

Lyapunovの安定理論に基づく 離散値適応制御系の設計 (II)

(昭和54年10月26日 原稿受付)

制御工学科 大 川 不 二 夫
 広島大学工学部 米 澤 洋

Design of Discrete Adaptive Control System using Lyapunov's Direct Method (II)

by Fujio OHKAWA
Yoo YONEZAWA

Abstract

Recently, the large number of design methods for a model reference adaptive control system (MRAS) have been proposed by the researchers of stability theorem. Among them, Monopoli proposed the attractive design method of MRAS by introducing an augmented error signal. But the MRAS with an augmented error signal has a complicated construction and algorithms.

In this paper, design methods for the discrete MRAS based on the Lyapunov's direct method are proposed. It is shown that proposed MRASs are constructed with simple structure which has only adjustable elements in feedback and feedforward paths of an unknown plant. Furthermore, the validity of the proposed algorithms is demonstrated by numerical example.

1. まえがき

近年、安定理論に基づくモデル規範形適応制御系の設計例が種々報告されている¹⁾その設計手法は、モデルとプラントの出力誤差が漸近収束するための条件を安定理論に基づいて誘導し、その条件を満足するようにプラントに調節を加えるものである。その調節法には

- i) プラントの未知パラメータを直接調節する (直接調節法)
- ii) プラントに可変フィードバック要素等を導入し、この要素に調節を加え、プラント入力を制御する (間接調節法)

の二つがある。i) の手法については、筆者らも設計例を提案した²⁾が、必ずしもプラントのパラメータが直接に調節可能とは限らず、実現に際しては問題がある。一方、ii) の手法はより一般的であり、K. S. Narendra らが全ての状態量が検出可能な多変数連続系の設計例を提

案している³⁾また、1 入出力系に関しては、拡張誤差信号を導入した Monopoli らの設計例⁴⁾⁵⁾があるが、設計手順が非常に煩雑であり、設計された適応制御系も複雑な構成となっている。さらに、鈴木らはこの拡張誤差信号の概念を超安定理論に基づく離散形適応制御系に拡張している⁶⁾が、Monopoli らの設計例と同様に、補助信号を発生させるために決定しなければならない多くのパラメータが存在し、問題が残されている。また、Martin-Sanchez は多変数離散値系に対して、超安定理論を用いた設計法を提案している⁷⁾この手法は、1 入出力系にも適用でき、設計された適応系は比較的簡潔な構成となっている。

本論文では、1 入出力離散値系を対象とする、間接調節法の設計例を Lyapunov の安定理論に基づいて提案する。この適応系は未知プラントのフィードバックおよびフィードフォワードループに可変調節要素を導入するだけの簡潔な構成で実現できることを示す。また、同定

器 (適応観測器⁸⁾⁹⁾) を形式的に導入することによっても同様な構成の適応系が実現できることを明らかにする。最後に、数値計算例により、提案した適応系の有用性を裏付ける。

2. 適応制御系の構成

間接調節法はプラント入力に調節を加え、その出力をモデル出力に追従させる手法で、直接調節法と比較してより実際的であるが、適応アルゴリズムは複雑となる。ここでは、

- a) 補償要素 (I形)
- b) 同定器 (II形)

を導入した場合について設計を試みる。

まず、対象とする未知プラントは可制御かつ安定で、つぎの状態推移および観測方程式で表現される1入出力系とする。

$$X_{k+1} = HX_k + Br_k \quad (2.1)$$

$$H = \begin{bmatrix} h^1 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & 0 & & & \vdots \\ \vdots & & & & 0 \\ \vdots & & & & 1 \\ h^m & 0 & \cdots & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} b^1 \\ \vdots \\ b^m \end{bmatrix} \quad X_k = \begin{bmatrix} x_k^1 \\ \vdots \\ x_k^m \end{bmatrix}$$

