

# 推定モデル関数を用いた離散時間適応極配置法

河合敏勝

A Design Method Based on the Estimation Model Functions  
for Discrete-Time Adaptive Pole-Placement Systems

Toshikatsu KAWAI

## Abstract

This paper presents a new design method for discrete-time adaptive pole-placement controllers applicable to nonminimum-phase plants.

The basic approach for the adaptive pole-placement method consists of two steps, plant parameter identification and controller parameter determination. In the proposed scheme, to identify unknown plant parameters, the following estimation model functions are introduced.

$$\begin{aligned}\hat{a}_i(k) &= \hat{a}_{0i}(k) + \hat{a}_{1i}(k) \cdot \alpha(k-k_a) + \cdots + \hat{a}_{ni}(k) \cdot \alpha(k-k_a)^n \\ \hat{b}_j(k) &= \hat{b}_{0j}(k) + \hat{b}_{1j}(k) \cdot \beta(k-k_b) + \cdots + \hat{b}_{mj}(k) \cdot \beta(k-k_b)^m\end{aligned}$$

And the controller parameters are determined by means of these functions. The scheme ensures that the controller parameters converge rapidly to their correct values, provided the plant input is persistently exciting.

Finally, computer simulations are presented to illustrate the effect of the proposed method.

## 1. ま え が き

離散時間系の場合には、連続時間プラントに零次ホルダを前置して離散時間モデルを作成させるため、サンプリング周期のいかんによっては、零点は $z$ 平面の単位内外に出てしまう<sup>1)</sup>。そのようなプラントは、モデル規範形適応制御系(MRACS)では取り扱うことができない。したがって非最小位相系の離散時間適応制御法は重要な研究課題である。この非最小位相系に対する適応極配置の設計法としては、これまでに幾つかの研究が報告されている<sup>1)-4)</sup>。これらはいずれも、プラントのパラメータは未知であるので、同定法を用いて逐次推定し、その推定値を真値とみなしてコントローラパラメータを決定・調整していくという間接形式の構造となっている。この間接形式の適応極配置問題では、プラントのパラメータの推定値が真値に収束しなければ、制御目的は達成されない。そのためには、プラントの入力が Persistently exciting (P.E.性) でなければならない。そこで、推定値が真値に素

早く収束し、プラントのパラメータの変動にも追従できるようにすくれた推定モデルを考える必要がある。その推定アルゴリズムに関する問題で、今までに報告されているのは、推定モデルの次数を十分に高くするという設計法、また逆に次数を低次にとるという設計法が示されている<sup>3)</sup>。

本論文では、設計思想は基本的には間接形式の適応極配置問題であり、高次多項式で記述した推定モデル関数を導入して、その高次多項式の定数のみを取り出し、その定数の和をパラメータの真値とみなして、コントローラパラメータを決定し、コントローラを調整する一構成法を提案する。その有効性を確認するため幾つかのシミュレーションを行った。

## 2. 問題の設定

適応制御の対象となるプラントとして、次式で記述されるような1入力1出力離散時間システムの制御問題を考える。

$$A(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})u(k) \quad (1)$$

ここで、

$$A(z^{-1}) = 1 - \sum_{i=1}^{nA} a_i z^{-i} \quad (2)$$

$$B(z^{-1}) = \sum_{i=d}^{nB} b_i z^{-i} \quad (d \geq 1, B(1) \neq 0) \quad (3)$$

$y(k)$ ,  $u(k)$  はそれぞれプラントの出力および入力であり、 $z^{-1}$  は時間遅れ演算子を示す。上式のプラントに対して、多項式  $A(z^{-1})$ ,  $B(z^{-1})$  は互いに素であり、 $a_i$ ,  $b_i$  は未知パラメータを示し、次数  $nA$ ,  $nB$  は既知であると仮定する。

