部分的モデルマッチング手法による IPD, I²PD 方式 サンプル値予見制御系の設計[†]

愛 田 一 雄*・北 森 俊 行**

A Design Method of IPD and I²PD Type Sampled-Data Preview Control System

Kazuo AIDA* and Toshiyuki KITAMORI**

In this paper, a design method of preview control system which does not use LQ approaches is presented.

One of the authors has proposed the design methods of IPD and PID type control system based upon partial knowledge about plant dynamics. In these design methods, σ_i which denotes the first order moment of the impulse response of every control loop in multi-input-output control system is used as a parameter representing the rise time.

A preview controller is designed such that it overtakes the delay of response to the reference signal by σ_i . This preview action has the following effects.

(1) For IPD type control system, the tracking and steady-state errors are improved.

(2) For I²PD type control system whose design formula is given here, in addition to the effects of (1) the overshoot of response to the step reference signal is suppressed.

Two numerical examples are presented to demonstrate the above effects.

Key Words: preview control, IPD and I²PD type, sampled data system, partial model matching, decoupled control system

1. ま え が き

従来、予見制御系の設計問題はすべて、状態フィードバックと組み合わせた予見制御の設計を、最適レギュレータ手法で取り扱ってきた^{1)~3)}。しかし、プロセス制御では状態フィードバック制御が困難な場合があるし、サーボ系でもシステムの次数が大きくなると、状態フィードバック制御が必ずしも良いとはいえない場合がある。したがって、状態フィードバック制御によらない場合の予見制御系の設計法を確立することは意義がある。

早勢⁴⁾の研究、M.Tomizuka⁴⁾の研究、および著者らの最適予見サーボ系に関する最近の研究^{5), 6)}から、最適予見制御は

i) 応答の遅れを回復して、目標入力に対する追従誤差を減少させる。

ii) 高周波域での追従性は犠牲にするが、その結果操作量の急激な変化を抑えるとともに、目標値の観測誤差による影響も抑える。

などの働きをもっていることが明らかになってきた。

本研究では、著者の一人^{7), 8)}によって開発され、森

ら⁹⁾が発展させた IPD 方式非干渉制御系と、ここで新たに提案する I²PD 方式非干渉制御系に、上記の働きをもたせた予見制御を付加する設計法を提案する。予見制御の設計は、あらかじめ設計されたフィードバック制御系に、予見制御を付加するかたちで行い、フィードバック制御系が部分的モデルマッチング手法で設計されない場合にも適用できる。

IPD 方式では上記 i) の働きをもたせた設計を行う。適当に遅れを回復してやれば、定常偏差も改善される。PID 方式でなく、IPD 方式の制御系を採用した理由は、IPD 方式のほうが制御系の 2 自由度性が明確となり、目標入力と外乱に対する両方の制御性能を高めることができるからである。I²PD 方式では上記 i), ii) の働きをもたせた設計を行う。

[†] 第9回 Dynamical System Theory シンポジウムで発表 (昭61・12)

* 新潟大学工学部 新潟市五十嵐2の町 8050

** 東京大学工学部 東京都文京区本郷 7-3-1

* Faculty of Engineering, Niigata University, Niigata

** Faculty of Engineering, Tokyo University, Bunkyo-ku, Tokyo

(Received March 1, 1987)

(Revised May 13, 1987)

3.1 $K^*(\mathcal{A}), F^*(\mathcal{A})$ の設計

$K^*(\mathcal{A})$ の連続時間近似表現 $K(s)$ は

$$K(s) = \frac{K}{s}, \quad (K = K^*) \quad (7)$$

となり, Fig. 2 の $R(s)$ と $Y(s)$ の関係は, K が正則となるように設計できる⁸⁾ ので, 次式となる.

$$\begin{aligned} \{I_m + sK^{-1}(H + F(s))\} Y(s) \\ = \{I_m + sK^{-1}P(s)\} R(s) \end{aligned} \quad (8)$$

ここで,

$$\begin{aligned} H &\triangleq B^{-1}(s)a(s) \\ &= H_0 + H_1s + H_2s^2 + H_3s^3 + \dots \\ F(s) &= F_0 + F_1s + F_2s^2 + F_3s^3 + \dots \\ P(s) &= P_0 + P_1s + P_2s^2 + P_3s^3 + \dots \end{aligned}$$

(2), (8)式から, 恒等式

$$I_m + sK^{-1}(H + F(s)) \equiv M_s \quad (9)$$

を用いて Σ, K^*, F^* を設計する. これは文献 9) の設計と同じとなるので, 設計公式の再掲は省略する.

