

1977

日本機械学会論文集(C編)
70巻 695号(2004-7)

論文 No. 03-0684

マルチレートサンプリングシステムのモデル追従適応制御*

石飛光章¹, 西岡義洋², 木下博²

Model Following Adaptive Control of Multirate Sampling Systems

Mitsuaki ISHITOBI³, Yoshihiro NISHIOKA and Hiroshi KINOSHITA

³ Department of Mechanical Engineering and Materials Science, Kumamoto University,
2-39-1 Kurokami, Kumamoto-shi, Kumamoto, 860-8555 Japan

This paper deals with model following adaptive control of linear time-invariant systems with two sampling rates: a slower one for the output and a faster one for the input. It is known that intersample ripples often arise in the outputs of the closed-loop multirate sampling systems although multirate control has interesting advantages. In this paper, a ripple-suppressed multirate model following control scheme is presented. A state observer is designed at the output sampling instants and a filter is constructed at the input sampling instants in order to estimate the output at the intersample instants of the outputs. Next, an adaptive version of the algorithm for systems with unknown parameters is shown. Experimental results applied to a position servo system with a supersonic sensor are given to indicate the effectiveness.

Key Words: Digital Control, Computer Control, Supersonic Wave, Multirate Sampling Systems, Model Following Control

1. 緒言

離散時間制御系設計方法の多くは、入力と出力とのサンプリング周期が等しい系を対象としている。ところが、制御対象によっては、センサのサイクルタイムの制約上、入力の望ましいサンプリング周期ほど、出力サンプリング周期を短くできない場合がある。たとえば、プロセス制御においてセンサとしてガスクロマトグラフを用いるときには、このような状況にしばしば遭遇し、機械システムの制御でも視覚センサや超音波センサを使用するときは同様である。

このような場合に入力のサンプリング周期を出力のサンプリング周期より短くする制御方法が、マルチレートサンプリング制御^{(1) (2)}と呼ばれて研究が行われている。中には、2自由度制御系の立場から取り組んだ研究⁽³⁾もあるが、多くは周期時変コントローラやリフティング手法コントローラと呼ばれる制御系設計の枠組みに入る研究である。周期時変コントローラやリフティング手法コントローラをもつフィードバック系では、出力サンプリング間にリップルが生じることが指摘されている^{(4) (5)}。そこで、リップルを抑制する方法が検討されている。Tangiralaら⁽⁵⁾は、内部モ

デル原理を利用する方法を提案しているが、この方法では適用可能な規範出力がステップ信号などに限定される。これに対し、制御対象を入力サンプリング周期でモデリングする方法が考察されている^{(6) (7)}。この方法では、入力サンプリング時点での出力をいかにして推定するかがポイントである。これまでの方法は、大部分の不安定系には適用できない。

本研究では、入力のサンプリング周期でモデリングする方法にもとづくが、不安定な制御対象にも適用可能な方法を示す。入力サンプリング時刻における出力を推定するために、従来の方法では出力誤差法を基本とする出力推定器を構成するのに対し、本研究の方法では、出力サンプリング時刻において状態観測器を、また、入力サンプリング時刻においてはフィルタを構成する点にこれまでとの違いがある。本論文では、初めにパラメータ値が既知の場合の設計方法を示し、つぎに正確なパラメータ値が未知の場合のパラメータ推定機構を含む方法を与えている。さらに、超音波センサを有する位置サーボ実験システムに、提案する制御手法を適用し、実際に適用可能であることを実証する。従来のマルチレートサンプリング制御の研究の多くは、実用システムや実験システムでの実証を行っておらず、実際的な適用可能性の検討は残されたままである。