$$b^1 \neq 0 \quad X_k, B \in R^m \quad H \in R^{m \times m}$$

$$y_k = DX_k = x_k^1 \quad (2.2)$$

$$D = [1 \ 0 \ \cdots \ 0] \quad D \in R^{1 \times m}$$

一方、規範モデルは安定で、その状態推移方程式は次式で与えられるとする。

$$\bar{X}_{k+1} = \bar{H}\bar{X}_k + \bar{B}u_k \quad (2.3)$$

$$\bar{H} = \begin{bmatrix} \bar{h}^1 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & 0 & & & \vdots \\ \vdots & & & & 0 \\ \vdots & & & & 1 \\ \bar{h}^m & 0 & \cdots & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad \bar{B} = \begin{bmatrix} \bar{b}^1 \\ \vdots \\ \bar{b}^m \end{bmatrix} \quad \bar{X}_k = \begin{bmatrix} \bar{x}_k^1 \\ \vdots \\ \bar{x}_k^m \end{bmatrix}$$

$$\bar{X}_k, \bar{B} \in R^m \quad \bar{H} \in R^{m \times m}$$

従って、出力方程式はそれぞれ

$$y_{k+1} = \sum_{j=1}^m (h^j y_{k+1-j} + b^j r_{k+1-j}) \quad (2.4)$$

$$\hat{x}_{k+1} = \sum_{j=1}^m (\bar{h}^j \hat{x}_{k+1-j} + \bar{b}^j u_{k+1-j}) \quad (2.5)$$

となり、設計問題は出力誤差

$$e_{k+1} = \hat{x}_{k+1}^1 - y_{k+1} \quad (2.6)$$

が原点に収束するための r_k の調節条件を誘導することになる。

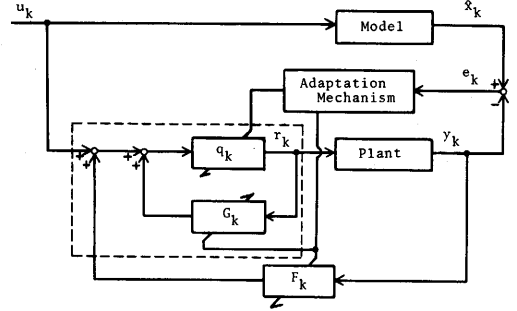


Fig. 1 Configuration of the MRAS (Type I)

2.1 補償要素導入による法 (I形)

ここでは、Fig.1に図示するように、プラントのフィードバックおよびフィードフォワードループに調節要素を導入した設計法を提案する。すなわち、調節要素 G_k , F_k と q_k を導入し、プラント入力 r_k が

$$r_k = q_k (u_k + D_k \bar{W}_k) \quad (2.7)$$

$$D_k = [F_k \ G_k]$$

$$D_k \in R^{1 \times (2m-1)} \quad F_k \in R^{1 \times m} \quad G_k \in R^{1 \times (m-1)}$$

$$F_k = [f_k^1 \ \cdots \ f_k^m] \quad G_k = [g_k^2 \ \cdots \ g_k^m]$$

$$\bar{W}_k = [y_k \ \cdots \ y_{k+1-m} \ r_{k-1} \ \cdots \ r_{k+1-m}]^T$$

$$\bar{W}_k \in R^{2m-1}$$

となるように構成する。(2.7) を (2.4) に代入すると

$$y_{k+1} = \sum_{j=1}^m (h^j + b^j q_k f_k^j) y_{k+1-j} + b^j q_k u_k + \sum_{j=2}^m (b^j + b^j q_k g_k^j) r_{k+1-j} \quad (2.8)$$

となる。(2.5) と (2.8) より出力誤差 (2.6) は

$$e_{k+1} = \sum_{j=1}^m \{ \bar{h}^j e_{k+1-j} + (\bar{h}^j - h^j - b^j q_k f_k^j) y_{k+1-j} \} + (\bar{b}^1 - b^1 q_k) u_k + \sum_{j=2}^m \{ (\bar{b}^j - b^j q_k) g_k^j r_{k+1-j} + \bar{b}^j u_{k+1-j} - (b^j + \bar{b}^j g_k^j) r_{k+1-j} \} \quad (2.9)$$

