離散時間発振器を用いたモデル規範型適応オブザーバ

– 1 回のステップ応答によるオンラインパラメータ推定 –

Model Reference Adaptive Observer by Using a Discrete-Time Oscillator

– On-line Parameter Estimation by One Step Response –

青　木　　立 1)

Tatsu AOKI 1)

The characteristic of a controlled plant is varied according to the environmental change, aging of a plant, etc. Thus, it is required to estimate the plant parameters on-line to maintain the performance of a control system. In such a case, an adaptive observer is effective. Though the adaptive observer can follow a parameter change, it is necessary to use the signals that satisfy PE conditions to estimate plant parameters. However, in a process control, the pressure or temperature of the plant cannot follow such rapid signals. In the control of a mechanical system, resonance is induced according to such signals. Resonance of a large-sized mechanical system is very dangerous. Thus, the previous paper proposes an adaptive observer, where high-order plant parameters can be estimated only by one step response. A key idea is connecting a discrete-time oscillator to a plant output in series. An oscillator output excites a plant in the conventional method. On the other hand, a plant output excites a discrete-time oscillator in the proposed method. Since a step response of a plant is transformed into a sinusoidal response by this oscillator, parameter estimation becomes possible by one step response. In this paper, the effectiveness of the previously proposed method is verified by root mean square error on estimated Bode diagrams. Simulation results on the first-order system show that plant parameters can be estimated in sufficient precision from one step response, though RMSE of the proposed method is bigger than that of the conventional one.

Keywords: Parameter estimation, Adaptive observer, Persistent excitation, Step response, Delta operator, Mechatronics, Industrial process control

1. はじめに

制御系のコントローラを設計するためには，制御対象を物理法則に従い数式モデルで表現し，さらに，システム同定により数式モデルの物理パラメータを求める必要がある．実際の制御対象は負荷の変動や経年変化による特性の変化や実機に混入する外乱によりコントローラ設計時における制御性能を維持することができない．ロバスト制御はコントローラ設計時に設定したモデルと多少異なっても制御性能がほぼ維持できる．しかし，ロバスト制御では制御対象のモデル化誤差の表現及び範囲を最初に設定するため，想定外の大きなパラメータ変動や外乱に対処することができない．一方，適応オブザーバは制御対象の数式モデルに基づいて制御対象に関する入出力データから状態及び物理パラメータを推定する．このため，制御対象のパラメータ変動が大きい場合でも適応制御により追随することが可能になる．なお，適応オブザーバでは，一般に，制御対象のパラメータ変動速度が低く，制御対象の数式モデルのパラメータを固定して適応制御則を導く．なお，得られた適応制御則により制御対象の状態及びパラメータを推定するためには，PE 条件を満たした信号，すなわち，制御対象の全てのモードを励起する信号により対象を励起する必要がある [1-9]．PE 条件を満たす信号により大型の機械システムを励起し続けると共振により大きなノイズや振動が発生するため非常に危険である．また，プロセス制御では，プラントの温度や圧力を頻繁に変化させることができない．また，1 回のステップ応答だけでは適応制御が十分に機能しないため，状態やパラメータを推定できない．そこで，産業界では制御対象の高次数式モデルに関するパラメータが 1 回のステップ応答データから得られる手法の開発が急務となっている．

筆者らはモデル規範型適応オブザーバにおいて同定対象の出力に離散時間発振器を直列に接続し，1 回のステップ応答から正弦波応答に変換させる手法を提案した [10]．本手法では 1 回のステップ応答のみで適応オブザーバによるプラントパラメータの推定値が得られるため，PE 条件を満たす信号によりプラントを励起する必要がない．さらに，パラメータ推定に必要な演算は積分演算のみであり，最小二乗法などの数値計算は不要になる．また，1 次系に関するパラメータ推定について提案手法の有効性を確認した [10]．

