真空環境における 高精度温度計測と制御に関する研究*

森 田 一 弘** 涌 井 伸 二***

Study on Precision Temperature Measurement and Control in Vacuum Environment

Kazuhiro MORITA and Shinji WAKUI

This paper proposes a contactless highly precise temperature measurement algorithm. The semiconductor devices which are smaller and thinner are required by demanding with growing of the smartphone and the tablet PC. However, there is a problem of the thermal deformation by temperature change in production or inspection process. Particularly, temperature control is difficult since thermal conductivity is low in the vacuum atmosphere. Also, the radiation heat transfer is predominantly heat transfer in the vacuum environment. Furthermore, there is a problem not to be able to measure sample temperature directly to prevent particle and dust. In this paper, we propose a contactless measurement method of the sample temperature based on the unknown input observer using characteristics of the radiation heat transfer. In addition, we describe design method and evaluation result of the precise temperature control system by using it.

Key words: temperature control, vacuum environment, observer, feedback control

1. 緒 言

近年、スマートフォンやタブレット端末の発展に牽引され、半導体デバイスの高集積化が進んでいる。ITRS¹⁾によれば、2020年には半導体デバイス上に形成される回路パターン設計ルールが10 nmに近づく状況にある。これの製造や検査工程には電子線描画装置や測長SEM (Scanning Electron Microscope) が用いられている。いずれも、電子線を用いるため分解能が高く、真空雰囲気中に試料を設置することに特徴がある。しかし、これらの装置には、試料の熱変形という課題がある。設計ルール10 nmのLSIの検査を行うためには数nm程度の試料位置決め精度が求められるが、試料であるシリコンウエハの線膨張係数は $2.4 \times 10^{-6} \text{ m/}^\circ\text{C}$ であり、2 nmの位置決め精度を維持するためには 0.001°C 以下の温度安定性が必要となる。ところが、微細加工においては、試料への異物付着を避けるため、温度センサをこれに接触させられない。

従来から、同様の被測定対象のために非接触測定式である放射温度計も開発²⁾されているが、常温付近での高精度測定は難しい。接触測定方式についても測温抵抗体を用いた精密測定³⁾が行われているが、遅延時間が大きい。応答時間の改善策として内挿、外挿補間演算が用いられているが⁴⁾、十分な精度とは言えない。そのほか温度計測・制御の精度向上に関する研究として、森光、桂ら⁵⁾⁶⁾による熱外乱オブザーバがあるが、伝導伝熱を対象としており、放射伝熱が支配的な真空雰囲気については述べられていない。

本稿では、最初に真空雰囲気においては放射伝熱が支配的で

あることを示し、次にそれを利用して試料温度を非接触で推定する温度推定器（以下、オブザーバと呼称）を提案する。さらに、オブザーバの推定値を用いた精密温度制御システムを提案する。

2. 真空中における熱伝達特性

本章では、真空雰囲気における温度制御の基本特性を明らかにする実験結果を示す。

図1に、真空雰囲気における伝熱特性を確認する実験設備の概略を示す。圧力が $2.1 \times 10^{-2} \text{ Pa}$ の真空雰囲気にある真空チャンバ内に試料固定用チャック（以下、チャックと略記）を設置し、その上に試料を固定する。試料には評価用の温度センサとしてサーミスタを貼り付ける。さらに、出力40 Wの電熱線ヒータ（以下、ヒータと略記）をチャック下側に配置する。

2.1 伝熱特性の評価実験

図2に、2.5 Wのヒータを用いて試料を加熱した場合の試料温度変化を示す。ヒータをチャックに接触させずに加熱した場合と、接触させた場合について比較した。接触させない場合、飽和温度の1/2に達するまでの時間が6948 sに対し、接触させた場合においては6552 sであり、6%の短縮にとどまった。接触状態モデル⁷⁾に基づき熱コンダクタンスを求めると、接触させない場合は0.24 W/K、接触させた場合は0.38 W/K、であり58%の増

