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[†]

北 森 俊 行*

A Design Method for Sampled-Data Control Systems Based upon Partial Knowledge about Controlled Processes

Toshiyuki KITAMORI*

A design method will be useful if it calls for a minimum amount of knowledge about the controlled process, since identification of the state equation is not an easy task especially in the field of process control. The author previously developed a method for the continuous-time case which involves only a limited number of the controlled process parameters corresponding to the number of the controller parameters. In this paper the method is applied to sampled-data control systems.

The controlled process is usually time-continuous even in a sampled-data control system. Thus, the system is working on the continuous-time basis. Here, sampled-data control systems are approximated into continuous-time ones, and the previously developed method is employed to give the design formulas.

The control system to be designed is to meet the following specifications:

- (C₁) It has zero steady-state error.
- (C₂) It has adequate damping characteristics.
- (C₃) It has the shortest rise-time on satisfying (C₁) and (C₂).

The design formula gives rise to a sampled-data system which approaches to a continuous-time one with an increasing response speed but without changing its damping characteristics as the sampling period reduces to zero. Zero sampling period reduces the formulas to the previously obtained ones for the continuous-time systems.

Formulas for the PID and the I-PD control schemes are derived according to the method. Some designed samples are demonstrated in

step response curves, which show effectiveness of the method. The sampling period T is assumed in advance to be less than half the rise-time of the controlled process, otherwise a system with $T=0$, that is, a continuous-time system will result because of the specification (C₃) above.

1. はじめに

特にプロセス制御の分野では、制御対象の動特性を完全に正確に測定することはきわめて難しいから、設計という目的にとって必要最小限の知識で設計できることが望ましい。著者は先にこの観点から連続時間系の設計原理を開発した¹⁾。ここではこの設計原理をサンプル値制御系の設計に応用する。

サンプル値制御系でも制御対象は連続時間系であって、系全体として連続時間のベースで稼動しているのが普通である。したがってサンプリング周期をゼロにすることによって、連続時間制御系も設計できる設計法を展開する。

この設計原理から各種の制御方式の設計公式が導かれるが、ここでは代表的なものとしてPIDおよびI-PD制御方式の設計公式を導き、設計例を合せて示す。

離散時間線形最適レギュレータ系の設計法を応用すれば、任意のサンプリング周期(ゼロを含めて)に対する状態フィードバック系²⁾あるいは出力フィードバック系³⁾の設計法を導くことができる。しかし、制御対象の状態方程式が完全にわかっていなければならないのは現在では大きな障害である。また評価関数の荷重係数の値の選び方の指針に乏しいし、PIDのような広く用いられている制御方式の設計と直ちにはつながらない。他方、PID制御方式についてZiegler-Nichols法の流れで、制御対象の表現や最適性の基準を改良して、簡便な設計公式やグラフを与える方法⁴⁾もある。

[†] 第15回計測自動制御学会学術講演会で発表(昭51・8)

* 東京大学工学部 東京都文京区本郷 7-3-1

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

(Received August 9, 1978)

これは実用的であろうが、数値計算に頼る現象論的扱いにすぎるので最後の手段とすべきであろう。

本設計法で設計しようとする制御系は要請条件

(C₁) 制御系の定常位置偏差はゼロであること、

(C₂) 制御系は適切な減衰特性をもつこと、

(C₃) (C₁) および (C₂) の条件を満たしたうえで、

制御系の立上り時間が最小になること、

を満たす系である。

本設計法は、サンプル値制御装置を連続時間要素で近似し、制御系を連続時間系とみなして、先に開発した方法を適用するという手順で展開される。

サンプリング周期は本設計法ではあらかじめ決めてから設計する。そうでないと要請条件 (C₃) によって、サンプリング周期がゼロ、すなわち連続時間制御系が最もよい系として求まってしまうからである。

2. サンプル値系の連続時間表現

サンプル値系は通常は z 変換法または離散時間状態方程式で記述されるが、ここではサンプリング周期 T がゼロの場合も含めて扱いたいので、微分演算子 s に対応する差分演算子

$$\Delta = \frac{1-z^{-1}}{T} \quad (1)$$

も使う。この差分演算子表現を使うとパルス伝達関数と伝達関数の係数の対応が明白になる。たとえば k/Δ は $T \rightarrow 0$ で k/s に、 $k\Delta$ は ks に近づく。

