階層型制御系の統合最適設計とその加熱炉の燃焼制御への応用

小林 孝一*・井村 順一*

Integrated Optimal Design of Hierarchical Control Systems and Its Application to Slab Heating Control for Reheating Furnaces

Koichi KOBAYASHI* and Jun-ichi IMURA*

This paper proposes an integrated optimal design of a two-level hierarchical system, which is constructed by a discrete-time high-level system such as a production-scheduling system and a continuous-time low-level control system. First, an integrated optimal design problem is formulated using a cost function composed of continuous-time and discrete-time cost functions, and an optimal control input of this problem based on the finite-time optimal control problem is derived. Next, the difference in performance between the proposed and the standard design methods is given explicitly. Finally, the effectiveness of the proposed method is shown by numerical examples on the slab heating control for reheating furnaces.

Key Words: large-scale systems, hierarchical control systems, integrated optimal design

1. はじめに

近年の情報ネットワーク技術の進展、PCや制御機器のダウンサイジング化により、制御系の大規模化が進んでいる。一般に大規模制御系は解析・制御が困難であるが、その多くは階層構造を有している。たとえば、多くの生産システムは、在庫管理システム、機械制御システムなどの複数のサブシステムが階層的に結合している。このような階層構造を有する制御系を本論文では階層型制御系と呼ぶことにする。階層型制御系はほかに鉄鋼プロセス¹⁾や自動車²⁾などで見ることができ、文献3), 4)でその重要性が指摘されている。

階層型制御系の特徴を2階層から構成される生産システムを例に考える。上位の在庫管理システムでは、数時間～数日のタイムスケールで、生産性向上や在庫最小化を考慮した設計を行ない、下位の機械制御システムへの生産指示を行なっている。機械制御システムでは、生産指示やセンサからの信号を基に機械設備の連続時間制御を行なっている。以上から階層型制御系の特徴として、上位システムと下位システムでタイムスケール・制御目的が異なっていることがわかる。異質なタイムスケール・制御目的を有する階層型制御系に対して、これまでに、連続時間状態方程式を用いた単一のタイムスケールによる方法^{4)～6)}、特異摂動システムによってマルチタ

イムスケールを実現する方法^{7)～10)}、離散時間状態方程式を用いたマルチレートサンプリングによる方法¹¹⁾、ペトリネットを用いた方法^{12), 13)}が提案されている。しかし、上記の階層型制御系の特徴を考えると、離散時間システム（離散時間入力）と連続時間システム（連続時間入力）が混在した制御系として捉えることがより自然である。本論文では、一般のマルチレベル階層型制御系の設計に向けた基礎として、上位システムは離散時間入力制御入力である離散時間システム、下位システムは時間に関する区分的連続関数からなる連続時間入力が制御入力である連続時間システムとした2レベル階層型制御系に対する設計理論の構築を目的とする。なお、このような2レベル階層型制御系は混合状態空間モデル¹⁴⁾の一般形と同様の構造である。混合状態空間モデルはサンプル値制御系設計のために提案されたモデルであることから、連続時間入力の設計は行なわれていないのが現状である。しかし本論文では、連続時間入力に対する設計法も与えていることから、混合状態空間モデルに対する一般的な制御系設計法を与えることとみなすことができる。

また、異質なタイムスケール・制御目的を有する階層型制御系に対して、従来は各サブシステムに対して個別に設計が行なわれていた（本論文では分離最適設計と呼ぶものとする）。しかしながら、制御性能の向上という観点からは各サブシステムを統合した形で設計することが望ましいことから、本論文では、統合最適設計という新しい設計法を提案する。一方、制御系の保全性（メンテナンスの容易さ）という観点からは、統合最適設計より分離最適設計のほうが適切な場合も考えられることから、本論文では、統合最適設計と分離最適設計を選択する一つの指針として、両者の制御性能差を陽に導出する。

* 東京工業大学大学院情報理工学研究科
東京都目黒区大岡山 2-12-1

* Graduate School of Information Science and Engineering,
Tokyo Institute of Technology, 2-12-1, O-okayama,
Meguro-ku, Tokyo
(Received October 5, 2005)
(Revised January 13, 2006)

Fig. 1 Hot strip mill

以下、2節では階層型制御系の例を説明する。3節では制御対象、評価関数を与え、提案する統合最適設計問題の定式化を行なう。4節では統合最適設計問題の解法を与え、5節では比較のため、分離最適設計問題の定式化および解法を与え、統合/分離最適設計の制御性能差について考察する。6節では統合最適設計問題を熱間圧延工程における加熱炉の燃焼制御に応用し、その有効性を示す。7節はまとめである。

2. 階層型制御系の例：圧延機の制御

本節では階層型制御系の例として、ホットストリップミルにおける仕上圧延機の板厚制御¹⁾について説明する。

ホットストリップミルの概要図を Fig. 1 に示す。ホットストリップミルは製鋼プロセスにおいて精錬・凝固された鋼片(スラブ)から薄鋼板を製造するプロセスである。全長約 500m のラインでは、約 20~30 トンのスラブが加熱炉で 1200°C 前後に加熱され、粗圧延機列で 30~50mm の板厚まで圧延される。その後、6~7 スタンドタンドムの仕上圧延機列にて、1.2~25.4mm の製品厚に圧延され、約 150m の冷却ゾーンで 550°C 前後に冷却されコイル状に巻き取られる。ホットストリップで製造される熱延鋼板は、自動車などにそのまま使われるほか、次工程の冷間圧延の母材になる。特に仕上圧延機の板厚制御は製品厚を決めるため重要である。

仕上圧延機の板厚制御は上位システムをパススケジュールシステム¹⁵⁾、下位システムを自動板厚制御 (Automatic Gage Control: 以下 AGC) システムと考えると、2 レベル階層型制御系と捉えることができる。パススケジュールでは、圧延製品の寸法、形状、材質を考慮して各圧延機の目標板厚やロール速度などの変数を決定し、各圧延機の初期設定を行なっている。また、前段の圧延機の制御結果である実績板厚を使って、スラブが通過していない後段の圧延機の初期設定をフィードフォワード的に適応修正している。AGC では各圧延機において、実際にスラブが噛み込んだ後、パススケジュールで設定した目標板厚になるようにロール開度を制御している。以上から、パススケジュールは仕上圧延機列に対応した板厚の制御、すなわち離散時間システムの制御、AGC は各圧延機ごとの連続時間制御と考えられることから、Fig. 2 のような 2 つのタイムスケールをもつ 2 階層構造を有していることがわかる。