となる。いま、

$$\bar{b}^1 \equiv b^1 q_* \quad (2.10)$$

$$\bar{h}^i \equiv h^i + \bar{b}^i f_*^i \quad (i = 1, \dots, m) \quad (2.11)$$

を満足する q_* と f_*^i を定義すると

$$\bar{b}^1 - b^1 q_k = \bar{b}^1 q_k \left(\frac{1}{q_k} - \frac{1}{q_*} \right) \quad (2.12)$$

$$\hat{h}^i - (h^i + b^1 q_k f_k^i) = \hat{b}^1 (f_k^i - f_k^i) + (\hat{b}^1 - b^1 q_k) f_k^i \quad (2.13)$$

となるので、パラメータ調節誤差として

$$a_k^i = f_k^i - f_k^i \quad (i = 1, \dots, m) \quad (2.14)$$

$$\beta_k^i = \frac{1}{q_k} - \frac{1}{q^*} \quad (2.15)$$

を定義すると、(2.9) は次式となる。

$$e_{k+1} = \sum_{j=1}^m (\hat{h}^j e_{k+1-j} + \hat{b}^1 \alpha_k^j y_{k+1-j}) + \hat{b}^1 \beta_k^1 r_k + \sum_{j=2}^m \{ \hat{b}^j u_{k+1-j} - (b^j + \hat{b}^j g_k^j) r_{k+1-j} \} \quad (2.16)$$

ここで、さらに

$$\beta_k^j \equiv \frac{1}{\hat{b}^j} \left\{ \hat{b}^j \frac{u_{k+1-j}}{r_{k+1-j}} - (b^j + \hat{b}^j g_k^j) \right\} \quad (j = 2, \dots, m) \quad (2.17)$$

とすると (2.16) は次式となる。

$$e_{k+1} = \sum_{j=1}^m \{ \hat{h}^j e_{k+1-j} + \hat{b}^1 (\alpha_k^j y_{k+1-j} + \beta_k^j r_{k+1-j}) \} = e_k^0 + \hat{b}^1 \Phi_k W_k \quad (2.18)$$

$$e_k^0 \equiv \sum_{j=1}^m \hat{h}^j e_{k+1-j}$$

$$\Phi_k = [\alpha_k^1 \dots \alpha_k^m \beta_k^1 \dots \beta_k^m]$$

$$W_k = [y_k \dots y_{k+1-m} r_k \dots r_{k+1-m}]^T$$

$$\Phi_k \in R^{1 \times 2m} \quad W_k \in R^{2m}$$

調節要素のパラメータを調整することによって、プラント入力の変更され出力誤差が変化する。従って、適応制御系としては、(2.18) の出力誤差 e_k が原点に収束するように調節パラメータを変化させればよい。

(2.18) が解析の基本となる誤差方程式である。

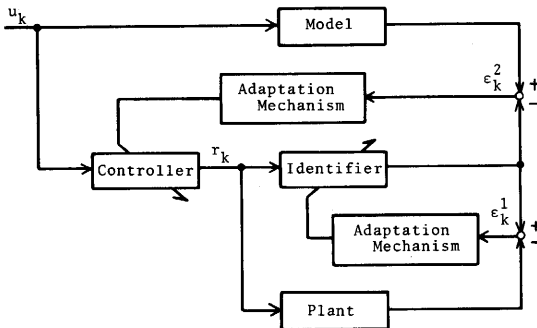


Fig. 2 Configuration of the MRAS (Type II)

2.2 同定器の導入による法 (II形)

つきに、同定器 (適応観測器) を導入した設計例を提案する。同定器を導入して適応制御系を構成した場合、

一般にその構成は Fig. 2 のようになり、同定と制御の二重の収束アルゴリズムを必要とし、設計された適応系が有効な特性をもつためには、特に同定の収束性が問題となる。ここでは、同定器を形骸化し、同定と制御のそれぞれのアルゴリズムを一つに合成して適応制御することを試みる。

