

## アダプティブアンテナ理論の進展と今後の展望

正員 小川 恭孝<sup>†</sup>      正員 菊間 信良<sup>††</sup>

### Developments and Prospects of Adaptive Antenna Theories

Yasutaka OGAWA<sup>†</sup> and Nobuyoshi KIKUMA<sup>††</sup>, *Members*

あらまし アダプティブアンテナの基本原理は、アレーアンテナのヌルを自動的に妨害波の到来方向に向けることによってこれを除去するものと言える。受信すべき所望波と抑圧すべき妨害波との識別法によりいくつかの方式に分類される。本論文はアダプティブアンテナの理解を容易にするため、代表的な四つの方式を取り上げ、動作原理、ハードウェア構成、基本特性、将来展望を述べたものである。まずはじめに、アダプティブアンテナを記述する際に用いられる複素表示法(解析的信号、複素ウエイト)について概説した後、LMS アダプティブアンテナの説明を行っている。これは、参照信号との波形の違いにより妨害波の識別を行うものであり、所望波到来方向が受信側で不明な場合にも適用が可能であるため、移動通信に有効である。次に所望波到来方向が受信側で事前にわかっている場合に用いられる、DCMP アダプティブアンテナと HA アダプティブアンテナについて論じている。これらは、所望波到来方向以外の方向から入射する信号を妨害波とみなすものである。最後に、強い電力を有する信号を妨害波として抑圧するパワーインバージョンアダプティブアンテナの説明を行っている。これは電力の違いにより所望波と妨害波の区別を行うもので、構成が容易なアダプティブアンテナである。

キーワード LMS アルゴリズム, 方向拘束付出力電力最小化法, Howells-Applebaum アダプティブアンテナ, パワーインバージョンアダプティブアンテナ, ヌル

## 1. まえがき

アダプティブアンテナの主たる適用領域は、通信およびレーダにおける妨害波の抑圧である。これを目的とした最初のアダプティブアンテナは Howells によるサイドローブキャンセラであると考えられる<sup>(1)</sup>。その後、各種のアルゴリズムが提案されると共に、改善が行われ、今日に至っている<sup>(2)-(6)</sup>。妨害を受けないということはそれほど難しいことではない。問題となるのは、妨害波を受けずに所望波を受信することである。すなわち、受信すべき所望波と抑圧すべき妨害波をアダプティブアンテナが識別できなければならない。両者の識別の仕方によって異なったアルゴリズムが得られるということも可能である。本論文では、①最小2乗誤差(LMS)アダプティブアンテナ ②方向拘束付出力電力最小化(DCMP)アダプティブアンテナ ③Howells-Applebaum(HA)アダプティブアンテナ

④パワーインバージョンアダプティブアンテナ(PIAA)について、理論の基礎と研究の発展経緯を述べ、今後の展望についても明らかにする。①は参照信号との波形の違いに関する情報をアダプティブアンテナに与え、所望波と妨害波の区別を行うものである。②、③は所望波到来方向が事前にわかっているときに適用できる方式であり、その方向以外から入射する信号を妨害波として抑圧するものである。④は電力の違いで両者を区別するものである。すなわち、所望波に比べ圧倒的に強い妨害波が存在する場合に用いることを想定したものである。

アダプティブアンテナを用いて、妨害波を抑圧するとき、アレーアンテナの指向性(ヌル)を用いる方法、アンテナの偏波特性(ポーラリゼーションヌリング)を用いる方法、および、両者を同時に用いる方法がある。これらは、いずれも考え方は類似しているので、本論文ではアレーアンテナの指向性を制御する問題に限って説明を行う。

## 2. 複素表示法

アダプティブアンテナの制御アルゴリズム、およびその挙動は通常、複素数を用いて記述される。本章で

<sup>†</sup> 北海道大学工学部電子工学科, 札幌市  
Faculty of Engineering, Hokkaido University, Sapporo-shi, 060  
Japan

<sup>††</sup> 名古屋工業大学工学部電気情報工学科, 名古屋市  
Faculty of Engineering, Nagoya Institute of Technology,  
Nagoya-shi, 466 Japan

は、次章以降の理解を容易にするため複素表示法について述べる。アダプティブアレーアンテナにおいては、各アンテナ素子ごとにその振幅と位相の制御を行うことが必要になる。これを実現するため図1に示したように90°ハイブリッド(Quadrature Hybrid)<sup>(5)</sup>を用いて信号を二つの直交した成分に分け、それぞれに実ウエイトを乗じた後、合成する。同図において90°ハイブリッドへの入力 $\sqrt{2}x_I(t)$ はある一つのアンテナ素子から得られる信号であるが、通常は、90°ハイブリッドの前段で増幅、および、処理の容易な低い周波数への変換が行われている。従って、 $\sqrt{2}x_I(t)$ には所望波、妨害波、および、熱雑音が含まれている。90°ハイブリッドの二つの出力を $x_I(t), x_Q(t)$ と表す。ここで、 $f_c$ を中心周波数として

$$x_I(t) = A(t)\cos\{2\pi f_c t + \phi(t)\} \quad (1)$$

とおくと、 $x_Q(t)$ は $x_I(t)$ のヒルベルト変換であるから、

$$\begin{aligned} x_Q(t) &= \hat{x}_I(t) \\ &= A(t)\cos\{2\pi f_c t + \phi(t) - \pi/2\} \\ &= A(t)\sin\{2\pi f_c t + \phi(t)\} \end{aligned} \quad (2)$$

と表される。但し、 $\hat{\phantom{x}}$ はヒルベルト変換を表している。従って、二つの実数ウエイト $w_I, w_Q$ を両信号に乗じた後、合成すると次式が得られる。

$$\begin{aligned} s(t) &= w_I x_I(t) + w_Q x_Q(t) \\ &= A(t)[w_I \cos\{2\pi f_c t + \phi(t)\} \\ &\quad + w_Q \sin\{2\pi f_c t + \phi(t)\}] \\ &= \sqrt{w_I^2 + w_Q^2} A(t) \cos\{2\pi f_c t + \phi(t) \\ &\quad - \tan^{-1}(w_Q/w_I)\} \end{aligned} \quad (3)$$

式(3)からわかるように、 $w_I, w_Q$ を制御することにより、各アンテナ素子ごとに振幅と位相の制御が可能となる。ここで、直交した二つの信号 $x_I(t), x_Q(t)$ 、お

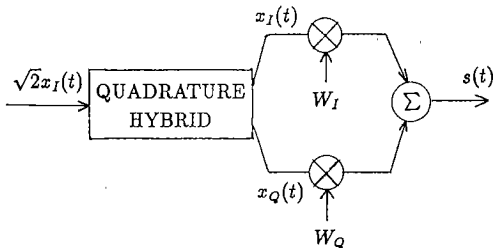


図1 各素子における90°ハイブリッドの挙動および荷重  
Fig. 1 Quadrature hybrid processing for one element and weighting.