本研究では筆者らが提案した手法により推定したパラメータに基づいてボード線図を作成し，2 乗平均平方根誤差 (RMSE) によりその有効性を評価する．第 2 章ではデルタ形式で表現された 1 次系についてモデル規範型適応オブザーバを導出する．第 3 章では本提案手法の概要と 1 次系に関する有効性の評価について述べる．第 4 章では結論を述べる．

1) 東京都立産業技術高等専門学校 ものづくり工学科 電気電子工学コース

2. デルタ形式に基づいたモデル規範型適応オブザーバの導出

図 1 にモデル規範型適応オブザーバを示す [10]-[12]．プラントとモデルには同一の信号 $u(k)$ が入力され，モデルの出力 $y_m(k)$ がプラントの出力 $y_p(k)$ に一致するよう制御する．入力信号 $u(k)$ として PE 条件を満たす信号，すなわち，プラントの種々のモードを励起する信号を用いることにより，モデルのパラメータや状態がプラントのそれらに収束していく．ここでは最も簡単な 1 次系のプラントについて考える．なお，プラントパラメータは定数と見なして適応制御則を導出する．

- プラント

$$H_{pc}(s) = \frac{b_0^{pc}}{s + a_0^{pc}} \tag{1}$$

- モデル

$$H_{mc}(s) = \frac{b_0^{mc}(t)}{s + a_0^{mc}(t)} \tag{2}$$

式 (1) 及び式 (2) を零次ホールドにより離散化する。

- プラント

$$H_{ps}(z) = \frac{b_0^{ps}}{z + a_0^{ps}} \tag{3}$$

- モデル

$$H_{ms}(z) = \frac{b_0^{ms}(k+1)}{z + a_0^{ms}(k+1)} \tag{4}$$

ここで，パラメータ推定における数値的安定性を向上させるため，以下に示すデルタオペレータ

$$\boldsymbol{\delta} = z - 1 \tag{5}$$

により式 (3) 及び式 (4) をデルタ形式に変換する [13]-[16].

- プラント

$$H_p(\boldsymbol{\delta}) = \frac{b_0^p}{\boldsymbol{\delta} + a_0^p} \tag{6}$$

- モデル

$$H_m(\boldsymbol{\delta}) = \frac{b_0^m(k+1)}{\boldsymbol{\delta} + a_0^m(k+1)} \tag{7}$$

図 1 及び式 (6)-(7) から入出力関係式が得られる．

$$\boldsymbol{\delta} y_p(k) = -a_0^p y_p(k) + b_0^p u(k) \tag{8}$$

$$\boldsymbol{\delta} y_m(k) = -a_0^m(k+1) y_m(k) + b_0^m(k+1) u(k) \tag{9}$$

ここで，モデル出力 $y_m(k)$ とプラント出力 $y_p(k)$ との誤差 $e(k)$ 及びパラメータ推定誤差 $\tilde{a}$，$\tilde{b}$ を定義する．

