

ネットワーク統合システムの
局所モデルに基づく最適化制御に関する研究

(課題番号 16560394)

平成16年度～平成17年度科学研究費補助金

(基盤研究(C) 研究成果報告書)

平成18年3月

研究代表者 内田健康
(早稲田大学・理工学術院・教授)

まえがき

制御対象となるシステムの大規模化・複雑化により、一方ではコンピュータ・ネットワーク技術の進展により、多数のサブシステムがコンピュータ・ネットワークによって結合されたシステムの制御法の確立が強く望まれている。本研究ではこのようなネットワーク結合システムに対するモデルベース制御法を検討した。モデルに基づく制御の性能は、制御対象を記述しているモデルの正確さに強く左右される。しかしながら、ネットワーク結合システムのような大規模・複雑システムにおいては、制御対象全体の忠実な大域的モデルを得ることは一般に困難である。本研究では、事前に得られるモデルは不十分な局所的なものであるという前提に立ち、ネットワークを介してオンラインで刻々得られるデータに基づいて局所モデルを入手／更新し、入手／更新された局所モデルを用いて予測される未来の振舞いを最適化することによって制御入力を刻々計算／更新する新しい制御構成法を確立することを目標とした。どのように局所モデルの更新を行うのか、どのような最適基準でどのような最適化手法を用いるのか、どのような制御性能が保証されるのかを検討することにより、理論的な裏づけのある実際的な制御構成法を提案し、計算機シミュレーションと実システムによって提案法の検証を行った。

本研究の前半では、ネットワークによる遠隔制御問題やネットワークによる情報の欠損やネットワークにおける情報遅れの実際の問題や関連研究を調査、およびジャストインタイムモデリングなど局所モデリングの適用事例や関連研究の調査を行い、研究の枠組みを決定した。次に、モデルの時間局所性に対しては有限時間区間最適制御問題の定式化を検討し、サブモデルの空間局所性およびネットワークの情報遅れに対してはLPVシステムの考え方を拡張したモデリングを検討した。最適基準の形態の選定、パラメータの導入法などについて、具体例を用いて解析的に、また具体例の計算機シミュレーションによる検討を行った。その結果を受けて、最適制御問題にオンラインモデリングを組み込んだ制御問題、そしてモデルの更新においてはネットワークの情報遅れの予測も同時に行う制御問題を定式化し、LPVシステムにおけるスケジューリングパラメータの役割を発展させたモデル更新・情報遅れ予測制御方式を提案した。理論的な検討およびシミュレーションによる確認と平行して行い、性能評価を行った。

本研究の後半では、ネットワークによって統合化された大規模な非線形システムを対象として、制御問題の解法と解法アルゴリズムの提案を行った。前半での研究に引

き続きネットワークを介してオンラインで刻々得られるデータに基づいて局所モデルを入手／更新し、入手／更新された局所モデルを用いて予測される未来の振舞いを最適化することによって制御入力を刻々計算／更新する新しい制御構成法を確立し、鉄鋼生産における高炉への応用によってその有効性を検証した。後半の研究では、特に局所モデルの作成に必要なデータベースの作成において、統計的な因子を考慮して変数を選択する手法や、計測データを独立成分分析し特徴抽出したデータをデータベースに組み込む方法を検討した。局所モデルに関しても、前半の研究で提案した単純平均をとる方法から多重回帰モデルへの拡張をおこないシミュレーションによって良い予測結果を得ることができた。この拡張も高炉への適用によって優れた結果をもたらすことを確認できた。ネットワーク統合に伴う情報の遅れが制御性能にもたらす問題の解決と評価に関しては、遅れをスケジューリングパラメータとして扱う予測制御手法を提案しシミュレーションによる性能評価をおこないその有効性を確認した。さらに大規模なネットワークによる遅れを解決するために輻輳制御の問題も検討した。新しい輻輳制御手法の提案をおこない、シミュレーションによる評価とともに仮想的な模擬実験ネットワークを作成し実験による確認もおこない、有効な方法であることを実証した。

研究組織

研究代表者 : 内田健康 (早稲田大学・理工学術院・教授)

交付決定額 (配分額)

(金額単位：千円)

	直接経費	間接経費	合計
平成 16 年度	900		900
平成 17 年度	900		900
総計	1,800		1,800

研究発表

1. K.Uchida, M.Fujita, K.Ikeda, Another Look at Finite Horizon H-infinity Control Problems for Systems with Input Delays, Automatica, Vol.40, No.6, 2004, pp.977-984.
2. 伊藤, 松崎, 大貝, 大館, 内田, 斎藤, 佐々木, 高炉操業における大規模データベースオンラインモデリング, 鉄と鋼, Vol.90, 2004, pp.59-66.
3. T.Azuma, M.Fujita, K.Uchida, Memory Output Feedback Control with Constrained Feedback Gains for Linear Time Delay Systems, Proc. of Asian Control Conference 2004, July 2004, pp.2015-2021.
4. T.Sugiyama, K.Uchida, Gain Scheduling Control for Electro-hydraulic Servo System Considering Time-delay Modeling Error, Proc. of IEEE Conference on Control Applications 2004, Sept. 2004, CD-Rom 7pp.
5. M.Koga, H.Ogai, M.Ogawa, M.Ito, K.Uchida, S.Matsuzaki, Development of the Blast Furnace Integrated Java-Based Simulator, Proc. of IEEE Conference on Control Applications 2004, Sept. 2004, CD-Rom 6pp.
6. 杉田, 内田, むだ時間を持つ電気油圧サーボ系のゲインスケジューリング制御, 日本機械学論文集 (C編), 70巻 699号, 2004年11月, pp. 160-167.
7. 内田, 山下, 加納, プロセスのモデリングと制御・監視, 計測と制御, Vol.44, 2005年2月, pp.83-85.

8. 内田, 大貝, 伊藤, 大規模データベースオンラインモデリング – 高炉への適用 –, 計測と制御, Vol.44, 2005年2月, pp.107-111.
9. 小川, 大貝, 古賀, 伊藤, 松崎, 内田, 田島, Javaによる高炉統合シミュレータと統合可視化システム, 計測自動制御学会産業論文集, Vol.4, No.13, 2005年, pp.91-97.
10. M.Ito, S.Matsuzaki, H.Ogai, K.Mori, K.Uchida, S.Saito, N.Sasaki, Application of Large Scale Database-based Online Modelling on Blast Furnace Operation, Preprints of the 16th IFAC World Congress, 2005, July, CD-Rom.
11. M.Kishi, Y.Funatsu, T.Azuma, K.Uchida, Gain-scheduling controller design for TCP/AQM considering router queue length and time-delay, Proc. of the 31th Annual Conference of the Industrial Electronics Society (IECON 2005), 2005, November, pp.395-399.
12. 御崎, 内田, 東, 藤田, 時変の伝送遅れが存在する通信路を介した線形システムの H^∞ 予測制御, 計測自動制御学会論文集, Vol.42, No.1, 2006年, pp.11-16.
13. 児島, 内田, 入力むだ時間系と H^∞ 制御, 計測と制御, 第45巻, 第1号, 2006年1月, pp.67-74.

目 次

まえがき

1. Another Look at Finite Horizon H-infinity Control Problems for Systems with Input Delays	1
2. 高炉操業における大規模データベースオンラインモデリング	9
3. Memory Output Feedback Control with Constrained Feedback Gains for Linear Time Delay Systems	17
4. Gain Scheduling Control for Electro-hydraulic Servo System Considering Time-delay Modeling Error	24
5. Development of the Blast Furnace Integrated Java-Based Simulator	32
6. むだ時間を持つ電気油圧サーボ系のゲインスケジューリング制御	38
7. プロセスのモデリングと制御・監視	46
8. 大規模データベースオンラインモデリング — 高炉への適用 —	49
9. Java による高炉統合シミュレータと統合可視化システム	53
10. Application of Large Scale Database-based Online Modelling on Blast Furnace Operation	60
11. Gain-scheduling controller design for TCP/AQM considering router queue length and time-delay	66
12. 時変の伝送遅れが存在する通信路を介した線形システムの H_∞ 予測制御	71
13. 入力むだ時間系と H_∞ 制御	77

Brief paper

Another look at finite horizon H^∞ control problems for systems with input delays[☆]

K. Uchida^{a,*}, M. Fujita^b, K. Ikeda^a

^aDepartment of Electrical, Electronics and Computer Engineering, Waseda University, Tokyo 169-8555, Japan

^bDepartment of Electrical and Electronic Engineering, Kanazawa University, Kanazawa 920-8667, Japan

Received 26 March 2002; received in revised form 4 September 2003; accepted 9 January 2004

Abstract

We discuss a finite horizon H^∞ control problem for time-varying systems with input delays. Clarifying a relationship between two H^∞ control problems in input delay case and in measurement delay case, we derive a solution in input delay case based on the known result for the H^∞ control problem in measurement delay case, and show that the solution has the same predictor–observer structure as the solution in measurement delay case has. Using this structural information on the solution, we also present an elementary proof of the solution to the finite horizon H^∞ control problem for systems with input delays, which is based only on completion of squares.

© 2004 Elsevier Ltd. All rights reserved.

Keywords: Finite horizon H^∞ control; Input delay; Time-varying systems; Riccati differential equations

1. Introduction

In control system designs, input delay appears rather often and is considered as a small but cumbersome obstacle. For systems with input delays, the H^∞ control problem was actively investigated in parallel with development of H^∞ control theory. The standard state-space solution (e.g. Van Keulen, 1993) reduces this problem to two operator Riccati equations of infinite dimensionality. More explicit and feasible solutions, which are based on two algebraic Riccati equations and one transcendental or differential Riccati equation, were presented by Kojima and Ishijima (1994) and Tadmor (1995) in state-space form; the parameterization of all the solutions was given by Tadmor (1995); an implementable, infinite-dimensional solution in the generalized Smith predictor form was derived by Meinsma and Zwart (2000) and the J -spectral factorization approach taken there has recently been developed further in Meinsma, Mirkin, and

Zhong (2002); a particular (predictor–observer) structure of solutions has been recently pointed out by Mirkin (2000). We can find detailed reviews of this area in Tadmor (2000), Meinsma and Zwart (2000), and Mirkin (2000) and the references therein. The H^∞ control synthesis via linear matrix inequality is also possible for systems with input delays; we can find a recent development of this approach in Fridman and Shaked (2002). Our discussion is closely related to that for the H^∞ control problem for systems with measurement delays; the problem for measurement delay case was solved in Basar and Bernhard (1991), and Nagpal and Ravi (1997).

In this paper, we revisit the H^∞ control problem in an extended formulation for time-varying systems with input delays and with finite horizon, while the previous works cited above are concerned with time invariant systems in infinite horizon setting. The main objective of this paper is to investigate further the predictor–observer structure of the solution from the viewpoint of time domain analysis. Being suggested by the discussion on structural properties on the problem formulation, we also try to develop an elementary approach to the problem, which requires only completion of squares. The contributions of this paper appear as follows: First, we derive a new state-space solution of predictor–observer type to the finite horizon H^∞ control problem for time-varying systems with input delays; the

[☆] This paper was presented at IFAC 3rd Workshop-Time Delay Systems, December 2001, Sanata Fe, USA. This paper was recommended for publication in revised form by Associate Editor Hitay Ozbay under the direction of Editor Tamer Başar.

* Corresponding author. Tel.: +81-3-5286-3366; fax: +81-3-5273-9507.

E-mail address: kuchida@uchi.elec.waseda.ac.jp (K. Uchida).

solution is described by a delay differential equation of retarded type, which is more feasible than the state-space solutions described by functional differential equations of neutral type in Kojima and Ishijima (1994) and Tadmor (1995, 2000). Secondly, we find a relationship between H^∞ control problems with input delay and with measurement delay, which enable us to approach the problem with input delay from solving the problem with measurement delay. Thirdly, we provide an elementary proof of the fundamental theorem in the H^∞ control problem with input delay, which is completely different from the abstract proof based on evolution equations taken in Kojima and Ishijima (1994) and Tadmor (1995, 2000); furthermore, we show that the provided proof is also an elementary proof for the result in the measurement delay case given by Basar and Bernhard (1991).

This paper is organized as follows: In Section 2, we formulate the H^∞ control problem for systems with input delays together with that for systems with measurement delays, and present our main result. An illustrative example is also given. In Section 3, we develop a time domain approach to the problem; we first clarify a relationship between the two problems, and describe an outline of the elementary proof of the result. The details of the proof are given in Appendix A. Throughout this paper, we use the following notations: $L^2(a, b; R^k)$ is the space of square integrable functions of k -dimension defined on the time interval $[a, b]$. When $a = t_0$ and $b = t_1$, the L^2 -norm of f in $L^2(a, b; R^k)$ is denoted as $\|f\|_2^2$. $\|x\|$ denotes the Euclidean norm of x in R^k . For symmetric matrices X and Y , $X \geq Y$ ($X > Y$) implies that $X - Y$ is positive semidefinite (positive definite). I is the identity matrix of appropriate dimension. $(\cdot)'$ denotes the transpose of vector or matrix. $\rho(X)$ denotes the spectral radius of matrix X .

2. Problem statement and results

Consider the linear time-varying system with the time-delay $h > 0$ in the control input, which is defined on the time interval $[t_0, t_1]$ and described by

$$\frac{d}{dt} x(t) = A(t)x(t) + B(t)u(t-h) + D(t)v(t),$$

$$y(t) = C(t)x(t) + w(t),$$

$$g(t) = \begin{bmatrix} z(t) \\ u(t) \end{bmatrix}, \quad z(t) = F(t)x(t), \quad (1)$$

where $x(t)$ is the n -dimensional internal-variable; $u(t)$ is the r -dimensional control input; $y(t)$ is the m -dimensional measurement output; $g(t)$ is the $(q+r)$ -dimensional controlled output; $d(t) = (v(t)', w(t)')$ is the $(p+m)$ -dimensional disturbance; the initial condition $(x(t_0), u_{t_0})$ in $R^n \times L^2(-h, 0; R^r)$, where $u_t = \{u(t+\beta), -h \leq \beta \leq 0\}$, is given by a constant matrix $N > 0$ and an n -dimensional parameter ξ as $(x(t_0), u_{t_0}) = (N\xi, 0)$. $A(t)$, $B(t)$, $C(t)$, $D(t)$ and $F(t)$

are matrices of appropriate dimensions whose elements are continuous functions of time. For system (1), the admissible control $u(t) = \Phi_{ID}(t, y)$ is given by a causal function of the measurement data specifically to be the form

$$u(t) = \Phi_{ID}(t, \{y(s), t_0 \leq s \leq t\}), \quad t_0 \leq t \leq t_1 - h. \quad (2)$$

Problem ID (H^∞ control problem with input delay). Given the system described by (1), a constant matrix $L \geq 0$ and a constant number $\gamma > 0$, the problem is to find an admissible control (2) which satisfies the inequality

$$x(t_1)'Lx(t_1) + \|g\|_2^2 < \gamma^2(\|d\|_2^2 + \xi'N\xi) \quad (u_t = 0) \quad (ID)$$

for all $d = (v', w)'$ in $L^2(t_0, t_1; R^{p+m})$ and all ξ in R^n such that $(d, \xi) \neq 0$.

The main objective is to solve Problem ID. In order to approach Problem ID, however, we need to introduce a related problem, that is, an H^∞ control problem for measurement delay case (Problem MD), and a solution to Problem MD. The system is defined on $[t_0, t_1]$ and described by

$$\frac{d}{dt} x(t) = A(t)x(t) + B(t)u(t) + D(t)v(t),$$

$$y(t) = C(t)x(t) + w(t),$$

$$g(t) = \begin{bmatrix} z(t) \\ u(t) \end{bmatrix}, \quad z(t) = F(t)x(t) \quad (3)$$

with the initial condition $x(t_0) = N\xi$, and the admissible control $u(t) = \Phi_{MD}(t, y)$ is given by a causal function of the delayed measurement data specifically to be the form

$$u(t) = \begin{cases} \Phi_{MD}(t, \{y(s), \\ t_0 \leq s \leq t-h\}), & t_0 + h \leq t \leq t_1, \\ \Phi_{MD}(t), & t_0 \leq t \leq t_0 + h. \end{cases} \quad (4)$$

Problem MD (H^∞ control problem with measurement delay). Given the system described by (3), a constant matrix $L \geq 0$ and a constant number $\gamma > 0$, the problem is to find an admissible control (4) which satisfies the inequality

$$x(t_1)'Lx(t_1) + \|g\|_2^2 < \gamma^2(\|d\|_2^2 + \xi'N\xi) \quad (MD)$$

for all $d = (v', w)'$ in $L^2(t_0, t_1; R^{p+m})$ and all ξ in R^n such that $(d, \xi) \neq 0$.

For Problem MD, we have already a well-known solution given by Basar and Bernhard (1991). To present the solution, we need to introduce the following four conditions:

(C1) There exists a solution $M(t)$, $t_0 \leq t \leq t_1$ to the Riccati differential equation

$$\begin{aligned} -\frac{d}{dt} M(t) &= M(t)A(t) + A(t)'M(t) + F(t)'F(t) \\ &\quad - M(t)(B(t)B(t)' - \gamma^{-2}D(t)D(t)')M(t), \\ M(t_1) &= L. \end{aligned} \quad (5)$$

(C2) There exists a solution $P(t)$, $t_0 \leq t \leq t_1 - h$ to the Riccati differential equation

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} P(t) &= A(t)P(t) + P(t)A(t)' + D(t)D(t)' \\ &\quad - P(t)(C(t)'C(t) - \gamma^{-2}F(t)'F(t))P(t), \\ P(t_0) &= N. \end{aligned} \tag{6}$$

(C3) There exists a solution $Q(t, \beta)$, $-h \leq \beta \leq 0$ to the Riccati differential equation for each t in $[t_0 + h, t_1]$

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \beta} Q(t + \beta) &= A(t + \beta)Q(t + \beta) + Q(t + \beta)A(t + \beta)' \\ &\quad + D(t + \beta)D(t + \beta)' \\ &\quad + \gamma^{-2}Q(t + \beta)F(t + \beta)'F(t + \beta)Q(t + \beta), \end{aligned}$$

(C4) $Q(t - h) = P(t - h)$. (7)

$$\begin{aligned} \rho(M(t + \beta)Q(t + \beta)) &< \gamma^2, \quad t_0 + h \leq t \leq t_1, \\ -h &\leq \beta \leq 0. \end{aligned}$$

Proposition 1. *If conditions (C1)–(C4) are satisfied, a solution to Problem MD is given by*

$$u(t) = \begin{cases} -B(t)'S(t)\bar{x}(t), & t_0 + h \leq t \leq t_1, \\ 0, & t_0 \leq t \leq t_0 + h, \end{cases} \tag{8}$$

where $S(t)$ is defined by

$$S(t + \beta) = M(t + \beta)(I - \gamma^{-2}Q(t + \beta)M(t + \beta))^{-1}, \quad -h \leq \beta \leq 0 \tag{9}$$

and $\bar{x}(t)$ is predicted with the “predictor”

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \beta} \bar{x}(t + \beta) &= (A(t + \beta) + \gamma^{-2}Q(t + \beta)F(t + \beta)'F(t + \beta) \\ &\quad - B(t + \beta)B(t + \beta)'S(t + \beta))\bar{x}(t + \beta), \\ -h &\leq \beta \leq 0, \end{aligned} \tag{10}$$

from the estimate $\bar{x}(t - h) = \hat{x}(t - h)$ which is estimated with the “observer”

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \hat{x}(t - h) &= (A(t - h) + \gamma^{-2}P(t - h)F(t - h)'F(t - h) \\ &\quad - B(t - h)B(t - h)'S(t - h))\hat{x}(t - h) \\ &\quad + P(t - h)C(t - h)'(y(t - h) \\ &\quad - C(t - h)\hat{x}(t - h)), \quad \hat{x}(t_0) = 0. \end{aligned} \tag{11}$$

As we will see in the next section, we establish some relationships between Problems ID and MD, and obtain the following results by starting from the solution (Basar & Bernhard, 1991) presented in Proposition 1.

Theorem. (A) *There exists a solution to Problem ID if and only if conditions (C1)–(C4) are satisfied. If conditions (C1)–(C4) are satisfied, a solution to Problem ID is given by*

$$u(t) = -B(t + h)'S(t + h)\bar{x}(t + h), \quad t_0 \leq t \leq t_1 - h, \tag{12}$$

where $S(t)$ is defined by (9) and $\bar{x}(t)$ is given by predictor (10) and observer (11).

(B) *There exists a solution to Problem MD if and only if conditions (C1)–(C4) are satisfied. As stated in Proposition 1, if conditions (C1)–(C4) are satisfied, a solution to Problem MD is given by (8).*

Remark 1. For Problem ID, solution (12) has a predictor–observer structure formed by (10) and (11); furthermore, the predictor–observer can be realized by one delay differential equation of retarded type in the form

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \bar{x}(t) &= (A(t) + \gamma^{-2}Q(t)F(t)'F(t) - B(t)B(t)'S(t))\bar{x}(t) \\ &\quad + \Psi(t, t - h)P(t - h)C(t - h)'(y(t - h) \\ &\quad - C(t - h)\bar{x}(t - h)), \\ \bar{x}(\tau) &= 0, \quad t_0 \leq \tau \leq t_0 + h, \end{aligned} \tag{13}$$

where $\Psi(t, t - h)$ is the transition matrix associated with $A(\tau) + \gamma^{-2}Q(\tau)F(\tau)'F(\tau)$. The realization of our solution by the delay differential equation of retarded type (13) is more feasible than that by functional differential equations of neutral type including integral regressions in control variables in Kojima and Ishijima (1994) and Tadmor (1995, 2000). For Problem MD, the delay differential equation realization of the predictor–observer is pointed out in Basar and Bernhard (1991).

Example. To illustrate the main result presented in part (A) of Theorem, we consider a simple scalar case of Problem ID in which the parameters of system (1) and the criterion (ID) are given as

$$\begin{aligned} A(t) &= -t, \quad B(t) = e^{-(t^2+t)/2}, \quad C(t) = e^{(t^2+t)/2}, \\ D(t) &= F(t) = 0, \quad L = N = 1/2. \end{aligned} \tag{14}$$

$D(t) = F(t) = 0$ implies that we consider the problem with initial state uncertainties and terminal state controls, that is, the problem is a particular one in the finite horizon case. From (14), the Riccati differential equations (5)–(7) can be

solved analytically as

$$M(t) = e^{t^2} (2e^{t^2} - e^{-t_1} + e^{-t})^{-1},$$

$$P(t) = e^{-t^2} (2e^{-t_0^2} - e^{t_0} + e^t)^{-1},$$

$$Q(t + \beta) = e^{-(t+\beta)^2 + (t-h)^2} P(t - h) \tag{15}$$

and conditions (C1)–(C3) are satisfied. Thus, the existence condition in this example, which comes from condition (C4), is given by

$$1/\sqrt{2e^{-t_0^2}(2e^{t_1^2} - e^{-t_1} + e^{-h})} < \gamma. \tag{16}$$

The left-hand side indicates the lower bound of the performance level, which increases monotonically as the input delay h increases. If the existence condition (16) is satisfied, the solution to Problem ID (if the delay differential equation form of the retarded type (13) is adopted) is given by (12) and (13) with the parameters (14) and (15).

To compare the retarded type (13) with the neutral type (Tadmor, 2000) on this example, we present here the corresponding solution of the neutral type, that is,

$$\begin{aligned} u(t) = & -B(t+h)M(t+h)e^{-(t+h)^2} \left\{ e^{t^2/2} \tilde{x}(t) \right. \\ & \left. + \int_{-h}^0 e^{(t+h+\beta)^2/2} B(t+h+\beta)u(t+\beta) d\beta \right\}, \\ \frac{d}{dt} \tilde{x}(t) = & (A(t) - T(t)C(t)^2) \tilde{x}(t) \\ & + B(t)u(t-h) + T(t)C(t)y(t) \\ (\tilde{x}(t_0), u_{t_0}) = & 0, \end{aligned} \tag{17}$$

where $T(t) = P(t)(I - \gamma^{-2}e^{-(t+h)^2+t^2}M(t+h)P(t))^{-1}$ and the parameters are given by (14) and (15). We can find a dual relationship between the two solutions.

3. Characterization and derivation of solutions

In this section, we discuss relationships between Problems ID and MD, and present an approach to proof of Theorem. To bridge a gap between Problems ID and MD, first, we introduce an auxiliary problem to Problem ID. The system is defined on $[t_0, t_1]$ and described by

$$\frac{d}{dt} x(t) = A(t)x(t) + B(t)u(t-h) + D(t)v(t),$$

$$y(t) = C(t)x(t) + w(t),$$

$$g(t) = \begin{bmatrix} z(t) \\ u(t-h) \end{bmatrix}, \quad z(t) = F(t)x(t) \tag{18}$$

with the initial condition $x(t_0) = N\xi$, and the admissible control $u(t) = \Phi_{\text{AID}}(t, y)$ is given by a causal function of the

measurement data specifically to be the form

$$u(t) = \begin{cases} \Phi_{\text{AID}}(t, \{y(s), t_0 \leq s \leq t\}), & t_0 \leq t \leq t_1 - h, \\ \Phi_{\text{AID}}(t), & t_0 - h \leq t \leq t_0. \end{cases} \tag{19}$$

Problem AID (Auxiliary H^∞ control problem with input delay). Given the system described by (18), a constant matrix $L \geq 0$ and a constant number $\gamma > 0$, the problem is to find an admissible control (19) which satisfies the inequality

$$x(t_1)'Lx(t_1) + \|g\|_2^2 < \gamma^2(\|d\|_2^2 + \xi'N\xi) \tag{AID}$$

for all $d = (v', w')'$ in $L^2(t_0, t_1; R^{p+m})$ and all ξ in R^n such that $(d, \xi) \neq 0$.

Remark 2. A difference between the formulations of Problems ID and AID should be noted, that is, there is the time-delay h in the controlled output in Problem AID, while there is no time-delay in the controlled output in Problem ID. If we take $\mu(t) = u(t-h)$ a new control input in the system description (18) in Problem AID, the problem can be seen to be an H^∞ control problem for no time-delay case. This suggests possibility of adopting the completion of squares approach (Uchida & Fujita, 1990) in solving Problem AID.

Now, we observe the detail of the term of the controlled output in each criterion in three Problems ID, AID and MD. In ID, if we take an admissible control given by (2), we have

$$\begin{aligned} \|g\|_2^2 = & \int_{t_0}^{t_1} \|z(t)\|^2 dt \\ & + \int_{t_0+h}^{t_1} \|\Phi_{\text{ID}}(t-h, \{y(s), t_0 \leq s \leq t-h\})\|^2 dt. \end{aligned} \tag{20}$$

In AID, if we take an admissible control given by (19), we have

$$\begin{aligned} \|g\|_2^2 = & \int_{t_0}^{t_1} \|z(t)\|^2 dt \\ & + \int_{t_0+h}^{t_1} \|\Phi_{\text{AID}}(t-h, \{y(s), t_0 \leq s \leq t-h\})\|^2 dt \\ & + \int_{t_0}^{t_0+h} \|\Phi_{\text{AID}}(t-h)\|^2 dt. \end{aligned} \tag{21}$$

In MD, if we take an admissible control given by (4), we have

$$\begin{aligned} \|g\|_2^2 = & \int_{t_0}^{t_1} \|z(t)\|^2 dt \\ & + \int_{t_0+h}^{t_1} \|\Phi_{\text{MD}}(t, \{y(s), t_0 \leq s \leq t-h\})\|^2 dt \\ & + \int_{t_0}^{t_0+h} \|\Phi_{\text{MD}}(t)\|^2 dt. \end{aligned} \tag{22}$$

The following result is an immediate conclusion from the observations in (20)–(22) together with the descriptions of three Problems ID, AID and MD.

Proposition 2. (a) *If $u(t) = \Phi_{ID}(t, y)$ defined by (2) is a solution to Problem ID, the control $u(t) = \Phi_{ID}(t, y)$ together with $u_{t_0} = 0$ is a solution to Problem AID. Conversely, if a control defined by (19) is a solution to Problem AID and satisfies $u_{t_0} = 0$, the control $u(t) = \Phi_{AID}(t, y)$ is a solution to Problem ID.*

(b) *If a control $u(t) = \Phi_{AID}(t, y)$ given by (19) is a solution to Problem AID, the delayed control $u(t) = \Phi_{AID}(t - h, y)$ is a solution to Problem MD. Conversely, if $u(t) = \Phi_{MD}(t, y)$ defined by (4) is a solution to Problem MD, the advanced control $u(t) = \Phi_{MD}(t + h, y)$ is a solution to Problem AID.*

(c) *If $u(t) = \Phi_{MD}(t, y)$ defined by (4) is a solution to Problem MD and satisfies $u_{t_0+h} = 0$, the advanced control $u(t) = \Phi_{MD}(t + h, y)$ is a solution to Problem ID. Conversely, if $u(t) = \Phi_{ID}(t, y)$ given by (2) is a solution to Problem ID, the delayed control $u(t) = \Phi_{ID}(t - h, y)$ together with $u_{t_0+h} = 0$ is a solution to Problem MD.*

The characterizations in Proposition 2 suggest several approaches to solving Problems ID and MD. If we use the characterization (c) of Proposition 2, we can obtain a solution, with a sufficient condition for existence, to Problem ID directly from the result for Problem MD (Basar & Bernhard, 1991) presented in Proposition 1. This line of proof, however, requires another consideration in verifying necessity of the existence condition. In view of this, we take another approach: First, using the result for Problem MD in Proposition 1 and the characterization (b) in Proposition 2, we predict a solution to Problem AID. Secondly, we prove a necessary and sufficient condition for existence of the solution to Problem AID, based on completion of squares (see Remark 2), in a self-contained manner, that is, the following result for Problem AID is proved actually in Appendix A.

