

モデルマッチング法による離散時間系のフィードバック制御

山本 祥弘

知能情報工学科

(1990年9月1日受理)

Discrete Systems Feedback Control via a Model Matching Method

by

Yoshihiro YAMAMOTO

Department of Information and Knowledge Engineering

(Received September 1, 1990)

Two stages design method is proposed in this paper for feedback control of discrete systems. Feedback systems consist of two feedback loops. Inner loop is designed by a method of model matching or an adaptive control with least degrees. Then, a desired system is obtained if there are no disturbances and/or a mismatching of a system model. Outer loop is provided to compensate the system's ambiguities. The latter is independent of the inner loop. Design parameters of the outer loop are determined to minimize a performance of feedback characteristics which consists of disturbance characteristic, sensitivity and robustness.

Key words : feedback control, two stages design method, model matching, robust control, discrete systems

1. はじめに

制御系設計の目的は、目標値に対する望ましい特性に併せて、制御対象及びその環境のあいまいさに対して強い特性をもたせることである。そのためのフィードバック制御系設計法としては、古くから種々の方法が提案され¹⁾、最近では、適応制御²⁾、ロバスト制御³⁾として、検討されている。ところでロバスト性は適応制御の分野でも、ロバスト適応制御として種々検討されているが⁴⁾、文献5)などで代表されるロバスト制御の考え方は異なるようである。そこで本論では、これら2つの分野を融合させることを目的の1つとして、筆者の提案している適応制御系設計法の2自由度特性⁶⁾に着目し、先の目的を2段階で達成しようとするものである。その結果は、ロバスト性を考慮したフィードバック制御系設計法あるいは適応制御系設計法としてもいえることができる。

提案する2段階設計法は、その第1ループとして、目標値特性を最小次数のモデルマッチングあるいは適応制御により構成し、閉ループ系を希望する特性に近づけようとする。しかしながら、完全な希望伝達関数との一致は現実には不可能であり、存在するずれや外乱に対する補償を、第2ループのフィードバックにより実現させる。

第2ループに対する設計は、実在する外乱やシステムモデルの mismatch にたいする補償であり、第1ループの目標値特性には影響をまったく与えない形で実行される。ただし、このフィードバック補償が目標値特性と独立に設計できる性質そのものは、2自由度制御系にたいしてすでに知られていることである⁶⁾。

この2重の構成によるフィードバック系は、等価な1重フィードバック系としても表現可能であるが、逆に、1重フィードバックにより、この2重フィードバック系と等価なものを設計するのは、一般に見通しが悪い。本論の結果は、第1ループと第2ループの結果に応じて種々の組合せが考えられる。その1つとして、第2ループによるフィードバック補償が、第1ループによる目標値特性とは完全に独立に設計できることが、本論の特徴の1つである。さらに、この結果が、無意味な極零相殺をさける形で導かれていることも、重要である。

本研究は、離散時間系を念頭において導かれているが、連続時間系に対しても、そのまま適用可能である。ただし、第2ループに対する設計のための評価法は、離散時間系固有のものであり、連続時間系に対しては別に考慮しなければならない

2. 問題の設定と準備

2.1 問題の設定

本論で考察するプラントは、次のスカラー系とする。

$$y = \frac{R^*}{P^*} (u+w) \quad (1)$$

ここに、 y , u , w はそれぞれ 出力、入力、外乱とし、 P^* , R^* は、その次数が

$$\partial [P^*] = n^*, \quad \partial [R^*] = m^* \quad (2)$$

の、 z (又は s) の多項式とする。ところで、(1)式を完全に知るのは不可能であり、我々が知り得たのは、

$$y = \frac{R}{P} (u+w) \quad (3)$$

$$\partial [P] = n, \quad \partial [R] = m,$$

R : 安定多項式

であるとする。すなわち、(1)式はプラントであり、(3)式はプラントモデルである。このとき、(1), (3)式において、

$$\frac{R^*}{P^*} = \frac{Rz^{\eta} + \Delta R}{Pz^{\eta} + \Delta P} \quad (4)$$