Fig.1 Thermal experiment equipment

* 原稿受付 平成27年 6月10日

掲載決定 平成27年10月14日

** 正会員 (株) 日立ハイテクノロジーズ (茨城県ひたちなか市市毛882)

*** 正会員 東京農工大学大学院工学研究院 (東京都小金井市中町2-24-16)

加にとどまった。接触圧力が増えれば伝導伝熱が増え、接触コンダクタンスも向上するが、電子線描画装置においてはチャックの重量 1 kg の荷重による接触のため、接触圧力を高めることは難しい。すなわち、真空雰囲気においては接触させても伝熱効率は空气中に比べて著しく向上せず、放射による伝熱が支配的となる。

2.2 インパルス応答

図 3 に試料温度のインパルス応答を示す。チャックに接触させないヒータによるインパルス状の加熱入力に対して加熱停止後の立ち下がりが非常に遅い。また、到達温度は加熱前まで下らない。これは、試料やチャックの熱が放熱されにくいという真空状態に特有の伝熱特性を示す。

2.3 PID 制御

図 1 の制御対象に PID 補償器を接続したときの制御結果を図 4 に示す。実験では、制御器として冷却器を持たず、チャックに接触させないヒータのみ備えているため、オーバーシュートすると比例補償器も積分補償器も作用せずに自然放熱による温度低下を待つだけとなる。しかし、温度変化に対する微分補償器の作用により、試料温度が目標値より高いにもかかわらずヒータ出力が生じ、試料が再加熱される。これを間欠的に繰り返す結果、図 4 の低周波数振動が生じる。この制御対象を目標温度に追従させるには、PID 補償器は低ゲインに設定せざるを得ないため、高速な応答は期待できない。

Fig.2 Temperature change by heating wire

Fig.3 Impulse response in vacuum chamber

Fig.4 PID control response

2.1, 2.2, 2.3 節の実験から、真空雰囲気では放射による熱伝導が支配的である。3 章以降、これを活用したオブザーバと制御システムの検討結果について述べる。

3. 試料温度の非接触計測

本章では、真空雰囲気内では放射伝熱が支配的であることを利用したオブザーバについて述べる。

3.1 試料の伝熱モデル

試料と白金測温抵抗体（以下、Pt100 と記載）間の伝熱を放射のみとするために図 5 の装置を構築した。図 5 に実験装置の概略と Pt100 の詳細を示す。Pt100 からこの根元まで延びるリード線はポリイミド管にて熱絶縁している。そのため、試料と Pt100 間の伝熱は、試料からの熱放射と Pt100 のバイアス電流による自己発熱⁹⁾だけとなる。なお、クリーンルームにおいて Pt100 根元の温度は一定に保たれている。

このとき、Pt100 と試料温度間の特性は、式(1)で与えられる。

$$C_3 \dot{x}_4 = W_s - \delta A_1 \varepsilon (x_4^4 - x_2^4) - \lambda \frac{A_0}{l} (x_4 - x_0) \quad (1)$$

ただし、 x_4 : Pt100 の検出器出力 K, x_2 : 試料温度 K, x_0 : Pt100 の根元温度 K, C_3 : Pt100 の熱容量 J/K, W_s : Pt100 リード線の自己発熱量 W, ε : Pt100 の放射率, λ : Pt100 リード線の熱伝導率 W/mK, l : 検出器から Pt100 根元までの距離 m, A_0 : Pt100 リード線の断面積 m^2 , A_1 : Pt100 の表面積 m^2 , δ : ステファンボルツマン定数 W/m^2K^4 , を意味する。ここで、図 5 の非接触温度センサの構造から物理定数は表 1 に示すとおりとなった。

(a) Schematic drawing of an experimental equipment

(b) Detail of Pt100 installation

Fig.5 Structure of contactless sensor

Table 1 Physical parameters

Symbol	Value	Unit
x_0	296	K
δ	5.67×10^{-8}	W/m^2K^4
C_3	0.0238	J/K
W_s	1.0×10^{-4}	W
ε	0.5	-
λ	71.4	W/mK
l	0.025	m
A_0	20.11×10^{-9}	m^2
A_1	31.42×10^{-6}	m^2