Proposition 3. *There exists a solution to Problem AID if and only if conditions (C1)–(C4) are satisfied. If conditions (C1)–(C4) are satisfied, a solution to Problem AID is given by*

$$u(t) = \begin{cases} -B(t+h)'S(t+h)\bar{x}(t+h), & t_0 \leq t \leq t_1 - h, \\ 0, & t_0 - h \leq t \leq t_0, \end{cases} \quad (23)$$

where $S(t)$ is defined by (9) and $\bar{x}(t)$ is given by predictor (10) and observer (11).

Finally, part (A) of Theorem follows from Proposition 3 and the characterization (a) in Proposition 2, and part (B) of Theorem follows from Proposition 3 and the characterization (b) in Proposition 2.

4. Conclusion

We discussed a finite horizon H^∞ control problem for time-varying systems with input delays. Providing some relationships between the finite horizon H^∞ control problems for the input delay case and the measurement delay case in time domain, we derived the solution based on the known result for the H^∞ control problem in the measurement delay case, and showed that the solution has the same predictor–observer structure as the solution in the measurement delay case has and is realized by the delay differential equation of retarded type. We also presented an elementary proof of the solution to the finite horizon H^∞ control problems not only for the input delay case but also for the measurement delay case, which is based only on completion of squares. The solution derived in this paper requires solving the Riccati differential equations in (C1)–(C4). To this task, the method of direct integration (e.g. Chapter 3 of Kwakernaak & Sivan, 1972) is generally applicable and the method based on the canonical differential equation (Chapter 3 of Brockett, 1970) is also applicable.

Appendix A. Proof of Proposition 3

Before starting the proof, we prepare two preliminary results.

Lemma A.1. *For each t in $[t_0 + h, t_1]$, let $Q(t + \beta)$, $-h \leq \beta \leq 0$ be a solution to the Riccati differential equation (7) in (C3) with the initial condition given in (C2). The solution satisfies the Riccati differential equations*

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}Q(t) &= A(t)Q(t) + Q(t)A(t)' + D(t)D(t)' \\ &\quad + \gamma^{-2}Q(t)F(t)'F(t)Q(t) \\ &\quad - \Psi(t, t-h)P(t-h)C(t-h)'C(t-h) \\ &\quad \times P(t-h)\Psi(t, t-h)', \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \beta}Q(t_0 + h + \beta) &= A(t_0 + h + \beta)Q(t_0 + h + \beta) \\ &\quad + Q(t_0 + h + \beta)A(t_0 + h + \beta)' \\ &\quad + D(t_0 + h + \beta)D(t_0 + h + \beta)' + \gamma^{-2}Q(t_0 + h + \beta) \\ &\quad \times F(t_0 + h + \beta)'F(t_0 + h + \beta)Q(t_0 + h + \beta), \\ Q(t_0) &= N, \end{aligned} \quad (A.1)$$

where $\Psi(t, t-h)$ is the transition matrix associated with $A(\tau) + \gamma^{-2}Q(\tau)F(\tau)'F(\tau)$.

Proof of Lemma A.1. The solution to the Riccati differential equation (7) satisfies

$$Q(t + \beta) = \Psi(t + \beta, t - h)P(t - h)\Psi(t + \beta, t - h)' + \int_{t-h}^{t+\beta} \Psi(t + \beta, s)(D(s)D(s)' - \gamma^{-2}Q(s)F(s)'F(s)Q(s))\Psi(t + \beta, s)' ds.$$

Differentiating the both sides of this identity and using (6), we have (A.1). \square

Lemma A.2. The condition formed by (C1)–(C4) is equivalent to the condition formed by (C14), (C2) and (C3), where (C14) is defined as follows:

(C14) There exists a solution $S(t + \beta)$, $t_0 + h \leq t \leq t_1$, $-h \leq \beta \leq 0$ to the Riccati differential equations

$$-\frac{d}{dt}S(t) = S(t)\Gamma(t) + \Gamma(t)'S(t) + F(t)'F(t) - S(t)(B(t)B(t)' - \gamma^{-2}\Psi(t, t - h)P(t - h) \times C(t - h)'C(t - h)P(t - h)\Psi(t, t - h)')S(t),$$

$$S(t_1) = L(I - \gamma^{-2}Q(t_1)L),$$

$$-\frac{\partial}{\partial \beta}S(t + \beta) = S(t + \beta)\Gamma(t + \beta) + \Gamma(t + \beta)'S(t + \beta) + F(t + \beta)'F(t + \beta) - S(t + \beta)B(t + \beta) \times B(t + \beta)'S(t + \beta), \tag{A.2}$$

where $\Gamma(t + \beta) = A(t + \beta) + \gamma^{-2}Q(t + \beta)F(t + \beta)'F(t + \beta)$.

Proof of Lemma A.2. If (C1)–(C4) hold, it can be shown by using (5), (7) and (A.1) that $S(t + \beta)$ defined by (9) satisfies (A.2). If (C14), (C2) and (C3) hold, noting that $Q(t + \beta) > 0$ since $N > 0$, and $S(t + \beta) \geq 0$, we can show that $M(t)$ defined by $M(t + \beta) = S(t + \beta)(I + \gamma^{-2}Q(t + \beta)S(t + \beta))^{-1}$ satisfies (5) in (C1) and $M(t + \beta)Q(t + \beta)$ satisfies (C4). \square

Proof of sufficiency in Proposition 3. Assume that conditions (C1)–(C4) are satisfied so that (C14) is also satisfied, and consider the functionals

$$V_1(t + \beta) = \bar{x}(t + \beta)'S(t + \beta)\bar{x}(t + \beta),$$

$$V_2(t + \beta) = (x(t + \beta) - \bar{x}(t + \beta))'\gamma^2 \times Q(t + \beta)^{-1}(x(t + \beta) - \bar{x}(t + \beta)).$$

Here, for a fixed admissible control $u(t)$, $x(t + \beta)$ is generated by (18) and $\bar{x}(t + \beta)$ is given by

$$\bar{x}(t + \beta) = \Psi(t + \beta, t - h)\hat{x}(t - h) + \int_{t-h}^{t+\beta} \Psi(t + \beta, s)B(s)u(s - h) ds, \tag{A.3}$$

$$\frac{d}{dt}\hat{x}(t - h) = (A(t - h) + \gamma^{-2}P(t - h)F(t - h)' \times F(t - h))\hat{x}(t - h) + B(t - h)u(t - 2h) + P(t - h)C(t - h)'(y(t - h) - C(t - h)\hat{x}(t - h)),$$

$$\hat{x}(t_0) = 0. \tag{A.4}$$

Substituting definitions (A.3) and (A.4) together with formulas (6), (7), (A.1) and (A.2) into the following identities:

$$\int_{t_0+h}^{t_1} \left\{ \frac{d}{dt}V_1(t) + \frac{\partial}{\partial \beta}V_2(t + \beta) \right\}_{\beta=0} - \frac{\partial}{\partial \beta}V_2(t + \beta) \Big|_{\beta=-h} + \frac{d}{dt}V_2(t - h) \Big\} dt = V_1(t_1) + V_2(t_1) - V_1(t_0 + h) - V_2(t_0 + h)$$

in the interval $[t_0 + h, t_1]$ and

$$\int_{-h}^0 \left\{ \frac{\partial}{\partial \beta}V_1(t_0 + h + \beta) + \frac{\partial}{\partial \beta}V_2(t_0 + h + \beta) \right\} d\beta = V_1(t_0 + h) + V_2(t_0 + h) - V_1(t_0) - V_2(t_0)$$

in the interval $[t_0, t_0 + h]$, and rearranging terms, we obtain

$$x(t_1)'Lx(t_1) + \|g\|_2^2 - \gamma^2(\|d\|_2^2 + \zeta'N\zeta) = \int_{t_0}^{t_1} \{ \|u(t - h) - u_{\min}(t - h)\|^2 - \gamma^2\|v(t) - v_{\max}(t)\|^2 - \gamma^2\|w(t) - w_{\max}(t)\|^2 \} dt - \gamma^{-2}\zeta(t_1)'K(t_1)\zeta(t_1), \tag{A.5}$$

where $u_{\min}(t)$, $v_{\max}(t)$, $w_{\max}(t)$, $\zeta(t_1)$ and $K(t_1)$ are defined by

$$u_{\min}(t) = -B(t+h)'S(t+h)\bar{x}(t+h), \quad t_0 - h \leq t \leq t_1 - h,$$

$$v_{\max}(t) = D(t)'Q(t)^{-1}(x(t) - \bar{x}(t)), \quad t_0 \leq t \leq t_1,$$

$$w_{\max}(t) = \begin{cases} 0, & t_1 - h \leq t \leq t_1, \\ -C(t)(x(t) - \hat{x}(t)) + \gamma^{-2}C(t)P(t) \Psi(t + h, t)' S(t + h)\bar{x}(t + h), & t_0 \leq t \leq t_1 - h, \end{cases}$$

$$\zeta(t_1) = \gamma^2Q(t_1)^{-1}(x(t_1) - \bar{x}(t_1)) - S(t_1)\bar{x}(t_1),$$

$$K(t_1) = Q(t_1) - \gamma^{-2}Q(t_1)LQ(t_1).$$

From (A.5), we see that $u(t) = u_{\min}(t)$ assures $x(t_1)'Lx(t_1) + \|g\|_2^2 - \gamma^2(\|d\|_2^2 + \zeta'N\zeta) \leq 0$, and also see from $K(t_1) > 0$ that the equality holds only if $(v(t), w(t)) = (v_{\max}(t), w_{\max}(t))$ and $\zeta(t_1) = 0$ so that $(d, \zeta) = 0$. Thus $u(t) = u_{\min}(t)$ is a solution to Problem AID. Furthermore, when $u(t) = u_{\min}(t)$, it follows that $\bar{x}(t+h)$ defined by (A.3) and (A.4) is generated also by (10) and (11) and so $\bar{x}(t+h) = 0, t_0 - h \leq t \leq t_0$.

Proof of necessity in Proposition 3. We show that, if there exists a solution to Problem AID, (C2), (C3) and (C14) must be satisfied. Then, necessity of the conditions (C1)–(C4) follows from Lemma A.2.

Suppose that condition (C2) does not hold; then, we can find the smallest time $t^* \in [t_0, t_1)$ such that (6) has a solution $P(t), t_0 \leq t < t^*$ and there exists a nonzero vector x such that $\lim_{T \rightarrow t^*} P(T)^{-1}x = 0$. Now, using the functional $V_2(t-h), t_0 + h \leq t \leq T+h$ and a same argument as in the proof of sufficiency, choosing nonzero (d, ζ) such that

$$(v(t), w(t)) = \begin{cases} (0, 0), & T \leq t \leq t_1 \\ (v_{\max}(t), -C(t)(x(t) - \hat{x}(t))), & t_0 \leq t < T \end{cases} \quad (T < t^*)$$

and ζ guarantees $x(T) - \hat{x}(T) = x$, and taking T as $T \rightarrow t^*$, we have

$$x(t_1)'Lx(t_1) + \|g\|_2^2 - \gamma^2(\|d\|_2^2 + \zeta'N\zeta) \geq \int_{t_0}^{t^*} \{ \|F(t)\hat{x}(t)\|^2 + \|u(t)\|^2 \} dt \geq 0$$

for all admissible controls $u(t)$. This inequality contradicts the existence of a solution. Thus, (C2) must hold.

As to condition (C3), by using the functional $V_1(t+\beta)$ and modifying slightly the above argument for (C2), we can show the existence of solution $Q(t+\beta)$ to the Riccati equation (7) for each t in $[t_0+h, t_1]$. Thus, (C3) must hold.

Suppose that condition (C14) does not hold; then, we can find the largest time $t_* \in (t_0+h, t_1]$ such that the first equation of (A.2) has a solution $S(t), t_* < t \leq t_1$ and there exists a nonzero vector β such that $\lim_{T \rightarrow t_*} S(T)\beta = \infty$. Now, using the functionals $V_1(t+\beta)$ and $V_2(t+\beta), T \leq t \leq t_1$, repeating the same argument as in the proof of sufficiency, and choosing nonzero (d, ζ) such that

$$(v(t), w(t)) = \begin{cases} (v_{\max}(t), w_{\max}(t)), & T < t \leq t_1, \quad (t_* < T) \\ (0, 0), & t_0 \leq t \leq T \end{cases}$$

and ζ guarantees $\gamma^2 Q(t_1)^{-1}(x(t_1) - \bar{x}(t_1)) - S(t_1)\bar{x}(t_1) = 0$ and $\bar{x}(T) = \beta$, where $\beta \neq 0$ assures $(d, \zeta) \neq 0$, we have

$$x(t_1)'Lx(t_1) + \|g\|_2^2 - \gamma^2(\|d\|_2^2 + \zeta'N\zeta) \geq \int_T^{t_1} \|u(t-h) - u_{\min}(t-h)\|^2 dt + \gamma^2(x(T) - \beta)'Q(T)^{-1}(x(T) - \beta) + \beta'S(T)\beta - \zeta'N\zeta.$$

Taking T as $T \rightarrow t^*$, the right-hand side of the above inequality becomes arbitrary large. This contradicts the existence of a solution. Thus, the first equation of (A.2) has a solution on the whole interval. Using this solution $S(t)$ as a terminal condition for the second equation of (A.2) that is the standard (definite) Riccati differential equation, we can see that the second equation of (A.2) has a solution $S(t+\beta), -h \leq \beta \leq 0$ for each t in $[t_0+h, t_1]$. Thus, condition (C14) must hold.

References

Basar, T., & Bernhard, P. (1991). *H_∞ optimal control and related minimax design problems: A dynamic game approach*. Basel: Birkhauser.

Brockett, R. W. (1970). *Finite dimensional linear systems*. New York: Wiley.

Fridman, E., & Shaked, U. (2002). A descriptor system approach to H_∞ control of linear time-delay systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 47(2), 253–270.

Kojima, A., & Ishijima, S. (1994). Robust controller design for delay systems in the gap metric. In *Proceedings of the American control conference*, Baltimore, USA (pp. 1939–1944).

Kwakernaak, H., & Sivan, R. (1972). *Linear optimal control systems*. New York: Wiley.

Meinsma, G., Mirkin, L., & Zhong, Q. C. (2002). H_∞ control of systems with a single delay via reduction to a one-block problem. In *Proceedings of the 41st IEEE conference on decision and control*, Las Vegas, USA (pp. 3458–3463).

Meinsma, G., & Zwart, H. (2000). On H_∞ control for dead-time systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 45(2), 272–285.

Mirkin, L. (2000). On the extraction of dead-time controllers from delay-free parametrizations. In *Proceedings of 2nd IFAC workshop on linear time delay systems*, Ancona, Italy (pp. 157–162).

Nagpal, K. M., & Ravi, A. R. (1997). H_∞ control and estimation problems with delayed measurements: State-space solutions. *SIAM Journal on Control Optimization*, 35(4), 1217–1243.

Tadmor, G. (1995). H_∞ control in systems with a single input lag. In *Proceedings of the American control conference*, Seattle, USA (pp. 321–325).

Tadmor, G. (2000). The standard H_∞ problem in systems with a single input delay. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 45(3), 382–397.

Uchida, K., & Fujita, M. (1990). Controllers attenuating disturbances and initial-uncertainties for time-varying systems. In *Proceedings of the 4th international symposium differential games and applications*, Espoo, Finland (pp. 188–196).

Van Keulen, B. (1993). *Control for distributed parameter system: A state-space approach*. Basel: Birkhauser.



Masayuki Fujita received the B.E., M.E. and Dr. of Engineering degrees in Electrical Engineering from Waseda University, Tokyo, in 1982, 1984, and 1987, respectively. From 1985 until 1992, he was with the Department of Electrical and Computer Engineering, Kanazawa University, Japan. From 1992, he was with the Japan Advanced Institute of Science and Technology (JAIST). In April 1998, he joined Kanazawa University, where he is currently a

professor. From 1994 to 1995, he held a visiting position in the Department of Automatic Control Engineering, Technical University of Munich, Germany. His research interests include robust control and its applications, receding horizon control and vision-based control.



Kenko Uchida received the B.S., M.S. and Dr. of Engineering degrees in Electrical Engineering from Waseda University, Tokyo, in 1971, 1973 and 1976, respectively. He is now a professor in Department of Electrical, Electronics and Computer Engineering and, Waseda University. His research interests are in robust/optimization control, time-delay systems and control problems in biology.



Kojiro Ikeda received the B.S., M.S. and Dr. of Engineering degrees in Electrical Engineering from Waseda University, Tokyo, Japan in 1998, 2000 and 2003, respectively. Since 2003, he has been with Ikeda Patent Office.

高炉操業における大規模データベース オンラインモデリング

伊藤 雅浩*・松崎 眞六*・大貝 晴俊*²・大館 尚記*³・内田 健康*³
齋藤 信一*⁴・佐々木 望*⁵

Large Scale Database-based Online Modeling on Blast Furnace Operation

Masahiro ITO, Shinroku MATSUZAKI, Harutoshi OGAI, Naoki ODATE, Kenko UCHIDA, Shinichi SAITO and Nozomi SASAKI

Synopsis : With the advance of computer hardware performance and database system technology, it has been practicable to store and to search for a large quantity of data. So that Local modeling method, such as Just-In-Time modeling, has become very attractive in recent years. We have developed "Large scale database-based Online Modeling" as the practical method based on the Just-In-Time modeling concept on blast furnace operation, which has very complicated physical phenomena and strong non-linear specific characteristics. The validity of the developed modeling method has been confirmed by the study with blast furnace operation data, then the past similar operation data have been searched and the prospective operation data have been estimated very quickly and precisely.

Key words : ironmaking; modeling; computer; process control; production control; quality control; phase analysis.

1. 緒言

一般に、工学、自然科学、社会科学において、入出力を有するシステムを定義し、システムについて予測、制御、計画、設計、評価といった課題を数的に考えるとき、目的に応じて適切なモデルを構築してシステムの特性を定量的に捉える必要がある。対象とするシステムの物理現象やメカニズムが予め正確に把握できる場合は、運動方程式やエネルギー保存則等の物理則に基づく物理モデリングが有効である。しかし、物理現象が数式で取扱うには複雑であるか全く未知のシステムに対しては、観測したデータ群が有する情報からシステムの特性を再現するモデリング手法が求められる。このようなシステムの入出力は強い非線形特性を有する場合が多いことから、非線形システムのモデリング問題として取り扱われている。

これまで、非線形システムのモデリングは、Artificial Neural Network(ANN)やHamilton-Jacobi-Bellman方程式等の大域的なモデリング手法、或いはGain-SchedulingやLocal Model Network(LMN)等の線形化を前提とした局所的なモデルを複数組み合わせる手法が研究されてきた。入出力を大域的に取扱う前者は、モデル構造が複雑化しかつ同定すべきモデルパラメータ数が多く実プロセスへの適用には課題が多い。また、線形化を前提とした後者は、定格

計点以外の幅広い動作範囲における複数の平衡点に関する情報が予め必要であり、実プロセスでこのような情報を事前に把握しておくことは困難である。

一方、近年、計算機ハードウェアやデータベースシステム技術の発展に伴って大量データの蓄積と高速検索が可能となったこと等を背景に、“Just-In-Time (以後、JITと略す) モデリング”^{1,2)}或いは“Lazy Learning”^{3,4)}と呼ばれる新しい考え方の局所的なモデリング手法が注目を集めている。これらは、定格設計点以外の幅広い動作範囲において観測したデータをそのままデータベースとして蓄積しておき、システムの予測等の必要が生じる都度、入力である“要求点(Query)”に関連性の高いデータをデータベースから“近傍”データとして検索し、検索したデータの出力を補間する局所モデルを構成して“要求点”の出力を得るモデリング手法である。局所モデルを都度廃棄して観測データの更なる蓄積に対応していく点に特徴を有する考え方である。

一般に、ある時刻においてシステムから観測されるデータ、すなわちシステムの状態変数の一組(データセット)をシステムの相(または位相)と呼び、システムがとりうる相の全体をシステムの相空間(Topological Space)と呼ぶ。

このときシステムの相が n 個の数値の組で表わせるとき、 n をシステムの次元と呼び、 n 次元システムの相空間

平成16年2月24日受付 平成16年6月1日受理 (Received on Feb. 24, 2004; Accepted on June 1, 2004)

* 新日本製鐵(株) 環境・プロセス研究開発センター (Environment & Process Technology Center, Nippon Steel Corp., 20-1 Shintomi Futtsu 293-8511)

* 2 早稲田大学大学院情報生産システム研究科 (Graduate School of Information, Production and Systems, Waseda University)

* 3 早稲田大学理工学部 (School of Science and Engineering, Waseda University)

* 4 (株) 日鉄エレクトックスシステムソリューション事業部 (System Solution Div., Nittetsu Elex Corp.)

* 5 新日本製鐵(株) 名古屋製鐵所 (Nagoya Works, Nippon Steel Corp.)

は n 次元ユークリッド空間 R^n またはその一部の領域 D である⁵⁾。

ある時刻のシステムの相は、相空間 T 上の点である。このことを強調するために相のことを相点とも呼ぶ。

JITモデリングや Lazy Learning では“要求点”と観測データとの近傍を取扱うにあたり、システムの相空間上における状態変数の一組、すなわち相点の相互関係を定量的に評価する。定性推論の分野における事例ベース推論⁶⁾も同様の考え方に基づいている。

また、一般に、システムに非線形性が存在すると、例えば次数 n が小さいシステムであってもシステムの時間的変動(動的挙動, Dynamics) は複雑な挙動を呈する。

この場合、システムの相空間に観測データの時間遅れ座標軸を考慮すると、システムの時間的変動を顕在化できることがあり、このような相空間を非線形システム論では再構成状態空間と呼ぶ。本報では、以後、観測データの時間遅れ変数を“遅れ変数”と呼ぶ。

JITモデリングにおける課題は、“要求点”に類似した“近傍”データセットを検索するために、全ての観測データについて“要求点”との距離を求めて順序付ける処理を、システムの予測等を実施する都度に行うしなければならないという点にある。高炉は物理現象が複雑かつ非線形性が強いプロセス(システム)であるため数多くのセンサが設置されており、観測データだけでなく、観測データの遅れ変数も考慮した相空間を用いてデータベースを構築しようとする場合、相空間の次数が増大してデータベースが大規模化し、その結果、“近傍”探索の計算負荷が非常に大きくなってオンライン適用が困難となる。

そこで、本報は、大規模なデータベースに JITモデリングをオンラインで適用するにあたりこのような問題を回避して実用となる手法を検討した。

本手法は、1)ステップワイズ法を応用して、観測データとこれらの遅れ変数から構成される変数群の中からシステムの出力に寄与する変数を選択してノイズとなる変数を積極的に削除し、2)選択された変数で構成される相空間の観測データセットを量子化した検索用データベースに格納しておき、3)“要求点”の“近傍”データセットを量子化された検索用データベース上で量子単位での検索を行うことで検索の効率化と計算負荷の大幅な低減を図り、4)検索した“近傍”データセットの出力を補間する局所モデルを用いて“要求点”の出力を推定する手法である。このとき、局所モデルは都度廃棄して観測データの更なる蓄積に備え、対象システムの経時的な特性変化に対応していく点は、JITモデリングと同じである。

本報では、この手法を“大規模データベースオンラインモデリング(LOM: Large scale database-based Online Modeling)”と呼び、本手法の有効性を検証するために高炉操業に適用した事例を報告する。

2. Just-In-Time モデリング^{1,2)}

大規模データベースオンラインモデリング(LOM)の基本的な概念となる JITモデリングを以下に説明する。

2.1 定式化

対象とするシステムは非線形で動的なシステムであり、次式のような回帰式モデルで与えられるとする。

$$y(t+p) = f\{y(t), y(t-1), \dots, y(t-n_y), u(t-d), u(t-d-1), \dots, u(t-d-n_u)\} \dots \dots \dots (1)$$

ここで、

- $u(t)$: 時間 t におけるシステムの制御入力ベクトル
- $y(t)$: 時間 t におけるシステムの観測出力ベクトル
- n_u : 制御入力ベクトルの次数
- n_y : 観測出力ベクトルの次数
- p : 予測時間
- d : むだ時間
- f : 未知の非線形関数
- t : 時間

である。式(1)で制御入力ベクトルは n_u 次までの遅れ変数を、観測出力変数ベクトルは n_y 次までの遅れ変数を考慮している。

ここで、システムの入力ベクトル x^k と出力ベクトル y^k を式(2)、式(3)のように再定義すると、

$$y^k = y(k+p) \dots \dots \dots (2)$$

$$x^k = \{y(k), y(k-1), \dots, y(k-n_y), u(k-d), u(k-d-1), \dots, u(k-d-n_u)\} \dots \dots \dots (3)$$

時間の推移に伴い入力ベクトル x^k と出力ベクトル y^k のデータセットが $(x^1, y^1), (x^2, y^2), \dots$ の如く対象とするシステムから大量に得られ、データ集合 $\{(x^k, y^k)\}, (k=1, 2, \dots)$ としてデータベースに蓄積される。 k は離散化時間である。このとき、JITモデリングは、予測や制御の要求の都度、蓄積されているデータ集合 $\{(x^k, y^k)\}$ から非線形関数 f を求めることに相当する。

すなわち、JITモデリングでは、例えば、システムの予測が必要となったとき、システムの現在の状態 $\{(x^k, y^k)\}$ を“要求点(Query)”とし、“要求点”に類似した“近傍”のデータセット $\{(x^{k_i}, y^{k_i})\} (k_i < k_q)$ が過去に観測されてデータ集合に存在すれば、現在のシステムの時間的发展を記述する(すなわち予測する)非線形関数 f^{k_q} は、過去の非線形関数 f^{k_i} と似たものになるとする考え方である。“近傍”データセットが複数存在すれば、これらのデータセットの出力 y^{k_i} を補間する局所モデルを用い、システムの出力 y^{k_q} を予測する。

予測後、都度、局所モデルは廃棄され、観測データが新たに蓄積されてデータ集合 $\{(x^k, y^k)\}$ が更新されていくこと

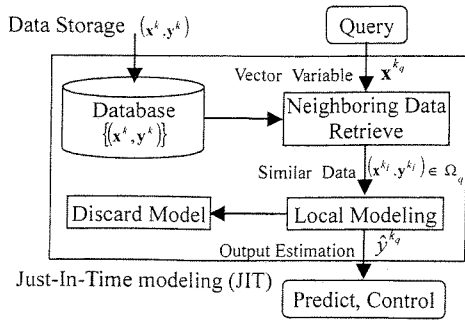


Fig. 1. Just-In-Time modeling.

で、対象プロセスの経時的な特性変化が次回の予測等に反映される。

2.2 “近傍”

JITモデリングでは“要求点”の“近傍”データセットを如何に正確に選択できるかが課題となる。データ相互(x^{k_i}, x^{k_j})の近傍度を2つのベクトル間距離の大小で考える。距離d(k_i, k_j)としては、以下が提案されている¹⁾。

1) ユークリッド距離

$$d(k_i, k_j) = \sqrt{(x^{k_i} - x^{k_j})^T (x^{k_i} - x^{k_j})} \dots\dots\dots(4)$$

2) 重みつきユークリッド距離

$$d(k_i, k_j) = \sqrt{(x^{k_i} - x^{k_j})^T S (x^{k_i} - x^{k_j})} \dots\dots\dots(5)$$

ただし、Sはスケーリング行列

3) Lpノルム (Minkowski 距離)

$$d(k_i, k_j) = \left(\sum_l |x_l^{k_i} - x_l^{k_j}|^p \right)^{1/p} \dots\dots\dots(6)$$

ただし、x_lは変数ベクトルxの第l成分

これらの距離関数を用いて、“要求点”との距離が近いデータセットを“近傍”として選択する。代表的な近傍選択方法には、k-NN(k Nearest Neighbors)法⁷⁾、k-BN(k Bipartite Neighbors)法⁸⁾、k-SBN(k Similar Bipartite Neighbors)法等、いくつかの手法が提案されている¹⁾。

2.3 局所モデル

JITモデリングにおける代表的な局所モデルには重み付き線形平均法(LWA)⁹⁾、重みつき局所回帰法(LWR)¹⁰⁾が提案されている¹⁾。

1) 重み付き線形平均法(LWA)

$$\hat{y}^{k_q} = \frac{\sum_{i=1}^m w_i y^{k_i}}{\sum_{i=1}^m w_i} \dots\dots\dots(7)$$

2) 重み付き局所回帰法(LWR)

$$\hat{y}^{k_q} = (x^{k_q})^T \hat{\theta} \dots\dots\dots(8)$$

$$\hat{\theta} = \arg \min_{\theta} \sum_{i=1}^m w_i |y^{k_i} - \hat{y}^{k_i}|^2 \dots\dots\dots(9)$$

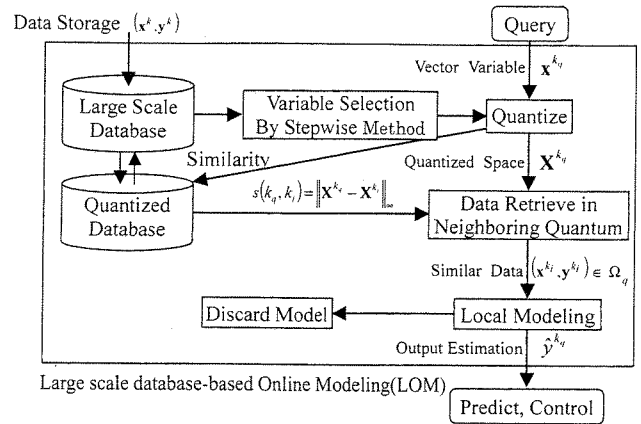


Fig. 2. Large scale database-based online modeling.