よび、二つの実数ウエイト $w_I, w_Q$ を用いてアダプティブアンテナの記述を行うことは数式や図面を繁雑にするので以下のような複素表示法を導入する。

$$\tilde{x}(t) = x_I(t) + jx_Q(t) \quad (4)$$

$$w = w_I - jw_Q \quad (5)$$

先に述べたように $x_Q(t)$ は $x_I(t)$ のヒルベルト変換であるから、 $\tilde{x}(t)$ は $x_I(t)$ の解析的信号 (Analytic signal)<sup>(6)</sup>である (複素ウエイトを $w_I + jw_Q$ と定義する文献もあるので注意されたい)。一方、 $s(t)$ の解析的信号 $\tilde{s}(t)$ は $\tilde{x}_Q(t) = -x_I(t)$ であることから、式(3)を用いて以下のように表される。

$$\begin{aligned} \tilde{s}(t) &= s(t) + j\hat{s}(t) \\ &= w_I x_I(t) + w_Q x_Q(t) + j\{w_I x_Q(t) - w_Q x_I(t)\} \end{aligned} \quad (6)$$

一方、式(4)、(5)より、

$$w\tilde{x}(t) = w_I x_I(t) + w_Q x_Q(t) + j\{w_I x_Q(t) - w_Q x_I(t)\} \quad (7)$$

が得られる。式(6)、(7)より

$$\tilde{s}(t) = w\tilde{x}(t) \quad (8)$$

が成立することがわかる。実際の出力(実数)は $\tilde{s}(t)$ の実部であるから

$$s(t) = \text{Re}\{w\tilde{x}(t)\} \quad (9)$$

で与えられる。

以上、本章では一つのアンテナ素子出力について複素表示法を述べたが、アレー化された系についても同様である。以下の章では信号およびウエイトはすべて複素数である。また、記号を簡略化するため、解析的信号を表す記号 $\tilde{\phantom{x}}$ を省略する。

### 3. LMS アダプティブアンテナ

#### 3.1 基本原理と構成

図2に $N$ 個のアンテナ素子からなるアダプティブアレーのブロック図を示した。入力信号およびウエイトからなる $N$ 次元の列ベクトルを以下のように定義する。

$$\mathbf{X}(t) = [x_1(t) x_2(t) \cdots x_N(t)]^T \quad (10)$$

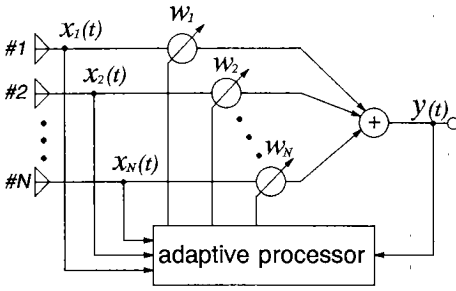
$$\mathbf{W} = [w_1 w_2 \cdots w_N]^T \quad (11)$$

但し、 $^T$ は転置を表す。また、ウエイトも時間の関数ではあるが、入力信号に比べてはるかにゆっくり変化するので特に必要がない限り時間関数であることを陽には示さない。このとき、アレー出力は、

$$y(t) = \mathbf{W}^T \mathbf{X}(t) \quad (12)$$

で与えられる。

LMS (Least Mean Square) アダプティブアンテナ



$x(t)$  : input  $w$  : weight  $y(t)$  : output

図 2  $N$  素子アダプティブアレー  
Fig. 2  $N$ -element adaptive array.

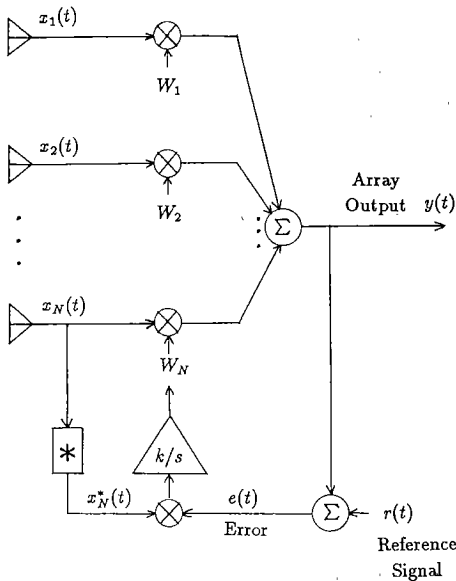


図 3 LMS アダプティブアレー  
Fig. 3 LMS adaptive array.

は Widrow らによって提案された<sup>(7)</sup>後, Compton らにより発展され<sup>(8),(9)</sup>, 現在も研究が行われているものである。これは以下に詳述するように, 参照信号との波形の違いによって受信すべき所望波と妨害波を区別し, ウェイトの制御を行うものである。つまり, 図 3 に示したように参照信号  $r(t)$  と呼ばれる所望波のレプリカとアレー出力  $y(t)$  の差 (誤差信号  $e(t)$ ) の電力が最小になるようにウェイトを決定する。すなわち,

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (13)$$

とすると, 最急降下法に従うウェイトは連続時間系では以下のように制御される。

$$\frac{dW}{dt} = -\frac{k}{2} \nabla_w E\{|e(t)|^2\} \quad (14)$$

但し,  $k$  は正定数,  $E\{\cdot\}$  はアンサンブル平均を表し,  $\nabla_w E\{|e(t)|^2\}$  は次式で定義されている。

$$\begin{aligned} \nabla_w E\{|e(t)|^2\} \\ = \left[ \frac{\partial}{\partial w_1} E\{|e(t)|^2\} \frac{\partial}{\partial w_2} E\{|e(t)|^2\} \cdots \frac{\partial}{\partial w_N} E\{|e(t)|^2\} \right]^T \end{aligned} \quad (15)$$

ここで, 複素ウェイトによる微分は,  $w_i = w_{ri} - jw_{qi}$  とおくと,

$$\frac{\partial}{\partial w_i} E\{|e(t)|^2\} = \frac{\partial}{\partial w_{ri}} E\{|e(t)|^2\} - j \frac{\partial}{\partial w_{qi}} E\{|e(t)|^2\} \quad (16)$$

で与えられている。

式(14)の意味するところは, ウェイトの時間変化(左辺)は誤差電力が減少するように(右辺)行われるということである。

以上より,

$$\frac{dW}{dt} = kE\{X^*(t)e(t)\} \quad (17)$$

が導かれる。但し,  $*$  は複素共役を表している。

ここで, 相関行列  $R_{xx}$  と相関ベクトル  $V_{xr}$  を式(18), (19)で定義する。

$$R_{xx} = E\{X^*(t)X^T(t)\} \quad (18)$$

$$V_{xr} = E\{X^*(t)r(t)\} \quad (19)$$

これを用いると式(17)は次式で表される。

$$\frac{dW}{dt} = k(V_{xr} - R_{xx}W) \quad (20)$$

ウェイトが収束した定常状態では上式の左辺は 0 となるから, ウェイトの最適定常解は

$$W_{opt} = R_{xx}^{-1} V_{xr} \quad (21)$$

で与えられ, ウィーナー解と呼ばれている。

式(17)に含まれているアンサンブル平均を求めるハードウェアを実現することは不可能であるから, この演算を除くことにする。この結果, 最急降下法に従う LMS アルゴリズムのウェイトベクトルは次式で定義されることになる。

$$\frac{dW}{dt} = kX^*(t)e(t) \quad (22)$$

上式に示したウェイトの制御は図 3 に示した系によりなされる。同図には  $w_N$  の制御ループのみが示されているが, すべてのウェイトがこのようなループにより決定される。同図において, 各入力信号の複素共役を求める演算が示されているが, 実際にはこれを実現するハードウェアは必要としない。一般に, 二つの信