3.2 $\tilde{P}^*(Z)$ の設計

(2), (8)式の右辺を恒等的に等しくおくと

$$I_m + sK^*P(s) \equiv N_s \quad (10)$$

が得られる. この式の両辺の級数が $h \triangleq l+1$ のべき乗まで等しくなるように P_i を設計すると

$$P_i = \frac{1}{(i+1)!} K^* \Sigma^{i+1}, \quad (i=0, 1, \dots, l) \quad (11)$$

となる. 一方, サンプラ, $\tilde{P}^*(Z)$, 零次ホルダの連続時間近似表現 $P(s)$ は文献 9) から,

$$P(s) = \frac{1}{s} \tilde{P}^*(Z) T^{-1} (I_m - Z^{-1}) \quad (12)$$

となる. したがって, (12)式の右辺を s の級数に展開して, s^i までの係数を等しくおくと, つぎの P_i と $\tilde{P}^*$ に関する線形代数方程式が得られる.

$$D \begin{bmatrix} \tilde{P}_0^* \\ \tilde{P}_1^* \\ \vdots \\ \tilde{P}_l^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_0 \\ P_1 T^{-1} \\ \vdots \\ P_l T^{-l} \end{bmatrix} \quad (13)$$

ここで, $D \in R^{m(l+1) \times m(l+1)}$ の部分行列 $D_{ij} \in R^{m \times m}$ は

$$\begin{cases} D_{1j} = I_m \\ D_{ij} = \frac{I_m}{i!} \{c_{i,1}(j-1)^{i-1} - c_{i,2}(j-1)^{i-2} \\ \quad + \dots + (-1)^i c_{i,i-1}(j-1) + (-1)^{i-1} c_{i,i}\} \\ \quad (i=2, \dots, l+1) \\ c_{i,1} = i \\ c_{i,k} = c_{i-1,k-1} + c_{i-1,k}, \quad (k=2, \dots, i-1) \\ c_{i,i} = 1 \end{cases}$$

となる. D は明らかに正則となる. したがって, (11)式の P_i を (13)式の右辺に代入すれば, $\tilde{P}^*$ は一意に設計できる.

3.3 応答の遅れを Σ だけ回復させることの意義

各制御ループの予見時間 $l\tau_i$ を遅れを回復すべき時間よりも大きくすれば, これを σ_i 以上にすることも可能である. そこで, σ_i だけ回復させることの意義を定常偏差と追従誤差の両面から考察する.

3.3.1 定常偏差

(2)式の参照モデルの $R_i(s)$ から $Y_i(s)$ への伝達関数を $W_i(s)$ とすると

$$W_i(s) = \frac{1 + \sigma_i s + \frac{1}{2!} \sigma_i^2 s^2 + \frac{1}{3!} \sigma_i^3 s^3 + \dots}{1 + \sigma_i s + \alpha_2 \sigma_i^2 s^2 + \alpha_3 \sigma_i^3 s^3 + \dots} \quad (14)$$

となる. (14)式を分母系列表現すると,

$$W_i(s) = \frac{1}{1 + \alpha'_1 \sigma_i s + \alpha'_2 \sigma_i^2 s^2 + \alpha'_3 \sigma_i^3 s^3 + \dots} \quad (15)$$

$$\alpha'_1 = 0, \quad \alpha'_2 = \alpha_2 - \frac{1}{2}$$

$$\alpha'_3 = \alpha_3 - \alpha_2 + \frac{1}{3!}, \dots$$

となる. 制御系が 1 型補償器をもっているため, 定常位置偏差は零である. $W_i(s)$ が (15)式で表現されるとき, 定常速度偏差 e_v , 定常加速度偏差 $e_a(t)$ は

$$e_v = \alpha'_1 \quad (16)$$

$$e_a(t) = \alpha'_1 t + \alpha'_2 - \alpha'^2$$

$\alpha'_1 = 0$ だから $e_v = 0$. また, M_s に対して北森の系列 ($\{\alpha_2, \alpha_3, \dots\} = \{0.5, 0.15, 0.03, 0.003, \dots\}$) を使うと, $\alpha'_2 = 0$ となり, $e_a(t)$ も零となる.

