むだ時間を有するプロセスに対する離散時間スライディング モード制御と半導体製造用クーリングプレートへの適用*

板 東 賢 一^{*1}, 福 原 聡^{*2}, 横 田 眞 一^{*3}

Discrete-Time Sliding-Mode Control for Processes with Time Delay and Its Application to Cooling Plate for Semiconductor Manufacturing

Kenichi BANDO^{*4}, Satoshi FUKUHARA and Shinichi YOKOTA

^{*4} Thermal Engineering Research Dept. Research Center, Research Division KOMATSU Ltd.,
1200 Manda, Hiratsuka-shi, Kanagawa, 254-8567 Japan

PID control has been mainly used over the past years among various kinds of modern processes, however, the advanced control for most recent industrial processes is playing a more important role that leads to resource saving, energy conservation, and upgrading. On the other hand, most personnel operating or maintaining machines are unaccustomed to deal the advanced control because of its complexity. For that reason, we propose the simple design method of the sliding-mode control (SMC) for such processes with time delay. The proposed method is the sliding-mode control using a disturbance observer with compensation for the "pade-approximation error" that does not satisfy the matching condition. Moreover, we propose the optimal pole assignment algorithm of the observer. The advantages of the proposed method are 1) good transient characteristics, 2) reduction of chattering, 3) high robust performance, and 4) simplicity in designing. Simulation and experimental results illustrate the effectiveness of the proposed method with applying to the cooling plate for semiconductor manufacturing.

Key Words: Process Control, Robust Control, Observer, Sliding-Mode Control, Time Delay, Pade-Approximation Error, Optimal Pole Assignment, Cooling Plate

1. 緒 言

現在, プロセス制御においては, PID 制御が主として用いられている。しかし, 近年, 省資源, 省エネルギー化および高品質化を目的として, 多くのプロセスで運転のさらなる高度化が重要な課題となっている。

多品種少量生産を実現するためのプロセスにおいては, 頻繁に設定値変更が行われ, その変更時間を短縮して生産性を向上させることが望まれている。また, プロセスをある最適な軌道にしたがって変化させなければならない場合も少なくない。さらには, 化学反応や非線形性が存在するプロセスにおいて, 上記のような目的を達成しなければならない。しかしながら, 従来の PID 制御によって, これらの制御問題に十分対応することはできず, 高度な制御手法の導入が必要である^{(1)~(3)}。一方, 一般に高度な制御手法は, 生産現場のオペレータらにとっては, 制御内容がブラックボッ

クス化されるため, 受け入れられにくい⁽⁴⁾。

半導体製造用クーリングプレートは, 半導体デバイスの微細化, ウェハの大口径化および熱処理装置の高スループット化に対応するため, 厳しい温度管理が要求されている。しかし, その構造や外部環境から, 非線形性, 不確かさ, 外乱等の制御問題が存在し, 従来の PID 制御では, 高速・高精度な温度制御を実現することが困難である。

そこで, 本報では, 上記のような制御問題に十分対応でき, かつ, 設計が単純で見通しがよく, 汎用性が高い制御手法の確立を行う。

これには, 非線形ロバスト制御理論として体系化されたスライディングモード制御が有効である。スライディングモード制御は, 希望の特性を切換超平面として設計すれば, 制御対象は等価的に希望の特性に拘束され適応していくことにより, 外乱や非線形性に強い制御系を実現することができる⁽⁵⁾。そして, 希望の目標値応答を一自由度制御系にて容易に得ることができる(H_∞ 制御等では, 二自由度制御系を要する)⁽⁶⁾。また, 制御対象の不確かさに対しても効果が期待でき, 不確かさがマッチング条件を満足していれば, 切換超平面上では, その影響を完全に除去できることが知られている。しかし, プロセスは, さまざまな要因から

* 原稿受付 2002 年 9 月 13 日。

^{*1} 正員, (株)小松製作所研究本部(☎ 254-8567 平塚市万田 1200)。

^{*2} (株)小松製作所研究本部。

^{*3} 正員, 東京工業大学精密工学研究所(☎ 226-8503 横浜市緑区長津田町 4259)。

E-mail: kenichi_bandou@komatsu.co.jp

むだ時間が存在する。むだ時間の存在は、チャタリング等の現象を生じやすくすることが知られている。これに対して、むだ時間系のスライディングモード制御の研究は、非常に少なく、まだ十分に行われていない^{(7)~(9)}。