ここで考える問題は、設計者によって与える有界な任意の目標値  $r_m(k)$  に対して、(1) 式で記述されるプラントの出力  $y(k)$  がつぎの関係を漸近的に満足するように制御入力  $u(k)$  を適応的に合成するという適応極配置問題である。

$$C(z^{-1})y(k) = KB(z^{-1})r_m(k) \quad (4)$$

ここで、

$$C(z^{-1}) = 1 + \sum_{i=1}^{nC} c_i z^{-i} \quad (5)$$

$$K = \frac{C(1)}{B(1)} \quad (6)$$

ここに、 $C(z^{-1})$  は望ましい閉ループ極を与える漸近安定多項式であり、 $K$  はオフセットを零とする定数設定値である。

以下では、この問題に対して、推定モデル関数を用いて未知パラメータを推定する適応極配置系の一構成法について検討する。

### 3. 極配置系の構造

はじめに、プラントのパラメータ  $a_i$ ,  $b_i$  が既知であるとして、所要のコントローラの構造を決定する。まず、次の関係を満足するような多項式  $R(z^{-1})$ ,  $S(z^{-1})$  が一意に定まることに着目する。

$$C(z^{-1}) = A(z^{-1})R(z^{-1}) + B(z^{-1})S(z^{-1}) \quad (7)$$

ここで、

$$R(z^{-1}) = 1 + \sum_{i=1}^{nR} r_i z^{-i} \quad (8)$$

$$S(z^{-1}) = \sum_{i=0}^{nS} s_i z^{-i} \quad (9)$$

(7) 式の両辺に  $y(k)$  をかけ、(1), (4) 式の関係を入ると、次式のような入力  $u(k)$  が構成される。

$$R(z^{-1})u(k) = Kr_m(k) - S(z^{-1})y(k) \quad (10)$$

つまり、(7) 式の関係から、多項式  $R(z^{-1})$ ,  $S(z^{-1})$  についての連立方程式の解を求めて、その解  $r_i$ ,  $s_i$  を上(10)式に代入すれば、極配置法による制御入力  $u(k)$  が合成できる。

### 4. 推定モデル関数による適応極配置系の構成

前節では、プラントのパラメータは既知としてコントローラの構造を決定した。実際にはプラントのパラメータ  $a_i$ ,  $b_i$  は未知であるので、同定法を用いてプラントの入出力の信号を用いて逐次推定する必要がある。そして、制御目的が満足に達成されるためには、プラントのパラメータの推定値が真値に収束しなければならず、そのためにはプラント入力が P.E. 性でなければならない。そこで、推定アルゴリズムとしては、収束性能のすぐれたものを設定する必要がある。

本論文では、高次多項式で記述した推定モデル関数を導入することによって、プラント入力の P.E. 性を保証できると推測される推定方法を提案する。

#### 4.1 推定モデル関数

まず、(1) 式のプラントの表現をつぎのように書き改める。

$$y(k) = \zeta^T(k)\theta \quad (11)$$

ここで、

$$\zeta(k) = [y(k-1), \dots, y(k-nA), \\ u(k-d), \dots, u(k-nB)]^T \quad (12)$$

$$\theta = [a_1, \dots, a_{nA}, b_d, \dots, b_{nB}]^T \quad (13)$$

しかし、実際にはプラントのパラメータ  $\theta$  は未知であるので、この未知パラメータ  $\hat{\theta}$  を推定するのに、つぎの推定モデル関数を用いた推定方法を考える。

$$\hat{a}_i(k) = \hat{a}_{0i}(k) + \hat{a}_{1i}(k) \cdot \alpha(k-k_a) \\ + \hat{a}_{2i}(k) \cdot \alpha(k-k_a)^2 + \dots \\ + \hat{a}_{ni}(k) \cdot \alpha(k-k_a)^n \quad (14)$$

$$\hat{b}_j(k) = \hat{b}_{0j}(k) + \hat{b}_{1j}(k) \cdot \beta(k-k_b) \\ + \hat{b}_{2j}(k) \cdot \beta(k-k_b)^2 + \dots \\ + \hat{b}_{mj}(k) \cdot \beta(k-k_b)^m \quad (15)$$

