような空間領域の信号処理のみならず、時間領域の信号処理も同時に行うことが必要となるが[1]~[4]、そのような構成では非常に多くの重み係数が必要であり、それらの制御を行うために

DSP (Digital Signal Processor) 等への負荷が大きくなり、膨大なハードウェアリソースを必要とする。このため、このような高性能なアダプティブアレーをハードウェアに実装するにあたり、いかに効率的に信号処理を行って、必要なハードウェアリソースを削減できるかが、今後のアダプティブアレーアンテナの実用化に際し重要な鍵となる。

一方、信号処理を行う信号を一度サブバンドに分割し、それぞれのサブバンドで独立に信号処理を行った後で帯域合成を行うサブバンド信号処理は、音声帯域の信号処理等で従来よく用いられてきた信号処理方式であるが、近年、そのアダプティブアレーへの応用が種々検討されている[5]~[10]。サブバンド信号処理をアダプティブアレーに应用するとき、そこにはいくつかの形態が考えられるが、時間領域の構成に比較して若干性能が落ちることがあるものの、計算量の観点から特に有利な構成が存在することが明らかとなっている[9]。このような応用の形態では、信号のデシメーションを行ってサブバンド信号処理を行うため、重み係数の更新速度を減速することができ、計算負荷を軽減できるとともに、各サブバンドの信号処理をそれぞれ独立に行うことから、並列信号処理の実装がしやすくなる利点がある。このため、RLS (Recursive Least

<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 Shinogamaguchi, Tenpaku-ku, Nagoya-shi, 468-8502 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: y-kamiya@acr.ATR.co.jp

Squares) のような高性能・高負荷のアルゴリズムとの相性がいいということが出来る。

筆者らは、以上述べたサブバンド信号処理の応用により非常に効率的な信号処理を実現するアダプティブアレーの有効性を実証するとともに、そのハードウェア規模を明らかにすることを目的として、市販の DSP を用いてハードウェアへの実装を行い、電波暗室において性能実証実験を行った。本論文ではまず、試作した装置の動作原理について述べ、次にハードウェアの構成を述べるとともに、信号処理の各部に必要とされるハードウェアリソースの規模を、必要とした DSP の数を示すことで明らかにする。次に、電波暗室内において、希望波及びその遅延波の 2 波の信号によって擬似的に構成したフェージング環境にて行った性能実証実験の結果について詳述する。最後に、同等の性能を時間領域信号処理で実現するアダプティブアレーとの計算負荷の定量的な比較を行って、試作装置が非常に効率的な信号処理を実現していることを明らかにする。

## 2. 試作装置の動作原理

図 1 に、サブバンド信号処理を行うアダプティブアレーの動作原理をブロック線図として示す。

一つの送信アンテナから送出され、マルチパスフェージング環境によって発生した  $K$  パスのうち、 $k$  番目のマルチパス信号を、次のように表す。

$$s_k(t) = u_k a_0(t - \tau_k), \quad k = 1, \dots, K \quad (1)$$

ここで、 $a_0$  は信号である。また、 $\tau_k$  及び  $u_k$  はそれぞれ  $k$  番目の信号の遅延及び複素振幅である。

すると、 $N$  素子の線形アレーアンテナによって受信され、受信フィルタで帯域制限された信号は次式で表すことができる。

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t) \mathbf{V}(\theta_k) + \mathbf{n}(t) \quad (2)$$

ここで、 $\mathbf{x}$ ,  $\mathbf{V}$  及び  $\mathbf{n}$  はいずれも大きさの  $(1 \times N)$  ベクトルである。このうち  $\mathbf{n}(t)$  は雑音ベクトルである。また、 $\theta_k$  は  $k$  番目パス信号の到来角度であり、その関数として定義されるステアリングベクトル  $\mathbf{V}(\theta_k)$  は、半波長間隔の素子配置を想定すると次式で表される。

$$\mathbf{V}(\theta_k) = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\pi \sin \theta_k} & \dots & e^{j\pi(N-1) \sin \theta_k} \end{bmatrix} \quad (3)$$

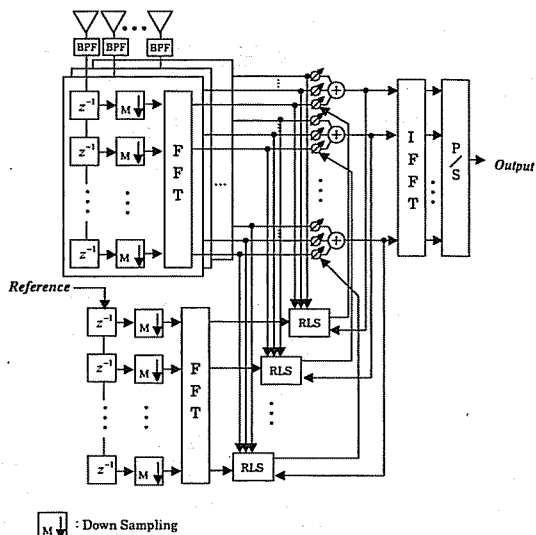


図 1 サブバンド信号処理を行うアダプティブアレーの構成  
Fig.1 Configuration of an adaptive array based on subband signal processing.