式(1)の右辺第2項は試料からの放射伝熱を、第1, 第3項はPt100の自己発熱による伝導伝熱成分を示している。これは、放射伝熱が支配的であることを利用しているため、真空雰囲気での計測に適している。

次に、真空チャンバ内における伝熱特性を用いて式(1)を線形化する。まず、式(2)の関係を用いて式(1)を変形する。

$$x_4^4 - x_2^4 = (x_4^2 + x_2^2)(x_4 + x_2)(x_4 - x_2) \quad (2)$$

このとき、 x_2 , x_4 の温度変化量は絶対値に比べて小さいと考えると、 $S = (x_4^2 + x_2^2)(x_4 + x_2)$ は一定とすることができ、 $x_4^4 - x_2^4 \approx S(x_4 - x_2)$ と線形近似できる。この結果から式(3)を得る。

$$C_3 \dot{x}_4 = W_s - \delta A \varepsilon S(x_4 - x_2) - \lambda \frac{A_0}{l} (x_4 - x_0) \quad (3)$$

ただし、 $K_2=\lambda A_0/l$ 、 $K_4=\delta A_1\varepsilon S$ 、であり、 K_2 ：検出器・Pt100 根元間の熱伝達係数 W/K、 K_4 ：試料・センサ間の熱伝達係数 W/K、を意味する。ここで、 x_2 、 x_4 ともに 296.0 K として各熱伝達係数を計算すると表 2 となる。

式(3)から、Pt100 の根元温度 x_0 は一定なので、検出器出力 x_4 と試料温度 x_2 は 1 次遅れ要素の関係として近似できる。

3.2 フィードバック補償による試料温度の推定

本節では、フィードバック（以下、FB と略記）補償による試料温度推定方法について提案する。

検出器出力 x_4 と試料温度 x_2 間の伝達関数を得るため、式(3)に式(4)の変数変換を施し、式(5)を得る。

$$x_2 = x_{2n} - q_0 \quad (4)$$

ただし, q_0 は次に示す定数である.

$$\begin{aligned} q_0 &= \frac{K_2 x_0 + W_s}{K_4} \\ C_2 \dot{x}_4 &= -(K_4 + K_2)x_4 + K_4 x_2, \end{aligned} \quad (5)$$

定数 q_0 は、式(3)において検出器出力 x_4 とその微分値 $\dot{x}_4$ が零のときの試料温度 x_2 を示す。すなわち、検出器出力 x_4 が 0 K で平衡するときのオフセット量である。式(6)は、検出器出力値 x_4 と、オフセット量 q_0 を除いた温度 x_{2n} の関係を示している。試料温度 x_2 の代わりに温度 x_{2n} を推定しても、定数 q_0 を減算して容易に試料温度 x_2 を得られる。

式(5)の両辺をラプラス変換し、伝達関数として式(6)を得る。
ここで、 s はラプラス演算子である。

$$P_n(s) = \frac{X_4(s)}{X_{2n}(s)} = \frac{K_4}{C_3 s + K_4 + K_5} \quad (6)$$

求めたい検出器出力値 x_4 から温度 x_{2n} までの伝達関数は, 式(6)の逆システム $P_n^{-1}(s)$ となる. しかし, 伝達関数 $P_n^{-1}(s)$ はプロパで

Table 2 Heat transfer coefficient

Symbol	Value	Unit
K_2	5.7×10^{-5}	W/K
K_4	9.12×10^{-5}	W/K

Fig.6 Proposed thermal observer

はない。これに対し、安定な試料温度推定を実現するため、図 6 に示す FB によるオブザーバを構築する。

図6において、試料温度 $X_2(s)$ は Pt100 検出器 $P(s)$ を介して検出器出力 $X_4(s)$ として観測される。オブザーバは Pt100 検出器のノミナルモデル $P_n(s)$ の出力 $\hat{X}_4(s)$ と $X_4(s)$ の偏差を零にするよう FB 制御される。ここで、 $G_c(s)$ は FB の制御特性を決定する FB 補償器である。 $P_n(s)$ が $P(s)$ と等しければ $X_4(s)$ との偏差が零になったときの $P_n(s)$ への入力 $\hat{X}_{2n}(s)$ は試料温度 $X_{2n}(s)$ に等しくなる。推定値 $\hat{X}_{2n}(s)$ から定数 q_0 を減算し、試料温度 $X_2(s)$ の推定値 $\hat{X}_2(s)$ を得る。図6より、閉ループ系の伝達関数は式(7)となる。