$$(i=1, 2, \dots, nA \quad n: \text{次数}, \alpha, k_a: \text{任意定数})$$

$$(j=1, 2, \dots, nB \quad m: \text{次数}, \beta, k_b: \text{任意定数})$$

上式の推定モデル関数を用いると(11)式のプラン

ト表現に対応して、つぎのように書き改められる。

$$\hat{y}(k) = \zeta^T(k) \hat{\theta}(k) \quad (16)$$

ここで、

$$\begin{aligned} \zeta(k) = & [y(k-1), \dots, y(k-n_A), \\ & u(k-d), \dots, u(k-n_B), \\ & \alpha(k-k_a)y(k-1), \dots, \alpha(k-k_a)y(k-n_A), \\ & \beta(k-k_b)u(k-d), \dots, \beta(k-k_b)u(k-n_B), \\ & \alpha(k-k_a)^2y(k-1), \dots, \alpha(k-k_a)^2y(k-n_A), \\ & \beta(k-k_b)^2u(k-d), \dots, \beta(k-k_b)^2u(k-n_B), \\ & \dots, \\ & \alpha(k-k_a)^ny(k-1), \dots, \alpha(k-k_a)^ny(k-n_A), \\ & \beta(k-k_b)^mu(k-d), \dots, \beta(k-k_b)^mu(k- \\ & \quad -n_B)]^T \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(k) = & [\hat{a}_{01}(k), \dots, \hat{a}_{0n_A}(k), \\ & \hat{b}_{0d}(k), \dots, \hat{b}_{0n_B}(k), \\ & \hat{a}_{11}(k), \dots, \hat{a}_{1n_A}(k), \\ & \hat{b}_{1d}(k), \dots, \hat{b}_{1n_B}(k), \\ & \hat{a}_{21}(k), \dots, \hat{a}_{2n_A}(k), \\ & \hat{b}_{2d}(k), \dots, \hat{b}_{2n_B}(k), \\ & \dots, \\ & \hat{a}_{n1}(k), \dots, \hat{a}_{n_A}(k), \\ & \hat{b}_{nd}(k), \dots, \hat{b}_{n_B}(k)]^T \end{aligned} \quad (18)$$

(18) 式のプラントパラメータの推定値  $\hat{\theta}(k)$  により、(2)、(3) 式のプラントの多項式  $A(z^{-1})$ 、 $B(z^{-1})$  に対応して、つぎのプラントの推定多項式  $\hat{A}(k, z^{-1})$ 、 $\hat{B}(k, z^{-1})$  が得られる。

$$\hat{A}(k, z^{-1}) = 1 - \sum_{j=1}^{n_A} \left( \sum_{i=0}^n \hat{a}_{ij}(k) \right) z^{-j} \quad (19)$$

$$\hat{B}(k, z^{-1}) = \sum_{j=d}^{n_B} \left( \sum_{i=0}^m \hat{b}_{ij}(k) \right) z^{-j} \quad (20)$$

#### 4.2 パラメータ調整則<sup>5)</sup>

推定パラメータ  $\hat{\theta}(k)$  の適応アルゴリズムとしては、代表的な Landau 形アルゴリズムと最小 2 乗法形アルゴリズムが考えられる。その最小 2 乗法のアルゴリズムを分類すると、上限トレースゲイン方式、下限トレースゲイン方式、固定トレースゲイン方式などのアルゴリズムが挙げられる。ここでは、収束性にすぐれた、そして、信号のいかんにかかわらずゲイン行列の発散を抑えることのできる最小 2 乗法形上限トレースゲイン方式のアルゴリズムにより調整する。つぎのようなアルゴリズムである。

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) - \frac{\mu(k) \mathbf{\Gamma}(k) \zeta(k)}{1 + \mu(k) \zeta^T(k) \mathbf{\Gamma}(k) \zeta(k)} e(k) \quad (21)$$

$$e(k) = \zeta^T(k) \hat{\theta}(k) - y(k) \quad (22)$$

$$\mathbf{\Gamma}(k+1) = \frac{1}{\lambda(k)} \left[ \mathbf{\Gamma}(k) - \frac{\mu(k) \mathbf{\Gamma}(k) \zeta(k) \zeta^T(k) \mathbf{\Gamma}(k)}{1 + \mu(k) \zeta^T(k) \mathbf{\Gamma}(k) \zeta(k)} \right] \quad (23)$$

$$\lambda(k) = \max \left\{ \lambda, \frac{1}{r_u} \left( t_r \mathbf{\Gamma}(k) - \frac{\mu(k) \|\mathbf{\Gamma}(k) \zeta(k)\|^2}{1 + \mu(k) \zeta^T(k) \mathbf{\Gamma}(k) \zeta(k)} \right) \right\} \quad (24)$$

ただし、 $\mathbf{\Gamma}(0) > 0$ 、 $r_u \geq t_r \mathbf{\Gamma}(0)$   
 $0 < \lambda < 1$ 、 $0 < \mu(k) < \infty$