* 原稿受付 2003年6月9日。

*1 正員、熊本大学工学部(☎ 860-8555 熊本市黒髪2-39-1)。

*2 熊本大学大学院自然科学研究科。

E-mail: mishi@kumamoto-u.ac.jp

2. 問題の設定

制御対象は、入出力をそれぞれ $u(t)$, $y(t)$ とする次式の一出入力離散時間系であるとする。

$$A_1(q^{-1})y(t) = q^{-d}B_1(q^{-1})u(t) \quad (1)$$

ここに、サンプリング周期は T であり、 q^{-1} は時間遅れ演算子を表し、 d はむだ時間である。また、 $A_1(q^{-1})$, $B_1(q^{-1})$ は

$$\begin{aligned} A_1(q^{-1}) &= 1 + a_{11}q^{-1} + \cdots + a_{1n}q^{-n} \\ &= (1 - \alpha_1 q^{-1}) \cdots (1 - \alpha_n q^{-1}) \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} B_1(q^{-1}) &= b_{10} + b_{11}q^{-1} + \cdots + b_{1m}q^{-m} \\ b_{10} &\neq 0 \end{aligned} \quad (3)$$

と表されるものとする。また、つぎの仮定が成立しているものとする。

- 1) システム (1) は最小実現である。
- 2) システム (1) は最小位相系である。すなわち、 $B_1(q^{-1})$ は漸近安定である。
- 3) 出力は J (2 以上の整数) 回に 1 回測定可能。

問題は、出力 $y(t)$ が規範モデルの出力 $y_r(t)$ に漸近的に一致する制御系を設計することである。出力値が JT ごとに測定されるにもかかわらず、出力サンプリング時刻だけでなく、入力サンプリング時刻においても制御誤差をなくすことによって、多くのマルチレートサンプリング制御で指摘されている、リップル発生問題を回避する。

モデル追従制御では、一般的に、規範モデルを陽に記述し、制御入力を規範モデル入力によって与えるが、ここでは、規範出力によって与えるようにしている。これは規範モデルを陽に記述せず、直接規範モデル出力を与える場合にも対応できるようにするために、前者の形式にあわせることも可能である。

つぎに、モデル (1) 式を入手可能な信号のみによる動特性式に変換しておく。

(1) 式の両辺に

$$C(q^{-1}) = \prod_{i=1}^n (1 + \alpha_i q^{-1} + \cdots + \alpha_i^{J-1} q^{1-J}) \quad (4)$$

を乗じると、等価な非最小実現形式

$$A(q^{-J})y(t) = q^{-d}B(q^{-1})u(t) \quad (5)$$

が得られる。ここに

$$\begin{aligned} A(q^{-J}) &= A_1(q^{-1})C(q^{-1}) \\ &= 1 + a_1 q^{-J} + \cdots + a_n q^{-nJ} \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} B(q^{-1}) &= B_1(q^{-1})C(q^{-1}) \\ &= b_0 + \cdots + b_{m+nJ-n} q^{-m-nJ+n} \end{aligned} \quad (7)$$

である。

3. 制御系設計

制御系設計におけるキーポイントは、入力サンプリング時刻における出力推定値の構成方法である。ここでは、出力サンプリング時刻において状態観測器を設計し、入力サンプリング時刻においてはフィルタを設計することによって、出力推定値を構成できることを示す。

- i) 出力サンプリング時刻 ($t = J, 2J, \dots$) における状態推定

制御対象 (1) 式は n 次ベクトル $x(t)$ を用いた状態方程式で

$$\begin{cases} x(t+1) = \Phi x(t) + \psi u(t) \\ y(t) = c^T x(t) \end{cases} \quad (8)$$

と表すことができる。入力のサンプリング周期が T であるのに対し、出力のサンプリング周期は JT であることから、 J ステップごとの状態の関係を表す方程式は、上式を $J-1$ 回繰り返すことにより

$$\begin{cases} x(t) = \Phi^J x(t-J) + \psi u(t-1) \\ \quad + \Phi \psi u(t-2) + \cdots \\ \quad + \Phi^{J-1} \psi u(t-J) \\ y(t) = c^T x(t) \end{cases} \quad (9)$$