$$\begin{aligned} \frac{\hat{X}_{2n}(s)}{X_4(s)} &= \frac{G_c(s)P_n^{-1}(s)}{1+G_c(s)P_n(s)P_n^{-1}(s)} \\ &= \frac{G_c(s)}{1+G_c(s)} \cdot \frac{C_3s+K_4+K_2}{K_c} \end{aligned} \quad (7)$$

次に、オブザーバの応答特性について述べる。まず、推定誤差 $E(s) = X(s) - \hat{X}(s)$ について考察する。図6より式(8)を得る。

$$E(s) = \frac{X_4(s)}{1 + G(s)} \quad (8)$$

検出器出力 $X_d(s)$ のステップ変化に対する推定誤差 $E(s)$ は、最終値定理より式(9)となる。

$$e(\infty) = \frac{1}{1 + \lim_{s \rightarrow 0} G_c(s)} \quad (9)$$

ここで、 $|G_c(0)|$ が大きければ推定誤差 $e(\infty)$ は零に近づく。また、 $G_c(s)$ が積分器を含む場合、 $e(\infty)$ は零になる。

次に、推定値 $\hat{x}_{2n}(s)$ について考察する。単位ステップ入力 $X_4(s)=1/s$ に対する推定値 $\hat{x}_{2n}(s)$ の最終値 $\hat{x}_{2n}(\infty)$ は、最終値定理から式(10)となる。

$$\hat{x}_{2n}(\infty) = \frac{\lim_{s \rightarrow 0} G_c(s)}{1 + \lim_{s \rightarrow 0} G_c(s)} \cdot \frac{K_4 + K_2}{K_4} \quad (10)$$

このとき、 $1 \ll G_d(0)$ であれば、最終値 $\dot{x}_{2s}(\infty)$ は $(K_1+K_2)/K_1$ に収束する。この結果は、式(5)において $\dot{x}_2=0$ としたときの最終状態と一致する。以上のことから、式(7)のオブザーバは試料温度 $X_2(s)$ を推定できる。

次に、FB 補償器 $G_d(s)$ の設計について述べる。オブザーバの閉ループ特性は安定でなければならない。また、温度推定の速さは閉ループの極配置によって決定されるので、安定かつ十分速くなるように補償器 $G_d(s)$ を決定すれば良い。

式(7)より、閉ループ特性を厳密にプロバにするには補償器 $G_c(s)$ が 2 次以上の伝達関数でなければならない。これと合わせて補償器 $G_c(s)$ の条件を次のように定めた。

- (1) 定常推定誤差を零にするため，オブザーバを 1 型とする．
- (2) 推定値の応答を調整可能な構造にする．

上記(1), (2)を考慮して, 閉ループの極 λ が式(11)となるよう, 補償器 $G_d(s)$ を式(12)とした.

$$\lambda = \frac{-p_0 \pm \sqrt{p_0^2 - 4K_c p_0}}{2} \quad (11)$$

$$G_c(s) = \frac{K_c}{s} \cdot \frac{p_0}{(s + p_0)} \quad (12)$$

これを式(7)に代入して式(13)を得る. 式(13)において, 極 λ の実部が負であるように K_c , p_0 を選べば閉ループ特性は安定である.

$$\frac{\hat{X}_{2n}(s)}{\hat{X}_4(s)} = \frac{K_c p_0}{K_4} \cdot \frac{C_3 s + (K_4 + K_2)}{s^2 + p_0 s + K_c p_0} \quad (13)$$

