「性能を診断し, 達成する制御」総合特集号

性能推定に基づいたゲイン再調整による制御性能指数の改善法*

大西 義浩[†]・山本 透[‡]

An Amelioration Method of Control Performance Index with Gain Retuning based on the Performance Estimation*

Yoshihiro OHNISHI[†] and Toru YAMAMOTO[‡]

The idea of control performance assessment is becoming very important in the process control area. However, the low control performance index denotes only the deterioration of control performance. The strategies of the parameter retuning are not suggested. And, the control performance of the new controller can not be estimated, because the calculation of control performance index needs to apply the new controller into the real systems. In the real plant, when the performance index shows the bad value which mean the control performance is deteriorated, the retuning of the controller is done by plant operator based on their experiments. However, if this retuning is failed, the performance of this plant is more deteriorated. This paper proposes the retuning method of PID controller based on the controller performance assessment. The objective of the proposed scheme is to close the target performance of PID controller when controller performance deteriorates. The retuning mechanism is based on the estimated controller performance with the on-line system identification. Finally, numerical evaluations demonstrate the practicality and utility of this idea.

1. 緒言

操業条件の変更, 周囲の環境変化などによる制御対象の特性変化を原因として当初設計した制御器の性能が劣化することがある. このような問題に対して, 制御器を適応的に調整する適応制御理論に基づいたセルフチューニングコントローラ [1,2] が提案されている. しかしながら, これら方法は, 常に制御器の再調整を行う構造になっており, 良好な制御が行われている間においても設定が変更される. そのため, 特性変動に対処できるという長所をもつ反面, 安定運転を乱す危険性も指摘されることもある.

一方, 石油産業に代表されるプロセス制御システムは, 高い品質管理, コスト削減などを目的として, システムのもつ最大限の能力を発揮することを要求されている.

これを背景として, プロセス制御の分野では, 制御性能評価 [3] や, プロセス状態監視に関する研究が盛んに行われ, これらを用いた計装用パッケージも国内外の計装メーカーより発売されている [4]. 代表的な制御性能評価法とされている Harris によって提案された最小分散制御をベンチマークとする方法 [5] (以下 MV-index と略) は, 0 から 1 の指数で表され, 1 に近い数字は良い制御性能を示しており, 0 に近い場合は悪い性能を示している. この方法は, 性能指数の計算に制御対象のモデルが不要なこと, また, 0 から 1 の数字で示されるという簡潔さが評価されて, 多くの応用例が報告されている. ただし, 制御性能指数の計算には制御器を実際のプラントに適用した応答結果が必要であり, 事前に制御性能を予測することはできない. 実際のプロセスの現場では, システム変動などの原因であらかじめ設定している制御パラメータがミスマッチを起こし, 制御性能が劣化する場合がある. この場合, 制御器の再調整を行う必要があるが, MV-index に代表される性能指数は性能が劣化したことを意味するだけで再調整の指針を示すことはない. 多くの場合, 低い性能指数が出た場合, 経験豊富な現場のオペレータによって再調整が行われている. しかしながら, 前述したように新しいパラメータの制御性能を予

* 原稿受付 2013 年 6 月 4 日

[†] 愛媛大学 教育学部 Faculty of Education, Ehime University; Bunkyocho, Matsuyama city, Ehime 790-8577, JAPAN[‡] 広島大学大学院 工学研究院 Faculty of Engineering, Hiroshima University; Kagamiyama, Higashi-Hiroshima city, Hiroshima 739-8527, JAPAN**Key Words:** control performance assessment, PID control, process control.

測することはできないため、もし再調整の方法が間違っていた場合はプラントの性能をさらに悪化させることになる。筆者らのグループは制御性能を良い方向に更新する方法を提案しているが[6]、この方法も制御性能を知るには、一度新しい制御器をシステムに適用してデータを取得する必要がある。

そこで、本研究は、制御器の再調整の前に、そのパラメータによってどのような性能になるか予測することを考える。すなわち、制御器をPID制御器に限定したうえで、制御性能指数の一つであるMV-indexの推定を行う。さらに、目標とする制御性能を設定し、その性能になるパラメータをあらかじめ繰り返し計算により準備し、これを新しい制御パラメータとして採用する方法を提案する。最後に数値計算により、提案法の有効性を検証する。