本報では、むだ時間をパディ近似したモデルを用いてスライディングモード制御系を設計し、マッチング条件を満足しないパディ近似誤差を補償した状態推定が可能な外乱推定オブザーバを併用する制御系を提案する⁽¹⁰⁾。制御系は、コンピュータ制御に適するように、離散時間系にて記述する。そして、高精度な温度制御が必要とされる半導体製造用クーリングプレートに提案手法を適用し、その有効性をシミュレーションおよび実験により示す。

2. 制 御 対 象

一般に、プロセス制御系では、モデリングが容易でなく、また、時定数が大きいと、分布定数系を「一次遅れ+むだ時間」で近似できることが少なくない。そこで、本報でも、制御対象は次式のように与えられるものとする。

$$G(s) = \frac{k_0}{1+Ts} e^{-Ls} \quad (1)$$

ここで、 k_0 , T , L は、それぞれプロセスゲイン、時定数、むだ時間である。これらの値は、忘却係数を用いた逐次最小二乗法により推定する⁽¹¹⁾。

一方、制御系設計は、式(1)のむだ時間要素に一次のパディ近似を適用した次式にて行う。

$$G'(s) = \frac{k_0}{1+Ts} \frac{1-Ls/2}{1+Ls/2} \quad (2)$$

さらに、式(2)をサンプリング間隔 h で離散化し、正準系の状態方程式に書き換えると次式ようになる。

$$\mathbf{x}(k+1) = \bar{\Phi} \mathbf{x}(k) + \bar{\Gamma} u(k) \quad (3)$$

$$y(k) = \bar{\Omega} \mathbf{x}(k) \quad (4)$$

$$\mathbf{x}(k) = [x_1(k) \ x_2(k)]^T \quad (5)$$

$$\bar{\Phi} = \begin{bmatrix} \bar{\Phi}_{11} & \bar{\Phi}_{12} \\ \bar{\Phi}_{21} & \bar{\Phi}_{22} \end{bmatrix}, \quad \bar{\Gamma} = \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{\Gamma}_2 \end{bmatrix}, \quad \bar{\Omega} = [\bar{\Omega}_1 \ \bar{\Omega}_2] \quad (6)$$

$$\bar{\Phi} \in \mathbf{R}^{2 \times 2}, \quad \bar{\Gamma} \in \mathbf{R}^{2 \times 1}, \quad \bar{\Omega} \in \mathbf{R}^{1 \times 2}$$

ここで、 $u(k) \in \mathbf{R}^1$, $\mathbf{x}(k) \in \mathbf{R}^2$, $y(k) \in \mathbf{R}^1$ は、それぞれ k 番めのサンプルの入力、状態、出力である。

3. 制 御 系 設 計

むだ時間をパディ近似し、さらに離散時間系で記述した状態方程式の式(3)には、直接測定できない状態変数 $x_1(k)$, $x_2(k)$ が含まれているため、オブザーバを

併用したスライディングモード制御系を構成する。しかし、制御対象には、パラメータの不確かさが含まれているために、通常のオブザーバを用いることができない^{(12)~(14)}。そこで、不確かさを外乱とみなす外乱推定オブザーバを用いる。

また、ここでは、むだ時間をパディ近似し、さらに離散時間系で記述したオブザーバの実用的な最適極配置アルゴリズムを提案する。

3.1 離散時間スライディングモードサーボ系

3.1.1 1型サーボ系の構成 式(3)の状態変数に目標値 $r(k)$ と出力 $y(k)$ との差の積分値 $z(k)$ を付加した拡大系を用いて、スライディングモードサーボ系を設計する。

$$\mathbf{x}_s(k+1) = \bar{\Phi}_s \mathbf{x}_s(k) + \bar{\Gamma}_s u(k) + \mathbf{Q}_s r(k) \quad (7)$$

$$\mathbf{x}_s(k) = [z(k) \ x_1(k) \ x_2(k)]^T \quad (8)$$

$$\bar{\Phi}_s = \begin{bmatrix} 1 - \bar{\Omega}_1 h & -\bar{\Omega}_2 h \\ 0 & \bar{\Phi}_{11} & \bar{\Phi}_{12} \\ 0 & \bar{\Phi}_{21} & \bar{\Phi}_{22} \end{bmatrix}, \quad \bar{\Gamma}_s = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \bar{\Gamma}_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Q}_s = \begin{bmatrix} h \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