$$e(k) = y_p(k) - y_m(k) \tag{10}$$

$$\tilde{a}(k) = a_0^p - a_0^m(k) \tag{11}$$

$$\tilde{b}(k) = b_0^p - b_0^m(k) \tag{12}$$

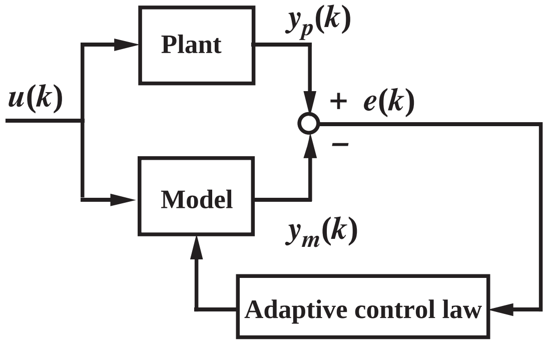

Fig. 1 Adaptive observer based on MRAC

式 (8)-(9) より $e(k)$ 及びパラメータ推定誤差 $\tilde{a}$，$\tilde{b}$ に関して次式が成立する．

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\delta} e(k-1) &= (-a_0^p y_p(k-1) + b_0^p u(k-1)) \\ &\quad - (-a_0^m(k) y_m(k-1) + b_0^m(k) u(k-1)) \\ &= (-a_0^p y_p(k-1) + b_0^p u(k-1)) \\ &\quad + a_0^p y_m(k-1) - a_0^p y_m(k-1) \\ &\quad - (-a_0^m(k) y_m(k-1) + b_0^m(k) u(k-1)) \\ &= -a_0^p y_p(k-1) + a_0^p y_m(k-1) \\ &\quad - a_0^p y_m(k-1) + a_0^m(k) y_m(k-1) \\ &\quad + b_0^p u(k-1) - b_0^m(k) u(k-1) \\ &= -a_0^p e(k-1) \\ &\quad - \tilde{a}(k) y_m(k-1) + \tilde{b}(k) u(k-1) \end{aligned} \tag{13}$$

式 (5) 及び式 (13) より

$$e(k) = (1 - a_0^p)\, e(k-1) - \tilde{a}(k) y_m(k-1) + \tilde{b}(k) u(k-1) \tag{14}$$

が得られ，さらに，式 (14) の両辺に $e(k-1)$ を乗じると

$$\begin{aligned} e(k)e(k-1) &= (1 - a_0^p)\, e^2(k-1) \\ &\quad - \tilde{a}(k) y_m(k-1) e(k-1) \\ &\quad + \tilde{b}(k) u(k-1) e(k-1) \end{aligned} \tag{15}$$

となる．次に，出力誤差 $e(k)$ 及びパラメータ推定誤差 $\tilde{a}(k)$，$\tilde{b}(k)$ に関して以下のリアプノフ関数を考える．

$$\begin{aligned} V(k) &= e^2(k) \\ &\quad + \frac{1}{2\gamma_{a1}} \tilde{a}^2(k) + \frac{1}{2\gamma_{b1}} \tilde{b}^2(k) \\ &\quad + \frac{1}{2\gamma_{a2}} \tilde{a}^2(k) + \frac{1}{2\gamma_{b2}} \tilde{b}^2(k) \end{aligned} \tag{16}$$

ここで，γ_{a1}，γ_{a2}，γ_{b1}，γ_{b2} は任意の正の定数とする．また，$f_a(k)$，$f_b(k)$ を

$$f_a(k) = \tilde{a}(k) - \tilde{a}(k-1) \tag{17}$$

$$f_b(k) = \tilde{b}(k) - \tilde{b}(k-1) \tag{18}$$

と定義する．式 (17)-(18) より次式が得られる．

$$\begin{aligned} \tilde{a}^2(k) - \tilde{a}^2(k-1) &= \tilde{a}^2(k) - (\tilde{a}(k) - f_a(k))^2 \\ &= 2\tilde{a}(k) f_a(k) - f_a^2(k) \end{aligned} \tag{19}$$

$$\begin{aligned}\tilde{b}^2(k)-\tilde{b}^2(k-1) &= \tilde{b}^2(k)-\left(\tilde{b}(k)-f_b(k)\right)^2\\ &= 2\tilde{b}(k)f_b(k)-f_b^2(k) \qquad (20)\end{aligned}$$

式 (16) から $\Delta v(k)$ が求まる．

$$\begin{aligned}\Delta V(k) &= V(k)-V(k-1)\\ &= e^2(k)-e^2(k-1)\\ &\quad+\frac{1}{2\gamma_{a1}}\left(\tilde{a}^2(k)-\tilde{a}^2(k-1)\right)\\ &\quad+\frac{1}{2\gamma_{b1}}\left(\tilde{b}^2(k)-\tilde{b}^2(k-1)\right)\\ &\quad+\frac{1}{2\gamma_{a2}}\left(\tilde{a}^2(k)-\tilde{a}^2(k-1)\right)\\ &\quad+\frac{1}{2\gamma_{b2}}\left(\tilde{b}^2(k)-\tilde{b}^2(k-1)\right) \qquad (21)\end{aligned}$$