なお、オブザーバは検出器出力値 x_4 と Pt100 の特性 $P_n(s)$ から試料温度 x_2 を推定する未知入力オブザーバ⁹⁾の構成となっている。

3.3 離散系の非接触温度推定器

3.2 節におけるオブザーバは、すべて連続系システムとして設計とした。しかし、離散系システムのほうが産業応用においては実用的である。そのため、式(14)に示す双一次変換によりオブザーバを離散化する。ここで、 z は遅延演算子、 T_s はサンプリング周期 s である。

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \quad (14)$$

このとき、真空チャンバ内の温度変化に比べてオブザーバのサンプリング周波数が十分速いため、離散化に伴う周波数遷移は無視できる。離散化したパルス伝達関数は式(15)である。

$$\frac{\hat{X}_{2n}(z)}{X_4(z)} = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}} \quad (15)$$

ただし、各係数は以下のとおりである。

$$\begin{aligned} b_1 &= \frac{-8 + 2K_c p_0 T_s^2}{4 + 2p_0 T_s + K_c p_0 T_s^2}, & b_2 &= \frac{4 - 2p_0 T_s + K_c p_0 T_s^2}{4 + 2p_0 T_s + K_c p_0 T_s^2}, \\ a_0 &= \frac{2C_3 K_c p_0 T_s + (K_4 + K_2) K_c p_0 T_s^2}{K_4 (4 + 2p_0 T_s + K_c p_0 T_s^2)}, \\ a_1 &= \frac{2(K_4 + K_2) K_c p_0 T_s^2}{K_4 (4 + 2p_0 T_s + K_c p_0 T_s^2)}, \\ a_2 &= \frac{-2C_3 K_c p_0 T_s + (K_4 + K_2) K_c p_0 T_s^2}{K_4 (4 + 2p_0 T_s + K_c p_0 T_s^2)} \end{aligned}$$

3.4 オブザーバの実験結果

図7に、真空チャンバ内に設置した試料の温度を推定した実験結果を示す。23.4℃の試料温度 x_2 について、0sにPt100検出器は測定を、オブザーバは推定を開始する。このとき、 x_2 は精度0.001℃のサーミスタにて測定している。Pt100検出器出力 x_4 は x_2 を超えて24.0℃を示し、 x_2 と大きく異なる。それに対し、推定値 $\hat{x}_2$ は x_2 に漸近し、推定開始後約700sで x_2 と一致し、そ

Fig.7 Experiment of thermal estimation

Fig.8 Experiment system

の後は良好に追従している。これにより、本提案のオブザーバは十分な推定性能を有することが確認できた。

4. 温度制御

4.1 温度制御システムと伝熱モデル

真空チャンバ内の温度制御を実現するため、図8の温度制御システムを提案する。真空チャンバ内に、上部に設けた窓からランプによって熱を供給することで、温度を制御する。2章で既述のように真空雰囲気では放射伝熱が支配的なため、ランプによる放射熱を用いることが適している。ここで、真空チャンバは 2.2×10^{-2} Paの真空雰囲気である。

図8の模式図は図9となる。ここで、チャック温度を x_1 K、真空チャンバ側壁温度を x_3 K、チャックおよび試料への各入熱量を W_1 W、 W_2 Wとする。

図9の模式図において、真空チャンバ・試料間の熱抵抗を R_1 K/W、真空チャンバ・チャック間の熱抵抗を R_3 K/W、試料・チャック間の熱抵抗を R_2 K/Wとし、チャック、試料の熱容量をそれぞれ C_1 J/K、 C_2 J/Kとすると、図10に示す伝熱モデルとなる。このとき、真空チャンバ側壁温度 x_3 は空調器および水冷却器によって23℃一定に保たれている。

図10の伝熱モデルより、式(16)の熱伝導方程式を得る。

$$\begin{cases} C_1 \dot{x}_1 = W_1 + R_2(x_2^4 - x_1^4) - R_3(x_1^4 - x_3^4) \\ C_2 \dot{x}_2 = W_2 - R_1(x_2^4 - x_3^4) - R_2(x_2^4 - x_1^4) \end{cases} \quad (16)$$