以上のように定義される、各時刻ごとのアレーアンテナ受信信号  $\mathbf{x}(t)$  は、各素子において周期  $T_{sample}$  でサンプリングされ長さ  $M$  の TDL (Tapped Delay Line) に保持される。このとき、全タップに保持されるサンプルは、行列を用いて次式で表される。

$$\mathbf{x}_{tap}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}(t) \\ \mathbf{x}(t - T_{sample}) \\ \vdots \\ \mathbf{x}(t - (M-1)T_{sample}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{1,1} & \dots & x_{1,N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{M,1} & \dots & x_{M,N} \end{bmatrix} \quad (4)$$

この TDL に保持されたサンプルは、ダウンサンプリングを施されることにより、時間  $MT_{sample}$  の間隔ごとに後段の DFT (Discrete Fourier Transform) に供給され、帯域分割が施される。ここで、TDL に保持された信号がダウンサンプリングされ DFT に入力される時刻  $t_\kappa$  は、

$$t_\kappa = \kappa MT_{sample} \quad (5)$$

で表される。ここで、 $\kappa$  は時刻を表す整数であり、 $\kappa = -\infty, \dots, 1, 2, \dots, \infty$  である。すると、 $M$  次の

DFTを施すことにより、周波数領域でのサンプル行列  $X_{tap}(t_\kappa)$  を得る。

$$X_{tap}(t_\kappa) = \begin{bmatrix} \text{FFT} \begin{bmatrix} x_{1,1} \\ \vdots \\ x_{M,1} \end{bmatrix} & \cdots & \text{FFT} \begin{bmatrix} x_{1,N} \\ \vdots \\ x_{M,N} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (6)$$

ここで、 $\text{FFT}[\bullet]$  は括弧内に示された要素に対してDFTの具体的な計算法として採用したFFT (Fast Fourier Transform) を施すことを示す。周波数領域でのサンプル行列に、各サブバンドごとに独立に算出された重み係数を乗算することにより、周波数領域でのアンテナ出力  $Y(t_\kappa)$  が大きさ  $(1 \times M)$  のベクトルとして次式のように得られる。

$$Y(t_\kappa) = \text{diag}[X_{tap}(t_\kappa) W(t_\kappa)] \quad (7)$$

ここで、 $\text{diag}[A]$  は、行列  $A$  の対角成分を表す。また、重み係数行列  $W$  は、各サブバンドごとの重み係数ベクトル  $w_m (m = 1, \dots, M)$  から構成される行列として次式で表される。

$$W(t_\kappa) = [w_1 \quad w_2 \quad \cdots \quad w_M] \quad (8)$$

なお、 $w$  はアンテナ素子数  $N$  に等しい要素をもつ重み係数ベクトルであり、

$$w_m = [w_{m,1} \quad w_{m,2} \quad \cdots \quad w_{m,N}]^T \quad (9)$$

で表される。

最後に、 $Y(t_\kappa)$  に対して逆FFTを施して時間領域の信号を復元し、パラレル/シリアル変換を行って、時間領域の出力信号行列  $y(t)$  が大きさ  $(1 \times M)$  のベクトルとして得られる。

一方、図1に示したように、重み係数ベクトルは適応制御アルゴリズムによって適応的に与えられる。本試作装置では、重み係数更新アルゴリズムにRLSを用い、これを各サブバンドごとに用意し、独立に動作させて重み係数の制御を行う。このため、参照信号も帯域分割されている必要がある。RLSのような高機能高負荷のアルゴリズムは、すべての重み係数を一つのプロセッサで制御するよりも、細かく分割して複数のプロセッサで対処の方が計算量を非常に小さく抑えられる[9]。

### 3. 試作装置の構成、諸元及び規模

#### 3.1 試作装置の構成と諸元

試作装置の主要諸元を表1に示す。本装置は素子数を8とする線形アレーアンテナを備える。電波暗室におけるアレーアンテナ外観を図2に示す。また、信号の搬送波周波数は2.185GHz、情報伝送速度は800kbit/sである。この受信信号に対し、ベースバンドにおいて3.2MHzでサンプリングを行って、サブバンド信号処理を施す。試作装置はサブバンド信号処理を行うにあたり、4~128の間で帯域分割数を選択することが可能である。本論文における実験では帯域分割数32を採用した。なお、本試作では、サブバンド信号処理に基づくアダプティブアレーの性能実証及び

表1 試作装置の主要諸元  
Table 1 Specification of the equipment.

Data Rate	800kpbs
Modulation	BPSK
RF	2.185GHz
Antenna	8-element array antenna
Element Antenna	Circular patch antenna
Sampling Frequency	3.2MHz (4 samples/symbol)
A/D	12bit
IF	70MHz
# of Subbands	32
Main DSP	TMS320C6201 (Texas Instruments)

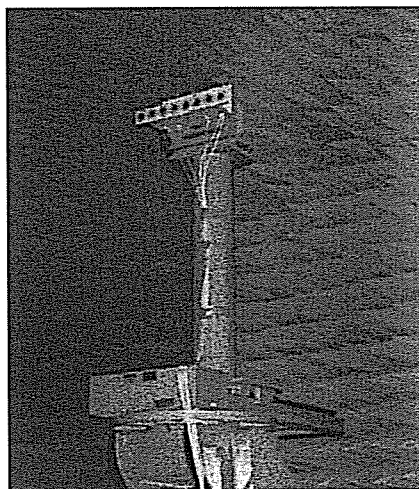


図2 電波暗室におけるアレーアンテナの外観  
Fig.2 An array antenna in an anechoic chamber.