式 (14) に示す $e(k)$ を式 (21) における $e^2(k)$ の一つに代入した後，式 (19)-(20) を式 (21) に代入する．

$$\begin{aligned}\Delta V(k) &= (1-a_0^p)\,e(k)e(k-1)\\ &\quad-\tilde{a}(k)e(k)y_m(k-1)\\ &\quad+\tilde{b}(k)e(k)u(k-1)\\ &\quad-e^2(k-1)\\ &\quad+\frac{1}{2\gamma_{a1}}\left(2\tilde{a}(k)f_a(k)-f_a^2(k)\right)\\ &\quad+\frac{1}{2\gamma_{b1}}\left(2\tilde{b}(k)f_b(k)-f_b^2(k)\right)\\ &\quad+\frac{1}{2\gamma_{a2}}\left(2\tilde{a}(k)f_a(k)-f_a^2(k)\right)\\ &\quad+\frac{1}{2\gamma_{b2}}\left(2\tilde{b}(k)f_b(k)-f_b^2(k)\right) \qquad (22)\end{aligned}$$

さらに，式 (15) を式 (22) における $e(k)e(k-1)$ に代入する．

$$\begin{aligned}\Delta V(k) &= a_0^p\,(a_0^p-2)\,e^2(k-1)\\ &\quad-(1-a_0^p)\,\tilde{a}(k)y_m(k-1)e(k-1)\\ &\quad+(1-a_0^p)\,\tilde{b}(k)u(k-1)e(k-1)\\ &\quad-\tilde{a}(k)e(k)y_m(k-1)\\ &\quad+\tilde{b}(k)e(k)u(k-1)\\ &\quad+\frac{1}{\gamma_{a1}}\tilde{a}(k)f_a(k)-\frac{1}{2\gamma_{a1}}f_a^2(k)\\ &\quad+\frac{1}{\gamma_{b1}}\tilde{b}(k)f_b(k)-\frac{1}{2\gamma_{b1}}f_b^2(k)\\ &\quad+\frac{1}{\gamma_{a2}}\tilde{a}(k)f_a(k)-\frac{1}{2\gamma_{a2}}f_a^2(k)\\ &\quad+\frac{1}{\gamma_{b2}}\tilde{b}(k)f_b(k)-\frac{1}{2\gamma_{b2}}f_b^2(k) \qquad (23)\end{aligned}$$

式 (23) において以下に示す 4 式が成立すると仮定する．

$$\frac{1}{\gamma_{a1}}\tilde{a}(k)f_a(k)-(1-a_0^p)\,\tilde{a}(k)y_m(k-1)e(k-1) = 0 \qquad (24)$$
$$\frac{1}{\gamma_{b1}}\tilde{b}(k)f_b(k)+(1-a_0^p)\,\tilde{b}(k)u(k-1)e(k-1) = 0 \qquad (25)$$
$$\frac{1}{\gamma_{a2}}\tilde{a}(k)f_a(k)-\tilde{a}(k)e(k)y_m(k-1) = 0 \qquad (26)$$
$$\frac{1}{\gamma_{b2}}\tilde{b}(k)f_b(k)+\tilde{b}(k)e(k)u(k-1) = 0 \qquad (27)$$

このとき，$\Delta V(k)$ は

$$\begin{aligned}\Delta V(k) &= a_0^p\,(a_0^p-2)\,e^2(k-1)\\ &\quad-\frac{1}{2\gamma_{a1}}f_a^2(k)-\frac{1}{2\gamma_{a2}}f_a^2(k)\\ &\quad-\frac{1}{2\gamma_{b1}}f_b^2(k)-\frac{1}{2\gamma_{b2}}f_b^2(k) \qquad (28)\end{aligned}$$