ただし、 \hat{y}^{k_q} は“要求点”ベクトル x^{k_q} に対する出力の推定値ベクトルであり、 $\theta, \hat{\theta}$ は局所モデルのパラメータとその同定値である。 w_i は“要求点”の“近傍”データセットのうち第*i*番目のデータに対応する“重み”であり、 m は“近傍”データセットの数である。

ここで、“重み”は“要求点”と“近傍”データセット間の距離*d*によって両者の距離が遠ければ0に近づき、逆に近ければ1に近づくように設定する。以下にJITモデリングで代表的な重み関数を示す¹⁾。

a) Gaussian関数

$$w(d) = e^{-d^2} \dots\dots\dots(10)$$

b) Tricube関数¹¹⁾

$$w(d) = \begin{cases} (1-d^3)^3 & \text{if } |d| < 1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \dots\dots\dots(11)$$

c) 逆距離関数

$$w(d) = \frac{1}{1+d^p} \quad (p \text{ は正の整数}) \dots\dots\dots(12)$$

3. 大規模データベースオンラインモデリング (LOM)

大規模データベースオンラインモデリング(LOM)は、JITモデリングを実プロセスデータの相空間に適用するにあたり、ステップワイズ法による相空間の低次元化と、低次元化した相空間の量子化による近傍検索の効率化と、要求の都度生成し使用後廃棄される局所モデルで構成される。

3.1 ステップワイズ法による相空間の低次元化

ステップワイズ法は、回帰式モデルにおいて、できるだけ入力変数の数を少なくし、かつ観測値と予測値の差の平方和(残差平方和)が実用に耐え得るほど小さいものとするために、ある検定基準を設けて入力変数の追加、除去を行う方法である¹²⁾。

すなわち、ある入力変数を回帰式モデルに追加した場合、残差平方和の変化量を残差分散で正規化した値、いわゆる“変数の寄与率 F ”があらかじめ設けた検定基準より大きければその入力変数を追加し、ある入力変数を回帰式モデルから除去した場合の“変数の寄与率 F ”が検定基準より小さければ、その入力変数を除去する。この手順を出力変数との単相関係数の最も大きい入力変数から順に行ない、ある段階で追加される入力変数も除去される入力変数もなくなったとき、最終的に得られた回帰式を最良の回帰式とするものである。

高炉のように物理現象が複雑で非線形性の強い実プロセスにJITモデリングを適用するには、観測データのみならず観測データの遅れ変数を考慮した相空間の採用が重要である。高炉の場合、観測データの測定項目自体が膨大な数であり、これらの遅れ変数まで考慮すると極めて大きな次元の相空間を取扱わなければならない。

そこで本手法では、ステップワイズ法を応用し、厳しい検定基準を用いて相空間の低次元化を図ることで実用に供するモデリングを検討した。

3.2 相空間の量子化と“近傍”の検索

LOMでは、大規模かつ大量データをオンラインで高速に扱うことを実現するため、相空間上の観測データを量子化された検索用データベースに格納しておき、この量子化データベース上で“要求点”の“近傍”データセットを量子単位で検索することによって検索の効率化と計算負荷の大幅な低減を図る。

まず入力変数ベクトル \mathbf{x}^k の値域である入力空間を量子化し、量子空間 \mathbf{X}^k を定義することで入力変数ベクトル \mathbf{x}^k の分類を行う。

$$\mathbf{X}^k = Z(\mathbf{x}^k), \quad (i=1, 2, \dots, n) \dots\dots\dots (13)$$

ここで、 $Z(\cdot)$ は量子化演算子、 n は同一量子空間 \mathbf{X}^k に属するデータの数とする。このとき、量子化によって量子空間 \mathbf{X}^k は、入力変数ベクトル \mathbf{x}^k が1次元では区間、2次元では長方形、一般には超直方体となる。

ここで、量子空間 \mathbf{X}^{k_i} と \mathbf{X}^{k_j} との相似度 $S(k_i, k_j)$ を

$$S(k_i, k_j) = \|\mathbf{X}^{k_i} - \mathbf{X}^{k_j}\|_\infty \dots\dots\dots (14)$$

と定義する。ただし、 $\|\cdot\|_\infty$ は ∞ ノルムである。

このとき“要求点”ベクトル \mathbf{x}^{k_q} を含む量子空間を \mathbf{X}^{k_q} とし、“要求点”ベクトル \mathbf{x}^{k_q} の近傍空間 Ω_q を

$$\Omega_q = \left\{ \mathbf{X}^{k_p} \mid S(k_q, k_p) = \min_{\mathbf{X}^{k_r} \in T} S(k_q, k_r) \right\} \dots\dots\dots (15)$$

と定義する。ただし、 T は相空間を表わす。

量子化を導入することにより相似度 S は離散値となり、“近傍”を検索するには、まず“要求点”を含む同一量子、隣の量子、 \dots 、というように量子化データベース上で単純かつ効率的に検索することができる。

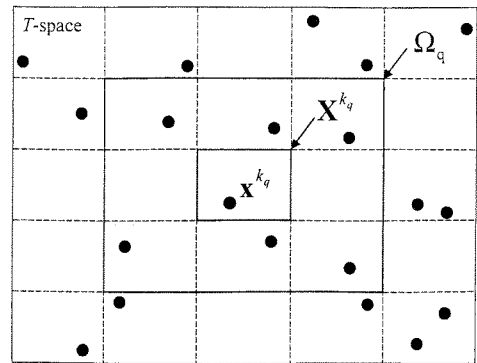


Fig. 3. Neighboring quantized space of query.

入力空間の量子化幅の決定方法については、いくつかの方法が考えられる。ここでは、高炉操業データへの適用の第1ステップとして、最も単純な一様均等分割法を用いた。一様均等分割法とは相空間の座標軸を各軸共通の量子化数で均等に分割する方法である。また量子化数は、モデル精度評価用データと推定値の関係を評価する Leave-one-out Cross Validation法¹³⁾やスタージェスの公式¹⁴⁾によって決定した。

3.3 局所モデル

“要求点”ベクトル \mathbf{x}^k が与えられたとき、“要求点”の“近傍”データセットと局所モデルを用いて出力の推定を行う。

JITモデリングにおける代表的な局所モデルには、第2章で述べたように重み付き線形平均法(LWA)や重み付き局所回帰法(LWR)などが提案されているが、ここでは高炉操業データへの適用の第1ステップとして、最も単純な相加平均法を用いた。

すなわち、“要求点”ベクトル \mathbf{x}^{k_q} に対する出力の推定値ベクトル $\hat{\mathbf{y}}^{k_q}$ を、

$$\hat{\mathbf{y}}^{k_q} = F(\mathbf{x}^{k_q}) = \frac{1}{M} \sum_{\mathbf{y}^k; (\mathbf{x}^k, \mathbf{y}^k) \in \Omega_q} \mathbf{y}^k \dots\dots\dots (16)$$

で算出する。ここで、 M は近傍空間 Ω_q に属する出力ベクトル \mathbf{y}^k の個数である。

4. 高炉操業における大規模オンラインデータデータベースモデリング (LOM)

高炉には、温度、圧力、組成をはじめ各種物理量の検出端が多数(1千点以上)設置されている。各計測値はオンラインでプロセスコンピュータ(以後、プロコンと略す)に伝送され、蓄積される。また、これらの計測値を組み合わせ、例えば、炉内通気性指標である“K値”や炉内反応や炉体冷却状態の指標である“熱負荷”といった操業管理値がプロコン内で逐次算出され、プロコン内に蓄積される。

これらプロコン内に蓄積される大量の操業データをプロ

コンから取り出して大規模データベースを構成し、第3章で述べた大規模データベースオンラインモデリング(LOM)を適用して、過去の類似操業事例の検索と検索結果に基づく将来予測を実施し、本手法の有効性を検証した。

4.1 高炉操業データの大規模データベース

本報では、名古屋製鐵所第3高炉の操業データを対象データベースとした。データ項目には操業管理上重要とされる145項目を選択し、サンプリング時間は1時間とした。データ収集期間は、2003年4月1日~2004年1月28日でデータ点数は7266点である。

4.2 回帰式モデルの定式化

本報では、高炉プロセスを多変数入力・多変数出力系の非線形な動的システムとして捉える。このとき、高炉プロセスは複雑な物理現象が多数連成して成立しており、現象論的な解釈から“原因としての入力変数”と“結果としての出力変数”をあらかじめ明確に分離することは難しい。

そこで本報では、式(1)において入力変数ベクトル \mathbf{u} と出力変数ベクトル \mathbf{y} を等価に取り扱い、すべての変数は高炉から収集する変数ベクトル \mathbf{y} で記述できるものとする。すなわち、 p 時間後の高炉プロセスのダイナミクスは、式(17)のような回帰式モデルで表現できると仮定する。

$$\mathbf{y}(t+p) = f(\mathbf{y}(t), \mathbf{y}(t-1), \mathbf{y}(t-2), \dots, \mathbf{y}(t-n_y)) \dots \dots \dots (17)$$

ここで、式(17)を式(2)、式(3)の如く、

$$\mathbf{y}^k = \mathbf{y}(k+p) \dots \dots \dots (18)$$

$$\mathbf{x}^k = \{\mathbf{y}(k), \mathbf{y}(k-1), \mathbf{y}(k-2), \dots, \mathbf{y}(t-n_y)\} \dots \dots \dots (19)$$

と再定義したとき、高炉から得られた大量のデータセット $\{(\mathbf{x}^k, \mathbf{y}^k)\}, (k=1, 2, 3, \dots)$ がデータベースに蓄積される。

4.3 ステップワイズ法を応用した相空間の低次元化

高炉から収集した変数の数が N 個で、このうち第1変数 y_1 を回帰式モデルの出力として式(17)を変数ベクトルの各要素で書くと式(20)となる。

$$y_1(t+p) = f \left\{ \begin{matrix} y_1(t), & y_1(t-1), & \dots, & y_1(t-n_1), \\ y_2(t), & y_2(t-1), & \dots, & y_2(t-n_2), \\ \dots, & \dots, & \dots, & \dots, \\ y_N(t), & y_N(t-1), & \dots, & y_N(t-n_N) \end{matrix} \right\} \dots \dots \dots (20)$$

式(20)は p 時間後の第1変数の値 $y_1(t+p)$ が $\sum_{i=1}^N (n_i+1)$ 個の変数の回帰式で表現されることを示している。

高炉操業データでは観測する変数の数 N が大きく、また短い周期から長い周期の特性を有する変数が多数混在しているため次元 n_i の値もあらかじめ大きく設定する必要がある。その結果、回帰式を構成する変数の数が膨大な数となる。

例えば、 $p=1$ とし予測したい出力変数 y_1 を溶銑温度とする。1時間後の溶銑温度に影響を与える変数因子として経験的に現在値を含む過去12時間以内のデータで表現でき

Table 1. Selected variables for molten iron temperature after 1 h.

Selected variables by stepwise method		F value
Number	Content	
1	Molten iron temperature (present)	21225
2	Molten iron Si concentration (before 1 hour)	496
3	Molten iron Ti concentration (present)	273
4	Tapping velocity (present)	215
5	Molten iron temperature (before 4 hours)	104
6	Molten iron temperature (before 1 hour)	87.3
7	Top gas CO concentration (present)	76.0
8	Top gas CO concentration (before 1 hour)	71.3
9	Pulverized Coal Ratio (present)	65.2
10	Taphole number (before 2 hours)	65.1
...
32	Slag Al2O3 concentration (before 2 hours)	20.4

ると仮定、すなわち $n_1=n_2=\dots=n_{145}=12$ とすると、1時間後の溶銑温度 $y_1(t+1)$ は、式(21)の如く1885個の変数を持つ回帰式モデルとなる。このとき、式(21)で記述されるシステムの相空間の次数は1885次元である。

$$y_1(t+1) = f \left\{ \begin{matrix} y_1(t), & y_1(t-1), & \dots, & y_1(t-12), \\ y_2(t), & y_2(t-1), & \dots, & y_2(t-12), \\ \dots, & \dots, & \dots, & \dots, \\ y_{145}(t), & y_{145}(t-1), & \dots, & y_{145}(t-12) \end{matrix} \right\} \dots \dots \dots (21)$$

ここで、LOMでは、ステップワイズ法を用いて1時間後の溶銑温度 $y_1(t+1)$ に対する変数の寄与率 (F 値) を計算して入力変数の追加及び除去を実施した。追加検定基準 F_{in} と除去検定基準 F_{out} に一般に検定基準として採用される $F_{in}=F_{out}=2.0$ と設定した場合、ステップワイズ法は261変数を選択した。しかし261変数のままではノイズとなる変数がまだ多く存在し、その結果、溶銑温度の予測精度が十分でなかったため、最終的に F 値が20以上となる上位32変数を選択した(Table 1)。

すなわち、1時間後の溶銑温度 $y_1(t+1)$ を精度よく予測するシステムとして、あらかじめ仮定した1885次元の相空間を32次元の相空間へと低次元化した。

4.4 相空間の量子化とLOMによる予測精度の検証

ステップワイズ法を応用して選択した遅れ変数を含む32変数について、各々量子数20で量子化し、量子化した32次元の相空間を構築した。量子化数の設定にあたってはいくつかの指針があるが、ここではスタージェスの公式によって得られる量子数、すなわち、

$$N_s \cong 1 + \log_2 n_{all} = 1 + \log_2 7266 \cong 14 \dots \dots \dots (22)$$

や Leave-one-out Cross Validation 法を用いて何通りか設定し、溶銑温度の予測精度が最良となる量子数20を選択した。溶銑温度の予測精度は、全データ7266点のデータセットからランダムに200セットを取り出してそれぞれを“要求点” \mathbf{x}^k とし、LOMによる1時間後の溶銑温度の予測

値 \hat{y}_t^{k+1} と実績値 y_t^{k+1} との相関で評価した。このとき相関係数 ρ は 0.739 であり、1 時間後の溶銑温度が良好に予測できることが確認できた (Fig. 4)。

4.5 LOM による過去事例検索と将来予測事例

大規模データベースの中から任意のデータセットを“要求点”ベクトル x^k とし、量子化された相空間上で“近傍”にある量子内に存在するデータセットを過去のデータセットの中から選択することで、“要求点”と類似する過去の操業事例を効率よく検索することができる。

例えば、2003 年 4 月 1 日～2004 年 1 月 28 日の全データ

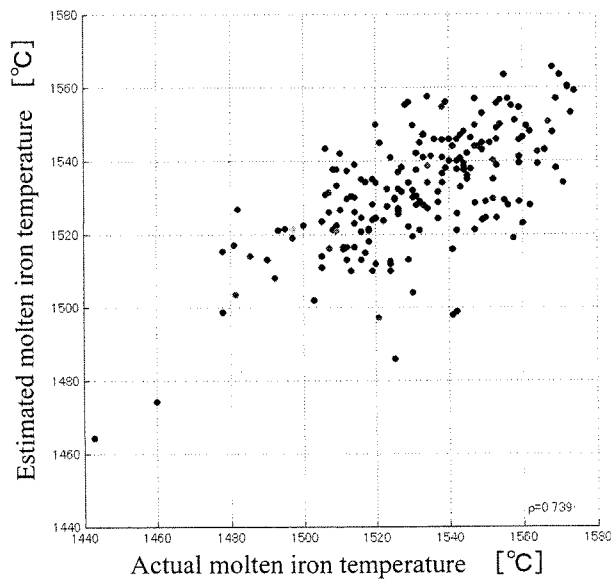


Fig. 4. Correlation between 1 h later actual molten iron temperature and estimated molten iron temperature by LOM.

セット 7266 点の中から 2004 年 1 月 1 日 6:00 のデータセットを取り出して“要求点”とし、“要求点”より過去のデータセットから“近傍”データセットを検索すると、相似度 $S=2$ の近傍量子内に 2 つのデータセットが存在し、2004 年 1 月 1 日 6:00 と似た操業状態が過去に 2 ケース存在したことがわかる (Fig. 5(b))。

このとき、相似度 $S=0,1$ すなわち同一量子化空間や一つ隣の量子には類似な操業事例が存在しなかった。

LOM は、次数 32、量子数 20 の量子化空間の中から、まず相似度 $S=0$ すなわち“要求点”が属する量子内で過去データの有無をチェックした。同一量子内には過去データが無かったため、次に相似度 $S=1$ の量子内で過去データの有無をチェックした。相似度 $S=1$ の量子にも過去データが無かったため、次に相似度 $S=2$ の量子内で過去データの有無をチェックしたところ、過去データが 2 ケース存在した。

以上のように、“要求点”との距離を全データ 7266 点に対して 7266 回計算して求めて順序付けしなければならないところを、LOM では対象量子における過去データの有無を 0 (無) 又は 1 (有) のフラグをチェックするだけで完了し、かつ相似度 S の値を離散的に順を追って量子を選択してその有無をチェックするだけで“要求点”と類似する過去の操業事例を検索することができるので個々の過去データとの距離計算をする必要が無く、計算量を大幅に削減することができる。

今回の事例では、LOM は Table 1 で示した遅れ変数を含む 32 次元の相空間上の 2003 年 4 月 1 日～2004 年 1 月 28 日の全相点 7266 点の中から、2004 年 1 月 1 日 6:00 に至るまでの

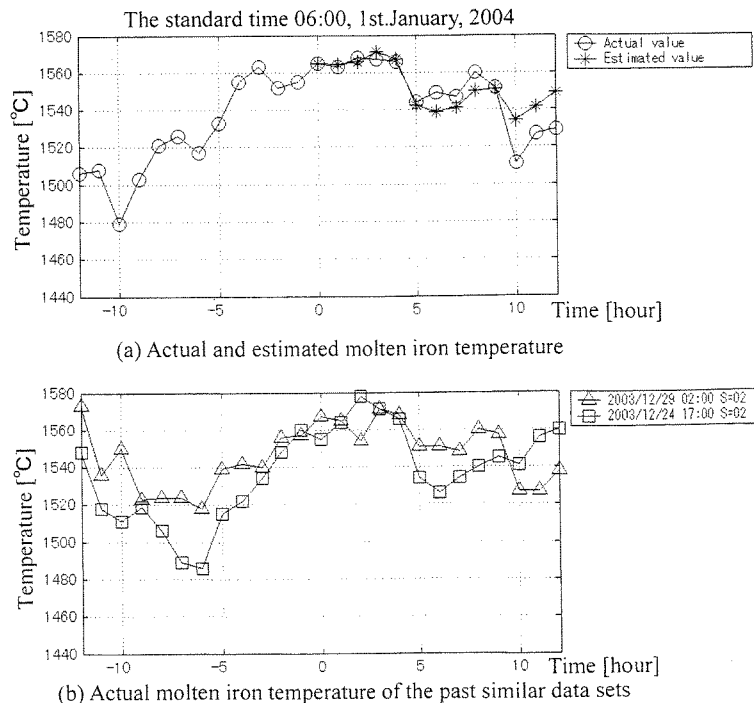


Fig. 5. The past similar data sets and estimated result of molten iron temperature by LOM.

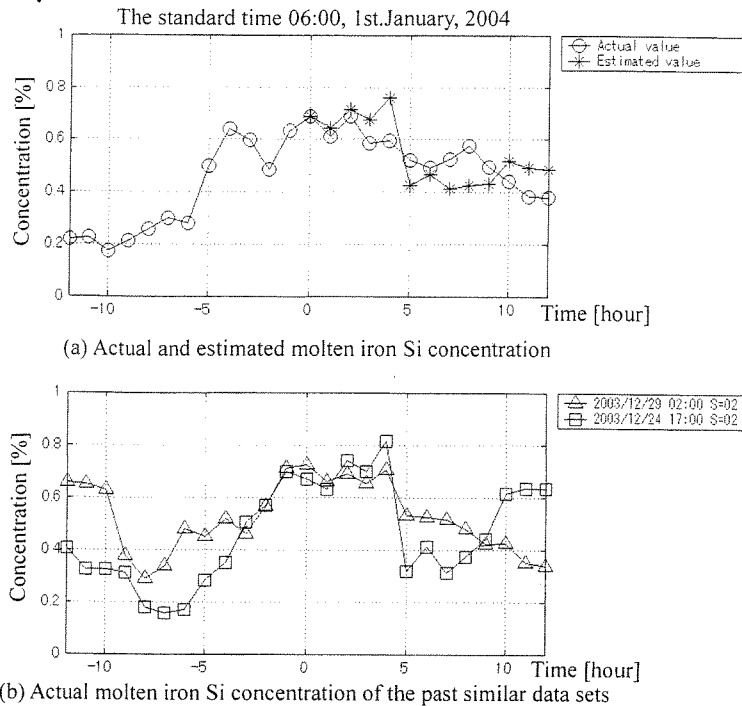


Fig. 6. The past similar data sets and estimated result of molten iron Si concentration by LOM.

高炉の時間的変動を記述する“要求点”の“近傍”に存在する、2003年12月24日17:00および2003年12月29日02:00の2つの相点を検索した。

すなわち、これら2つの相点が記述する高炉の時間的変動は、高炉の非線形特性を考慮した上で相似度 $S=2$ の範囲で2004年1月1日6:00に至るまでの時間的変動と類似であると判断できる。

検索された2つの“近傍”データセットの出力ベクトル y^k に対し、式(16)の相加平均法を用いて出力変数、すなわち1時間後の溶銑温度を推定し、その値をFig. 5(a)に示す。Fig. 5(a)からステップワイズ法で変数の寄与率を計算するさいに出力変数と定義した1時間後の溶銑温度が精度良く予測できていることが確認できた。

さらに、この2つの“近傍”データセットの1時間後以降の実績値を用いて、1時間後だけでなく基準時間から将来の12時間にわたる溶銑温度の推移を式(16)を用いて予測してみると、2004年1月1日6:00以降12時間の溶銑温度推移の実績値と予測値は良く一致することが確認できた(Fig. 5(a))。

すなわち、1時間後の溶銑温度の予測に対する変数の寄与率に着目して相空間を構成する変数を選択したが、過去の類似事例を相似度 $S=2$ の量子内で検索できれば、1時間後以降の溶銑温度の推移も十分に予測可能であることが確認できた。

さらに、高炉を多変数出力系のシステムとして捉えた場合、式(16)で算出する出力の推定値ベクトル \hat{y}^k の他の変数要素、例えば、溶銑Si濃度(Fig. 6)や K 値(Fig. 7)を取り出してみると、溶銑温度と同様にこれらの過去の“近傍”

データセット検索と1時間後および1時間後以降の将来予測も可能であることが確認できた。

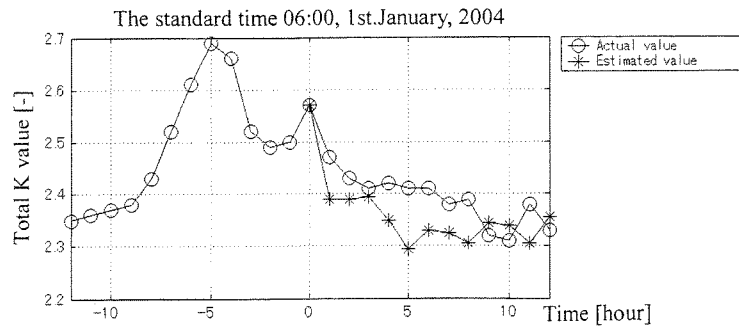
以上のように、LOMを用いることによって短時間で精度良く過去の類似事例を検索しその日時を特定することができ、操業日誌からそのときの操業アクションを確認すると共にその後の操業状態の推移を予測することで、今後の操業アクションの判断にあたって操業者に有益な情報を提供する操業支援技術として、その有効性が確認できた。

5. 結言

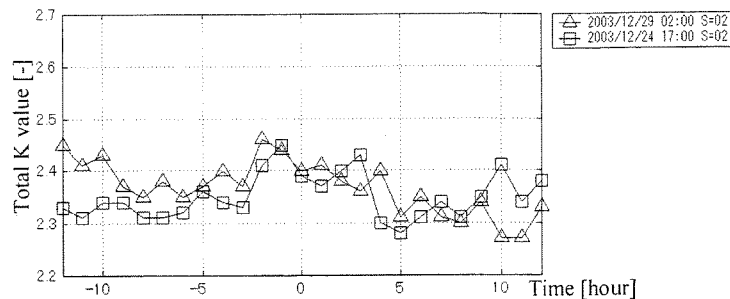
本報は、計算機ハードウェアやデータベースシステム技術の発展に伴って大量のデータの蓄積と高速検索が可能となったこと等を背景に、近年、注目されているJITモデリングを、物理現象が複雑で非線形性の強い高炉にオンライン適用するにあたり実用的な手法を検討し、高炉実操業データを用いてその有効性を確認した。このとき、過去の類似事例検索、将来予測に関する計算は極めて短時間に実行され、オンライン適用が十分可能であることを確認した。

また、高炉操業データは現在逐次蓄積中であり、定格設計点以外の幅広い動作範囲で観測データがそのままデータベースとして蓄積されることにより、幅広い操業範囲での高炉の操業予測も可能であると考えられる。

本報では、手法の検討にあたり、その第1ステップとして、入力空間の量子化幅の決定には最も単純な一様均等分割法を用い、局所モデルにも最も単純な相加平均法を用いた。局所モデルにJITモデリングで既に提案されている距



(a) Actual and estimated total K value



(b) Actual total K value of the past similar data sets

Fig. 7. The past similar data sets and estimated result of total K value by LOM.

離に基づく重み関数を用いたモデルを採用すること等により、更なる予測精度の向上が可能であると考えられる。

今後、局所モデルの最適化やデータセットの蓄積に伴うステップワイズ法による相空間の再低次元化（選択変数項目の更新や学習）の必要性可否を検討すると共に、1時間後の溶銑温度のみを評価関数とするのではなく多変数入力・多変数出力を有する非線形な動的システムに対する汎用的な手法へと改良していく予定である。

文 献

- 1) Q.Zheng and H.Kimura: *Trans. Soc. Instrum. Control Eng.*, **37** (2001), 640.
- 2) Q.Zheng and H.Kimura: *Asian J. Control*, **3** (2001), 35.
- 3) C.G.Atkeson, A.W.Moore and S.Schaal: *Artificial Intelligence Rev.*, **11** (1997), 11.
- 4) G.Bontempi, M.Birattari and H.Bersini: *Int. J. Control*, **72** (1999),

- 643.
- 5) 丹羽敏雄：微分方程式と力学系の理論入門，遊星社，東京，(1988)，31.
- 6) H.Tsutsui, A.Kurosaki and T.Sato: *Trans. Soc. Instrum. Control Eng.*, **33** (1997), 947.
- 7) J.Zhang, Y.Yim and J.Yang: *Artificial Intelligence Rev.*, **11** (1997), 175.
- 8) Q.Zheng and H.Kimura: 42nd Japan Joint Automatic Control Conf., The Society of Instrument and Control Engineers, Tokyo, (1999), 143.
- 9) D.Kibler, D.W.Aha and M.K.Albert: *Comput. Intelligence*, **5** (1989), 51.
- 10) C.G.Atkeson, A.W.Moore and S.Schaal: *Artificial Intelligence Rev.*, **11** (1997), 11.
- 11) W.S.Cleveland and S.J.Delvin: *J. Am. Stat. Assoc.*, **403** (1988), 83.
- 12) 河口至商：多変数解析入門Ⅰ，森北出版，東京，(1973)，27.
- 13) D.J.C.MacKay: *Information Theory, Inference, and Learning Algorithms*, Cambridge University Press, Cambridge, (2003), 353.
- 14) 統計学入門，東京大学教養学部統計学教室編，東京大学出版会，(1991)，22.

Memory Output Feedback Control with Constrained Feedback Gains for Linear Time Delay Systems

Takehito Azuma*, Masayuki Fujita* and Kenko Uchida†

* Dept. of Electrical and Electronic Engineering, Kanazawa University
Kodatsuno 2-40-20, Kanazawa 920-8667, Japan.
e-mail: {azuma, fujita}@t.kanazawa-u.ac.jp

† Dept. of Electrical Engineering and Bioscience, Waseda University
Okubo 3-4-1, Shinjuku, Tokyo 169-8555, Japan
e-mail: kuchida@uchi.elec.waseda.ac.jp

Abstract

This paper considers synthesis problems of stabilizing dynamic output feedback controllers with constrained feedback gains for linear time-delay systems via infinite-dimensional Linear Matrix Inequality (LMI) approach. First an existence condition and an explicit formula of dynamic output feedback controllers for linear time-delay systems, which guarantee the internal stability of the closed loop systems, are shown. The derived dynamic output feedback controllers can be interpreted as controllers which consist of memory state feedback controllers and memory observers. Second synthesis problems of stabilizing dynamic output feedback controllers with constrained feedback gains for linear time-delay systems are discussed. Finally the efficacy of the proposed dynamic output feedback controllers is demonstrated in a numerical example.