しかしデジタル計算機内でのパルス伝達関数の実現にはシフト演算子 z を使うのが便利である。差分演算子表現とシフト演算子表現の換算は (1) 式より簡単に行えるが、以下によく現われる多項式についてはつぎのようになる。すなわち

$$\tilde{c}^* = \tilde{c}_0^* + \tilde{c}_1^* z^{-1} + \tilde{c}_2^* z^{-2} + \dots \quad (2)$$

$$c^* = c_0^* + c_1^* \Delta + c_2^* \Delta^2 + \dots \quad (3)$$

が等しいとすると、換算公式は

$$\tilde{c}_i^* = (-1)^i \sum_{j=i}^{\infty} j C_j \frac{1}{T^j} c_j^* \quad (4)$$

$$c_j^* = (-1)^j T^j \sum_{i=j}^{\infty} i C_i \tilde{c}_i^* \quad (5)$$

であり、 z^{-1} の n 次式は Δ の n 次式になる。

上にも係数を区別したように、伝達関数についても連続時間の $G(s)$ に対して、 Δ で表現されたパルス伝

達関数を $G^*(\Delta)$ 、 z で表現されたパルス伝達関数を $\tilde{G}^*(z)$ と書くことにする。

連続時間領域における制御対象を補償、制御するサンプル値制御系では、補償要素や制御装置は Fig. 1 のようにサンプラ、サンプル値演算装置およびホールドから成っている。制御系全体としては連続時間のベースで働いているので、連続時間系とみなして設計するのが適切であり、そのために制御系内のこの部分の連続時間領域での近似表現を求める。

まず、サンプラの手前の信号のラプラス変換を $X_0(s)$ とすると、それがサンプリング周期 T でサンプルされると

$$X_1(s) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_0\left(s + jk \frac{2\pi}{T}\right) = [\tilde{X}_1^*(z)]_{z=eTs} \quad (6)$$

となる。したがって 0 次ホールドの出力 $X_3(s)$ は

$$\begin{aligned} X_3(s) &= \left[\frac{1-z^{-1}}{s} \cdot \tilde{G}^*(z) \tilde{X}_1^*(z) \right]_{z=eTs} \\ &= \frac{1-e^{-Ts}}{Ts} \cdot \tilde{G}^*(e^{Ts}) \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_0\left(s + jk \frac{2\pi}{T}\right) \end{aligned} \quad (7)$$

である。当然のことながら、サンプラの時变的特性によって $X_3(s)$ には $X_0(s)$ に含まれていなかった成分 $X_0(s + jk(2\pi/T))$ ($k \neq 0$) が入り込むので、 $X_0(s)$ から $X_3(s)$ への正確な伝達関数は存在しない。

ところが後に適用する設計法¹⁾では伝達関数の $s=0$ の近傍の特性 (伝達関数の Maclaurin 展開の低次の展開係数あるいはそれらと IFS 性^(注 1)の意味で等価なパラメータ) が重要である。一方、サンプリング定理に関連してよく知られているように、サンプリング周期 T が十分短いとき $s=0$ の近傍では

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} X_0\left(s + jk \frac{2\pi}{T}\right) \doteq X_0(s) \quad (8)$$

の近似が十分良く成り立つ。

したがって (7) 式の $X_3(s)$ は

$$X_3(s) \doteq \frac{1-e^{-Ts}}{Ts} \tilde{G}^*(e^{Ts}) X_0(s) \quad (9)$$

と近似され、結局、サンプラ、サンプル値演算装置、0 次ホールドから成るサンプル値制御装置の近似伝達関数として

$$G(s) = \tilde{G}^*(e^{Ts}) \frac{1-e^{-Ts}}{Ts} \quad (10)$$

をうる。差分演算子表現を用いれば

(注 1) パラメータ系列間の計算において、任意の項までの計算がそれより後に続くパラメータに関係しない性質¹⁾。

Fig. 1 Structure of the sampled-data controller

$$G(s) = \frac{1}{s} [\mathcal{L} \cdot G^*(\mathcal{L})]_{\mathcal{L}} = \frac{1-e^{-Ts}}{T} \quad (10')$$

である。

3. サンプル値制御系の設計公式

プロセス制御で代表的な PID 制御方式および I-PD 制御方式について具体的に設計公式を導く。両制御方式のブロック線図は Figs. 2, 3 に示すとおりである。

