

擬似雑音を用いたタイムドアダプティブアンテナのシストリックアレー構成

正員 神保 宣久[†] 正員 菊間 信良[†] 正員 稲垣 直樹[†]

Systolic Array Structure of the Tamed Adaptive Antenna Utilizing Pseudo-Noise

Norihisa JINPO[†], Nobuyoshi KIKUMA[†] and Naoki INAGAKI[†], *Members*

あらまし 最近の無線通信の需要の増加に伴い電波環境が複雑化し、電波環境に応じて適応的に指向性合成するアンテナ、アダプティブアンテナが求められている。その指導原理に方向拘束付出力電力最小化法(DCMP 法)を用いる場合、固有の問題として指向誤差があるが、擬似雑音を用いるタイムドアダプティブアンテナは、指向誤差を含むもろもろの問題を克服できる。一方、数値的に安定な data domain の QR 分解最小 2 乗アルゴリズムをシストリックアレー構成によって実現した DCMP アダプティブアンテナが提案されているが、指向誤差が存在すると著しく特性が劣化する。そこで本論文では、相関行列のコレスキー分解を用いて covariance domain と data domain を関係づけることにより、covariance domain で定義されている擬似雑音を data domain の QR 分解最小 2 乗アルゴリズムに導入し、それに基づいてタイムドアダプティブアンテナをシストリックアレーにより構成することを提案した。また、計算機シミュレーションを行いその有効性を確認し、擬似雑音が収束特性を改善する働きがあることも示した。

キーワード 擬似雑音、コレスキー分解、シストリックアレー、QR 分解、最小 2 乗法

1. ま え が き

アダプティブアレーアンテナは、所望波のほかにも妨害波が存在するような複雑な電波環境において、妨害波の到来方向に指向性のヌルを向けることにより、所望波を常に良好な SINR (Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio) で受信するシステムである。アレー合成出力を最適化するために所望波に関する予備知識を必要とするが、方向拘束付出力電力最小化法(DCMP)^{(1),(2)}を指導原理とするアダプティブアンテナは、所望波の到来方向が既知であるとして動作する。ところが、実際の通信系においては、伝搬路の揺らぎ、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。これ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を受け、入力 SNR (Signal-to-Noise Ratio) が高いほどこ

れによる出力特性の劣化は著しい^{(3)~(5)}。所望波が指向誤差により抑圧を受けるの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幾分鈍化させたタイムドアダプティブアンテナ⁽³⁾があり、更に、その擬似雑音値(電力値)を負の値にまで拡張することで積極的に指向誤差を克服し、良好に所望波を受信できる拡張タイムドアダプティブアンテナ⁽⁴⁾がある。このタイムドシステムは、最適ウェイトを求める際にソフトウェア上で入力自己相関行列に対する熱雑音成分の寄与を操作するので、エレメントスペースでもビームスペースでも構成できる。また、相関行列を用いて最適ウェイトを求めるということで、covariance domain での処理と言える。

一方、DCMP 法を実現する信号処理アルゴリズムとしては、電波環境のダイナミックレンジに依存しない良好な収束特性をもつ最小 2 乗 (Least Squares: LS) アルゴリズムが好ましい。とりわけ、data domain で処理をする(相関行列を陽に求めず、各アンテナ素子からの出力電圧に対して処理をする)QR 分解最小 2 乗アルゴリズム (QR Decomposition-Least Squares: QRD-LS) は、QR 分解をギブンス変換を用いて実現す

[†] 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

ると、効率良くシストリックアレーで実現でき、数値的に安定である^{(6),(7)}。

そこで本論文では、タイムアダプティブアンテナをビームスペースで構成し、信号処理部をdata domainのQRD-LSアルゴリズムを実行するシストリックアレーにより実現することを提案する。併せて計算機シミュレーションを行い、提案されたシストリックアレーが有効であることを確認すると共に、擬似雑音が収束特性を改善することも示す。

2. システム構成

2.1 ビームスペースアダプティブアンテナ

DCMP アダプティブアンテナは、所望波到来方向から入射する信号に対して一定のアレー応答を保証しつつ、出力電力を最小化することにより不要波を除去するシステムである。そのような方向拘束出力電力最小化は、図1に示す直交マルチビームを用いたビームスペースシステムとして構成できる。図1において、 K 素子のアンテナ出力は Beam Forming Network (BFN) に導かれ、 K 本の直交マルチビームを形成する。 K 番目のビーム出力 b_0 は所望波到来方向にメインローブを向けた一様励振パターンで受信した信号で、それを電力最小化ブロックへの主入力とし、そのウェイトは $1+j0$ に固定される。残りの所望波到来方向にヌルを向けたビーム $\mathbf{b} \triangleq [b_1 \cdots b_{K-1}]^T$ は補助入力として扱われ、電力最小化ブロックにおいて可変ウェイトベクトル $\mathbf{W}^* \triangleq [w_1 \cdots w_{K-1}]^T$ が乗ぜられる。従って、時刻 t におけるアレー出力 $y(t)$ は次式のように表

せる。
$$y(t) = \mathbf{b}^T(t) \mathbf{W}^* + b_0(t) \tag{1}$$

ここに、添字 T は転置、 $*$ は複素共役、 † は共役転置を示す。

2.2 最小2乗アルゴリズム

2.2.1 QRD-LS アルゴリズム

ウェイトの最適化アルゴリズムとしては、妨害信号のダイナミックレンジの大小に依存しない良好な収束特性をもつ、最小2乗アルゴリズムが好ましい。最小2乗アルゴリズムでは、時刻 t_n の最適ウェイトは時刻 t_1 から t_n までの累積電力 $\|\mathbf{y}(n)\|^2 \triangleq |y(t_1)|^2 + \cdots + |y(t_{n-1})|^2 + |y(t_n)|^2$ を最小化するように決定される。従って、covariance domain で最適ウェイトを決める次式が得られる。

$$M(n) \mathbf{W}^*(n) + \boldsymbol{\rho}(n) = 0 \tag{2}$$

$$M(n) \triangleq X^{\dagger}(n) X(n), \boldsymbol{\rho}(n) \triangleq X^{\dagger}(n) \mathbf{b}_0(n) \tag{3}$$