となる。ここで、 Φ^J の特性多項式は (6) 式に一致する。そこで、正則変換 $z(t) = H_0 x(t)$ によって (9) 式を可観測標準形に変換し、 $\hat{z}(t)$, $\hat{x}(t)$ をそれぞれ $z(t)$, $x(t)$ の推定値として、状態観測器

$$\begin{aligned} \hat{z}(t) &= F \hat{z}(t-J) + g y(t-J) \\ &\quad + \psi_1 u(t-1) + \cdots + \psi_J u(t-J) \end{aligned} \quad (10)$$

$$F = \begin{bmatrix} -f_1 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & 1 \\ -f_n & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}$$

$$g = \begin{bmatrix} f_1 - a_1 \\ \vdots \\ f_n - a_n \end{bmatrix}$$

$$\psi_k = H_0 \Phi^{k-1} \psi, k = 1, \dots, J$$

を構成する。ここで、 F は安定な行列を与える。したがって、状態変数の推定値は

$$\hat{x}(t) = H_0^{-1} \hat{z}(t) \quad (11)$$

によって得られる。

- ii) 出力サンプリング時刻間の入力サンプリング時刻 ($t \neq 0, J, 2J, \dots$ (t が J で割り切れない整数であることを意味する)) における出力推定

まず、以下の状態フィルタを構成する。

$$\begin{cases} \bar{x}(t) = \Phi \hat{x}(t-1) + \psi u(t-1) \\ \quad t = J+1, 2J+1, \dots \\ \bar{x}(t) = \Phi \bar{x}(t-1) + \psi u(t-1) \\ \quad t \neq J+1, 2J+1, \dots \end{cases} \quad (12)$$

これらのフィルタを用いて、出力推定値を

$$\hat{y}(t) = c^T \bar{x}(t), \quad t \neq 0, J, 2J, \dots \quad (13)$$

と構成する。

入力は以下の手順で構成する。まず、漸近安定な多項式

$$A_r(q^{-1}) = 1 + d_{11}q^{-1} + \dots + d_{1h}q^{-h}, \\ h \leq n+d-1 \quad (14)$$

を与える。つぎに、多項式 $R(q^{-1})$ と $S(q^{-1})$ を方程式

$$A_r(q^{-1}) = A_1(q^{-1})R(q^{-1}) + q^{-d}S(q^{-1}) \quad (15)$$

により求める。ここで

$$R(q^{-1}) = 1 + r_1q^{-1} + \dots + r_{d-1}q^{-d+1} \quad (16)$$

$$S(q^{-1}) = s_0 + s_1q^{-1} + \dots + s_{n-1}q^{-n+1} \quad (17)$$

である。これより、入力は次式で与える。

$$u(t) = \frac{1}{b_{10}} [A_r(q^{-1})y_r(t+d) - S(q^{-1})\tilde{y}(t) - \{B_1(q^{-1})R(q^{-1}) - b_{10}\}u(t)] \quad (18)$$

ここに

$$\tilde{y}(t) = \begin{cases} y(t) & t = 0, J, 2J, \dots \\ \hat{y}(t) & t \neq 0, J, 2J, \dots \end{cases} \quad (19)$$

以下で、制御目的の達成について説明する。

制御入力の構成方法からわかるように、出力サンプリング時点間の入力サンプリング時刻における出力推定値 $\hat{y}(t)$ が真の出力 $y(t)$ に漸近すれば、入出力サンプリング周期が等しいシングルレート方式によるモデル追従制御系構成に一致するので、制御目的の達成、すなわち

$$y_r(t) - y(t) \rightarrow 0 \quad (20)$$

が成立し⁽⁸⁾、出力サンプリング時刻だけでなく、入力サンプリング時刻においても制御対象出力が規範出力に漸近することは明らかである。したがって、入力サンプリング時刻における出力推定値 $\hat{y}(t)$ の収束性について以下で述べる。

まず、状態観測器より、出力サンプリング時刻において

$$\hat{x}(iJ) \rightarrow x(iJ), \quad i \rightarrow \infty \quad (21)$$

となる。つぎに、フィルタと出力推定式より

$$y(iJ+k) - \hat{y}(iJ+k) = c^T \Phi^k (x(iJ) - \hat{x}(iJ)), \\ k = 1, 2, \dots, J-1 \quad (22)$$