となる ΔP , ΔR が、適当な η に対して存在する。一般に $\eta \geq 0$ としてよい。希望伝達特性を、

$$y_d = \frac{R_d}{P_d} u_d \quad (5)$$

$$\partial [P_d] = n_s, \quad \partial [R_d] = m_s,$$

P_d , R_d : 安定多項式

とし、(3)式のプラントモデルに対する目標値特性を、例えばモデルマッチング手法、あるいは P , R のパラメータが未知のときは適応制御により構成する。これが第一ループに対する設計であり、最小次数の自由度を含まない形で実行される。次に、この第一ループによる結果を制御対象として、第二ループの設計が行われる。本論ではつねに、 P^* , P , P_d はモノック多項式であるとする。

2.2 1重フィードバックによる設計

規範モデル(5)式、プラントモデル(3)式に対して

$$u = \frac{1}{K} \left\{ \frac{TR_d}{GDP_d} u_d + \frac{A}{GD} u + \frac{B}{GD} y \right\} \quad (6)$$

がモデルマッチングを達成する制御入力となる⁶⁾。ここに、 T はモノック安定多項式で、

$$T = QP + S \quad (7-1)$$

$$A = KGD - QR, \quad B = -S \quad (7-2)$$

$$\partial [T] = \rho,$$

$$\partial [GD] = \partial [QR] = \partial [B] = \partial [S]$$

$$= \rho - n + m$$

$$\partial [A] = \partial [GD] - 1 = \rho - n + m - 1$$

で定める。Kはスカラである。この時、付加される条件は、

$$n_d - m_d \geq n - m \quad (8-1)$$

$$\rho \geq 2n - m - 1 \quad (8-2)$$

である。Tの次数 ρ を大きくとると、(7-1)で自由度が大きくなり、A, Bが一意に定まらない。この自由度は目標値特性には影響がなく、当然、外乱特性⁶⁾、ロバスト特性などの改善に用いることが要求されるが、まだ、一般的方法論は確立されていない。そこで、以下では本論の目的である2段階設計法を述べる。

3. 2段階設計法

前節で記したように、本論では(1), (3), (5)式の3種類のシステムを対象とするが、(1)式はその次数を含めてまったく未知である。そこで、我々の知り得た(3)式が(1)式と一致しているという仮定のもとで設計を行うのが第1段階であり、第1ループを構成する。続いて、第2ループにより(1)式と(3)式のずれや外乱を考慮した補償を行うのが、第2段階の設計である。

3.1: 第1ループの設計

<1>: (3)式の制御対象に対して、

$$u = \frac{1}{K_1} \left\{ v + \frac{A_1}{G_1 D_1} u + \frac{B_1}{G_1 D_1} y \right\} \quad (9)$$

なる制御入力を考える。ここに v は u と ud の間の途中の信号であり、この段階では目標入力 ud の仮の信号となる。ここに、 T_1 をモニク安定多項式として、

$$T_1 = Q_1 P + S_1 \quad (10-1)$$

$$A_1 = K_1 G_1 D_1 - Q_1 R, \quad B_1 = -S_1 \quad (10-2)$$

$$\partial [T_1] = \rho_1$$

$$\partial [G_1 D_1] = \partial [Q_1 R] = \partial [B_1]$$

$$= \partial [S_1] = \rho_1 - n + m$$

$$\partial [A_1] = \rho_1 - n + m - 1$$

$$\rho_1 \geq 2n - m - 1$$

より A_1, B_1 が定まる。この制御入力を(1)式に用いた閉ループ系は、

$$y = \left\{ 1 + \frac{Q_1 (PR^* - RP^*)}{Q_1 RP^* + S_1 R^*} \right\}$$

$$\cdot \left\{ \frac{G_1 D_1}{T_1} v + \frac{Q_1 R}{T_1} w \right\}$$

$$= \left\{ 1 + \frac{Q_1 (P \Delta R - R \Delta P)}{T_1 R z^{-1} + Q_1 R \Delta P + S_1 \Delta R} \right\}$$