ただし、 R_1 、 R_2 、 R_3 は次のように求められる。

$$R_1 = \frac{\sigma A_2}{\frac{1}{\varepsilon_1} + \frac{1}{\varepsilon_T} - 1}, \quad R_2 = \frac{\sigma A_2}{\frac{1}{\varepsilon_1} + \frac{1}{\varepsilon_2} - 1}, \quad R_3 = \frac{\sigma A_3}{\frac{1}{\varepsilon_2} + \frac{A_3}{A_4} \left(\frac{1}{\varepsilon_T} - 1 \right)}$$

ここで、 ε_1 は試料の熱放射率、 ε_2 はチャックの熱放射率、 ε_T は真空チャンバ壁の熱放射率、 A_2 は試料の表面積 m^2 、 A_3 はチャックの表面積 m^2 、 A_4 は真空チャンバ壁の表面積 m^2 、であ

Fig.9 Thermal control system

Fig.10 Heat transfer model

る。これらの物理定数を表3に示す。

式(16)は、試料、チャックおよび真空チャンバ壁の間の放射伝熱を利用しているため、真空雰囲気での温度制御に適している。式(16)から、チャック温度 x_1 と試料温度 x_2 は連成していることがわかる。そのため、試料温度だけの出力FBでは良好な追従性は期待できない。そこで、状態FBにより、 x_1 および x_2 を制御する。

4.2 線形モデル

式(16)の熱伝導モデルは非線形方程式であるため、熱伝導方程式を線形近似する。式(2)と同様の手法で近似すると、式(17)を得る。

$$\begin{cases} C_1 \dot{x}_1 = W_1 - (R_2 + R_3)S_2 x_1 + R_2 S_2 x_2 + R_3 S_3 x_3 \\ C_2 \dot{x}_2 = W_2 - (R_1 + R_2)S_1 x_2 + R_2 S_2 x_1 + R_1 S_1 x_3 \end{cases} \quad (17)$$

ここで、 S_1 , S_2 , S_3 は次のとおりである。

$$S_1 = (x_2^2 + x_3^2)(x_2 + x_3), \quad S_2 = (x_1^2 + x_2^2)(x_1 + x_2), \quad S_3 = (x_1^2 + x_3^2)(x_1 + x_3)$$

また、1個のランプをもって温度制御する構成の場合、式(17)における各入熱量 W_1 , W_2 は同一のランプ発生熱量 w W に比例することを考慮すると式(18)が得られる。ただし、定数 K_{10} , K_{20} はチャックおよび試料に対する入熱効率である。

$$\begin{cases} C_1 \dot{x}_1 = K_{10}w - (R_2 + R_3)S_2 x_1 + R_2 S_2 x_2 + R_3 S_3 x_3 \\ C_2 \dot{x}_2 = K_{20}w - (R_1 + R_2)S_1 x_2 + R_2 S_2 x_1 + R_1 S_1 x_3 \end{cases} \quad (18)$$

さらに、真空チャンバ壁温度 x_3 は一定のため、式(19)の変数変換を施すことで厳密にプロバな線形モデルを得る。

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{1n} \\ x_{2n} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -(R_2 + R_3)S_2 & R_2 S_2 \\ R_2 S_2 & -(R_1 + R_2)S_1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R_3 S_3 x_3 \\ R_1 S_1 x_3 \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$= \begin{bmatrix} x_{1n} \\ x_{2n} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \end{bmatrix}$$

ここで、オフセット量 q_1 , q_2 は次のとおりであり、いずれも定数である。

$$q_1 = -\frac{S_1}{S_2} \cdot \frac{(R_1 R_2 S_2 + (R_1 + R_2) R_3 S_3) x_3}{(R_1 + R_2)(R_2 + R_3)S_1 - R_2^2 S_2},$$

$$q_2 = -\frac{((R_2 + R_3)R_1 S_1 + R_2 R_3 S_3) x_3}{(R_1 + R_2)(R_2 + R_3)S_1 - R_2^2 S_2}$$

式(19)を式(18)に代入して式(20)を得る。

$$\begin{cases} C_1 \dot{x}_{1n} = K_{10}w + R_2 S_2 x_{2n} - (R_2 + R_3)S_2 x_{1n} \\ C_2 \dot{x}_{2n} = K_{20}w - (R_1 + R_2)S_1 x_{2n} + R_2 S_2 x_{1n} \end{cases} \quad (20)$$