すなわち, 各制御ループの応答の遅れを σ_i だけ回復させれば, 定常速度偏差が零となり, さらに北森モデルを使えば定常加速度偏差もなくなる. 前者の性質は LQ 設計法のときも成立した⁹⁾. このことから LQ 設計でも予見制御動作は各制御ループの応答の遅れを, σ_i だけ回復させていたことが明らかになった.

3.3.2 追従誤差の積和

Fig. 1 において積分器の状態を $z(k)$ とする. 定値目標値 r_0 に対する $u(k), y(k), z(k)$ の定常値は定値となり, これらを $\bar{u}, \bar{y}, \bar{z}$ とする. $\bar{u}$ は (1)式から

$$\bar{u} = B_0^{-1} a_0 r_0 = H_0 r_0 \quad (17)$$

(11)式より

$$P_0 = K^* \Sigma \quad (18)$$

ゆえに, (13)式から

$$\sum_{i=0}^l \tilde{P}_i^* = P_0 = K^* \Sigma \quad (19)$$

一方, 定常状態での制御則は

$$\bar{u} = K^* \bar{z} - F_0^* r_0 + \sum_{i=0}^l \tilde{P}_i^* r_0 \quad (20)$$

この式に (17), (19)および $F_0^* = K^* \Sigma - H_0$ ⁹⁾ を代入すると $\bar{z} = 0$ となる. $k = -l$ で制御を開始するものとす

ると、 $\bar{z}$ は

$$\bar{z} = \sum_{k=-l}^{\infty} e(k) \quad (21)$$

だから、IPD 制御系に遅れを Σ だけ回復する予見制御を加えると、誤差の積和が零となる。予見制御を加えたときの制御系の出力は、新しい目標入力に対して時間を前後にして変動する応答波形となるので、誤差の積和が零になることは悪くない特性といえよう。なお最適予見サーボ系¹⁰⁾もこの性質をもっている。

3.4 予見情報の長さ l

$\tilde{P}^*(Z)$ は(10)式が $h \triangleq l+1$ のべき乗まで等しくなるように設計した。したがって、(10)式の左辺は厳密には σ_i の進み要素とはなっていない。そこで、予見情報の長さはどれだけあれば、満足な進み要素となりうるかを調べる必要がある。

(10)式の左辺に(12)式の $P(s)$ を代入すると、 $\tilde{P}^*(Z)$ によって作られる近似進み要素となる。これを $\tilde{N}_s$ とおくと、

$$\tilde{N}_s = I_m + \Psi_1(Z)(I_m - Z^{-1}) \quad (22)$$

となる。ここで、 $\Psi_1(Z)$ は

$$\begin{aligned} \Psi_1(Z) &\triangleq K^{*-1} \tilde{P}^*(Z) T^{-1} \\ &= Q_0 + Q_1 Z + \cdots + Q_l Z^l \end{aligned} \quad (23)$$

と定義する。 $\tilde{P}^*(Z)$ は Z の l 次の多項式であるが、 $\tilde{N}_s$ は s についての無限級数である。(13)式の右辺に(11)式を代入して整理すると、

$$D \begin{bmatrix} \tilde{P}_0^* \\ \tilde{P}_1^* \\ \vdots \\ \tilde{P}_l^* \end{bmatrix} = \text{diag}[K^*, \dots, K^*] \times \begin{bmatrix} \Sigma_T \\ \frac{1}{2!} \Sigma_T^2 \\ \vdots \\ \frac{1}{(l+1)!} \Sigma_T^{l+1} \end{bmatrix} T \quad (24)$$

$$\Sigma_T \triangleq \Sigma T^{-1}$$

となる。(24)式の両辺に左右からそれぞれ $\text{diag}[K^*, \dots, K^*]^{-1}$, T^{-1} をかけ、 D の部分行列 D_{ij} は単位行列に定係数をかけた対角行列になっていることを考慮すると

$$D \begin{bmatrix} Q_0 \\ Q_1 \\ \vdots \\ Q_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Sigma_T \\ \frac{1}{2!} \Sigma_T^2 \\ \vdots \\ \frac{1}{(l+1)!} \Sigma_T^{l+1} \end{bmatrix} \quad (25)$$