$$\cdot \frac{G_1 D_1}{T_1} (v + \bar{w})$$

$$= \left\{ 1 + \frac{\Delta \bar{R}}{\Delta \bar{P}} \right\} \frac{\bar{R}}{\bar{P}} (v + \bar{w}) \quad (11)$$

$$\bar{P} = T_1, \quad \bar{R} = G_1 D_1 \quad (12-1)$$

$$\Delta \bar{P} = T_1 R z^{-1} + Q_1 R \Delta P + S_1 \Delta R \quad (12-2)$$

$$\Delta \bar{R} = Q_1 (P \Delta R - R \Delta P) \quad (12-3)$$

$$\bar{w} = \frac{Q_1 R}{G_1 D_1} w \quad (12-4)$$

となる。ただし、

$$\partial [\bar{P}] = \partial [T_1] = \rho_1 \geq 2n - m - 1 \quad (13)$$

である。

<1'>: 上の結果で、

$$T_1 = T_1' P_d, \quad D_1 = T_1' R_d \quad (14)$$

とおくと、

$$\frac{\bar{R}}{\bar{P}} = \frac{G_1 D_1}{T_1} = \frac{G_1 R_d}{P_d} \quad (15)$$

$$\partial [T_1'] = \rho_1' = \rho_1 - n_d,$$

$$\rho_1' \geq \max(n_d, 2n - m - 1) \quad (16-1)$$

$$\partial [G_1] = \partial [G_1 D_1] - \partial [T_1'] - \partial [R_d]$$

$$= (n_d - m_d) - (n - m) \geq 0 \quad (16-2)$$

となる。

<1''>: <1'>に加えて、さらに $n_d - m_d = n - m$ とおくと、 $G_1 = 1$ となり

$$\frac{\bar{R}}{\bar{P}} = \frac{R_d}{P_d} \quad (17)$$

と定まる。とくに、

$$n_d = 2n - m - 1, \quad m_d = n - 1 \quad (18)$$

とすると、 $\rho_1 = n_d, \quad \rho_1' = 0$ 従って、

$$T_1' = 1 \quad (19)$$

とすることができる。このとき(10-1), (10-2), (9)式は

$$P_d = Q_1 P + S_1 \quad (20-1)$$

$$A_1 = K_1 R_d - Q_1 R, \quad B_1 = -S_1 \quad (20-2)$$

$$u = \frac{1}{K_1} \left\{ v + \frac{A_1}{R_d} u + \frac{B_1}{R_d} y \right\} \quad (20-3)$$

となり、(12-1), (12-2)式は

$$\Delta \bar{P} = P_d R z^{-1} + Q_1 R \Delta P + S_1 \Delta R \quad (21-1)$$

$$\Delta \bar{R} = Q_1 (P \Delta R - R \Delta P) \quad (21-2)$$

となる。

この最後の結果<1''>は、最小次数によるモデルマッチングである。プラントのパラメータが未知のときは、

$$\partial [A_1] = n-2, \quad \partial [B_1] = n-1 \quad (22)$$

で K_1 を含めて、可調整パラメータ数 $2n$ の最小次数の適応制御となる。

(1)式と(3)式が等しい場合、すなわち、

$$\Delta P = \Delta R = 0 \quad (23)$$

の場合には、(9)式による制御入力が完全なモデルマッチングを達成することは(11)と(17)式から明らかであるが、一般にこのことはあり得ない。さらに外乱の影響もありこれらの不確定性に対する補償をすべく、入力信号 v を設計するのが、次の段階である。

3.2: 第2ループの設計

<2>: この段階での制御対象は、

$$\begin{aligned} y &= \frac{\bar{R}^*}{P^*} (v + \bar{w}) \\ &= \left(1 + \frac{\Delta \bar{R}}{\Delta \bar{P}}\right) \frac{\bar{R}}{\bar{P}} (v + \bar{w}) \end{aligned} \quad (24)$$