が成り立つこと、(21) 式が成立すること、さらに、 k が $J-1$ 以下の正整数であることから、 i の増加とともに、上式右辺は 0 に収束し、すべての k について、出力推定誤差も漸減する。

つぎに安定性について論じる。上で述べているように、(21), (22) 式より $\hat{y}(t)$ が $y(t)$ に漸近する。したがって、(15), (1), (18) 式より

$$\begin{aligned} & A_r(q^{-1})y(t+d) \\ &= \{A_1(q^{-1})R(q^{-1}) + q^{-d}S(q^{-1})\}y(t+d) \\ &= B_1(q^{-1})R(q^{-1})u(t) + S(q^{-1})y(t) \\ &= A_r(q^{-1})y_r(t+d) \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} & A_r(q^{-1})B_1(q^{-1})u(t) \\ &= A_r(q^{-1})A_1(q^{-1})y(t+d) \\ &= A_r(q^{-1})A_1(q^{-1})y_r(t+d) \end{aligned} \quad (24)$$

となり、 $A_r(q^{-1})$, $B_1(q^{-1})$ が安定であることから、 $y(t)$, $u(t)$ はいずれも有界となる。

最後に、パラメータ変動に対するロバスト性について述べる。本論文の設計方法では、状態観測器を(9)式に対して構成する。したがって、もとの(8)式にパラメータ誤差が存在し、たとえば Φ がパラメータ誤差 Φ_Δ を有しているとすれば、(9)式の Φ^J がもつパラメータ誤差は概略 $J\Phi_\Delta$ となる。つまり、(9)式に関するパラメータ誤差は(8)式のパラメータ誤差のほぼ J 倍に拡大し、悪影響を受けやすくなる可能性がある。そこでそのひとつの対策として、次章で述べる適応制御が有効と考えられる。

4. 適応制御系設計

前章では、事前に制御対象の正確なパラメータ値がわかっているとの前提で設計方法を与えている。ここではパラメータの正確な値が不明の場合の、パラメータ推定機構を含む適応制御系⁽⁹⁾の設計について述べる。

まず、入手可能な入出力データによる表現式(5)にとどめて、非最小実現のパラメータを推定する。すなわち(5)式を

$$y(t) = \phi(t-1)^T \theta \quad (25)$$

と表現しなおしておく。ここに

$$\phi(t-1)^T = [-y(t-J), \dots, -y(t-nJ), u(t-d), \dots, u(t-d-m-nJ+n)] \quad (26)$$

$$\theta^T = [a_1, \dots, a_n, b_0, \dots, b_{m+nJ-n}] \quad (27)$$

そして、 θ の推定値 $\hat{\theta}(t)$ を

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(t)^T &= [\hat{a}_1(t), \dots, \hat{a}_n(t), \\ &\quad \hat{b}_0(t), \dots, \hat{b}_{m+nJ-n}(t)] \end{aligned} \quad (28)$$

と定義し、たとえば、最小2乗アルゴリズム

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(iJ) &= \hat{\theta}(iJ-J) \\ &\quad + \frac{P(iJ)\phi(iJ-1)[y(iJ) - \bar{y}(iJ)]}{\lambda + \phi(iJ-1)^T P(iJ) \phi(iJ-1)} \end{aligned} \quad (29)$$

$$\begin{aligned} P^{-1}(iJ+J) &= \lambda P^{-1}(iJ) \\ &\quad + \phi(iJ-1)\phi(iJ-1)^T \end{aligned} \quad (30)$$

$$\bar{y}(iJ) = \phi(iJ-1)^T \hat{\theta}(iJ-J) \quad (31)$$

$$0 < \lambda \leq 1, P^{-1}(0) > 0, \hat{b}_0(0) \neq 0 \quad (32)$$

$$\hat{\theta}(iJ+k) = \hat{\theta}(iJ), \quad k = 1, \dots, J-1 \quad (33)$$

によってパラメータ推定を行う。パラメータ推定値は出力サンプリング時点でのみ更新される。

つぎに、最小実現モデル(1)式のパラメータベクトルおよびその推定ベクトルをそれぞれ

$$\zeta^T = [a_{11}, \dots, a_{1n}, b_{10}, \dots, b_{1m}] \quad (34)$$

$$\begin{aligned} \hat{\zeta}(t)^T &= [\hat{a}_{11}(t), \dots, \hat{a}_{1n}(t), \\ &\quad \hat{b}_{10}(t), \dots, \hat{b}_{1m}(t)] \end{aligned} \quad (35)$$