1 Introduction

The fact that the state space of linear time-delay systems is infinite-dimensional leads generally to infinite-dimensional characterizations for analysis and synthesis in linear time-delay systems. For example it is well known that the optimal LQ control for linear time-delay systems is given memory, i.e. infinite-dimensional, state feedback form whose feedback gains are characterized by the infinite-dimensional Riccati equations; as for state feedback control synthesis, we could say that memory state feedback controllers achieve better performance than memoryless state feedback controllers [3, 14, 15, 16, 17]. Of course, the infinite-dimensional characterizations give us contrary hard problems in computations and implementations. Our concern is to find a feasible approach to such infinite-dimensional tasks in synthesis for linear time-delay systems.

Recently the Linear Matrix Inequality (LMI) approach [5, 9] has been developed in analysis and synthesis problems for linear time-delay systems and its advantages in numerical computations are presented [6, 7, 14]; however, the approach is mostly developed under some finite-dimensional assumptions assured by a special form of Lyapunov functional in analysis and/or a memoryless controller form in synthesis. One exception which does not require such finite-dimensional assumptions is a series of the works by Gu [11, 12]; he proposes a discretization technique, which can characterize a general Lyapunov functional with a finite number of LMIs. As more recent references on LMI for linear time-delay systems [8] [18] [21] (and references inside) and [10] should be mentioned; a synthesis problem of state feedback with delay is discussed in [8] and a memoryless state feedback is designed for a system with distributed time-delays in [10]. Our results of state feedback control synthesis problems using infinite-dimensional LMI approach can be found out in papers [3, 15]. Those methods are developed under the assumption that the full state is directly available. However, in most practical situations, the actual state is not available directly. Thus it is important to consider output feedback control synthesis problems for linear time delay systems.

In our previous work [4], we have already derived an existence condition of stabilizing dynamic output feedback controllers for linear time-delay systems in the form of infinite-dimensional LMIs. The derived dynamic output feedback controllers are based on the Lyapunov functional that is a natural extension of the functional to solve the state feedback control problem of linear time-delay systems [3, 15]. The basic structure of the functional is the same as the Lyapunov function to solve H_∞ output feedback control problems of linear systems without delays proposed in [19, 20]. Thus the derived dynamic output feedback controllers can be interpreted as controllers which consist of memory state feedback controllers and observers. Because these ob-

servers have a special structure such as the memory type, we call these observers as "memory observers" and the controllers having memory observers as "memory output feedback controllers".

In this paper, we show the result of synthesis problems for stabilizing dynamic output feedback controllers[4]. Based on this result, synthesis problems of stabilizing dynamic output feedback controllers with constrained feedback gains for linear time-delay systems are discussed. This is because the result is not considered about input saturation problems for linear time delay systems. Considering the input saturation problems, a technique using the constrained feedback gains is an effective approach and it is easy to apply our result. The derived infinite-dimensional LMIs can be reduced to a finite-dimensional LMIs by applying the technique proposed in results [1, 2]. Finally, we demonstrate the efficacy of the derived output feedback controller by a numerical case study and show that control inputs are included in a given saturation domain by using the derived output feedback controller with constrained feedback gains.

2 System Description and Problem Formulation

Consider the following linear time-delay system defined on the time interval $[0, \infty)$ and described by

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_0x(t) + A_1x(t-h) + Bu(t), \\ y(t) &= Cx(t), \\ x(\beta) &= \phi(\beta), \quad -h \leq \beta \leq 0, \end{aligned} \quad (1)$$

where $x(t) \in \mathbb{R}^n$ is the internal variable, $u(t) \in \mathbb{R}^r$ is the control input, $y(t) \in \mathbb{R}^m$ is the measurement output, $\phi(\beta) \in L_2([-h, 0]; \mathbb{R}^n)$ is a continuous initial function. The parameter h denotes the time delay and $h > 0$.

The purpose of this paper is to design *dynamic output feedback controllers with constrained feedback gains* which stabilize the linear time-delay system (1). In this paper, we use the following functional for stabilization of the linear time-delay system (1).

$$\begin{aligned} V(x_s) &= x'(t)Mx(t) + e'(t)\gamma^2T^{-1}e(t) \\ &+ \int_{-h}^0 x'(t+\beta)Qx(t+\beta)d\beta \\ &- \int_{-h}^0 x'(t+\beta)Qe(t+\beta)d\beta \\ &- \int_{-h}^0 e(t+\beta)'Qx(t+\beta)d\beta \\ &+ \int_{-h}^0 e'(t+\beta)(\gamma^2H+Q)e(t+\beta)d\beta \\ &+ x'(t) \int_{-h}^0 Mx(t+\beta)d\beta \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &+ e'(t) \int_{-h}^0 \gamma^2T^{-1}e(t+\beta)d\beta \\ &+ \int_{-h}^0 x'(t+\alpha)Md\alpha x(t) \\ &+ \int_{-h}^0 e'(t+\alpha)\gamma^2T^{-1}d\alpha e(t) \\ &+ \int_{-h}^0 \int_{-h}^0 x'(t+\alpha)(S(\alpha, \beta) + M)x(t+\beta)d\alpha d\beta \\ &- \int_{-h}^0 \int_{-h}^0 x'(t+\alpha)S(\alpha, \beta)e(t+\beta)d\alpha d\beta \\ &- \int_{-h}^0 \int_{-h}^0 e'(t+\alpha)S(\alpha, \beta)x(t+\beta)d\alpha d\beta \\ &+ \int_{-h}^0 \int_{-h}^0 e'(t+\alpha)(\gamma^2J(\alpha, \beta) \\ &\quad + S(\alpha, \beta) + \gamma^2T^{-1})e(t+\beta)d\alpha d\beta, \end{aligned} \quad (2)$$

where

$$\begin{aligned} x_s &= (x(t), x_t, e(t), e_t), \\ x_t &= \{x(t+\beta) \mid -h \leq \beta \leq 0\}, \\ e_t &= \{e(t+\beta) \mid -h \leq \beta \leq 0\}, \\ M, Q, T, H &\in \mathbb{R}^{n \times n}, \\ S(\alpha, \beta), J(\alpha, \beta) &\in L_2([-h, 0] \times [-h, 0]; \mathbb{R}^{n \times n}), \end{aligned}$$

and $e(t)$ denotes the error $e(t) = x(t) - x_u(t)$ in which $x_u(t)$ denotes the state of dynamic output feedback controllers. The parameter γ is a free parameter in case of synthesis problems for stabilization of the linear time-delay system (1) via dynamic output feedback controllers. The parameter γ influences feasibility of dynamic output feedback controllers. If H_∞ control problems are considered, γ is the L_2 gain of the closed loop systems.

Remark 1 We have a result concerning about stabilization problems of the system (1) by using this functional. This is a natural extension of the functional to solve the state feedback control problem of linear time-delay systems, whose basic structure is based on the Lyapunov function to solve H_∞ output feedback control problem of linear systems without delays proposed in [19, 20].

In this paper, we use a notation,

$$\begin{aligned} \Theta(\alpha, \beta) &= \begin{bmatrix} \Theta_0 & \Theta_1(\beta) \\ \Theta_1'(\alpha) & \Theta_2(\alpha, \beta) \end{bmatrix} > 0, \\ \forall \alpha, \beta &\in [-h, 0], \end{aligned}$$

which means that Θ_0 and $\Theta_2(\alpha, \beta)$ are symmetric, that is $\Theta_0 = \Theta_0'$ and $\Theta_2(\alpha, \beta) = \Theta_2'(\alpha, \beta) = \Theta_2(\beta, \alpha)$, and symmetric matrix,

$$\begin{aligned} \frac{1}{2}(\Theta(\alpha, \beta) + \Theta'(\alpha, \beta)) &= \\ \begin{bmatrix} \Theta_0 & \frac{1}{2}(\Theta_1(\alpha) + \Theta_1(\beta)) \\ \frac{1}{2}(\Theta_1'(\alpha) + \Theta_1'(\beta)) & \frac{1}{2}(\Theta_2(\alpha, \beta) + \Theta_2(\beta, \alpha)) \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

is positive definite for each $(\alpha, \beta) \in [-h, 0] \times [-h, 0]$, where “ $'$ ” denotes transposition of vector and matrix. Note that, if a matrix function $\Theta(\alpha, \beta) > 0$ is continuous in (α, β) , there exists a positive number λ such that $\Theta(\alpha, \beta) \geq \lambda I$ for all $(\alpha, \beta) \in [-h, 0] \times [-h, 0]$, where I denotes identity matrix.

3 Output Feedback Control Synthesis

We have the following theorem for stabilization problems of the system (1) using dynamic output feedback controllers based on the Lyapunov functional (2).

Theorem 1 [4] *Given $\gamma \in \mathbb{R}$, if there exist constant matrices N, L, R, H, Z_0, Y_0 and continuously differentiable matrix functions $Z_{01}(\beta), Y_{01}(\beta), X(\alpha, \beta), J(\alpha, \beta)$ which satisfy the following inequalities for $\forall \alpha \in [-h, 0]$ and $\forall \beta \in [-h, 0]$,*

$$\Theta^{st}(\alpha, \beta) := \begin{bmatrix} \Theta_{11}^{st}(\alpha, \beta) & \gamma^{-1}\Theta_{12}^{st} \\ \gamma^{-1}(\Theta_{12}^{st})' & \Theta_{22}^{st}(\alpha, \beta) \end{bmatrix} < 0, \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} N & \gamma^{-1}I \\ \gamma^{-1}I & R \end{bmatrix} > 0,$$

$$L > 0, H > 0, X(\alpha, \beta) > 0, J(\alpha, \beta) > 0,$$

where

$$\Theta_{11}^{st}(\alpha, \beta) = \begin{bmatrix} A_0N + NA_0' & & A_1N - N \\ -B_2Z_0 - Z_0'B_2' & & \\ +L + 2N & & \\ \hline NA_1' - \bar{N} & & -L \\ A_0\bar{N} + \bar{X}(\alpha, 0) + \bar{N} & & A_1\bar{N} - \bar{N} \\ -B_2Z_0 - Z_{01}'(\alpha)B_2' & & -X(\alpha, -h) \\ \hline NA_0' + X(0, \beta) + N & & \\ -Z_0'B_2' - B_2Z_{01}(\beta) & & \\ \hline NA_1' - \bar{X}(-h, \beta) - \bar{N} & & \\ -\bar{B}_2Z_{01}(\beta) - Z_{01}'(\alpha)\bar{B}_2' & & \\ -\left(\frac{\partial}{\partial \alpha} + \frac{\partial}{\partial \beta}\right)X(\alpha, \beta) & & \end{bmatrix},$$

$$\Theta_{12}^{st} = \begin{bmatrix} 2I & A_1 - I & -A_0 + I \\ -I & 0 & 0 \\ A_0 + I & A_1 - I & 0 \end{bmatrix},$$

$$\Theta_{22}^{st}(\alpha, \beta) = \begin{bmatrix} RA_0 + A_0'R & & RA_1 - R \\ -Y_0C_2 - C_2'Y_0' & & \\ +H + 2R & & \\ \hline A_1'R - \bar{R} & & -\bar{H} \\ \bar{R}A_0 + \bar{J}(\alpha, 0) + \bar{R} & & \bar{R}A_1 - \bar{R} \\ -Y_0C_2 - C_2'Y_{01}'(\alpha) & & -J(\alpha, -h) \\ \hline A_0'R + J(0, \beta) + R & & \\ -C_2'Y_0' - Y_{01}(\beta)C_2 & & \\ \hline A_1'R - \bar{J}(-h, \beta) - \bar{R} & & \\ -Y_{01}(\beta)\bar{C}_2 - \bar{C}_2'Y_{01}'(\alpha) & & \\ -\left(\frac{\partial}{\partial \alpha} + \frac{\partial}{\partial \beta}\right)J(\alpha, \beta) & & \end{bmatrix},$$

then the closed loop system with the output feedback controller

$$\begin{aligned} \dot{x}_u(t) &= A_{K0}x_u(t) + A_{K1}x_u(t-h) \\ &+ \int_{-h}^0 A_{K2}(\beta)x_u(t+\beta)d\beta \\ &+ B_{K0}y(t) + \int_{-h}^0 B_{K01}(\beta)y(t+\beta)d\beta, \end{aligned} \quad (4)$$

$$u(t) = C_{K0}x_u(t) + \int_{-h}^0 C_{K01}(\beta)x_u(t+\beta)d\beta,$$

where

$$\begin{aligned} A_{K0} &= A_0 + BC_{K0} - B_{K0}C + \gamma^{-2}TE, \\ A_{K1} &= (I + \gamma^{-2}TM)A_1, \\ A_{K2}(\beta) &= (I + \gamma^{-2}TM)BC_{K01}(\beta) - B_{K01}(\beta)C, \\ B_{K0} &= TY_0, \\ B_{K01}(\beta) &= TY_{01}(\beta), \\ C_{K0} &= -Z_0M, \\ C_{K01}(\beta) &= -Z_{01}(\beta)M, \\ T &= (I - \gamma^{-2}PM)^{-1}P, \\ E &= MA_0 + A_0'M - MBZ_0M, \end{aligned}$$

is internally stable, where $M := N^{-1}$, $P := R^{-1}$.

Remark 2 *Theorem 1 is proposed for the dynamic output feedback control synthesis of the linear time-delay system (1). This theorem is an extension of the result of the memory state feedback control synthesis for linear time-delay systems [3].*

Now the key idea in Theorem 1 is explained. The key idea is to use the output feedback control synthesis technique for linear systems with no time-delay proposed in papers [19, 20]. According to this output feedback control synthesis technique, the state of the closed loop system $x_{cl}(t)$ is defined as follows,

$$x_{cl}(t) = \begin{bmatrix} x(t) \\ x(t) - x_u(t) \end{bmatrix}.$$

For linear time-delay system (1), the closed loop system with the controller (4) is given as

$$\begin{aligned} \dot{x}_{cl}(t) &= A_{cl0}x_{cl}(t) + A_{cl1}x_{cl}(t-h) \\ &+ \int_{-h}^0 A_{cl01}(\beta)x_{cl}(t+\beta)d\beta, \end{aligned} \quad (5)$$

where

$$A_{cl0} = \begin{bmatrix} A_0 + B_2 C_{K0} & -B_2 C_{K0} \\ -\gamma^{-2} T E & A_0 - B_{K0} C_2 + \gamma^{-2} T E \end{bmatrix},$$

$$A_{cl1} = \begin{bmatrix} A_1 & 0 \\ -\gamma^{-2} T M A_1 & A_1 + \gamma^{-2} T M A_1 \end{bmatrix},$$

$$A_{cl01}(\beta) = \begin{bmatrix} -B_2 C_{K01}(\beta) & -B_2 C_{K01}(\beta) \\ -\gamma^{-2} T M B_2 C_{K01}(\beta) & \gamma^{-2} T M B_2 C_{K01}(\beta) - B_{K01}(\beta) C_2 \end{bmatrix}.$$

Using the condition (3) in Theorem 1, we can prove that the functional (2) is a Lyapunov functional for the closed loop system (5).

Now considering the element of the state of the closed loop system $x_{cl}(t)$, a condition $x(t) = x_u(t)$ is satisfied in the steady state if the internal stability of the closed loop system is assured. Thus the dynamics of $x_u(t)$ can be interpreted as an observer of the state $x(t)$ for the linear time-delay system (1). The dynamics $x_u(t)$ in (4) can be rewritten as

$$\begin{aligned} \dot{x}_u(t) &= (A_0 + \gamma^{-2} T E)x_u(t) \\ &+ (A_1 + \gamma^{-2} T M A_1)x_u(t-h) \\ &+ \int_{-h}^0 \gamma^{-2} T M B C_{K01}(\beta)x_u(t+\beta)d\beta \\ &+ B u(t) + B_{K0}(y(t) - C x_u(t)) \\ &+ \int_{-h}^0 B_{K01}(\beta)(y(t+\beta) - C x_u(t+\beta))d\beta. \end{aligned}$$

Considering that this dynamics is an observer for the linear time-delay system (1), the last term of this dynamics denotes the integral of the observer error $y - C x_u$. So we call this observer as the "memory observer". This memory observer is a new one with the special structure for the linear time-delay system (1). Thus the derived dynamic output feedback controller (4) can be understood as the controller which consists of the memory state feedback controller and the memory observer. The fact that the dynamics $x_u(t)$ in (4) properly acts as an observer for linear time-delay system (1) is shown in the numerical example.

In Theorem 1, the internal stability of the closed loop system consisting of (1) and (4) is only considered. Thus this theorem can not be applied to linear time delay systems with input saturation. Now we choose a technique using the following constrained feedback gains against the input saturation problems.

$$C'_{K0} C_{K0} < \gamma_1 I, \quad (6)$$

$$C'_{K01}(\beta) C_{K01}(\beta) < \gamma_2 I, \quad \forall \beta \in [-h, 0] \quad (7)$$

where γ_1 and γ_2 are constant and given parameters. This idea is based on the paper[15]. We can easily understand that the state feedback gains

$$u(t) = C_{K0} x_u(t) + \int_{-h}^0 C_{K01}(\beta) x_u(t+\beta) d\beta,$$

are constrained in Theorem 1. Then we have the next main result.

Theorem 2 Given γ, p_1, p_2 and $q \in \mathbb{R}$, if there exist constant matrices N, L, R, H, Z_0, Y_0 and continuously differentiable matrix functions $Z_{01}(\beta), Y_{01}(\beta), X(\alpha, \beta), J(\alpha, \beta)$ which satisfy the following inequalities for $\forall \alpha \in [-h, 0]$ and $\forall \beta \in [-h, 0]$,

$$\Theta^{st}(\alpha, \beta) = \begin{bmatrix} \Theta_{11}^{st}(\alpha, \beta) & \gamma^{-1} \Theta_{12}^{st}(\alpha, \beta) \\ \gamma^{-1} (\Theta_{12}^{st}(\alpha, \beta))' & \Theta_{22}^{st}(\alpha, \beta) \end{bmatrix} < 0, \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} N & \gamma^{-1} I \\ \gamma^{-1} I & R \end{bmatrix} > 0, \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} p_1 I & Z'_0 \\ Z_0 & I \end{bmatrix} > 0, \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} p_2 I & Z'_{01}(\beta) \\ Z_{01}(\beta) & I \end{bmatrix} > 0, \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} q I & I \\ I & N \end{bmatrix} > 0 \quad (12)$$

$$L > 0, H > 0, X(\alpha, \beta) > 0, J(\alpha, \beta) > 0, \quad (13)$$

where $\Theta_{11}^{st}(\alpha, \beta), \Theta_{12}^{st}$ and $\Theta_{22}^{st}(\alpha, \beta)$ are the same as those in Theorem 1, then the closed loop system with the output feedback controller

$$\begin{aligned} \dot{x}_u(t) &= A_{K0} x_u(t) + A_{K1} x_u(t-h) \\ &+ \int_{-h}^0 A_{K2}(\beta) x_u(t+\beta) d\beta \\ &+ B_{K0} y(t) + \int_{-h}^0 B_{K01}(\beta) y(t+\beta) d\beta, \quad (14) \\ u(t) &= C_{K0} x_u(t) + \int_{-h}^0 C_{K01}(\beta) x_u(t+\beta) d\beta, \end{aligned}$$

where

$$A_{K0} = A_0 + B C_{K0} - B_{K0} C + \gamma^{-2} T E,$$

$$A_{K1} = (I + \gamma^{-2} T M) A_1,$$

$$A_{K2}(\beta) = (I + \gamma^{-2} T M) B C_{K01}(\beta) - B_{K01}(\beta) C,$$

$$B_{K0} = T Y_0,$$

$$B_{K01}(\beta) = T Y_{01}(\beta),$$

$$C_{K0} = -Z_0 M,$$

$$C_{K01}(\beta) = -Z_{01}(\beta) M,$$

$$T = (I - \gamma^{-2} P M)^{-1} P,$$

$$E = M A_0 + A'_0 M - M B Z_0 M,$$

is internally stable where $M := N^{-1}, P := R^{-1}$ and the feedback gains C_{K0} and $C_{K01}(\beta)$ are constrained as follows,

$$C'_{K0} C_{K0} < p_1 q^2 I,$$

$$C'_{K01}(\beta) C_{K01}(\beta) < p_2 q^2 I, \quad \forall \beta \in [-h, 0].$$

Proof: The proof of the internal stability of the closed loop system is omitted. From (10), (11) and (12), we have the next conditions.

$$Z'_0 Z_0 < p_1 I, \quad Z'_{01}(\beta) Z_{01}(\beta) < p_2 I, \quad M < qI.$$

The following conditions are easily derived.

$$\begin{aligned} C'_{K0} C_{K0} &= M Z'_0 Z_0 M \\ &< p_1 M M \\ &< p_1 q^2 I, \\ C'_{K01}(\beta) C_{K01}(\beta) &= M Z'_{01}(\beta) Z_{01}(\beta) M \\ &< p_2 q^2 I. \end{aligned}$$

■

Remark 3 From (6) and (7), parameters γ_1 and γ_2 are given. If we use Theorem 2 for given γ_1 and γ_2 , a problem appears. The problem is how to choose p_1, p_2 and q properly. The algorithm to choose p_1, p_2 and q properly can be found out in the paper[15].

4 Numerical Example

In this section, we illustrate the efficacy of the memory output feedback controller proposed in Theorem 2. Consider the following time-delay system,

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_0 x(t) + A_1 x(t-h) + B u(t) \\ y(t) &= C x(t) \end{aligned}$$

where the system parameter is given as follows,

$$\begin{aligned} A_0 &= \begin{bmatrix} 1 & 2 \\ 3 & -1 \end{bmatrix}, \quad A_1 = \begin{bmatrix} 1 & 2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ B &= \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = [0 \quad 1], \quad h = 1.0, \end{aligned}$$

and the initial state is given as

$$x(\beta) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad -h \leq \beta < 0, \quad x(0) = \begin{bmatrix} 10 \\ 5 \end{bmatrix}.$$

The input is constrained as follows,

$$|u(t)| \leq 300, \quad \forall t \in [0, \infty). \quad (15)$$

Here note that the open loop system ($u(t) = 0$) is unstable (See Figure 1).

Using the technique [1, 2], we restrict solutions of Theorem 1 and Theorem 2 as follows,

$$\begin{aligned} X(\alpha, \beta) &= X_0 + (\alpha + \beta) X_1 + (\alpha^2 + \beta^2) X_2 \\ J(\alpha, \beta) &= J_0 + (\alpha + \beta) J_1 + (\alpha^2 + \beta^2) J_2 \\ Z_{01}(\beta) &= Z_0^{01} + \beta Z_1^{01} + \beta^2 Z_2^{01} \\ Y_{01}(\beta) &= Y_0^{01} + \beta Y_1^{01} + \beta^2 Y_2^{01}. \end{aligned} \quad (16)$$

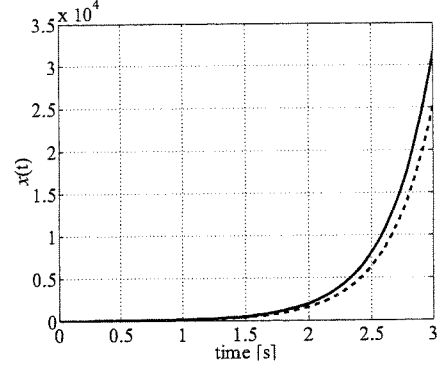


Figure 1: The initial value response of the open loop system

4.1 Results using Theorem 1

First the value of γ is chosen as 100 by considering feasibility of controllers in Theorem 1. The finite number of LMIs is 30, the computation time is about 7 [sec] by using MATLAB on the computer with Athron-1GHz and 512MB-memory and we can obtain the dynamic output controller (4). Using the obtained controller, we obtain the simulation result depicted in Figure 2 and Figure 3. Figure 2 shows the initial value response of the state $x(t) = [x_1(t) \ x_2(t)]'$ of the closed loop system, where the solid line denotes $x_1(t)$ and the dotted line denotes $x_2(t)$. The state $x(t)$ of the closed loop system converges zero. Figure 3 shows the response of the observer error $e(t) = x(t) - x_u(t) = [e_1(t) \ e_2(t)]'$, where the solid line denotes $e_1(t)$ and the dotted line denotes $e_2(t)$. The error $e(t)$ also converges zero. Thus we can conclude that the dynamics of $x_u(t)$ in the derived controller performs an observer for the linear time delay system. *But we can see that the input is over the input saturation (15) from Figure 4.*

4.2 Results using Theorem 2

As the previous subsection, the value of γ is chosen as 100 by considering feasibility of controllers in Theorem 2. We choose some values needed in Theorem 2 as $p_1 = 19, p_2 = 20$ and $q = 21$. Then γ_1 (6) and γ_2 (7) are given as $\gamma_1 = 8379$ and $\gamma_2 = 8820$. The finite number of LMIs is 40, the computation time is about 8 [sec] by using MATLAB on the same computer as the previous subsection and we can the dynamic output controller (14) with constrained feedback gains (6) (7). The simulation results are shown in Figure 5, Figure 6 and Figure 7. From Figure 5 and Figure 7, we can see that the closed loop system is stable and the maximum value of the input is attenuated in the saturation condition (15). From Figure 6, we can also see that the dynamics of $x_u(t)$ in the derived controller performs an observer for the linear time delay system properly. Thus we can conclude that the maximum value of the input can be attenuated in the saturation condition (15) by using Theorem 2.

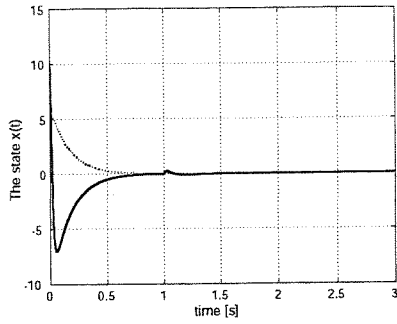


Figure 2: The initial value response of the closed loop system(Theorem 1)

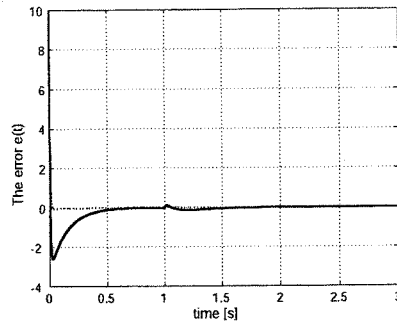


Figure 3: The response of the estimated error $x(t) - x_{ra}(t)$ (Theorem 1)

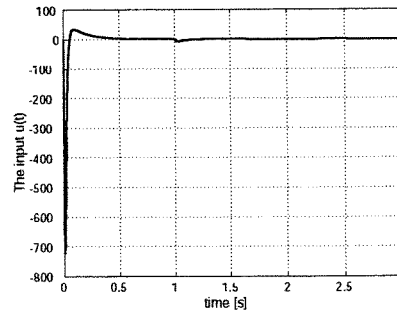


Figure 4: The response of the input $u(t)$ (Theorem 1)

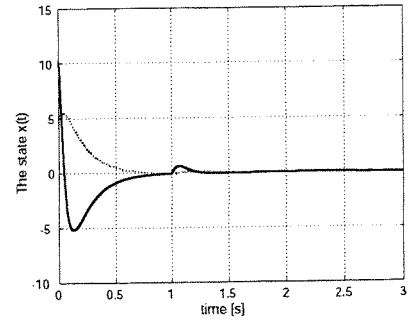


Figure 5: The initial value response of the closed loop system(Theorem 2)

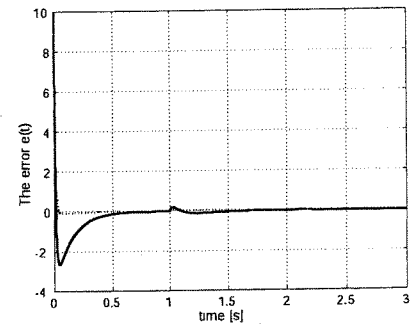


Figure 6: The response of the estimated error $x(t) - x_{ra}(t)$ (Theorem 2)

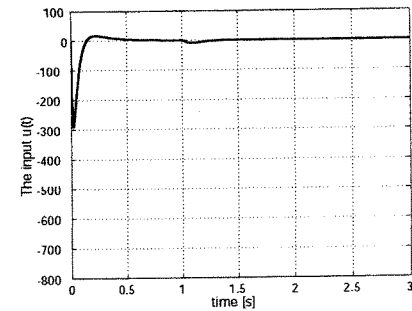


Figure 7: The response of the input $u(t)$ (Theorem 2)

5 Conclusion

In this paper, dynamic output feedback controller with constrained feedback gains synthesis problems were considered for linear time-delay systems via infinite-dimensional LMI approach. An existence condition for synthesis problems of dynamic output feedback controllers with constrained feedback gains was derived in the form of infinite-dimensional LMIs. The derived infinite-dimensional LMIs can be reduced to finite-dimensional LMIs which provide feasible formulas. Finally we demonstrated the efficacy of the derived dynamic output feedback controller with constrained feedback gains by a numerical example.

Comparing a dynamic output feedback controller with no constrained feedback gains and a dynamic output feedback controller with constrained feedback gains, the control input could be included in a given input saturation domain using the dynamic output feedback controller with constrained feedback gains.