#### 4.3 コントローラ多項式の決定

ここでは、プラントパラメータの推定値  $\hat{A}(k, z^{-1})$ 、 $\hat{B}(k, z^{-1})$  に基づいてコントローラ多項式およびゲイン係数を定めることを考える。この場合には、コントローラパラメータは (7)、(8)、(9) 式に代り、つぎの関係が成り立つように決定される。

$$C(z^{-1}) = \hat{A}(k, z^{-1}) \hat{R}(p, z^{-1}) + \hat{B}(k, z^{-1}) \hat{S}(k, z^{-1}) \quad (25)$$

ここで、

$$\hat{R}(k, z^{-1}) = 1 + \sum_{i=1}^{n_R} \hat{r}_i(k) z^{-i} \quad (26)$$

$$\hat{S}(k, z^{-1}) = \sum_{i=0}^{n_S} \hat{s}_i(k) z^{-i} \quad (27)$$

この場合に、各推定パラメータが真値に収束した場合に解の唯一性を保証する各多項式の次数  $n_R$ 、 $n_S$  は、

$$n_R = n_B - 1, \quad n_S \geq \max(n_C - n_B, n_A - 1) \quad (28)$$

または、

$$n_R \geq \max(n_C - n_A, n_B - 1), \quad n_S = n_A - 1$$

のように選ぶ必要がある<sup>1)</sup>。

コントローラの構造を決定する (25) 式の多項式はつぎのような連立方程式を表わしている。

$$M(k) \theta_c(k) = \Phi(k) \quad (29)$$

ここで、

$$M(k) =$$

$$\begin{bmatrix} 1 & & & & \sum_{i=0}^m \hat{b}_{i1}(k) & & & \\ & 0 & & & & & & 0 \\ & & \ddots & & & & & \\ & & & 1 & & & & \\ & \sum_{i=0}^n \hat{a}_{i1n}(k) & & & & & & \\ & \vdots & & & & & & \\ & & \sum_{i=0}^n \hat{a}_{i11}(k) & & & & & \\ & & & \sum_{i=0}^n \hat{a}_{i1n}(k) & & & & \\ & & & & \sum_{i=0}^n \hat{a}_{i11}(k) & & & \\ & & & & & \sum_{i=0}^m \hat{b}_{i1}(k) & & \\ & & & & & & \sum_{i=0}^m \hat{b}_{i1}(k) & \\ & & & & & & & \sum_{i=0}^m \hat{b}_{i1}(k) \end{bmatrix} \quad (30)$$

$$\Phi^T(k) = [c_1 - \sum_{i=0}^n \hat{a}_{i1}(k), c_2 - \sum_{i=0}^n \hat{a}_{i2}(k), \dots] \quad (31)$$

$$\theta_c^T(k) = [\hat{r}_1(k), \dots, \hat{r}_{nr}(k), \hat{s}_0(k), \dots, \hat{s}_{ns}(k)] \quad (32)$$

ここに、 $M(k)$ は推定パラメータよりなる正方行列、 $\Phi(k)$ は望ましい極指定値と推定パラメータ値よりなるベクトル、 $\theta_c(k)$ は決定すべきコントローラパラメータよりなるベクトルである。このような連立方程式の求解によってえられた $\theta_c(k)$ を用いて、コントローラ多項式(25)式の $\hat{R}(k, z^{-1})$ 、 $\hat{S}(k, z^{-1})$ は決定され、制御入力 $u(k)$ は(10)式に代り、つぎのように合成される。

$$\hat{R}(k, z^{-1})u(k) = \hat{K}(k)r_m(k) - \hat{S}(k, z^{-1})y(k) \quad (33)$$

また、オフセットを零にする定数設定値 $\hat{K}(k)$ も(6)式に代わり、つぎのように定まる。

$$\hat{K}(k) = \frac{C(1)}{B(k, 1)} \quad (34)$$

以上、推定モデル関数を用いた適応極配置系を構成した。その制御系の安定性および推定モデル関数の収束性能を検討するために数値計算を行った。

### 5. 数値計算例

本手法では、高次多項式で記述した推定モデル関数を導入したため、その推定パラメータの挙動および制御系の安定性を確認するために、1次と4次の推定モデル関数を例にとって数値実験を行った。