ここで、切換関数 $\sigma(k)$ は、次式のように定義する。

$$\sigma(k) = \mathbf{S} \mathbf{x}_s(k) \quad (10)$$

$$\mathbf{S} = [S_1 \ S_2 \ S_3] \quad (11)$$

なお、観測できない状態変数 $x_1(k)$, $x_2(k)$ は、後述する外乱推定オブザーバにより推定する。

3.1.2 等価制御系の設計 離散時間系のスライディングモードにおいては、 $\sigma(k) = \sigma(k+1) = \sigma(k+2) = \dots$ から、等価制御入力 $u_{eq}(k)$ は外乱を考慮しないとすれば、

$$u_{eq}(k) = -(\mathbf{S} \bar{\Gamma}_s)^{-1} \{ \mathbf{S} (\bar{\Phi}_s - \mathbf{I}) \mathbf{x}_s(k) + \mathbf{S} \mathbf{Q}_s r(k) \} \quad (12)$$

となり、等価制御系は次式で表される。

$$\mathbf{x}_s(k+1) = [\bar{\Phi}_s - \bar{\Gamma}_s (\mathbf{S} \bar{\Gamma}_s)^{-1} \mathbf{S} (\bar{\Phi}_s - \mathbf{I})] \mathbf{x}_s(k) + [\mathbf{I} - \bar{\Gamma}_s (\mathbf{S} \bar{\Gamma}_s)^{-1} \mathbf{S}] \mathbf{Q}_s r(k) \quad (13)$$

切換超平面の設計は、等価制御系の入力の数だけ低次元化された二次元システムの極 λ_1 , λ_2 を希望の特性に指定することができる極配置法を適用する。

3.1.3 スライディングモードコントローラの設計 制御入力 $u(k)$ は、次式のように等価制御入力 $u_{eq}(k)$ と非線形制御入力 $u_{nl}(k)$ の二つの独立した制御入力から構成されているとする⁽¹⁵⁾。

$$\begin{aligned} u(k) &= u_{eq}(k) + u_{nl}(k) \\ &= -(\mathbf{S} \bar{\Gamma}_s)^{-1} \{ \mathbf{S} (\bar{\Phi}_s - \mathbf{I}) \mathbf{x}_s(k) + \mathbf{S} \mathbf{Q}_s r(k) \} \\ &\quad - \left\{ \eta \frac{\sigma(k)}{\|\mathbf{S} \bar{\Gamma}_s\|} + \beta(k) \right\} \text{sgn}[\sigma(k)] \quad (14) \end{aligned}$$

$$0 < \eta < 1, \quad \beta(k) \geq H_{\max} \quad (15)$$

ここで、 $H_{\max}$ は、外乱の最大推定値である。このと

き, スライディングモードが存在する条件

$$\{\sigma(k+1)\}^2 < \{\sigma(k)\}^2 \dots\dots\dots (16)$$

を満足する。

以上をまとめてブロック線図で表すと図1のようになる。ただし, 図1には, 後述する外乱推定オブザーバが含まれている。また, 図1は, プロセスの最適目標値 $r(k)$ を供給し, ワインドアップも抑制するスーパーバイザを含んでいる。過渡状態にて制御入力 $u(k)$ が飽和するような場合, 目標値近傍にて適切な積分値 $z_a(k)$ を供給することによって, ワインドアップの抑制を図る。 $z_a(k)$ は, 例えば, 次式のように切換関数 $\sigma(k)$ がスライディングモード近傍(ある小さな実数 α を用いて $\sigma(k) = \alpha$ とおく)に移るように決定する。