ここで、 $M(n)$, $\boldsymbol{\rho}(n)$ はそれぞれ $(K-1, K-1)$ 型の自己相関行列、 $(K-1)$ 次元の相互相関ベクトルを表し、 $X(n)$, $\mathbf{b}_0(n)$ はそれぞれ次式で定義する補助入力行列、主入力ベクトルを表す。

$$X(n) \triangleq [\mathbf{b}(t_1) \mathbf{b}(t_2) \cdots \mathbf{b}(t_n)]^T$$
$$\mathbf{b}_0(n) \triangleq [b_0(t_1) b_0(t_2) \cdots b_0(t_n)]^T \tag{4}$$

ところが、式(2)からわかるとおり、ウェイトの求解には逆行列演算など多量の演算を含んでいる。また、相関行列を式(3)のように形成すると、演算に必要なダイナミックレンジも入力データのダイナミックレンジに比べ2乗倍に大きくなる⁽⁶⁾。そこで、有限精度の演算においても、より数値的に安定に解くことができる

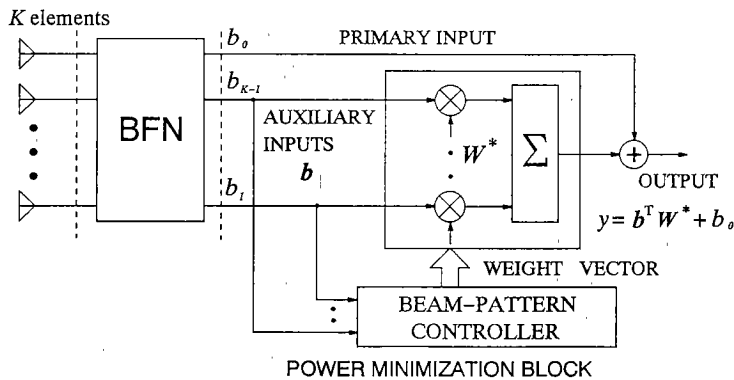


図1 直交マルチビームを用いたビームスペースアダプティブアンテナ
Fig. 1 Beam-space adaptive antenna using orthogonal multiple-beams.

data domain の QRD-LS アルゴリズムを用いる^{(6),(8)}.

線形連立方程式の求解に広く用いられる QR 分解は $(n, K-1)$ 型の行列 $X(n)$ に (n, n) のユニタリ変換行列 $Q^*(n)$ を作用させ $(K-1, K-1)$ 型の上三角行列 $R(n)$ を得ることで達成される. この $Q^*(n)$ を $y(n)$ に対して施す.

$$\|Q^*(n)y(n)\| = \|Q^*(n)\{X(n)W^* + b_0(n)\}\| \quad (5)$$

$$= \left\| \begin{bmatrix} R(n) \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} W^* + \begin{bmatrix} u(n) \\ v(n) \end{bmatrix} \right\| \quad (6)$$

$$Q^*(n)X(n) = \begin{bmatrix} R(n) \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad Q^*(n)b_0(n) \triangleq \begin{bmatrix} u(n) \\ v(n) \end{bmatrix} \quad (7)$$

ここに, $\mathbf{0}$ はすべての要素が 0 の行列で, $u(n)$, $v(n)$ はそれぞれ $(K-1)$ 次元および $\{n-(K-1)\}$ 次元のベクトルを表す. 式(2)の最小 2 乗解であるウェイト $W^*(n)$ は式(6)を最小にする. すなわち, 次式を満たす.

$$R(n)W^*(n) + u(n) = 0 \quad (8)$$

これが, data domain で最適ウェイトを決定する式である.

2.2.2 ギブンス変換に基づく QR 分解

複素行列に対するギブンス変換は, 次の基本的な変換の集まりである.

$$\begin{bmatrix} c_i & s_i^* \\ -s_i & c_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \cdots r_i & r_{i+1} \cdots r_K \\ 0 \cdots x_i & x_{i+1} \cdots x_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \cdots r'_i & r'_{i+1} \cdots r'_K \\ 0 \cdots 0 & x'_{i+1} \cdots x'_K \end{bmatrix} \quad (9)$$

x_i を消去するための回転パラメータ c_i と s_i は, 次のように求められる.

$$c_i = \frac{|r_i|}{\sqrt{x_i^* x_i + r_i^* r_i}}, \quad s_i = \frac{x_i}{r_i} c_i \quad (i=1 \cdots K-1) \quad (10)$$

このとき, 同時に他の要素も次のように変換される.

$$r'_j = c_i r_j + s_i^* x_j \quad (j=i \cdots K) \quad (11)$$

$$x'_j = -s_i r_j + c_i x_j \quad (j=i+1 \cdots K) \quad (12)$$

この基本変換は, $(n, K-1)$ 型の行列 $X(n)$ を $(K-1, K-1)$ 型の上三角行列 $R(n)$ とするために $K-1$ 回実行され, その一連の基本変換は再帰的に行われる. その際のウェイトベクトルは, 式(8)から計算される. これが再帰 QRD-LS アルゴリズムである.