となる。(22)、(23)および(25)式から、 $\tilde{N}_s$ は K^* には依存せず、 Z , Σ_T の関数になっていることがわか

る。

有限項の $\tilde{P}^*(Z)$ によって得られた $\tilde{N}_s$ が、どの程度 N_s の近似になっているかを検討するとき、 $\tilde{N}_s$ は対角行列だから、その一つの対角要素 $\tilde{N}_{s,i}$ についてのみ考えれば十分である。したがって、以後は $m=1$ とし $\tilde{N}_{s,i}$ を $\tilde{N}_s$ と書き換えて検討を進める。

$$z = \exp(j\omega\tau) = \exp\left(j\frac{\omega\sigma}{\sigma_T}\right), \quad \sigma_T \triangleq \frac{\sigma}{\tau}$$

とおいて、 $h \triangleq l+1$, σ_T をパラメータとしたときの $\tilde{N}_s$ の周波数特性を求める。このとき、 $\tilde{N}_s$ の近似の条件として、

(R) $\tilde{N}_s$ は参照モデル $1/M_s$ の帯域周波数内で、進み要素となっていなければならない。

を設ける。Fig. 3 は $\tilde{N}_s$ の周波数特性の一例であるが、Butterworth ($\{\alpha_2, \alpha_3, \alpha_4\} = \{0.5000, 0.1465, 0.02145\}$) および北森系列の4次の参照モデル

$$M_s = 1 + \sigma s + \alpha_2 \sigma^2 s^2 + \alpha_3 \sigma^3 s^3 + \alpha_4 \sigma^4 s^4 \quad (26)$$

に対する $1/M_s$ のゲイン特性も同時に示してある。検討の結果はつぎのとおりである。

(i) $\sigma_T < 1$ のときは、(R)を満足しない。

しかし、 σ_T が小さくなると、フィードバック制御系を設計するのも困難となり⁷⁾、実際には $\sigma_T < 1$ となる τ を選ぶことはまずないと考えてよい。

(ii) $1 \leq \sigma_T < 2$ のときは、 $h \geq 6$ で(R)をほぼ満足する。

このときの周波数特性は Fig. 3(a)で示されている。

(iii) $2 \leq \sigma_T$ のときは、 $h \geq 6$ で(R)を満足する。

$2 < \sigma_T < 3$, $h=6$ のときの周波数特性を Fig. 3(b)

Fig. 3 Frequency characteristics of $\tilde{N}_s$.
K.M.: Kitamori model
B.M.: Butterworth model

に示す。σ_T が大きくなると、より高周波まで一致するようになる。

(iv) $l \geq \sigma_T$ が必要である。

以上のことから、IPD 方式のとき l を選ぶ指針として、つぎの式を挙げておく。

$$l \geq \max_i \{5, \max_i \sigma_{Ti}\} \quad (\sigma_{Ti} \triangleq \sigma_i / \tau_i \geq 1) \quad (27)$$

3.5 別の方法でフィードバック制御系が設計された場合

部分的モデルマッチング手法とは別の方法で K^* , F^* , F_1^* が設計されたとき、(9)式から Σ を $I_m + sK^{*-1}(H + F(s))$ の s の係数行列とすると、

$$\Sigma = K^{*-1} (H_0 + F_0) \quad (28)$$

となる。 $F_0 = F_1^*$ だから、 K^* , F_1^* のほかに H_0 (プラントの定常ゲイン行列の逆行列) がわかれば Σ が設計できる。あとは 3.2 節に従って予見制御を設計すればよい。