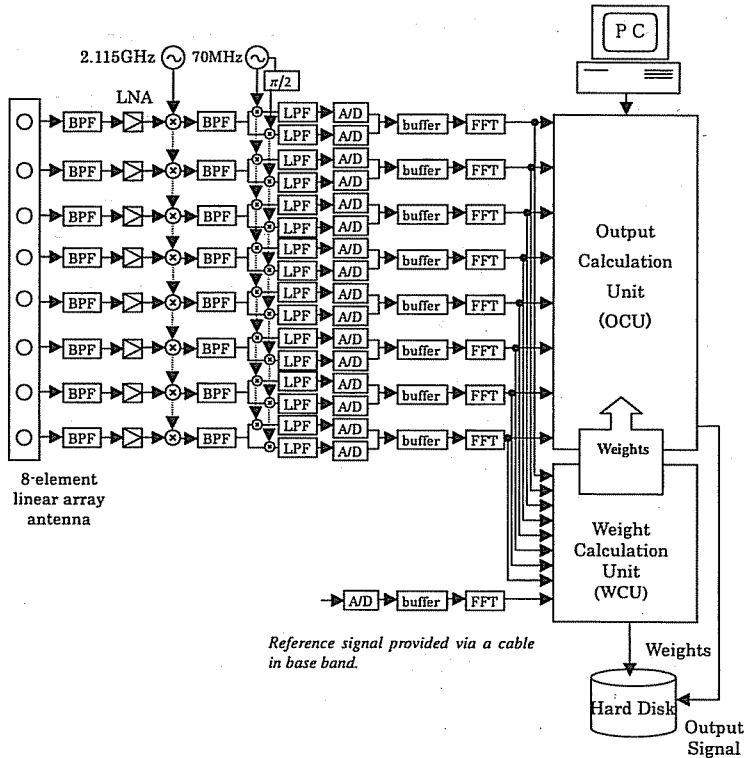


図3 試作装置の構成  
Fig. 3 Configuration of the equipment.

ハードウェア規模の検討を目的としているため、試作装置はフレーム同期回路、位相同期回路等を備えていない。このため、クロック及び参照信号は送信側からケーブルを介してベースバンドで供給する。

試作装置の構成を図3に示す。本試作装置は、重み係数の制御を行う重み係数計算部 (WCU; Weight Calculation Unit) と、求められた重み係数を用いてアンテナ出力を計算する出力信号計算部 (OCU; Output Calculation Unit) から構成される。また、帯域分割FFTは两部分で共用される。求められた重み係数及びアンテナ出力はハードディスクに保存される。信号処理ソフトウェアの編集及びコンパイルはパーソナルコンピュータ内で行い、DSPにダウンロードする。

また、本試作装置は図4に示すような受信信号フレーム構成を想定し、これに基づいてアダプティブな制御を行う。受信信号は、12.5msごとのフレームに区切られており、各フレームの先頭には0.468msの同期用系列が付加されていることを想定する。このとき、1フレームに10000シンボルが存在し、このうち

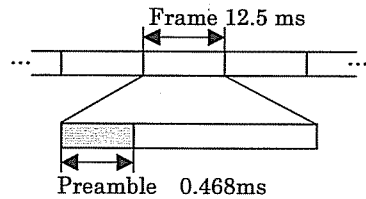


図4 想定するフレーム構成  
Fig. 4 Frame Format.

375シンボルが同期用系列となる。この同期用系列は受信側で既知の信号であるものとし、これを参照信号としてRLSに供給し、受信した同期用系列との2乗誤差を最小とする制御を行う。本試作装置では、シンボルレートの4倍のスピードでサンプリングを行っているため、この同期用系列から  $375 \times 4 = 1500$  サンプルを得て、RLSを動作させる。

このようなフレーム構成を前提として、試作装置の各部の動作タイミングを図5に示すように定義する。まず、受信信号はリアルタイムで帯域分割FFTを施

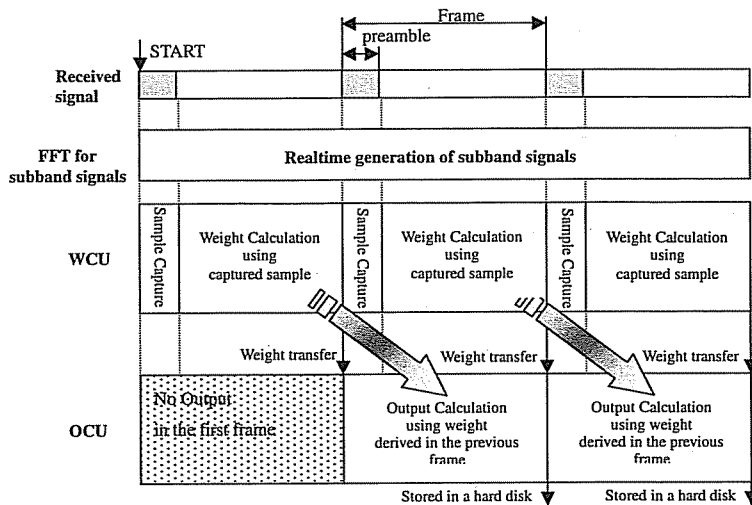


図5 試作装置の各部の動作タイミング  
Fig.5 Timing of each parts in the configuration.

され、サブバンド信号に変換される。次に、フレームを受信すると、同期系列が存在する時間区間は重み係数計算部がサンプルの取込み及び保存を行う。その後同期系列の区間が終了すると重み係数計算部はRLSによって重み係数の制御を行い、当該フレームの終了時まで収束してすべての重み係数を算出する。このようにして得られた重み係数は、次のフレームが到来する前に出力信号計算部に引き渡される。出力信号計算部は一つ前のフレームで得られた重み係数を用いて出力の計算を行う。したがって、動作を始めた最初のフレームにおいては出力信号が得られない。

### 3.2 試作装置の規模

試作装置の各部で使用したDSPチップの数により、サブバンド信号処理に基づくアダプティブアレーのハードウェアの規模を明らかにする。

表2に、各部に使用したDSPの数を示す。本装置では、実際に信号処理を行うものだけでなく、データフロー制御を行っているものまですべてを含め、合計13個のDSPチップ(TI社製TMS320C6201)を使用している。内訳として、まず、重み係数計算部では、入力信号の帯域分割に4チップ、参照信号の帯域分割に1チップ使用している。また、32のRLSを実行するのに使用するチップは2であり、更に信号のハードディスクへの保存等にかかわる制御を行うため、二つのチップを要している。一方、リアルタイムで出力信号の計算を行う出力信号計算部では、非常に高速な演

表2 各部の信号処理に使用したDSP(TMS320C6201)の数

Table 2 The number of DSPs used in each part.