式(20)より、チャック温度 x_1 、試料温度 x_2 の代わりに x_{1n} , x_{2n} を制御することを考える。 x_1 と x_{1n} , x_2 と x_{2n} にはそれぞれオフセット量 q_1 , q_2 の差分のみのため、状態量の変換は容易である。制御出力を試料温度 x_{2n} とすれば、状態量を $X(t) = [x_{1n}(t), x_{2n}(t)]^T$ とおいて状態方程式は式(21)である。

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = AX(t) + Bw(t) \\ x_{2n}(t) = CX(t) \end{cases} \quad (21)$$

ここで、 A , B , C は次のとおりである。

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{(R_2 + R_3)S_2}{C_1} & \frac{R_2 S_2}{C_1} \\ \frac{R_2 S_2}{C_2} & -\frac{(R_1 + R_2)S_1}{C_2} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{K_{10}}{C_1} \\ \frac{K_{20}}{C_2} \end{bmatrix},$$

$$C = [0 \quad 1]$$

4.3 サーボ系

目標温度 r K に対する定常偏差を零にするため、図11の拡大系を考える。状態量を $X_w(t) = [x_{1n}(t), x_{2n}(t), z(t)]^T$ とおいて拡大系の状態方程式は式(22)である。

$$\begin{cases} \dot{X}_w(t) = A_w X_w(t) + B_w w(t) + B_r r(t) \\ x_{2n}(t) = C_w X_w(t) \end{cases} \quad (22)$$

ここで、 A_w , B_w , C_w , B_r は下記のとおりである。

$$A_w = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix}, \quad B_w = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C_w = [C \quad 0], \quad B_r = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

状態FBのFBゲイン $F_s = [F \quad K_p]$ を決定するためにLQ制御を用いた。評価関数として、式(23)の2次形式評価関数を考える。ただし、 Q は半正定行列、 R は正定数である。

$$J = \int_0^\infty (X_w^T Q X_w + R w^2) dt \quad (23)$$

このとき、評価関数 J を最小にするFBゲイン F_s は $F_s = R^{-1} B_w^T P$ である。ここで、 P はRiccati方程式を満たす唯一正定解である。シミュレーションにより、重み Q , R およびFBゲイン F_s を次のように決定した。

$$Q = \begin{bmatrix} 1.7 \times 10^8 & 0 & 0 \\ 0 & 1.1 \times 10^6 & 0 \\ 0 & 0 & 40.0 \end{bmatrix}, \quad R = 1.0,$$

$$F_s = [133605420 \quad 5696257 \quad 6.324]$$

拡大状態FB系において、状態量 $X_w(t)$ のうちチャック温度 $x_{1n}(t)$ 、偏差量積分値 $z(t)$ は観測可能である。試料温度 $x_{2n}(t)$ は3章で述べたオブザーバの推定値 $\hat{x}_{2n}(t)$ を用いる。すると、図12に示すオブザーバを用いた温度制御システムが構築できる。なお、温度制御手法ではLQ制御を適用しているため、ロバストであることは既

Fig.11 State feedback block diagram of spreading system

Fig.12 Temperature control system with thermal observer

Table 3 Physical parameters		
Symbol	Value	Unit
C_1	1363.25	Wh/K
C_2	468.0	Wh/K
ε_1	1.0	-
ε_2	0.5	-
ε_3	0.5	-
A_2	0.07065	m ²
A_3	0.09	m ²
A_4	0.55	m ²