$$z_a(k) = -\frac{S_2 x_1(k) + S_3 x_2(k) - \alpha}{S_1} \dots\dots\dots (17)$$

3・2 離散時間外乱推定オブザーバ 式(3)において, 外乱推定オブザーバは, 一定値外乱を仮定(一般に, プロセス制御系では, 外乱の動特性を把握することが容易でないため)して次式のように構成できる。その可観測性は, $\bar{\Phi}_o, \bar{\Omega}_o$ からなる可観測行列の階数が3であることによって確認できる。

$$\hat{x}_o(k+1) = \bar{\Phi}_o \hat{x}_o(k) + \bar{\Gamma}_o u(k) + \bar{G}\{y(k) - \hat{y}(k)\} \dots\dots\dots (18)$$

$$\hat{y}(k) = \bar{\Omega}_o \hat{x}_o(k) \dots\dots\dots (19)$$

$$\hat{x}_o(k) = [\hat{x}_1(k) \ \hat{x}_2(k) \ \hat{d}(k)]^T \dots\dots\dots (20)$$

$$\bar{\Phi}_o = \begin{bmatrix} \bar{\Phi}_{11} & \bar{\Phi}_{12} & 0 \\ \bar{\Phi}_{21} & \bar{\Phi}_{22} & \bar{\Gamma}_2 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \bar{\Gamma}_o = \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{\Gamma}_2 \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (21)$$

$$\bar{\Omega}_o = [\bar{\Omega}_1 \ \bar{\Omega}_2 \ 0], \bar{G} = [g_1 \ g_2 \ g_3]^T \dots\dots\dots (22)$$

ここで, $\hat{x}_o(k)$ は, 入力に重畳した外乱 $\hat{d}(k)$ を含む状態の推定値, $\hat{y}(k)$ は出力の推定値である。また, オブザーバゲイン $\bar{G}$ は, 次の最適極配置アルゴリズムにより求める。

3・2・1 オブザーバの最適極配置アルゴリズム

提案するむだ時間をパディ近似した場合のオブザーバの最適極配置アルゴリズムは, 実システム式(1)とオブザーバ式(18)~(22)の位相曲線とゲイン曲線を用

Fig. 1 Block Diagram of Sliding Mode Controller with Disturbance Observer

いて, その極 $p = [p_1 \ p_2 \ p_3]^T$ の数値最適解を以下の a ~ c の3段階の探索にて求めるものである。ただし, p の探索範囲は, 実システムの時定数, むだ時間およびサンプリング間隔から,

$$0 < p_1 < e^{-h/T} \dots\dots\dots (23)$$

$$0 < p_2 < e^{-2h/L} \dots\dots\dots (24)$$

$$0 < p_3 < 1 \dots\dots\dots (25)$$

$$p_2 < p_1 < p_3 \dots\dots\dots (26)$$

とする。ここで, 離散化された実システム(1)式の伝達関数 $G_{real}(z)$ とオブザーバ式(18)~(22)の伝達関数 $\hat{G}_o(z)$ を以下のように定義する。

$$\left. \begin{aligned} G_{real}(z) &= z^{-k_d} \frac{b_0 z + b_1}{z^2 + a_1 z} \\ k_d; L \geq k_d h &\text{を満足する最大整数} \\ L_o &= L - k_d h \\ a_1 &= -e^{h/T} \\ b_0 &= k_0 \{1 - e^{-(h-L_o)/T}\} \\ b_1 &= k_0 \{e^{-(h-L_o)/T} - e^{-h/T}\} \\ \hat{G}_o(z) &= \bar{\Omega}_o [zI - \{\bar{\Phi}_o - \bar{G}\bar{\Omega}_o\}]^{-1} \bar{\Gamma}_o \\ &\quad + \bar{\Omega}_o [zI - \{\bar{\Phi}_o - \bar{G}\bar{\Omega}_o\}]^{-1} \bar{G} G_{real}(z) \dots\dots\dots \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (27)$$

a. ノイズに対する感度の考慮 この第1段階の探索条件は, ノイズに対する切換関数 $\sigma(k)$ の感度を考える。具体的には, 定常状態における非線形制御入力 $u_{nl}(k)$ の許容されるチャタリングの大きさ γ_n を用いて, 次式のように表される。

$$\left| \eta \frac{(S_2 g_1 + S_3 g_2) \delta_{\max}}{S \bar{\Gamma}_s} \right| < \gamma_n \dots\dots\dots (29)$$