号の積を求めると各信号の差の周波数成分と和の周波数成分が得られる。図3の複素共役は、入力信号と誤差信号の積の差周波数成分のみを求めること(相関演算)を示している。和の周波数成分(高周波成分)は通常、積分回路により減衰するため、複素共役を求める特別なハードウェアは必要にならない。

図3により得られるウエイトは式(17)で与えられる、アンサンブル平均を用いて決定されるウエイトの周辺を変動する確率過程になる。このような変動をウエイトジッタと呼んでいる。利得係数  $k$  を小さな値にすることによって時定数の長い時間平均が行われ、ウエイトジッタを小さく抑えることができる。但し、 $k$  を小さくすると収束速度が低下する。すなわち、安定性(定常特性の良さ)と高速応答性(過渡特性の良さ)は相反するものであり、アダプティブアンテナを考えるときには、常に問題になる。

### 3.2 LMS アダプティブアンテナの基本特性

図4に半波長間隔4素子リニアアレーのパターンを示した。同図において  $0^\circ$  はブロードサイド方向を表している。また、 $D, I$  は、それぞれ、所望波到来方向と妨害波到来方向を表し、いずれの信号も狭帯域信号と仮定している。点線は一樣励振のパターン、実線は式(21)で与えられるウィナー解に対応するパターンである。更に、Input SNR は入力における所望波電力対熱雑音電力比、Input INR は入力における妨害波電力対熱雑音電力比を表している。同図より一樣励振のときには、サイドローブが生じていた妨害波到来方向にLMS アダプティブアレーはヌルを形成し、妨害波の抑圧を行っていることがわかる。

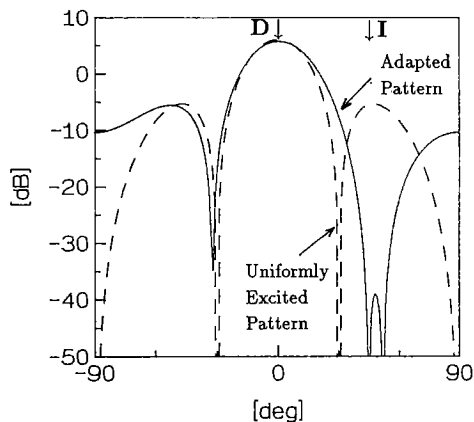


図4 アレーパターン

Fig. 4 Array pattern. Input SNR=20 dB, input INR=20 dB.

図5は図4で用いたと同じ4素子リニアアレーについて、Input INR に対する、出力での各電力比を示したものである。SIR は所望波電力対妨害波電力比を表している。 $\theta_a, \theta_i$  は、それぞれ、所望波到来方向と妨害波到来方向を表し、ともにブロードサイド方向からの角度を示している。同図より Input INR が  $-5$  dB 以下の範囲では、妨害波電力が大きいほど Output SIR は低下していることがわかる。しかし、Input INR が  $-5$  dB を超えると妨害波電力が大きくなるほど Output INR は低下し、Output SIR は高い値をとる。すなわち、この範囲では強い妨害波ほど抑圧効果が良好になると言える。このことはLMS アルゴリズムに限らずアダプティブアンテナ全般に共通する特性である。スペクトル拡散方式を用いた通信系も妨害抑圧機能を有するが、その抑圧効果は処理利得に制限されていることと大きく異なるものである。従って、著しく強い妨害波が存在する軍用通信においては、スペクトル拡散通信系にアダプティブアンテナを適用することが積極的に検討されてきた<sup>(9)</sup>。一方、CDMA (Code Division Multiple Access) 方式を用いた民生用陸上移動通信における遠近問題の軽減に、アダプティブアンテナを使用することも可能であり、今後の研究が期待される。

### 3.3 適用領域と参照信号

LMS アダプティブアンテナは、その性質上、間欠的にしか所望波が存在しないレーダではなく、常に所望波が存在する通信において用いられる。LMS アダプティブアンテナを用いる際に問題になることは、参照信号をいかにして発生するかということである。参照信号は所望波のレプリカであるから、理想的には受信

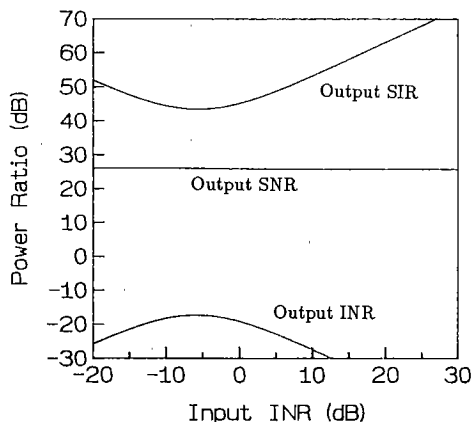


図5 LMS アダプティブアレーの特性

Fig. 5 Performance of LMS adaptive array.  $\theta_a=0^\circ, \theta_i=45^\circ$ , input SNR=20 dB.

すべき所望波それ自体である。しかし、事前に受信すべき信号が得られているのであれば、アダプティブアンテナを用いる必要はない。参照信号に必要とされていることは、所望波と同じ波形ということではなく、所望波との相関が高く、妨害波との相関が低いことである<sup>(9)</sup>。もし、所望波との相関が低ければ所望波を妨害波とみなして抑圧してしまうか、場合によっては（参照信号がどの入力信号とも相関がなければ）ウエイトはすべて0になってしまい、アレー出力には何も得られないことになる。一方、参照信号が妨害波と高い相関をもつ場合には、妨害波を所望波とみなして受信してしまうことになる。これまでに提案されている代表的な参照信号の発生法を以下に述べる。

① 所望波が搬送波を含む振幅変調波である場合、参照信号として搬送波を用いることができる<sup>(9)</sup>。すなわち、受信例で位相同期ループなどを用いて再生した搬送波は参照信号として機能する。但し、当然のことながら、妨害波が搬送波とほとんど同じ周波数の正弦波の場合には、妨害波の抑圧を行うことができなくなる。

② 所望波が受信側で波形の既知なパイロット信号（正弦波でも変調波でも可）を含んでいるときには、それを再生し、参照信号として用いることができる<sup>(10)</sup>。

③ TDMA (Time Division Multiple Access) 方式を用いたデジタル移動通信では、信号はバースト的に伝送される。各バーストには、受信側でビットパターンが既知のトレーニング信号を挿入することができ、このトレーニング信号を参照信号としてウエイトの制御が可能である。トレーニング期間終了後においてもウエイトの制御が必要な場合には、識別された符号が正しいと仮定し、その識別結果を参照信号に用いることができる<sup>(11)</sup>。