(2.4) で表現されるプラントに対して、同定器を

$$d_{k+1} = \sum_{j=1}^m (\alpha_k^j y_{k+1-j} + c_k^j r_{k+1-j}) \quad (2.19)$$

とすると (2.4) と (2.19) より次式を得る。

$$\begin{aligned} \epsilon_{k+1}^1 &= d_{k+1} - y_{k+1} \\ &= \sum_{j=1}^m (\alpha_k^j y_{k+1-j} + \beta_k^j r_{k+1-j}) \\ \alpha_k^j &\equiv \alpha_k^j - h^j \quad \beta_k^j \equiv c_k^j - b^j \quad (j = 1, \dots, m) \end{aligned} \quad (2.20)$$

ここで、(2.18) で定義した Φ_k と W_k を用いると

$$\epsilon_{k+1}^1 = \Phi_k W_k \quad (2.21)$$

となり、(2.18) と同形の誤差方程式となる。従って、(2.18) に対する適応アルゴリズムを誘導すれば、(2.21) に対しても適用でき、プラント出力に同定器出力が追従するための条件が得られる。また、同定器の出力がモデルの出力を追跡するための r_k の調節条件についても、明らかに 2.1 と同様にして調節要素が設計可能である。これらの条件については次章で誘導する。

3. 適応アルゴリズム

ここでは、誤差方程式 (2.18) と (2.21) の e_k および ϵ_k^1 が原点に収束するための Φ_k の適応アルゴリズム、すなわち、 F_k 、 G_k と q_k の調節アルゴリズムを Lyapunov の安定理論を用いて誘導する。

まず、Lyapunov 関数を

$$V_k = \Phi_k \Phi_k^T \quad (3.1)$$

として、 Φ_k の適応アルゴリズムを

$$\Phi_{k+1} = \Phi_k + \Delta_k \quad (3.2)$$

$$\Delta_k = \theta_k \cdot W_k^T \quad \theta_k \in R^{1 \times 2m} \quad (3.3)$$

とすると次式を得る。

$$\begin{aligned} \Delta V_k &= V_{k+1} - V_k \\ &= W_k^T W_k \left(\theta_k + \frac{\Phi_k W_k}{W_k^T W_k} \right)^2 - \frac{(\Phi_k W_k)^2}{W_k^T W_k} \end{aligned} \quad (3.4)$$

ここで、

$$\theta_k = - \frac{\Phi_k W_k}{W_k^T W_k} \quad (3.5)$$

と選べば、(3.4) は

$$\Delta V_k = -\frac{(\Phi_k W_k)^2}{W_k^T W_k} \leq 0 \quad (3.6)$$

となり、 $\Phi_k W_k$ の原点への収束性が保証される。つぎに、 e_k および ϵ_k^i の収束性については、 ϵ_k^i は (2.21) より、 $\Phi_k W_k$ とともに原点に収束する。また、 e_k は (2.18) より、モデルが安定であるので、同様にして原点に収束する。さらに、プラントが完全可制御で入力 r_k が十分に一般的であれば、 Φ_k の原点への収束性も保証される¹⁰⁾。

3.1 I形

I形の場合、(3.5) は (2.18) より

$$\theta_k^i = -\frac{\Phi_k W_k}{W_k^T W_k} = -\frac{e_{k+1} - e_k^0}{\hat{b}^i (W_k^T W_k)} \quad (3.7)$$

となるので、(3.2) は

$$\Phi_{k+1} = \Phi_k - \frac{e_{k+1} - e_k^0}{\hat{b}^i (W_k^T W_k)} W_k^T \quad (3.8)$$

となり、各調節要素の適応アルゴリズムは

$$f_{k+1}^j = f_k^j - \theta_k^i \cdot y_{k+1-j} \quad (j = 1, \dots, m) \quad (3.9)$$

$$q_{k+1} = \frac{1}{s_{k+1}} \quad (3.10)$$

$$s_{k+1}^i = s_k^i + \theta_k^i \cdot r_k$$

$$g_{k+1}^j = g_k^j + \frac{\hat{b}^j}{\hat{b}^i} \left(\frac{u_{k+2-j} - u_{k+1-j}}{r_{k+2-j} - r_{k+1-j}} \right) - \theta_k^i \cdot r_{k+1-j} \quad (j = 2, \dots, m) \quad (3.11)$$