ここで, $\delta_{\max}$ は, 観測ノイズの最大値である。式(29)より, 探索範囲の下限値が求められる。これによって, スライディングモード制御のチャタリングを考慮したオブザーバの極配置が行える。

b. 角周波数 π/h における位相ずれ 式(29)を満足した極のみを考える。この第2段階の探索条件は, オブザーバの推定速度を高くしていても, すなわち, 極を z -領域の単位円中心に近づけていっても, 角周波数 π/h における離散化された実システムの位相ずれ ($\angle G_{real}(e^{j\pi})$ とおく) とオブザーバの位相ずれ ($\angle \hat{G}_o(e^{j\pi})$ とおく) の差の絶対値は, ある正の値 $\varphi_{\min}$ 以下にならないことを利用する。よって, 本探索条件は, 計算の丸め誤差を許容するための正の実数 γ_p を用いて, 次式のように表される。

$$|\angle G_{real}(e^{j\pi}) - \angle \hat{G}_o(e^{j\pi})| < \varphi_{\min} + \gamma_p \dots\dots\dots (30)$$

式(30)より, 探索範囲の上限値が求められる。

c. 角周波数 $1/L \leq \omega \leq 6.6/L$ におけるゲイン 式(29)および(30)を満足した極のみを考える。この第3段階の探索条件は, むだ時間系をパディ近似した場

合の周波数帯域である $2/L$ 近傍における離散化された実システムのゲイン $|G_{real}(e^{j\omega h})|$ とオブザーバのゲイン $|\hat{G}_o(e^{j\omega h})|$ との差の 2 乗積分 J を用いる。そして、 J が最小となる極を最適とする。

$$J = \int_{1/L}^{6.6/L} \{ |G_{real}(e^{j\omega h})| - |\hat{G}_o(e^{j\omega h})| \}^2 d\omega \quad \dots (31)$$

ここでは詳細を述べないが、オブザーバのゲイン曲線は、その極が得られた最適極に近づくにしたがって、実システムのゲイン曲線に近づき、最適極において最も近づく。

3・2・2 パディ近似誤差の補償 むだ時間をパディ近似した場合、マッチング条件を満足しないモデル化誤差が存在する。このため、式(14)、(15)の η を大きくし、より高いロバスト性を実現することができない(チャタリングを生じてしまう)。また、高速、高精度な制御性能を実現することもできない。この問題を解決する提案手法は、オブザーバの出力方程式の式(19)にパディ近似誤差を補償する項 $e_{pd}(k)$ を付加することにより、近似誤差を補償した状態推定を可能にする [パディ近似を適用して設計されたオブザーバでは、たとえ測定された出力 $y(k)$ とモデル式(1)の出力の誤差が零になったとしても、パディ近似誤差が零に収束しない限りオブザーバの出力誤差 $\{y(k) - \hat{y}(k)\}$ が零にならない。提案手法は、この誤差をあらかじめ相殺する]。

$$\hat{y}(k) = \bar{\mathcal{Q}}_o \hat{x}_o(k) + e_{pd}(k) \quad \dots (32)$$

ここで、 $e_{pd}(k)$ はパディ近似誤差システムの出力として、以下のように表される。

$$e_{pd}(k) = y_{real}(k) - \hat{y}_{pd}(k) \quad \dots (33)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{real}(k+1) &= \begin{bmatrix} \bar{\Phi}_{real-11} & \bar{\Phi}_{real-12} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x}_{real}(k) \\ &+ \begin{bmatrix} \bar{\Gamma}_{real-1} \\ 1 \end{bmatrix} u(k-L_k) \quad \dots (34) \end{aligned}$$

$$y_{real}(k) = [\bar{\mathcal{Q}}_{real-1} \ 0] \mathbf{x}_{real}(k) \quad \dots (35)$$

$$\mathbf{x}_{pd}(k+1) = \bar{\Phi} \mathbf{x}_{pd}(k) + \bar{\Gamma} u(k) \quad \dots (36)$$

