



# HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	アダプティブアンテナアレイシステム
Author(s)	本田, 栄伸; Honda, Hidenobu; 伊藤, 精彦 他
Citation	北海道大學工学部研究報告, 88, 41-50
Issue Date	1978-08-10
Doc URL	<a href="https://hdl.handle.net/2115/41483">https://hdl.handle.net/2115/41483</a>
Type	departmental bulletin paper
File Information	88_41-50.pdf



## アダプティブ アンテナ アレイ システム

本田 栄伸\* 伊藤 精彦\* 松本 正\*

(昭和 52 年 12 月 28 日受理)

### Adaptive Antenna Array Systems

Hideobu HONDA, Kiyohiko ITOH and Tadashi MATSUMOTO

(Received December 28, 1977)

#### Abstract

In an adaptive antenna array system, a set of constraints was derived which settles a chosen frequency characteristic in the direction of interest. Dealing with wide-band signals, however, a frequency response for the array can hardly be determined, since a set of linear constraints depends on a number of parameters.

In this paper, a new set of linear constraints is presented and the number of parameters are reduced to only one. Analysis of GCLMS algorithm and computer simulations are done in a differential form, since the device is complicated in a sampling process and the "learning curve" shows an improvement on the model in so far as the applications were made.

#### 1. 序 論

アダプティブ アンテナ アレイ システムは、ごく最近にわかに注目されてきた問題である。その内容を簡単に云えば、信号の到来方向とその帯域幅しかわからない電波環境下で、未知の干渉波の方向を入出力間の相関情報によって学習し、その方向にアンテナ指向性のヌルを向けることによって出力の SN 比を改善しようとするものである。その際、信号処理はリアルタイムで行なうものとする。この問題は数学的にモデル化すると条件付変分問題となる。この場合の条件というのは、所望信号到来方向の周波数応答に対応するものとなる。広帯域な信号を処理するシステムを考える場合、この周波数応答を決めるためには、非常に多くのパラメータの値を決めなければならない、これは事実上不可能であった。従来はこれをカットアンドトライで試行錯誤的に決めざるを得なかった。

本文は、この周波数応答を決めるに際して、パラメータ数が 1 個ですむ方法を提案する。その計算機シミュレーションの結果は、我々が提案した方法で決めた周波数応答を使った場合の方が従来の場合<sup>1)</sup>より良い学習特性を得ることができた。

ところで、この分野の研究はいろいろな著者によってその研究成果が発表されている。解析の基本は最小 2 乗推定であり、アンテナ問題への導入は Griffiths<sup>2)</sup> 等によって初めてなされた。さらにクリップされた入力に対するアルゴリズムが Moschner<sup>3)</sup> によって提案された。アルゴリズムの取束性についても Moschner<sup>3)</sup> によって詳しく解析されている。線型拘束条件付のアルゴリズムは Frost<sup>1)</sup> が提案している。このアルゴリズムでは、従来かならず使用してきた参照信号

\* 電子工学科

を特に必要としないという利点がある。又、入力信号の自己相関行列が統計的仮定を満足しないことが起こる。この様な場合2次の非線型拘束条件を使う事によってシステムをその間デッドさせるアルゴリズムも提案されている<sup>4)</sup>。以上のアルゴリズムはいずれもサンプリング信号を処理するアルゴリズムであり、そのハードはいまだに実現していない。それはハード化に際して、サンプリング処理をするためには装置が複雑化する事などの問題点があるからである。ところが一方で、統計的仮定を成立させるためにはサンプリング処理をしなければならないという電波環境もある。そして実際にハードが実現しているのは連続信号を処理するアルゴリズムである。代表的な例としては Ohio 大学の研究グループが製作したものであるが<sup>5)</sup>、それは最も基本的な連続信号を処理するアルゴリズムであり、それより複雑となる拘束条件付アルゴリズムのハードは未だその実現例がない。我々は線型拘束条件付アルゴリズムに基づいた連続信号を処理するハードの実現を目指して、2~3の提案を行なってきた<sup>6)</sup>。

本文の解析は一般化された線型拘束条件付アルゴリズムに沿って行なう。それによって各アルゴリズムの対応関係を明らかにする。

### 1.1 拘束条件の基本概念

このアルゴリズムは、信号到来方向に対するある決められた周波数応答を保持する一方、出力雑音パワーを最小にする。それは図1に示す様に信号到来方向とアレイの各ウェイトの間の関係より導く事ができる。センサーはどのような配列の仕方でもよいが簡単のために直線配列とし、信号到来方向はセンサーラインに対して垂直な方向とする。そうすると所望信号成分はセンサーラインに平行して到着し、以下同相で各トランスバーサルフィルターを通過する事になる。一方、他方向からの雑音波面は一般に各タップの縦のコラムでの電圧成分は同一とはならない。それは、各タップでの電圧(信号+雑音)は各タップウェイトを掛けられて各々に加えられ出力を形成するからである。この様に信号に関するアレイプロセッサは各ウェイトがプロセッサの縦のコラムにおけるウェイトの和に等しい様な1個のトランスバーサルフィルターと等価なものとなる。これら等価的なトランスバーサルフィルターのウェイトの和が信号到来方向に対して望ましい周波数特性を与える様に決められなければならない。もし、信号到来方向をアレイ列に対して垂直以外にとる場合は、各センサーのすぐあとにステアリング用の遅延素子を入れる事によって同様に扱うことができる。プロセッサは図1に示す様に  $K$  個のセンサーと各センサー