3.6 設計例

文献 9) の例題を引用する。すなわち、プラントの伝達関数 $G(s)$ を

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{0.28}{(1+3s)(1+7s)} & \frac{-0.33}{(1+5s)(1+6s)} \\ \frac{0.4}{(1+9s)(1+30s)} & \frac{0.5}{(1+18s)(1+24s)} \end{bmatrix}$$

とする。与えたサンプリング周期 T と、設計された Σ は

Fig. 4 Responses of IPD control system
 y_b, u_b : with preview control
 y_b, u_b : without preview control

$$T = \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 20 \end{bmatrix}, \quad \Sigma = \begin{bmatrix} 9.259 & 0 \\ 0 & 39.41 \end{bmatrix}$$

であり、 $F_1^* \equiv 0$ となり IP モードの制御系となる⁹⁾。この制御系に $l=5$ の予見制御を付加する。このとき

$$lT = \begin{bmatrix} 10 & 0 \\ 0 & 100 \end{bmatrix} > \Sigma$$

となり、 l は (27) 式を満足している。 $r = [1 \ 0]^T$, $r = [0 \ 1]^T$ のときの応答を、それぞれ Fig. 4(a), Fig. 4(b) に示す。 $r = [0 \ 1]^T$ のときの u は波形が重なって見ずらくなるので省略した。予見制御を加えると、フィードバック制御系の応答を Σ だけ回復しているようすがよくわかる。

4. I²PD 制御方式

一般に 2 型補償器をもつ制御系では、ステップ状目標入力に対してはいきすぎの大きな応答特性を示すことがよく知られている。I²PD 制御方式での予見制御は応答の遅れ Σ を回復するとともに、ステップ状目標入力に対してもいきすぎを抑えた制御系にするのが目的である。

4.1 $K^*(\Delta)$, $F^*(\Delta)$ の設計

$K^*(\Delta)$ を

$$K^*(\Delta) = (K_1^* + K_2^* \Delta^{-1}) \Delta^{-1} \quad (29)$$

とすると、この連続時間近似表現は

$$K(s) \triangleq \frac{K_1 s + K_2}{s^2} = \frac{1}{s} [K^*(\Delta) \Delta] \quad (30)$$

$$= \frac{1}{s^2} \left[K_1^* s + K_2^* \left(I_m + \frac{1}{2} T s + \frac{1}{12} T^2 s^2 + \dots \right) \right] \quad (31)$$

となる。これより

$$K_1 = K_1^* + \frac{1}{2} K_2^* T, \quad K_2 = K_2^* \quad (32)$$

の関係が得られる。Fig. 2 において、 $K(s)$ が (30) 式で与えられるときの $R(s)$ と $Y(s)$ の関係式は

$$\{I_m + K_2^{-1} K_1 s + K_2^{-1} (H + F(s)) s^2\} Y(s) = \{I_m + K_2^{-1} K_1 s + K_2^{-1} P(s) s^2\} R(s) \quad (33)$$

(2), (33) 式の左辺を恒等的に等しくおくと、

$$I_m K_2^{-1} K_1 s + K_2^{-1} (H + F(s)) s^2 \equiv M_s \quad (34)$$

が得られる。これより $F(s)$ は

$$F(s) = F_{-1} \frac{1}{s} + F_0 + F_1 s + F_2 s^2 + \dots \quad (35)$$

$$F_{-1} = K_2 \Sigma - K_1 \quad (36)$$

$$F_i = \alpha_{i+2} K_2 \Sigma^{i+2} - H_i$$

となり、 F^* は次式となる。

$$F_{-1}^* = K_2 \Sigma - K_1 \quad (37a)$$

$$F_0^* = K_2 \alpha_2 \Sigma^2 - H_0 \quad (37b)$$

$$F_1^* = K_2 \left(\alpha_3 \Sigma + \frac{1}{2} \alpha_2 T \right) \Sigma^2$$

$$-\left(H_1 + \frac{1}{2}H_0T\right) \quad (37c)$$

$$F_2^* = K_2 \left(\alpha_4 \Sigma^2 + \alpha_3 T \Sigma + \frac{1}{3} \alpha_2 T^2 \right) \Sigma^2 - \left(H_2 + H_1 T + \frac{1}{3} H_0 T^2 \right) \quad (37d)$$

$$F_3^* = K_2 \left(\alpha_5 \Sigma^3 + \frac{3}{2} \alpha_4 T \Sigma^2 + \frac{11}{12} \alpha_3 T^2 \Sigma + \frac{1}{4} \alpha_2 T^3 \right) \Sigma^2 - \left(H_3 + \frac{3}{2} H_2 T + \frac{11}{12} H_1 T^2 + \frac{1}{4} H_0 T^3 \right) \quad (37e)$$