鉄鋼プロセスでは、ほかにも製鉄・製鋼・冷間圧延・表面処理など多くのプロセスでこのような階層構造をもった制御系が存在する。6節では、数値例として熱間圧延工程における加熱炉の燃焼制御を取り上げる。

Fig. 2 Two-level hierarchical structure in rolling process

3. 問題設定

本論文では、Fig. 3 の 2 レベル階層型制御系 Σ を考える。上位システムはサンプリング周期 h の可制御な離散時間システム

$$\Sigma_d(u_d):$$

$$x_d(t_{k+1}) = A_d x_d(t_k) + B_{1d} x_{cr}(t_k) + B_{2d} u_d(t_k) \quad (1)$$

下位システムは可制御な連続時間システム

$$\begin{aligned} \Sigma_c(u_c): \quad \dot{x}_c(t) &= A_c(x_c(t) - x_{ct}(t_{k+1})) + B_c u_c(t), \\ t &\in [t_k, t_{k+1}), \quad u_c(t) \in \mathcal{PC} \end{aligned} \quad (2)$$

とする。 $\mathcal{PC}$ は区分的連続関数の集合である。ここで $u_d(t_k)$ は離散時間入力、 $u_c(t)$ は連続時間入力であることに注意されたい。また、サンプル時刻 t_k は上位システムと下位システム間におけるデータ授受のタイミングであり、 $x_{ct}(t_{k+1}) = C_d x_d(t_k)$ は区間 $[t_k, t_{k+1})$ における目標値、 $x_{cr}(t_k) = C_c x_c(t_k)$ は下位システムのサンプル時刻 t_k における制御実績である。

つぎの有限時間最適制御問題を考える。

[問題 3.1] (統合最適設計問題) 2 レベル階層型制御系 Σ に対し、上位システムの初期状態 x_{d0} 、下位システムの初期状態 x_{c0} 、重み行列 $Q_d \geq 0$ 、 $R_d > 0$ 、 $Q_{df} \geq 0$ 、 $Q_c \geq 0$ 、 $R_c > 0$ 、 $Q_{cf} \geq 0$ 、終端時刻 t_f が任意に与えられるとする。このとき、 $[x_d^T(t_0) \ x_c^T(t_0)]^T = [x_{d0}^T \ x_{c0}^T]^T =: x_0$ の

Fig. 3 Two-level hierarchical control system Σ

もとで, つぎの評価関数を最小にする離散時間最適制御入力 $u_d^*(t_k)$, $k = 0, 1, \dots, f-1$ および連続時間最適制御入力 $u_c^*(t) \in \mathcal{PC}$, $t \in [t_0, t_f]$ を求めよ.

$$J(x_0, u_d, u_c) = J_d(x_0, u_d) + \sum_{i=0}^{f-1} (J_c(t_i, x_0, u_c, u_d)) \quad (3)$$

$$J_d(x_0, u_d) = \sum_{i=0}^{f-1} \left\{ x_d^T(t_i) Q_d x_d(t_i) + u_d^T(t_i) R_d u_d(t_i) \right\} + x_d^T(t_f) Q_{df} x_d(t_f) \quad (4)$$

$$J_c(t_i, x_0, u_c, u_d) = \int_{t_i}^{t_{i+1}} \left\{ (x_c(t) - x_{ct}(t_{i+1}))^T Q_c (x_c(t) - x_{ct}(t_{i+1})) + u_c^T(t) R_c u_c(t) \right\} dt + (x_c(t_{i+1}) - x_{ct}(t_{i+1}))^T Q_{cf} (x_c(t_{i+1}) - x_{ct}(t_{i+1})) \quad (5)$$

本論文では, Receding Horizon の方法に基づいたモデル予測制御に適用することを考え, 有限時間最適制御問題を扱うことにする. したがって, 問題 3.1 では安定性に関しての言及はないが, モデル予測制御として定式化する際に, たとえば, 簡単な終端制約として $[x_d^T(t_f) \ x_c^T(t_f)]^T = [0 \ 0]^T$ を課すことで, 安定性が保証される¹⁶⁾. また, 評価関数 (3) の特徴は連続型と離散型の評価関数の和であることに注意されたい. すなわち, (3) 式の第 2 項は, 下位システムに対する評価であり, 区間 $[t_k, t_{k+1})$ における連続型評価関数 $J_c(t_k, x_0, u_c, u_d)$ の和をとっている. $J_d(x_0, u_d)$ は上位システムに対する離散型評価関数である. 問題 3.1 は上位システムと下位システムの評価関数との和に対して, 離散時間最適制御入力 $u_d^*(t_k)$, 連続時間最適制御入力 $u_c^*(t)$ を設計することから, 本論文では統合最適設計問題と呼ぶことにする.

(注意) Fig. 3 の 2 レベル階層型制御系 Σ において, 上位システムから下位システムへの目標値 $x_{ct}(t_{k+1})$ を $x_{ct}(t_{k+1}) = C_d x_d(t_k) + D_d u_d(t_k)$, 下位システムの制御実績 $x_{cr}(t_k)$ を $x_{cr}(t_k) = C_c x_c(t_k) + D_c u_c(t_k)$ と拡張すると, 混合状態空間モデル¹⁴⁾の一般形と完全に等価であり, 以下で導出する統合最適設計問題の解法を拡張することで容易に設計可能である.

4. 統合最適設計

4.1 準備: 連続時間システムの有限時間最適制御

区間 $[t_k, t_{k+1})$ における下位システムの制御入力 $u_c(t)$ は, 以下の補題^{17)~19)}で与えられる連続時間システムの有限時間最適制御の結果を適用する.