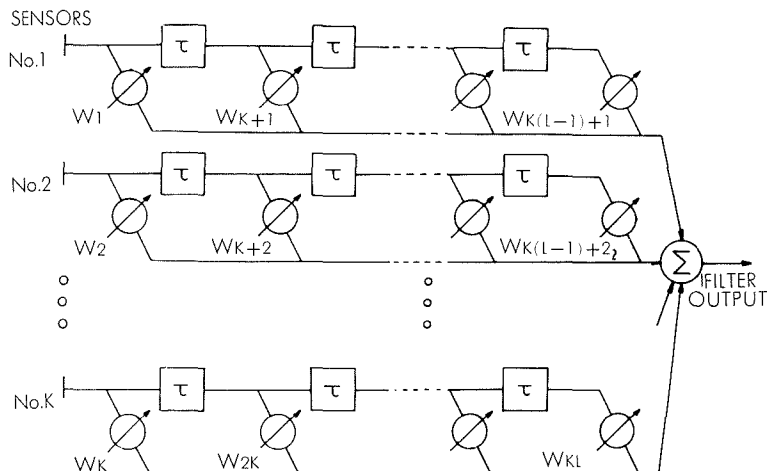


図1 信号処理装置

あたり  $L$  個のタップがあるとすると、合計ウェイト数は  $KL$  個である。信号到来方向に対する周波数応答を決めるために  $L$  個の拘束条件が必要となるので、残り  $KL-L$  個の自由度を使って、参照信号とアレイ出力の誤差の 2 乗平均を最小にするために使うことになる。

## 2. 本 論

### 2.1 最適ウェイトベクトル

まず最初に、一般化された線型拘束条件はアルゴリズムの最適ウェイトを変分法を使って直接求める。時刻  $t$  における各タップ電圧をベクトル形式で以下の様に定義する。

$$\underline{X}^T(t) \triangleq [x_1(t), x_2(t), \dots, x_{KL}(t)] \quad T: \text{転置} \quad (1)$$

タップ電圧は所望信号及び、それ以外の雑音（方向性雑音、バックグラウンド、熱雑音等）の和と考えられるから次の様に書ける。

$$\underline{X}(t) = \underline{S}(t) + \underline{N}(t) \quad (2)$$

ただし

$$\underline{S}^T(t) \triangleq [\underbrace{s(t), \dots, s(t)}_{K \text{ タップ}}, \underbrace{s(t-\tau), \dots, s(t-\tau)}_{K \text{ タップ}}, \dots, \underbrace{s(t-(L-1)\tau), \dots, s(t-(L-1)\tau)}_{K \text{ タップ}}] \quad (3)$$

$$\underline{N}^T(t) \triangleq [n_1(t), n_2(t), \dots, n_{KL}(t)] \quad (4)$$

各タップでのウェイトもベクトル形式で以下の様に定義する。

$$\underline{W}^T(t) \triangleq [w_1(t), w_2(t), \dots, w_{KL}(t)] \quad (5)$$

次に信号と雑音は、未知ではあるが以下に示す様な 2 次統計量まで定義されたゼロ平均ランダム過程で充分モデル化できるものと仮定する。

$$E[\underline{X}(t)\underline{X}^T(t)] \triangleq \underline{R}_{XX} \quad (6a)$$

$$E[\underline{S}(t)\underline{S}^T(t)] \triangleq \underline{R}_{SS} \quad (6b)$$

$$E[\underline{N}(t)\underline{N}^T(t)] \triangleq \underline{R}_{NN} \quad E[\ ]: \text{期待値} \quad (6c)$$