2. 目標性能をもつPIDパラメータ調整法

2.1 MV-index

ここでは、Harrisらによって提案されたMV-indexの計算法[7]を概説する。制御対象は、次式で表される離散時間システムを考える。

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-d}B(z^{-1})u(t) + \xi(t)/\Delta \quad (1)$$

ただし、 $A(z^{-1})$ および $B(z^{-1})$ は、次式で与えられる多項式である。

$$\begin{cases} A(z^{-1}) = 1 + a_1z^{-1} + \dots + a_nz^{-n} \\ B(z^{-1}) = b_0 + b_1z^{-1} + \dots + b_mz^{-m} \end{cases} \quad (2)$$

(1) 式の $u(t)$ と $y(t)$ はそれぞれ制御入力とシステム出力を示している。ここで、 $\xi(t)$ は観測ノイズなどを含む確率雑音である。また、 $\Delta := 1 - z^{-1}$ であり、 z^{-1} は時間遅れ作用素を意味している。さらに、 d はむだ時間を示しており、 $d \geq 1$ である。(1) 式を次式のように書き換える。

$$y(t) = z^{-d}G_p(z^{-1})u(t) + G_n(z^{-1})\xi(t) \quad (3)$$

(3) 式に対して、フィードバック制御則が次式として与えられる。

$$u(t) = G_c(z^{-1})e(t) \quad (4)$$

ここで、 $e(t)$ は制御誤差信号を表しており、次式で定義される。

$$e(t) =: r(t) - y(t) \quad (5)$$

ただし、 $r(t)$ は目標値であり、ステップ関数で与えられるものとする。(3) 式、(4) 式および(5) 式より、

$$\begin{aligned} e(t) = & \left\{ 1 - \frac{G_p(z^{-1})G_c(z^{-1})}{1 + z^{-d}G_p(z^{-1})G_c(z^{-1})} \right\} r(t) \\ & - \frac{-G_n(z^{-1})}{1 + z^{-d}G_p(z^{-1})G_c(z^{-1})} \xi(t) \end{aligned} \quad (6)$$

ここで、 $r(t)$ がステップ関数で与えられるとして、定常状態を考慮すると、(6) 式の右辺第1項は0に収束する。したがって、制御誤差信号は次式として得られる。

$$e(t) = - \frac{G_n(z^{-1})}{1 + z^{-d}G_p(z^{-1})G_c(z^{-1})} \xi(t) \quad (7)$$

また、雑音に関する伝達関数 $G_n(z^{-1})$ は次式の Diophantine 方程式によって、むだ時間前の項およびむだ時間後の項に分割することができるとする。

$$G_n(z^{-1}) = G_{n1}(z^{-1}) + z^{-d}G_{n2}(z^{-1}) \quad (8)$$

ここで、 $G_{n1}(z^{-1})$ は次式で与えられる多項式である。

$$G_{n1}(z^{-1}) = n_0 + n_1z^{-1} + \dots + n_{d-1}z^{-d-1} \quad (9)$$

(7) 式と(8) 式より、次式を得る。

$$e(t) = -\{G_{n1}(z^{-1}) + z^{-d}G_d(z^{-1})\}\xi(t) \quad (10)$$

ただし、 $G_d(z^{-1})$ は次式と定義する。

$$G_d(z^{-1}) =: \frac{G_{n2}(z^{-1}) - G_{n1}(z^{-1})G_p(z^{-1})G_c(z^{-1})}{1 + z^{-d}G_p(z^{-1})G_c(z^{-1})} \quad (11)$$

また、(10) 式は $\xi(t)$ を含めると、次式で表される。

$$\begin{aligned} e(t) = & -\underbrace{\{n_0\xi(t) + \dots + n_{d-1}\xi(t-d+1)\}}_{v(t)} \\ & - \underbrace{\{d_0\xi(t-d) + d_1\xi(t-d-1) + \dots\}}_{w(t-d)} \\ = & -\{v(t) + w(t-d)\} \end{aligned} \quad (12)$$