$$y_{pd}(k) = \bar{\mathcal{Q}} \mathbf{x}_{pd}(k) \quad \dots (37)$$

ここで、 $\bar{\Phi}_{real-11}$ 、 $\bar{\Phi}_{real-12}$ 、 $\bar{\Gamma}_{real-1}$ 、 L_k ($L \leq L_k h$ を満足する最大整数)、 $\bar{\mathcal{Q}}_{real-1}$ は実システム式(1)をサンプリング間隔 h で離散化し、状態方程式に書き換えることにより得られる。また、式(36)は、パディ近似誤差システムの中だけで用いられる理想的なモデルの状態 $\mathbf{x}_{pd}(k)$ を、不確かさを含んだ式(3)の状態 $\mathbf{x}(k)$ と区別するために与えられる。ただし、実際のプロセスは、分布定数系であるため、式(1)の代わりに次式のようなむだ時間の有限次元近似を用いてパディ近似誤差システムを作成したほうが有効である。

$$G(s) = \frac{k_0}{1+T_s} \left(\frac{1}{1+Ls/n} \right)^n \quad \dots (38)$$

ここで、 n は、正の整数であり、ステップ応答試験による式(36)へのフィッティング等によって決定する。

図2にパディ近似誤差を補償した外乱推定オブザーバの構成を示す。ゲイン曲線において、提案するオブザーバは、式(18)～(22)と比較し、より高い周波数帯域まで実システムを近似することができる。また、本提案手法の注目すべき特徴は、スライディングモード制御が、線形制御とは根本的に異なり、通常の状態方程式と出力方程式の対からなる状態空間モデルに代わって、状態方程式と切換関数の対からなるモデルとして表されるため、「出力方程式においてパディ近似誤差を補償する提案手法は、3・1節のスライディングモード制御系の設計には、全く影響を与えない」ことである。

4. 半導体製造用クーリングプレートへの適用

提案する制御系設計手法の効果を確認するために、数値シミュレーションおよび実験を行った結果を示す。ここでは、半導体製造用クーリングプレートに適用した結果を示す。

4・1 半導体製造用クーリングプレート クーリングプレートは、半導体製造プロセスにおけるレジスト塗布・現像の前後に行われるベーク処理後のウェハの冷却に用いられ、レジスト塗布膜厚精度の向上、安定化および現像線幅精度の向上、安定化のために精密な温度制御が必要とされる熱機器である。具体的には、70～250℃に加熱されたウェハを常温まで高速に冷却し、オーバシュートなくウェハ全面の温度を目標温度に収束させる。図3に熱電素子を用いたクーリングプレートの構造とウェハを冷却する際のクーリングプレートの温度軌跡を示す。

クーリングプレートには、加熱時と冷却時で動特性が異なる、供給電力および動作温度に対する非線形性が存在する、外部から大きな外乱(高温ウェハからの熱外乱)が加わる、工場冷却水温度が15～30℃に変動することにより平衡点が変わる、などの高速・高精度な温度制御実現を困難にする制御問題が数多く存在する。ここで、提案手法では、クーリングプレートを簡単に式(1)で表す。同定した結果、次式を得た (k_0 [°C/%], T [s])。

$$G(s) = \frac{0.319(1+\Delta k_0)}{1+44.070(1+\Delta T)s} e^{-0.768s} \quad \dots (39)$$

$$-0.34 < \Delta k_0 < 0.34 \quad \dots (40)$$

Fig. 2 Observer with Compensation for Pade-Approximation Error

$$-0.07 < \Delta T < 0.07 \quad (41)$$

ただし、式(39)は、工場冷却水温度(平衡点)が25°Cの場合である。また、平衡点の変化は、外乱として考慮することができる。

4.2 シミュレーション 式(39)のノミナルモデルに対して、提案する制御系を設計する。ここで、サンプリング間隔は、 $h=0.05$ sとした。

まず、切換超平面の設計を行う。これには、希望する特性として、等価制御系の極 λ_1, λ_2 を $0.970 \pm 0.023j$ に配置する。これより、

$$S = [-7.579 \ 5.614 \ 1] \quad (42)$$

となる。ここで、 $\beta(k)=0$ とする。

次に、オブザーバの極を最適極配置アルゴリズムにより求める。この場合の設計パラメータは、 $\eta=0.2$, $\delta_{\max}=0.003$, $\gamma_n=4.5$, $\gamma_p=1.0$ と設定した。このとき、最適極 p およびオブザーバゲイン G は、