制御対象として、2次系の未知プラントを考えた。

$$(1 - 2z^{-1} + 0.3z^{-2})y(k) = (0.5z^{-1} + 0.98z^{-2})u(k)$$

上のプラントは極を $z=0.16, 1.8$ (不安定根)に、零点を $z=1.96$ (不安定根)にもつ。

また、閉ループ系としての望ましい極を指定する多

項式 $C(z^{-1})$ は

$$C(z^{-1}) = 1 - z^{-1} + 0.35z^{-2}$$

のように定めた。

規範入力 $r_m(k)$ として、 $r_m(k) = \pm 1$ で周期100の矩形波を加えた。

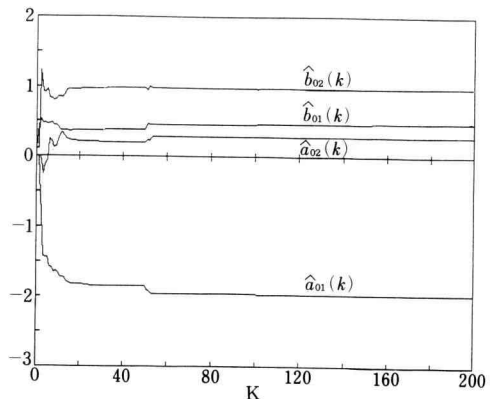
以上の条件で、1次と4次の推定モデル関数を例として、数値実験結果をつぎに示す。

(i) 推定モデル関数1次の場合

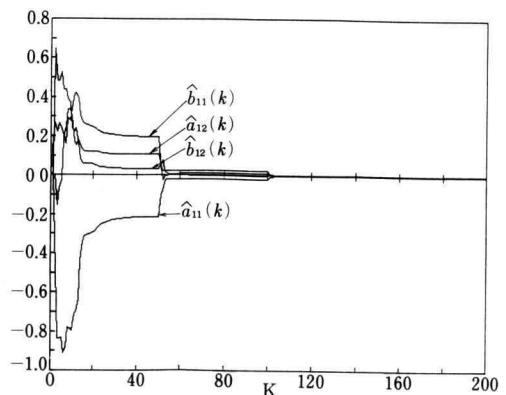
つぎのような最も実用的な1次の推定モデルを決めた。

$$\hat{y}(k) = \zeta^T(k)\hat{\theta}(k)$$

ここで、

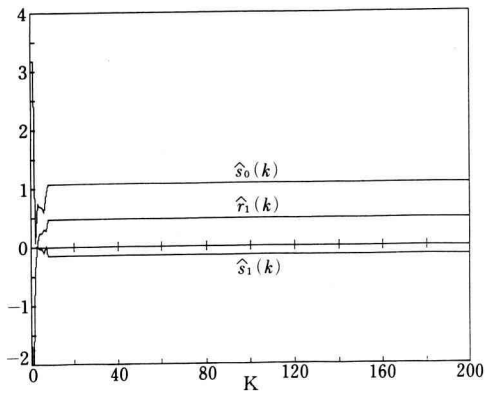


(i) estimated value [ $\hat{a}_{01}(k)$ ,  $\hat{a}_{02}(k)$ ,  $\hat{b}_{01}(k)$ ,  $\hat{b}_{02}(k)$ ]

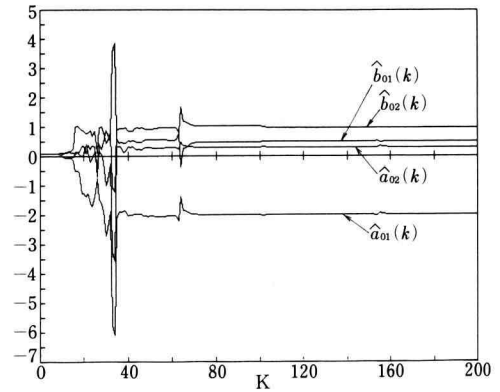


(ii) estimated value [ $\hat{a}_{11}(k)$ ,  $\hat{a}_{12}(k)$ ,  $\hat{b}_{11}(k)$ ,  $\hat{b}_{12}(k)$ ]