	Signal Processing	# of DSP
WCU	FFT calculation	4
	RLS (32)	2
	Reference signal generation	1
	Data flow control	2
OCU	Realtime output calculation	2
	IFFT calculation	1
	Data flow control	1
<i>total</i>		13

算が要求されるため、出力信号の演算に2チップ、逆FFTの演算に1チップを要し、またそのデータのハードディスクへの保存のための制御に1チップを用いている。

8素子の受信信号それぞれを32のサブバンドに分割して制御するとき、制御する重み係数は256個存在し、これらをRLSにより一括制御することは、計算量の観点から通常非常に困難である。しかし、サブバンド信号処理の効果により、RLS自体の演算は、32のRLSの演算をするにあたって、二つのDSPに収めることができる。これは、RLSのような演算量の大きいアルゴリズムは、一つで多数の重み係数を制御するより、多くのRLSで分担させて制御の方が計算量は結果として小さくなるためである。一方で、帯域分

割, 帯域合成のためにチップを合計で五つ使用している。しかし, 時間領域の構成で同等の構成を有するアダプティブアレーを構成することを考えると, その増分は非常に小さいものであるということが出来る。計算量については, 5. に詳述する。

#### 4. 電波暗室における機能実証実験

##### 4.1 実験システム

実験装置の機能の実証を, 大型電波暗室に2波のマルチパス環境を構成して行った。図6に実験系の概要を示す。また, 表3に実験システムの主要パラメータを示す。

送信側には希望波送信及び遅延波送信のための二つのホーンアンテナを設置する。これらはそれぞれアレー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 $-10^\circ$ 及び $10^\circ$ に設置する。これらは同じM系列生成器から生成されたM系列を用い, 希望波は当

該M系列をベクトルジェネレータに入力してBPSK変調を施した後, RF周波数にて送信する。一方, 遅延波はM系列を遅延させて別のベクトルジェネレータに入力し同様に変調を施して別のホーンアンテナから送信する。なお, これら2台のベクトルジェネレータは, 10MHzのリファレンス信号を共有させることにより, キャリヤ同期, 位相同期が確立されている。また本実験システムでは, これら二つの信号は送信側では帯域制限をせず, 受信側のみで帯域制限を行っている。素子当りの希望波対雑音平均電力比( $S/N$ )は0dB, 希望波対遅延波平均電力比( $S/I$ )は0dBである。一方, 受信側では, アレーアンテナで受信された八つの受信信号はダウンコンバータによりIF周波数に下げられ, 更にI/Q分割装置によって直交化されるとともにベースバンドに落とされる。この結果, 16のベースバンド信号がA-D変換を介してデジタル信号処理部に入力されることになる。

##### 4.2 実験結果

###### 4.2.1 2波モデルにおける出力 $S/(N+I)$ の検証

2波のマルチパスモデルを考え, 二つの違う方向から到来する希望波とそのマルチパス波を受信したとき, サブバンド信号処理を行うアダプティブアレーは, 以下に示す原理で最大比合成(MRC; Maximum Ratio Combining)を行うものと考えられる。このとき, 出力 $S/N$ は以下のように計算される。

2波の到来信号を, 次のように表す。

$$s_k(t) = u_k a_0(t - \tau_k), \quad k = 1, 2 \quad (10)$$

ここで,  $a_0$ は信号である。また,  $\tau_k$ 及び $u_k$ はそれぞれ $k$ 番目の信号の遅延及び複素振幅である。次に, これらの信号を $M$ 個のサブバンドにDFTを用いて分割することを考え, それぞれのサブバンド信号を $s_k^{(m)}(t)$ (ここで,  $m = 1, 2, \dots, M$ )と表す。また, RLSに供給する参照信号を $ref(t)$ と表し, そのサブバンド信号を同様に $ref^{(m)}(t)$ ( $m = 1, 2, \dots, M$ )と表す。

各サブバンドにおける参照信号 $ref^{(m)}(t)$ と受信信号 $s_k^{(m)}(t)$ との時間軸上の相関係数は次式で定義される。

$$\rho_k^{(m)}(\tau) = \frac{\langle ref^{(m)}(t) s_k^{(m)*}(t - \tau) \rangle}{\sqrt{\langle |ref^{(m)}(t)|^2 \rangle \langle |s_k^{(m)}(t - \tau)|^2 \rangle}} \quad (11)$$

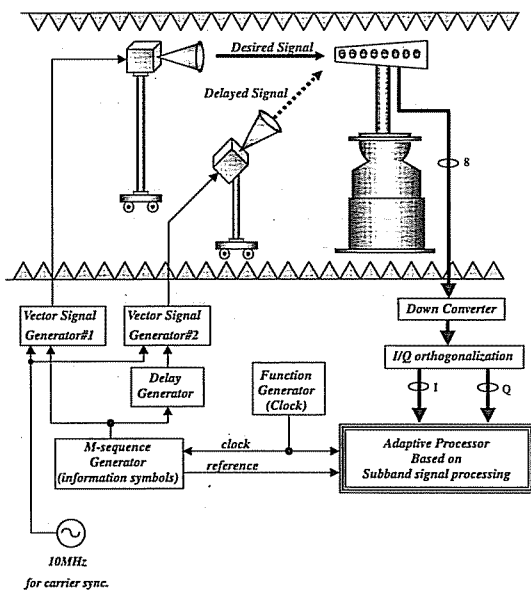


図6 実験システムの構成

Fig. 6 Configuration of the experimental system.

表3 実験システムの主要諸元

Table 3 Specification of the experimental system.

DOA of the desired signal	$10^\circ$
DOA of the delayed signal	$-10^\circ$
Desired signal to noise power ratio ( $S/N$ )	0dB
Desired signal to delayed signal power ratio ( $S/I$ )	0dB

\* DOA (Direction Of Arrival); measured clockwise from the boresight.