又、信号と雑音は無相関であると仮定する。

$$E[\underline{S}(t)\underline{N}^T(t)] = \underline{0} \quad (8)$$

次に参照信号  $d(t)$  の自己相関を  $R_{dd}$ 、参照信号と入力の相互相関を (6) 式同様  $R_{Xd}$  で定義し  $\underline{R}_{XX}$ ,  $\underline{R}_{NN}$  は正定値行列であると仮定する。こうすると時刻  $t$  における誤差信号  $\epsilon(t)$  は

$$\epsilon(t) = \underline{W}^T(t)\underline{X}(t) - d(t) \quad (8)$$

と書ける。ウェイトの  $l$  番目のコラムの和を  $f_l$  とすると線型拘束条件は以下の様に表わされる。

$$\underline{c}_l^T \underline{W} = f_l \quad l=1, 2, \dots, L \quad (9)$$

ただし  $KL$  次元ベクトル  $\underline{c}_l$  は

$$\underline{c}_l^T = [\underbrace{0, \dots, 0}_{K \text{ 個}}, \dots, \underbrace{0, \dots, 0}_{K \text{ 個}}, \underbrace{1, \dots, 1}_{K \text{ 個の要素をもつ } l \text{ 番目の群}}, \underbrace{0, \dots, 0}_{K \text{ 個}}, \dots, \underbrace{0, \dots, 0}_{K \text{ 個}}] \quad (10)$$

拘束マトリックス  $\underline{C}$  及び拘束ベクトル  $\underline{F}$  を以下の様に定義する。

$$\underline{C} \triangleq [\underline{c}_1, \dots, \underline{c}_l, \dots, \underline{c}_L] \quad \begin{matrix} \longleftarrow L \longrightarrow \\ \uparrow \downarrow KL \end{matrix} \quad (11)$$

$$\underline{F}^T \triangleq [f_1, \dots, f_l, \dots, f_L] \quad (12)$$

こうすると (9) 式は次の様に書き換える事ができる。

$$\underline{C}^T \underline{W} = \underline{F} \quad (13)$$

従って、信号到来方向の周波数応答を  $L$  個の拘束条件で固定し、かつ参照信号と出力の差の 2 乗平均誤差を最小化する問題は上述した事を参照すれば以下の様に簡明な数学的表現となる。

$$\text{minimize } E\{(d(t) - \underline{W}^T(t)\underline{X}(t))^2\} \text{ subject to } \underline{C}^T \underline{W}(t) = \underline{F}$$

次に最適ウェイト  $\underline{W}_{\text{opt}}$  をラグランジュの未定係数を使って解析的に求める。この場合の評価関数  $\underline{G}(W)$  は

$$\underline{G}(W) = \frac{1}{2} E\{(d(t) - \underline{W}^T(t)\underline{X}(t))^2\} + \lambda^T [\underline{C}^T \underline{W}(t) - \underline{F}] = \frac{1}{2} [R_{dd} - 2\underline{W}^T \underline{R}_{xd} + \underline{W}^T \underline{R}_{xx} \underline{W}] + \lambda^T [\underline{C}^T \underline{W} - \underline{F}] \quad (14)$$

と書ける。ただし  $\lambda$  は  $L$  次元ラグランジュ定数ベクトルである。 $\underline{R}_{xx}$  は正定値行列であるから、(14) 式は唯一の最小値をもつ。 $\underline{W}$  に関するグラジエントをとると (14) 式は

$$\nabla_{\underline{W}} \underline{G}(W) = \underline{R}_{xx} \underline{W} - \underline{R}_{xd} + \underline{C} \lambda \quad (15)$$

(15) 式をゼロとおいて

$$\underline{W}_{\text{opt}} = \underline{R}_{xx}^{-1} (\underline{R}_{xd} - \underline{C} \lambda) \quad (16)$$

$\underline{C}^T \underline{W}_{\text{opt}} = \underline{F}$  より

$$\begin{aligned} \underline{F} &= \underline{C}^T \underline{R}_{xx}^{-1} (\underline{R}_{xd} - \underline{C} \lambda) \\ \therefore \lambda &= [\underline{C}^T \underline{R}_{xx}^{-1} \underline{C}]^{-1} [\underline{C}^T \underline{R}_{xx}^{-1} \underline{R}_{xd} - \underline{F}] \end{aligned} \quad (17)$$

(16)、(17) 式より

$$\underline{W}_{\text{opt}} = \underline{R}_{xx}^{-1} \underline{R}_{xd} + \underline{R}_{xx}^{-1} \underline{C} [\underline{C}^T \underline{R}_{xx}^{-1} \underline{C}]^{-1} \underline{F} - \underline{R}_{xx}^{-1} \underline{C} [\underline{C}^T \underline{R}_{xx}^{-1} \underline{C}]^{-1} \underline{C}^T \underline{R}_{xx}^{-1} \underline{R}_{xd} \quad (18)$$

(18) 式を見るとわかるように右辺の第 1 項は最も初歩的な LMS アルゴリズム<sup>2)</sup>の最適解であり、第 2 項は Frost<sup>1)</sup> が提案したアルゴリズムの最適解になっている事がわかる。

## 2.2 アダプティブ アルゴリズム

本文では、入力の自己相関行列  $\underline{R}_{xx}$  は事前にはわからない量であり、アダプテーションによって学習しなければならない量である。 $\underline{R}_{xx}$  の推定値を (18) 式に直接代入して求める繰り返し法は入力の自己相関行列の逆行列が入っているために、非常に多くの計算時間を要し、リアルタイム処理という面からも不相当である。そこで解を最急降下法によって求める事を考える。式の誘導上、相関行列  $\underline{R}_{xx}$  はしばらくの間既知であるとする。