以上の他に、スペクトル拡散通信方式を用いた系などについて参照信号の発生方法が提案されている<sup>(6)</sup>。

LMS アダプティブアンテナは、所望波の到来方向についての情報を必要としないことから、移動通信への適用が可能である。LMS アルゴリズムに限らずアダプティブアンテナはそのほとんどが軍事目的で研究が行われてきた。しかし、最近の、マイクロ波回路、デジタル信号処理の進展とデジタル移動通信技術の発展を考えると、アダプティブアンテナの民生用移動通信への応用が十分期待できる。デジタル移動通信においては、遅延時間差の長い多重搬送波による波形ひずみが重大な問題になる。アダプティブアンテナ

は自動等化器などの他の手法では補償が困難な、長い遅延時間差を有する多重波を効果的に抑圧することができる<sup>(12)</sup>。高速デジタル移動通信における多重搬送波補償に適していると言える。遅延時間差が短いコヒーレントな多重波の場合でも、LMS アダプティブアンテナはスペースダイバーシチとして動作することから、特に移動通信における多重波対策への応用が期待される。

## 4. DCMP と HA アダプティブアンテナ

### 4.1 DCMP アダプティブアンテナ

Frost は、LMS アルゴリズムに“fidelity constraint”と呼ばれるウエイトに関する拘束条件を付けたアルゴリズムを提案し、更にそれを線形拘束条件下での出力電力最小化法 (CMP 法) へと発展させ、その理論を確立した<sup>(14),(15)</sup>。Frost のいう“fidelity constraint”とは、所望波到来方向が既知という前提でアンテナ素子とウエイトの間に挿入された方向補正フィルタによって所望信号の位相を同相にそろえ、これに対してアレーアンテナの伝達特性を拘束するものであった。

鷹尾、藤田らは、Frost の用いた方向補正フィルタの冗長性に着目し、拘束条件に方向性を含ませ、その前置きフィルタ (prefilter) を省略した方向拘束アダプティブアレー (DCMP アダプティブアレー) を提案した<sup>(16)</sup>。システムの特性は、ソフトウェア制御されるウエイトによってすべて決定されるために、これによってアダプティブアレーはより柔軟性に富んだシステムになった。

#### 4.1.1 拘束条件と最適ウエイト

図2の  $N$  素子アダプティブアレーシステムを用いて方向拘束出力電力最小化法 (DCMP) について説明する。拘束数を  $L$  で表すと、ウエイトに関する線形拘束の一般形は次式で与えられる。

$$C^T W = H \quad (23)$$

$$C = [C_1, C_2, \dots, C_L] \quad (24)$$

$$H = [H_1, H_2, \dots, H_L]^T \quad (25)$$

ここに、 $C_l (l=1, \dots, L)$  は拘束ベクトル、 $C$  は拘束行列と呼ばれ、 $H_l (l=1, \dots, L)$  は  $C_l$  に対する拘束応答値、 $H$  は拘束応答ベクトルと呼ばれる。

さて、最も簡単な方向拘束（単一方向拘束）を例にとり、拘束行列および拘束応答ベクトルについて明らかにしてみる。アンテナはすべて等方性素子であるとすると、単位振幅、周波数  $f_c$ 、到来角  $\theta_c$  の CW 信号に

対してアレー出力信号  $y_c(t)$  は次のように表される。

$$y_c(t) = \sum_{k=1}^N w_k \exp[j\{2\pi f_c t + \Psi_k(\theta_c)\}] \quad (26)$$

ここに  $\Psi_k(\theta_c)$  は  $k$  番目のアンテナ出力における信号の位相を表している。この信号に対するアレー出力が

$$y_c(t) = A \exp[j\{2\pi f_c t + \xi\}] \quad (A: \text{振幅値}, \xi: \text{位相}) \quad (27)$$

となるように拘束すると次の関係式を得る。

$$\sum_{k=1}^N w_k \exp[j\Psi_k(\theta_c)] = A \exp(j\xi) \quad (28)$$

これを行列（ベクトル）を用いて表すと

$$C^T W = H \quad (29)$$

$$C \triangleq [\exp\{j\Psi_1(\theta_c)\} \exp\{j\Psi_2(\theta_c)\} \cdots \exp\{j\Psi_N(\theta_c)\}]^T \quad (30)$$

$$H \triangleq A \exp(j\xi) \quad (31)$$

となる。

同様に他の到来方向（あるいは周波数）に対して拘束条件を設けることができるので、結局、ウェイトに関する拘束条件式は式(23)のような形で表されるのである。

DCMP の指導原理を定式化すると次のように表される。

$$\min_W \left( P_{\text{out}} = \frac{1}{2} W^H R_{xx} W \right) \quad \text{subject to } C^T W = H \quad (32)$$

但し、 $^H$  は複素共役転置を表す。この条件付き最小化問題を Lagrange の未定係数法によって解くと、最適ウェイトは次式のように得られる。

$$W_{\text{opt}} = R_{xx}^{-1} C^* (C^T R_{xx}^{-1} C^*)^{-1} H \quad (33)$$

特に  $L=1$  の単拘束の場合は、式(33)は

$$W_{\text{opt}} = \gamma R_{xx}^{-1} C^*, \quad \gamma \triangleq \frac{H}{C^T R_{xx}^{-1} C^*} \quad (34)$$

となる。

#### 4.1.2 最適化アルゴリズム

最適ウェイトは、最適化アルゴリズムによって漸近的あるいは直接的に求められる。サンプリング制御のための最適化アルゴリズムとして、最急降下法に基づくものと直接解法の二つについて、以下に述べる。

##### (a) 最急降下法

最急降下法は繰返し計算により、漸的にウェイトを最適値に収束させる方法である。基本的なアルゴリズムは、 $m$  をサンプル時刻として次式のように書ける。

$$W(m+1) = P[W(m) - \mu X^*(m)y(m)] + F \quad (35)$$

$$W(0) = F \quad (36)$$

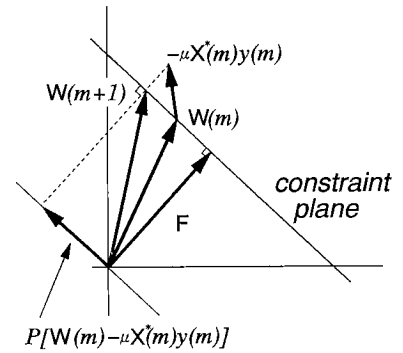


図 6 最急降下法に基づく DCMP 最適化アルゴリズムの幾何学的解釈

Fig.6 Geometrical interpretation of DCMP algorithm based on steepest descent method.

$$P = I - C^*(C^T C^*)^{-1} C^T \quad (37)$$

$$F = C^*(C^T C^*)^{-1} H \quad (38)$$

ここで、幾何学的に  $P$  は拘束平面  $C^T W = H$  への投影行列、 $F$  はその平面に垂直なベクトルであり、 $C^T F = H$  が成り立つことから、 $F$  は拘束条件を満足する最小ノルムのウェイトベクトルであることがわかる。従って、 $F$  は、拘束方向にアレーのメインビームを向けた一様励振ウェイトであることが容易に示される。特に、単拘束の場合は、上式中の  $P$  および  $F$  は

$$P = I - \frac{1}{N} C^* C^T \quad (39)$$

$$F = \frac{H}{N} C^* \quad (40)$$

と表される。また、ステップサイズ  $\mu$  の値は収束条件から

$$0 < \mu < \frac{2}{3\text{trace}(R_{xx})} \quad (41)$$

を満たさなければならない<sup>(14),(15)</sup>。ここに、 $\text{trace}$  は行列の対角項の和をとることを意味している。

図 6 にこのアルゴリズムの幾何学的解釈を示す。図からもわかるように、このアルゴリズムの特徴は、デジタルプロセッサ等の量子化誤差に起因する拘束条件からの離脱現象を防止できる点である。