[補題 4.1] 可制御な線形システム (2), サンプル時刻の状態 $(x_{c_k}, x_{c_{k+1}})$, 区間 $[t_k, t_{k+1})$ の目標値 $x_{ct}(t_{k+1}) = C_d x_d(t_k)$, および評価関数 (5) が与えられたとする. このとき, $(x_c(t_k), x_c(t_{k+1})) = (x_{c_k}, x_{c_{k+1}})$ を満足し, 評価関数 (5) を最小にする最適制御入力 $u_c^*(t)$, $t \in [t_k, t_{k+1})$ は

$$u_c^*(t) = u_c^*(t, x_{c_k}, x_{c_{k+1}}, x_d(t_k))$$

$$= -R_c^{-1} B_c^T P(x_c(t) - C_d x_d(t_k)) - R_c^{-1} B_c^T e^{\tilde{A}_c^T(t_{k+1}-t)} W^{-1} \eta_k \quad (6)$$

で与えられる. ここで P と W は以下の行列代数方程式の正定対称解である.

$$P A_c + A_c^T P - P B_c R_c^{-1} B_c^T P + Q_c = 0$$

$$W \tilde{A}_c^T + \tilde{A}_c W + B_c R_c^{-1} B_c^T - e^{\tilde{A}_c h} B_c R_c^{-1} B_c^T e^{\tilde{A}_c^T h} = 0$$

ここで $\tilde{A}_c = A_c - B_c R_c^{-1} B_c^T P$,

$$\eta_k = e^{\tilde{A}_c h} x_{c_k} - x_{c_{k+1}} + (I - e^{\tilde{A}_c h}) C_d x_d(t_k)$$

である. さらに, 評価関数 (5) の最小値は, $Q_{cf} = P$ とすると, 以下で与えられる.

$$J_c(t_k, x_0, u_c^*, u_d) = (x_{c_k} - C_d x_d(t_k))^T P (x_{c_k} - C_d x_d(t_k)) + \eta_k^T W^{-1} \eta_k = x^T(t_k) L x(t_k) \quad (7)$$

ここで

$$x(t_k) := \begin{bmatrix} x_{c_k}^T & x_{c_{k+1}}^T & x_d^T(t_k) \end{bmatrix}^T$$

$$L := \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} \\ L_{12}^T & L_{22} & L_{23} \\ L_{13}^T & L_{23}^T & L_{33} \end{bmatrix}$$

$$L_{11} = P + e^{\tilde{A}_c^T h} W^{-1} e^{\tilde{A}_c h}, \quad L_{12} = -e^{\tilde{A}_c^T h} W^{-1}$$

$$L_{13} = -P C_d + e^{\tilde{A}_c^T h} W^{-1} (I - e^{\tilde{A}_c h}) C_d$$

$$L_{22} = W^{-1}$$

$$L_{23} = -W^{-1} (I - e^{\tilde{A}_c h}) C_d$$

$$L_{33} = C_d^T \left\{ P + (I - e^{\tilde{A}_c^T h}) W^{-1} (I - e^{\tilde{A}_c h}) \right\} C_d$$

である. $\square$

補題 4.1 より, $J_c(t_k, x_0, u_c^*, u_d)$ は下位システムのサンプル時刻 t_k, t_{k+1} での状態経路点 $x_{c_k}, x_{c_{k+1}}$ および $x_d(t_k)$ によりパラメトライズされていることが理解できる. また, (6) 式の $u_c^*(t)$ を用いると, (5) 式は (7) 式となることから, 評価関数 (3) はつぎの離散型二次形式評価関数として得られる.

$$J(x_0, u_d, u_c^*) = \bar{x}^T N \bar{x} + \bar{u}_d^T \bar{R}_d \bar{u}_d =: \hat{J}(x_0, \bar{u}_d) \quad (8)$$

ここで

$$x(t_i) := \begin{bmatrix} x_d^T(t_i) & x_{c_i}^T \end{bmatrix}^T$$

$$\bar{x} := \begin{bmatrix} x^T(t_0) & x^T(t_1) & \dots & x^T(t_f) \end{bmatrix}^T$$

$$\bar{u}_d := \begin{bmatrix} u_d^T(t_0) & u_d^T(t_1) & \dots & u_d^T(t_{f-1}) \end{bmatrix}^T$$

$$\bar{R}_d = \text{block-diag}(R_d, \dots, R_d)$$

$$N = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} & 0 & \dots & 0 \\ M_{12}^T & M_{22} & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \ddots & \ddots & M_{22} & M_{12} \\ \vdots & \ddots & \ddots & M_{12}^T & M_{ff} \\ 0 & \dots & 0 & M_{12}^T & M_{ff} \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}
M_{11} &= \begin{bmatrix} Q_d + L_{33} & L_{13}^T \\ L_{13} & L_{11} \end{bmatrix} \\
M_{22} &= \begin{bmatrix} Q_d + L_{33} & L_{13}^T \\ L_{13} & L_{11} + L_{22} \end{bmatrix} \\
M_{12} &= \begin{bmatrix} 0 & L_{23}^T \\ 0 & L_{12} \end{bmatrix}, \quad M_{ff} = \begin{bmatrix} Q_{df} & 0 \\ 0 & L_{22} \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

である。また、 $u_c^*(t)$ を適用した下位システムの閉ループ系を離散化すると

$$x_c(t_{k+1}) = \hat{A}_c x_c(t_k) + \hat{B}_c x_d(t_k) \quad (9)$$

$$\hat{A}_c = (I - \Phi_3)^{-1} \Phi_1, \quad \hat{B}_c = (I - \Phi_3)^{-1} \Phi_2$$

$$\Phi_1 = e^{\hat{A}_c h} - \int_0^h e^{\hat{A}_c \tau} d\tau B_c R_c^{-1} B_c^T e^{\hat{A}_c^T h} W^{-1} e^{\hat{A}_c h}$$

$$\begin{aligned}
\Phi_2 &= - \int_0^h e^{\hat{A}_c \tau} d\tau \{ \hat{A}_c + B_c R_c^{-1} B_c^T e^{\hat{A}_c^T h} \\
&\quad \times W^{-1} (I - e^{\hat{A}_c h}) \} C_d
\end{aligned}$$

$$\Phi_3 = \int_0^h e^{\hat{A}_c \tau} d\tau B_c R_c^{-1} B_c^T e^{\hat{A}_c^T h} W^{-1}$$

となる。さらに、 $(x_c(t_k), x_c(t_{k+1})) = (x_{c_k}, x_{c_{k+1}})$ を満足しているので、以下では $x_c(t_k)$ を x_{c_k} 、 $x_c(t_{k+1})$ を $x_{c_{k+1}}$ と記述することにする。