本論文では, このアルゴリズムを改良した修正版・再帰 QRD-LS アルゴリズム⁽⁶⁾を用いることにする. このアルゴリズムの特徴は,

- ・シストリックアレーで構成できる.
- ・陽にウェイトベクトルを計算することなく, QR

分解を行う過程で所望信号成分を直接的に得ることができる.

- ・数値的安定性が高い.

という点である⁽⁶⁾.

3. 擬似雑音と QRD-LS

3.1 ティムドアダプティブアンテナの概要

ティムドアダプティブアンテナはウェイトを決定する際に, 真の自己相関行列 R_{xx} の代わりに次式で表される擬似雑音を含んだ自己相関行列 \tilde{R}_{xx} を用いる.

$$\tilde{R}_{xx} \triangleq R_{xx} + \alpha_0 U \quad (13)$$

ここに α_0 は擬似雑音値, U は単位行列である. 入力 of 自己相関行列 R_{xx} はエルゴード性を仮定すれば, 時間平均より求めることができ, n が十分大きいとき式(3)の $M(n)$ とは次のような関係がある.

$$R_{xx} = M(n)/n \quad (14)$$

擬似雑音値 α_0 はアレーアンテナの素子数を K , 所望波電力を P_s で表すと, ティムドシステムでは $\alpha_0 = KP_s$, 拡張ティムドシステムでは $\alpha_0 = -KP_s$ として与える^{(3),(4)}. また, 所望波電力 P_s はおよその見積りでよい⁽⁴⁾. この擬似雑音の導入により, 指向誤差, 素子特性の不ぞろい, 干渉性妨害波, 素子間の相互結合, 広帯域所望信号などに起因する所望波成分の抑圧の問題を克服できる^{(3),(4)}.

3.2 擬似雑音を考慮した QRD-LS アルゴリズム

前節で求めた上三角行列 $R(n)$ が擬似雑音の導入により $\tilde{R}(n)$ に, 対応するベクトル $u(n)$ が $\tilde{u}(n)$ へと変化したとすると, その際の最適ウェイト $\tilde{W}^*(n)$ は次式のように $\tilde{R}(n)$ と $\tilde{u}(n)$ から決まる.

$$\tilde{R}(n)\tilde{W}^*(n) + \tilde{u}(n) = 0 \quad (15)$$

今, ティムドアダプティブアンテナで用いられる擬似雑音電力は covariance domain で定義されているが, 一方でシストリックアレーは QRD-LS を data domain で実行する. そこで, コレスキー分解を用いて相関行列と上三角行列 $R(n)$, すなわち covariance domain と data domain を結び付け, 擬似雑音による上三角行列 $R(n)$ の変化を求めることにより, 擬似雑音を data domain の QRD-LS アルゴリズムに導入する⁽⁹⁾.

はじめに, 式(13), (14)より, 次式のように擬似雑音を含んだ行列 $\tilde{M}(n)$ を定義する.

$$n\tilde{R}_{xx} = M(n) + \alpha U \triangleq \tilde{M}(n) \quad (16)$$

$$\alpha \triangleq n\alpha_0 \quad (17)$$

次に, $\tilde{M}(n)$ を $\tilde{R}^*(n)\tilde{R}(n)$ の形にコレスキー分解して

擬似雑音を含んだ上三角行列 $\tilde{R}(n)$ を得る.

今, 上三角行列 $R(n)$ の各要素を次のように表すと,

$$R(n) = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & \cdots & r_{1(K-1)} \\ & r_{22} & \cdots & r_{2(K-1)} \\ & & \ddots & \vdots \\ 0 & & & r_{(K-1)(K-1)} \end{bmatrix} \quad (18)$$

擬似雑音を含んだ上三角行列 $\tilde{R}(n)$ の各要素は,

$$\tilde{R}(n) = \begin{bmatrix} \sqrt{r_{11}^* r_{11} + \alpha} & \frac{r_{11}^* r_{12}}{\sqrt{r_{11}^* r_{11} + \alpha}} & \frac{r_{11}^* r_{13}}{\sqrt{r_{11}^* r_{11} + \alpha}} & \cdots & \frac{r_{11}^* r_{1(K-1)}}{\sqrt{r_{11}^* r_{11} + \alpha}} \\ & \sqrt{r_{22}^* r_{22} + \alpha} & \frac{r_{22}^* r_{23}}{\sqrt{r_{22}^* r_{22} + \alpha}} & \cdots & \frac{r_{22}^* r_{2(K-1)}}{\sqrt{r_{22}^* r_{22} + \alpha}} \\ & & \ddots & \ddots & \vdots \\ & & & \sqrt{r_{(K-1)(K-1)}^* r_{(K-1)(K-1)} + \alpha} \end{bmatrix} \quad (19)$$

となる. また, 対応するベクトル $u(n)$, $\tilde{u}(n)$ も次のような関係で表せる.

$$u(n) = [u_1 \ u_2 \ \cdots \ u_{K-1}]^T \quad (20)$$

$$\tilde{u}(n) = \begin{bmatrix} \frac{r_{11}^* u_1}{\sqrt{r_{11}^* r_{11} + \alpha}} \\ \frac{r_{22}^* u_2}{\sqrt{r_{22}^* r_{22} + \alpha}} \\ \vdots \\ \frac{r_{(K-1)(K-1)}^* u_{K-1}}{\sqrt{r_{(K-1)(K-1)}^* r_{(K-1)(K-1)} + \alpha}} \end{bmatrix} \quad (21)$$

従って, 各時刻 (クロック) において R と u がそれぞれ \tilde{R} と \tilde{u} の状態になるように QR 分解を行えばよい.