##### (b) SMI による直接解法

最急降下法は入射波の到来角が接近していたり、各波の電力比が大きい場合、収束が極端に遅くなるという欠点がある<sup>(17)</sup>。そこで、最急降下法に代わる方法として SMI (Sample Matrix Inversion) 方式を用いた直接解法がある。これは、サンプルされた入力データから相関行列を推定し、閉形式で与えられている最適

ウエイトの理論式に代入することによって直接、ウエイトの最適値を求める方法である。相関行列の推定のためのアルゴリズムは、一般に次式で与えられる。

$$\begin{cases} R_{xx}(1) = \mathbf{X}^*(1)\mathbf{X}^T(1) \\ R_{xx}(m) = (1-\beta)R_{xx}(m-1) + \beta\mathbf{X}^*(m)\mathbf{X}^T(m) \end{cases} \quad (m=2, 3, \dots) \quad (42)$$

ここに、 $\beta$  は  $0 < \beta < 1$  を満たすパラメータであり、推定の時定数をコントロールする。もし、 $\beta = 1/m$  であるならば、式(42)は

$$R_{xx}(m) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mathbf{X}^*(i)\mathbf{X}^T(i) \quad (43)$$

と書け、相関行列が  $\mathbf{X}^*(i)\mathbf{X}^T(i)$  ( $i=1, 2, \dots, m$ ) の一様平均によって推定されることを意味している。これに対して、 $\beta$  が一定値であるならば、式(42)は

$$\begin{aligned} R_{xx}(m) &= (1-\beta)^{m-1}R_{xx}(1) \\ &+ \beta \sum_{i=2}^m (1-\beta)^{m-i} \mathbf{X}^*(i)\mathbf{X}^T(i) \end{aligned} \quad (m=2, 3, \dots) \quad (44)$$

と変形でき、古いデータサンプル値ほど相関行列に対する寄与が指数関数的に小さくなっていくことがわかる。従って、後者のアルゴリズムは時間的に変化していく非定常的な電波環境の場合に適している。

相関行列の推定値が求まると、 $m$  個のサンプルデータに基づく最適ウエイトは次式から求まる。

$$\mathbf{W}(m) = R_{xx}^{-1}(m) \mathbf{C}^* [\mathbf{C}^T R_{xx}(m) \mathbf{C}^*]^{-1} \mathbf{H} \quad (45)$$

もし、 $R_{xx}(m)$  の推定が悪く、特異行列になる場合は、その対角成分に、妨害波除去特性に影響を与えない程度の正の微小量を足し込んで正則にする方法がよく用いられる<sup>(4)</sup>。

ところで、上述の SMI 方式では、相関行列の逆行列を計算しなければならない。そこで、この計算を省くために、式(42)の両辺を行列公式を用いて逆行列化してみると、次式で表される  $R_{xx}^{-1}$  に関する漸化式を得る<sup>(4)</sup>。

$$\begin{aligned} R_{xx}^{-1}(m) &= \frac{1}{1-\beta} R_{xx}^{-1}(m-1) \\ &- \frac{\beta R_{xx}^{-1}(m-1) \mathbf{X}^*(m) \mathbf{X}^T(m) R_{xx}^{-1}(m-1)}{(1-\beta)^2 + \beta(1-\beta) \mathbf{X}^T(m) R_{xx}^{-1}(m-1) \mathbf{X}^*(m)} \end{aligned} \quad (46)$$

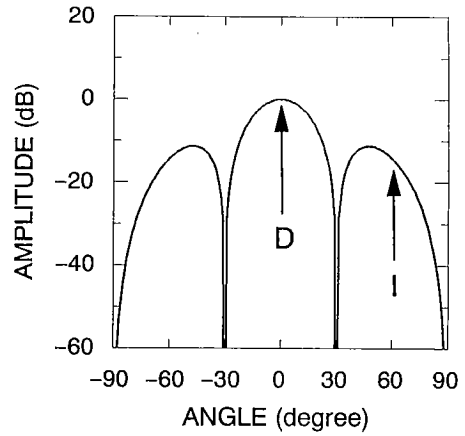
こうして、式(42)の代わりに上式を用いれば、 $R_{xx}^{-1}$  を膨大な逆行列演算によって求める必要がなく、ウエイト計算に費される全時間が短縮される。

#### 4.1.3 数値計算例

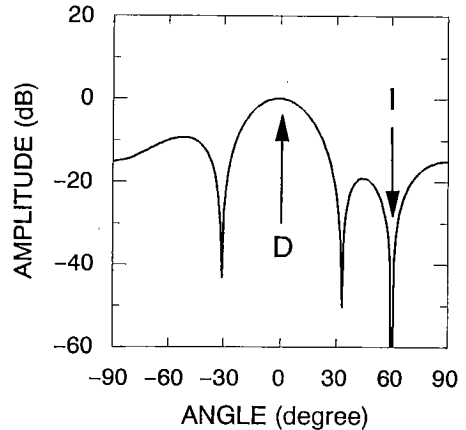
等方性アンテナ素子を用いた 4 素子半波長間隔リニアアレーによる数値計算例を示す。所望波と妨害波は

表 1 DCMP の数値計算に用いた入力パラメータ

所望波	到来角 : $\theta_d = 0^\circ$
	電力 : $P_d = 1$
妨害波	到来角 : $\theta_i = 60^\circ$
	電力 : $P_i = 100$
熱雑音	電力 : $P_n = 0.02$
拘束	方向 : $\theta_c = 0$
	応答値 : $H = 1$



(a) uniform weight



(b) optimum weight

図 7 DCMP の指向性パターン  
Fig. 7 Directional patterns of DCMP.