となる．式 (28) において，$0<a_0^p<1$ であるので $\Delta V(k)<0$ となり，適応制御系は安定になる．そこで，式 (24)-(27) より適応制御則を導く．式 (24)-(27) は，

$$\left(\frac{1}{\gamma_{a1}}f_a(k)-(1-a_0^p)\,y_m(k-1)e(k-1)\right)\tilde{a}(k) = 0 \qquad (29)$$
$$\left(\frac{1}{\gamma_{b1}}f_b(k)+(1-a_0^p)\,u(k-1)e(k-1)\right)\tilde{b}(k) = 0 \qquad (30)$$
$$\left(\frac{1}{\gamma_{a2}}f_a(k)-e(k)y_m(k-1)\right)\tilde{a}(k) = 0 \qquad (31)$$
$$\left(\frac{1}{\gamma_{b2}}f_b(k)+e(k)u(k-1)\right)\tilde{b}(k) = 0 \qquad (32)$$

と変形できる．ここで，$\tilde{a}(k)\neq 0$ 及び $\tilde{b}(k)\neq 0$ を考慮すると

$$\frac{1}{\gamma_{a1}}f_a(k)-(1-a_0^p)\,y_m(k-1)e(k-1) = 0 \qquad (33)$$
$$\frac{1}{\gamma_{b1}}f_b(k)+(1-a_0^p)\,u(k-1)e(k-1) = 0 \qquad (34)$$
$$\frac{1}{\gamma_{a2}}f_a(k)-e(k)y_m(k-1) = 0 \qquad (35)$$
$$\frac{1}{\gamma_{b2}}f_b(k)+e(k)u(k-1) = 0 \qquad (36)$$

が得られる．式 (33)-(36) は

$$\begin{aligned}f_a(k) &= \gamma_{a1}\,(1-a_0^p)\,y_m(k-1)e(k-1)\\ &= \gamma'_{a1}y_m(k-1)e(k-1) \qquad (37)\\ f_b(k) &= -\gamma_{b1}\,(1-a_0^p)\,u(k-1)e(k-1)\\ &= -\gamma'_{b1}u(k-1)e(k-1) \qquad (38)\\ f_a(k) &= \gamma_{a2}e(k)y_m(k-1) \qquad (39)\\ f_b(k) &= -\gamma_{b2}e(k)u(k-1) \qquad (40)\end{aligned}$$

と変形できる．ここで，式 (11)-(12) 及び式 (17)-(18) を考慮すると，式 (41)-(44) が得られる．

$$\begin{aligned}a_0^m(k) &= a_0^m(k-1)-\gamma'_{a1}y_m(k-1)e(k-1) \qquad (41)\\ a_0^m(k) &= a_0^m(k-1)-\gamma_{a2}e(k)y_m(k-1) \qquad (42)\\ b_0^m(k) &= b_0^m(k-1)+\gamma'_{b1}u(k-1)e(k-1) \qquad (43)\\ b_0^m(k) &= b_0^m(k-1)+\gamma_{b2}e(k)u(k-1) \qquad (44)\end{aligned}$$

さらに，式 (41) と式 (42)，式 (43) と式 (44) をそれぞれ纏めるとオブザーバに関する適応制御則が求まる．

$$\begin{aligned}a_0^m(k) &= a_0^m(k-1)-\gamma'_{a1}y_m(k-1)e(k-1)\\ &\quad-\gamma_{a2}e(k)y_m(k-1) \qquad (45)\\ b_0^m(k) &= b_0^m(k-1)+\gamma'_{b1}u(k-1)e(k-1)\\ &\quad+\gamma_{b2}e(k)u(k-1) \qquad (46)\end{aligned}$$

3. 1 回のステップ応答に基づいた適応オブザーバ [10]

図 2 にプラントを離散時間系で表現された正弦波発振器の出力信号により励起する場合を示す．正弦波発振器 $sin(\omega kT)$ の伝達関数は以下で与えられる．

$$H_i(z^{-1}) = \frac{sin(\omega T)z^{-1}}{1 - 2cos(\omega T)z^{-1} + z^{-2}} \tag{47}$$