4.2 統合最適設計問題の解法

統合最適設計問題の解法を導出する。補題 4.1 より、評価関数 (3) は (6) 式の $u_c^*(t)$ を用いると、離散型二次形式評価関数 (8) として得られる。そこで

(1) 制御対象：上位システム (1) および下位システム (9) を連立した拡大系

$$\begin{aligned}
x(t_{k+1}) &= \begin{bmatrix} A_d & B_{1d}C_c \\ \hat{B}_c & \hat{A}_c \end{bmatrix} x(t_k) + \begin{bmatrix} B_{2d} \\ 0 \end{bmatrix} u_d(t_k) \\
&=: A_I x(t_k) + B_I u_d(t_k)
\end{aligned} \quad (10)$$

(2) 評価関数：システム全体の評価関数 (8)

として、評価関数 (8) を最小にする最適制御入力列 $\bar{u}_d^*$ を求める。(10) 式の漸化式を解き、まとめると

$$\Sigma_I(\bar{u}_d) : \bar{x} = \bar{A}_I x_0 + \bar{B}_I \bar{u}_d \quad (11)$$

を得る。ここで $\bar{A}_I$ 、 $\bar{B}_I$ は

$$\bar{A}_I = \begin{bmatrix} I \\ A_I \\ A_I^2 \\ \vdots \\ A_I^f \end{bmatrix}, \quad \bar{B}_I = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ B_I & 0 & \cdots & 0 \\ A_I B_I & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ A_I^{f-1} B_I & \cdots & A_I B_I & B_I \end{bmatrix}$$

である。(8) 式に (11) 式を代入すると、以下の定理を得る。

《定理 4.1》 統合最適設計問題 (問題 3.1) に対する上位システムの最適制御入力列 $\bar{u}_d^*$ は

$$\bar{u}_d^* = K_I x_0, \quad K_I = -(\bar{R}_d + \bar{B}_I^T N \bar{B}_I)^{-1} \bar{B}_I^T N \bar{A}_I \quad (12)$$

で与えられ、また、下位システムの最適制御入力 $u_c^*(t)$ は

$$\begin{aligned}
u_c^*(t) &= -R_c^{-1} B_c^T P(x_c(t) - C_d x_d^*(t_k)) \\
&\quad - R_c^{-1} B_c^T e^{\hat{A}_c^T (t_{k+1}-t)} W^{-1} \eta_k^* \\
\eta_k^* &= e^{\hat{A}_c h} x_{c_k}^* - x_{c_{k+1}}^* + (I - e^{\hat{A}_c h}) C_d x_d^*(t_k)
\end{aligned} \quad (13)$$

で与えられる。ここで $x_d^*(t_k)$ 、 $x_{c_k}^*$ および $x_{c_{k+1}}^*$ は (12) 式を (11) 式に適用した $\bar{x}^* = (\bar{A}_I + \bar{B}_I K_I) x_0$ より得られる。

(証明) まず、制御対象 (11) に対して、評価関数 (8) を最小にする最適制御入力列 $\bar{u}_d^*$ を求める問題が、原問題である問題 3.1 の統合最適設計問題と等価であることを示す。問題 3.1 は

$$\min_{u_d, u_c} J(x_0, u_d, u_c) \quad \text{s.t. } \Sigma_d(u_d), \Sigma_c(u_c)$$

と記述される。この問題は

$$\begin{aligned}
&\min_{u_d, u_c} J(x_0, u_d, u_c) \quad \text{s.t. } \Sigma_d(u_d), \Sigma_c(u_c) \\
&= \min_{u_d} \min_{u_c} J(x_0, u_d, u_c) \quad \text{s.t. } \Sigma_d(u_d), \Sigma_c(u_c) \\
&= \min_{u_d} \min_{\{x_{c_1}, \dots, x_{c_f}\}} J(x_0, u_d, u_c^*(t, x_{c_k}, x_{c_{k+1}}, x_d)) \\
&\quad \text{s.t. } \Sigma_d(u_d), \Sigma_c(u_c^*) \\
&= \min_{\bar{u}_d} \hat{J}(x_0, \bar{u}_d) \quad \text{s.t. } \Sigma_I(\bar{u}_d)
\end{aligned}$$

となることから、問題の等価性が示された。そこで、(8) 式に (11) 式を代入すると

$$\begin{aligned}
\hat{J}(x_0, \bar{u}_d) &= \bar{u}_d^T (\bar{R}_d + \bar{B}_I^T N \bar{B}_I) \bar{u}_d \\
&\quad + 2\bar{u}_d^T \bar{B}_I^T N \bar{A}_I x_0 + x_0^T \bar{A}_I^T N \bar{A}_I x_0
\end{aligned} \quad (14)$$

を得る。(14) 式より、評価関数 J の最適化は制約なし二次計画問題に帰着され、 $\bar{R}_d > 0$ 、また (8) 式から $N \geq 0$ であるので、 $\bar{R}_d + \bar{B}_I^T N \bar{B}_I > 0$ となる。よって、最適解は (12) 式で与えられる。□

5. 分離最適設計との関係の考察

5.1 分離最適設計

大規模制御系設計において通常用いられる分離最適設計は、下位システムは上位システムの指示通りに制御可能であること、すなわち $x_c(t_k) = x_{ct}(t_k)$ を仮定し、(3) 式のような評価関数に対して、連続型および離散型評価関数を分離して近似的に最適設計を行なっている。本小節では、提案する統合最適設計と従来の分離最適設計の性能差を考察するために、本論文で対象としている 2 レベル階層型制御系 Σ に対する分離最適設計の問題設定および解法を導出しておく。

まず、問題設定を行なう。

[問題 5.1] (分離最適設計問題) 2 レベル階層型制御系 Σ を考える。このとき、 $x_c(t_k) = x_{ct}(t_k) = C_d x_d(t_{k-1})$ を仮定し (ただし $C_d x_d(t_{-1}) = x_{c0}$ とする)、評価関数 (4) を最小にする離散時間最適制御入力 $u_d^*(t_k)$ 、 $k = 0, 1, \dots, f-1$ および評価関数 (5) を最小にする連続時間最適制御入力

$u_c^*(t) \in \mathcal{PC}$, $t \in [t_0, t_f]$ を求めよ. $\square$

つぎに, 分離最適設計問題の解法を導出する. 分離最適設計問題では, $x_{c_{k+1}} = C_d x_d(t_k)$ を前提に

(1) 制御対象: 上位システム (1) と $x_{c_{k+1}} = C_d x_d(t_k)$ の拡大系

$$\begin{aligned} x(t_{k+1}) &= \begin{bmatrix} A_d & B_{1d}C_c \\ C_d & 0 \end{bmatrix} x(t_k) + \begin{bmatrix} B_{2d} \\ 0 \end{bmatrix} u_d(t_k) \\ &=: A_s x(t_k) + B_s u_d(t_k) \end{aligned} \quad (15)$$

(2) 評価関数: 上位システムの評価関数 (4)

として, 評価関数 (4) を最小にする最適制御入力列 $\bar{u}_d^*$ を求めればよい. 下位システムの制御入力 $u_c(t)$ は補題 4.1 および $x_{c_{k+1}} = C_d x_d(t_k)$ の関係から設計する. したがって, 上位システムと下位システムの設計は完全に分離している.