同じ周波数の CW 信号とし、互いに無相関であるとす。計算に用いた入力パラメータは表 1 に、得られた指向性パターンを図 7 に示す。(a)、(b)は、それぞれ

れ一様励振ウエイト  $F$  および最適ウエイト  $W_{opt}$  によるものである。(a)の一様励振ウエイトの場合、システムは妨害波の到来方向に対して、高いサイドロープをもっており、その結果、 $-5.61$  dB と低い出力 SINR を示している。これに対して、(b)の最適ウエイトの場合は、所望波方向は拘束値 (0 dB) に保たれていると同時に、妨害波方向には深いヌルが向けられている。それゆえ、出力 SINR= $22.85$  dB と非常に高い値が得られている。

#### 4.1.4 DCMP の改良システム

DCMP アダプティブアレーは、所望波の到来方向を既知として動作するが、実際の通信系においては、伝搬路の揺らぎや、アンテナの設置および組立て不備、またはアンテナ自体の動きなどが原因で受信側で指定した所望波到来方向 (拘束方向) 以外から実際の所望波が到来する可能性が高い。この設定誤差は指向誤差と呼ばれ、わずかの指向誤差が存在しても所望波が妨害波とみなされ抑圧されてしまい、入力 SNR が高いほどこれによる出力特性の劣化は著しい<sup>(18),(19)</sup>。アンテナ素子間の相互結合によっても同様の劣化が生じる<sup>(20)</sup>。また、所望波と相関のある妨害波 (干渉性妨害波) が入射する場合においても、所望波が干渉性妨害波によって相殺されてしまう<sup>(18),(21)</sup>。このような所望波抑圧を防ぐための改良システムの一つとして、擬似雑音によってシステムの除去能力をいくぶん鈍化させたタイムドアダプティブアンテナがある<sup>(18)~(20)</sup>。このタイムドシステムの最適ウエイトは次式で与えられる。

$$W_{opt} = \tilde{R}_{xx}^{-1} C^* (C^T \tilde{R}_{xx}^{-1} C^*)^{-1} H \quad (47)$$

$$\tilde{R}_{xx} = R_{xx} + \alpha I \quad (48)$$

ここに、 $\alpha$  は擬似雑音電力値を表しており、所望波を保護するには  $\alpha = NP_d$  と選べばよく、 $P_d$  の値もおおよその見積りでよい<sup>(18)</sup>。

上述のタイムド DCMP アダプティブアレーは、干渉性妨害波による所望波相殺をある程度防ぐことができるが、干渉性妨害波を除去することはできない。DCMP による干渉性妨害波の除去は、空間平均法の導入によって可能となる<sup>(21)~(23)</sup>。これは、所望波と干渉性妨害波の位相関係が受信位置によって異なることを利用するもので、アレーアンテナを複数のサブアレーに分割し、それぞれのサブアレーから得られる相関行列を平均することによって所望波と干渉性妨害波の相関を抑圧する方法である。この空間平均操作によって得られた相関行列を用いて最適ウエイトを求めると、干渉性妨害波の方向にヌルを向けることができる。

## 4.2 HA アダプティブアンテナ

前節で述べた DCMP アダプティブアンテナ同様、所望波到来方向が受信側で既知のときに用いられるものに Howells-Applebaum (HA) アダプティブアンテナがある。これはアレー出力での SN 比を最大化するように、ウエイトを決定する MSN (Maximum Signal-to-Noise Ratio) アルゴリズムを実現するアダプティブアンテナである<sup>(24),(25)</sup>。入力信号の中で、所望波、妨害波、熱雑音を表す  $N$  次元列ベクトルを、それぞれ、 $X_d(t)$ 、 $X_i(t)$ 、 $X_n(t)$  と表す。このとき、

$$X(t) = X_d(t) + X_i(t) + X_n(t) \quad (49)$$

が成立する。ここで不要波成分  $X_i(t) + X_n(t)$  の相関行列を  $R_{uu}$  と表す。すなわち、

$$R_{uu} = E\{[X_i(t) + X_n(t)]^* [X_i(t) + X_n(t)]^T\} \quad (50)$$

一方、所望波の帯域幅が十分狭いと仮定すると、 $X_d(t)$  は式(51)で表される。

$$X_d(t) = d(t)S \quad (51)$$

$$S = [s_1 \ s_2 \ \dots \ s_N]^T \quad (52)$$

但し、 $d(t)$  は位相基準点における所望波、 $s_i$  ( $i=1, 2, \dots, N$ ) は  $i$  番目のアンテナ素子における所望波の位相項を表している。

アレー出力における SN 比を最大化するウエイトベクトルは、次式で与えられることが文献(24)、(25)に示されている。

$$W_{opt} = aR_{uu}^{-1}S^* \quad (53)$$

ここで、 $a$  は 0 でない任意定数である。上式で与えられる最適ウエイトを近似的に実現するハードウェアを図 8 に示した。同図において  $G$  は差動増幅器の利得、 $1/(1+s\tau)$  は時定数  $\tau$  の低域通過フィルタを表している。各ウエイトを制御するループを HA ループと呼んでいる。図 8 には  $w_N$  についてのループのみを示しているが、このような制御ループがすべてのウエイトごとに置かれている。同図より、ウエイトベクトルは

$$\frac{\tau}{G} \frac{dW}{dt} + \frac{W}{G} = S^* - X^*(t)y(t) \quad (54)$$

で決定されることがわかる。 $S^*$  はアレーの主ビームを所望波到来方向に向ける機能を有し、ステアリングベクトルと呼ばれている。HA アダプティブアンテナは、パルスレダグ系における妨害波抑圧のために考案された。パルスレダグ系では、ほとんどすべての時刻において所望波は存在しない。従って、上式において  $X(t)$  は  $X_i(t) + X_n(t)$  に置き換えることができる。以上より、定常状態におけるウエイトベクトルのアンサンブル平均は次式で与えられる。



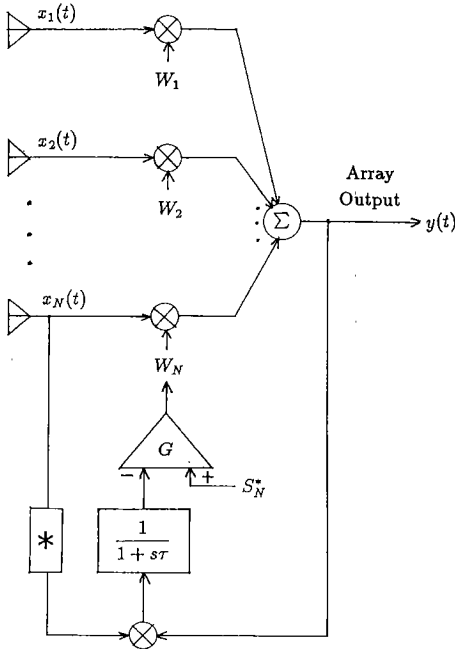


図 8 ハウエルズアップルバウムアダプティブアレー  
Fig. 8 Howells-Applebaum adaptive array.

$$W = \left( R_{uu} + \frac{I}{G} \right)^{-1} S^* \quad (55)$$

増幅器利得  $G$  が十分大きく、式(55)において  $I/G$  が無視できるものとする、図8に示した HA アダプティブアンテナは式(53)の最適ウエイトを実現する。

通信のように所望波が定常的に存在する場合、HA アダプティブアンテナは

$$W = \left( R_{xx} + \frac{I}{G} \right)^{-1} S^* \quad (56)$$

のウエイトを与える。所望波が狭帯域のとき、定係数の違いを除き  $R_{xx}^1 S^* = R_{uu}^1 S^*$  が成り立つことが証明されている<sup>(5)</sup>。従って、HA アダプティブアンテナはパルスレーダ系のみならず、所望波到来方向が既知な通信系においても SN 比を最大化し、適用可能である。