$$p = [0.7 \ 0.05 \ 0.95]^T \quad (43)$$

$$G = [7.717 \ -42.613 \ 322.596]^T \quad (44)$$

となる。

提案する制御系設計を適用したシミュレーション結果を図4に示す。ただし、図4は、 $\Delta k_0=0$, $\Delta T=0$ の場合である。シミュレーションでは、 $t=10$ sにてステップ目標値 $r(k)=1$ を、 $t=30$ sにてステップ状のマッチング条件を満足する外乱 $d(k)=-20$ を与えた。また、観測ノイズとして、最大値+0.001、最小値-0.001のランダム信号を与えた。

図4から、本提案手法により、制御対象式(37)は、切換超平面として設計した希望の特性に拘束され適応していることがわかる。また、チャタリングも生じず、外乱に対して高いロバスト性が得られている。

また、パディ近似誤差の補償の効果を確認するため、オブザーバ式(18)~(22)を用いた場合のシミュレーション結果を図5に示す。シミュレーションの条件は、図4と同様である。図5の場合、マッチング条件を満

(a) Structure

(b) Temperature Locus of Plate in Cooling Process

Fig. 3 Outline of Cooling Plate

足しないパディ近似誤差のために、若干ではあるが希望の特性と異なっている。また、図4と比較して、 $u(k)$ の最大値が約25%大きく、 $\sigma(k)$ も不安定となる。さらに、この場合、チャタリングのため、 η は、0.2を超える値にすることができなかった。

4.3 実験 提案手法を半導体製造用クーリングプレートに適用した実験結果を図6(工場冷却水温度25°Cの場合)に示す。制御パラメータは、シミュレーションと同様である。ただし、実際のクーリングプレートは、分布定数系であるため、パディ近似誤差システムを式(36)の有限次元近似モデル($n=8$)を用いて作成した。

図6は、高温ウェハからの熱外乱によってプレート温度が上昇した状態から高速冷却し、温度が22.1°Cに到達した時点で、目標温度 $r(k)=23.0$ °Cと適切な $z(k)$ を与えて、温度制御した場合の実験結果である。図6から、本提案手法により、制御対象は、切換超平面として設計した希望の特性に拘束され適応していることがわかる。また、チャタリングも生じていない。

一方、シミュレーションと同様に、パディ近似誤差の補償の効果を確認するため、オブザーバ式(18)~(22)を用いた場合の実験結果を図7に示す。実験の条件は、図6と同様である。図7の場合、マッチング条件を満足しないパディ近似誤差のために、図6と比較して、 $\sigma(k)$ が不安定となっている。この場合、先ほどと同様に、チャタリングのため、 η は、0.2を超える値にすることができなかった。

Fig. 4 Simulation Results (with Compensation for Pade-Approximation Error)

Fig. 5 Simulation Results (without Compensation for Pade-Approximation Error)

次に、工場冷却水温度の変動に対するロバスト性を検証した実験結果を図8に示す。ただし、スライディングモード制御の η は、パディ近似誤差の補償により大きくできるので、ここでは $\eta=0.25$ とした。図8より、工場冷却水温度が15~30°Cに変動しても、クーリングプレートの温度軌跡は、むだ時間後、希望の特性に拘束され適応し、高いロバスト性が得られていることがわかる。このとき、切換関数 $\sigma(k)$ は、外乱に瞬時に反応している。

さらに、従来法として二自由度PID制御との比較を行った実験結果を図9~10に示す。二自由度PID制御は、スライディングモード制御と同様の目標値応答となるように設計した。図9より、従来法では、工場冷却水温度の変動によって、温度軌跡が大きく変化し、精密な温度制御が困難であることがわかる。図10は、制御開始後の工場冷却水温度30.0°Cの場合の温度軌跡と15.0°Cの場合の温度軌跡の差を表した図である。提案手法は、従来法に比べ、温度軌跡の差の積分値が1/6以下に低減されている。