References

- [1] T. Azuma, R. Watanabe and K. Uchida, "An Approach to Solving Parameter-Dependent LMI Conditions based on Finite Number of LMI Conditions", *Proc. of the 1997 American Control Conference*, pp. 510-514, 1997.

- [2] T. Azuma, R. Watanabe, K. Uchida and M. Fujita, "A New LMI Approach to Analysis of Linear Systems Depending on Scheduling Parameter in Polynomial Forms", *Automatisierungstechnik*, vol. 48, no. 4, pp. 199-204, 2000. <http://www-fujita.ee.t.kanazawa-u.ac.jp/~azuma/pub.html>
- [3] T. Azuma, K. Ikeda, T. Kondo and K. Uchida, "Memory State Feedback Control Synthesis for Linear Systems with Time Delay via a Finite Number of Linear Matrix Inequalities", *Computers and Electrical Engineering*, vol. 28, no. 3, pp. 217-228, 2002.
- [4] T. Azuma, H. Naito, S. Sagara, M. Fujita and K. Uchida, "Memory Observer-based Output Feedback Control for Linear Time-Delay Systems", *Proc. of 4th IFAC Workshop on Time-Delay Systems*, TM1-5, 2003.
- [5] S. Boyd, L. E. Ghaoui, E. Feron and V. Balakrishnan, *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*, *SIAM studied in applied mathematics*, vol. 15, 1994.
- [6] H. Choi and M. Chung, "An LMI Approach H_∞ Controller Design for Linear Time-delay Systems", *Automatica*, vol. 33, no. 4, pp. 737-739, 1997.
- [7] C. de Souza, and X. Li, "Delay-dependent Robust H_∞ Control of Uncertain Linear State-delayed Systems", *Automatica*, vol. 35, no. 7, pp. 1313-1321, 1999.
- [8] C. de Souza, "Stability and Stabilizability of Linear State-Delay Systems with Multiplicative Noise", *Proc. of 3rd IFAC Workshop on Linear Time Delay Systems*, pp. 21-26, 2000.
- [9] G. Dullerud and F. Paganini, *A Course in Robust Control Theory*, Springer, 2000.
- [10] A. Fattouh, O. Senme and J. Dion, " H_∞ Controller and Observer Design for Linear Systems with Point and Distributed Time-Delay", *Proc. of 3rd IFAC Workshop on Time-Delay Systems*, pp. 225-230, 2000.
- [11] K. Gu, "Constrained LMI Set in The Stability Problem of Linear Uncertain Time-Delay Systems", *Proc. of the 1997 American Control Conference*, pp. 3657-3661, 1997.
- [12] K. Gu, "Discretization of Lyapunov Functional for Uncertain Time-Delay Systems", *Proc. of the 1997 American Control Conference*, pp. 505-509, 1997.
- [13] J. Hale and S. M. Lunel, *Introduction to Functional Differential Equations*, Springer-Verlag, 1993.
- [14] J. He, Q. Wang and T. Lee, " H^∞ Disturbance Attenuation for State Delayed Systems", *Systems & Control Letters*, vol. 33, issue 2, pp. 105-114, 1998.
- [15] K. Ikeda, T. Azuma and K. Uchida, "Infinite-Dimensional LMI Approach to Analysis and Synthesis for Linear Time-Delay Systems", *KYBERNETIKA*, vol. 37, no. 4, pp. 505-520, 2001.
- [16] J. Loiseau and D. Brethe, "An Effective Algorithm for Finite Spectrum Assignment of Single Input Systems with Delay", *Proc. of Symposium "Modeling, Analysis and Simulation"*, *IEEE-IMACS Conference Computation Engineering in Systems Applications*, 1996.
- [17] J. Louisell, "A Stability Analysis for a Class of Differential-Delay Equations having Time-Varying delay", *Lecture Notes in Mathematics No 1745*, pp. 225-242, Springer-Verlag, 1991.
- [18] C. Lu, J. Tsai, G. Jong and T. Su, "An LMI-based Approach for Robust Stabilization of uncertain stochastic systems with time-varying delays", *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 48, pp. 286-289, 2003.
- [19] K. Uchida and M. Fujita, "On the Central Controller: Characterizations via Differential Games and LEQG Control Problems", *Systems & Control Letters*, vol. 13, issue 1, pp. 9-13, 1989.
- [20] K. Uchida and M. Fujita, "Finite Horizon H_∞ Control Problems with Terminal Penalty", *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 37, no. 11, pp. 1762-1767, 1992.
- [21] S. Xu, J. LAM, C. Yang and E. Verrist, "An LMI approach to guaranteed cost control for uncertain linear neutral delay system", *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 13, pp. 35-53, 2003.

Gain Scheduling Control for Electro-hydraulic Servo System Considering Time-delay Modeling Error

SUGIYAMA Takahiro (Corresponding author)

Moog Japan Ltd., 1-8-37 Nishi Shindo Hiratsuka, Japan, 254-0019

tsugiyam@moog.co.jp

Tel: 0463-55-7141, Fax: 0463-54-4709

UCHIDA Kenko

Waseda University, 3-4-1 Okubo Shinjuku-ku Tokyo, Japan 169-8555

kuchida@uchi.elec.waseda.ac.jp

Tel: 03-5286-3366, Fax: 03-5273-9507

Electro-hydraulic servo system has been used in many industrial applications for high power in size, high response and fine repeatability. But, load variation causes a degradation of control characteristic. In this paper, we introduce a scheduling parameter which is a function of hydraulic force against load, and apply it for gain scheduled controller design to maintain steady control performance under comparatively large load variation. Furthermore, we take time-delay into consideration as modeling error so that achieve desirable follow-up performance. Usefulness of this approach is confirmed by experiments.

Key Words: Electro-hydraulic servo system, LPV system, H_∞ control, Gain scheduling Time-delay

1 Introduction

Hydraulic drive systems are used in various industrial applications due to power in size and high durability. Electro-hydraulic servo system is a practical way to realize fine position, velocity or force control, making better use of specific features of fluid drive system such as smoothness and stiffness. In many industrial applications, fine control means that high reproducibility and fast follow-up performance. However, the dynamic characteristics of hydraulic system are highly nonlinear by seal friction, asymmetric cylinder and load force variation, so on. In addition, some of plant parameters are not clear, such as oil bulk modulus and viscosity. Among these factors, fluctuation of the load force changes not only control valve flow gain also plant dynamics significantly. Output flow of the control valve depends on pressure drop at the metering edges. Pressure drop is a function of load force that varies in accordance with machine operating condition.

One of the difficulties in modeling of electro-

hydraulic system for an analysis or controller design is a discontinuity of flow calculation formulas in null region. Pressure and flow behavior around the null are complex in spool valve. Meanwhile, there are well known formulas in turbulent and laminar flow conditions, respectively. But, these two formulas are not continuous at the boundary. In this paper, propose a formula, which interpolates turbulent and laminar flow in a flow control valve, so that plant model becomes continuous in the null area. The specific feature of proposed formula is to make both flow and flow changing rate continuous in accordance with spool displacement of control valve and control port pressure.

Because of many desirable features of electro-hydraulic servo system, aforementioned, a number of researches have been done vigorously in spite of nonlinear problems, so far. Recent approaches to design controller for the electro-hydraulic servo system is a H_∞ robust control framework^[2, 3] or an adaptive control^[1], or sliding mode control for non-linear controller design^[8, 13, 14]. There is a difficulty in the adap-

tive control scheme to achieve smooth operation or fast response characteristic, maintaining closed loop stability. On the other hand, robust control which depends on linear plant model guarantees only local stability and robust performance in the neighborhood of an operating point for linear transformation. We introduce a scheduling parameter that is a function of hydraulic driving force against the load, in order to facilitate gain design, adopting a flow calculation formula which is proposed in this paper. Then, compose a linear plant model as an LPV (linear parameter varying) system so that we are going to design a gain scheduled controller, which is based on H_∞ robust control scheme, in order to keep steady control performance under the comparatively large load force variation.

There are distributed time-delay factors in a hydraulic system. In the previous work^[11, 12], we designed and applied a velocity and a force gain scheduled controller to an injection molding machine without considering explicitly existence of the time-delay factors, and with expecting that a robust controller reduces their influences. Then, confirmed that proposed controller design approach realizes fairly satisfactory result. At the same time, an experimental result indicated that there is a possibility to improve follow-up performance by taking time-delay consideration explicitly. In order to take time-delay into consideration, add its modeling error in a generalized plant as a frequency weighting function. In this study, assume centralized 3.5ms time-delay in the flow control valve, not treating as distributed model. A period of time-delay 3.5ms was determined by simulation so that we have a similar response to which we had from experiment. Here, reconstruct the generalized plants to design a velocity and a force gain scheduled controller for an injection molding machine. Then, evaluate them by experiment.

2 Modeling

2.1 Related equations

At first, summarize major notation, which is going to be used in this paper later.

P_s : Supply press.	P_r : Tank press.
P_2 : Head press.	P_1 : Rod press.
A_2 : Head side area	A_1 : Rod side area
V_2 : Head side volume	V_1 : Rod side volume
x_s : Valve disp.	x_p : Cylinder disp.
m_p : Piston mass	m_l : Load mass
b : Dumping.	k : Stiffness
l_a : Lap	c_r : Radius clearance
K_t : Turbulent flow coeff	K_l : Laminar flow coeff.
q_{2int} : Turbulent flow	q_{2ini} : Interporation flow
q_{2inl} : Laminar flow	

Control valve has four meetering orifices. The control flow at each orifice is a function of pressure drop and valve spool displacement. Here, consider one of the four flow mering orifices. Then, flow formulae are presented as below,

$$q_{2int} = K_t \sqrt{(x_s - l_a)^2 + c_r^2} \sqrt{P_s - P_2} \dots l_a \leq x_s \quad (1)$$

$$q_{2ini} = \left(\frac{3}{K_l} \right)^3 \left(\frac{K_t c_r}{4} \right)^4 \frac{(x_s - l_a)^3}{P_s - P_2} + K_t c_r \sqrt{P_s - P_2} \dots l_a + x_{sa} \leq x_s < l_a \quad (2)$$

$$q_{2inl} = K_l \frac{P_s - P_2}{-(x_s - l_a)} \dots x_s < l_a + x_{sa} \quad (3)$$

Here, $x_{sa} = -4C_r \sqrt{P_s - P_2} / (3K_t K_l)$. $P_2(t)$ and $P_1(t)$ are cylinder bore side and rod side pressure, respectively. A_2 and A_1 are clinder effective area. Equation (1) and (3) are well known formulas of turbulent flow through opening area and laminar flow which leaks in the clearance c_r between sleeve and spool. Here, take lap and clearance conditions into consideration, too. K_t and K_l represent turbulent and laminar flow efficiency. However, these two equations are discontinuance at the boundary. Equation (2) interpolates turbulent and laminar flow so that both of flow and flow changing rate become continuous according to spool displacement and pressure drop change. In order to have a linear plant model, we partially differentiate these flow formulae with respect to spool displacement $x_s(t)$ and related cylinder chamber pressure $P_2(t)$, supposing that we could neglect the differential terms which are higher than second order. Linearization of equations at an arbitrary operating point (x_{s0}, P_{20}) are shown as follows,

$$\delta q_{2int} = K_t \left(\frac{x_{s0} - l_a}{\sqrt{(x_{s0} - l_a)^2 + c_r^2}} \sqrt{P_s - P_{20}} \delta x_s \right)$$

$$\begin{aligned} & -\frac{\sqrt{(x_{s0}-l_a)^2+c_r^2}}{2\sqrt{(P_s-P_{20})}}\delta P_2 \Big) \quad (4) \\ \delta q_{2ini} &= \left(\frac{3}{K_l}\right)^3 \left(\frac{K_t c_r}{4}\right)^4 \frac{3(x_{s0}-l_a)^2}{P_s-P_{20}}\delta x_s + \left(\frac{3}{K_l}\right)^3 \\ & \times \left(\frac{K_t c_r}{4}\right)^4 \frac{(x_{s0}-l_a)^3}{P_s-P_{20}} - \frac{K_t c_r}{2\sqrt{P_s-P_{20}}}\delta P_2 \quad (5) \\ \delta q_{2inl} &= K_l \left(\frac{P_s-P_{20}}{-(x_{s0}-l_a)}\delta x_s - \frac{1}{-(x_{s0}-l_a)}\delta P_2\right) \quad (6) \end{aligned}$$

Choose one of the proper equations (4), (5) or (6), respect to the valve spool displacement $x_s(t)$, we have a simple description as

$$\delta q_{2in} = K_{2inx_s}\delta x_s + K_{2inp2}\delta P_2 \quad (7)$$

In the same manner as mentioned above, linearization of the equations at the metering orifice B, C and D are described below

$$\delta q_{2out} = K_{2outx_s}\delta x_s + K_{2outp2}\delta P_2 \quad (8)$$

$$\delta q_{1out} = K_{1outx_s}\delta x_s + K_{1outp1}\delta P_1 \quad (9)$$

$$\delta q_{1in} = K_{1inx_s}\delta x_s + K_{1inp1}\delta P_1 \quad (10)$$

2.2 State space equation

Here, v_{sig} is the control variable, which is applied to the flow control valve. r_{sig} and r_{str} are rated signal and rated spool displacement of the valve. w_v and ζ_v represents the control valve dynamics as the second order transfer function $P_{sv}(s) = w_v^2/(s^2 + 2\zeta_v w_v s + w_v^2)$ is given by prior response test. We chose a small derivation of spool velocity and position, bore and rod side pressure, cylinder velocity and position as the system variables. In this paper, the plant state space equation from the small control signal deviation δv_{sig} to the controlled variables, such as force δV_{Fh} or cylinder velocity $\delta V_{x_{pv}}$ are shown below^[11, 12],

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \delta \dot{x}_{sv} \\ \delta \dot{x}_s \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} -2\zeta_v \omega_v & -\omega_v^2 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \delta x_{sv} \\ \delta x_s \end{pmatrix} \\ &+ \begin{pmatrix} \frac{r_{str} \cdot \omega_v^2}{r_{sig}} \\ 0 \end{pmatrix} \delta v_{sig} \quad (11) \end{aligned}$$

$$\begin{pmatrix} \delta \dot{P}_2 \\ \delta \dot{P}_1 \\ \delta \dot{x}_{pv} \\ \delta \dot{x}_p \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{p(1,1)} & 0 & -a_{p(1,3)} & 0 \\ 0 & a_{p(2,2)} & a_{p(2,3)} & 0 \\ \frac{10^4 A_2}{mp+m_i} & -\frac{10^4 A_1}{mp+m_i} & \frac{10^2 b}{mp+m_i} & \frac{10^2 k}{mp+m_i} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

$$\times \begin{pmatrix} \delta P_2 \\ \delta P_1 \\ \delta x_{pv} \\ \delta x_p \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} b_{p(1)} \\ b_{p(2)} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \delta x_{sd} \quad (12)$$

$$\begin{pmatrix} \delta V_{Fh} \\ \delta V_{x_{pv}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{A_2}{457.78} & \frac{-A_1}{457.78} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \delta P_2 \\ \delta P_1 \\ \delta x_{pv} \\ \delta x_p \end{pmatrix} \quad (13)$$

here,

$$\begin{aligned} a_{p(1,1)} &= \frac{\beta(K_{2inP_2} - K_{2outP_2})}{V_2 + A_2(L_n + x_{p0})}, & a_{p(1,3)} &= \frac{-\beta A_2}{V_2 + A_2(L_n + x_{p0})} \\ a_{p(2,2)} &= \frac{\beta(K_{1inP_1} - K_{1outP_1})}{V_1 + A_1(L_n - x_{p0})}, & a_{p(2,3)} &= \frac{\beta A_1}{V_1 + A_1(L_n - x_{p0})} \\ b_{p(1)} &= \frac{\beta(K_{2inx_s} - K_{2outx_s})}{V_2 + A_2(L_n + x_{p0})}, & b_{p(2)} &= \frac{\beta(K_{1inx_s} - K_{1outx_s})}{V_1 + A_1(L_n - x_{p0})} \end{aligned}$$

Pressure change inside of hydraulic actuator are calculated by compressibility of fluid, named as bulk modulus β , effective volume change rate which is caused by flow into and out from pressure chamber, and piston displacement. Later, we assume that centralized time-delay exists between an output variable δx_s of the equation(11) and input δx_{sd} of the equation (12). Therefore, divide into these two equations intentionally. In the equations above, some of elements in the matrices of state space representation are depending on system operating condition. Thus, we are not able to fix them at this moment. They are going to be presented as a function of the scheduling parameter.

2.3 LPV system representation

With the state space representation as equation (12), six elements vary according to the operating conditions. For the purpose of adoption of the linear controller design scheme, we use a LPV system presentation which has a scheduling parameter. The scheduling parameter is a function of hydraulic force. An approach to have LPV system is as follows. Equation (12), (13) have form as

$$\delta \dot{x} = \frac{\partial}{\partial x} f(x_0) \delta x + \frac{\partial}{\partial x} g(x_0) \delta x_{sd}, \quad \delta y = C_p \delta x$$

The matrix C_p is constant and all elements in this matrix can be determined from the mechanical specifications. x_0 is a state vector at an equilibrium point. But, $f(x_0) + g(x_0)x_{sd0} = 0$ gives

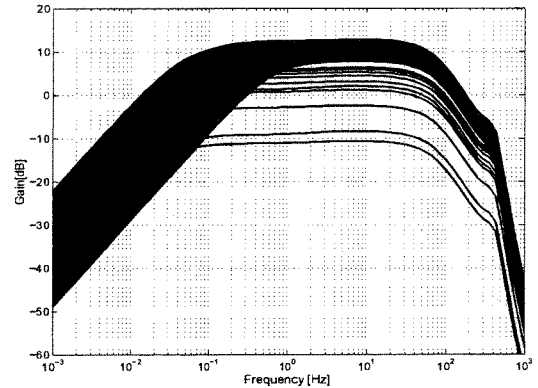
only an implicit representation, and it is difficult to have a solution of x_0 . Suppose that x_0 is given, then y_0 can be calculated as $y_0 = C_p x_0$. In addition, suppose that the scheduling parameter θ is given as a smooth function of y_0 , such as $\theta = \varphi(y_0)$. In this case, if we could derive a linear state equation depending on the scheduling parameter θ , such a state equation would represent the behavior of the plant in the neighborhood of the equilibrium x_0 [4, 7]. Here, determine the scheduling parameters that depend on hydraulic driving force for velocity and force control. Considering that the flow characteristics of the control valve depend on pressure drop $\sqrt{\Delta P}$, the scheduling parameters are obtained as follows:

$$\theta_v = \frac{\frac{1}{\sqrt{1 - \frac{F_x}{F_{max}}} - 1}}{\frac{1}{\sqrt{1 - \frac{F_{v-rated}}{F_{max}}} - 1}}, \quad \theta_n = \frac{\frac{1}{\sqrt{1 - \frac{F_x}{F_{max}}} - 1}}{\frac{1}{\sqrt{1 - \frac{F_{n-rated}}{F_{max}}} - 1}} \quad (14)$$

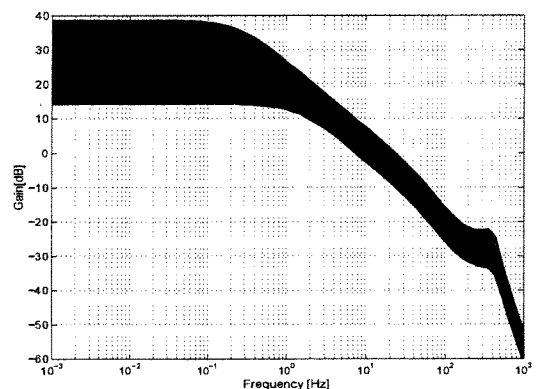
... $[0 \leq \theta_v \leq 1]$... $[0 \leq \theta_n \leq 1]$

θ_v is the scheduling parameter for velocity control. θ_n is used in force control. In this paper, y_0 is measured as F_x . F_{max} denotes the maximum hydraulic force, $F_{v-rated}$ and $F_{n-rated}$ are the rated velocity and force, respectively. Here, the hydraulic force increases to 40~50kN at 20cm/s of the piston velocity. On the other hand, the rated hydraulic force reaches 60kN, which is 2/3 of the maximum force of the machine, in the case of holding pressure control.

Now, think about the representation of the elements, which are not described as in a practical manner. $a_p(1,1)$, $b_p(1)$ and other elements can be decided when x_{s0} , P_{20} , P_{10} and x_{p0} are provided. However, as explained above, it is difficult to directly obtain the equilibrium state across the whole operating range from the related equations. For this reason, we are going to use the state variables that are obtained from simulation. In the closed loop simulation, we apply PI velocity or force control to the nonlinear plant model according to equation (1),(2),(3) and other hydraulic servo system equations[5]. Then, apply a relatively slow ramplike velocity or force reference signal, such as $(\delta v_{sig} = 0)$, so that the state variable of the closed loop change sufficiently



(a) Velocity plant



(b) Force plant

Figure 1: Gain variation

slowly. As a result, we could regard that the state are close enough to the equilibrium. By recording the all states during the simulation of the specified operating range, we have a set of the equilibrium points in both velocity or force control. Thus, the obtained values at the equilibrium points are first substituted into equations $a_p(1,1), \dots, b_p(2)$, and then all elements are calculated in order to obtain a LPV representation depending on the scheduling parameter θ . At the same time, the scheduling parameter, described as equation (14), is calculated for velocity or force control. Providing this procedure to the whole set of equilibrium points, undetermined elements would be approximated as 3rd order polynomial of the scheduling parameter. However, in the case of plant model representation by equation (11), (12) and (13), unfavorable conditions for numerical calculation appear because of the spread in matrix element

values, and the LMI problem becomes hard to solve. Hence, to improve the numerical calculation condition, the state space representation is transformed into the transfer function. Then, coefficients of the transfer function are reduced by $1/(2 \cdot \pi \cdot 50)$ scaling of the frequency axis so that minimize the deviation between system parameters. The transfer functions of velocity and force plant are equation (15) and (16).

$$G_{pv}(s) = P_{sv}(s) \cdot P_{hv}(s, \theta_v) \\ = P_{sv}(s) \frac{b_{2v}(\theta_v) \cdot s^2 + b_{1v}(\theta_v) \cdot s}{s^4 + a_{3v}(\theta_v) \cdot s^3 + \dots + a_{0v}(\theta_v)} \quad (15)$$

$$G_{pn}(s) = P_{sn}(s) \cdot P_{hn}(s, \theta_n) \\ = P_{sn}(s) \frac{b_{3n}(\theta_n) \cdot s^3 + \dots + b_{0n}(\theta_n)}{s^4 + a_{3n}(\theta_n) \cdot s^3 + \dots + a_{0n}(\theta_n)} \quad (16)$$

Then, convert the transfer function into the state space equation for the controller design. Thus, the matrices of the state space representation are described as third order polynomial of the scheduling parameter, too. Fig 1 shows velocity and force plant gain characteristic of bode plot. In addition, parameters of the experimental machine are shown in table 1.

3 Gain scheduled controller

3.1 Generalized plant considering time-delay modeling error

When designing a gain scheduled controller, the following requirements must be considered. In velocity control, the rise time of the step response must be within 15ms, and the steady-state error must be smaller as possible. In a force control system, the force must follow to the ramp signal, reaching the rated force in 15 ms, and must be error-free at the steady state condition. In the generalized plant for the H_∞ controller design framework, two weighting functions, $W_s(s)$ for the sensitivity function and $W_a(s)$ for the additive uncertainty at the input of the plant, are determined as a result of several trial-and-error. For the velocity controller,

$$W_{sv}(s) = \frac{0.0025s + 68.75}{s + 0.005}, \quad W_{av}(s) = \frac{5(s + 1)}{s + 375}$$

For the force controller

$$W_{sn}(s) = \frac{0.4s + 5}{s + 0.01}, \quad W_{an}(s) = \frac{25(s + 1)}{s + 75}$$

Table 1: Machine parameters

Specific gravity (15/4°C)	: 0.866		
Kinematic viscosity (40°C)	: 30.1 [cSt]		
Rated flow(6.86MPa drop)	: 1650 [l/min]		
90 deg phase lag w_v	: 534 [rad/s]		
Damping ratio ζ_v	: 0.94		
P_s :	13.7 [MPa]	β :	686.5 [MPa]
A_2 :	132.7 [cm ²]	A_1 :	54.2 [cm ²]
L_n :	12 [cm]		
V_2 :	450 [cm ³]	V_1 :	350 [cm ³]
r_{sig} :	± 10 [V]	r_{str} :	0.32 [cm]
l_a :	≤ 5 %	c_r :	0.0075 [mm]
m :	14 [kg] ($m = m_p + m_l$)		
b :	198.4 [N·s/cm]		
k_v :	30538 [N/cm] in velocity mode		
k_f :	93163 [N/cm] in force mode		

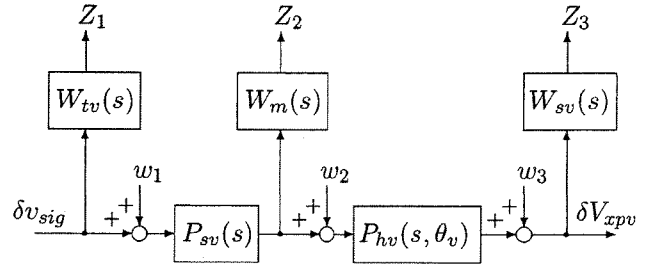


Figure 2: Velocity control generalized plant

Frequency axis of these weighting functions is scaled by $1/(2 \cdot \pi \cdot 50)$. When we design a gain scheduled controller for velocity control using the generalized plant above without an explicit time-delay consideration, and apply it to the experimental machine, a quite big overshoot appears. Also, 7ms dead time is observed^[11, 12]. Here, we assume that there is a time-delay $e^{-0.0035s}$, which is determined by nonlinear plant simulation so that reproduce the similar response to the previous experiment result. Then, take it into consideration as a modeling error $W_m(s) = 2.1s/(s+1)$, adding $W_m(s)$ at the output of the control valve $P_{sv}(s)$. Then, reconstruct the generalized plant shown in Fig 2. In force control, for the purpose of improvement of the closed loop follow-up performance, apply a μ -analysis technique to construct the generalized plant. The weighting functions W_{Rt} and W_{Rm} , which reduce the value of μ as could as possible, are obtained in the case of $\theta_n = 0.5$.

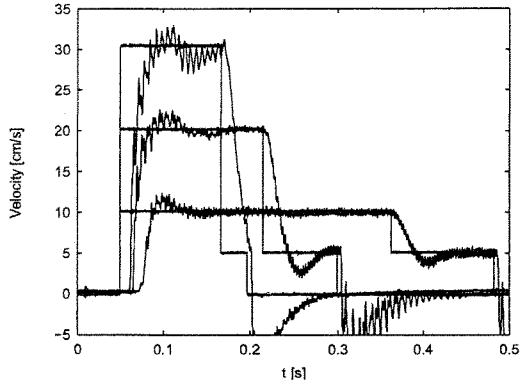


Figure 6: Velocity control by gain scheduling

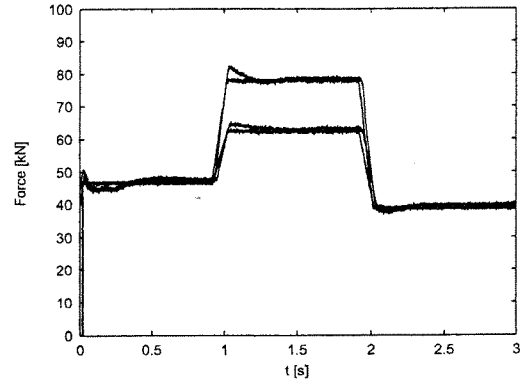


Figure 8: Force control by gain scheduling

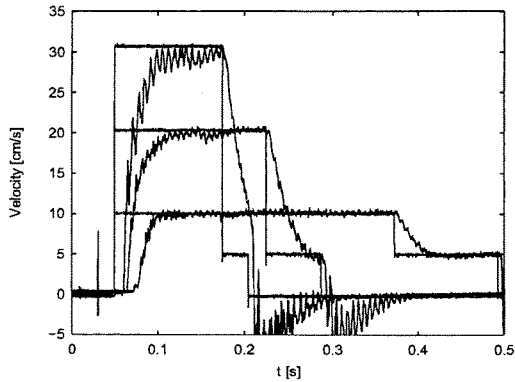


Figure 7: PI velocity control

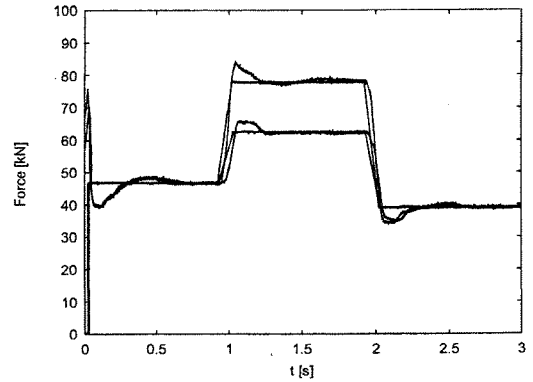


Figure 9: PI force control

4 Experiment results

Close the velocity and force control loop of the experimental injection molding machine which has mechanical parameters in Table 1, applying the gain scheduled controllers which are shown in Fig 4 and 5 respectively. Fig 6 shows velocity step response when we apply three kinds of velocity references that have an acceleration and deceleration profile. In this experiment, velocity control starts when the reference signal steps up, and stops when the 5cm/s velocity reference terminates. Fig 7 shows the velocity step response of the closed loop that is controlled by the conventional PI controller under the same condition as Fig 6. In the PI control, the rise times of three velocity references varied, and became longer and longer when the speed became faster. As a result, it takes longer time to converge to the constant reference. The other, gain scheduled velocity controller keeps same veloc-

ity behavior against the load force variation, and satisfies required characteristics quite well.