所望波が狭帯域のとき、ステアリングベクトル  $S^*$  は、LMS アダプティブアンテナにおける相関ベクトル  $V_{xx}$  と定係数を除いて一致する。従って、HA アダプティブアンテナの最適ウエイトと、LMS アダプティブアンテナの最適ウエイトは  $G$  が大きいとき本質的に一致する。同様に  $G$  が大きいとき、式(56)は式(34)と定係数を除いて一致する。すなわち、HA アダプティブアンテナは、単拘束の DCMP アダプティブア

ンテナと同じ最適ウエイトをもつ。以上のことから、HA アダプティブアンテナは、LMS アダプティブアンテナ、および単拘束 DCMP アダプティブアンテナと同じ妨害波抑圧効果を有すると言える。

$G$  を小さめに設定すると HA ループの中で、等価的に熱雑音を増加させた効果がある。すなわち、 $G$  を適当に調整することにより、所望波到来方向の推定誤差(指向誤差)などによる特性劣化を軽減することができる<sup>(26)</sup>。式(56)と式(47)、(48)を比較すると  $1/G$  が  $\alpha$  に対応していることがわかる。つまり、HA アダプティブアンテナでは  $G$  を制御することにより、DCMP アダプティブアンテナのタイムドシステムを実現できる。また、HA アダプティブアンテナは、DCMP アダプティブアンテナに比べ、ウエイトを決定するために要する演算量が少ない利点をもつ。

## 5. パワーインバージョンアダプティブアンテナ

### 5.1 動作原理

パワーインバージョンアダプティブアンテナ (PIAA) は、アレーの自由度  $(N-1)$  が妨害波の数と等しく、かつ、所望波電力が妨害波電力より小さい場合に利用される<sup>(5),(27)</sup>。すなわち、所望波と妨害波は入力電力の違いによってのみ区別されるため、LMS におけるような所望波の波形や DCMP または HA におけるような所望波到来方向に関する予備知識を全く必要としない。従って、上記の条件が満たされる電波環境においては、PIAA は非常に有用なアダプティブシステムである。

PIAA の規範は単純で、それは一つの素子ウエイトを一定値に固定した状態で出力電力を最小化することである。この観点から、PIAA は拘束付出力電力最小化法 (CMP) の一種であると言える。PIAA は、この原理に従って、大きい電力の妨害波ほどその方向に深いヌルを形成し、その結果、入力端では弱かった所望波が出力で強調されて残り、SIR が入力と出力で反転するのである。これがパワーインバージョンと呼ばれるゆえんである。第 1 素子を固定した場合の最適ウエイトは次式で与えられる。

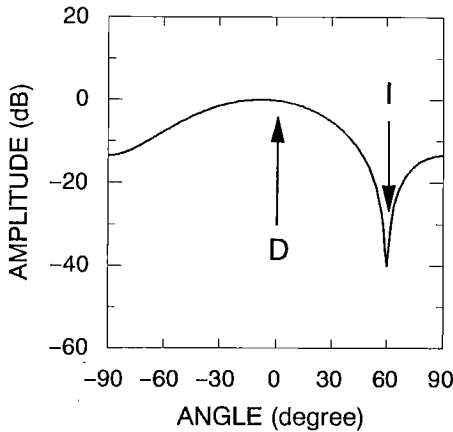
$$W_{opt} = R_{xx}^{-1} S^* \quad (57)$$

$$S^* = [1, 0, \dots, 0]^T \quad (58)$$

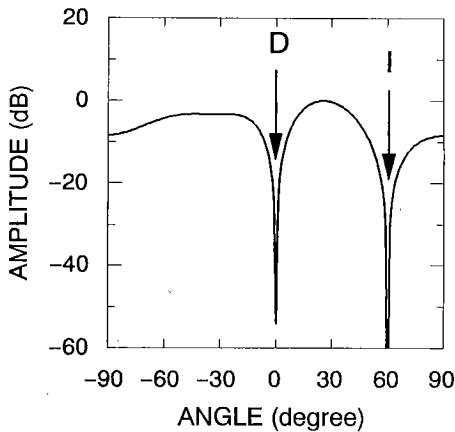
これは HA アダプティブアレーにおいてステアリングベクトルとして式(58)のベクトル  $S^*$  を用いたシステムに相当する。従って、PIAA の制御は、HA アダ

表 2 PIAA の数値計算に用いた入力パラメータ

所望波	到来角 : $\theta_d = 0^\circ$ 電力 : $P_d = 1$
妨害波	到来角 : $\theta_i = 60^\circ$ 電力 : $P_i = 100$
熱雑音	電力 : $P_n = 0.01$



(a) 2 element



(b) 4 element

図 9 PIAA の指向性パターン  
Fig. 9 Directional patterns of PIAA.

プティブアレーと同様の制御アルゴリズムで実現できる。

### 5.2 基本特性

PIAA の基本特性を示すために、数値計算を行う。こ

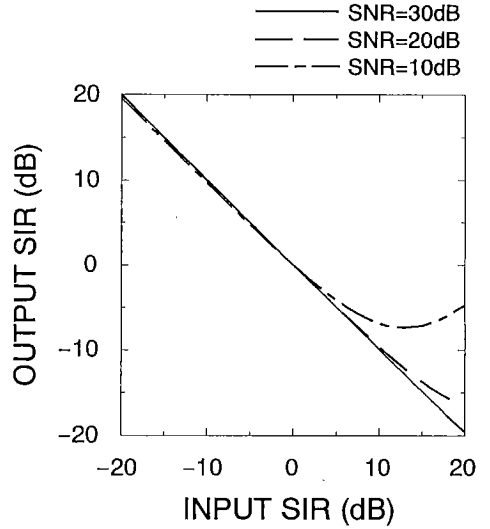


図 10 PIAA の出力 SIR と入力 SIR の関係  
Fig. 10 Output SIR vs. input SIR of PIAA.

ここでは、等方性素子を用いた 2 素子および 4 素子アレーシステムの例を示す。素子間隔は両システムとも半波長間隔とし、入力信号は表 2 に示す。図 9 は得られた指向性パターンで、(a) が 2 素子の場合、(b) が 4 素子の場合である。(a) の 2 素子の場合、PIAA は良好に動作して所望波が保存されている様子がわかる。これに対して、(b) の 4 素子の場合、妨害波だけでなく所望波にもヌルを向けているのがわかる。これは、妨害波の数は 1 であるのに対して (b) の場合、アレーの自由度が 3 であり、自由度の方に余裕があるためである。図 10 は 2 素子の場合の出力 SIR と入力 SIR の関係を表しており、パワーインバージョンの性質を明確に現している。

PIAA は、以上のように使用環境がかなり限定される。しかし、スペクトル拡散通信方式などと併用すれば、所望波の電力スペクトル密度を意図的に小さくすることができるので、PIAA の有用性はいっそう増すと思われる。また、PIAA は先に述べた適用条件の他にも所望波電力のダイナミックレンジに対応させて、系のパラメータを調整することにより使用可能となる<sup>(27)</sup>。