であり、この制御対象に対するプラントモデルは、

$$y = \frac{\bar{R}^*}{P^*} (v + \bar{w}) \quad (25)$$

となる。ただし、 \bar{P}, \bar{R} は(12-1)式であり、

$$\bar{n} = \partial [\bar{P}] = \partial [T_1] = \rho_1 \quad (26-1)$$

$$\bar{m} = \partial [\bar{R}] = \partial [G_1 D_1] = \rho_1 - n + m \quad (26-2)$$

このとき、(6)式と同様に、

$$v = \frac{1}{K_2} \left\{ \frac{T_2 R d}{G_2 D_2 P d} u d + \frac{A_2}{G_2 D_2} v + \frac{B_2}{G_2 D_2} y \right\} \quad (27)$$

と定める。ここに、 T_2 をモニク安定多項式とし、

$$T_2 = Q_2 \bar{P} + S_2 = Q_2 T_1 + S_2 \quad (28-1)$$

$$A_2 = K_2 G_2 D_2 - Q_2 \bar{R}, \quad B_2 = -S_2 \quad (28-2)$$

$$\partial [T_2] = \rho_2$$

$$\partial [G_2 D_2] = \partial [Q_2 \bar{R}] = \partial [B_2]$$

$$= \partial [S_2] = \rho_2 - \bar{n} + \bar{m} = \rho_2 - n + m$$

$$\rho_2 \geq 2\bar{n} - \bar{m} - 1 = \rho_1 + n - m - 1$$

である。しかし、モデルマッチングの場合は勿論のこと、適応制御の場合でも(25)式は既知であるので、(28-2)式において、

$$K_2 = 1, \quad G_2 D_2 = Q_2 R = \bar{Q}_2 G_1 D_1, \quad A_2 = 0 \quad (29)$$

とすることができる。(24),(27)式により、

$$\begin{aligned} y &= \left\{ 1 + \frac{Q_2 (\bar{P} R^* - \bar{R} P^*)}{Q_2 \bar{R} P^* + S_2 \bar{R}^*} \right\} \\ &\quad \cdot \left\{ \frac{R d}{P d} u d + \frac{Q_2 \bar{R}}{T_2} \frac{\bar{w}}{w} \right\} \\ &= \left\{ 1 + \frac{Q_2 \bar{P} \Delta \bar{R}}{T_2 \Delta \bar{P} + S_2 \Delta \bar{R}} \right\} \\ &\quad \cdot \frac{R d}{P d} \left\{ u d + \frac{Q_2 R \bar{P} d}{T_2 R d} \frac{\bar{w}}{w} \right\} \end{aligned} \quad (30)$$

が、閉ループ系として求まる。

<2''>: 第1ループで<1''>のように、すなわち、 $T_1 = T_1' P d$, $D_1 = T_1' R d$ にとり、さらに、

$$T_2 = T_2' P d, \quad S_2 = S_2' P d \quad (31)$$

とおくと(28-1)式は、

$$T_2' = Q_2 T_1' + S_2' \quad (32)$$

となり、(27),(30)式はそれぞれ、

$$v = \frac{T_2'}{Q_2 T_1' G_1} u d + \frac{B_2' P d}{Q_2 T_1' G_1 R d} y \quad (33)$$

$$\begin{aligned} y &= \left\{ 1 + \frac{Q_2 T_1' \Delta \bar{R}}{T_2' \Delta \bar{P} + S_2' \Delta \bar{R}} \right\} \\ &\quad \cdot \frac{R d}{P d} \left\{ u d + \frac{Q_2 T_1' G_1}{T_2'} \frac{\bar{w}}{w} \right\} \end{aligned} \quad (34)$$