なお, (15) 式は (10) 式と比較すると

$$\begin{aligned} x(t_{k+1}) &= A_I x(t_k) + B_I u_d(t_k) \\ &= A_s x(t_k) + B_s u_d(t_k) + e(t_k) \\ e(t_k) &:= x_{c_{k+1}} - C_d x_d(t_k) \\ &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \hat{B}_c - C_d & \hat{A}_c \end{bmatrix} x(t_k) \\ &=: E x(t_k) \end{aligned} \quad (16)$$

となる. このとき分離最適設計では, 下位システムは上位システムの指示通りに制御可能であることを前提としており, (16) 式において, $e(t_k) = 0$ に対応する.

また, (4) 式の評価関数 $J_d(x_0, u_d)$ は

$$J_d(x_0, \bar{u}_d) = \bar{x}^T \hat{N} \bar{x} + \bar{u}_d^T \bar{R}_d \bar{u}_d \quad (17)$$

$$\hat{N} = \text{block-diag}(\hat{M}_{11}, \dots, \hat{M}_{11}, \hat{M}_{ff})$$

$$\hat{M}_{11} = \begin{bmatrix} Q_d & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \hat{M}_{ff} = \begin{bmatrix} Q_{df} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

となるので, (15) 式の漸化式を解いてまとめた

$$\Sigma_s(\bar{u}_d): \bar{x} = \bar{A}_s x_0 + \bar{B}_s \bar{u}_d \quad (18)$$

を代入すると ($\bar{A}_s, \bar{B}_s$ は $\bar{A}_I, \bar{B}_I$ と同様に導出可能である), 分離最適設計問題 (問題 5.1) は制約なし二次計画問題に帰着され, 上位システムの最適制御入力列 $\bar{u}_d^*$ は

$$\bar{u}_d^* = K_s x_0, \quad K_s = -(\bar{R}_d + \bar{B}_s^T \hat{N} \bar{B}_s)^{-1} \bar{B}_s^T \hat{N} \bar{A}_s \quad (19)$$

として得られ, また, 下位システムの最適制御入力 $u_c^*(t)$ は

$$\begin{aligned} u_c^*(t) &= -R_c^{-1} B_c^T P(x_c(t) - C_d x_d^*(t_k)) \\ &\quad - R_c^{-1} B_c^T e^{\hat{A}_c^T (t_{k+1}-t)} W^{-1} \eta_k^* \\ \eta_k^* &= e^{\hat{A}_c^T t_k} C_d (x_d^*(t_{k-1}) - x_d^*(t_k)) \end{aligned} \quad (20)$$

として得られる. ここで $x_d^*(t_k), x_d^*(t_{k-1})$ は (19) 式を (11) 式に適用した $\bar{x}^* = (\bar{A}_s + \bar{B}_s K_s) x_0$ より得られる.

5.2 統合/分離最適設計の性能差

統合最適設計によって得られるシステム全体の評価関数 (3)

Table 1 Comparison between integrated/separated optimal designs

	Controlled plant	State cost matrix
Integrated design	$\Sigma_I(\bar{u}_d)$	N
Separated design	$\Sigma_s(\bar{u}_d)$	$\hat{N}$
Equivalent design to separated design	$\Sigma_I(\bar{u}_d)$	$N + \Delta_N$

の最小値は, 定理 4.1 より

$$J_I^* = x_0^T P_I x_0$$

$$P_I = (\bar{A}_I + \bar{B}_I K_I)^T N (\bar{A}_I + \bar{B}_I K_I) + K_I^T \bar{R}_d K_I \quad (21)$$

となる. また, 分離最適設計によって得られた $\bar{u}_d^*, u_c^*(t)$ をシステム全体の評価関数 (8) に適用すると

$$J_s^* = x_0^T P_s x_0 \quad (22)$$

$$P_s = (\bar{A}_I + \bar{B}_I K_s)^T N (\bar{A}_I + \bar{B}_I K_s) + K_s^T \bar{R}_d K_s \quad (23)$$

となる. 本小節では統合最適設計と分離最適設計の関係を考察し, P_s と P_I の差 $\Delta_P := P_s - P_I$ を導出する. Δ_P は統合/分離最適設計を選択する際の指標の一つになる.

2 レベル階層型制御系 Σ における統合最適設計と分離最適設計の相違は, 上位システムの制御入力 $\bar{u}_d$ を設計する際の (1) 制御対象の相違および (2) 評価関数の相違であることがわかる (Table 1 参照). Table 1 の 3 行目は, 分離最適設計の評価関数の最小値 (22) と等しくなる統合最適設計問題の制御対象と状態に対する重み行列の組である. すなわち, 統合/分離最適設計の相違は, 状態に対する重み行列の差 Δ_N として表現可能である. つぎの補題で Δ_N を具体的に与える.

[補題 5.1] Δ_N は以下で与えられる.

$$\Delta_N = \bar{E}^T N \bar{E} - 2N \bar{E} - (I - \bar{E})^T \Delta_c (I - \bar{E}) \quad (24)$$

ここで $\Delta_c = \hat{N} - N$,

$$\bar{E} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & \cdots & 0 & 0 \\ E & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ A_s E & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 & 0 \\ A_s^{f-1} E & \cdots & A_s E & E & 0 \end{bmatrix}$$

である.