Force control experiment was performed using the force gain scheduled controller, shown in Fig 5, and obtained the experimental results shown in Fig 8. At the beginning of the force control, the reference signal stays constant level. After a while, the reference rises up to 60 or 80kN, then rises down to 40kN again. In this figure, the velocity behavior from 0 to 0.5s shows how the controlled force converges to initial condition, after the switching of the control from the velocity to the force. Here, we have an interest in the behavior of the follow-up characteristic and the convergence to the reference. As shown in Fig 9, when close the force control loop with a PI controller, we have over and under shoot. We confirm that the gain scheduled force controller achieves quite fast follow-up characteristic reducing over and under shoot in contrast with the PI controller.

5 Summary

As we often may see, the velocity PI controller shows the degradation of the step response, and the rise time varies according to the reference. On the other hand, the velocity gain scheduling control keeps a steady transition behavior to the several velocity level references, reducing the effect of the load force variation. In force control, gain scheduling controller realizes an excellent follow-up performance, better than that of PI controller, minimizing both over and under shoot. From these results, we confirmed the usefulness of gain scheduling controller approach to electro-hydraulic servo system, and the proposed controller design technique.

References

- [1] A.R.Plummer and N.D.Vaughan "Robust Adaptive Control for Hydraulic Servosystems", *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, Vol.118, June 1996, pp.237-244
- [2] İ.Tunay, E.Y.Rodin and A.A.Beck "Modeling and Robust Control Design for Aircraft Brake Hydraulics", *Trans. IEEE, Control Systems Technology* Vol. 9, NO. 2, March 2001, pp.319-329
- [3] J.E.Bobrow and K.Lum "Adaptive, High Bandwidth Control of a Hydraulic Actuator", *Trans. ASME*, Vol. 118, December 1996, pp.714-720
- [4] W.J.Rugh and J.S.Shamma "Research on gain scheduling", *Automatica*, 32, 2000, pp1401-1425
- [5] G.A.Sohl and J.E.Bobrow "Experiments and Simulations on the Nonlinear Control of a Hydraulic Servosystem", *Trans. IEEE Control Systems Technology* Vol.7, NO. 2, March 1999, pp.238-247
- [6] T.Azuma, R.Watanabe, K.Uchida and M.Fujita "A New LMI Approach to Analysis of Linear Systems Depending on Scheduling Parameter in Polynomial Forms", *Automatisierungstechnik* 48 (2000) 4, p199-204
- [7] K.Uchida "Gain Scheduling", *J.SICE* Vol.34, No.3, March 1995, p182-187 (in Japanese)
- [8] Sato "Rotational Speed Control of Hydraulic Motor Using Sliding Mode Control", *JSME(C)*, Vol 67, 660, (2001-8), pp.165-170 (in Japanese)
- [9] T.Sugiyama and K.Uchida "Modeling of Direct-Drive Servovalve which Has Giant Magnetostrictive Material and Spool Position Control by Gain Scheduling", *Transactions of the Institute of Systems, Control and Information Engineers*, March 2001, Vol.14 No.3, p110-116 (in Japanese)
- [10] T.Sugiyama, T.Azuma and K.Uchida "Resolution Improvement of the Actuator which Has Giant Magnetostrictive Material by Gain Scheduled Controller", *Proceedings of the 3rd Asian Control Conference*, Shanghai, 2000, p2132-2137
- [11] T.Sugiyama and K.Uchida, "Gain Scheduled Velocity and Force Controllers for Electrohydraulic Servosystem", *Elec(D)*, Vol.122, No.11, 2002, pp.1051-1058 (in Japanese)
- [12] T.Sugiyama and K.Uchida, "Gain-Scheduled Velocity and Force Controllers for Electrohydraulic Servo System", *Electrical Engineering in Japan*, Vol.146, No.3, 2004, pp.65-73
- [13] T.Nakamuea, Y.Sasaki, N.Saga and Y.Takahasi "Study of Performance Evaluation of Robust Control for Electrical Hydraulic Servo System (1st Report)", *Elec(D)*, Vol.120, No.3, 2000, pp.423-429 (in Japanese)
- [14] T.Nakamuea, Y.Sasaki, N.Saga and Y.Takahasi "Study of Performance Evaluation of Robust Control for Electrical Hydraulic Servo System (2nd Report)", *Elec(D)*, Vol.120, No.7, 2000, pp.916-921 (in Japanese)

Development of the Blast Furnace Integrated Java-Based Simulator

Masanobu KOGA, Harutoshi OGAI, Masatoshi OGAWA, Masahiro ITO,

Kenko UCHIDA and Shinroku MATSUZAKI

Abstract— Recently, the controlled object is complicated, and the improvement in performance enhancement (high precision and speedup) and safety of the control system is required, and the demand which simulates the whole system heightens. In this research, the method of unifying two or more partial simulators for one simulator was proposed. By applying this method to the partial simulators for Rabbit model (the burden distribution computation model) and Bright model (the internal model) on the blast furnace, the blast furnace integration simulator was constructed. JNI(Java Native Interface) is used in order to integrate the simulator described in the different language, and RMI(Remote Method Invocation) is used in order to integrate the simulator which runs in the different environment (the multi- platform). These detail methods and the blast furnace integrated simulator are reported.

I. INTRODUCTION

Recently, with the improvement of controllability and safety in complicated control objects, integrated simulation of these system becomes more and more important. By modeling one part of a system for limitation of computer literacy, the partial simulation was done from now.. Here we will carry out the total simulation by unifying some existing partial simulators. When we compared it with the developing simulator from a zero, and the former cost is considerably low and we have a considerable merit. We show the relation between partial simulators and total simulator in Fig.1. Each partial simulator took a long time for the development. Because it

was used a different programming language in various computer environment, the compatibility is low.

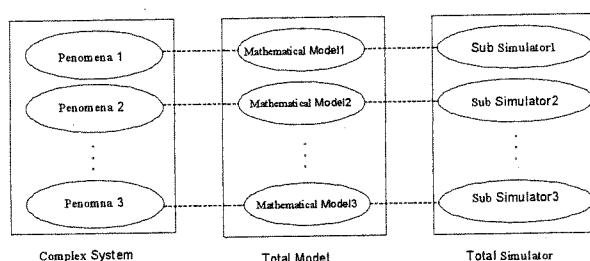


Fig. 1. Sub-Simulator and Total Simulator

By this study, we consider interaction in plural partial simulators worked in different environments for a complicated system and suggest a method to integrate the simulators. As a example, we applied this method to two partial simulators of a blast furnace process and built the integrated simulator. In addition, we introduce the visualization of the integrated simulation result and actual process data which stored Database..

With RMI (Remote Method Invocation) of Java, we use JNI (Java Native Interface) of Java to unify simulator working in different environment (multi-platform) to integrate simulator described by a different programming language. We show the conceptual diagram of integration of partial simulator by these methods in Fig.2.

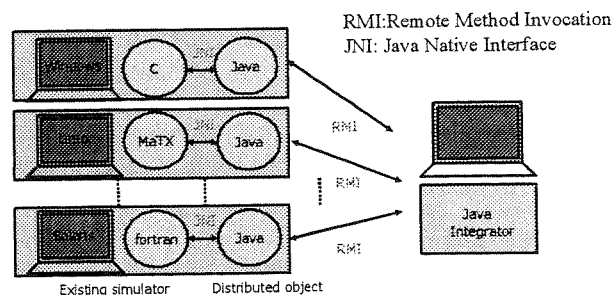


Fig. 2. Integration of Simulator by JNI & RMI

Masanobu KOGA is with Kyushu Institute of Technology,
680-4 KAWATSU, IIZUKA CITY, FUKUOKA, 820-8502, JAPAN
koga@ces.kyutech.ac.jp

Harutoshi OGAI and Masatoshi OGAWA are with Waseda University
2-7 HIBIKINO, WAKAMATSU, KITAKYUSHU, FUKUOKA, 808-0135
ogai@waseda.jp stream@asagi.waseda.jp

Kenko UCHIDA are also With Waseda University
3-4-1 OKUBO, SHINJUKU, TOKYO 169-8555, JAPAN
kuchida@uchi.elec.waseda.ac.jp

Masahiro ITO and Shinroku MATSUZAKI are with NIPPON STEEL CORPORATION,
20-1 SHINTOMI, FUTTSU-CITY, CHIBA, 293-8511, JAPAN
masa@re.nsc.co.jp s-matsuzaki@re.nsc.co.jp

II. INTEGRATED JAVA-BASED SIMULATOR

2.1 JNI (Java Native Interface)

JNI (Java Native Interface) is structure to carry out code (native code) including practice code of a processor generated by a C/C++ language or a Fortran language from a Java program. We can carry out the following in native code.

- generate objects
- access class variables
- access instance variables
- occur and catch exception
- load classes

For using JNI we compile Stub (native code comprising several lines) which mediate native code such as C and Fortran with Java, and make a common library. It is expected to make SO file (common library) in the case of UNIX, or DLL file in the case of Windows. Through the Stub a native function code (C code) is called when we call a method declared native by Java. And the action result of native code is returned through Stub to the Java program. We can carry out Fortran code from Java by calling a subroutine of Fortran from a function of a C code.

2.2 Access Java and Fortran, C code by using JNI

We mention the access procedure from Java to Fortran and C code in Fig.3.

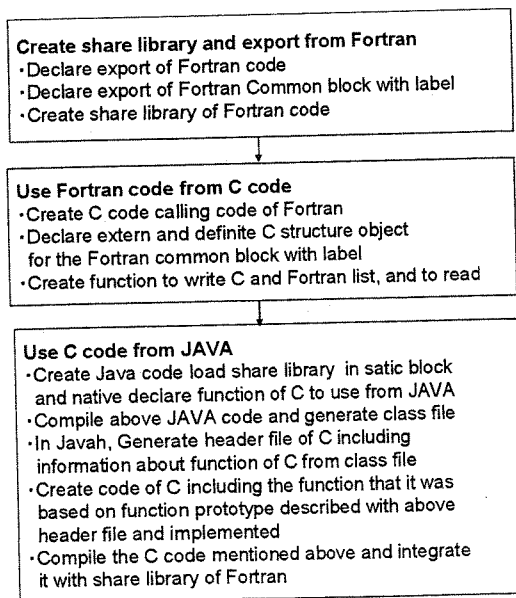


Fig.3. Fortran & C code access Method from Java

(1) Export from Fortran

We declare the subroutine names of FORTRAN code to use from Java by using JNI.

Next, labeled COMMON block and the variables of FORTRAN code are declared to use from Java code by JNI. And we compile the Fortran code and make the common library.

(2) Use FORTRAN code from C.

A subroutine of FORTRAN code is called from C. In addition, a function of this C language is defined in the form that can be called by Java.

We define some structures of C language correspond to the labeled Common blocks of the Fortran code, and make the extern declare of the variables to refer to the memory domain of Fortran.

We can access the Common block variables of Fortran by accessing the structure member of C.

(3) Use C code and Fortran code from Java

We declare native for a function of C language used from Java. We load the common library, RabbitNative, including C language in a static block.

We compile this Java code and generate the class file Rabbit.class and RabbitNative.dll.

In Fig.4, we show the conceptual diagram for accessing the variables of FORTRAN Common Block from Java. A Java program can access the variables in FORTRAN Common Block through the structure member of C corresponding to the class in Java.

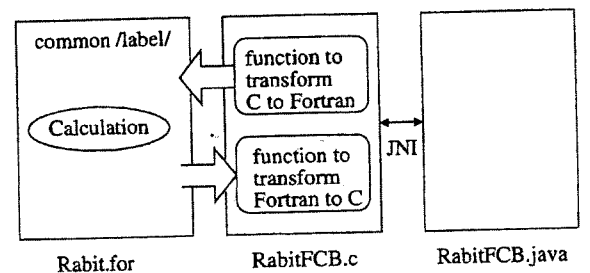


Fig.4. Access method to Common Block

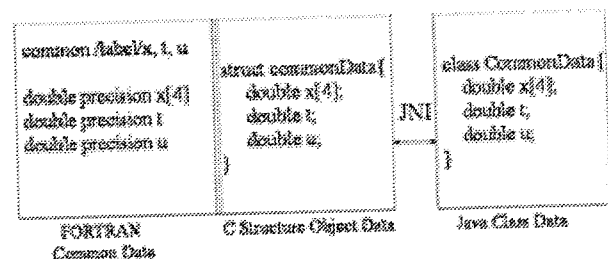


Fig5. Exchanges of data in Jni4FCB

In Fig.5 we show the example of the exchange data between the class data in Java, C structure data and the Common Block data in FORTRAN.

2.3 Jni4FCB

We developed a useful support tool, Jni4FCB. By using this tool we can access from Java to a Common Block variable in Fortran and the tool "Jni4FCB" generates the interface to access these variable automatically. When Common Block variables are declared, we can get the almost interface software to access them from Java. We show the procedure to make Java code and C code using Fortran code by Jni4FCB in Fig.6.

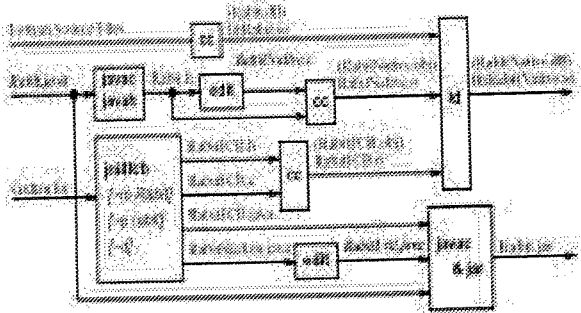


Fig.6. Java & C code automatic generation by Jni4FCB

2.4. RMI

RMI provide environment which can use the distributed object in Java.

- The use of objects arranged in terminals on a network is possible.
- Through the distributed object, the exchange of data are possible by the method calling between terminals on a network.

Processing in RMI is done as follows. In figure 7, the procedure flow of RMI is shown.

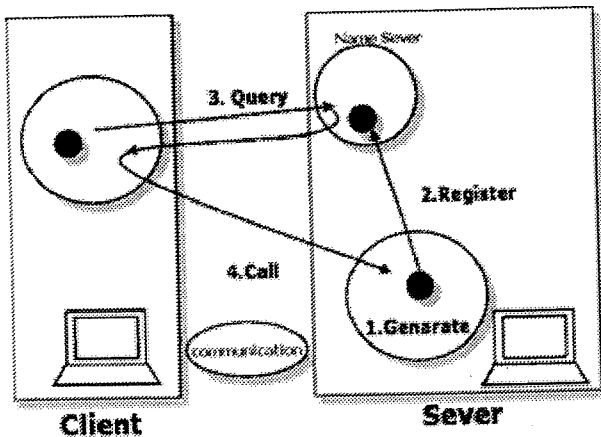


Fig. 7. processing flow in RMI

1. A server generates a distributed object.
2. A server registers a distributed object with name server.

3. A client refers to name server for a distributed object.
4. A client calls a method of a distributed object.

2.5 Distributed computing environment for Rabit & Bright We show the distributed computing environment for Rabit and Bright which used RMI in Fig.8.

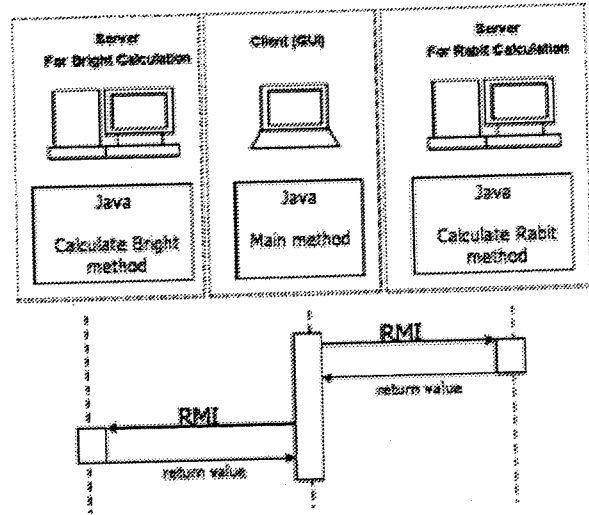


Fig.8. Distributed Environment for Rabit and Bright by RMI

In addition, we show the flow of whole distributed simulation environment with RMI and JNI in Fig 9..

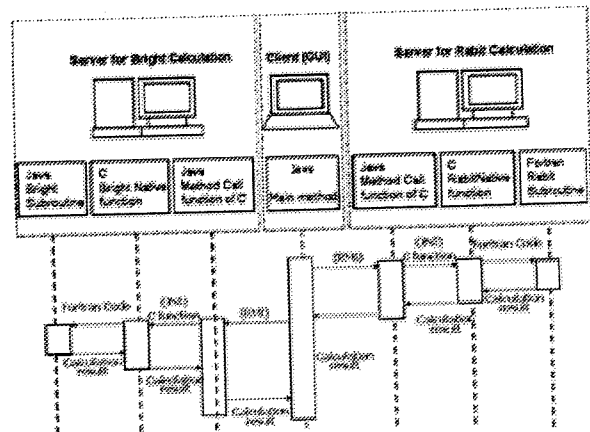


Fig.9. The total procedure flow of distributed computing environment by RMI and JNI

III. COMPOSITION OF TWO-DIMENSIONAL MATHEMATICAL MODEL OF BLAST FURNACE (BRIGHT MODEL)

3.1 Outline of Blast Furnace Process

A blast furnace is a moving-layer type counter-flow reaction vessel wherein: iron ore and coke, both in gains, are charged from its top one after the other so as to form a in through blast injection nozzles (tuyeres) provided at its lower portion and the hot air makes the coke burn to generate high-temperature reduction gas; and iron oxide in the iron ore is reduced and melted by the high-temperature reduction gas into molten pig iron. This reaction vessel is a vertical, cylindrical pressured of five sections, namely a throat, a shaft, a belly, a bosh and a hearth, from top to bottom. The shaft and the bosh are of a truncated cone shape (see Fig.10⁴⁾)

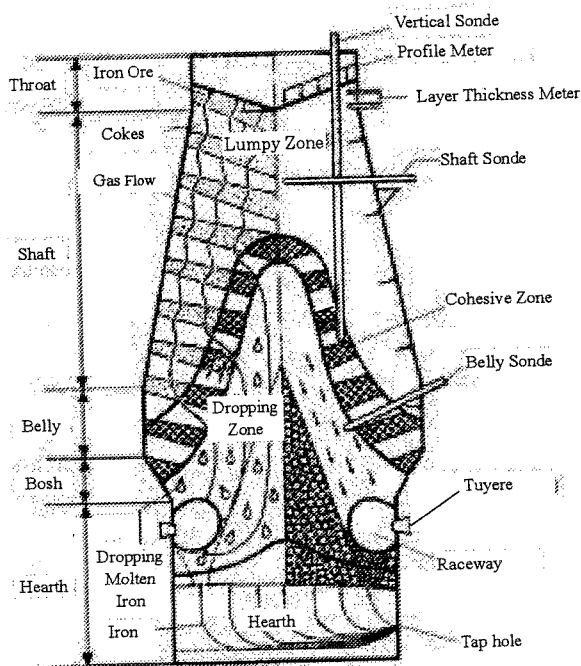


Fig.10. Outline of Blast Furnace Process

3.2 Composition of model

The two-dimensional mathematical model of the blast furnace consists of the following sub-models: the burden distribution model, gas flow model, solid liquid flow model, chemical reaction model, and cohesive zone shape judgment model. The sub-models are described in Ref 1.

Given one set of operating conditions, the procedure illustrated in Fig.11 is repeated to predict the shape of the cohesive zone and know the converged values of reduction degree distribution and temperature distribution.

The calculation results were judged to have converged when the average value of the changed when the average value of the change in the shape of the cohesive zone fell within 0.5m.

The chemical reaction model is divided into the component models for such reactions as ore reduction

reaction, coke solution loss reaction, and water-gas shift reaction.

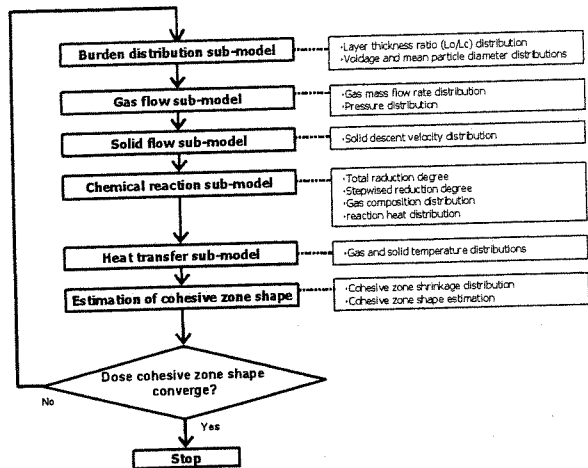


Fig.11. Composition of two-dimensional mathematical model of blast furnace

IV. BLAST FURNACE INTEGRATED SIMULATOR

4.1. Application to Blast Furnace Sub-Model Rabbit

Blast furnace sub-model Rabbit is a model calculating burden distribution of a blast furnace. We applied Jni4FCB for a program Grden.for that all Common Block to use in Rabbit is declared. In this Grden.for, there is 26 Common Blocks, and 155 variables are declared. When we applied Jni4FCB for it, RabbitFCB.java(54KB), RabbitSkerton.java (about 17 kbytes), RabbitFCB.c (about 85 kbytes), RabbitFCB.h (about 14 kbytes) were generated automatically.

We show a sequence diagram about a class generated by Jni4FCB in Fig.12.

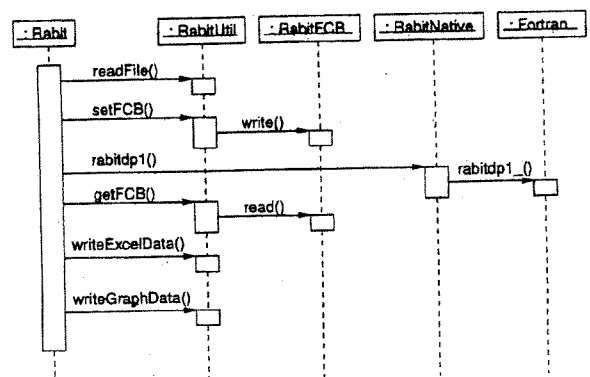


Fig.12. Generating Sequence Figure (Rabbit)

4.2 Application to Blast Furnace Sub-Model Bright

Another model of the blast furnace, Bright, is a model calculating the reaction, the solid, the gas, the liquid flow

and the heat transfer of the inside furnace. When we applied JNI4FCB for program SBRIGHT for that all Common Block to use in Bright is declared. BrightFCB.java (about 339 kbytes), BrightSkelton.java (about 93 kbytes), BrightFCB.c (about 276 kbytes), BrightFCB.h (about 39 kbytes) were generated automatically. We show a sequence diagram about a class generated by JNI4FCB in Fig.13.

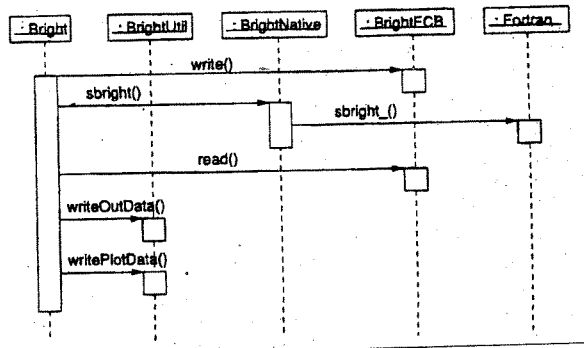


Fig.13. Generating Sequence Figure (Bright)

4.3 Integration of a Blast Furnace Model

We show the integrated simulation environment for Rabbit and Bright by JNI in Fig.14.

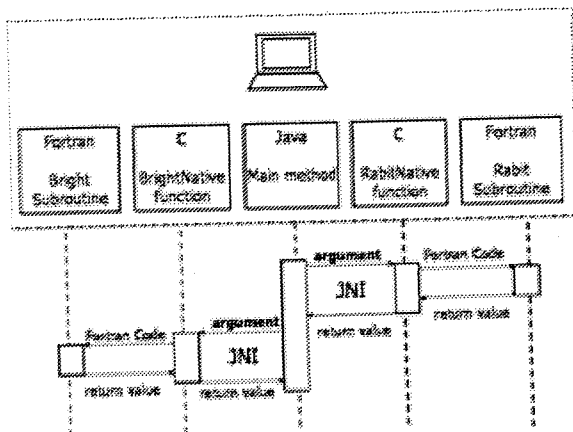


Fig.14. Integrated Rabbit & Bright Simulator

We can transfer the value calculated in Rabbit to Bright in memory without a file. We show the practical GUI Menu for the integrated simulator of a blast furnace in Fig.15.

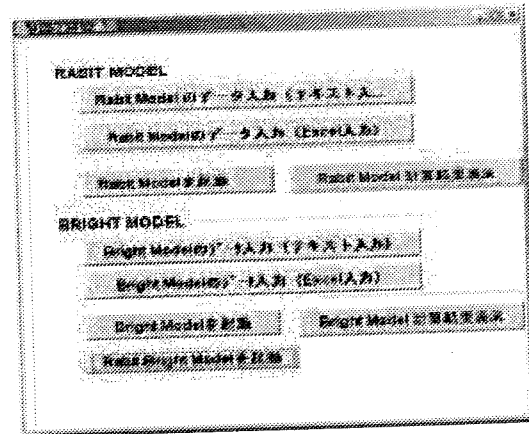


Fig.15. Menu of Integrated BF Simulator

V. VISUALIZATION SYSTEM OF BLAST FURNACE INTEGRATED SIMULATOR

5.1 Blast Furnace Integrated Visualization System

This system consists of a database system and a visualizing software. The database system accumulates both the calculated data and the measurement data in digital data for a long term. The software makes the visualization for both of the calculated data and the measurement data. These data converted to image information on personal computer. This software can compare measurement value with calculated value of the time in Fig.16.

Database system and a PC are connected to a process computer in a network, and on-line analysis is possible. In addition, we extract the digital data from the database system which accumulated voluntarily, and offline analysis is possible.

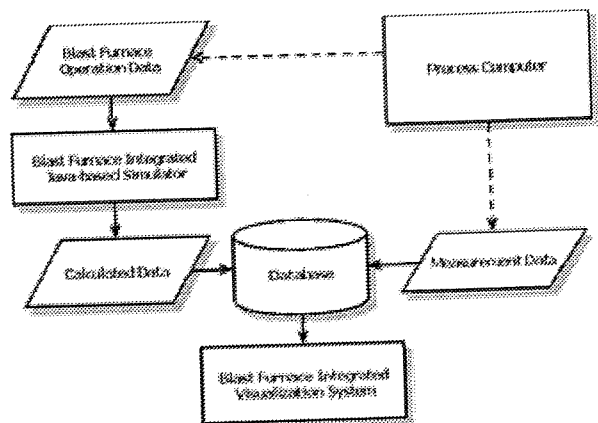


Fig.16. Outline of System Configuration

5.2 Visualization of Blast Furnace Integration Simulator

This technology makes the data which blast furnace integration simulator calculated image information. In addition, this technology makes a spatial distribution characteristic of measurement data on blast furnace facility image information in the graphic information which isograms of measurement data form. Furthermore, this technology displays a graph to compare both of data made the image information centrally. This technology has a characteristic in analyzing those time series changes as animation information. (See Fig.17)

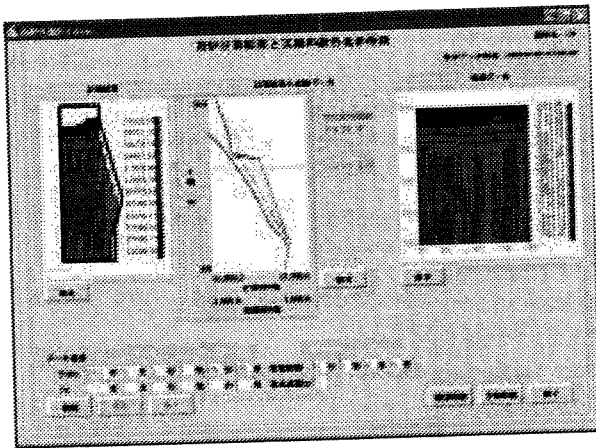


Fig.17. Image Plane of visualization System operation

Image information of calculated data shows half of the right side of the blast furnace inside of a sake bottle type and expresses it on a height direction of a blast furnace and 2-dimensions of planes of a radial direction of a blast furnace and shows pressure and height such as temperature with a different color and forms a figure of isograms of calculated value to be concrete. As for the image information of a spatial distribution characteristic of measurement data, an amount of furnace direction and a projection of 2-dimensions of planes of a furnace hoop direction develop a blast furnace external form side of a sake bottle type and We let a value of measurement data of each measurement sensor cope with three dimension establishment position information of each sensor precisely and post you on 2-dimensions of projected planes and form a figure of isograms of measurement data. We express it on pressure and 2-dimensions of planes of a height direction of temperature in a vertical axis on a height direction and a cross axle of a blast furnace, and the central graph which compares both of observed value with calculated value displays neither of graph of the time.