となる。ただし、

$$B_2' = -S_2', \quad B_2 = B_2' P d \quad (35)$$

$$\partial [T_2'] = \rho_2' = \rho_2 - n_d$$

$$\partial [Q_2] = \rho_2' - \rho_1' = \rho_2 - \rho_1$$

$$\partial [B_2'] = \partial [S_2'] = \rho_2' - n + m$$

$$\rho_2 \geq \max(n_d, \rho_1 + n - m - 1)$$

である。

<2''>: 第1ループを<1''>のように、すなわち、(18)式に次数を定めると、 $T_1' = G_1 = 1$ とすることができ、

(32)-(34)式は、

$$T_2' = Q_2 + S_2' \quad (36)$$

$$v = \frac{T_2'}{Q_2} u d + \frac{B_2' P d}{Q_2 R d} y \quad (37)$$

$$\begin{aligned} y &= \left\{ 1 + \frac{Q_2 \Delta \bar{R}}{T_2' \Delta \bar{P} + S_2' \Delta \bar{R}} \right\} \\ &\quad \cdot \frac{R d}{P d} \left\{ u d + \frac{Q_2}{T_2'} \frac{\bar{w}}{w} \right\} \end{aligned} \quad (38)$$

となり、次数の制約は、

$$\rho_2' \geq n - m \quad (39)$$

となる。(36)式は、目標値特性とは無関係であり、第1ループとは独立に設計できることがわかる。以上の結果をまとめると、次のようになる。

4. 設計手順

[設計手順]

(1) プラントモデル (P, R) を求める。(適応制御の場合は、次数 n, m を定める。)

(2) 規範モデル (Pd, Rd) を定める。ただし、その次数を $n_d = 2n - m - 1$, $m_d = n - 1$ とする。

(3) $Pd = Q_1 P + S_1$, $A_1 = K_1 Rd - Q_1 R$,
 $B_1 = -S_1$ とし

$$u = \frac{1}{K_1} \left\{ v + \frac{A_1}{Rd} u + \frac{B_1}{Rd} y \right\} \quad (40)$$

とする。

(4) $T_2 = Q_2 + S_2$, $\rho_2 \geq n - m$, より

$$v = \frac{T_2}{Q_2} u_d - \frac{S_2 Pd}{Q_2 Rd} y \quad (41)$$

とする。このとき、(40), (41)式が制御入力となる

(注: (36)式の(T_2' , S_2')を(T_2 , S_2)と書き直している。) □

(40), (41)式をまとめると、

$$u = \frac{1}{K_1} \left\{ \frac{T_2}{Q_2} u_d + \frac{A_1}{Rd} u + \frac{Q_2 B_1 - S_2 Pd}{Q_2 Rd} y \right\} \quad (42)$$

となり、(6)式との対応は $T = T_2 Pd$, $Q = Q_1 Q_2$, $GD = Q_2 Rd$, $K = K_1$, となっており、提案する手法は、基本的には2.2節の1重フィードバックによる1段のみの設計でも実現可能である。本論の目的は、たとえ同じ結果を与えとしても、その過程の手順、設計指針を明確かつ容易にすることである。

残る問題は、手順(4)での T_2, Q_2, S_2 の定め方である。これには、現在盛んに研究されているロバスト制御の設計法を用いることが可能であると思われるが、以下の数値例では、より簡単な筆者独自の方法を示す。詳細については別に報告する³⁾。

(考察) 数値例に入るまえに若干の考察をしておく。

上に示した設計手順では、規範モデルの次数がTable.1のように限定される。これは、2節の<1>, <2>に従った結果であり、<1>, <2>あるいは<1'>, <2'>に従えば、規範モデルの次数に関してはより一般的な結論が得られる。しかし、(36)式で定められるような第1段階と第2段階の設計の独立性が失われることになる。次に、3種類の感度関数を求めてみる。まず、第1、第2ループを合わせて考えたとき、すなわち、プラントが(3)式から(1)