(37d), (37e)式から, Σ の最小の正の実数を与える式は

$$\alpha_5 \Sigma^3 - \alpha_4 \left(\tilde{H}_2 - \frac{3}{4} T \right) \Sigma^2 - \alpha_3 \left(\tilde{H}_2 - \frac{1}{6} T \right) T \Sigma - \frac{1}{3} \tilde{H}_2 T^2 = 0 \quad (38)$$

ここで,

$$\tilde{H}_2 \triangleq \left[\left(H_2 + H_1 T + \frac{1}{3} H_0 T^2 \right)^{-1} \times \left(H_3 + \frac{3}{4} H_2 T + \frac{1}{6} H_1 T^2 \right) \right]_{\text{diag}}$$

$F_2^* = 0, F_1^* = 0$ より, K_2, K_1 は

$$K_2 = \left(H_2 + H_1 T + \frac{1}{3} H_0 T^2 \right)^{-1} \times \left(\alpha_4 \Sigma^4 + \alpha_3 T \Sigma^3 + \frac{1}{3} \alpha_2 T^2 \Sigma^2 \right)^{-1} \quad (39a)$$

$$K_1 = K_2 \Sigma \quad (39b)$$

となる。(32), (39b)式から, K_2^*, K_1^* は

$$K_2^* = K_2 \quad (40a)$$

$$K_1^* = K_2 \left(\Sigma - \frac{1}{2} T \right) \quad (40d)$$

で求まる。

4.2 $\tilde{P}^*(Z)$ の設計

(2), (33)式の右辺を恒等的に等しくおくと,

$$I_m + K_2^{-1} K_1 s + K_2^{-1} P(s) s^2 \equiv N_s \quad (41)$$

が得られる。この式の s^{i+2} 次までの係数が等しくなるように P_i を設計すると, 次式となる。

$$P_i = \frac{1}{(i+2)!} K_2 \Sigma^{i+2}, \quad (i=0, 1, \dots, l) \quad (42)$$

P_i が与えられると, $\tilde{P}^*$ は(13)式を解いて得られる。

4.3 予見情報の長さ l

(41)式の左辺に(12), (46)式を代入して $\tilde{N}_s$ とおく

と

$$\tilde{N}_s = I_m + \{I_m + \Psi_2(Z)(I_m - Z^{-1})\} \Sigma s \quad (43)$$

ここで,

$$\Psi_2(Z) \triangleq K_2^{-1} \tilde{P}^*(Z) T^{-1} \Sigma^{-1} = Q_0 + Q_1 Z + \dots + Q_l Z^l \quad (44)$$

(13)式の右辺に(42)式を代入して整理すると,

$$D \begin{bmatrix} Q_0 \\ Q_1 \\ \vdots \\ Q_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2!} \Sigma_T \\ \frac{1}{3!} \Sigma_T^2 \\ \vdots \\ \frac{1}{(l+2)!} \Sigma_T^{l+1} \end{bmatrix} \quad (45)$$

となり, $\Psi_2(Z)$ は Σ_T と l の関数となる。3.4節と同様にして $\tilde{N}_s$ の近似度を調べると, I²PD のときも(27)式が適用できることがわかる。

4.4 別の方法でフィードバック制御系が設計された場合

別の方法で K^*, K_2^*, F_0^*, F_1^* が設計されたとき,

Table 1 Designed parameters

σ	k_1^*	k_2^*	f_0^*	f_1^*	
2.844	1.079	2.724	3.364	0.7997	
$\tilde{P}_0$	$\tilde{P}_1$	$\tilde{P}_2$	$\tilde{P}_3$	$\tilde{P}_4$	$\tilde{P}_5$
0.0055	1.797	1.267	0.8746	0.4107	0.0994