(証明) まず, (2) 評価関数の相違は考慮せず, (1) 制御対象の相違に着目する. すなわち, 制御対象は (15) 式とし, 評価関数は (8) 式とする. (18) 式を (8) 式に代入すると

$$\begin{aligned} J(u_c^*) &= \bar{u}_d^T (\bar{R}_d + \bar{B}_s^T N \bar{B}_s) \bar{u}_d \\ &\quad + 2\bar{u}_d^T \bar{B}_s^T N \bar{A}_s x_0 + x_0^T \bar{A}_s^T N \bar{A}_s x_0 \end{aligned} \quad (25)$$

を得る. 一方, $e(t_k)$ を考慮して (15) 式の漸化式を解き, まとめると

$$\bar{x} = \bar{A}_s x_0 + \bar{B}_s \bar{u}_d + \bar{E} \bar{x}$$

となり, $[\bar{A}_s \ \bar{B}_s]$ と $[\bar{A}_I \ \bar{B}_I]$ の関係式

$$[\bar{A}_s \ \bar{B}_s] = (I - \bar{E}) [\bar{A}_I \ \bar{B}_I] \quad (26)$$

を得る. さらに, (26) 式を (25) 式に代入すると,

$$\begin{aligned} J(u_c^*) = & \bar{u}_d^T (\bar{R}_d + \bar{B}_I^T (I - \bar{E})^T N (I - \bar{E}) \bar{B}_I) \bar{u}_d \\ & + 2\bar{u}_d^T \bar{B}_I^T (I - \bar{E})^T N (I - \bar{E}) \bar{A}_I x_0 \\ & + x_0^T \bar{A}_I^T (I - \bar{E})^T N (I - \bar{E}) \bar{A}_I x_0 \end{aligned} \quad (27)$$

となる. したがって, $([\bar{A}_s \ \bar{B}_s], N)$ の組は $([\bar{A}_I \ \bar{B}_I], (I - \bar{E})^T N (I - \bar{E}))$ の組と等価である.

つぎに, (2) 評価関数の相違も考慮する. (1) 制御対象の相違と (2) 評価関数の相違を両方考慮するためには $\hat{N}$ をスケリング行列 $I - \bar{E}$ で合同変換した行列 $(I - \bar{E})^T \hat{N} (I - \bar{E})$ を考えればよく, (24) 式を得る. $\square$

Δ_N を用いると, Δ_P を導出することが可能である.

[補題 5.2] $\Delta_P = P_s - P_I$ は以下で与えられる.

$$\begin{aligned} \Delta_P = & \Delta_H + B^T R^{-1} B \\ & - (B + \Delta_B)^T (R + \Delta_R)^{-1} (B + \Delta_B) \end{aligned} \quad (28)$$

ここで

$$\begin{aligned} \Delta_H = & \bar{A}_I^T \Delta_N \bar{A}_I, \quad B = \bar{B}_I^T N \bar{A}_I, \quad \Delta_B = \bar{B}_I^T \Delta_N \bar{A}_I \\ R = & \bar{R}_d + \bar{B}_I^T N \bar{B}_I, \quad \Delta_R = \bar{B}_I^T \Delta_N \bar{B}_I \end{aligned}$$

である.

(証明) (21) 式の P_I は $H = \bar{A}_I^T N \bar{A}_I$ とおくと, $P_I = H - BR^{-1}B^T$ となる. ここで $N \rightarrow N + \Delta_N$ なる変換を行なうと $P_s = (H + \Delta_H) - (B + \Delta_B)(R + \Delta_R)^{-1}(B + \Delta_B)^T$ となり, (28) 式を得る. $\square$

(28) 式は, 統合/分離最適設計の構造的な相違 (制御対象/評価関数の相違) が制御性能にどのように影響するかを陽に表現していることから, 統合/分離最適設計の制御性能比較に役立つことが期待できる. たとえば, サンプル周期 h を十分長く選定した場合, $e^{\bar{A}_c h} \simeq 0$ となる. このとき, Δ_P の各要素値が小さくなることから簡単な計算から確認でき, 統合/分離最適設計の性能差は小さいということが定性的にわかる (6.3 節参照).

6. 加熱炉の燃焼制御への応用

2 レベル階層型制御系の応用として, 熱間圧延工程における加熱炉の燃焼制御¹⁾を考える. 本論文では簡単化のため, 以下の仮定をおく.

- (i) 加熱炉は 4 帯から構成されている.
- (ii) スラブは各帯に 1 枚ずつ装入されている.
- (iii) 各スラブの材質特性 (比熱, 密度, 熱伝導率) および板厚は同一である.

仮定に基づいた加熱炉の概要図を Fig. 4 に示す. 各スラブは 4 帯の加熱炉があるサンプル周期で移動しながら加熱され, つぎの圧延工程に搬送される. 加熱炉の燃焼制御を

Fig. 4 Layout of the reheating furnace

2 レベル階層型制御系として定式化する際に, 上位システムでは加熱炉内のスラブの移動を考慮しながら, 加熱炉の各帯におけるスラブの目標温度およびつぎに装入すべきスラブの温度を計算することにする. 下位システムでは上位システムからの目標温度に追従するような制御系を構築する. 以下では, 下位システムと上位システムのモデリングを行なう.

6.1 下位システムのモデリング

スラブ 1 枚当たりの状態方程式は熱伝導方程式を板厚方向に表面, 1/4 点, 中心の 3 点で差分近似することにする¹⁾. また, 非線形項は線形近似することにする.

$$\dot{x}_{\text{slab}}(t) = A_{\text{slab}} x_{\text{slab}}(t) + B_{\text{slab}} u_{\text{slab}}(t)$$

$$x_{\text{slab}}(t) = [\theta_s(t) \ \theta_q(t) \ \theta_c(t)]^T$$

$$u_{\text{slab}}(t) = 4.88 \cdot 10^{-8} \Phi_{CG}$$

$$\begin{aligned} & \times \left\{ \left(\frac{T_F(t) + 273}{100} \right)^4 - 5.3 \cdot 10^3 \right\} \\ A_{\text{slab}} = & \begin{bmatrix} \frac{2\lambda}{\rho c} \frac{1}{\Delta x^2} (\Delta x \Theta - 1) & \frac{2\lambda}{\rho c} \frac{1}{\Delta x^2} & 0 \\ \frac{\lambda}{\rho c} \frac{1}{\Delta x^2} & -\frac{2\lambda}{\rho c} \frac{1}{\Delta x^2} & \frac{\lambda}{\rho c} \frac{1}{\Delta x^2} \\ 0 & \frac{2\lambda}{\rho c} \frac{1}{\Delta x^2} & -\frac{2\lambda}{\rho c} \frac{1}{\Delta x^2} \end{bmatrix} \\ B_{\text{slab}} = & \begin{bmatrix} \frac{2\lambda}{\rho c} \frac{1}{\Delta x} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \\ \Theta = & -1.79 \cdot 10^{-4} \Phi_{CG} \end{aligned}$$