Operation of a visualization system chooses "blast furnace computed result and integration display screen" of the results among menu screen of Fig. 18. A screen of visualization of Fig.17 is displayed next. Then we input a period to display and numbers of steps to display. We choose the item of data that calculated value and measured

value want to display by setting. An item of calculated value, items of measured value such as gas pressure and solid pressure, gas temperature, solid-state temperature are shaft pressure and stove temperature. In what we search it and start, we display a time series change of the item by animation information last.

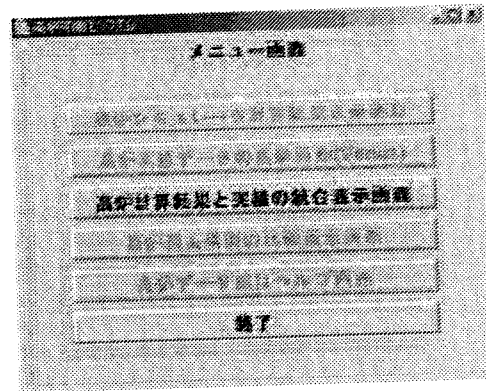


Fig.18. Menu of visualization System

VI. CLOSING

In this paper, the method of unifying two or more partial simulators for one simulator for a complicated system was proposed. In order to unify the simulator which operates in JNI (Java Native Interface) of Java and a different environment (multiplatform in order to unify the simulator described in a different language, RMI (Remote Method Invocation) of Java was used. The integrated simulator was built with the application of this method of a blast furnace process. Moreover, the integrated visualization system of the calculation result of a simulator and actual result data was also reported.

REFERENCES

- [1] Sugiyama, T and Sugata, M: Nippon Steel Technical Report, No.35, October, 1987, pp.34-42.
- [2] Sugiyama, T.: Nisiyama Memorial Technically Lecture Series No.94.ISIJ, November 1983, pp137-173
- [3] Naito, M.: Nishimura, T.: Asia Steel International Conference 2000.Vol.B(Iron-making),2000,p.268
- [4] Sugiyama, T., Sugata, M.: Seitetsu Kenkyu. (325), 34 (1987)
- [5] Cay Cary Cornell S. Horstman, Core Java2 Vol.2. ASCII, Inc
- [6] Shigeru Nakayama. Java Distributed Object initiation. SIB Access, Inc, 2000. ISBN 4-434-00934-6.
- [7] Ysuhiko Ohyama. Design of stabilizing control for inverted pendulum
- [8] Shigeru Nakayama. Java Distributed Object initiation. SIB Access, Inc, 2000. ISBN4-434-00934-6
- [9] Rob Gordon. JNI Java Native Interface Programming. Piason Education, Inc.

むだ時間を持つ電気油圧サーボ系のゲインスケジューリング制御*

杉山高洋*¹, 内田健康*²Gain Scheduling Control for Electro-Hydraulic Servo System
which has Time-DelayTakahiro SUGIYAMA*³ and Kenko UCHIDA*³ Engineering Group, Moog Japan Ltd., Engineering,
1-8-37 Nishi-shindo, Hiratsuka-shi, Kanagawa, 254-0019 Japan

Electro-hydraulic servo system has been used in many industrial applications for high power in size, high response and fine repeatability. But, load variation causes a degradation of control characteristic. In this paper, we introduce a scheduling parameter which is a function of hydraulic force against a load. Then, apply it for a controller design in order to maintain a steady control performance under the comparatively large load variation. There are many factors, which cause a time-delay between an input and an output, in the hydraulic system. It often produces unexpected over or undershoot when design an aggressive controller for high bandwidth feature to the plant. In order to have a desirable following behavior in the closed loop system, take a time-delay into consideration as a modeling error and attempt a trade off of rise-time and overshoot characteristic. The usefulness of this design approach is confirmed by the experiment.

Key Words: Electro-Hydraulic Servo, LPV System, H_∞ Control, Gain Scheduling, Time-Delay

1. はじめに

油圧駆動システムは高出力で耐久性が高く、多くの産業機械に用いられている。油圧装置制御手法の一つである電気油圧サーボ系は位置、速度、加速度あるいは推力制御における高い再現性と滑らかな高速追従性を実現する有効な手法である。系の安定化と追従特性の調整が容易であるPID制御が広く用いられているが、制御対象の特性変動や内在する非線形要素により、動作領域全体に均一な制御特性を実現することは難しい。例えば、主な構成要素である流量制御弁の出力流量特性は負荷力に依存、変動するので、機械動作状況により閉ループ系の制御特性が変わる問題がある。制御対象のパラメータ変動に対し適応制御⁽¹⁾、非線形要素を考慮するスライディングモード制御⁽⁸⁾⁽¹¹⁾⁽¹²⁾の研究が行なわれている。これらによれば、PID制御に比べ制御特性の変動を低減することが示されるが、制御器が複雑になること、速度や力制御における滑らかで高い追従特性の実現が難しい。一方、モデル化誤差を考慮する H_∞ の枠組みによるロバスト制御の研究

が行われ⁽²⁾⁽³⁾⁽¹¹⁾⁽¹²⁾、構造的な不確かさに対し μ 解析を用いた研究報告がある⁽⁵⁾。しかしながら、特定の動作点に対するノミナルモデルにモデル化誤差を考慮する従来の手法では、局所的な安定性と性能は保証されるが、制御対象のパラメータが比較的大きく変動する場合に適用の限界がある。ここでは、負荷力に依存するスケジューリングパラメータを導入し、比較的大きな負荷変動に対し所定の制御特性を達成することを狙ってLPV(Linear Parameter-varying)モデルに基づくゲインスケジュールド制御器を設計する。

推力や圧力の制御では制御弁が中立点付近で動作するため、流量調整部のクリアランスと重合度を考慮したモデルを構築することが重要と考えられる。開口面積に比例する流れとクリアランス部すき間流れの流量計算式は広く知られている。しかし、両者は境界で不連続なため、制御弁動作領域全体に渡る連続なモデルを記述することを難しくしている。

筆者らは文献⁽¹⁰⁾において、これら不連続な流量計算式を境界領域で、制御弁スプール変位とシリンダー内圧変化に対して流量と流量の変化量が連続となるような補間式を提案し、制御対象をLPVシステムとして表現する方法を示した。このLPV表現に基づき電気油圧サーボ系の速度、および推力制御ゲインスケジュー

* 原稿受付 2004年2月4日。

*¹ 正員、日本ムーグ技術部(☎254-0019 平塚市西真土1-8-37)。*² 早稲田大学理工学部電気電子情報工学科(☎169-8555 東京都新宿区大久保3-4-1)。

E-mail: tsugiyam@moog.co.jp

ルド制御器を H_∞ の制御器設計の枠組みの中で設計し、射出成型機による実機試験を行った。実験より提案する制御器設計手法の有効性が確認されたが、同時に制御性能改善の余地を示唆する結果が得られた。油圧システムでは、漏れや流路体積などのエネルギー蓄積要素が分布し、シリンダーシール部の摩擦特性と相まってむだ時間要素を構成する。先の論文ではロバスト制御を行うことから、むだ時間要素を陽に考慮した制御器設計を行っていない。しかし、電気油圧サーボ系において数十 ms 以下の立上がり時間を持つ閉ループ系を実現しようとする、比較的大なオーバーシュート発生の原因となることが示された。本論文では、むだ時間を制御対象のモデル化誤差として一般化制御対象モデルを構成し、オーバーシュートの低減と追従性のトレードオフを図る。ただし、システム内に分布するむだ時間として取り扱うことが難しいので、ここではむだ時間は流量制御弁の応答に存在するものとする。また、本論文で用いる主な記号を下に示す。

P_s : 供給圧	P_r : 戻り圧
P_2 : ヘッド圧	P_1 : ロッド圧
A_2 : ヘッド側面積	A_1 : ロッド側面積
V_2 : ヘッド側閉込体積	V_1 : ロッド側閉込体積
x_s : 制御弁変位	x_p : シリンダー変位
m_p : ピストン質量	m_l : 負荷質量
b : 等価粘性抵抗	k : 等価バネ定数
l_a : 重合度	c_r : 半径間隙
K_t : 乱流流れ流量係数	K_l : 層流流れ流量係数
q_{2int} : 乱流流れ流量	q_{2ini} : 補間流れ流量
q_{2inl} : 層流流れ流量	

2. モデリング

2.1 関係式 制御弁内には流量調整部が四つあり、各部の流量は圧力差、スプール変位の関数として表される。これらの一つ、圧力供給ポートとシリンダーヘッド間の流量調整部における関係式は

$$q_{2int} = K_t \sqrt{(x_s - l_a)^2 + c_r^2} \sqrt{P_s - P_2} \dots l_a \leq x_s \quad (1)$$

$$q_{2ini} = \left(\frac{3}{K_l}\right)^3 \left(\frac{K_t c_r}{4}\right)^4 \frac{(x_s - l_a)^3}{P_s - P_2} + K_t c_r \sqrt{P_s - P_2} \dots l_a + x_{sa} \leq x_s < l_a \quad (2)$$

$$q_{2inl} = K_l \frac{P_s - P_2}{-(x_s - l_a)} \dots x_s < l_a + x_{sa} \quad (3)$$

ただし、 $x_{sa} = -4C_r \sqrt{P_s - P_2} / (3K_t K_l)$

式(1)と(3)は、それぞれ絞り開口部を流れる乱流状態の流量式と隙間 c_r を流れる層流状態の流量式として知られている。しかしながら、これら2式で算出される流量は境界で不連続となる。動作領域全体に渡る連続な制御対象モデルとするため、本論文では式(2)を

採用する。この式は、制御弁の変位 x_s と圧力 P_2 の変化に対し、式(1)と(3)の流量および流量の変化率が連続となるよう補間する。上の3式を動作点 (x_{s0}, P_{20}) で線形化し、2次以上の高次項が無視できるとすれば

$$\delta q_{2int} = K_t \left(\frac{x_{s0} - l_a}{\sqrt{(x_{s0} - l_a)^2 + c_r^2}} \sqrt{P_s - P_{20}} \delta x_s - \frac{\sqrt{(x_{s0} - l_a)^2 + c_r^2}}{2\sqrt{(P_s - P_{20})}} \delta P_2 \right) \quad (4)$$

$$\delta q_{2ini} = \left(\frac{3}{K_l}\right)^3 \left(\frac{K_t c_r}{4}\right)^4 \frac{3(x_{s0} - l_a)^2}{P_s - P_{20}} \delta x_s + \left(\left(\frac{3}{K_l}\right)^3 \times \left(\frac{K_t c_r}{4}\right)^4 \frac{(x_{s0} - l_a)^3}{P_s - P_{20}} - \frac{K_t c_r}{2\sqrt{P_s - P_{20}}}\right) \delta P_2 \quad (5)$$

$$\delta q_{2inl} = K_l \left(\frac{P_s - P_{20}}{-(x_{s0} - l_a)} \delta x_s - \frac{1}{-(x_{s0} - l_a)} \delta P_2 \right) \quad (6)$$

を得る。制御弁変位 $x_s(t)$ に従い式(4)、(5)または(6)を選べば

$$\delta q_{2in} = K_{2inx_s} \delta x_s + K_{2inp_2} \delta P_2 \quad (7)$$

と表される。残り三つの流量調整部も同様に

$$\delta q_{2out} = K_{2outx_s} \delta x_s + K_{2outp_2} \delta P_2 \quad (8)$$

$$\delta q_{1out} = K_{1outx_s} \delta x_s + K_{1outp_1} \delta P_1 \quad (9)$$

$$\delta q_{1in} = K_{1inx_s} \delta x_s + K_{1inp_1} \delta P_1 \quad (10)$$

のように表すことができる。

2.2 状態方程式 ここで v_{sig} は制御弁への入力、 r_{sig} と r_{str} は入力信号の定格値と定格変位とする。また周波数応答試験より固有角周波数 ω_v 、減衰比 ζ_v が与えられ、応答特性は2次系 $P_{sv}(s) = r_{str} \omega_v^2 / \{v_{sig}(s^2 + 2\zeta_v \omega_v s + \omega_v^2)\}$ で表されるものとする。シリンダー内圧変化は、体積弾性係数 β および圧力変化に有効な流量と体積変化から算出される。負荷系は質量、等価バネと等価粘性抵抗で構成され、各値は実験などにより事前に与えられているものとする。この時、制御弁入力の微小変化量 δv_{sig} から被制御量である推力 δV_{F_h} とシリンダー速度 $\delta V_{x_{pv}}$ までの状態方程式は

$$\begin{pmatrix} \delta \dot{x}_{sv} \\ \delta \dot{x}_s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -2\zeta_v \omega_v & -\omega_v^2 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \delta x_{sv} \\ \delta x_s \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{r_{str} \omega_v^2}{r_{sig}} \\ 0 \end{pmatrix} \delta v_{sig} \quad (11)$$

$$\begin{pmatrix} \delta \dot{P}_2 \\ \delta \dot{P}_1 \\ \delta \dot{x}_{pv} \\ \delta \dot{x}_p \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{p(1,1)} & 0 & a_{p(1,3)} & 0 \\ 0 & a_{p(2,2)} & a_{p(2,3)} & 0 \\ \frac{10^4 A_2}{m_p + m_l} & \frac{-10^4 A_1}{m_p + m_l} & \frac{-10^2 b}{m_p + m_l} & \frac{-10^2 k}{m_p + m_l} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \delta P_2 \\ \delta P_1 \\ \delta x_{pv} \\ \delta x_p \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} b_{p(1)} \\ b_{p(2)} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \delta x_{sd} \quad (12)$$

$$\begin{pmatrix} \delta V_{Fh} \\ \delta V_{x_{pv}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{A_2}{457.78} & \frac{-A_1}{457.78} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \delta P_2 \\ \delta P_1 \\ \delta x_{pv} \\ \delta x_p \end{pmatrix} \quad (13)$$

で表される。式(12)の 10^2 は長さの単位mをcmへ変換、 10^4 は圧力MPaと面積 cm^2 から推力Nとした後、加速度の単位を cm/s^2 とする変換定数である。また式(13)に表れる457.78と0.1は油圧推力と速度観測をコントローラへ取込む際の係数である。先の研究における制御対象モデルでは、予想されるむだ時間の存在はロバスト制御設計の不確かさの見積りの中で吸収できるとして陽に考慮せず、式(11)と(12)を一つの式にまとめ状態空間表現を記述した。しかし、実機速度制御には比較的大きなオーバーシュートが発生し、推力制御においても速やかな収束性に課題が残った。本論文では、これら閉ループ系の応答を改善する目的から式(11)の出力 δx_s と式(12)の入力 δx_{sd} 間にむだ時間が存在するものと仮定し、制御対象モデルを構築する目的で二式に分けている。なお、式(12)の未確定要素を次式(14)にまとめる。

$$\begin{aligned} a_{p(1,1)} &= \frac{\beta(K_{2inP_2} - K_{2outP_2})}{V_2 + A_2(L_n + x_{p0})}, & a_{p(1,3)} &= \frac{-\beta A_2}{V_2 + A_2(L_n + x_{p0})} \\ a_{p(2,2)} &= \frac{\beta(K_{1inP_1} - K_{1outP_1})}{V_1 + A_1(L_n - x_{p0})}, & a_{p(2,3)} &= \frac{\beta A_1}{V_1 + A_1(L_n - x_{p0})} \\ b_{p(1)} &= \frac{\beta(K_{2inxs} - K_{2outxs})}{V_2 + A_2(L_n + x_{p0})}, & b_{p(2)} &= \frac{\beta(K_{1inxs} - K_{1outxs})}{V_1 + A_1(L_n - x_{p0})} \end{aligned} \quad (14)$$

2.3 LPV システム 状態方程式(12)の6つの未確定要素は、動作状態に従い変化する。そこで制御対象の変動を捉えるためスケジューリングパラメータを導入し、変動する要素をこれの関数として表す。この表現は、スケジューリングパラメータを固定することに対応する線形状態方程式が定まり、LPVシステムと呼ばれる。ところで式(12),(13)は

$$\begin{aligned} \delta \dot{x} &= \frac{\partial}{\partial x} f(x_0) \delta x + \frac{\partial}{\partial x} g(x_0) \delta x_{sd} \\ \delta y &= C_p \delta x \end{aligned} \quad (15)$$

の形をしている。ここで C_p は機械的仕様から定めることができる。 x_0 は平衡点であるが、本制御対象では $f(x_0) + g(x_0)x_{sd0} = 0$ は状態に関し陰関数となり関係式から直接 x_0 を求めることは難しい。一方 x_0 が与えられれば y_0 は、 $y_0 = C_p x_0$ と計算することができる。本論文では、スケジューリングパラメータ θ が y_0 の滑らかな関数となるよう式(16)のように決める。

$$\theta_v = \frac{\frac{1}{\sqrt{1 - \frac{F_x}{F_{max}}} - 1}}{\frac{1}{\sqrt{1 - \frac{F_{v, rated}}{F_{max}}} - 1}}, \quad \theta_n = \frac{\frac{1}{\sqrt{1 - \frac{F_x}{F_{max}}} - 1}}{\frac{1}{\sqrt{1 - \frac{F_{n, rated}}{F_{max}}} - 1}} \quad (16)$$

... $[0 \leq \theta_v \leq 1]$... $[0 \leq \theta_n \leq 1]$

θ_v は速度制御、 θ_n は推力制御で用いるスケジューリングパラメータである。ここで y_0 は推力観測量 $F_x (= V_{F_n})$ として検出される。 F_{max} は表4に示す機械仕様から算出される最大推力の90%にあたる160kNとし、 $F_{v, rated}$ は速度試験条件から事前に見積もられる推力上昇に余裕を見込み90kN、 $F_{n, rated}$ は F_{max} の1割減に相当する140kNとしている。この時、スケジューリングパラメータに依存する線形状態方程式を導くことができれば、その状態方程式は平衡点 x_0 の近傍で制御対象の振舞いを表している⁽⁴⁾⁽⁶⁾。

さて $a_{p(1,1)}$ 、 $a_{p(1,3)}$ などは、 x_{s0} 、 P_{20} 、 P_{10} と x_{p0} が与えられれば決めることができる。しかし、前述の理由から全動作領域に渡る平衡状態を直接求めることは難しい。そこで、シミュレーションから得られる状態変数の値を用い、未確定要素を定めることにする。式(1),(2),(3)や圧力変化の関係式から構成される非線形制御対象モデルに対し、PI制御器を用いて速度、あるいは推力制御閉ループ系を構成する。シミュレーションモデルの状態変数が十分ゆっくりと変化し、平衡状態にあると見なすことができ程度の傾きを持つランプ信号を与え、その時の状態量を記録する。信号の大きさは、所望する全動作範囲に渡るように調整する。このようにして速度、あるいは推力閉ループ系における平衡点に十分近い集合を求める。

LPVシステム表現とするには、まず算出した平衡点から各要素の値を式(14)で求める。また式(16)から速度と推力制御のスケジューリングパラメータを算出する。スケジューリングパラメータを横軸、各要素の値を縦軸とする座標系へマッピングした後、多項式近似曲線を最小二乗法により求めてLPVシステム表現と得る。速度制御対象の伝達関数表現は

$$\begin{aligned} G_{pv}(s) &= P_{sv}(s) \cdot P_{hv}(s, \theta_v) \\ &= P_{sv}(s) \frac{b_{2v}(\theta_v) \cdot s^2 + b_{1v}(\theta_v) \cdot s}{s^4 + a_{3v}(\theta_v) \cdot s^3 + \dots + a_{0v}(\theta_v)} \end{aligned} \quad (17)$$

のような形となり、推力制御対象の場合では

$$\begin{aligned} G_{pn}(s) &= P_{sn}(s) \cdot P_{hn}(s, \theta_n) \\ &= P_{sn}(s) \frac{b_{3n}(\theta_n) \cdot s^3 + \dots + b_{0n}(\theta_n)}{s^4 + a_{3n}(\theta_n) \cdot s^3 + \dots + a_{0n}(\theta_n)} \end{aligned} \quad (18)$$

Table 1 Coefficient of velocity plant

	b_{iv0}	b_{iv1}	b_{iv2}	b_{iv3}
$b_{2v}(\theta_v)$	1.07×10^9	-2.21×10^7	-1.8×10^9	1.47×10^9
$b_{1v}(\theta_v)$	3.03×10^{10}	1.08×10^{12}	-1.29×10^{12}	7.11×10^{11}
	a_{iv0}	a_{iv1}	a_{iv2}	a_{iv3}
$a_{3v}(\theta_v)$	1.21×10^3	1.53×10^3	-8.83×10^2	6.93×10^2
$a_{2v}(\theta_v)$	9.37×10^6	-1.99×10^6	3.85×10^6	-1.25×10^6
$a_{1v}(\theta_v)$	2.58×10^8	9.41×10^9	-7.78×10^9	5.14×10^9
$a_{0v}(\theta_v)$	3.54×10^7	9.68×10^9	1.17×10^{10}	6.84×10^9

$$b_{iv}(\theta_v) = \sum_{j=0}^3 b_{ivj} \theta_v^j \quad (i = 1, 2),$$

$$a_{iv}(\theta_v) = \sum_{j=0}^3 a_{ivj} \theta_v^j \quad (i = 0, 1, 2, 3)$$

Table 2 Coefficient of force plant

	b_{in0}	b_{in1}	b_{in2}	b_{in3}
$b_{3n}(\theta_n)$	8.14×10^4	-1×10^5	6.47×10^4	-1.69×10^4
$b_{2n}(\theta_n)$	9.99×10^7	-9.79×10^7	6.99×10^7	-1.89×10^7
$b_{1n}(\theta_n)$	5.04×10^{10}	-3.29×10^{10}	2.89×10^{10}	-8.26×10^9
$b_{0n}(\theta_n)$	2.72×10^{12}	1.03×10^{13}	-3.06×10^{12}	4.71×10^{11}
	a_{in0}	a_{in1}	a_{in2}	a_{in3}
$a_{3n}(\theta_n)$	1.28×10^3	6.42×10^2	9.08×10^2	-2.51×10^2
$a_{2n}(\theta_n)$	8.73×10^6	1.72×10^6	5.85×10^5	-2×10^5
$a_{1n}(\theta_n)$	6.08×10^8	3.10×10^9	4.19×10^9	-1.06×10^9
$a_{0n}(\theta_n)$	9.98×10^8	6.33×10^9	2.76×10^{10}	3.15×10^{10}

$$b_{in}(\theta_n) = \sum_{j=0}^3 b_{inj} \theta_n^j$$

$$a_{in}(\theta_n) = \sum_{j=0}^3 a_{inj} \theta_n^j \quad (i = 0, 1, 2, 3)$$

Table 3 Region of coefficient variation

Velocity plant		Force plant	
	region		region
—	—	b_{3n}	$2.91 \times 10^4 \sim 8.14 \times 10^4$
b_{2v}	$7.28 \times 10^8 \sim 1.07 \times 10^9$	b_{2n}	$5.29 \times 10^7 \sim 9.99 \times 10^7$
b_{1v}	$3.03 \times 10^{10} \sim 5.37 \times 10^{11}$	b_{1n}	$3.81 \times 10^{10} \sim 5.04 \times 10^{10}$
—	—	b_{0n}	$2.72 \times 10^{12} \sim 1.04 \times 10^{13}$
a_{3v}	$1.21 \times 10^3 \sim 2.56 \times 10^3$	a_{3n}	$1.28 \times 10^3 \sim 2.58 \times 10^3$
a_{2v}	$9.37 \times 10^6 \sim 9.98 \times 10^6$	a_{2n}	$8.73 \times 10^6 \sim 1.08 \times 10^7$
a_{1v}	$2.58 \times 10^8 \sim 7.03 \times 10^9$	a_{1n}	$6.08 \times 10^8 \sim 6.85 \times 10^9$
a_{0v}	$3.54 \times 10^7 \sim 2.83 \times 10^{10}$	a_{0n}	$9.98 \times 10^8 \sim 6.65 \times 10^{10}$

のようになる。伝達関数の各係数は、スケージングパラメータ θ の3次多項式としている。表1と2へ式(17)の速度と式(18)の推力制御対象の3次多項式係数を示した。また表3へスケージングパラメータが0と1の間を変化した場合の多項式係数の変動幅をまとめ、図1と2へスケージングパラメータが0と1の場合の速度と推力制御対象のボード線図を示す。制御器算出の過程で、数値計算上の都合から状態空間表現を伝達関数へ変換、周波数軸を $1/(2 \cdot \pi \cdot 50)$ でスケージングしてパラメータのばらつきを小さくしている。これらの図からは、速度制御に等価バネ剛性が存在すると原点零点が表れること。推力制御対象のバンド幅が負荷の持つ剛性に大きく依存すること。負荷力変動は、単に制御弁出力変動ばかりではなく、制御対象の応答特

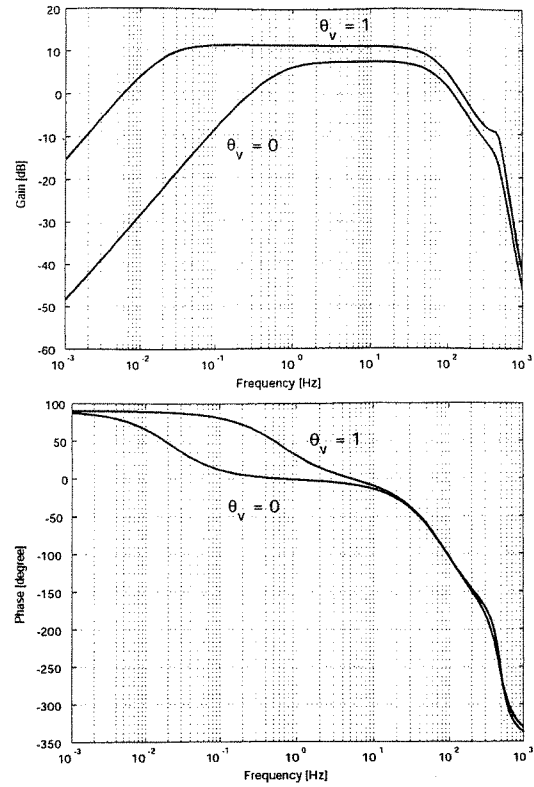


Fig. 1 Bode plot of velocity plant variation

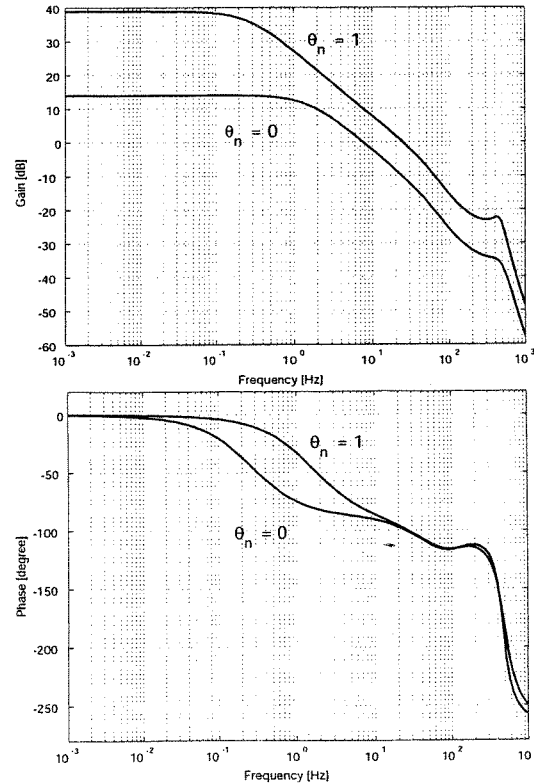


Fig. 2 Bode plot of force plant variation

Table 4 Machine parameters

Specific gravity (15/4°C)	: 0.866
Kinematic viscosity (40°C)	: 30.1 [cSt]
Rated flow (6.86MPa drop)	: 1650 [l/min]
90 deg phase lag w_v	: 534 [rad/s]
Damping ratio ζ_v	: 0.94
P_s : 13.7 [MPa]	β : 686.5 [MPa]
A_2 : 132.7 [cm ²]	A_1 : 54.2 [cm ²]
L_n : 12 [cm]	
V_2 : 450 [cm ³]	V_1 : 350 [cm ³]
r_{sig} : ± 10 [V]	r_{str} : 0.32 [cm]
l_a : ≤ 5 %	c_r : 0.0075 [mm]
m : 14 [kg] ($m=m_p+m_l$)	
b : 198.4 [N·s/cm]	
k_v : 30538 [N/cm] in velocity mode	
k_f : 93163 [N/cm] in force mode	

性にも影響すること。本制御対象の場合、速度および推力制御対象で25~30dBのゲイン変動が生じていることが読みとられる。閉ループ系に求める追従特性やバンド幅は、これらボード線図を基に検討される。また表4へ設計した制御器を適用する実験機の諸元を示す。

3. ゲインスケジュールド制御器

3-1 むだ時間を考慮した一般化プラント 速度制御系では、ステップ応答の立上がり時間を15ms以下、定常誤差を極力小さくする。推力制御では、定格推力へ15msで到達するランプ信号に追従、かつ定常誤差が零となるよう制御器を設計する。一般化プラントの感度関数に対する周波数重み関数を $W_s(s)$, $W_a(s)$ は準相補感度関数に対する周波数重みで速度制御器設計の場合

$$W_{sv}(s) = \frac{0.0025s + 68.75}{2(s + 0.005)}, \quad W_{tv}(s) = \frac{3.75(s + 1)}{s + 375}$$