前章で導いたサンプル値制御装置の近似伝達関数を使って、系全体を連続時間系として設計するので、はじめに連続時間制御系の設計法を要約しておく。

3.1 連続時間制御系の設計法の要約¹⁾

設計される制御系ははじめに述べた要請条件 (C₁), (C₂), (C₃) を満たす系である。これは、制御系の伝達関数の分母系列表現(注 2)を参照モデル

$$G_m(s) = \frac{1}{g_\sigma} = \frac{1}{\alpha_0 + \alpha_1 s + \alpha_2 \sigma^2 s^2 + \alpha_3 \sigma^3 s^3 + \dots} \quad (\alpha_0 = \alpha_1 = 1) \quad (11)$$

に、調整可能なパラメータの数が許すかぎり、分母の s の低次のほうから係数を合せ、しかも σ ができるだけ正で小さくなるようにしてやることによって構成される。参照モデルにおけるパラメータの推奨値として

$$\{\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots\} = \{1, 1, 0.5, 0.15, 0.03, 0.003, \dots\} \quad (12)$$

を使うと、行き過ぎ量約 10% のステップ応答の系が得られる。

以下で設計公式を簡潔にするために、制御対象の伝達関数

$$G_p(s) = \frac{b}{a} = \frac{b_0 + b_1 s + b_2 s^2 + \dots}{a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + \dots} \quad (13)$$

Fig. 2 Sampled-data PID control system

Fig. 3 Sampled-data I-PD control system

(注 2) 有理関数形の伝達関数の分子、分母の昇べきの多項式を分子の多項式で割って、分子を 1 にした表現。

を分母系列表現

$$G_p(s) = \frac{1}{g'} = \frac{1}{a_0' + a_1' s + a_2' s^2 + \dots} \quad (14)$$

としておく (設計のためには a_i, b_i 別々にわかっている必要はない)。ここで

$$\begin{aligned} a_0' &= a_0/b_0 \\ a_i' &= \{a_i - (b_1 a_{i-1}' + \dots + b_i a_0')\}/b_0 \quad (i=1, 2, \dots) \end{aligned} \quad (15)$$

である。

制御対象にむだ時間 e^{-Ls} が含まれている場合も、Maclaurin 展開によって $e^{-Ls} = 1 - Ls + (1/2!)L^2 s^2 - (1/3!)L^3 s^3 + \dots$ と表わし、(13)式の a, b と合せて (14)式に分母系列表現にしておく。

3.2 PID 制御方式の設計公式

連続時間の PID 制御装置を

$$G_c(s) = \frac{c}{s} = \frac{c_0 + c_1 s + c_2 s^2 + \dots}{s} \quad (16)$$

としたとき、制御系の伝達関数

$$W(s) = \frac{c}{c + s g'} \quad (17)$$

を参照モデル(11)に等しいと置いて c を解くと

$$\begin{aligned} c &= \frac{s g'}{\alpha_\sigma - 1} \\ &= \frac{1}{\sigma} \{p_0(\sigma) + p_1(\sigma)s + p_2(\sigma)s^2 + p_3(\sigma)s^3 + \dots\} \end{aligned} \quad (18)$$

をうる。ここで

$$\begin{aligned} p_0(\sigma) &= a_0' \\ p_1(\sigma) &= a_1' - \sigma \alpha_2 a_0' \\ p_2(\sigma) &= a_2' - \sigma \alpha_2 a_1' + \sigma^2 (\alpha_2^2 - \alpha_3) a_0' \\ p_3(\sigma) &= a_3' - \sigma \alpha_2 a_2' + \sigma^2 (\alpha_2^2 - \alpha_3) a_1' \\ &\quad - \sigma^3 (\alpha_2^3 - 2\alpha_2 \alpha_3 + \alpha_4) a_0' \\ &\dots \dots \dots \end{aligned} \quad (20)$$

は制御対象のパラメータおよび参照モデルのパラメータから成る係数をもつ σ の多項式である。

PID 制御装置のパラメータは(19)式より

$$c_i = p_i(\sigma)/\sigma \quad (i=0, 1, 2, \dots) \quad (21)$$

で与えられるが、ここで σ は未定である。これはつぎのようにして決められる。たとえば制御装置が PI 動作ならば、 $c_2, c_3, \dots$ はすべてゼロとしなければならない。しかしパラメータが σ ひとつしかないから $c_2, c_3, \dots$ をすべて同時にゼロにできないので、最低次の係数 c_2 のみをゼロにする。そうすると $c_2 = p_2(\sigma)/\sigma = 0$ 、あるいは $p_2(\sigma) = 0$ であるから、これから σ がきまる。正の σ の値が二つ以上あるときには、要請条件 (C₃) により、正の最小の σ をとる(注 3)。