ここで、 $v(t)$ は制御入力とは相関がなく、 $w(t-d)$ は、制御入力によって0にすることが可能であるとすると、 $v(t)$ を最小分散出力とすることができる。

$$\text{Var}\{e(t)\} = \text{Var}\{v(t)\} + \text{Var}\{w(t-d)\} \quad (14)$$

$$\text{Var}\{e(t)\} \geq \text{Var}\{v(t)\} \quad (15)$$

さらに、 $\sigma_{MV}^2 = \text{Var}\{v(t)\}$, $\sigma_e^2 = \text{Var}\{e(t)\}$ とし、MV-index を η とすると、次式で表される。

$$\eta = \frac{\sigma_{MV}^2}{\sigma_e^2} \quad (16)$$

したがって、 σ_e^2 が σ_{MV}^2 に近い、つまり、 η が1に近いほど制御性能が良いことを意味している。

(16) 式によりMV-index η を求めることができる。しかし、(16) 式の分子 σ_{MV}^2 はそのまま求めることができないため、以下に示す方法により求める。

(10) 式の両辺に z^{-d} をかけると、次式で表される。

$$e(t-d) = -\{G_{n1}(z^{-1}) + z^{-d}G_d(z^{-1})\}\xi(t-d) \quad (17)$$

(17) 式から, $\xi(t-d)$ は次式で表される.

$$\xi(t-d) = -\frac{1}{G_{n1}(z^{-1}) + z^{-d}G_d(z^{-1})}e(t-d) \quad (18)$$

(10) 式および (18) 式から, 次式を得る.

$$e(t) = -G_{n1}(z^{-1})\xi(t) - \frac{G_d(z^{-1})}{G_{n1}(z^{-1}) + z^{-d}G_d(z^{-1})}e(t-d) \quad (19)$$

ここで, (19) 式の右辺第 1 項は次式のモデル化誤差と定義する.

$$b(t) := -G_{n1}(z^{-1})\xi(t) \quad (20)$$

(19) 式および (20) 式から, 次式を得る.

$$e(t) = b(t) - \frac{G_d(z^{-1})}{G_{n1}(z^{-1}) + z^{-d}G_d(z^{-1})}e(t-d) \quad (21)$$

また, (21) 式の右辺第 2 項の $e(t-d)$ の係数部分は有限次数の伝達関数となるので, (21) 式は次式の AR モデルで表されるものとする.

$$e(t) = b(t) - \sum_{i=0}^p \alpha_i e(t-d-i) \quad (22)$$

なお, 次数 p は制御対象の次数に比べて十分に大きな値に設定する必要がある. (22) 式の関係をもとめると, 次式で表すことができる.

$$\mathbf{e} = \mathbf{X}\boldsymbol{\kappa} + \mathbf{b} \quad (23)$$

ここで, $\mathbf{e}$, $\mathbf{X}$ は過去のデータを格納したベクトルおよび行列である. また, $\boldsymbol{\kappa}$ は自己回帰パラメータベクトルであり, $\mathbf{b}$ はモデル化誤差ベクトルである. それぞれ以下のように表される.

$$\mathbf{e} = [e(h), e(h-1), \dots, e(d+p)]^T \quad (24)$$

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} e(h-d) & \dots & e(h-d-p+1) \\ e(h-d-1) & \dots & e(h-d-p) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e(p) & \dots & e(1) \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$\boldsymbol{\kappa} = [-\alpha_1, -\alpha_2, \dots, -\alpha_p]^T \quad (26)$$

$$\mathbf{b} = [b(h), b(h-1), \dots, b(d+p)]^T \quad (27)$$

ここで, h は評価区間を表している. ただし, (23) 式の $\boldsymbol{\kappa}$ は, 未知であるため以下の方法で推定する. 自己回帰パラメータベクトルの推定は次式で求めることができる.

$$\hat{\boldsymbol{\kappa}} = (\mathbf{X}^T \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^T \mathbf{e} \quad (28)$$

よって, 最小分散は次式として得られる [7].

$$\sigma_{MV}^2 = (\mathbf{e} - \mathbf{X}\hat{\boldsymbol{\kappa}})^T (\mathbf{e} - \mathbf{X}\hat{\boldsymbol{\kappa}}) \quad (29)$$

2.2 PID 制御器の MV-index 推定

ここでは, システムのモデルから PID 制御器の MV-index を推定する方法を考察する. まず, 次式の PID 制御則を考える.

$$\Delta u(t) = k_c \left(\Delta + \frac{T_s}{T_I} + \frac{T_D}{T_s} \Delta^2 \right) e(t) \quad (30)$$

ここで, k_c , T_I , T_D は, それぞれ, 比例ゲイン, 積分時間, 微分時間を示しており, T_s はサンプリング周期を示している.