として得られる。

(3.9) と (3.10) の調節を行なうと、 r_k が十分に一般的であれば、 f_k^j と q_k はそれぞれ f_k^j と q_k に収束する。しかし、 g_k^j は (3.11) より明らかに、 u_k と r_k が一定値に収束しない限り、常に調節を繰り返すことになる。この問題点はつぎのようにして解決できる。

いま、 s_k^i と q_k^i を導入して

$$\left. \begin{aligned} g_k^j &= q_k^j - s_k^j \quad (j = 2, \dots, m) \\ q_k^j &= \frac{\hat{b}^j u_{k+1-j}}{\hat{b}^i r_{k+1-j}} \\ s_{k+1}^j &= s_k^j + \theta_k^i \cdot r_{k+1-j} \end{aligned} \right\} \quad (3.12)$$

を満足させると、明らかに (3.11) が成立する。従って、(2.7) は (3.10) と (3.12) を用いることにより

$$\begin{aligned} r_k &= q_k \left(u_k + \sum_{j=1}^m f_k^j y_{k+1-j} + \sum_{j=2}^m g_k^j r_{k+1-j} \right) \\ &= \frac{1}{s_k^i} \left\{ u_k + \sum_{j=1}^m f_k^j y_{k+1-j} + \sum_{j=2}^m \left(\frac{\hat{b}^j}{\hat{b}^i} u_{k+1-j} - s_k^j r_{k+1-j} \right) \right\} \\ &= \frac{1}{s_k^i} \left\{ \sum_{j=1}^m \left(\frac{\hat{b}^j}{\hat{b}^i} u_{k+1-j} + f_k^j y_{k+1-j} \right) - \sum_{j=2}^m s_k^j r_{k+1-j} \right\} \end{aligned} \quad (3.13)$$

となる。また、(3.13) において

$$\sum_{j=1}^m s_k^j r_{k+1-j} = \sum_{j=1}^m \left(\frac{\hat{b}^j}{\hat{b}^i} u_{k+1-j} + f_k^j y_{k+1-j} \right) \quad (3.13)'$$

と変形できるので、適応系の構成は Fig. 1 の破線内を Fig. 3 のように変換できる。ここで、調節要素 Q 、 S_k と F_k は時間推移作用素 p ($p \cdot x_k = x_{k+1}$) を用いて表現するとそれぞれ次式となる。

$$\left. \begin{aligned} Q(p) &= \sum_{j=1}^m \frac{\hat{b}^j}{\hat{b}^i} p^{1-j} \\ S(p) &= \frac{1}{\sum_{j=1}^m s_k^j p^{1-j}} \\ F(p) &= \sum_{j=1}^m f_k^j p^{1-j} \end{aligned} \right\} \quad (3.14)$$

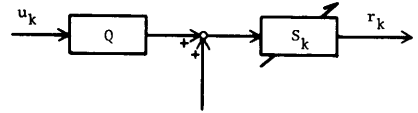


Fig. 3 Block diagram equivalent to the part enclosed with broken-line in Fig. 1

3.2 II形

II形では、(3.5) は (2.21) より

$$\theta_k^i = -\frac{\Phi_k W_k}{W_k^T W_k} = -\frac{\epsilon_{k+1}^i}{W_k^T W_k} \quad (3.15)$$

となるので、同定器の適応アルゴリズムを

$$\left. \begin{aligned} a_{k+1}^j &= a_k^j + \theta_k^i \cdot y_{k+1-j} \\ c_{k+1}^j &= c_k^j + \theta_k^i \cdot r_{k+1-j} \quad (j = 1, \dots, m) \end{aligned} \right\} \quad (3.16)$$

とすれば、 ϵ_k^i の原点への収束性が保証される。

つぎに、同定器の出力がモデルの出力に追従するための r_k の調節条件を誘導する。この同定器についても、I形の場合と同様にして調節要素が設計できるが、ここでは、同定器のパラメータと状態量は全て既知であるので、つぎのようにして調節条件が誘導できる。

ここで、

$$\epsilon_{k+1}^i = \hat{x}_{k+1}^i - d_{k+1} = 0 \quad (3.17)$$

となるためには (2.5) と (2.19) より

$$\hat{x}_{k+1}^i = d_{k+1} = \sum_{j=1}^m (a_k^j y_{k+1-j} + c_k^j r_{k+1-j}) \quad (3.18)$$