さて、サンプル値 PID 制御装置

$$\frac{c_0^* + c_1^* z^{-1} + c_2^* z^{-2} + \dots}{1 - z^{-1}} = \frac{c_0^* + c_1^* \Delta + c_2^* \Delta^2 + \dots}{\Delta} \quad (22)$$

は連続時間要素で近似すると(10')式より

$$\frac{c}{s} = \frac{1}{s} \left[\Delta \cdot \frac{c_0^* + c_1^* \Delta + c_2^* \Delta^2 + \dots}{\Delta} \right] \Delta = \frac{1 - e^{-Ts}}{T} (\times) \quad (23)$$

であるが、 s の昇べきの順に展開すると

$$(\times) = \frac{1}{s} \left[c_0^* + c_1^* s + \left(c_2^* - \frac{1}{2} T c_1^* \right) s^2 + \left(c_3^* - T c_2^* + \frac{1}{6} T^2 c_1^* \right) s^3 + \dots \right] \quad (24)$$

をうる。これから連続時間 PID 制御装置のパラメータとサンプル値 PID のそれとの間の関係

$$\begin{aligned} c_0 &= c_0^* \\ c_1 &= c_1^* \\ c_2 &= c_2^* - \frac{1}{2} T c_1^* \\ c_3 &= c_3^* - T c_2^* + \frac{1}{6} T^2 c_1^* \\ &\dots \dots \dots \end{aligned} \quad (25)$$

をうる。これを逆に解いて、(21)式を代入すると

$$\begin{aligned} c_0^* &= p_0(\sigma) / \sigma \\ c_1^* &= p_1(\sigma) / \sigma \\ c_2^* &= \left\{ p_2(\sigma) + \frac{1}{2} T p_1(\sigma) \right\} / \sigma \\ c_3^* &= \left\{ p_3(\sigma) + T p_2(\sigma) + \frac{1}{3} T^2 p_1(\sigma) \right\} / \sigma \\ &\dots \dots \dots \end{aligned} \quad (26)$$

をうる。

さて、I 動作、PI 動作、PID 動作、…に応じて、 c_1^* 以降、 c_2^* 以降、 c_3^* 以降、…は使わないからゼロにしなければならない。連続時間の PI 動作について σ の決め方を上で説明したようにして、サンプル値 PID 制御方式の場合の σ を決める方程式として

$$\begin{aligned} \text{I 動作: } p_1(\sigma) &= 0 \\ \text{PI 動作: } p_2(\sigma) + \frac{1}{2} T p_1(\sigma) &= 0 \\ \text{PID 動作: } p_3(\sigma) + T p_2(\sigma) + \frac{1}{3} T^2 p_1(\sigma) &= 0 \\ &\dots \dots \dots \end{aligned} \quad (27)$$

をうる。要請条件 (C3) を満たすために、これらの方程式の正の最小の根 σ を求めると、それぞれの動作に

(注 3) σ は制御系のインパルス応答の 1 次のモーメントに相当し、立上り時間(この場合はステップ応答が 60~70% 立ち上る時間)を表わすちょうど良いパラメータである。

使うパラメータの値を(26)式から決定することができる。

3.3 I-PD 制御方式

I-PD 制御方式では I 動作の制御装置

$$G_c(s) = \frac{k}{s} \quad (28)$$

と、PD 動作のフィードバック補償要素

$$G_f(s) = \underline{f} = f_0 + f_1 s + \dots \quad (29)$$

を用いる。制御系の伝達関数

$$W(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{k} (g' + \underline{f})} \quad (30)$$

を参照モデル(11)に等しいと置いて $\underline{f}$ を解くと

$$\underline{f} = \frac{k}{s} (\alpha_\sigma - 1) - g' \quad (31)$$

$$= q_0(k, \sigma) + q_1(k, \sigma)s + q_2(k, \sigma)s^2 + \dots \quad (32)$$

をうる。ここで、

$$q_i(k, \sigma) = k \alpha_{i+1} \sigma^{i+1} - a_i' \quad (i=0, 1, 2, \dots) \quad (33)$$