(30) 式を次式として書き換える.

$$\begin{aligned} \Delta u(t) &= C(z^{-1})e(t) \\ &= (c_0 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2})e(t) \end{aligned} \quad (31)$$

ただし, $C(z^{-1})$ は次式による

$$\begin{aligned} C(z^{-1}) &= k_c \left(1 + \frac{T_s}{T_I} + \frac{T_D}{T_s} \right) \\ &\quad - k_c \left(1 + \frac{2T_D}{T_s} \right) z^{-1} + \frac{k_c T_D}{T_s} z^{-2} \end{aligned} \quad (32)$$

(31) 式を (1) 式に代入することによって, 次式の閉ループ伝達関数を得ることができる.

$$\begin{aligned} y(t) &= \frac{z^{-d}B(z^{-1})C(z^{-1})}{T(z^{-1})}r(t) \\ &\quad + \frac{1}{T(z^{-1})}\xi(t) \end{aligned} \quad (33)$$

ただし, $T(z^{-1})$ は次式で与えられる特性多項式である.

$$T(z^{-1}) = \Delta A(z^{-1}) + z^{-d}B(z^{-1})C(z^{-1}) \quad (34)$$

ここで, システムの定常状態を考慮すると, 制御誤差信号は次式として表される.

$$e(t) = \frac{1}{T(z^{-1})}\xi(t) \quad (35)$$

この分散は H_2 ノルム $\|\cdot\|_2$ を用いると, 次式として表すことができる.

$$\sigma_{PID}^2 = \left\| \frac{1}{T(z^{-1})} \right\|_2^2 \sigma_\xi^2 \quad (36)$$

しかしながら, (36) に含まれるシステムパラメータ $A(z^{-1})$ および $B(z^{-1})$, さらに, 雑音の分散 σ_ξ^2 は未知なため使用することができない. そこで, 本研究ではこれらを以下のように, 区分的に得たデータによる一括型最小 2 乗法によって推定し用いることとする.

まず, システムパラメータの真値のベクトル $\boldsymbol{\theta}$ を次式と定義する.

$$\boldsymbol{\theta} := [a_1, \dots, a_n, b_0, \dots, b_m]^T \quad (37)$$

これに対応する推定値ベクトル $\hat{\theta}(t)$ を次式とする.

$$\hat{\theta}(t) = [\hat{a}_1(t), \dots, \hat{a}_n(t), \hat{b}_0(t), \dots, \hat{b}_m(t)]^T \quad (38)$$

つぎに, 1 次遅れフィルタを入出力信号に適用する.

$$y_f(t) = \frac{1-f}{1-fz^{-1}}y(t) \quad (39)$$

$$u_f(t) = \frac{1-f}{1-fz^{-1}}u(t) \quad (40)$$

ここで, f はフィルタのパラメータであり, $0.0 \leq f \leq 1.0$ として設定される. このフィルタは低域通過特性をもっており, システム同定の際にノイズの除去などを目的としてしばしば用いられる. フィルタを入出力信号に適用したデータベクトルを次式とする.

$$Z(t) = \begin{bmatrix} -\Delta y_f(t-1) & \dots & -\Delta y_f(t-n) & \Delta u_f(t-d) & \dots & \Delta u_f(t-d-m) \\ -\Delta y_f(t-2) & \dots & -\Delta y_f(t-n-1) & \Delta u_f(t-d-1) & \dots & \Delta u_f(t-d-m-1) \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\Delta y_f(t-1-l) & \dots & -\Delta y_f(t-n-l) & \Delta u_f(t-d-l) & \dots & \Delta u_f(t-d-m-l) \end{bmatrix} \quad (41)$$

ここで, l はシステム同定に用いるデータの長さを示している.

出力ベクトルは以下として得られる.

$$\mathbf{y}(t) = [\Delta y_f(t), \Delta y_f(t-1), \dots, \Delta y_f(t-l)]^T \quad (42)$$

推定パラメータベクトルは次式として得られる.

$$\hat{\theta}(t) = \{Z^T(t)Z(t)\}^{-1}Z(t)^T\mathbf{y}(t) \quad (43)$$

また, 推定誤差ベクトル $\mathbf{x}(t) := [\hat{\xi}(t), \hat{\xi}(t-1), \dots, \hat{\xi}(t-l)]$ は次式として得られる.