であるので

$$r_k = \frac{1}{c_k^i} \left(\hat{x}_{k+1}^i - \sum_{j=1}^m a_k^j y_{k+1-j} - \sum_{j=2}^m c_k^j r_{k+1-j} \right) \quad (3.19)$$

とすればよい。また、(3.15) の θ_k^2 は $d_k(\epsilon_k)$ を用いるために、同定器を構成する必要があるが、(3.17)を用いて

$$\theta_k^2 = -\frac{d_{k+1}-y_{k+1}}{W_k^T W_k} = -\frac{\hat{x}_{k+1}^1 - y_{k+1}}{W_k^T W_k} \quad (3.20)$$

とすれば、同定器は不要となる。従って、適応系の構成は Fig. 4 となり、I 形と同形となる。ただし、

$$\left. \begin{aligned} C_k(p) &= \frac{1}{\sum_{j=1}^m c_k^j p^{1-j}} \\ A_k(p) &= \sum_{j=1}^m a_k^j p^{1-j} \end{aligned} \right\} \quad (3.21)$$

である (3.1の手法を用いても同一の結果となる)。

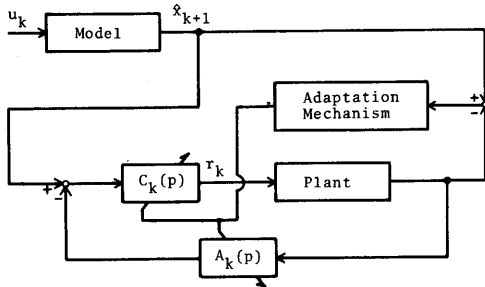


Fig. 4 Alternative configuration of the MRAS (Type II)

3.3 比較検討

適応系の設計例を二形式提案したが、その構成は Fig. 1, 3 と Fig. 4 に図示したように同形となり、調節要素はそれぞれ S_k が C_k , F_k が A_k に対応し、同一の要素で構

成できる。また、その適応アルゴリズムは θ_k^1 が θ_k^2 となり、一部異なるのみで、容易に置換できる結果となっている。

しかし、両形式とも、適応アルゴリズムは b^1 が 0 のとき、すなわち、むだ時間が存在する場合には適用できない。このことは、(3.10) と (3.19) より明らかのように、適応過程にともない q_k と $1/c_k$ が発散過程となるからである。また、 s_k あるいは c_k が過渡的に 0 となると r_k が発散するので、そのような場合には、例えば、適応アルゴリズムの実行を一時停止するなどの処置をする必要がある。なお、ここで提案した (II 形) は Martin-Sanchez が超安定理論により設計した系⁷⁾ と同様な形式となっている。

4. 数値計算例

ここでは、先に提案した適応アルゴリズムを用いて、数値計算した結果について考察する。

モデルとプラントの各パラメータおよび状態量の初期値が

$$\hat{H} = \begin{bmatrix} 0.4 & 1 & 0 \\ 0.2 & 0 & 1 \\ 0.1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \hat{B} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad \bar{X}_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$H = \begin{bmatrix} 0.1 & 1 & 0 \\ 0.4 & 0 & 1 \\ 0.2 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0.5 \\ 0.8 \\ 0.5 \end{bmatrix} \quad X_0 = \begin{bmatrix} 0.1 \\ 0.2 \\ 0.1 \end{bmatrix}$$