擬似雑音を含んだ状態でのギブンス変換のパラメータ \tilde{c}_i と \tilde{s}_i は, 次のように求められる.

$$\tilde{c}_i = \frac{\sqrt{r_i^* r_i + \alpha}}{\sqrt{x_i^* x_i + r_i^* r_i + \alpha}}, \quad \tilde{s}_i = \frac{x_i}{\sqrt{r_i^* r_i + \alpha}} \tilde{c}_i \quad (i=1 \cdots K-1) \quad (22)$$

但し, 拡張タイムドシステム⁽⁴⁾の場合 α は負の値であるので, \tilde{c}_i パラメータも虚数となり得る. また, $|x_i|^2 + (|r_i|^2 + \alpha) = 0$ の場合は, 初期状態 ($|r_i|^2 + \alpha = 0$) において入力信号なし ($|x_i|^2 = 0$) の状態と同一とみなし, ウェイトの更新はしない. すなわち, $\tilde{c}_i = 1$, $\tilde{s}_i = 0$ とする.

本論文では, クロックごとに対応する擬似雑音を用いて上式のパラメータ \tilde{c}_i と \tilde{s}_i を計算する. その際, 式(10)~(12)による従来の擬似雑音を含まないギブンス変換も並行して実行し, その値を用いて上三角行列 $R(n)$ を更新する. 従って, 擬似雑音を含むギブンス変換で, 他の行列要素も次のように変換されるが, \tilde{r}_j に関する式(23)は計算する必要がない.

$$\tilde{r}_j = \tilde{c}_i \tilde{r}_j + \tilde{s}_i^* \tilde{x}_j \quad (j=i \cdots K) \quad (23)$$

$$\tilde{x}_j = -\tilde{s}_i \tilde{r}_j + \tilde{c}_i \tilde{x}_j \quad (j=i+1 \cdots K) \quad (24)$$

本方式は真の電波環境の情報を汚染しないので, 擬似雑音の値を時刻によって変えることができ, システムの柔軟性を増すことができる. 例えば, タイムドシステムから拡張タイムドシステムへと変えることも可能である.

3.3 シストリックアレーの実現

前節の方法で擬似雑音を考慮したギブンス変換のパ

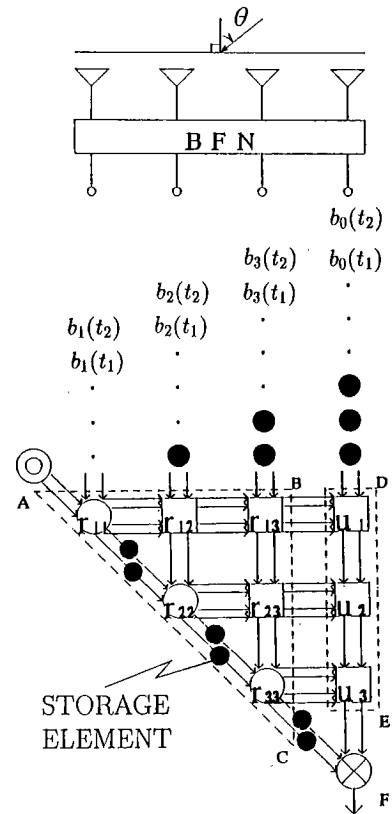


図2 シストリックアレーを用いたタイムドビームスペースアダプティブアンテナ

Fig. 2 Overall configuration of the tamed beam-space adaptive antenna with triangular systolic array.

ラメータは計算できる。しかし、ここで注意しなければならないのは、保存するのは擬似雑音を含まない上三角行列 $R(n)$ であるのに対し、式(24)の計算において必要なのは、擬似雑音を含んだ上三角行列 $\tilde{R}(n)$ の要素である点である。それには式(19)、(21)の規則性を利用して、 $R(n)$ から $\tilde{R}(n)$ を作ればよい。すなわち、第 i 行第 i 列の要素は $\sqrt{r_i^* r_i + \alpha}$ とし、第 i 行第 j 列 ($j \neq i$) の要素は行に依存する係数 $r_i^* / \sqrt{r_i^* r_i + \alpha}$ を掛けてやればよい。但し、 $r_i = r_{ii} = r_{ii}^*$ である。

更に、行に依存する係数の乗算に関しては、式(24)においてギブンス変換のパラメータ \tilde{s}_i が擬似雑音を含んだ上三角行列 $\tilde{R}(n)$ の要素 \tilde{r}_i と乗算されていることに着目する。すなわち、変換パラメータを計算する際にあらかじめ行に依存する係数 $r_i^* / \sqrt{r_i^* r_i + \alpha}$ を \tilde{s}_i に掛ければ、これまでの規則的なデータの流れを乱すことなくシストリックアレーとして実現できる。従って、式(22)と式(24)を次式のように修正する。

$$\tilde{c}_i = \frac{\sqrt{r_i^* r_i + \alpha}}{\sqrt{x_i^* x_i + r_i^* r_i + \alpha}}, \quad \tilde{s}_i = \frac{x_i r_i^*}{r_i^* r_i + \alpha} \tilde{c}_i \quad (i=1 \cdots K-1) \quad (25)$$

$$\tilde{x}_j = -\tilde{s}_i r_j + \tilde{c}_i \tilde{x}_j \quad (j=i+1 \cdots K) \quad (26)$$