と定めて、 $\hat{\zeta}(t)$ を以下のように求める。すなわち、(6)、(7)式から明らかに

$$A(q^{-J})B_1(q^{-1}) = A_1(q^{-1})B(q^{-1}) \quad (36)$$

が成立することから

$$\hat{A}(t, q^{-J})\hat{B}_1(t, q^{-1}) = \hat{A}_1(t, q^{-1})\hat{B}(t, q^{-1}) \quad (37)$$

にもとづくと、推定ベクトル $\hat{\zeta}(iJ)$ は

$$M(iJ)\hat{\zeta}(iJ) = \hat{\eta}(iJ) \quad (38)$$

と表すことができる。ここで

$$M(iJ)$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ -\hat{b}_0 & \ddots & \hat{c}_1 & \ddots \\ -\hat{b}_1 & \ddots & 0 & \vdots & \ddots & 1 \\ \vdots & \ddots & -\hat{b}_0 & \hat{c}_{nJ} & \ddots & \hat{c}_1 \\ -\hat{b}_l & \ddots & -\hat{b}_1 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \ddots & \vdots & & & & \hat{c}_{nJ} \\ 0 & -\hat{b}_l & 0 & & & \end{bmatrix} \quad (39)$$

$n \quad m+1$
 $l = m+nJ-n$

$$\begin{aligned} \hat{c}_j(iJ) &= \begin{cases} \hat{a}_k(iJ), & j = kJ, k = 1, \dots, n \\ 0, & \text{その他} \end{cases} \quad (40) \\ \hat{\eta}(iJ)^T &= [\hat{b}_0(iJ), \dots, \hat{b}_{m+nJ-n}(iJ), \\ &\quad 0, \dots, 0] \end{aligned}$$

そして、 $(m+nJ+1) \times (m+n+1)$ 行列 $M(iJ)$ は正方ではないため、擬似逆行列を用いて

$$\hat{\zeta}(iJ) = [M(iJ)^T M(iJ)]^{-1} M(iJ)^T \hat{\eta}(iJ) \quad (42)$$

により、 $\hat{\zeta}(t)$ を求める。 $\hat{\theta}(t)$ と同様、出力サンプリング時刻間の入力サンプリング時刻ではパラメータ更新は行わない。すなわち

$$\hat{\zeta}(iJ+k) = \hat{\zeta}(iJ), \quad k = 1, \dots, J-1 \quad (43)$$

以上により、最小実現のパラメータ推定値が得られるので、これを使って前章のアルゴリズムで制御系を構成すればよい。

5. 超音波センサを有する位置サーボ系の制御実験

超音波センサは位置を非接触で計測できることや安価であることを特徴とするが、反面、検出間隔が比較的長いためマルチレート制御の適用を必要とする。

ここでは、超音波センサを有する簡単な位置サーボ系に、マルチレート制御を適用した結果を述べる。

実験に用いた位置サーボ系を図1に示す。

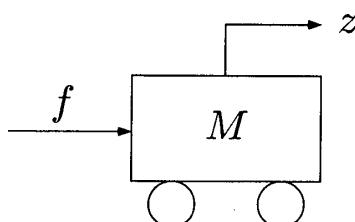


Fig. 1. Position servo system.