(14) 式より

$$\frac{d\underline{W}(t)}{dt} = -\mu \nabla_{\underline{W}} \underline{G}(W) \quad \mu: \text{正の定数} \quad (19)$$

$$\underline{C}^T \frac{d\underline{W}(t)}{dt} = 0 \quad (20)$$

より

$$\begin{aligned} \underline{C}^T \underline{R}_{xx} \underline{W}(t) - \underline{C}^T \underline{R}_{xd} + \underline{C}^T \underline{C} \lambda &= 0 \\ \therefore \lambda &= [\underline{C}^T \underline{C}]^{-1} \underline{C}^T [\underline{R}_{xd} - \underline{R}_{xx} \underline{W}(t)] \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \therefore \frac{d\underline{W}(t)}{dt} &= -\mu [\underline{R}_{xx} \underline{W}(t) - \underline{R}_{xd} + \underline{C} (\underline{C}^T \underline{C})^{-1} \underline{C}^T \{\underline{R}_{xd} - \underline{R}_{xx} \underline{W}(t)\}] = -\mu \underline{P} [\underline{R}_{xx} \underline{W}(t) - \underline{R}_{xd}] \\ & \quad (22) \end{aligned}$$

ただし  $\underline{P} = \underline{I} - \underline{C} (\underline{C}^T \underline{C})^{-1} \underline{C}^T$   $\underline{I}$ : 単位行列

次に (22) 式の定常解を求める。 $t \rightarrow \infty$  とすると  $d\underline{W}(t)/dt \rightarrow 0$  と考えられるから

$$\begin{aligned} \underline{P} [\underline{R}_{xx} \underline{W}(t) - \underline{R}_{xd}] &= 0 \\ \therefore \underline{R}_{xx} \underline{W}(\infty) &= \underline{D} \underline{R}_{xx} \underline{W}(\infty) + \underline{P} \underline{R}_{xd} \end{aligned} \quad (24)$$

$$\text{ただし } \underline{D} = \underline{I} - \underline{P} \quad (25)$$

$\underline{P}$  及び  $\underline{D}$  は (23), (25) 式より共に射影行列であることがわかる。その幾何学的関係を図 2 に示す。図より明らかな様に

$$\underline{D}\underline{R}_{xx}\underline{W}(\infty) = a\underline{F} \quad (a: \text{定数}) \quad (26)$$

と書ける事がわかる。この関係を (24) 式に代入すると

$$\underline{W}(\infty) = \underline{R}_{xx}^{-1}a\underline{F} + \underline{R}_{xx}^{-1}\underline{P}\underline{R}_{xd} = \underline{R}_{xx}^{-1}\underline{C}a(\underline{C}^T\underline{C})^{-1}\underline{F} + \underline{R}_{xx}^{-1}\underline{P}\underline{R}_{xd} \quad (27)$$

(13) 式より

$$\underline{C}^T\underline{W}(\infty) = \underline{F} = \underline{C}^T\underline{R}_{xx}^{-1}\underline{C}a(\underline{C}^T\underline{C})^{-1}\underline{F} + \underline{C}^T\underline{R}_{xx}^{-1}\underline{P}\underline{R}_{xd} \quad (28)$$

$$\therefore a(\underline{C}^T\underline{C})^{-1}\underline{F} = [\underline{C}^T\underline{R}_{xx}^{-1}\underline{C}]^{-1}[\underline{F} - \underline{C}^T\underline{R}_{xx}^{-1}\underline{P}\underline{R}_{xd}] \quad (29)$$

(29) 式を (28) 式に代入すると

$$\underline{W}(\infty) = \underline{R}_{xx}^{-1}\underline{C}[\underline{C}^T\underline{R}_{xx}^{-1}\underline{C}]^{-1}[\underline{F} - \underline{C}^T\underline{R}_{xx}^{-1}\underline{P}\underline{R}_{xd}] + \underline{R}_{xx}^{-1}\underline{P}\underline{R}_{xd} \quad (30)$$

$$= \underline{R}_{xx}^{-1}\underline{R}_{xd} + \underline{R}_{xx}^{-1}\underline{C}[\underline{C}^T\underline{R}_{xx}^{-1}\underline{C}]^{-1}\underline{F} - \underline{R}_{xx}^{-1}\underline{C}[\underline{C}^T\underline{R}_{xx}^{-1}\underline{C}]^{-1}\underline{C}^T\underline{R}_{xx}^{-1}\underline{R}_{xd} \quad (31)$$