ここで、 $\langle \bullet \rangle$  はアンサンブル平均を表す。このように求められる相関係数の絶対値はサブバンドの位置に依存せず、すべて等しいことが知られており [8]、これを  $|\rho_k|$  と表す。すなわち、

$$|\rho_k| = |\rho_k^{(1)}| = |\rho_k^{(2)}| = \dots = |\rho_k^{(M)}| \quad (12)$$

が成立する。

今、各サブバンドの RLS に供給する参照信号は第 1 到来波  $s_1(t)$  にシンボル同期しているものと考え、各サブバンドで  $s_1^{(m)}(t)$  と  $ref^{(m)}(t)$  との相関係数の絶対値  $|\rho_1|$  は明らかに 1 である。一方、各サブバンドにおける第 2 到来波  $s_2^{(m)}(t)$  と参照信号との時間軸上の相関係数の絶対値  $|\rho_2|$  は、特に DFT によって帯域分割を行っている場合、次式による近似がすべてのサブバンドで可能である [8], [10]。

$$|\rho_2| = 1 - \frac{|\Delta\tau_2|}{MT_{sample}}, \quad 0 \leq \Delta\tau_2 \leq MT_{sample} \quad (13)$$

ここで、 $\Delta\tau_2$  は参照信号に対する第 2 到来波  $s_2(t)$  の遅延量である。結局、すべてのサブバンドで遅延波  $s_2(t)$  は  $|\rho_2|^2 / (1 - |\rho_2|^2)$  の電力比で希望信号成分と干渉波成分に分離される。

一方、MRC が達成されたとき、出力  $S/(N+I)$  は次のように表される [11]。

$$\gamma_{MRC} = \frac{\left| \sum_{k=1}^2 \alpha_k u_k \right|^2 \langle |a_0(t)|^2 \rangle}{\sum_{k=1}^2 |\alpha_k|^2 \eta_k} \quad (14)$$

ここで、 $\eta_k$  は干渉を含む雑音電力成分の電力である。また、 $\alpha_k$  は最大  $S/(N+I)$  を実現する係数である。

各素子の平均雑音電力はすべて等しいと仮定して、これを  $\sigma_n^2$  と表すものとする、遅延波の電力が  $|\rho_2|^2$  と  $(1 - |\rho_2|^2)$  に比例して希望波及び干渉波成分に分割されたときのアレーアンテナ出力  $S/(N+I)$  は、次式で表される。

$$\begin{aligned} \gamma &= \frac{|\alpha_1 \rho_1 + \alpha_2 \rho_2|^2 \langle |a_0(t)|^2 \rangle}{|\alpha_1|^2 \sigma_n^2 + |\alpha_2|^2 \{ (1 - |\rho_2|^2) \langle |a_0(t)|^2 \rangle + \sigma_n^2 \}} \\ &= \frac{|\alpha_1 \rho_1 + \alpha_2 \rho_2|^2 \Gamma_0}{|\alpha_1|^2 + |\alpha_2|^2 \{ (1 - |\rho_2|^2) \Gamma_0 + 1 \}} \quad (15) \end{aligned}$$

ここで、 $\Gamma_0$  は平均  $S/N$ 、すなわち  $\langle |a_0(t)|^2 \rangle / \sigma_n^2$  である。

MRC の理論によれば、 $S/(N+I)$  を最大にする係数  $\alpha_k$  は次のように与えられる。

$$\alpha_k = c \frac{u_k^*}{\eta_k} \quad (16)$$

$c$  は任意の数である。ここで、 $|u_1| = |u_2|$  と想定して定数  $c$  を適切に選ぶことにより、次の二つの係数が得られる。

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= \rho_1^* \\ \alpha_2 &= \frac{\rho_2^*}{(1 - |\rho_2|^2) \Gamma_0 + 1} \quad (17) \end{aligned}$$

またそのときの出力  $S/N$  は次式で定義される。

$$\gamma_{MRC} = \left( 1 + \frac{|\rho_2|^2}{(1 - |\rho_2|^2) \Gamma_0 + 1} \right) \Gamma_0 \quad (18)$$

8 素子アレーアンテナ (アンテナゲイン 9 dB) を想定し、素子当り平均入力  $S/N$  が 0 dB 及び -19 dB のときのそれぞれの場合で、希望波とその遅延波が存在するとき、式 (18) で得られる出力  $S/N$  の理論値と遅延量の関係を図 7 に示す。まず、入力  $S/N$  が 0 dB のような比較的高い状況の場合には、遅延波の取込みに伴って生じる波形ひずみによる  $S/N$  の劣化が相対的に大きなものとなるため、遅延波は早い段階でキャンセルされ始めることがわかる。一方、入力  $S/N$  が

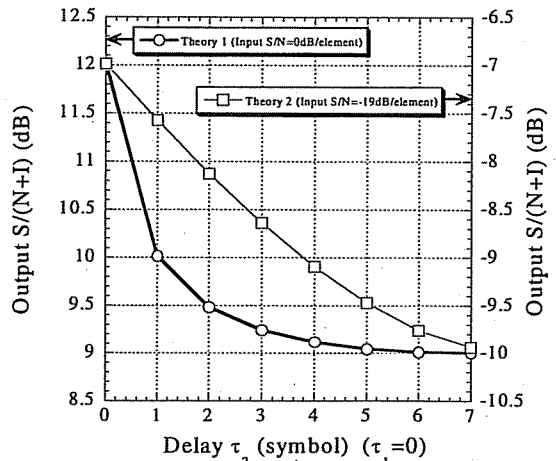


図 7 2 波モデルにおいてアンテナゲイン 9 dB (8 素子) を用いた場合の遅延量と理論計算によって得た出力  $S/N$  の関係

Fig. 7 Time shift of a multipath signal to a desired signal versus theoretical output  $S/N$  with 8 elements (antenna gain = 9 dB).