図2に、提案するシストリックアレー構成を示す。BFNとしては、Butler Matrix を用い直交マルチビームを形成し、ビームスペースアダプティブアンテナとして動作させる。アレー全体は単一のクロックによりコントロールされ、ABCで囲まれた部分は上三角行列 $R(n)$ の各要素を保存し、DEの部分にはベクトル $u(n)$ を保存している。演算器は、境界セル(boundary cell)、内部セル(internal cell)、最終セル(final cell)、および擬似雑音を発生させるセル(pseudo-noise generating cell)という四つのタイプのセルからなる。図3に各演算器の機能を示す。境界セルは式(10)、(11)、(25)を計算し、内部セルは式(11)、(12)、(26)を計算する。擬似雑音発生セルは、境界セルが式(17)の α を用いて式(25)を計算できるように出力する。従って、まず時刻 t_1 において第1段の境界セルは、($\alpha = \alpha_0$, $\gamma_{in} = 1$) と ($x_{in} = b_1(t_1)$, $\tilde{x}_{in} = b_1(t_1)$) を同時に受け取る。そして $(2K-1)$ クロック後、シストリックアレーの最終セルからは擬似雑音を考慮した際の最小2乗残差(所望波成分)が直接抽出される。

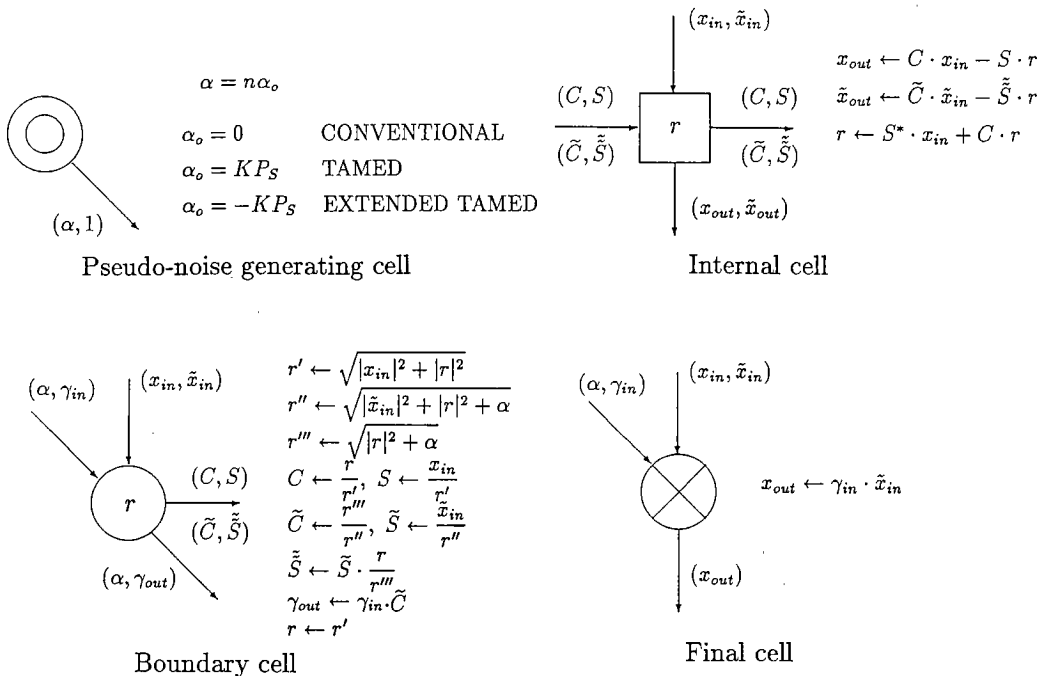


図3 各演算器の機能
Fig. 3 Functions of each processing cell.

4. 計算機シミュレーション

4.1 指向誤差がある場合の動作特性

はじめに、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場合のシミュレーションを行う。アンテナは等方性素子を用いた半波長等間隔リニアアレーとし、素子数は4($K=4$)とした。信号の到来方向は、図2に示すようにブロードサイド方向からの角度で表す。また、入射波は互いに無相関とし、各チャンネルには等電力で独立に熱雑音が発生し、入射波とは無相関であるとする。信号環境およ

表 1 6°の指向誤差が存在する環境

	入射角 (deg)	電力 (dB)
所望波 S	6.0	0
妨害波 I	-50.0	20
妨害波 I	50.0	20
熱雑音 N	---	-20

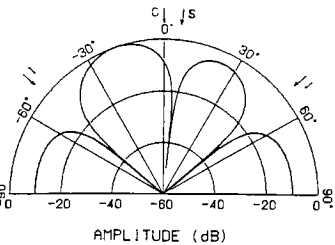
	拘束角 (deg)	拘束応答値
拘束 C	0.0	1+j0

び拘束に関するパラメータを表1に示す。これは6°の指向誤差が存在する環境である。

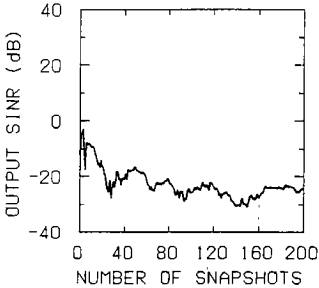
図4に従来のシステム($\alpha_0=0$)を用いた場合の結果を示す。図4(a)は200スナップショット後の指向性パターンで、図中C, S, Iはそれぞれ拘束方向、所望波到来方向、および妨害波到来方向を表す。システムは妨害波到来方向にヌルを向けていると同様に、拘束から外れた所望波にも深いヌルを向けてしまう。図4(b)の出力 SINR も、非常に低い値を示している。図5には $\alpha_0=K P_S$ のタイムドシステムを用いた場合の結果を示す。指向性パターン(図5(a))から、所望波が拘束から外れているにもかかわらず、擬似雑音の導入により保護されていることがわかる。また、出力 SINR においても改善が見られる。更に、図6には $\alpha_0=-K P_S$ の拡張タイムドシステムを用いた場合の結果を示す。システムは妨害波到来方向にヌルを向けつつ、所望波到来方向にメインローブを追従させ、出力 SINR も高い値を示している。

4.2 干渉波が入射する場合の動作特性

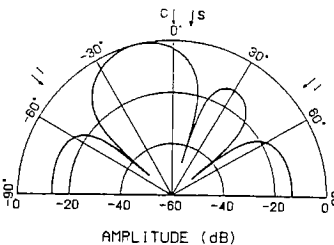
DCMP アダプティブアンテナは所望波と無相関な



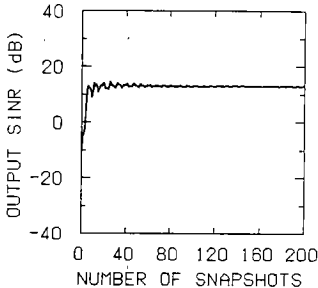
(a) Directional pattern after 200-th snapshot.