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{y}(t) - Z(t)\hat{\theta}(t) \quad (44)$$

(43) 式で得られる推定パラメータを用いて, (34) 式の特徴多項式の推定値 $\hat{T}(z^{-1}; t)$ は次式として計算できる.

$$\hat{T}(z^{-1}; t) = \Delta \hat{A}(z^{-1}) + z^{-d} \hat{B}(z^{-1})C(z^{-1}) \quad (45)$$

さらに, (44) 式の $\hat{\xi}(t)$ を $\xi(t)$ の推定値とした場合, PID 制御器を適用した際の制御誤差の分散を次式として計算することができる.

$$\hat{\sigma}_{PID}^2 = \left\| \frac{1}{\hat{T}(z^{-1})} \right\|_2^2 \sigma_{\xi}^2 \quad (46)$$

(46) 式の $\hat{\sigma}_{PID}^2$ と (29) 式の σ_{MV}^2 を用いて (16) 式と同様に PID 制御器の MV-index の推定値を次式として計算することができる.

$$\hat{\eta}_{PID} = \frac{\sigma_{MV}^2}{\hat{\sigma}_{PID}^2} \quad (47)$$

2.3 ゲイン再調整

ここでは前節で考察した制御性能指数の推定値を用いた比例ゲインの再調整法を検討する. 本論文では, 制御性能指数に MV-index を用いており, この指数に最も影響を与える PID パラメータが比例ゲインであると考え, 比例ゲインの再調整のみを取り扱うこととする.

まず, 目標とする制御性能として望ましい MV-index の値を TP と設定する. つぎに, 現在の MV-index を計算し, これが TP を下回っている場合, 初期の比例ゲイン k_c を基準として, 正の方向に調整する次式の更新則を考える.

$$k_{cNP} = k_c + \alpha \quad (48)$$

同様に負の方向に調整する次式の更新則を考える.

$$k_{cNN} = k_c - \alpha \quad (49)$$

ただし, 急激なゲインの変化を抑えるため, α は初期設定された k_c の 1% 以下に設定する. これらの新しい比例ゲインによる推定性能を (47) 式によりそれぞれ計算する. このとき, 現在の性能指数を上回ったら k_{cNP} もしくは k_{cNN} を新たに k_c とする. もし, k_{cNP} と k_{cNN} がともに現在の性能指数を上回る場合はより高い推定性能を示す方を採用するものとする. 以上の手順を繰り返すことで, 性能指数を監視しつつ必要な場合に更新する. なお, 新しい比例ゲインを適用した際に閉ループの極となる (45) 式の $T(z^{-1})$ の解を監視し, これが不安定極をもつ場合は更新をやめ, それまでの比例ゲインで最も高い推定性能をもつものを採用する. 以上のアルゴリズムを Fig. 1 に示す.

Fig. 1 The algorithm of proposed method

Fig. 2 Control result by fixed PID controller

Fig. 3 Performance index of fixed controller

3. 数値例

ここでは、提案した方法の有効性を数値例を通じて確認する。制御対象は $t \leq 10000$ では次式を

$$G_1(s) = \frac{0.67}{53s+1} e^{-20s} \quad (50)$$

$t > 10000$ では次式をそれぞれ $T_s=5.0$ として離散化して用いた。

$$G_2(s) = \frac{0.637}{73s+1} e^{-20s} \quad (51)$$

以下の数値例において、目標値は 30 とした。

まず、 G_1 のパラメータから Ziegler と Nichols の調整則 [8] によって、 $k_c = 4.763$, $T_I = 40$, $T_D = 10$ を得た。この PID パラメータを適用した結果を Fig. 2 に示す。さらにこの結果に対して、MV-index によって性能評価を行った結果を Fig. 3 に示す。Fig. 3 より、システム変動に応じて制御性能が劣化している様子がわかる。

つぎに、提案法による制御結果を Fig. 4 に、このときの制御性能指数の計算結果を Fig. 5 に、比例ゲインの計算結果を Fig. 6 に示す。ただし、(22) 式の p は 10, (48) 式および (49) 式の α は 0.01 と設定した。Fig. 5 には、パラメータを再調整する際に計算した性能指数の推定値も示されており、図中の「eta」が実際の性能指数、「eta-hat1」が正方向へ調整した際の推定性能指数および「eta-hat2」が負方向へ調整した際の推定性能指数を示している。システム変動後、10000[step] 付近で「eta」が大きく落ち込んでいるのに対し、「eta-hat1」および