は制御対象のパラメータと、参照モデルのパラメータから成る係数をもつ k と σ に関する多項式である。連続時間のフィードバック補償要素のパラメータは

$$f_i = q_i(k, \sigma) \quad (i=0, 1, 2, \dots) \quad (34)$$

である。

さて、サンプル値 I 動作制御装置

$$\frac{\bar{k}^*}{1 - z^{-1}} = \frac{k^*}{\Delta} \quad (35)$$

は連続時間要素

$$\frac{k}{s} = \frac{1}{s} \left[\Delta \cdot \frac{k^*}{\Delta} \right] \Delta = \frac{1 - e^{-Ts}}{T} = \frac{k^*}{s} \quad (36)$$

で、またサンプル値 PD 動作補償要素

$$\bar{f}_0^* + \bar{f}_1^* z^{-1} + \dots = f_0^* + f_1^* \Delta + \dots \quad (37)$$

は連続時間要素

$$\begin{aligned} \underline{f} &= \frac{1}{s} [\Delta (f_0^* + f_1^* \Delta + \dots)] \Delta = \frac{1 - e^{-Ts}}{T} \\ &= f_0^* + \left(f_1^* - \frac{1}{2} T f_0^* \right) s \\ &\quad + \left(f_2^* - T f_1^* + \frac{1}{6} T^2 f_0^* \right) s^2 \\ &\quad + \left(f_3^* - \frac{3}{2} T f_2^* + \frac{7}{12} T^2 f_1^* - \frac{1}{24} T^3 f_0^* \right) s^3 + \dots \end{aligned} \quad (38)$$

で近似される。これから連続時間系の場合のパラメータとの関係

$$\begin{aligned} f_0 &= f_0^* \\ f_1 &= f_1^* - \frac{1}{2} T f_0^* \end{aligned}$$

$$f_2 = f_2^* - T f_1^* + \frac{1}{6} T^2 f_0^*$$

$$f_3 = f_3^* - \frac{3}{2} T f_2^* + \frac{7}{12} T^2 f_1^* - \frac{1}{24} T^3 f_0^* \quad (40)$$

... ..

をうる。これを逆に解いて、(34)式を代入すると

$$f_0^* = q_0(k, \sigma)$$

$$f_1^* = q_1(k, \sigma) + \frac{1}{2} T q_0(k, \sigma)$$

$$f_2^* = q_2(k, \sigma) + T q_1(k, \sigma) + \frac{1}{3} T^2 q_0(k, \sigma)$$

$$f_3^* = q_3(k, \sigma) + \frac{3}{2} T q_2(k, \sigma)$$

$$+ \frac{11}{12} T^2 q_1(k, \sigma) + \frac{1}{4} T^3 q_0(k, \sigma) \quad (41)$$

... ..

をうる。

さて、PID 制御方式の場合と同様に、しかしここでは未定パラメータが k と σ の二つあるので、I 動作なら f_0^* と f_1^* を、I-P 動作なら f_1^* と f_2^* を、I-PD 動作なら f_2^* と f_3^* をゼロにすることから k と σ をきめることができる。 $q_i(k, \sigma)$ に (33) 式を代入して、 k を消去すると、 σ の方程式

$$\text{I 動作: } \alpha_0' \alpha_2 \sigma - \alpha_1' = 0$$

Fig. 4 Responses of PID control systems designed ((a) and (b) correspond to the controlled processes (45. a and b))

$$\text{I-P 動作: } \left(\alpha_1' + \frac{1}{2} T \alpha_0' \right) \alpha_3 \sigma^2$$

$$+ \left(-\alpha_2' + \frac{1}{6} T^2 \alpha_0' \right) \alpha_2 \sigma$$

$$+ \left(-\frac{1}{2} \alpha_2' - \frac{1}{6} T \alpha_1' \right) T = 0$$

$$\text{I-PD 動作: } (\alpha_2' + T \alpha_1' + T^2 \alpha_0') \alpha_4 \sigma^3$$

$$+ \left(-\alpha_3' + \frac{7}{12} T^2 \alpha_1' + \frac{1}{4} T^3 \alpha_0' \right) \alpha_3 \sigma^2$$

$$+ \left(-\alpha_3' - \frac{7}{12} T \alpha_2' + \frac{1}{18} T^3 \alpha_0' \right) T \alpha_2 \sigma$$

$$+ \left(-\frac{1}{3} \alpha_3' - \frac{1}{4} T \alpha_2' - \frac{1}{18} T^2 \alpha_1' \right) T^2 = 0$$

... .. (42)

をうる。これらの方程式の正の最小の根 σ を求めると、 $k^* = k$ は

$$\text{I 動作: } k^* = \alpha_0' / \sigma$$

$$\text{I-P 動作: } k^* = \left(\alpha_1' + \frac{1}{2} T \alpha_0' \right) / \left\{ \sigma \left(\alpha_2 \sigma + \frac{1}{2} T \right) \right\}$$

$$\text{I-PD 動作: } k^* = \left(\alpha_2' + T \alpha_1' + \frac{1}{3} T^2 \alpha_0' \right) / \left\{ \sigma \left(\alpha_3 \sigma^2 + T \alpha_2 \sigma + \frac{1}{3} T^2 \right) \right\} \quad (43)$$

Fig. 5 Responses of I-PD control systems designed ((a) and (b) correspond to the controlled processes (45. a and b))

... ..