ここで ω は角振動数，T はサンプリング周期とする．インパルス信号を式 (47) に示す発振器に入力すると正弦波が発生する．ここで，ステップ信号をトリガ信号にしてこの発振器が動作を開始するようにする．ステップ信号の伝達関数は

$$R(z^{-1}) = \frac{1}{1 - z^{-1}} \tag{48}$$

で与えられる．式 (48) を考慮して式 (47) を変形すれば所望の発振器が得られる．

$$H_s(z^{-1}) = \frac{sin(\omega T)z^{-1}\left(1 - z^{-1}\right)}{1 - 2cos(\omega T)z^{-1} + z^{-2}} \tag{49}$$

一方，図 3 に示す提案手法では，従来手法の場合のプラントと発振器の並び順を逆にしてプラントの出力に発振器を直列に接続する．この場合，プラントにステップ信号を入力すると結果的にプラントを発振器で駆動していることと等価になる．その結果，ステップ信号を 1 回入力しただけでパラメータ推定が可能になる．図 2 及び図 3 の手法を，それぞれ，適応オブザーバへ応用した場合を図 4 及び図 5 に示す．

4. 1 次系に関する提案手法の有効性の検証

最も簡単な 1 次系について考える．

$$H_{pc}(s) = \frac{100}{s + 50} \tag{50}$$

MATLAB/Simulink を用いてシミュレーションを実施した．適応制御則は式 (45)-(46) を用いた．シミュレーションパラメータを以下に示す．

サンプリング周期 T=1ms　計測ノイズのパワー 1e^{-8}

$\{\ \gamma'_{a1}\quad \gamma_{a2}\quad \gamma'_{b1}\quad \gamma_{b2}\ \} = \{\ 2.0\quad 0.0\quad 2.0\quad 0.0\ \}$

$u(kT) = \sin(2\pi\, 10\, kT)$

シミュレーションは計測ノイズとして図 6 に示す白色雑音をプラント出力 $y_p(k)$ に混入させて実行した．推定したパラメータを式 (5) を用いて通常のシフトモデルに変換した後，MATLAB 関数の *d2c* により連続時間系のパラメータに変換する．得られたパラメータに基づいて MATLAB 関数の *bode* により連続時間系におけるボード線図を求める．図 7 と図 8 に従来手法と提案手法により推定した Bode 線図を示す．また，表 1 に推定したボード線図について以下により求まる RMSE を示す．なお，RMSE は log スケールで等間隔になる 100 点について求めた．

$$\Delta|G(j\omega)| = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{100}\left(\left|\hat{G}(j\omega_i)\right| - |G(j\omega_i)|\right)^2}{100}} \tag{51}$$

$$\Delta\angle G(j\omega) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{100}\left(\angle\hat{G}(j\omega_i) - \angle G(j\omega_i)\right)^2}{100}} \tag{52}$$