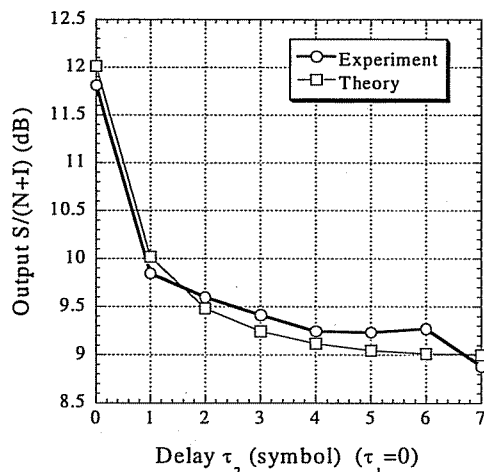


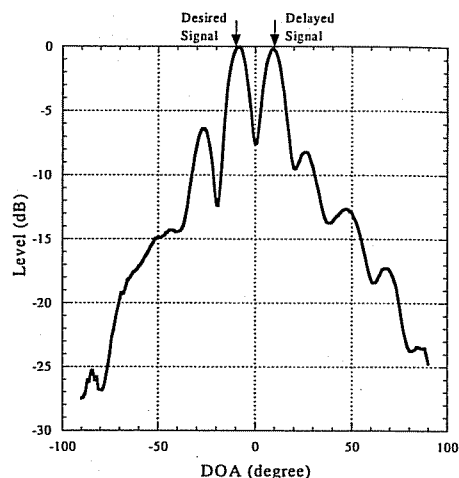
図8 希望波に対するマルチパス波の遅延と出力  $S/(N+I)$  の実測値及び理論値の比較

Fig. 8 Comparison of output  $S/(N+I)$  versus time shift of a multipath signal to a desired signal between theoretical results and experimental results.

-19dBのような場合には、遅延波がよく取り込まれるようになることがわかる。

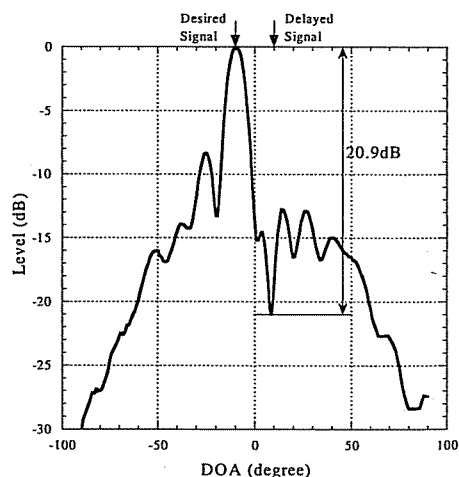
図8に、実験システムにおいて希望波に対するマルチパス波の遅延を0から7シンボルまで変化させた場合の出力  $S/(N+I)$  の変化と理論値の比較を示す。このとき、素子当りの平均入力  $S/N$  は0dBであり、実験値は一つの遅延について50フレームを処理し、その出力の平均  $S/(N+I)$  を求めている。両者はよく一致しているということが出来る。同図では、本実験システムにおける実験設備の制約上、比較的高い平均入力  $S/N$  の環境で実験を行ったため、早い段階から遅延波がキャンセルされ始めている。しかし、この環境における性能としては、遅延波の時間軸上の遅延の関数としての相関係数から導出した式(18)による理論値とアンテナゲインを含めて一致する結果が得られ、サブバンド信号処理によって時空間信号処理が実現されていることが確認できる。しかしこのような時空間信号処理を行うアダプティブアレーがより効果的に作用する環境については、別途考慮する必要がある。

また、図9(a), (b)にそれぞれ図8において希望波・マルチパス波間の時間差が0のとき及び7シンボルのときのそれぞれのアンテナパターンを示す。これらのアンテナパターンは、最終出力、つまり帯域合成を行った後の信号を観測することによって得たパターン



(a) 希望波・マルチパス波の時間差が0のときのアンテナパターン実測値

(a) Antenna pattern measured in the experiment where the delay of a multipath signal is 0



(b) 希望波・マルチパス波の時間差が7シンボルのときのアンテナパターン実測値

(b) Antenna pattern measured in the experiment where the delay of a multipath signal is 7 symbols

図9 アンテナパターン実測値

Fig.9 Antenna pattern measured in the experiment.

である。すなわち、受信信号の到来角度を  $-90^\circ$  から  $90^\circ$  まで1度刻みに変化させ(実験システムでは送信アンテナは固定されているため、受信側でアレーアンテナを回転させて相対的に信号の到来方向を変化させる)、それぞれの到来角度で十分長い出力を得て、その電力を計測する。こうして得られた電力を、到来角度に対応させてプロットすることによりアンテナパター



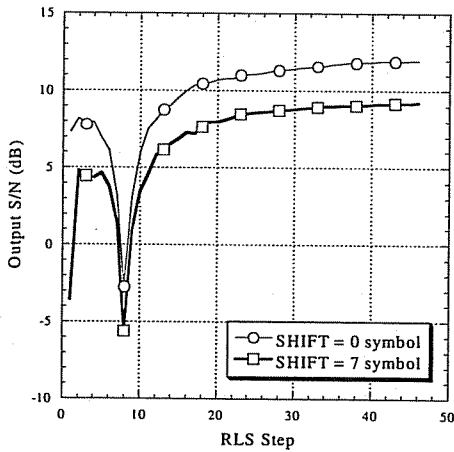
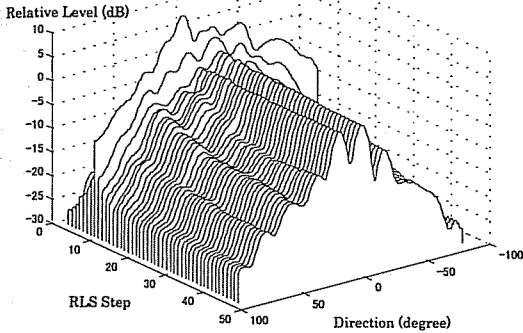
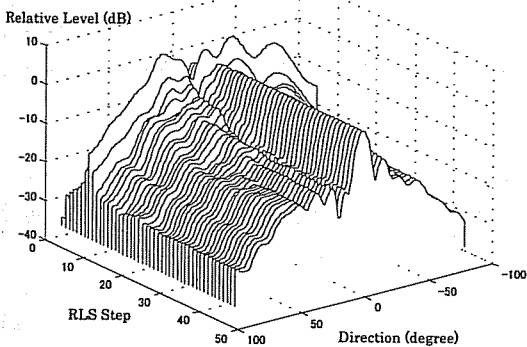


図 10 RLS の収束過程における出力  $S/(N+I)$  の変化  
Fig. 10 Output  $S/(N+I)$  versus time.