(a)

(b)

Fig. 5 Responses of I²PD control system
 y_p, u_p : with preview control
 y_b, u_b : without preview control

(34)式あるいは(39b)式から

$$\Sigma = K_2^{-1} K_1 \quad (46)$$

となる。 K_1^* , K_2^* が与えられると, K_1 , K_2 は(32)式で求まる。あとは4.2節にしたがって予見制御を設計すればよい。

4.5 設 計 例

文献7) で使われた1入出力プラント

$$G(s) = \frac{1}{1 + 4s + 2.4s^2 + 0.448s^3 + 0.0256s^4}$$

を考える。 $T = \tau_1 = 0.64$, $l = 5$ とし, M_o は北森の参照モデルを使って設計した。設計されたパラメータをTable 1 に示す。

(a) $r = 1$, (b) $r = 0.01$ のときの y および u を, Fig. 5(a), Fig. 5(b) に示す。I²PD 方式のときは, 予見制御はただ応答の遅れを回復するだけでなく, フィードバック制御系に比べて応答のいきすぎが抑えられ, 応答の立ち上がり部での操作量も抑えられていることがよくわかる。なお, フィードバック制御系の応答は, 2型補償器をもつ最適状態フィードバック制御系の応答に近いものとなっている。

5. む す び

最適レギュレータ手法によらない, IPD, I²PD 方式予見制御系の一設計法を提案した。

IPD 方式では, 遅れを Σ だけ回復することによって, 追従誤差が減少するとともに, ランプ状目標入力に対する定常偏差も減少する。I²PD 方式では, 遅れを回復して追従誤差が減少するとともに, ステップ状目標入力に対しても, いきすぎを抑えた応答が得られ, 立ち上がり部での操作量が抑えられる。

以上の設計の経過から, 最適レギュレータ手法の設

計段階ではもう一つ不明確であった予見制御の働きの一部を明確化することができた。また, 予見情報の長さ l の選択法についても一つの目安ができた。さらに応答特性を改善する方法も残されていると思われるし外乱に対しても同様の設計法を確立することが今後の課題である。

参 考 文 献

- 1) 早勢, 市川: 目標値の未来値を最適に利用する追値制御, 計測自動制御学会論文集, 5-1, 86/94 (1969)
- 2) 富塚誠義: 離散形最適有限制御問題, 計測自動制御学会論文集, 11-6, 663/668 (1975)
- 3) M. Tomizuka and D. E. Rosenthal: On the Optimal Digital State Vector Feedback Controller with Integral and Preview Actions, Trans. of the ASME, Jour. of Dyn. Sys. Meas. and Contr., 101, June, 172/178 (1979)
- 4) M. Tomizuka and D. E. Whitney: Optimal Discrete Finite Preview Problems (Why and How is Future Information Important?), Trans. of the ASME, Jour. of Dyn. Sys. Meas. and Contr., 97, December, 319/325 (1975)
- 5) 愛田, 北森: 最適予見サーボ系のサンプル点完全追従性と出力次数の等しい α 遅れ逆システムの一設計法, 第25回 SICE 学術講演会予稿集, 199/200 (1986)
- 6) 愛田, 北森: 追値予見サーボ系, 第29回自動制御連合講演会前刷, 168/169 (1986)
- 7) 北森俊行: 制御対象の部分的知識に基づくサンプル値制御系の設計法, 計測自動制御学会論文集, 15-5, 695/700 (1979)
- 8) 北森俊行: 制御対象の部分的知識に基づく I-PD 方式非干渉制御系の設計法, 計測自動制御学会論文集, 16-1, 112/117 (1980)
- 9) 森, 重政, 北森: 異なるサンプリング周期を有するサンプル値非干渉制御系の設計法, 計測自動制御学会論文集, 20-4, 300/306 (1984)
- 10) 愛田, 北森: 最適予見サーボ系の設計, 計測自動制御学会論文集, 22-5, 527/534 (1986)