知である。

5. 実験結果

真空雰囲気におけるオブザーバと温度制御の性能を確認する実験結果について述べる。

図13に温度制御実験装置の概略を示す。真空チャンバの中に

Fig.13 Experiment system

(a) Step response of 0.01 °C

(b) Close up of step response

Fig.14 Result of thermal control experiment

Fig.15 Comparison of the simulation and the experiment

チャック、試料であるウェハを設置し、ランプにて加熱する構成である。真空チャンバは、圧力 1.8×10^{-2} Pa の真空雰囲気である。Pt100 と、チャック温度 x_2 計測センサとしてサーミスタを備える。さらに、評価用サーミスタを試料に貼り付けた。デジタル制御器であるマイクロコンピュータには、ランプ、Pt100、チャック温度計測用サーミスタ、そして評価用サーミスタを接続している。同制御器のサンプリング周期は 450 ms である。

制御実験の結果を図14に示す。図14(a)に0.01 °Cステップ応答を、図14(b)に拡大図を示す。非接触計測しているPt100は評価用サーミスタと異なる計測結果を示しているにもかかわらず、オブザーバの結果は同サーミスタと良く一致している。0.01 °Cのステップ応答において、0.002 °Cの精度にて追従できている。

6. シミュレーションと実験結果の比較

図15に、状態FBを施した状態にあつて、23.5 °Cのステップ入力に対する試料温度のシミュレーション(実線)と実験(破線)結果を示す。チャック温度は、実験結果よりシミュレーションの温度低下が速いが、温度変化の傾向はとらえている。この差異の原因は入熱効率 K_{10} のモデル化誤差およびオブザーバと状態FB設計時の線形化誤差が考えられる。試料温度は、シミュレーションと実験結果が良く一致している。0.1 °Cの大きいステップ幅にもかかわらず、安定に制御できることを確認できた。

7. 結 言

真空雰囲気における高精度温度制御方式の検討と実証結果について述べた。本論文の結論は以下のとおりである。

- (1) 真空雰囲気における熱伝導モデルを基に、入力を推定する状態観測器を設計し、試料温度を精度 ± 0.002 °C で測定できることを実証した。
- (2) 真空雰囲気における熱伝導モデルを基にし、状態観測器を併用した状態FBにより精度 ± 0.002 °C の温度制御を実現した。

なお、入力を推定する状態観測器については、ファジィ制御¹⁰⁾や一般化予測制御法¹¹⁾による方式が報告されている。本稿では産業応用に向けて実現の容易なオブザーバを提案し、それを用いた温度制御を実証した。

参 考 文 献

- 1) ITRS 2013 Edition Table ORTC1 : Executive Summary, International Technology Roadmap for Semiconductor, (2013), 17.
- 2) 清水祐公子, 石井順太郎: サーモフレクサンス微小表面温度計測, 計測と制御, **47**, 5 (2008), 415.
- 3) 浜田登喜夫: 白金抵抗温度計を用いた精密温度測定, 精密工学会誌, **76**, 8 (2010), 885.
- 4) 池上宏一: 測温抵抗体による精密温度計測, 精密工学会誌, **70**, 11 (2004), 1357.
- 5) 森光英貴, 桂誠一郎: 熱外乱オブザーバによるペルチェ素子の2自由度ロバスト温度制御, 電気学会論文誌D, **131**, 7 (2010), 967.
- 6) 森光英貴, 桂誠一郎: 熱外乱オブザーバに基づくペルチェ素子の熱コンダクタンス制御, 電気学会論文誌D, **132**, 3 (2010), 333.
- 7) 日本機械学会: 伝熱工学資料 改定第5版, 丸善 (2009)
- 8) 増田良介: はじめてのセンサ技術, 東京電機大学出版局 (2011)
- 9) 相楽和男, 森山功, 川口勝之, 石松隆和: 計測不可能な入力の推定機能をもつオブザーバ(ボイラ伝熱面のオブザーバの構成について): 日本機械学会論文集(C編), **63**, 605 (1997), 121.
- 10) 相楽和男, 森山功, 川口勝之, 石松隆和: ファジィ制御応用による計測不可能な入力と状態の推定(第1報, ファジィ応用オブザーバとそのボイラ伝熱面への適用): 日本機械学会論文集(C編), **63**, 605 (1997), 128.
- 11) 石橋直彦, 鄧明聡, 井上昭: 連続時間一般化予測制御による改質器のロバスト温度制御: 計測自動制御学会産業論文, **7**, 7 (2008), 48.