5. 結 言

むだ時間を有するプロセスに対して、スライディングモード制御を応用した適応性・ロバスト性を有し、かつ、設計が単純で見通しがよく、汎用性が高い制御系を提案した。提案手法は、マッチング条件を満足しないむだ時間のパディ近似誤差をオブザーバの出力方程式にて補償する構造を有する。また、そのオブザーバの実用的な最適極配置アルゴリズムも提案した。そして、本提案手法を半導体製造用クーリングプレートに適用し、その有効性を確認した。今後の課題は、さまざまなプロセスに対する汎用制御機器への応用を図るため、対象の同定から制御系設計までのすべてをオートチューニングにすることである。また、 L/T が大きなプロセスへも適用し、その効果を確認することが望まれる。

文 献

- (1) 鈴木靖典・佐藤千恵・和泉恭子・大谷哲也, ロバスト極

Fig. 6 Experimental Results (with Compensation for Pade-Approximation Error)

Fig. 7 Experimental Results (without Compensation for Pade-Approximation Error)

- 配置法による2自由度積分型サーボ系の設計法—ポリマー重合プロセスにおける銘柄変更問題への適用—, 計測自動制御学会論文集, 38-7 (2002), 624-631.
- (2) 加藤尚武・山本重彦・林安彦, リアプノフ関数構成法にもとづくスライディングモード制御系の設計とその応用, 化学工学論文集, 22-5 (1996), 1055-1061.
 - (3) 黒木秀一・西田健・信友宏樹・坂本貴子・三股充・伊藤勝美, RCA 洗浄システムの熱モデルと洗浄液の適応予測温度制御, 計測自動制御学会論文集, 37-8 (2001), 754-762.
 - (4) 伊藤利昭・ほか 21 名, 制御技術動向調査報告書, (1996), 103-130, (社)計測自動制御学会.
 - (5) 安田一則・中辻喜久, パラメータに不確かさのあるシステムに対するロバストスライディングモード制御, 計測自動制御学会論文集, 34-6 (1998), 516-522.
 - (6) 野波健蔵・西村秀和・平田光男, MATLAB による制御系設計, (1998), 284-386, 東京電機大出版局.
 - (7) Luo, N. and Delasen, M., State feedback sliding mode control of a class of uncertain time delay systems, *IEE Proc. Pt. D*, 140-4 (1993), 264-274.
 - (8) Shyu, K. K. and Yan, J. J., Robust stability of uncertain time-delay systems and its stabilization by variable structure control, *Int. J. Control*, 57-1 (1993), 237-246.
 - (9) Young, G. E. and Rao, S., Robust sliding-mode control of a nonlinear process with uncertainty and delay, *J. Dynamic Syst. Measur. Contr.*, 109-3 (1987), 203-208.
 - (10) 板東賢一, むだ時間を有するプロセスに対する離散時間スライディングモード制御, 第 40 回計測自動制御学会学

Fig. 8 Robust Performance of Proposed Method for Variation of Cooling Water Temperature

Fig. 9 Experimental Results by Conventional Method (Two-Degree-of-Freedom PID Control)

- 術講演会予稿集, (2001-7), 203B-4.
- (11) 満倉靖恵・山本透・兼田雅弘, GA を併用したセルフチューニング PID 制御系の一設計, 計測自動制御学会論文集, **36**-1 (2000), 75-81.
 - (12) Hui, S. and Zak, S. H., Control and observation of uncertain system: a variable structure approach, *Control and Dynamic Systems*, **34**-1 (1990), 175-205.
 - (13) Hui, S. and Zak, S. H., Robust control synthesis for

Fig. 10 Comparison of Proposed Method and Conventional Method

- uncertain/nonlinear dynamical systems, *Automatica*, **28**-2 (1992), 289-298.
- (14) Watanabe, K., Fukuda, T. and Tzafestas, S., Sliding mode control and a variable structure system observer as a dual problem for systems with non-linear uncertainties, *Int. J. System Sci.*, **23**-11 (1992), 1991-2001.
 - (15) 野波健蔵・田宏奇, スライディングモード制御—非線形ロバスト制御の設計理論—, (1994), 196-199, コロナ社.