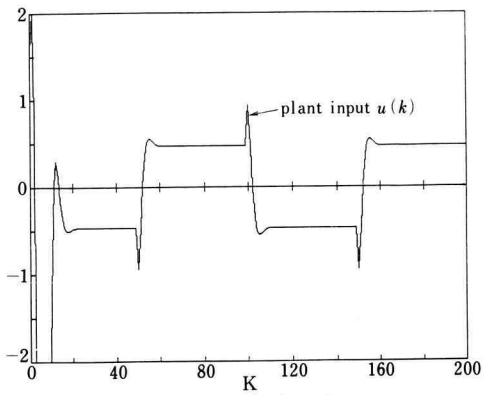
(a) Estimated parameters



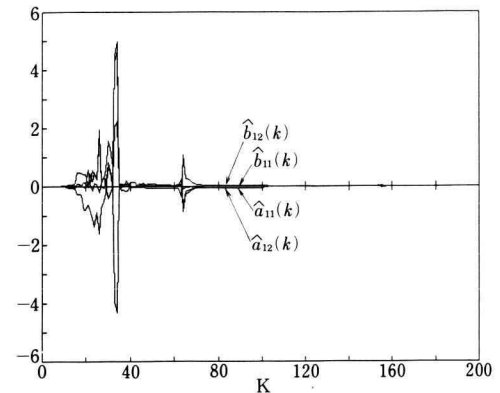
(b) Determined controller parameters



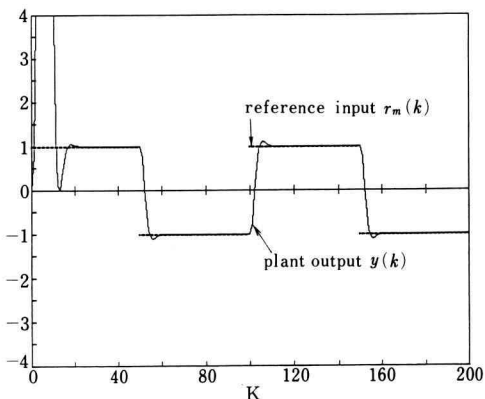
(i) estimated value  $[\hat{a}_{01}(k), \hat{a}_{02}(k), \hat{b}_{01}(k), \hat{b}_{02}(k)]$



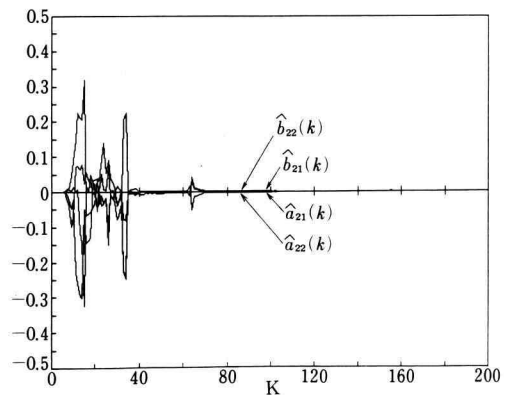
(c) Synthesized plant input



(ii) estimated value  $[\hat{a}_{11}(k), \hat{a}_{12}(k), \hat{b}_{11}(k), \hat{b}_{12}(k)]$

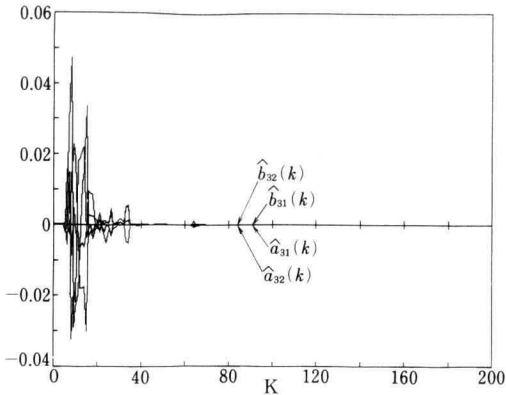


(d) Reference input and plant output

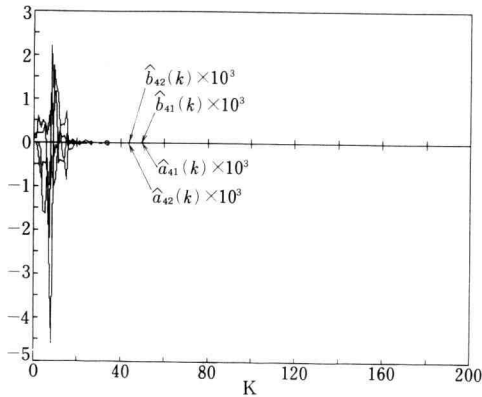


(iii) estimated value  $[\hat{a}_{21}(k), \hat{a}_{22}(k), \hat{b}_{21}(k), \hat{b}_{22}(k)]$