## 6. むすび

本論文では、代表的な 4 種類のアダプティブアンテナ理論について概説した。本論文の範囲を超えた詳細は文献(2)~(6)、および本特集号、IEEE の特集号

(28), (29)などの論文を参照されたい。

本論文でも一部述べたようにこれまでのアダプティブアンテナの研究は主として米国において軍事目的で行われてきた。すなわち、意図的な妨害電波(ジャマー)の存在する電波環境において、通信、あるいは、レーダを運用することを目指したものである。東西冷戦構造の終結に伴う軍事費の削減は従来なされてきたようなアダプティブアンテナの研究を衰退させる可能性がある。一方においてデジタル移動通信における干渉波除去など、アダプティブアンテナを民生用移動通信に適用する気運が盛り上がっている<sup>(30)</sup>。本論文が特にアダプティブアンテナの民生用機器への応用に役立つべきである。

## 文 献

- (1) Howells P. W.: "Intermediate frequency sidelobe canceller", U. S. Patent 3202990 (Aug. 1965).
- (2) Widrow B. and Stearns S. D.: "Adaptive Signal Processing", Prentice-Hall, Englewood Cliffs (1985).
- (3) Monzingo R. A. and Miller T. W.: "Introduction to Adaptive Arrays", John Wiley & Sons, New York (1980).
- (4) Hudson J. E.: "Adaptive Array Principles", Peter Peregrinus Ltd., London (1981).
- (5) Compton R. T., Jr.: "Adaptive Antennas—Concepts and Performance", Prentice-Hall, Englewood Cliffs (1988).
- (6) Nicolau E. and Zaharia D.: "Adaptive Arrays", Elsevier, Amsterdam (1989).
- (7) Widrow B., Mantey P. E., Griffiths L. J. and Goode B. B.: "Adaptive antenna systems", Proc. IEEE, **55**, 12, pp. 2143-2159 (Dec. 1967).
- (8) Riegler R. L. and Compton R. T., Jr.: "An adaptive array for interference rejection", Proc. IEEE, **61**, 6, pp. 748-758 (June 1973).
- (9) Compton R. T., Jr.: "An adaptive array in a spread-spectrum communication system", Proc. IEEE, **66**, 3, pp. 289-298 (March 1978).
- (10) Ogawa Y., Ohmiya M. and Itoh K.: "An LMS adaptive array using a pilot signal", IEEE Trans. Aerosp. & Electron. Syst., **AES-21**, 6, pp. 777-782 (Nov. 1985).
- (11) Ogawa Y., Nagashima Y. and Itoh K.: "An adaptive antenna system for high-speed mobile communications", IEICE Trans. Commun., **E75-B**, 5, pp. 413-421 (May 1992).
- (12) Ogawa Y., Ohmiya M. and Itoh K.: "Fading equalization using an adaptive antenna for high-speed digital mobile communications", Proc. ISAP'89, **4**, 4A2-3, pp. 857-860 (Aug. 1989).
- (13) Ogawa Y., Ohmiya M. and Itoh K.: "An LMS adaptive array for multipath fading reduction", IEEE Trans. Aerosp. & Electron. Syst., **AES-23**, 1, pp. 17-23 (Jan. 1987).
- (14) Frost O. L., III: "Adaptive least squares optimization subject to linear equality constraints", SEL-70-055, Technical Report, No. 6796-2, Information System Lab., Stanford Univ. (Aug. 1970).
- (15) Frost O. L., III: "An algorithm for linearly constrained adaptive array processing", Proc. IEEE, **60**, 8, pp. 926-935 (Aug. 1972).
- (16) Takao K., Fujita M. and Nishi T.: "An adaptive antenna array under directional constraint", IEEE Trans. Antennas & Propag. **AP-24**, 5, pp. 662-669 (Sept. 1976).
- (17) Kikuma N. and Takao K.: "Effect of initial values of adaptive arrays", IEEE Trans. Aerosp. & Electron. Syst., **AES-22**, 6, pp. 688-694 (Nov. 1986).
- (18) Takao K. and Kikuma N.: "Tamed adaptive antenna array", IEEE Trans. Antennas & Propag., **AP-34**, 3, pp. 388-394 (March 1986).
- (19) Kikuma N. and Takao K.: "The tamed adaptive array for imperfect constraint due to mutual coupling or random input errors", Trans. IEICE, **E70**, 4, pp. 430-434 (April 1987).
- (20) Kikuma N., Takemura S. and Inagaki N.: "An extended tamed adaptive array against pointing errors", Proc. IEEE APS International Symp., 3, pp. 1658-1661 (June 1989).
- (21) Shan T. J. and Kailath T.: "Adaptive beam-forming for coherent signals and interferences", IEEE Trans. Acoust., Speech & Signal Processing, **ASSP-33**, 3, pp. 527-536 (June 1985).
- (22) Shan T. J., Wax M. and Kailath T.: "On spatial smoothing for direction-of-arrival estimate of coherent signals", IEEE Trans. Acoust., Speech & Signal Processing, **ASSP-33**, 4, pp. 806-811 (Aug. 1985).
- (23) Takao K. and Kikuma N.: "An adaptive array utilizing an adaptive spatial averaging technique for multipath environments", IEEE Trans. Antennas & Propag. **AP-35**, 12, pp. 1389-1396 (Dec. 1987).
- (24) Applebaum S. P.: "Adaptive arrays", IEEE Trans. Antennas & Propag., **AP-24**, 5, pp. 585-598 (Sept. 1976).
- (25) Brennan L. E. and Reed I. S.: "Theory of adaptive radar", IEEE Trans. Aerosp. & Electron. Syst., **AES-9**, 2, pp. 237-252 (March 1973).
- (26) 大宮 学, 小川恭孝, 伊藤藤彦: "ハウエルズ・アップルbaumアダプティブアレーの定常特性に対する所望信号到来方向誤差の影響", 信学論(B), **J66-B**, 4, pp. 477-484 (1983-04).
- (27) Compton R. T., Jr.: "The power inversion adaptive array: Concept and performance", IEEE Trans. Aerosp. & Electron. Syst., **AES-15**, pp. 803-814 (Nov. 1979).
- (28) "Special Issue on Adaptive Antennas", IEEE Trans. Antennas & Propag., **AP-24**, 5 (Sept. 1976).
- (29) "Special Issue on Adaptive Processing Antenna Systems", IEEE Trans. Antennas & Propag., **AP-34**, 3 (March 1986).

- (30) “アダプティブアンテナワークショップ—移動通信の新たな発展に向けて”, 信学会(アンテナ伝搬研究専門委員会)第二種研究会資料(1992-04).

(平成4年5月1日受付)



小川 恭孝

昭48北大・工・電子卒, 昭53同大学院博士課程了, 昭54北大・工・電子講師, 昭55同助教授, 現在に至る。この間, アダプティブアレーアンテナ, 放送衛星による時刻と周波数の精密比較, デジタル通信システム, 高分解能時間領域測定法に関する研究に従事, 昭53年度丹羽記念賞, 昭56年度本学会学術奨励賞各受賞, IEEE会員, 工博。



菊間 信良

昭57名工大・工・電子卒, 昭62京大学院博士課程了, 工博, 同年同大学助手, 昭63名工大助手, 平2同大学講師, 現在に至る。アダプティブアレー, 多重波解析, 構内無線通信, 電磁界解析の研究に従事, 第4回電気通信普及財団賞受賞, IEEE会員。

員。