ここで

θ_s : スラブの表面温度 $^{\circ}\text{C}$ - スラブの目標温度 $^{\circ}\text{C}$

θ_q : スラブの 1/4 点温度 $^{\circ}\text{C}$ - スラブの目標温度 $^{\circ}\text{C}$

θ_c : スラブの中心温度 $^{\circ}\text{C}$ - スラブの目標温度 $^{\circ}\text{C}$

Φ_{CG} : 総括熱吸収係数 = 0.4

T_F : 加熱炉のある炉帯における炉温 $^{\circ}\text{C}$

Δx : 板厚方向の刻み幅 = $62.5 \times 10^{-3} [\text{m}]$

c : 鉄の比熱 = $0.486 [\text{kJ/kgK}]$

ρ : 鉄の密度 = $7753 [\text{kg/m}^3]$

λ : 鉄の熱伝導率 = $28 [\text{W/mK}]$

である. 状態 $x_{\text{slab}}(t)$ はスラブ自体の温度ではなく, 加熱炉抽出時の最終的な目標温度との差分としていることに注意されたい. また, $u_{\text{slab}}(t)$ を制御入力とすることは, 炉温 $T_F(t)$ を操作し, スラブ温度を制御していることに相当している. ここで, 加熱炉の炉帯 $i, i = 1, 2, \dots, 4$ におけるスラブ 1 枚当たりの状態方程式の状態および制御入力をそれぞれ $x_{\text{slab}}^i(t)$ および $u_{\text{slab}}^i(t)$ とする. このとき, 下位システムの状態方程式 (2), すなわち $\dot{x}_c(t) = A_c(x_c(t) - C_d x_d(t_k)) + B_c u_c(t)$ の状態, 制御入力および各係数行列を以下で与える.

$$\begin{aligned} x_c = & [(x_{\text{slab}}^1)^T \ (x_{\text{slab}}^2)^T \ (x_{\text{slab}}^3)^T \ (x_{\text{slab}}^4)^T]^T \\ u_c = & [(u_{\text{slab}}^1)^T \ (u_{\text{slab}}^2)^T \ (u_{\text{slab}}^3)^T \ (u_{\text{slab}}^4)^T]^T \end{aligned}$$

$$A_c = \text{block-diag}(A_{\text{slab}}, A_{\text{slab}}, A_{\text{slab}}, A_{\text{slab}})$$

$$B_c = \text{block-diag}(B_{\text{slab}}, B_{\text{slab}}, B_{\text{slab}}, B_{\text{slab}})$$

なお, $x_{ct}(t_{k+1}) = C_d x_d(t_k)$ については次小節で説明することにする。

6.2 上位システムのモデリング

上位システムにおいて, 状態 $x_d(t_k)$ は加熱炉の各帯における (スラブの中心温度 [°C] - スラブの目標温度 [°C]) に対する目標値, すなわち, 各時刻において, スラブの実績温度と加熱炉抽出時の最終的な目標温度との差をどの程度小さくするかを下位システムに指示するための値とする. 制御入力 $u_d(t_k)$ は時刻 t_k におけるスラブの実績温度に基づき, つぎの時刻 t_{k+1} におけるスラブの実績温度と目標温度との差をどの程度小さくするかを決定するための仮想的な制御入力, およびつぎに加熱炉に装入すべきスラブの温度とする. このとき, 上位システムの状態方程式 (1), すなわち $x_d(t_{k+1}) = A_d x_d(t_k) + B_{1d} C_c x_c(t_k) + B_{2d} u_d(t_k)$ の各係数行列を以下で与える.

$$A_d = 0, \quad B_{1d} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C_c = \text{block-diag}(C_c^1, C_c^1, C_c^1, C_c^1) \quad (29)$$

$$C_c^1 = [0 \ 0 \ 1]$$

$$B_{2d} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (30)$$

上位システムでは簡単化のため, スラブの中心温度に対する目標値のみを計算することにする. よって, 係数行列 C_c を (29) 式とする. 係数行列 B_{1d} は加熱炉内のスラブの移動を考慮するために, 下位システムからの制御実績をシフトさせている. 係数行列 B_{2d} は, シフトした下位システムの時刻 t_k における制御実績に, つぎの時刻 t_{k+1} において, スラブの温度をどの程度上昇させればよいかという差分値を加算し, つぎの時刻 t_{k+1} における目標値を決めるために (30) 式とする. なお, 係数行列 B_{2d} の4行目はつぎに装入すべきスラブの温度に温度変化量を加算するように設定している. また, スラブの目標温度はスラブ温度の均熱化を考慮し, スラブの表面温度, 1/4点温度に対する目標温度をスラブの中心温度に対する目標値と同じ値とする. すなわち, 上位システムから下位システムへの目標値 $x_{ct}(t_{k+1}) = C_d x_d(t_k)$ の係数行列 C_d を

$$C_d = \text{block-diag}(C_d^1, C_d^1, C_d^1, C_d^1), \quad C_d^1 = [1 \ 1 \ 1]^T$$

とする. なお C_d^1 を用いて, スラブの表面温度, 1/4点温度に対する目標温度を調整することが可能である.

6.3 シミュレーション

2レベル階層型制御系としてモデリングした加熱炉のシステムに対して, 統合および分離最適設計それぞれの手法を適用する. なお, つぎに装入すべきスラブの温度を調整するため, 上位システムの評価関数 (4) における制御入力の二次形式 $u_d(t_i)^T R_d u_d(t_i)$ はオフセットベクトル $u_f = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 700]^T$ を用いて, $(u_d(t_i) - u_f)^T R_d (u_d(t_i) - u_f)$ とした. また, 評価関数 (3) の重み行列は

$$Q_d = Q_{df} = \text{block-diag}(10000, I_3)$$

$$R_d = \text{block-diag}(I_4, 10), \quad Q_c = I_{12}, \quad R_c = 3 \cdot I_4$$

とした. ここで I_n は n 次単位行列である.