マスの質量を $M[\text{kg}]$, マスの位置を $z[\text{m}]$, 粘性摩擦係数を $\mu[\text{Ns/m}]$, 駆動力を $f[\text{N}]$, モータの電圧を $u[\text{V}]$ とする。モータ電圧と駆動力とは定数 a により $f = au$ なる関係式で表される。マスの位置 z は超音波センサで計測される。

このとき、運動方程式は

$$M\ddot{z} = au - \mu\dot{z} \quad (44)$$

と記述され、入力をモータ電圧、出力をマスの位置とすると、伝達関数は

$$G(s) = \frac{K}{s(T_1 s + 1)} \quad (45)$$

となる。ここで K と T_1 は、それぞれ a/μ と M/μ である。超音波センサの検出間隔に比較して、(45) 式の時定数は小さく、無視できる。また、超音波センサは時間遅れを有する。そこで、モータ電圧と超音波センサで計測される位置信号との伝達関数は次式のように近似される。

$$G(s) = \frac{K}{s} e^{-\tau s} \quad (46)$$

伝達関数 $G(s)$ のパラメータ K の概略値は $K = 0.135$ であり、出力サンプリング周期は超音波センサの検出周期を考慮して $0.1[\text{s}]$ とした。また、入力のサンプリング周期 T は $0.02[\text{s}]$ 、すなわち、入出力サンプリング周期比 J を 5 とした。さらに、(46) 式のむだ時間 τ は、ほぼ $5T = 0.1[\text{s}]$ である。このとき、離散時間動特性は

$$A_1(q^{-1})y(t) = q^{-6}B_1(q^{-1})u(t) \quad (47)$$

と表される。ここに

$$A_1(q^{-1}) = 1 - q^{-1}, \quad B_1(q^{-1}) = b_{10} \quad (48)$$

である。パラメータの概略値は $b_{10} = 0.00270$ である。

規範出力は

$$\begin{aligned} y_r(t) &= \frac{1}{440} \left(13 \sin \left(\frac{2\pi}{9.5} Tt \right) + 9 \sin \left(\frac{2\pi}{14.5} Tt \right) \right. \\ &\quad + 18 \sin \left(\frac{2\pi}{12.5} Tt \right) + 14 \sin \left(\frac{2\pi}{13.5} Tt \right) \\ &\quad \left. + 20 \cos \left(\frac{2\pi}{3.5} Tt \right) - 27 \cos \left(\frac{2\pi}{18.5} Tt \right) \right), \\ t &= 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (49)$$

とした。パラメータ推定の動特性式 (25) は

$$y(t) - y(t-5) = \phi(t-1)\theta \quad (50)$$

と表される。ここに

$$\phi(t-1) = u(t-6) + \dots + u(t-10) \quad (51)$$

$$\theta = b_0 = b_{10} \quad (52)$$

パラメータ θ の推定値は $\hat{\theta}(t) = \hat{b}_0(t)$ である。パラメータ推定値の初期値および設計パラメータは

$$\begin{cases} \hat{\theta}(0) = 0.00270, \\ P(0) = 1000, \quad \lambda = 0.99 \\ A_r(q^{-1}) = 1 - 0.6q^{-1}, \quad f_1 = -0.30 \end{cases} \quad (53)$$

と与えた。また、出力の初期値および状態観測器とフィルタの初期値は 0 とした。

出力と規範出力を図 2 に示す。また、入力と推定パラメータ $\hat{b}_0(t)$ をそれぞれ図 3 と図 4 に示す。規範出力への追従が達成されていることがわかる。

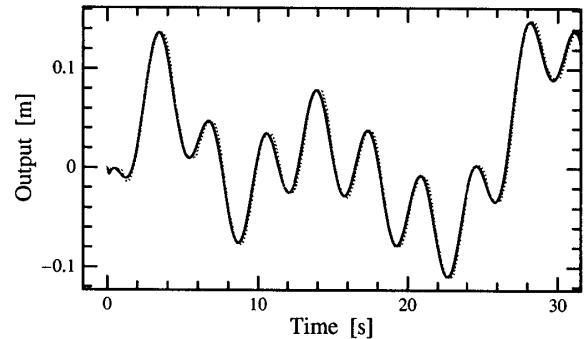


Fig. 2. The output comparison trajectories of adaptive control in experiment. Solid and dashed lines indicate plant and desired outputs, respectively.