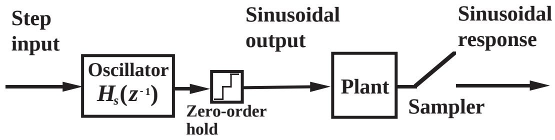

Fig. 2 Conventional frequency-response data-acquisition flow

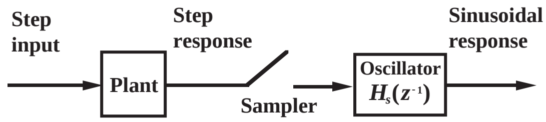

Fig. 3 Proposed frequency-response data-acquisition flow

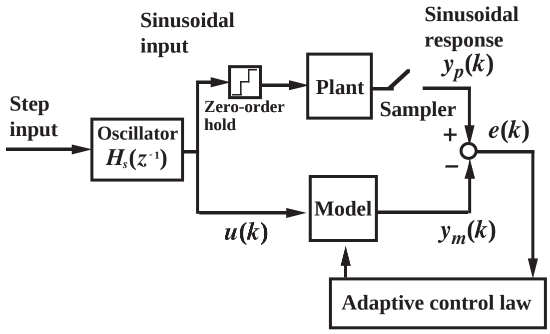

Fig. 4 Conventional adaptive observer based on MRAC

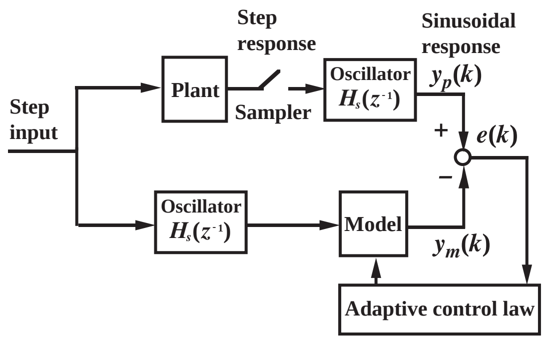

Fig. 5 Proposed adaptive observer based on MRAC

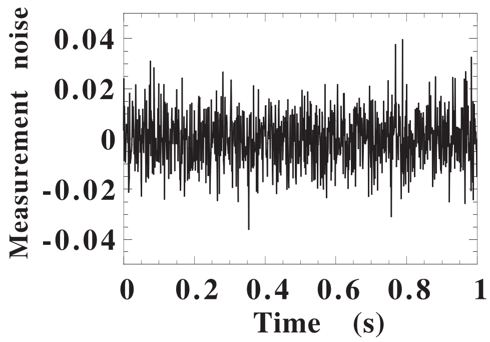

Fig. 6 Measurement noise that imitated by white noise

表 1 から提案手法の RMSE は従来手法の RMSE より大きさ $|G(j\omega)|$ では約 4 倍，位相 $\angle G(j\omega)$ では約 6 倍程度大きい．しかし，図 7 と図 8 に示す *Bode* 線図からはその違いを判別することは困難である．

5. 結　論

筆者らが以前提案した 1 回のステップ応答のみでパラメータ推定可能な適応オブザーバについて，ボード線図に関する RMSE を指標として，その有効性を検証した．提案手法は計測ノイズの影響を受け易く，提案手法の RMSE は従来手法の RMSE より大きい結果になった．しかし，ボード線図上ではグラフの太さのため，従来手法と提案手法の RMSE の違いをほとんど識別することができない．システム同定におけるモデル化誤差を考慮すると，実用上十分な推定精度が得られている．従って，提案手法は産業界において有用と考える．

6. 参考文献

[1] S. Boyd and S. Sastry,, "Necessary and Sufficient Condition for Parameter Convergence in Adaptive Control", *Systems Control Letters*, Vol. 3, pp.311–319, 1983..

[2] M. Green and J. Moore : Persistence of excitation in linear systems, Systems & Control Letters, 7, pp. 351–360, 1986

[3] I. Mareels, R. Bitmead, and M. Gevers : How exciting can a signal really be?, Systems & Control Letters, 8, pp. 197–204, 1987

[4] N. Shimkin and A. Feuer : Persistency of excitation in continuous-time systems, Systems & Control Letters, 9, pp. 225–233, 1987

[5] 片山 徹 : システム同定入門，朝倉書店，pp. 39–46, 1994

[6] 足立 修一 : MATLAB による制御のためのシステム同定，東京電機大学出版局，pp. 17–32, 1997

[7] Ljung, L : System Identification – Theory for the User – Second Edition, Prentice-Hall, pp. 412–421, 1999

[8] J. Willems, P. Rapisarda, I. Markovsky et al. : A Note on persistency of excitation, Systems & Control Letters, 54, pp. 325–329, 2005

[9] M. Gevers : A Personal View of the Development of System Identification, IEEE Control System Magazine, 26-6, pp.93-105, 2006

[10] T.Aoki and S. Kawata : Proposal of New Data-Acquisition Method Based on Step Response for Parameter Estimation, Proc. SICE Annual Conference 2016, pp. 888–891, 2016

[11] Sastry, S. and Bodoson, M: Adaptive control - stability, convergence, and robustness-, *Prentice-Hall*, 1989..