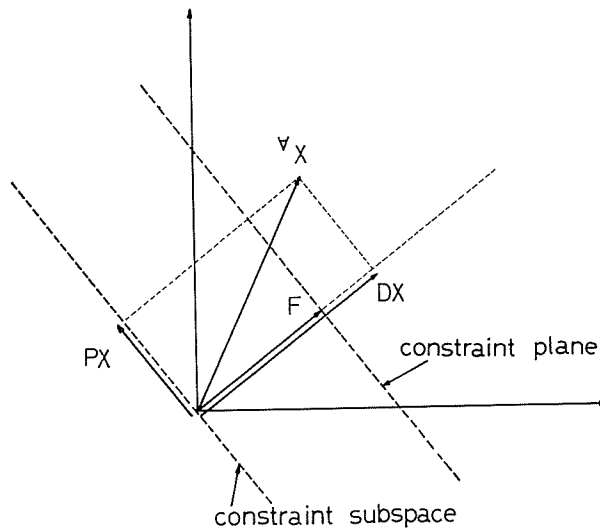


図 2 射影行列の幾何学的説明図

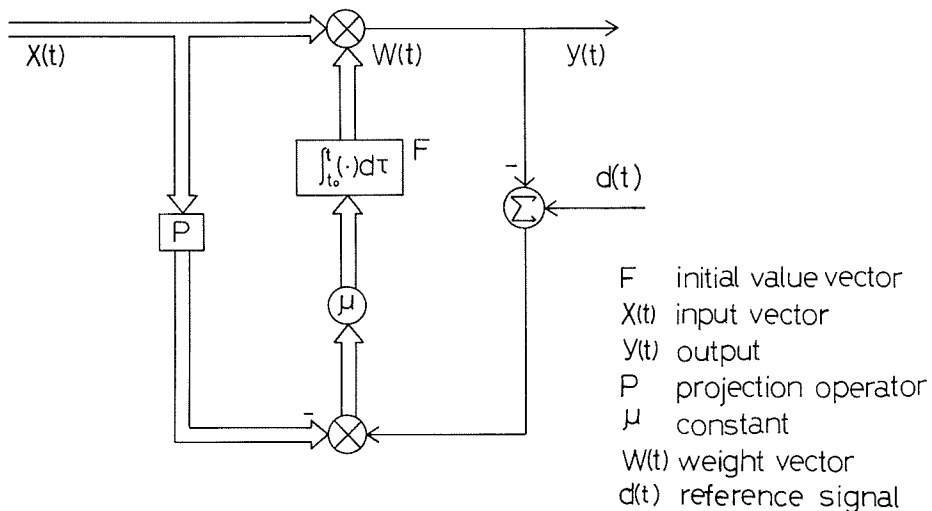


図 3 信号処理のためのブロック図

となり (31) 式は (18) 式に一致する。(22) 式を瞬時値で推定すると

$$\frac{d\mathbf{W}(t)}{dt} = -\mu \mathbf{P}[\mathbf{X}y - d\mathbf{X}] = \mu \mathbf{P} \mathbf{X}(t)[d(t) - y(t)] \quad (32)$$

この式のブロック図を図3に示す。この図を見れば明らかな様に、射影行列  $\mathbf{P}$  を単位行列に置き換えると Griffiths<sup>2)</sup> の提案したアルゴリズムとなり、参照信号  $d(t)$  をゼロにした場合が Frost<sup>1)</sup> が提案したアルゴリズムとなっていることがわかる。

さて、(22) 式を (32) 式で推定する事の意味を考えてみよう。(32) 式における  $\mathbf{W}(t)$  はランダム変数である。

$$\frac{dE[\mathbf{W}(t)]}{dt} = -\mu \mathbf{P}[E(\mathbf{X}(t)\mathbf{X}^T(t)\mathbf{W}(t)) - \mathbf{E}x_d] \quad (33)$$

(33) 式が不偏推定であるためには、 $t \rightarrow \infty$  で (18) 式に一致しなければならない。

(33) 式第1項  $E[\mathbf{X}(t)\mathbf{X}^T(t)\mathbf{W}(t)]$  は次の様に変形できる。

$$E[\mathbf{X}(t)\mathbf{X}^T(t)\mathbf{W}(t)] = E[\mathbf{X}(t)\mathbf{X}^T(t)]E[\mathbf{W}(t)] + E[\{\mathbf{X}(t)\mathbf{X}^T(t) - E(\mathbf{X}(t)\mathbf{X}^T(t))\}\{\mathbf{W}(t) - E(\mathbf{W}(t))\}] \quad (34)$$