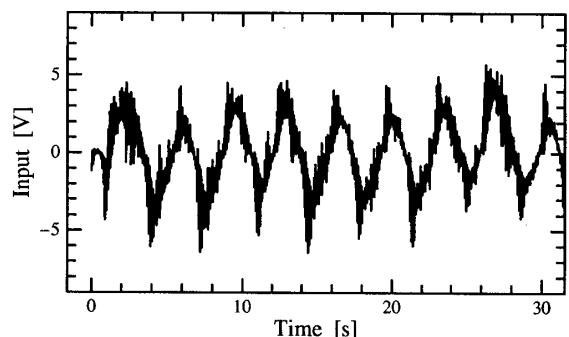
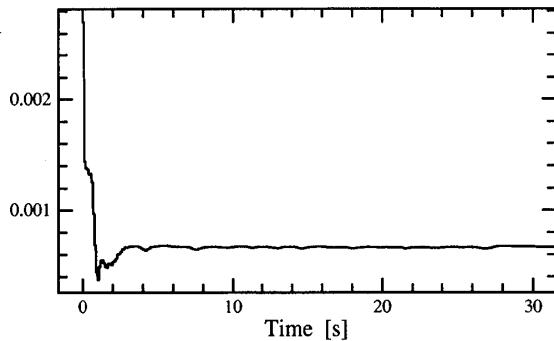


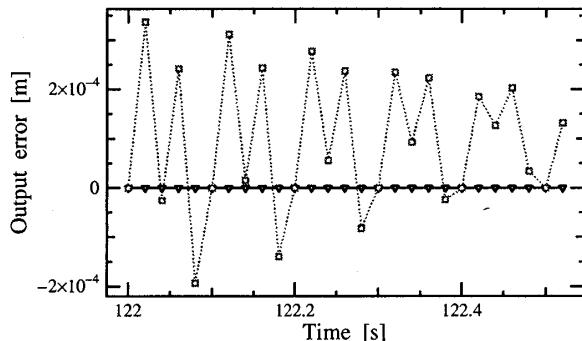
Fig. 3. The input trajectory.

Fig. 4. The plant parameter trajectory, $\hat{\theta}(t)$.

6. 考 察

6.1 リップルの回避 ここでは入力サンプリング時点における出力誤差が抑制されて、リップルの発生問題が回避されることを前章の実験例を用いて述べる。ただし、超音波センサの検出周期が 0.1[s] であり、入力時点における出力を測定する実験はできないため、シミュレーションにより説明する。

従来のマルチレートサンプリング制御の例として、 N -delay input control⁽⁴⁾によるシミュレーションを行った。その方法による、入力サンプリング時点における出力誤差を図 5 に示す。本論文の方法の結果もあわせて示している。図からわかるように、従来の方法では、出力サンプリング時刻においては出力誤差が現れないが、その間の入力サンプリング時刻においては出力誤差が現れる。一方、本論文の方法では、すべての入力サンプリング時刻において、出力誤差が現れなくなっている。

Fig. 5. The output error comparison trajectories in simulation. Solid and dashed lines indicate proposed control and N -delay input control errors, respectively.

6.2 非適応制御との比較 比較のために、パラメータ推定を行わない、すなわち非適応制御の実験結果例を図 6 に示す。パラメータ値の不正確さのため出

力追従が不完全である。

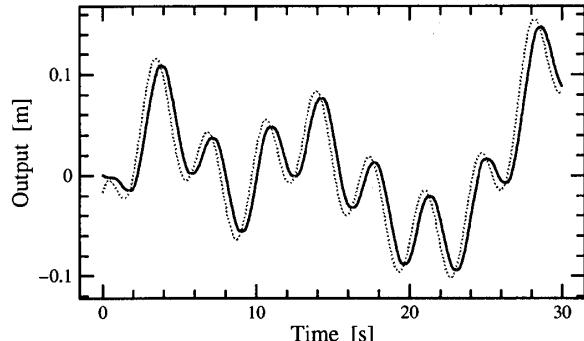


Fig. 6. The output comparison trajectories in experiment. Solid and dashed lines indicate plant and desired outputs, respectively.