で与えられ、また f_1^* は(41)式から

$$f_0^* = k^* \sigma - a_0'$$

$$f_1^* = k^* \alpha_2 \sigma^2 + \frac{1}{2} T k^* \sigma + \left(-a_1' - \frac{1}{2} T a_0' \right) \quad (44)$$

... ..

で与えられる。

3.4 若干の注釈

連続時間系の場合と共通する点は文献1)にゆづり、ここでの結果に関して若干つけ加える。

(N₁) 上に導いた設計公式はいずれもサンプリング周期をゼロにすると連続時間系の公式¹⁾に一致する。

(N₂) PID 制御方式におけるI動作とI-PD 制御方式におけるI動作とは当然一致する。

(N₃) サンプリング周期 T が大きくなると $s=0$ の近傍での(8)式の近似が、 $k=\pm 1$ の側帯波の影響で劣化してくる。設計公式が有効である T の範囲を定めるのは複雑で未解決であるが、次章の設計例をも参考にすると、PID, I-PD の3項動作までなら、制御対象の立上り時間(インパルス応答の1次モーメントを0次モーメントで割った値、ステップ応答の最終値の60%~70%に達するまでの時間)の約半分以下で良好な結果が得られている。

4. 設計例

前章の設計公式によって、 α_σ に(12)式の値を用いて設計した例を示す。例に選んだ制御対象は

$$G_p(s) = \frac{1}{1+4s+2.4s^2+0.448s^3+0.0256s^4} \quad (45. a)$$

$$G_p(s) = \frac{1}{1+s} \cdot \frac{12-6 \times 0.5s+0.5^2s^2}{12+6 \times 0.5s+0.5^2s^2} \quad (45. b)$$

である。(45. b)式は Padé 近似したむだ時間を含むもので、Ziegler-Nichols の方法でうまく設計できる例、(45. a)式はかなり不足制動になってしまう例である。

PID 動作および I-PD 動作について、サンプリング周期を変えて設計した結果のステップ応答曲線を Figs. 4, 5 に示す。図中、PID- r , I-PD- r は目標値のステップ状変化、PID- d , I-PD- d は外乱のステップ状変化に対する応答である。また数値はサンプリング周期を表わす。

制御対象(45. a)式の立上り時間は 4.0, (45. b)式のそれは 1.5 である。応答曲線から、前者にとってサンプリング周期 $T=2.56$ が上限に近く、後者では立上り時間 1.5 より長い $T=2.56$ で応答が非常に荒れているのが見られる。 T の小さいときの応答は連続時間系の場合¹⁾に一致している。

5. おわりに

先に、連続時間の制御系について開発した設計原理をサンプル値制御系の設計に適用して、連続時間の場合を自然につなげた形で内包するサンプル値制御系の設計法を展開し、PID および I-PD 制御方式について具体的に設計公式を導いた。得られた公式に現われている整合性から、どの制御動作まで設計するには制御対象のどのようなパラメータを測定してくる必要があるか、またどのパラメータは不要かも明白であろう。

最後に、本研究に関連した解析や設計のために東京大学大型計算機センターのシステムを活用して効果をあげたことを付記する。

参考文献

- 1) 北森俊行：制御対象の部分的知識に基づく制御系の設計法，計測自動制御学会論文集，15-4，549/555 (1979)
- 2) S.M. Melzer and B.C. Kuo: Sampling Period Sensitivity of the Optimal Sampled Data Linear Regulator, Automatica, 7-3, 367/370 (1971)
- 3) 深田 悟，毛利 彰，高田 勝：出力フィードバック制御系のサンプリング周期に対する評価感度，計測自動制御学会論文集，14-3，256/261 (1978)
- 4) 戸蒔吉孝，高松武一郎：2次遅れプロセスに対する離散的 PI 制御，計測自動制御学会論文集，12-5，588/592 (1976)