(33) 式の解析的な解を得るには (34) 式の右辺の第2項が第1項に較べて無視できる程度の量でなければならない。この仮定が成立するのは  $\mathbf{X}(t)\mathbf{X}^T(t)$  はその平均値のまわりであまり変動していない場合か、あるいは入力信号スペクトルがコントロールループの帯域幅に比べて非常に大きいという場合である。前者の場合、結果的にウェイトの分散も小さくなると予想される。後者の場合、ウェイトがあまり変動しなければ  $\mathbf{X}(t)\mathbf{X}^T(t)$  の広帯域な変動に対してあまり相関はないと考えられる。しかしながらこれらヒューリスティックな仮定が成立するとしても、 $\mathbf{X}(t)$  およびコントロールループゲイン  $\mu$  の統計的な条件というのは一般にはっきり決められない。というのは、ウェイトの自己共分散とか、入力とウェイトの相互共分散というのは (34) 式よりわかる通り、入力とウェイトの関数になっているからである。これが信号を連続処理する場合に最も注意しなければならない問題点である。従って、上記した仮定のもとに得られるシステムの性能は、実際の実験装置で測定される性能と比較する事によって、その価値及び有意性を確認する必要がある。

### 2.3 周波数応答

信号到来方向に対するプロセッサの周波数応答  $H(\omega)$  は図1より次の様になる。

$$H(\omega) = \mathbf{F}^T \begin{pmatrix} 1, z^{-1}, z^{-2}, \dots, z^{-(L-1)} \\ z, 1, z^{-1}, \dots, z^{-(L-2)} \\ z^2, z, 1, \dots, \vdots \\ \vdots, \vdots, \vdots, \dots, \vdots \\ z^{L-1}, \dots, \dots, \dots, 1 \end{pmatrix} \mathbf{F} \quad (35)$$

$$\arg H(\omega) = \frac{\sum_{i=1}^L f_i \sin(i-1)\omega\tau}{\sum_{i=1}^L f_i \cos(i-1)\omega\tau} \quad (36)$$

$$z^{-n} = \exp[-jn\omega\tau] \quad (37)$$

ただし、 $j = \sqrt{-1}$ 、 $n$ は整数、 $\omega$ は角周波数である。従ってこの周波数応答を決定するには  $L$  個の  $f_i$  がパラメータとなる。信号処理する帯域が広がるに従って各トランスバーサルフィルターの段数が増加するから、それに伴い  $L$  の数が増加してきて、事実上解析的に意味をもつような評価基準が見つからなくなる。ここで、フーリエ級数による有限項近似を使って、パラメータ数が1個ですむような  $\mathbf{F}$  の決定方法を提案する。システムの折り返し周波数を  $\omega_n$  として、

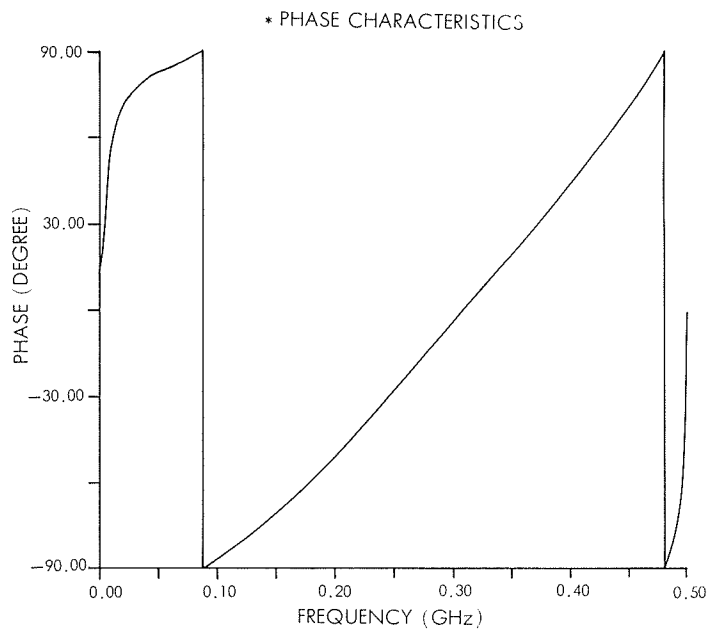
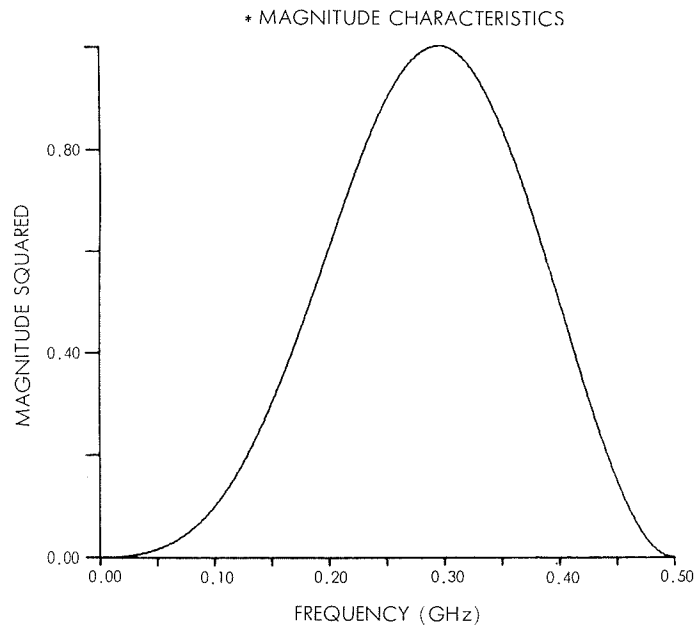