の場合について、調節要素の初期値を

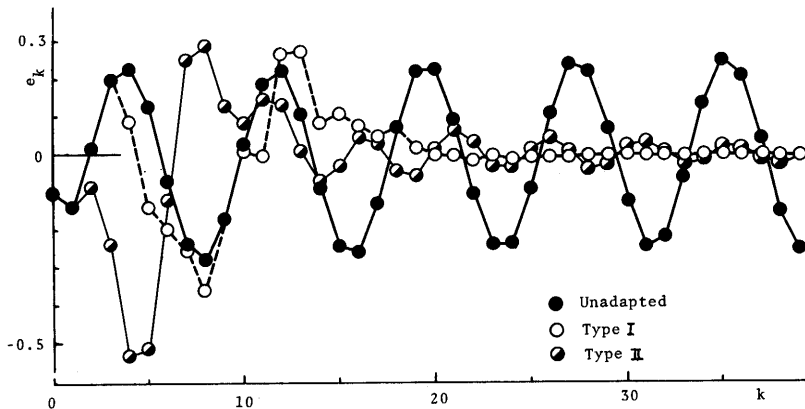


Fig. 5 Digital simulation results of 3rd order plant

$$f_i^0 = a_i^0 = 0 \quad (i = 1, 2, 3)$$

$$s_0^0 = c_0^0 = 1$$

$$s_i^0 = c_i^0 = 0 \quad (i = 2, 3)$$

として数値計算した結果が Fig. 5 である。ただし、

$$u_k = 0.2 \cdot \sin(0.8k)$$

として、モデルとの出力誤差を図示した。両形式とも優れた収束特性を示し、適応アルゴリズムの有用性を裏付けている。なお、調節要素の初期値を適切に設定すればさらに優れた収束特性が期待でき、数値計算からも確かめられた。

5. あとがき

Lyapunov の安定理論に基づき、モデル規範形離散値適応制御系の設計を行なった結果、つぎのことが明らかとなった。

- i) 間接調節法は直接調節法と比較して、設計手順は一般に複雑となるが、提案した適応系は簡潔な構成で実現でき、実在のプラントに適用可能と考えられる。
- ii) 補助変数を導入していないので、適応アルゴリズムは一意に決定できる。また、他の Lyapunov 関数を用いると異なったアルゴリズムが得られる可能性があるが、その場合にも適応アルゴリズムの一部を修正すればよい。
- iii) 拡張誤差信号法では、適応アルゴリズムに b^1 の情報が必要となるが、提案した手法では b^1 の情報を用いずに適応系の構成ができる。
- iv) 数値計算例からは、優れた応答特性が得られ、提案した適応制御系の有用性が裏付けられた。

なお、ここで提案した 2 形式とも、むだ時間が存在する場合には適用不可能であるが、〈II 形〉に適応観測器を導入することにより、適応制御系の構成が可能である。それらについては、別の機会に述べたい。

参 考 文 献

- 1) I.D. Landau: A Survey of Model Reference Adaptive Techniques-Theory and Applications, Automatica, Vol.10, 353/379(1974)
- 2) 米澤, 大川: Lyapunov の安定理論に基づく離散値適応制御系の設計, 九州工業大学研究報告, 第35号, 57/61 (1977)
- 3) K.S. Narendra & P. Kudva: Adaptive Control and Identification of Multivariable System using Lyapunov's Direct Method, Yale, Univ., Becton Center Technical Report CT-56 (1973)
- 4) R.V. Monopoli: Model Reference Adaptive Control with an Augmented Error Signal, IEEE Trans. on Automatic Control, AC-19, 474/484(1974)
- 5) T. Ionescu & R.V. Monopoli: Discrete Model Reference Adaptive Control with an Augmented Error Signal, Pro. of IFAC 6 th World Congress, Paper No. 505, Boston (1975)
- 6) 鈴木, 高島: 超安定離散時間モデル規範形適応制御系の設計, 計測自動制御学会論文集, 第13巻, 5号, 433/438 (1977)
- 7) J.M. Martin-Sanchez: A New Solution to Adaptive Control, Proc. of IEEE, 64-8, 1209/1218 (1976)
- 8) 大川, 米澤: Lyapunov の安定理論に基づく離散形適応観測器の設計, 九州工業大学研究報告, 第36号, 51/57 (1978)
- 9) 米澤, 大川: Lyapunov の安定理論に基づく離散形適応観測器の一設計, 計測自動制御学会論文集, 第15巻, 2号, 141/146 (1979)
- 10) P. Kudva & K.S. Narendra: A Identification Procedure for Discrete Multivariable System, IEEE Trans. on Automatic Control, Ac-19, 549/552(1974)