(a) 遅延が 0 のとき  
(a) The delay of a multipath signal is 0



(b) 遅延が 7 シンボルのとき  
(b) The delay of a multipath signal is 7 symbols

図 11 RLS の収束過程におけるアンテナパターンの変化  
Fig. 11 Convergence of antenna patterns measured in the experiment.

ンを得た。遅延が存在しない場合はマルチパス波を取り込んでいるが、遅延が大きい場合は干渉波成分が大きくなるために、マルチパス波方向にヌルを形成していることがわかる。このとき、ピークとヌルの差は約 21 dB となっている。なお、図 9 (a) において二つのピークが 2 波の到来信号のそれぞれの到来方向に向けられているが、2 波の到来方向が非常に近い場合には一つのピークで 2 波を取り込むものと考えられる。

#### 4.2.2 収束特性

次に、試作装置における RLS の収束について検討する。図 10 に、本試作装置において、RLS の収束過程で得られる出力信号の  $S/(N+I)$  の変化を示す。同図では、図 8 において希望波に対するマルチパス波の遅延が 0 のとき及び 7 シンボルのときで収束状態を比較している。おおむね 20~30 回の重み係数更新でほぼ収束していることがわかる。ここで、RLS の 20~30 の重み係数更新は、本試作装置が 32 帯域分割を行っていることから 640~960 サンプルを使用していることになり、これは同期用系列 375 シンボル中 160~240 シンボルを利用していることになる。

また、図 11(a), (b) にそれぞれ図 8 における希望波に対するマルチパス波の遅延が 0 及び 7 シンボルのときのそれぞれの収束過程でのアンテナパターンの変化を示す。おおむね 20 回程度の重み係数更新でパターンが形成されているのがわかる。

### 5. 計算量に関する考察

本章では、本試作装置に採用した形態のサブバンド信号処理を行うことによる計算量削減効果について検討する。

RLS は、出力信号と参照信号の波形を比較し、その平均 2 乗誤差を評価関数としてこれを最小とするように動作している。評価関数  $J(l)$  の収束は、次式で近似される [12]。

$$J(l) = \sigma^2 + \frac{L\sigma^2}{l-L-1}, \quad l > L+1 \quad (19)$$

ここで、 $l$  及び  $\sigma^2$  は重み係数更新回数及び雑音電力であり、 $L$  は制御する重み係数の数である。

以上の関係から、重み係数の更新を繰り返すことにより、評価関数の値は  $\sigma^2$  に収束し続けることがわかる。しかし、収束の目安として、制御する重み係数の数の 2 倍、すなわち  $l = 2L$  回の重み係数更新を行った時点を収束点とみなす [12]。

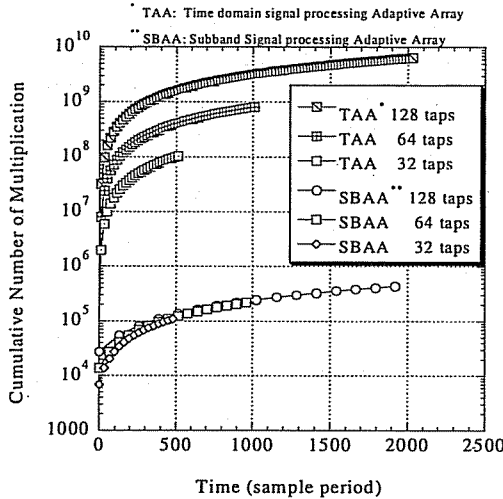


図 12 計算負荷の比較  
Fig. 12 Comparison of computational load.

また、RLS の 1 回の重み係数更新で生じる乗算の数  $\nu_{RLS}$  は、次式で表される。

$$\nu_{RLS} = 3L^2 + 3L \quad (20)$$

結局、収束までに必要な乗算の数  $\nu$  は

$$\nu = (3L^2 + 3L) \cdot 2L = 6L^3 + 6L^2 \quad (21)$$

と表される。

このような条件で、サブバンド信号処理を行わず、一つの RLS ですべての重み係数を一括制御する TDL を用いた時間領域信号処理に基づくアダプティブアレー (TAA) [9] と、サブバンド信号処理に基づくアダプティブアレー (SBAA) の計算量を比較する。

まず TAA では、制御する重み係数の数は素子数  $N$  と、各素子に接続された TDL の長さ  $M_{TAA}$  の積となるため、収束までに必要な乗算の数  $\nu_{TAA}$  は次式で表される。

$$\nu_{TAA} = [\nu]_{L=N \cdot M_{TAA}} \quad (22)$$

一方、SBAA では、制御する重み係数の数は素子数  $N$  となるが、RLS が分割する帯域の数  $M$  だけ必要となるため、収束までに必要な乗算の数  $\nu_{SBAA}$  は次式で表される。

$$\nu_{SBAA} = [\nu]_{L=N \cdot M} \quad (23)$$

図 12 に、TAA において  $M_{TAA}$  がそれぞれ 32, 64, 128 のとき、及び SBAA において同様に  $M = 32, 64, 128$