式にずれているときの(40), (41)式による閉ループ系の感度関数 S_{o12} は、

$$S_{o12} = \frac{P Q_1 Q_2}{T_2 Pd} \quad (43)$$

となる。一方、第1ループの結果に対する第2ループによる感度、すなわち、プラントが(25)式から(24)式にずれているときの(41)式による閉ループ系の感度関数 S_{o2} は、

$$S_{o2} = \frac{Q_2}{T_2} \quad (44)$$

となり、さらに、第1ループのみに対し、すなわち、プラントが(3)式から(1)式にずれているときの(40)式のみによる閉ループ系の感度関数 S_{o1} は、

$$S_{o1} = \frac{Q_1 P}{Pd} \quad (45)$$

となる。これより、2重フィードバックによる感度関数 S_{o12} は、それぞれのフィードバックにたいする感度 S_{o1} と S_{o2} の積になっていることがわかる。従って、本論の考え方を感度の立場から説明すると、 S_{o1} については目標値特性の維持のためやむを得ないものとし、 S_{o2} を小さくすることにより、結果として S_{o12} をも小さくしようとするのである。

5. 数値例

対象とするプラントは2次系で

$$\frac{R^*}{P^*} = \frac{r_0 z + r_1}{z^2 + p_1 z + p_2} \quad (46)$$

とする。

(1) プラントモデルは1次系で

$$\frac{R}{P} = \frac{r}{z + p} \quad (47)$$

とする。このとき真のプラントは

$$\frac{R^*}{P^*} = \frac{r z + k \{(r_0 - r) z + r_1\}}{(z + p) z + k \{(p_1 - p) z + p_2\}} \quad (48)$$

と表わされる。ただし、プラントモデルとのずれを可変にするため、パラメータ k を導入しており、 $k = 1$ のとき(48)式は(46)式と一致する。 $k = 0$ のとき(48)式は(47)式と同じ、すなわちプラントモデルとのずれがないことを表している。

(2) $n = 1$, $m = 0$ より $n_d = 1$, $m_d = 0$ となり、規範モデルは、

$$\frac{R_d}{P_d} = \frac{r_d}{z + p_d} \quad (49)$$

となる。

(3) $P_d = z + p_d = Q_1(z + p) + S_1$ 、より

$$Q_1 = 1, \quad S_1 = p_d - p, \quad A_1 = 0, \\ K_1 = r / r_d, \quad B_1 = b = p - p_d \quad (50-1)$$

$$u = \frac{1}{K_1} \left\{ v + \frac{b}{r_d} y \right\} \quad (50-2)$$

(4) $T_2 = Q_2 + S_2$, $\rho_2 \geq n - m = 1$ (51)

(4-1) $\rho_2 = 1$ とすると、 $T_2 = z + t_1$, $Q_2 = z + q_1$ とし、 $S_2 = s_0 = t_1 - q_1$ 、とおくことができる。

$$v = \frac{z + t_1}{z + q_1} u d - \frac{s_0(z + p_d)}{r_d(z + q_1)} y \quad (52)$$

ここで、 T_2, Q_2 を決める評価として

$$J_{10} = \alpha \{ [1^2 + t_1^2] + [1^2 + q_1^2] \} \\ + (1 - \alpha) \{ [1^2 + t_1^2] + s_0^2 \} \quad (53-1)$$

あるいは、

$$J_{10} = \alpha \{ [1^2 + t_1^2] + [1^2 + (1 + q_1)^2] \} \\ + (1 - \alpha) \{ [1^2 + t_1^2] + s_0^2 \} \quad (53-2)$$

を最小にすることを考える。ここに α は、重みパラメータで $0 \leq \alpha \leq 1$ である。この評価はいわゆる 0 型制御系としての評価であるが、 J_{10} は Q_2 にたいして 1 型の評価をしている⁹⁾。さらに(53)式で、 $q_1 = -1$ と固定すると、 J_{00}, J_{10} はともに

$$J_{01} = J_{11} = (1^2 + t_1^2) + (1 - \alpha)(t_1 + 1)^2 \quad (54)$$

なる 1 型を確保した評価となる。

$k=1$ および $\alpha=0, 0.5, 1$ に対する結果をそれぞれ Fig.1, 2, 3 にしめす。ただし、入力にはステップ状外乱および飽和を設けており、

$$p_1 = -1.096, \quad p_2 = 0.3025 \\ r_0 = 0.1823, \quad r_1 = 0.0964 \\ p = -0.81194, \quad r = 0.25431 \\ p_d = -0.73075, \quad r_d = 0.3641$$