Fig. 1. Simulation result for a non-minimum phase plant based on the estimation model function (1-order)

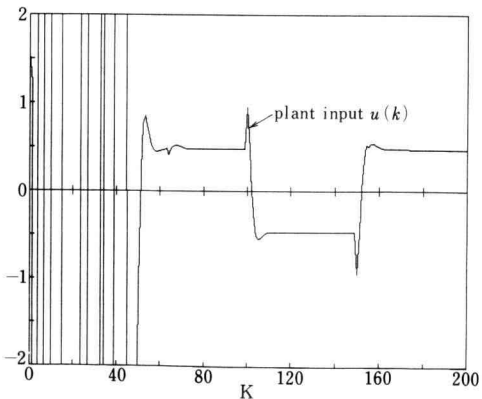


(iv) estimated value  $[\hat{a}_{31}(k), \hat{a}_{32}(k), \hat{b}_{31}(k), \hat{b}_{32}(k)]$



(v) estimated value  $[\hat{a}_{41}(k), \hat{a}_{42}(k), \hat{b}_{41}(k), \hat{b}_{42}(k)]$

(a) Estimated Parameters



(b) Determined Controller Parameters

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(k) &= [\hat{a}_{01}(k), \hat{a}_{02}(k), \hat{b}_{01}(k), \hat{b}_{02}(k), \\ &\quad \hat{a}_{11}(k), \hat{a}_{12}(k), \hat{b}_{11}(k), \hat{b}_{12}(k)]^T \\ \zeta(k) &= [y(k-1), y(k-2), u(k-1), u(k-2), \\ &\quad \alpha(k-k_a)y(k-1), \alpha(k-k_a)y(k-2), \\ &\quad \beta(k-k_b)u(k-1), \beta(k-k_b)u(k-2)]^T \end{aligned}$$

ただし,  $k_a = k_b = 10, \alpha = \beta = 0.11$

上の可調整パラメータ  $\hat{\theta}(k)$  を調整するパラメータ調整アルゴリズムの諸条件としては,

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(0) &= [0, 0, 10^{-1}, 10^{-1}, 0, 0, 10^{-2}, 10^{-2}]^T \\ \Gamma(0) &= 2I, r_u = \text{tr}\Gamma(0) = 16, \lambda = 0.8, \mu = 1 \end{aligned}$$

Fig. 1 (a) はプラントパラメータの推定過程を示し, 同図 (b) はこの場合のコントローラのパラメータの挙動を示し, 約 10 サンプル程度で一定値に収束している。また, 同図 (c) は合成されたプラントの入力であり, 同図 (d) は規範入力とプラントの出力を示したもので, 適応的に正しく極配置されており, 好ましい応答を示している。

(ii) 推定モデル関数 4 次の場合

つぎのような 4 次の推定モデルを定めた。

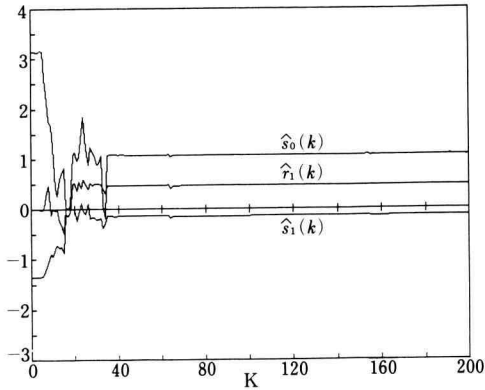
$$\hat{y}(k) = \zeta^T(k) \hat{\theta}(k)$$