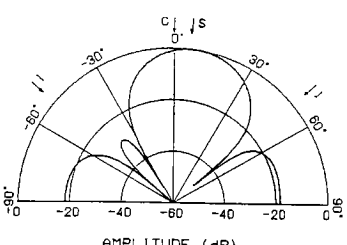
(b) Output SINR vs. number of snapshots.



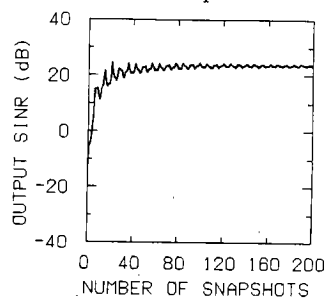
(a) Directional pattern after 200-th snapshot.



(b) Output SINR vs. number of snapshots.



(a) Directional pattern after 200-th snapshot.



(b) Output SINR vs. number of snapshots.

図 4 従来のシステムの特
Fig. 4 Performance of the conventional system.

図 5 ティムドシステムの特
Fig. 5 Performance of the tamed system.

図 6 拡張ティムドシステムの特
Fig. 6 Performance of the extended tamed system.

妨害波に対しては、ほぼ完全に除去するが、所望波と
 相関の高い干渉波が入射すると、出力最小化の原理に

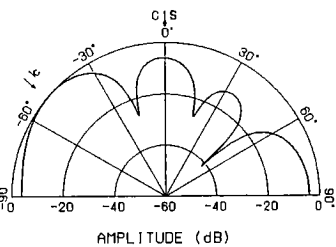
表 2 干渉波が入射する環境

	入射角 (deg)	電力 (dB)
所望波 S	0.0	0
干渉波 I_c	-50.0	-6
熱雑音 N	—	-20
	拘束角 (deg)	拘束応答値
拘束 C	0.0	1+j0

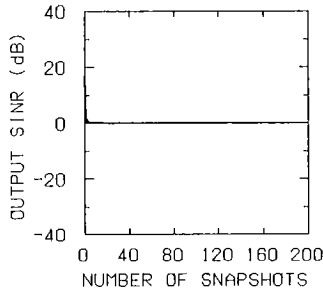
より所望波が相殺されるという問題が生じる。この問
 題に対しても、シストリック構成によるタイムド、拡
 張タイムドシステムが有効であることを計算機シミュ
 レーションにより示す。その信号環境は表 2 に示すと
 おりで、指向誤差はない。干渉波は、ワーストケース
 を考え所望波と 100% の相関があるとし、アレー中心
 において所望波と同相で入射するとする。この場合の
 出力 SINR は | 所望波出力電圧 $|^2 / (| 干渉波出力電圧 $|^2$$

+ 雑音出力電力) と定義する。

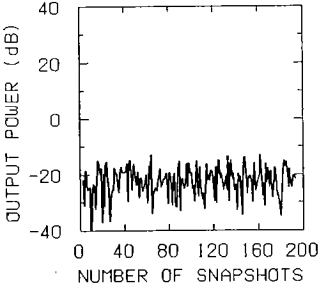
図 7 (a) は 200 スナップショット後の指向性パター



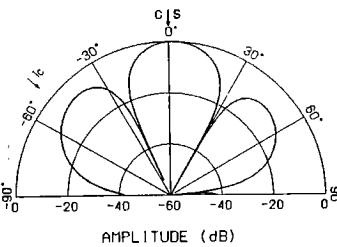
(a) Directional pattern
after 200-th snapshot.



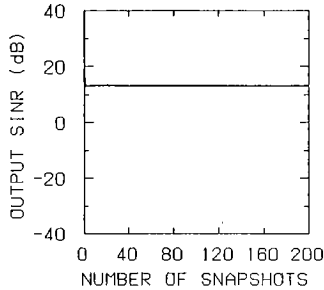
(b) Output SINR vs.
number of snapshots.



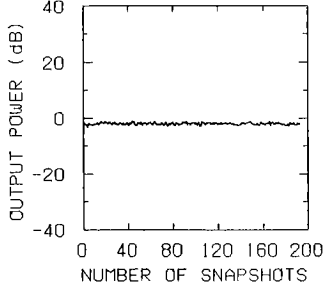
(c) Output power vs.
number of snapshots.



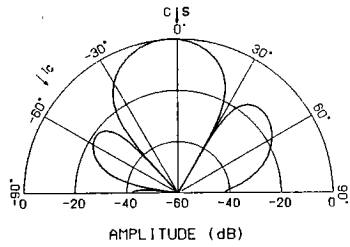
(a) Directional pattern
after 200-th snapshot.



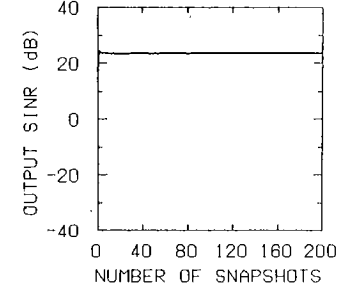
(b) Output SINR vs.
number of snapshots.