をもちいている。これらの値は実験室の液位プラントにたいするものであり、サンプリング時間を 2 分としている。図中 $\langle a - b - c \rangle$ は、 $a = \rho_2$ であり、 b, c は、 J_{bc} の評価を示す。詳細は文献8)を参照されたい。2 以上の ρ_2 に対しても種々のシミュレーションおよび実験の結果を得ているが⁹⁾、その結果より以下のことがいえる。 k (ずれの程度) が小の時は $\alpha \rightarrow 1$ に、 k が大のときは $\alpha \rightarrow 0$ にするとよい応答が得られる。 $\alpha=1$ のとき 1 型の制御系となる。また、 $\alpha \rightarrow 0$ ほど閉ループ系が安定である k の範囲は広い。

以上により、 α の値は $[0, 1]$ の中間の値が最適となるが、 k の値が大きくなると、 α のどの値に対しても満足できなくなる。このときには、(a) $\rho_2 = 2, 3, \dots$ とパラメータの数を増して設計する。(b) 第 1 ループを適応化する。(c) プラントモデルの次数を上げて設計しなおす。の 3 通りが考えられる。

k の程度に応じて、重みパラメータの最適値が異なってくるが、この k の値 (より正確には $\Delta P, \Delta R$) は前もって知ることは困難である。従って上に記した(a), (b), (c) とは別に、 α の値を可変にして、閉ループ系全体のフィードバック補償を適応化することが考えられる。この点は今後の課題であるが、 α と出力 y (又は、出力誤差 $y - y_d$) との間を結びつける数学的関係を見つめるのは、目下のところ困難であると予想される。従って、この関係を、経験等から、学習的に確立することが現実的に可能な方法であると思われる。

6. まとめ

本論では、提案する 2 段階設計法により目標値特性とフィードバック特性 (ロバスト性、外乱特性) がそれぞれ独立に設計できることを示した。第 1 段階では、目標値特性のみに着目し、モデルマッチング、あるいは、適応制御によって設計される。第 2 段階の設計は、第 1 段階とは完全に独立に行なわれ、フィードバック特性を決定する。このとき、用いる評価が、その特性を決定することになり重要なことであるが、本論では、その 1 つの試みを示した。この評価は、(36)式での Q_2, T_2', S_2' ((36)式以降では T_2, S_2) を、何んらかの意味で小さくすることであるが、ずれの $\Delta P, \Delta R$ が未知のもとは、多項式の係数の 2 乗を最小にしようとするものである。ただし、分子の Q_2 は、目標入力 $u d$ や、外乱のタイプに応じて変更しなければならないが、詳細は、別に報告する予定である。