まず設計結果の一例として, サンプル周期を $h = 2700[\text{sec}]$ (45[min]) としたときの各帯における1スラブの中心温度の変化を Fig. 5, 6 に示す. Fig. 5, 6 において, 初期値すなわち加熱炉に装入する前のスラブ温度も最適化されていることに注意されたい. このシミュレーションでの初期値は, Fig. 5 の場合は $790[^\circ\text{C}]$ Fig. 6 の場合は $753[^\circ\text{C}]$ となった. 実用上は, 加熱炉に装入するスラブの候補から計算結果の初期値に近い温度のスラブを選択すればよく, スラブの装入順の選択指針になる. Fig. 5 と Fig. 6 の応答波形から, この例の場合は統合最適設計では, 加熱炉の各帯にバランス良く負荷を分散していることが理解できる. なお, いくつかのサンプル周期でシミュレーションを行なったがほぼ同様の傾向の応答が得られたことを付記しておく.

つぎに, サンプル周期に応じた統合/分離最適設計にお

Fig. 5 Error of slab temperature via integrated design

Fig. 6 Error of slab temperature via separated design

Fig. 7 J_I^*/J_s^* for exch sampling period h

ける評価関数の比 J_I^*/J_s^* を Fig. 7 に示す。Fig. 7 より、サンプリング周期が約 1400[sec] 以上になると統合最適設計と分離最適設計の性能差が変化しないことが理解できる。

最後に実用化に向けた課題について述べる。本論文では加熱炉の各帯にスラブ 1 枚という仮定をおいたが、1 帯に複数の材質特性が異なるスラブが一般に存在する。この場合は複数のスラブの材質特性を平滑化してモデリングする必要がある。また、加熱炉内のスラブ枚数が多くなるほどスラブの抽出ピッチ（サンプリング周期）が短くなるため、統合最適設計の効果が大きくなることが期待される。

7. おわりに

本論文では、大規模制御系に多く存在する階層型制御系に対して、システム全体を最適化する統合最適設計という手法を提案し、従来の分離最適設計との性能差を陽に与えた。最後に、加熱炉の燃焼制御に関する数値例によって、提案手法の有効性を示した。今後、制御系の大規模化がさらに進展し、加えて高性能化への要求もさらに強くなることから、提案手法は有用であるものと考えられる。

最後に、本研究にあたり、一部 JFE21 世紀財団の援助を受けました。記して感謝致します。

参考文献

- 1) 高橋亮一：鉄鋼業における制御，コロナ社 (2002)
- 2) 服部，鯉淵：4 輪駆動，ステア統合による車両運動最適制御，計測自動制御学会第 4 回制御部門大会資料，595/598 (2004)
- 3) L. v. Bertalanffy: *General System Theory: Foundations, Development, Applications*, George Braziller (1976)
- 4) M. D. Mesarovic, D. Macko and Y. Takahara: *Theory of Hierarchical, Multilevel, Systems*, Academic Press Inc. (1970)
- 5) 田村垣之編：大規模システム—モデリング・制御・意思決定—，昭晃堂 (1986)
- 6) 田中，新：階層型分散システムにおける自律可制御性，電気学会論文誌 C，117-7，850/855 (1997)
- 7) H. K. Khalil and P. V. Kokotovic: Control Strategies for Decision Makers Using Different Models of the Same System, *IEEE Trans. on Automatic Control*, 23-2, 289/298 (1978)
- 8) Y. Y. Haimes and D. Li: Hierarchical Multiobjective Analysis for Large-scale Systems: Review and Current Status, *Automatica*, 24-1, 53/69 (1988)

- 9) 安藤，鈴木：特異摂動法と特異摂動システムにおけるロバスト制御の動向，システム/制御/情報，42-12，653/660 (1998)
- 10) 向谷博明：マルチモデルシステムのための準最適制御，計測自動制御学会論文集，37-10，960/969 (2001)
- 11) 原川，成，川口：むだ時間をもつ分散型階層システムの構築，計測自動制御学会論文集，30-7，751/759 (1994)
- 12) 築山，森，福田：大規模生産システムの階層分散型スケジューリング，計測と制御，33-7，581/584 (1994)
- 13) 金，鈴木，大熊：フォルトトレラントな生産システムの実現と階層的なベトリネットモデリングに基づいたスケジューリング，システム制御情報学会論文誌，17-4，143/154 (2004)
- 14) 原 辰次：サンプル値系の状態空間モデルと制御系設計，計測と制御，32-2，113/119 (1993)
- 15) たとえば，北村ほか：ファジィ多目的計画法による熟延仕上げミルのパススケジュール設計，鉄と鋼，79-3，100/106 (2002)
- 16) J. M. Maciejowski 著，足立，管野訳：モデル予測制御—制約のもとでの最適制御，東京電機大学出版局 (2005)
- 17) 片山 徹：線形システムの最適制御—デスクリプタシステム入門—，近代科学社 (1999)
- 18) 東，井村：サンプル値区分的アファインシステムの最適制御と CPU の高速・省電力化制御への応用，計測自動制御学会論文集，39-10，933/941 (2003)
- 19) J. Imura: Optimal Control of Sampled-Data Piecewise Affine Systems, *Automatica*, 40-4, 661/669 (2004)

[著者紹介]

小林 孝一 (学生会員)

2000 年法政大学大学院工学研究科システム工学専攻修士課程修了。2000～2004 年新日本製鐵(株)勤務。2004 年東京工業大学大学院情報理工学研究科情報環境学専攻博士後期課程入学，現在に至る。制御理論の研究に従事。システム制御情報学会，日本応用数理学会の会員

井村 順一 (正会員)

1990 年京都大学大学院工学研究科修士課程修了。92 年同大学大学院工学研究科博士課程中途退学，同年同大学工学部機械工学科助手。96 年広島大学工学部助教授，2001 年東京工業大学大学院情報理工学研究科助教授，2004 年同教授，現在に至る。98 年より 1 年間 Twente 大学客員研究員。非線形システム，ハイブリッドシステムの制御の研究に従事 (工学博士)。システム制御情報学会，日本ロボット学会，日本鉄鋼協会，IEEE などの会員。