図4 信号到来方向に対する周波数応答 ( $\Delta\omega = 0.4\pi$ )

$-(\omega_n/2) \sim (\omega_n/2)$  の間で次の様なフーリ級数を考える。

$$\varphi_m(\omega) = \sqrt{\frac{\tau}{2\pi}} e^{jm\tau\omega} \quad (38)$$

$$\alpha_m = \sqrt{\frac{\tau}{2\pi}} \int_{-\omega_n/2}^{\omega_n/2} e^{-jm\tau\omega} g(\omega) d\omega \quad (39)$$

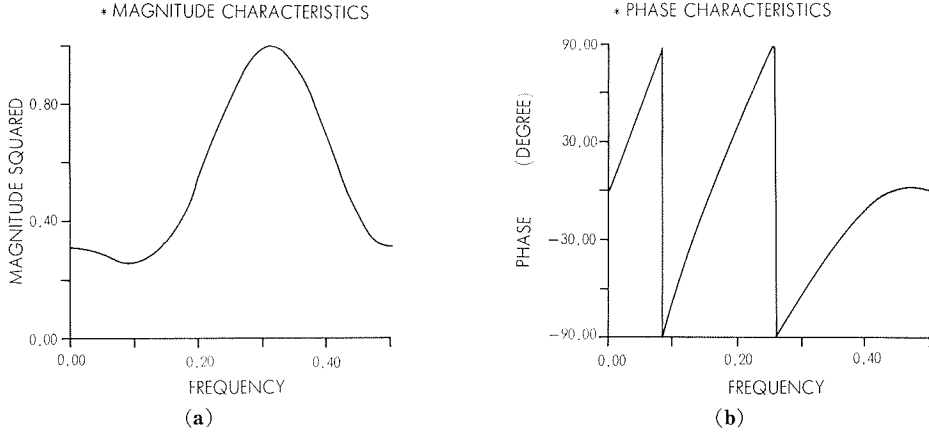


図5 信号到来方向の周波数応答  $F^T=(1, -2, 1.5, 2)$

$$g(\omega) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \alpha_m \varphi_m(\omega) \quad m=0, \pm 1, \dots, \infty \quad (40)$$

振幅特性として次の関数を考える。

$$g(\omega) = \begin{cases} \frac{A}{2} \left[ \cos \frac{\pi}{\Delta\omega} (\omega - \omega_0) + 1 \right] & \omega_0 - \Delta\omega \leq \omega \leq \omega_0 + \Delta\omega \\ \frac{A}{2} \left[ \cos \frac{\pi}{\Delta\omega} (\omega + \omega_0) + 1 \right] & -\omega_0 - \Delta\omega \leq \omega \leq -\omega_0 + \Delta\omega \\ 0 & \text{その他} \end{cases} \quad (41)$$

$\omega_0$ : 所望信号の中心角周波数

$\Delta\omega$ : パラメータ

$A$ : 定数

$\tau=1$  で規格化するとフーリエ係数  $\alpha_m$  は次の様になる。

$$\alpha_0 = \frac{2A\Delta\omega}{\sqrt{2\pi}} \quad (42)$$

$$\alpha_m = \frac{\pi^2 \sqrt{2\pi} A}{2m[m^2\Delta\omega^2 - \pi^2]} [\sin m(\omega_0 - \Delta\omega) - \sin m(\omega_0 + \Delta\omega)]$$

ここで  $g_L(\omega)$  を以下の様に定義する。

$$g_L(\omega) = \sum_{m=0}^{L-1} \alpha_m \varphi_m(\omega) \quad (43)$$

(35), (40), (41) 式から

$$|g_L(\omega)|^2 = H(\omega) \quad (44)$$

と置くと,  $\Delta\omega$  をパラメータとして

$$\alpha_m \propto f_{m+1} \quad m=0, 1, \dots, (L-1) \quad (45)$$

という非常に簡単な関係が得られる。 $g(\omega)$  としてはいろいろな関数が考えられる。一見, 信号帯域でフラットな方形のフィルター関数を使った方が良い様に見えるが,  $4 \times 4$  の場合, かえって特性が悪くなった。 $L$  の数はハードの事などを考えるとせいぜい 10 以下である。従って  $g(\omega)$  としてどの様な関数を選ぶか慎重を期す必要がある。(41) 式を用いた理由は, 高調波成分をできる限り除去するためである。 $KL=4 \times 4$  の場合, この方法で求めた周波数特性を図 4 に示す。図 5 は従来の 1 例<sup>1)</sup>であるが, 明らかに改善されている事がわかる。さらに位相的には何の配慮もしていないのに結果的に所望な直線位相となった。