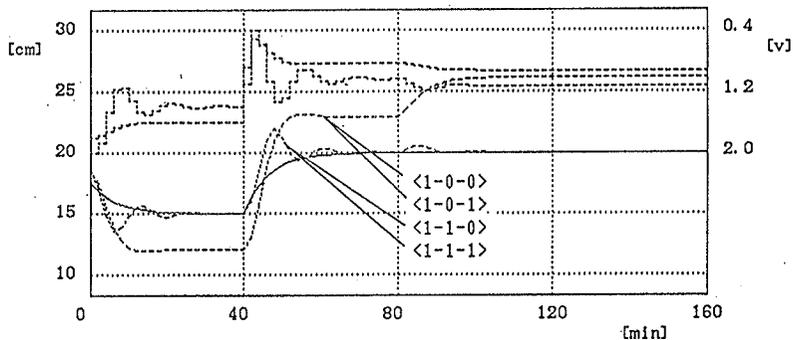
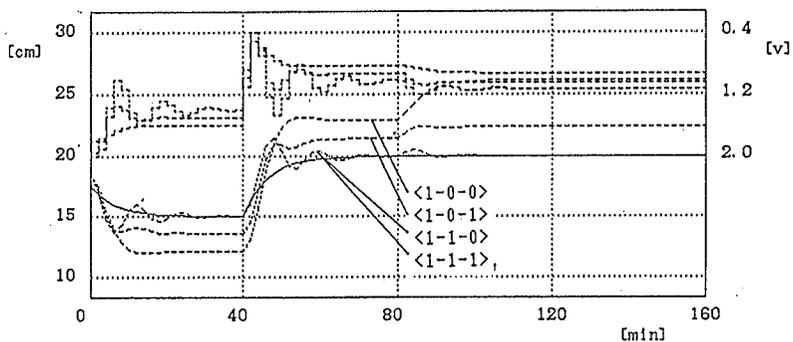
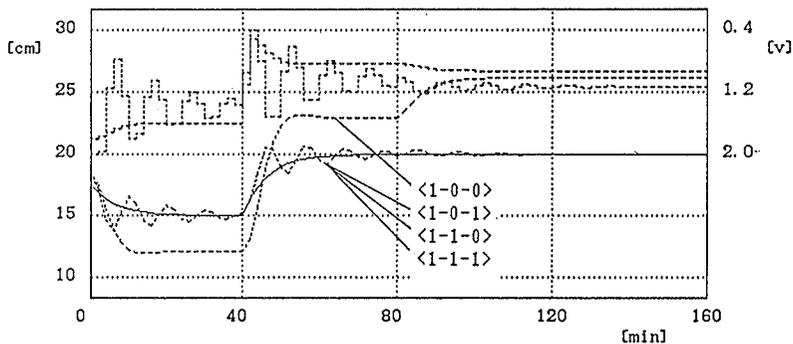
なお、本論では、第 1 段階の設計としてモデルマッチング法に主眼をおいてきたが、適当な適応則をもちいた適応化を行っても、この 2 段階設計法が簡単かつ有効に機能するものと判断している。特に、第 1 ループの設計が最小次数で設計されることは、適応アルゴリズムの収束性、従って、適応制御の出力応答の改善に寄与するものと予想している。ただし、その具体的内容は、今後の課題である。

参考文献

- 1) 伊藤 他、線形制御系の設計理論、SICE学術図書、(1980)
- 2) 市川 他、適応制御、昭晃堂 (1980)
- 3) M.Vidyasagar, Control System Synthesis, MIT press (1985)
- 4) 金井喜美雄、ロバスト適応制御入門、オーム社、(1989)
- 5) B.A.Francis, A Course in H_{∞} Control Theory, Springer (1987)
- 6) 山本祥弘、SICE論文集, 24-11, 100/102 (1988)
- 7) 原・杉江、2自由度制御系-Ⅱ、システムと制御、30-8, 457/466 (1986)
- 8) 山本祥弘、ロバスト制御系の設計法とその評価法、第18回制御理論シンポジウム資料、137/140, (1989)
- 9) 藤沢・菱川、ロバスト制御系設計法の基礎的研究とその応用、鳥大工卒業研究、(1988), および重本・任、鳥大工卒業研究、(1989)

| | m=0 | m=1 | m=2 | m=3 | m=4 |
|-----|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|
| n=1 | $\frac{0}{1}$ | --- | --- | --- | --- |
| n=2 | $\frac{1}{3}$ | $\frac{1}{2}$ | --- | --- | --- |
| n=3 | $\frac{2}{5}$ | $\frac{2}{4}$ | $\frac{2}{3}$ | --- | --- |
| n=4 | $\frac{3}{7}$ | $\frac{3}{6}$ | $\frac{3}{5}$ | $\frac{3}{4}$ | --- |
| n=5 | $\frac{4}{9}$ | $\frac{4}{8}$ | $\frac{4}{7}$ | $\frac{4}{6}$ | $\frac{4}{5}$ |

Table 1. Degree of Desired Model $\frac{m_d}{n_d} = \frac{n-1}{2n-m-1}$

Fig.1 Simulation Result: $k=1, \alpha=0$ Fig.2 Simulation Result: $k=1, \alpha=0.5$ Fig.3 Simulation Result : $k=1, \alpha=1$