のときの収束に至るまでの重み係数更新における累積乗算回数を比較している。ここでは、TAA 及び SBAA の両方において素子数を  $N = 8$  に固定している。素子数及び制御する重み係数の総数が同じとなる  $M_{TAA} = 32, N = 8$  の TAA と、試作を行った  $M = 32, N = 8$  の SBAA の性能を比較すると、SBAA は TAA に比較して若干性能が劣ることが報告されている [9]。しかし計算量で比較すると計算量は約 1/1000 までに抑えられており、性能の若干の劣化を補うに値する計算量の大幅な削減が実現されていることがわかる。

## 6. むすび

本論文では、サブバンド信号処理に基づくアダプティブアレーアンテナを、DSP を用いてハードウェアに実装し、試作したハードウェアの詳細を明らかにするとともに、大型電波暗室で行った性能実証実験の結果をまとめた。本試作装置は、8 素子の線形アレーアンテナを備え、各素子受信信号を 32 のサブバンドに帯域分割した上で各サブバンドごとに独立に RLS による位相、振幅の制御を行って、最後に IFFT によって時間領域の最終出力を得る。このような構成により、一つの制御プロセッサが制御する重み係数の数が減ることから、特に RLS のような重いアルゴリズムの場合は全体としての計算負荷がかえって大きく軽減される。

電波暗室において行った性能実証実験では、2 波のマルチパスモデルを実現し、希望波に対するマルチパス波の遅延量を制御して、その場合の出力  $S/(N+I)$  の変化が理論値に一致していることを確認した。また、遅延が 0 の場合及び 7 シンボルの場合にアンテナパターンを実測し、遅延がない場合には 2 波のそれぞれの到来方向にピークを向けているが、遅延が大きい場合には遅延波方向にヌルを形成していることを確認した。また、RLS の収束過程を、出力信号の  $S/N$  の変化として検証し、おおむね 20 回程度の重み係数更新でほぼ収束していることを確認している。

より現実的なマルチパス環境での性能の検証及び様々な  $S/N$  の環境下における性能の検証を今後の課題としたい。

謝辞 日ごろ御指導御鞭撻頂く ATR 環境適応通信研究所小宮山牧兄社長に深謝する。また本研究は、ATR・KDD の共同研究として実施しており、(株) KDD 研究所の関係各位に深謝する。

## 文 献

- [1] A.J. Paulraj and B.C. Ng, "Space-time models for wireless personal communications," IEEE Personal Communications—Smart Antennas, vol.5, no.1, pp.36-48, Feb. 1998.
- [2] R. Kohno, "Spatial and temporal communication theory using adaptive antenna array," IEEE Personal Communications—Smart Antennas, vol.5, no.1, pp.28-35, 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, pp.230-236, Feb. 1991.
- [4] 小川恭孝, 菊間信良, "アダプティブアンテナ理論の進展と今後の展望," 信学論 (B-II), vol.J75-B-II, no.11, pp.721-732, Nov. 1992.
- [5] R.T. Compton, Jr., "The relationship between tapped delay-line and FFT processing in adaptive arrays," IEEE Trans. Antennas & Propag., vol.36, no.1, Jan. 1988.
- [6] J.M. Khalab and M.K. Ibrahim, "Novel multirate adaptive beamforming technique," Electronics Letters, vol.30, no.15, pp.1194-1195, July 1994.
- [7] T. Sekiguchi and Y. Karasawa, "CMA adaptive array antennas using analysis and synthesis filter banks," IEICE Trans., Fundamentals, vol.E81-A, no.8, pp.1570-1577, Aug. 1998.
- [8] 張毅民, 楊克虎, 唐沢好男, "多重波環境における帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレーの特性," 信学論 (B-II), vol.J82-B, no.1, pp.97-108, Jan. 1999.
- [9] 神谷幸宏, 唐沢好男, "時間及び周波数領域信号処理を行う適応型アレーアンテナの種々の構成における特徴比較と収束と収束特性改善," 信学論 (A), vol.J82-A, no.6, pp.867-874, June 1999.
- [10] Y. Zhang, K. Yang, and M.G. Amin, "Adaptive subband arrays for multipath fading mitigation," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Atlanta, June 1998.
- [11] W.C.Y. Lee, Mobile Communications Engineering, McGraw-Hill Inc., 1982.
- [12] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, Prentice-Hall Inc., 1991.

(平成 12 年 3 月 9 日受付, 6 月 27 日再受付)

## 神谷 幸宏 (正員)



平 4 九工大・情報・制御システム卒。平 6 名大大学院・情報・修士課程了。同年国際電信電話(株)(現 KDD(株))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)KDD 研究所)。平 10 より ATR 環境適応通信研究所出向。適応型アレーアンテナに関する研究に従事。1999 年度 IEEE AP-S Japan Chapter Young Engineer Award, 平 11 年度本学会学術奨励賞受賞。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 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 年度本学会論文賞受賞。IEEE 会員。

## 水口 芳彦 (正員)



昭和 44 広島大・工・電気卒。昭 46 同大大学院・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 ATR 環境適応通信研究所出向。アンテナ並びにマイクロ波フォトニクスの研究・開発に従事。昭 52 本学学術奨励賞。昭 54 論文賞。平 9 オーム技術賞。現在, 同所主幹研究員。工博。

## 片山 正昭 (正員)



昭 56 阪大・工・通信卒。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。平 1 阪大・大型計算機センター・講師。平 4 名大・工・電子情報・講師, 平 5 助教, 現在に至る。平 7~8 ミシガン大学客員研究員(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。情報理論とその応用学会, IEEE 各会員。昭 61 本会篠原記念学術奨励賞受賞。



小川 明 (正員)

昭 35 名大・工・電気卒。同年国際電信電話(株)(現 KDD(株))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各会員。



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 各会員。