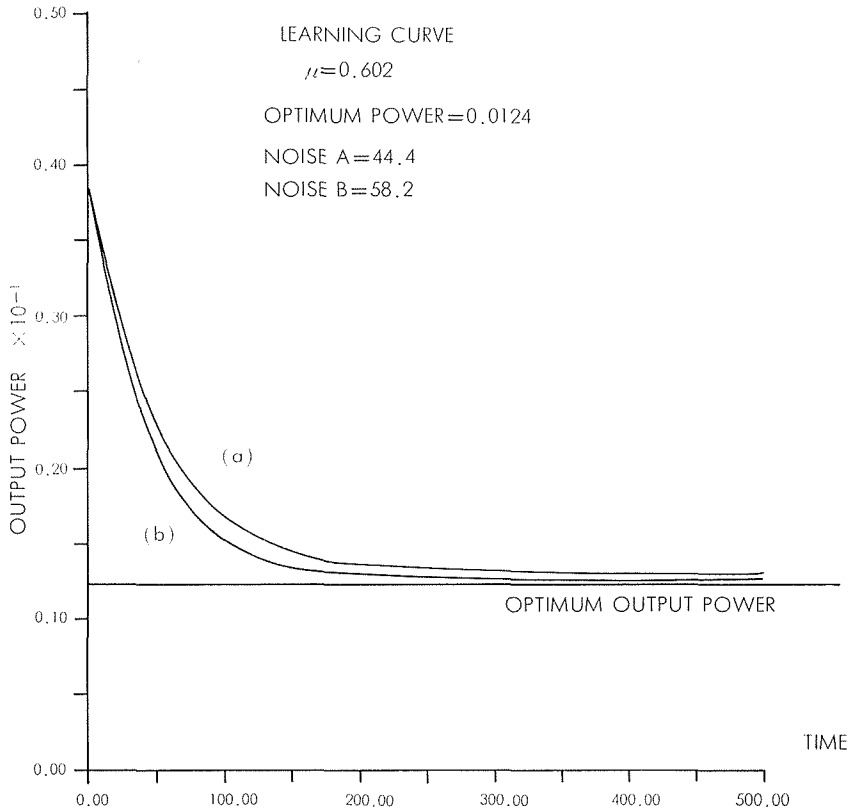


図6 出力の学習曲線

図3において  $d(t)=0$  とした場合のアルゴリズムについて、上述した2通りの  $E$  の値を使った場合の連続系における出力パワーの学習過程は図6の様になった。(a) は従来<sup>1)</sup>の場合であり、(b) は我々が提案した拘束条件を使用した場合である。明らかに我々の拘束条件を使用した場合の方がよい学習特性を示している事がわかる。

### 3. 結 論

GCLMS アルゴリズムに沿って解析し、各種アルゴリズムの関連性を明らかにした。線型拘束条件の与え方を提案し、従来より改善された学習特性を得た。

このアダプティブ問題を数学的にモデル化する場合、信号をサンプリング処理するシステムを考えた方が問題を処理しやすい。それはサンプル間の統計的な独立性を仮定できるからである。しかしハードを含めて考えると、(1) 装置が複雑化する、(2) リアルタイム処理上の問題、等が起ってくる。一方、信号を連続処理する問題を考えようとする場合、数学的ないろいろな問題がでてくる。それはいろいろな数学的仮定が、實際上どういう物理系なのかという事であり、そのハード化は可能か、という問題である。両者の問題点を調べた結果、まず第一段階として、狭帯域な信号について、その線型拘束条件付連続信号処理アルゴリズムのハード化の可能性がある事がわかった。現在これに基づいてハードを検討している。

この研究の一部は文部省科研 142028 により行なわれている。

## 参 考 文 献

- 1) Frost, O. III: "Adaptive Least Mean Optimization Subject to Linear Equality Constraints" Dissertation Paper '70 Stanford Univ.
- 2) Griffiths, L. J.: "A Simple Adaptive Algorithm for Real-Time Processing in Antenna Arrays." Proc. IEEE. Vol. 57, No. 10, OCTOBER '69.
- 3) Moschner, J.: "Adaptive Filtering with Clipped Input Data" Dissertation Paper '70 Stanford Univ.
- 4) 本田, 他: "アダプティブ アンテナ アレイ システムにおける Q-ファクター拘束について" 電子通信学会 技術研究報告 Vol. 77, No. 69, 6月 '77.
- 5) Lynn, R. K.: "Adaptive Antenna Arrays for Coded Communication Systems" Dissertation Paper '73 Ohio States Univ.
- 6) 本田, 他: "アダプティブ アンテナ アレイ システムにおける拘束条件の決定方法" 電子通信学会 技術研究報告 Vol. 77, No. 69, 6月 '77.