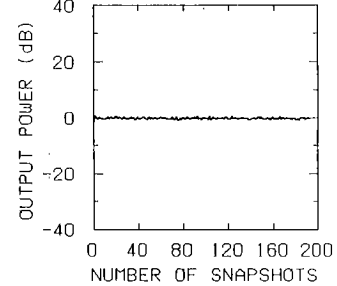
(c) Output power vs.
number of snapshots.



(a) Directional pattern
after 200-th snapshot.



(b) Output SINR vs.
number of snapshots.



(c) Output power vs.
number of snapshots.

図 7 従来のシステム特性

Fig. 7 Performance of the conventional system.

図 8 タイムドシステム特性

Fig. 8 Performance of the tamed system.

図 9 拡張タイムドシステム特性

Fig. 9 Performance of the extended tamed system.

ンで、図中C, S, I_cはそれぞれ拘束方向、所望波到来方向、および干渉波到来方向を表す。システムは所望波到来方向と干渉波到来方向の応答が逆相になるように、しかも所望波と干渉波との入力電力差を補うように、指向性合成している。そのため、アレー出力において所望波と干渉波が同じ電力値となり、出力SINRが0 dBとなることが図7(b)よりわかる。また、アレー出力は図7(c)のとおり熱雑音レベルを示しており、干渉波との相関性により所望波が相殺されているのがわかる。図8にはタイムドシステムを用いた場合の結果を示す。図8(a)の指向性パターンより、干渉波到来方向の応答が従来のシステムよりも低く抑えられることがわかり、図8(b)の出力SINRが改善されている。図8(c)のアレー出力も拘束値0 dBに近づいている。更に、図9には拡張タイムドシステムを用いた場合の結果を示す。指向性パターン(図9(a))は、干渉波到来方向の応答が低く抑えられ、出力SINR(図9(b))も高い値を示している。アレー出力(図9(c))も拘束値0 dBにほぼ等しい。

このように、指向誤差の場合と同様に、干渉波が存在する環境においても拡張タイムドシステムがタイムドシステムより優れていることがわかった。

表 3 指向誤差が存在しない環境

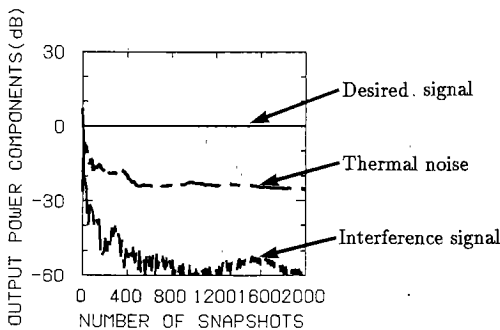
	入射角 (deg)	電力 (dB)
所望波 S	0.0	0
妨害波 I	-40.0	20
熱雑音 N	—	-20
	拘束角 (deg)	拘束応答値
拘束 C	0.0	1+j0

以上 4.1, 4.2 のシミュレーションより、提案したシストリックアレー構成はタイムド、拡張タイムドシステムの長所を引き継ぎ、非常に有効であることが確認できた。

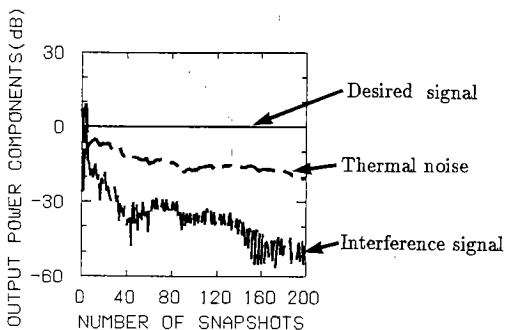
4.3 擬似雑音による収束特性の改善

次に、各システムの収束特性を調べる。表3に指向誤差のない場合の信号環境を示す。図10(a)に従来のシステムを用いた場合の、2,000 スナップショットまでの各信号成分の変化を示す。所望波が保存され、妨害波が効果的に抑圧されている。しかし、初期の特性を調べるため図10(b)に200 スナップショットまでの各成分の変化を示すが、出力における熱雑音電力が大きく収束が遅いことがわかる。この場合、指向誤差はないので良好に動作するように思えるが、収束が遅い。これは所望波が存在する(最小2乗残差が大きい)ために起きる現象で、妨害波のみが存在する場合には起きないことも確認した。次に、タイムドシステムを用いた場合の結果を図11に示す。妨害波成分の抑圧が若干弱くなっているが、速やかに収束し熱雑音電力が小さく抑えられている。図12の拡張タイムドシステムの場合も同様の結果を示している。これは、タイムド、拡張タイムドシステムがウェイトのノルムを小さくする働きをもつことにより、ウェイトのノルムの変動が小さく抑えられるためである。このシミュレーションにより、正、負の擬似雑音は指向誤差および干渉波問題の克服以外にも、収束特性を改善する働きを併せもつことが明らかになった。

従来のシステムで最小2乗アルゴリズムを用いた場合、所望波が存在すると収束が極端に遅くなる問題は、文献(11)において述べられていて、その対策は所望波



(a) Array response curves for 2000 snapshots.



(b) Array response curves for 200 snapshots.

図 10 従来のシステムの応答
Fig. 10 Array response curves of the conventional system.