6.3 シングルレート制御との比較 本論文のマルチレート制御では、入力サンプリング時点においても出力追従が達成され、シングルレート制御に比べて制御性能が向上することを、前章の実験例を用いて述べる。6.1 節で述べているように、超音波センサの検出周期が 0.1[s] であり、入力時点における出力を測定する実験はできないため、シミュレーションにより説明する。両方法で行ったシミュレーション結果の出力誤差を図 7 に示す。図からわかるように、シングルレート制御では、出力サンプリング時刻においては出力誤差が現れないが、その間では出力誤差が現れる。一方、本論文の方法では、すべての入力サンプリング時刻において、出力追従が達成されている。

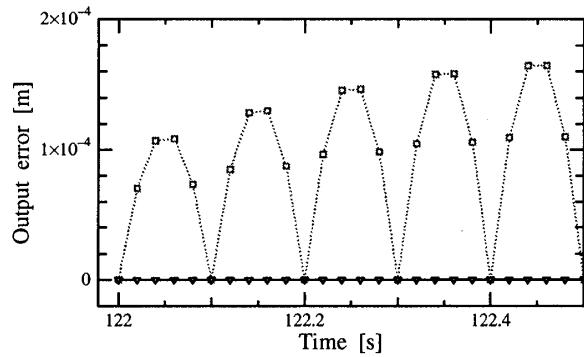


Fig. 7. The output error comparison trajectories in simulation. Solid and dashed lines indicate multirate and single rate control errors, respectively.

7. 結 言

本論文はマルチレートサンプリングシステムのモデル追従制御方法を与えた。この方法では、制御対象を入力のサンプリング周期でモデリングして制御入力を与えるため、リップル発生問題を回避できる。また、これまでの同種の方法に比べ、適用する際の制御対象

に対する制約が少ない。パラメータが未知の場合の適応制御系設計方法も示した。最後に、超音波センサを有する位置サーボ実験システムに、提案する制御手法を適用し、有効性を明らかにした。

謝　　辞

実験に協力いただいた、熊本大学大学院自然科学研究科、朱勤助手に謝意を表します。

文　　献

- (1) Araki, M., and Yamamoto, K., Multivariable multi-rate sampled-data systems, state-space description, transfer characteristics and nyquist criterion, *IEEE Trans. on Automat. Contr.*, 1986, **AC-31-2**, (1986), 145-154
- (2) Al-Rahmani, H. M., and Franklin, G. F., Multirate control: A new approach, *Automatica*, **28-1**, (1992), 35-44
- (3) 藤本博志・堀洋一・山口高司・中川真介、マルチレートサンプリングを用いた完全追従制御法による磁気ディスク装置のシーケ制御、電気学会論文誌 D, **120-10**, (2000), 1157-1164
- (4) Moore, K. L., Bhattacharyya, S. P., and Dahleh, M., Capabilities and limitations of multirate control schemes, *Automatica*, **29-4**, (1993), 941-951
- (5) Tangirala, A. K., Li, D., Patwardhan, R. S., Shah, S. L. and Chen, T., Ripple-free conditions for lifted multirate control systems, *Automatica*, **37**, (2001), 1637-1645
- (6) Lu, W., Fisher, D. G., and Shah, S. L., Multirate constrained adaptive control, *Int. J. Control.*, **51-6**, (1990), 1439-1456
- (7) 石飛光章・河島英法、出力サンプリング周期が長いシステムの離散時間 MRAC、システム制御情報学会論文誌, **5-5**, (1992), 207-209
- (8) Goodwin, G. C., and Sin, K. S., Adaptive filtering, prediction and control, (1984), 118-177, Prentice-Hall
- (9) Ishitobi, M., Kawanaka, M., and Nishi, H., Ripple-suppressed multirate adaptive control, Preprints of 15th IFAC World Congress, (2002)