Fig. 4 Control result by proposed method (target index 0.3)

Fig. 5 Performance index of proposed method (target index 0.3)

Fig. 6 Proportional gain of proposed method (target index 0.3)

「eta-hat2」はそれほど落ち込んでいない。これは「eta」が実際の信号から計算されているのに対して、「eta-hat1」および「eta-hat2」は閉ループ系のノルムから推定されているためである。つまり本来期待される性能を実際の性能指数より早く計算できていることになる。また、このときの目標性能は 0.3 とした。Fig. 4 および Fig. 5 より、提案するゲイン更新法により、Fig. 3 で見られたような性能の劣化は回避できていることがわかる。しかし、一方で目標性能である 0.3 はほとんど実現できていない。つまり、目標性能に近づけるようにゲインの更新が常に行われている様子が、Fig. 6 よりわかる。

つぎに、目標性能を 0.2 としたときの提案法による制御結果を Fig. 7 に、このときの制御性能指数の計算結果を Fig. 8 に、比例ゲインの計算結果を Fig. 9 に示

Fig. 7 Control result by proposed method (target index 0.2)

Fig. 8 Performance indexes of proposed method (target index 0.2)

Fig. 9 Proportional gain of proposed method (target index 0.2)

す。この結果をみると、システム変動が行われたあとの 3000[step] ほどの間にのみ再調整が行われ、その他の区間では目標性能を満足できていることがわかる。適切な目標性能を設定したことにより、不必要なパラメータ更新を避けることができている。

4. 結言

本研究では、システム変動により、制御性能が劣化する問題に対し、制御器を PID 制御器に限定して制御性能指数の推定を行う方法を提案した。また、この推定性能に基づいて比例ゲインの再調整を行う方法も考察した。これらの有効性を数値例により検証した。本論文で提案した方法によると、適切に目標性能を設定することによ

り、必要なときにだけ、制御パラメータの再調整を行うことができることを示した。一方で、適切な目標性能の設定は、システムの特性和制御器の種類に依存するため、難しい問題である。この設定方法は今後の課題である。

参考文献

- [1] 大松, 山本 編著: セルフチューニングコントロール, 計測自動制御学会学術図書, コロナ社 (1996)
- [2] P. E. Wellstead and M. B. Zarrop: *Self-Tuning Systems*, John Wiley & Sons Ltd. (1991)
- [3] B. Huang and S. L. Shah: *Performance Assessment of Control Loops: Theory and Applications*, Springer (1999)
- [4] M. Jelali: *Control Performance Management in Industrial Automation - Assessment, Diagnosis and Improvement of Control Loop Performance*, Springer (2013)
- [5] T. J. Harris: Assessment of closed loop performance; *Canadian Journal of Chemical Engineering*, Vol. 67, pp. 856–861 (1989)
- [6] 高尾, 大西, 山本, 雛元: 制御性能評価に基づくパフォーマンス・アダプティブ PID コントローラ的设计; 計測自動制御学会論文誌, Vol. 43, No. 2, pp. 110–117 (2007)
- [7] L. Desborough and T. J. Harris: Performance assessment measures for univariate feedback control; *The Canadian Journal of Chemical Engineering*, Vol. 70, pp. 1186–1197 (1992)
- [8] J. G. Ziegler and N. B. Nichols: Optimum setting for automatic controllers; *Trans. ASME*, Vol. 64, No. 8, pp. 759–768 (1942)

著者略歴

おおにし よしひろ
大西 義浩 (正会員)

1974 年生。1999 年 岡山県立大学大学院情報系工学研究科修士課程修了。呉工業高等専門学校助手、同講師などを経て 2011 年 4 月愛媛大学教育学部准教授となり、現在に至る。2002 年 大阪府立大学大学院工学研究科博士後期課程修了。博士 (工学)。2005 年 3 月～2006 年 3 月 カナダ・アルバータ大学化学材料工学科客員研究員。スマートシステム制御に関する研究に従事。計測自動制御学会、日本機械学会、IEEE などの会員。

やまもと とおる
山本 透 (正会員)

本論文誌 p.94 参照