[12] Li, W. and Slotine, J.J.E: Applied nonlinear control, *Prentice-Halls*, pp. 311-391, 1991.

[13] R. H. Middleton and G. C. Goodwin,"Improved finite word length characteristics in digital control using delta operators," *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 31, no. 11, pp. 1015-1021, 1986.

[14] R. M. Goodall, "The delay operator z^{-1} - inappropriate for use in recursive digital filters?," *Trans. Inst MC*, vol. 12, no. 5, pp. 246-250, 1990.

[15] R. H. Middleton and G. C. Goodwin, *Digital Estimation and Control: A Unified Approach*. New Jersey:Prentice-Hall,1990.

[16] Graham C. Goodwin, Stefan F. Graebe, Mario E. Salgado, "CONTROL SYSTEM DESIGN," Prarson Education, pp.119–155, 2000/9/26

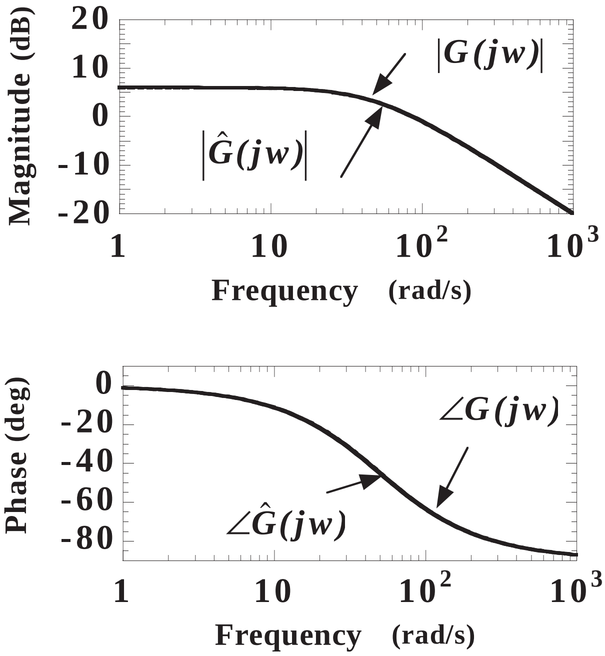

Fig. 7 Estimated Bode diagram based on the conventional method

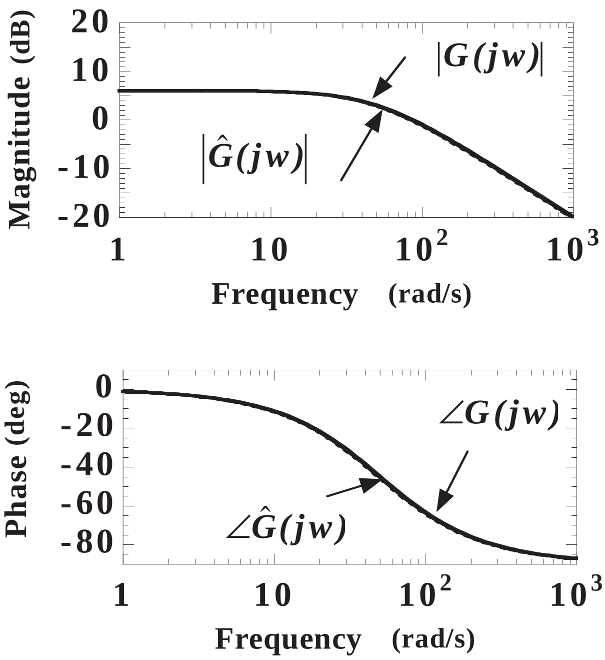

Fig. 8 Estimated Bode diagram based on the proposed method

Table 1 RMSE on Bode diagrams

	Magnitude (dB)	Phase (deg)
Conventional method	2.7967×10^{-2}	4.8684×10^{-2}
Proposed method	1.0544×10^{-1}	3.1019×10^{-1}