ここで,

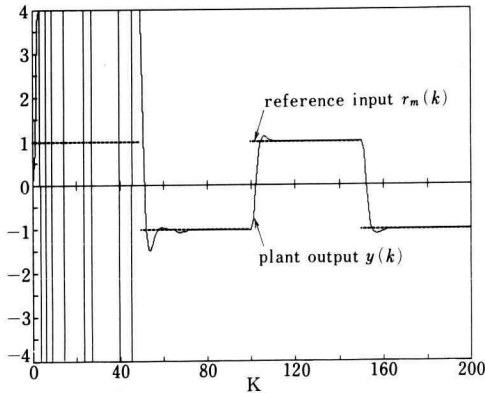
$$\begin{aligned} \hat{\theta}(k) &= [\hat{a}_{01}(k), \hat{a}_{02}(k), \hat{b}_{01}(k), \hat{b}_{02}(k), \\ &\quad \hat{a}_{11}(k), \hat{a}_{12}(k), \hat{b}_{11}(k), \hat{b}_{12}(k), \\ &\quad \hat{a}_{21}(k), \hat{a}_{22}(k), \hat{b}_{21}(k), \hat{b}_{22}(k), \\ &\quad \hat{a}_{31}(k), \hat{a}_{32}(k), \hat{b}_{31}(k), \hat{b}_{32}(k), \\ &\quad \hat{a}_{41}(k), \hat{a}_{42}(k), \hat{b}_{41}(k), \hat{b}_{42}(k)]^T \\ \zeta(k) &= [y(k-1), y(k-2), u(k-1), u(k-2), \\ &\quad \alpha(k-k_a)y(k-1), \alpha(k-k_a)y(k-2), \\ &\quad \beta(k-k_b)u(k-1), \beta(k-k_b)u(k-2), \\ &\quad \alpha(k-k_a)^2y(k-1), \alpha(k-k_a)^2y(k-2), \\ &\quad \beta(k-k_b)^2u(k-1), \beta(k-k_b)^2u(k-2), \\ &\quad \alpha(k-k_a)^3y(k-1), \alpha(k-k_a)^3y(k-2), \\ &\quad \beta(k-k_b)^3u(k-1), \beta(k-k_b)^3u(k-2), \\ &\quad \alpha(k-k_a)^4y(k-1), \alpha(k-k_a)^4y(k-2), \\ &\quad \beta(k-k_b)^4u(k-1), \beta(k-k_b)^4u(k-2)]^T \end{aligned}$$

ただし,  $k_a = k_b = 10, \alpha = \beta = 0.11$

上の可調整パラメータ  $\hat{\theta}(k)$  を調整するパラメータ調整アルゴリズムの諸条件としては,



(c) Synthesized Plant Input



(d) Reference Input and Plant Output

Fig. 2. Simulation result for a non-minimum phase plant based on the estimation model function (4-orders)

$$\hat{\theta}(0) = [0, 0, 10^{-1}, 10^{-1}, 0, 0, 10^{-2}, 10^{-2}, 0, 0, 10^{-3}, 10^{-3}, 0, 0, 10^{-4}, 10^{-4}, 0, 0, 10^{-4}, 10^{-4}]^T$$

$$\Gamma(0) = 2I, r_u = \text{tr}\Gamma(0) = 40, \lambda = 0.8, \mu = 1$$

Fig. 2(a)(i)~(v) は、プラントパラメータの推定過程を

示す。いずれも 35 サンプル程度でパラメータが一定値に収束している。また、プラントの未知パラメータが時不変系であるために、推定初期には高次の推定項まで値が入るが推定値が一定値に収束してからは、1次以降の項は零になる。同図(b)は、この場合のコントローラのパラメータの挙動を示し、約 35 サンプル程度で一定値に収束しておる。また、同図(c)は合成されたプラントの入力であり、同図(d)は規範入力とプラントの出力を示したもので、適応的に正しく極配置されている。

## 6. あとがき

本論文では、プラントの未知パラメータを推定するのに、高次の多項式で記述した推定モデル関数によって推定する間接形式の適応極配置の設計法を提案し、数値計算により有効性を確認した。しかし、全系の理論的安定性の証明および推定モデル関数の設計パラメータの選び方については今後の問題として残された。

最後に、日頃ご指導いただく本学教授前川高澄博士に深く感謝いたします。

## 参考文献

- 1) 鈴木, 新中, 田中: 適応極配置系の一構成法, 計測自動制御学会論文集, 19-1, 28/34 (1983)
- 2) K.J. Åström and B. Wittenmark: Self-Tuning Controllers Based on Pole-Zero Placement, IEE Proc, 127-3, 120/130 (1980)
- 3) 新中: 狭帯域性外乱をうけるシステムに対する適応極配置法, 計測自動制御学会論文集, 20-11, 1006/1013 (1984)
- 4) 藤井, 水野: 未知確定外乱を考慮した離散時間適応極配置制御系, 計測自動制御学会論文集, 21-10, 1021/1028 (1985)
- 5) 新中, 鈴木: 適応システムのためのパラメータ調整アルゴリズム, 計測自動制御学会論文集, 21-7, 691/697 (1985)