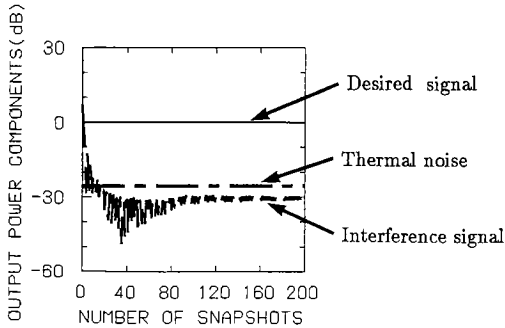


図 11 ティムドシステムの応答

Fig. 11 Array response curves of the tamed system.

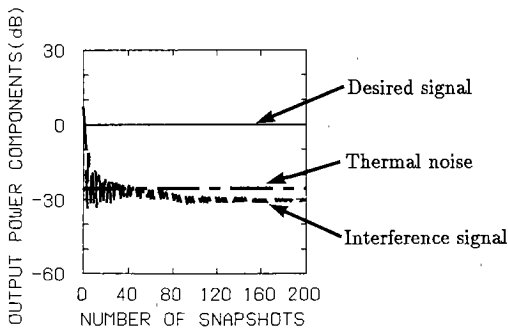


図 12 拡張ティムドシステムの応答

Fig. 12 Array response curves of the extended tamed system.

が存在しないときにウェイトを収束させる方法がとられている。しかし、それはレーダ等に用いる場合は有効であるが、一般の通信には適用が難しい。余分な素子を設置できるだけの十分なスペースがあれば、角度領域でノッチフィルタを構成し、所望波そのものを制御の対象外にする方法も有効である⁽⁷⁾。しかし、擬似雑音を用いた本システムは、特別な前処理を必要とせずに数十スナップショットでウェイトは収束する。また、シストリック構成であるため、従来のシステムと比べて、ウェイトの更新に要する時間も短い。

本方式は、境界セルの負荷が他のセルよりも増大し、多少、シストリックアレー内の演算の不均一性が生ずるものの、局所的な通信しか行わないため、広域通信を行う従来の構成に比べて、アルゴリズムが単純、配線領域が少ない、制御が容易などの優れた点をもっている。

5. む す び

ティムドアダプティブアンテナで用いられる擬似雑

音電力は covariance domain で定義されている。一方、シストリックアレーで構成される QRD-LS アルゴリズムは data domain で実行される。そこで本論文では、相関行列のコレスキー分解を用いて covariance domain と data domain を結び付け、擬似雑音を data domain の QRD-LS アルゴリズムに導入した。更に、それに基づいてティムドおよび拡張ティムドアダプティブアンテナをシストリックアレーにより構成することを提案した。計算機シミュレーションによってそのシステムの有効性を確認すると共に、擬似雑音が収束特性を改善することも示した。

今後、提案したシストリックアレーが速やかに収束することを利用して、電波環境の変化に対する追従特性について検討したい。

文 献

- (1) Frost O. L., III: "Adaptive Least Squares Optimization Subject to Linear Equality Constraints", Technical Report, SEL-70-055, Stanford University (1970).
- (2) 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).
- (3) Takao K. and Kikuma N.: "Tamed Adaptive Antenna Array", IEEE Trans. Antennas & Propag., **AP-34**, 3, pp. 388-394 (March 1986).
- (4) Kikuma N., Takemura S. and Inagaki N.: "An Extended Tamed Adaptive Array Against Pointing Errors", Proc. IEEE APS Symp., 3, pp. 1658-1661 (June 1989).
- (5) 神保宣久, 菊間信良, 稲垣直樹: "相関行列の対角成分の増減による DCMF アダプティブアレイの指向誤差特性の改善", 1990 信学春季全大, B-73.
- (6) Ward C. R., Hargrave P. J. and McWhirter J. G.: "A Novel Algorithm and Architecture for Adaptive Digital Beamforming", IEEE Trans. Antennas & Propag., **AP-34**, 3, pp. 338-346 (March 1986).
- (7) ブンチュンセン, 鷹尾和昭: "シストリックアレーを用いたロバストなアダプティブアンテナ", 信学技報, **A-P90-95** (1990-12).
- (8) Leung H. and Haikin S.: "Stability of Recursive QRD-LS Algorithm Using Finite-Precision Systolic Array Implementation", IEEE Trans. Acoust., Speech & Process., **ASSP**, 5, pp. 760-763 (May 1989).
- (9) 神保宣久, 菊間信良, 稲垣直樹: "ティムドアダプティブアンテナのシストリック構成", 信学技報, **A-P91-110** (1992-01).
- (10) 安浦寛人: "信号処理とハードウェアアルゴリズム", 信学論(A), **J71-A**, 2, pp. 155-162 (1988-02).
- (11) Reed I. S., Mallet J. D. and Brennan L. E.: "Rapid Convergence Rate in Adaptive Arrays", IEEE Trans. Aerosp. & Electron. Syst., **AES-10**, 6, pp. 853-863 (Nov.

1974).

(平成4年3月24日受付, 6月19日再受付)



神保 宣久

平2名工大・工・電気情報卒。平4同大学院博士前期課程了。同年三菱重工業(株)入社。在学中、アダプティブアレーアンテナの研究に従事。



菊間 信良

昭57名工大・工・電子卒。昭62京大大学院博士課程了。工博。同年同大学助手。昭63名工大助手。平2同大学講師。平4同大学助教授。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。



稲垣 直樹

昭37東工大・工・電気卒。昭42同大学院博士課程了。工博。同年東工大助手。昭45名工大助教授。昭59同教授。昭55～56オハイオ州立大学エレクトロサイエンス研究所客員研究員。アンテナおよび電磁界理論の研究に従事。昭39年度稲田賞。昭49年度本会論文賞。昭58年度本会業績賞各賞受賞。著書「電気・電子学生のための電磁波工学」など。IEEE 会員。