推力制御器設計では

$$W_{sn}(s) = \frac{0.4s + 5}{s + 0.01}, \quad W_{an}(s) = \frac{25(s + 1)}{s + 75}$$

としている。ただし、ここでも周波数軸は $1/(2 \cdot \pi \cdot 50)$ でスケールしている。このような周波数重みだけを用いて、むだ時間を陽に考慮せず設計した速度制御器を実機試験へ適用した場合、事前シミュレーションには見られない比較的大きなオーバーシュートが発生する。文献⁽¹⁰⁾の速度実応答波形には約7msの時間遅れが観測されることから、むだ時間が原因であろうと推察される。通常、油圧システムには、多くのむだ時間要素が分布しているものと考えられる。しか

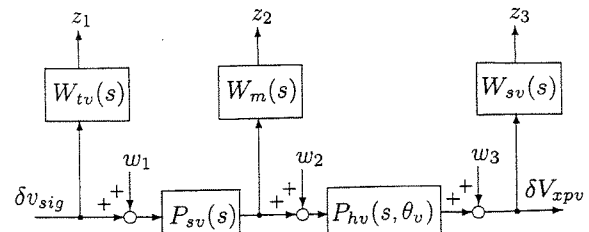


Fig. 3 Generalized plant for velocity control with time-delay weight $W_m(s)$

し、分布したむだ時間をそのままモデル化することは困難なので、ここでは、これを単一のむだ時間要素で等価的に表すことができるものと仮定してモデル化を行う。むだ時間の大きさを見積もるために、制御対象モデルと実機試験で採用した制御器を用い、実速度応答とほぼ同じ大きさのオーバーシュートが再現される条件をシミュレーションにより調べる。このようにして、制御弁出力にむだ時間 $e^{-0.0035s}$ が存在するモデルを得た。そこで本論文では、むだ時間要素を乗法的モデル化誤差 $W_m(s) = 2.1s/(s + 1)$ として一般化プラントへ加え評価することとする。制御弁 $P_{sv}(s)$ の出力へむだ時間モデル化誤差の重み $W_m(s)$ を挿入し、構成した速度制御一般化プラントを図3へ示す。ただし、 P_{hv} は式(17)のように原点に零点を持ち設計問題が可解とならないので、分母式零次項の $1/1000$ を分子式へ加え問題を回避する。推力制御器設計用一般化プラントには、閉ループ系の特性をより改善する目的で構造化特異値解析手法を用いる。構造化特異値 μ を低減する、 $W_{tn}(s)$, $W_m(s)$ と $W_{sn}(s)$ に掛かる周波数重み W_{Rt} , W_{Rm} と $W_{Rs}(s)$ を $\theta_n = 0.5$ の場合で求め、一般化プラント図4を構成する。何回かの繰り返し計算の結果、次のような重みを得る。

$$W_{Rt}(s) = \frac{0.59121s + 0.29293}{s + 6.1275 \times 10^{-4}}$$

$$W_{Rm}(s) = \frac{4.7514s + 10.210}{s + 7.4161 \times 10^{-4}}, \quad W_{Rs} = 1$$

ただし、 $W_{Rt}(s) = W_{Lt}(s)$, $W_{Rm}(s) = W_{Lm}(s)$

$$W_{Rs}(s) = W_{Ls}(s)$$

表5は重み関数 W_{Rm} と W_{Rt} をDKイタレーションで求める過程を示している。Matlabの μ 解析・シンセシス Toolbox で、イタレーション開始時に重み関数の次数を自動的に決めるよう指定すると、それぞれ5次の重み関数を算出する。5回繰り返すと μ 及び γ が1.24へ収束する。これを一般化プラントへ組み込むと、次数増加に伴う計算時間増加と精度上の問題を生じるので

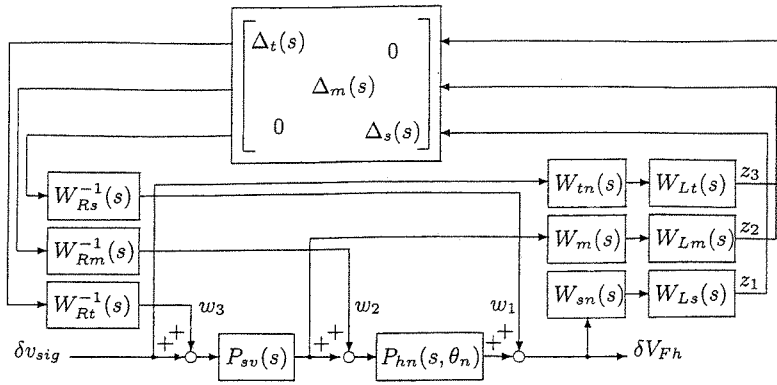


Fig. 4 Generalized plant for force control with $W_{Rt}(s)$ and $W_{Rm}(s)$ obtained from μ analysis

低次元化を試みる. 次数を順次 2 次, 1 次と指定すると 11 回の繰返しで μ と外乱から被制御量までの L_2 ゲイン γ が 1.71 と 1.63 となる. このような低次元化が常に可能とは限らず, 本例でもこれより小さな μ と γ を得られないので 11 回で打ち切っている.

3.2 制御器 設計する H_∞ 制御器は, 一般化プラントと次数が同じフルランク, 出力フィードバックで, 制御器パラメータはオンラインで入手されるスケューリングパラメータに依存するものとする. H_∞ 制御問題を解くにあたり, 問題を LMI 制約として定式化する. 制御器算出の詳細は文献⁽⁹⁾を参照. 本手法の特徴は, 一般化プラントの行列要素がスケューリングパラメータに依存するタイプの制御対象を扱えること. 閉ループ系を内部安定化し, 外乱から被制御量までの L_2 ゲインを最小にする連続正定対称行列 $\mathcal{X}(\theta)$ と $\mathcal{Y}(\theta)$ もスケューリングパラメータに依存させていること. スケューリングパラメータの最大変化率を考慮することで, 実装時にその変化率情報が不要であること. オンラインで入手するスケューリングパラメータが決まれば, 簡潔な線形制御器となることである. 一方, 本手法では $\mathcal{X}(\theta)$ について 2 次制約条件が加わるが, この制約は二つの LMI 十分条件へ緩和することが可能である. 本論文では $\mathcal{X}(\theta)$, $\mathcal{Y}(\theta)$ を

$$\mathcal{X}(\theta) = \sum_{i=0}^3 \mathcal{X}_i \theta^i, \quad \mathcal{Y}(\theta) = \sum_{i=0}^3 \mathcal{Y}_i \theta^i$$

のようにスケューリングパラメータの 3 次多項式としている. 他方, スケューリングパラメータ θ は連続値を取るため, こままでの議論によれば無限個の LMI 制約となる. この問題に対しては, 東らが提案する凸多面体⁽⁷⁾を構成することで, 有限個の LMI 制約へ帰着している. 図 5 と 6 は, 速度と推力制御に設計されたゲインスケジュールド制御器のゲイン特性を $\theta = 0$

Table 5 μ and γ in DK iteration

number of times	μ	γ	order	
			W_{Rt}	W_{Rm}
1	19.2	1.78	0	0
2	1.21	1.7	5	5
3	2.13	1.67	5	5
4	1.28	1.28	5	5
5	1.24	1.24	5	5
6	1.82	1.78	2	2
7	1.5	1.5	2	2
8	1.52	1.52	2	2
9	1.51	1.47	1	1
10	1.77	1.63	1	1
11	1.71	1.63	1	1

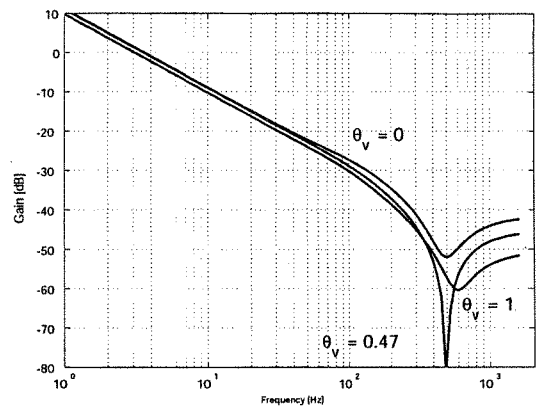


Fig. 5 Velocity gain scheduled controller

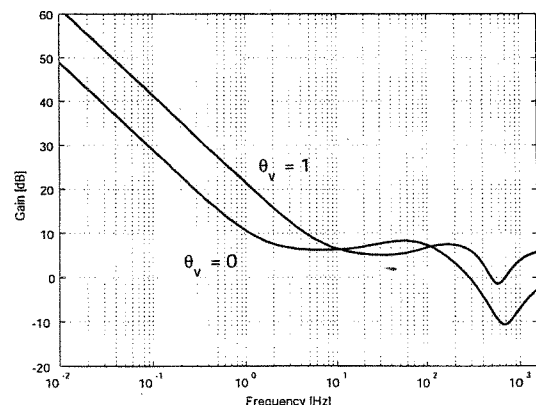


Fig. 6 Force gain scheduled controller

と $\theta = 1$ について計算したものである. μ 解析より得た重み関数 $W_{Rt}(s)$, $W_{Rm}(s)$ を考慮した推力制御器の場合, 10 から 100Hz の周波数帯域外でスケュー

リングパラメータに従い、およそ 10dB ゲインが変化
する。一方、速度制御器のゲインは、100Hz 以下の帯域
で数 dB の変化にどまり、保守的な様子がうかがえる。
しかしながら、300Hz 以上の帯域ではやはり 10dB
程度変化することから、オーバーシュートを低減しな
がら所定の追従性を達成するものと期待される。制御
器の実装に際し、まず速度制御器は 7 次、推力制御器
を 9 次まで低次元化する。0.1ms のサンプリング時間
内にオンラインで制御器パラメータを算出することが
困難なので、スケジューリングパラメータを 100 等分
し、オフラインで対応する離散時間系制御器パラメ
ータをテーブルとして準備する。

4. 実機試験

表 4 の機械仕様を持つ射出成形機へ、図 5 の速度ゲ
インスケジュールド制御器を用いた閉ループ系を構成す
る。3 種の速度プロファイルを持つ目標信号を閉ル
ープ系へ与えた時の応答試験結果を図 7, 8 に示す。本試
験では、速度目標信号の立ち上がりと同時にゲインスケ
ジューリング制御を開始、5cm/s の目標信号終了時点
で速度制御を終了している。同一速度目標信号に対
する PI 速度制御結果が図 8 である。PI 制御器のゲ
インは、目標速度 10cm/s への立ち上がり追従特性が好ま
しいものとなるよう調整されている。目標速度が上昇
するに従い負荷反力が増加することから、図 7 に比べ
図 8 の PI 制御の場合では、立ち上がりの応答がだ
いに鈍くなり、目標値への到達時間が延びる傾向が現
われる。さらに、目標速度が 30cm/s の場合では、所
定の時間内に目標値へ到達しない様子が見られる。

図 6 のゲインスケジュールド制御器を用いた推力実
機試験からは、図 9 に示す結果を得る。推力の目標値
は、制御開始時に約 60kN で一定、この状態から 10ms
の間に 60 あるいは 80kN まで増加、一定値を維持し
た後に 40kN まで減少する二通りとした。ただし、図
9, 10 とも 0.5 秒までは、速度から推力制御へと制
御モードが切換えられた後、定常値へ収束する過程が
示されている。図 10 の PI 制御では、ランプ信号追
従過程でオーバーシュートとアンダーシュートが発生
している。一方、本研究で設計した推力ゲインスケ
ジュールド制御器によれば、オーバー低減と同時に極
めて小さなアンダーシュートに押さえられ、良好な追
従特性が実現されている。

5. まとめ

従来より、系の安定化と所望される追従特性を現場
調整で容易に得ることから、PID 制御が多くの電気
油圧サーボ系に採用されている。しかし、一つの動作
点に

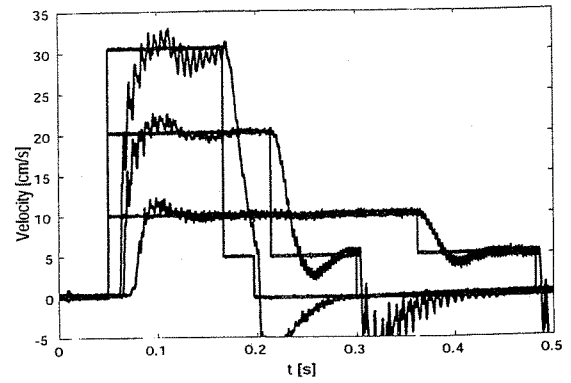


Fig. 7 Velocity control by gain scheduling

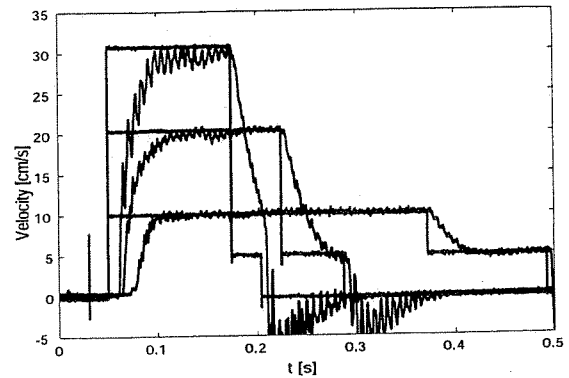


Fig. 8 PI velocity control

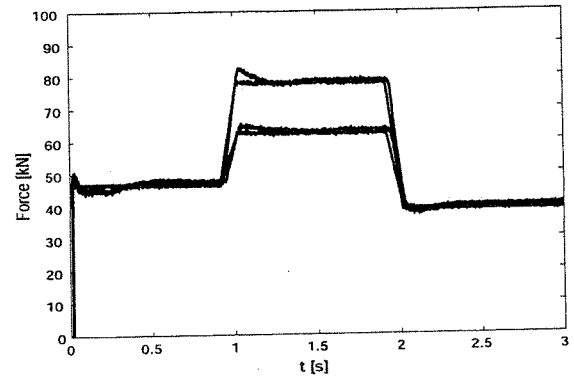


Fig. 9 Force control by gain scheduling

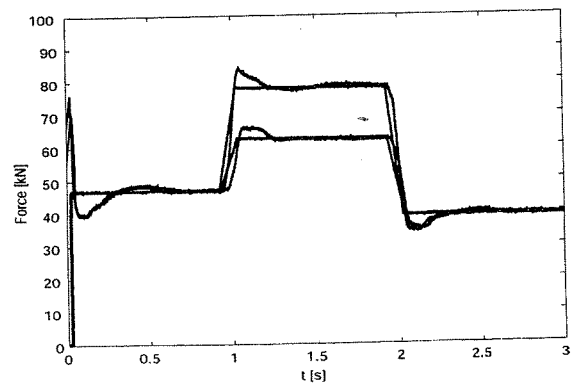


Fig. 10 PI force control

対し制御器パラメータを調整し、そのパラメータを固定するタイプの制御器では、閉ループ系の特性が機械稼動状態に依り変動する問題がある。本研究による速度と推力制御試験では、負荷力変動が機械定格推力の20%程度であっても閉ループ系の追従特性変化が生じる。本論文では、負荷力の挙動を反映する油圧推力を基にするスケジューリングパラメータを提案し、制御対象をLPVシステムとしてして表現した。このシステム表現を採用することで、電気油圧サーボ系における負荷力変動が、制御弁出力流量変動のみならず、制御対象の応答特性にも影響することを容易に把握することができる。

LPVシステム表現に基づく、スケジューリングパラメータの最大変化率を考慮する速度、推力ゲインスケジュールド制御器の設計を行うにあたり、むだ時間要素をモデル誤差として一般化プラントへ組み入れることで、制御対象が持つ高い追従性を損なうこと無くオーバーシュートを低減、同時に良好な目標値への収束特性を達成した。これら試験結果より、本論文で示した制御器設計法の有効性を確認した。

文 献

- (1) A.R.Plummer, N.D.Vaughan *Robust Adaptive Control for Hydraulic Servosystems*, Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, Vol.118, (June 1996), pp.237-244
- (2) İ.Tunay, E.Y.Rodin, A.A.Beck *Modeling and Robust Control Design for Aircraft Brake Hydraulics*, Trans.IEEE, Control Systems Technology Vol. 9, NO. 2, (March 2001), pp.319-329
- (3) J.E.Bobrow, K.Lum *Adaptive, High Bandwidth Control of a Hydraulic Actuator*, Trans. ASME, Vol. 118, (December 1996), pp.714-720
- (4) W.J.Rugh, J.S.Shamma *Research on gain scheduling*, Automatica, 32, (2000), pp1401-1425
- (5) 真田, 無敵, 北川 μ シンセシスによる電気油圧サーボ機構の制御系設計手法の研究, 日本機械学会論文集 (C編), 61 巻, 590 号, 1995, pp.3960-3967
- (6) 内田 *ゲインスケジューリング, 計測と制御* 第 34 巻, 第 3 号, (1995 年 3 月), pp.182-187
- (7) 東, 渡辺, 内田 *有限個の LMI 条件に基づいたスケジューリングパラメータを持つ線形システムの解析における凸包の構成法*, 第 25 回 制御理論シンポジウム, (May 1996), pp73-78
- (8) 佐藤 *スライディングモード制御を用いた油圧モータの速度制御*, 日本機械学会論文集 (C編), 67 巻, 660 号, (2001-8), pp.165-170
- (9) 杉山, 内田 *超磁歪材アクチュエータを有する直動型サーボ弁のモデリングとゲインスケジューリングによるスプール位置制御*, システム制御情報学会論文誌, Vol.14, No.3, (2001), pp.110-116
- (10) 杉山, 内田 *電気油圧サーボ系における速度および推力のゲインスケジューリング制御*, 電気学会論文集 (D編), 122 巻, 11 号, (平成 14 年), pp.1051-1058
- (11) 中村, 佐々木, 嵯峨, 高橋 *電気油圧サーボ系のロバスト制御に関する性能評価 (第 1 報) -ロバスト性・制御入力・外乱抑圧特性に対する実験的比較-*, 電気学会論文集 (D編), 120 巻, 3 号, (平成 12 年), pp.423-429
- (12) 中村, 佐々木, 嵯峨, 高橋 *電気油圧サーボ系のロバスト制御に関する性能評価 (第 2 報) -各種パラメータ変動に対する実験的比較-*, 電気学会論文集 (D編), 120 巻, 7 号, (平成 12 年), pp.916-921

プロセスのモデリングと制御・監視

内田健康*・山下善之**・加納学***

* 早稲田大学 東京都新宿区大久保 3-4-1
 ** 東北大学 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-07
 *** 京都大学 京都市西京区京都大学桂
 * Waseda University, 3-4-1 Okubo, Shinjuku-ku, Tokyo, Japan
 ** Tohoku University, Aoba-ku, Sendai, Japan
 *** Kyoto University, Nisikyo-ku, Kyoto, Japan
 * E-mail: kuchida@uchi.elec.waseda.ac.jp
 ** E-mail: yyama@pse.che.tohoku.ac.jp
 *** E-mail: kano@cheme.kyoto-u.ac.jp

キーワード：入出力データ (input-output data), モデリング (modeling), プロセス制御 (process control), プロセス予測 (process prediction), プロセス監視 (process monitoring), 制御系設計 (control system design), 制御性能監視 (control performance monitoring), 異常診断 (fault diagnosis).
 JL 0002/05/4402-0083 ©2004 SICE

1. はじめに

プロセスを予測する、動かす、監視することは、プロセス運用の要点でありすべてでもある。本特集号では、この「予測する／動かす／監視する」というプロセスの計測と制御の全般に関わるテーマを「モデリング／制御」そして「制御／監視」という2つの視点から眺め、近年の計算機ハードウェアとソフトウェア技術の発展をベースとして展開されているプロセス運用高度化のための最新の研究成果と技術を紹介する。前半の7件の解説・事例報告はモデリング／制御に関するものであり、後半の6件が制御／監視に関するものである。2つの視点は密接に関連しており、実際、たとえば監視に関する解説の中に制御の問題が取り上げられており、この分類は編集上の便宜的なものである。本特集号は、プロセス運用ための予測、制御、監視技術に関わる最新の動向と最新の成果を紹介することを目的としたが、もとよりこの広範な分野のトピックスを網羅したものではない。モデリング／制御に関しては、特にプロセスデータに基づくモデリングと制御という視点から、また制御／監視に関しては、プロセスコントローラの状態監視という視点から編集をおこなったものであることを最初にお断りしておきたい。

2. プロセスを予測する／動かす

2.1 背景

本特集号の前半のモデリングと制御系構成に関する解説は特に生産プロセスに限定されるものではないが、ここでは生産プロセスを念頭において、モデリングと制御系構成に関する最近の研究展開と技術開発の背景について述べる。生産プロセスに要求される仕様や性能の多様化に伴い、生産プロセスに携わる計測／制御技術者は、複雑なプロセスを対象とする機会が多くなっている。そのようなプロセスは通常、従来の計測／制御技術を駆使して仕様を満足する運転状態が実現されている。しかしながら、プロセスが複雑化したことにより、従来の技術ではより良い運転状態を実現することが困難であり、プロセスが予知できない異常

状態に陥る可能性が高まっている。このような事態に対処するためには、まず複雑なプロセスの状態を知る必要があるという観点から、一般にプロセスには多くのセンサが取り付けられている。その結果、プロセスのさまざまな操業データが取得できるようになった。工学部の教員として学生を引率して生産現場を見学する機会も多いが、最近はその際に、現場の技術者から「さまざまな操業データが取得できる。大量のデータの蓄積があるが必ずしも有効に使われていない。何か有効に利用する道はないか。」という主旨の話聞く機会が増えた。このような背景のもと、複雑化するプロセスを対象として、安定な操業を達成するために大量のデータを利用してオンラインで高度な操業解析や操業診断を可能とする技術、そして高度な制御系を実現する技術が注目されている。そのような技術への需要が高まっている理由としては、近年の計算機ハードウェアやデータベースシステム技術の発展によって、大量データの蓄積とその高速検索・処理が可能となっていることが大きい。実際、制御系設計に関する最近の研究として、時々刻々と取得されるデータと蓄積された大量データの有効利用を前提とした新しいモデリング手法や新しい制御系構成法が提案され、実システムへ適用した結果が報告されている。本特集の前半では、これらの大量データを利用したオンラインでのモデリング技術とデータ利用の高度化・高効率化を前提とした制御決定技術について、最近の研究動向、最新の研究成果、そして適用事例を紹介する。

2.2 概要

モデリングと制御に関する前半7件の解説・事例報告を通して共通するキーワードは「データ」である。この7件はさらに、2つのグループに分けることができる。最初の3件の解説は、入手したデータからいかに効率よく制御入力を生成し、高度な制御系を構成するかという問いに答えるものである。まず「レスポンスに基づいた制御系設計」は、インパルス応答が得られていることを前提として、パラメトリック／ノンパラメトリックなモデルを構築する手続きを経ない制御系設計法を解説したもので、離散時間あるいは連続時間の線形システムを対象として、観測データが与

えられるとインパルス応答から直接に LQG 制御や H 無限大制御を構成する著者らの提案手法を紹介している。つぎの「入出力データ空間におけるシステム表現と制御方式」では、先のインパルス応答ベースの方法とは異なり、制御対象のモデルを生成できる入出力データが取得できていることを前提として、入出力データ空間を構成する基底を用いた著者らの独自のシステム表現と、それに基づいて直接に制御入力を求める制御方式が紹介されている。「パラメータ推定型反復学習制御」は、先の2つの解説で紹介された方法とは異なり、制御対象のモデルを生成できる十分な応答あるいは入出力データは得られていないという前提で、制御開始後に得られる入出力データから、モデリングのステップを踏まず、反復学習によって直接に制御入力を生成する方法を解説したものである。入出力データを有限時限のパラメータ空間に集約することにより、従来の方法の欠点であったデータの微分を必要としない著者らの方法が紹介されている。

後半の4件で紹介されるモデリング/制御手法では、複雑なプロセスの大域的なモデルを作成することは一般に困難であるという認識に立って、データ取得に合わせて、必要になった時点で必要な部分でのみ有効な局所的なモデルを作成し、予測あるいは制御決定に用いるという考え方が共通のベースになっている。最初に「Just-In-Time モデリング技術を用いた非線形システムの同定と制御」では、まず Just-In-Time モデリング技術の歴史、概要、そして特徴の要点が紹介され、続いて DD アームを対象として Just-In-Time モデリング技術による著者ら独自の同定と制御手法が紹介されている。Just-In-Time モデリング技術とは何かを知りたい読者にはまずこの解説をお読みいただきたい。つぎの「大規模データベースオンラインモデリング—高炉への適用—」では、鉄鋼生産プロセスの高炉に代表されるような複雑な非線形かつ大規模なプロセスであること、しかも大量のデータ蓄積が可能であることを前提として、Just-In-Time モデリング技術の時空間の局所性を生かしながら修正を加えたモデリング技術 (LOM) を紹介する。また、LOM を高炉の操業状態予測へ適用した結果が示されている。「ローカルモデリングとその応用」では、大規模最適化問題に用いられる分割統合の考え方を基礎として、適用領域の分割、分割された領域における局所モデリング、局所モデルネットワークによる統合の3つの手続きからなるモデリング技術が紹介されている。また、このモデリングを基礎とする制御系構成法も紹介されている。最後の「Just-In-Time モデリング技術による鉄鋼製品の収縮率予測」では、鉄鋼プロセス分野への Just-In-Time モデリング技術のもう1つの応用例として、操業条件変動の影響が大きい鉄鋼製品収縮率の予測を取り上げ、シミュレーションにより有効性の検証と実用化への課題が報告されている。

3. プロセスを監視する

3.1 背景

生産プロセスに対する高精度化・高効率化・高安定化の要求はますます強まっており、望ましい状態が実現されているかどうかを常に監視することが不可欠となっている。幸い、プロセスの状態を監視するために必要なデータは時々刻々と大量に取得されており、オンラインでもオフラインでも利用可能な状況にあり、むしろその有効利用が叫ばれている。このような状況の下、近年、制御系の制御性能が本来達成できる性能と比較してどの程度のレベルにあるかを評価する手法や、十分な性能が発揮されていない場合にその原因はどこにあるかを診断する手法に関する研究が急速に展開されており、実プラントへの適用も試みられてきている。

日本学術振興会のプロセスシステム工学第143委員会では、ワークショップ No.25「制御性能監視—プロセス産業での実用化を目指して—」と題する産学共同研究を2002年より約2年間実施した¹⁾。このワークショップでは、そもそも制御性能の善し悪しとは何なのかという原点から議論を始め、これまでに提案されている各種制御性能監視手法を整理し、シミュレーションデータおよび実プラント運転データを用いて各種手法の評価を行った。さらに、制御性能劣化の原因を同定するための手法や、プロセス制御で重要な役割を果たす調節弁の不具合を検出する手法を開発し、これらの手法をソフトウェアとして実装し検証した。また、その活動の一環として、2003年5月に開催された本学会の制御部門大会にて、オーガナイズセッションを企画した²⁾。本特集の後半部分では、このワークショップのメンバーを中心に化学プラントにおけるプロセスの状態監視と制御性能監視および診断技術について、最近の研究動向と最新の研究結果、そして実プラントにおける適用事例を紹介する。

3.2 概要

プロセス監視に関する本特集の後半6件の解説・事例紹介は、いずれもプロセスから入手した「データ」からプロセスの状態が望ましいものであるかをいかにして推定・監視し、望ましくない状態の場合にはその原因は何かをいかにして推定するかという問いに答えるものである。前半3件の解説では、プロセス状態監視と制御性能監視に関する最近の研究動向と最新の研究結果、市販ツールの現状がまとめられている。まず「プロセスシステムの状態監視」では、プロセス監視全般について解説している。その中で、状態監視全般についての背景と現状を述べた後、プロセスシステムの状態監視に対する要求とその問題点を整理し、さらに、代表的な状態監視のアルゴリズムを信号処理技術と異常検出・診断アルゴリズムとに分けて、そのいくつかを取り上げて簡単に紹介している。つぎの「プロセス制御系の制御性能評価と監視」では、プロセス制御系の制御性能が

到達可能な性能に対してどの程度達成されているかを監視する制御性能評価・監視手法の研究の現状について解説している。ここでは、制御性能評価・監視とは何であるかを平易に示した上で、最小分散制御をベンチマークとする方法を紹介します。LQG やユーザ定義のベンチマークを用いる方法や、PID 制御の性能評価、さらに多変数制御系への拡張について関連する既存の研究を概観している。「モデル予測制御のための状態監視ツールの現状」では、実際に市販されている状態監視のソフトウェアツールの現状について解説している。ここでは、特にモデル予測制御の性能監視において、監視すべき性能は何かという視点から入り、いくつかのツールで実装されている機能として、シングルループ・コントローラの監視以外にも、稼働率、最適化演算、モデル予測制御演算の監視やレポート機能について、具体的に紹介されている。

後半3件の事例紹介は、いずれも、プロセスの状態や制御性能監視の既存手法の適用事例を越えて、それぞれ独自の手法を開発し、実プラントに適用して成果を得ているものである。最初の「化学プロセスにおける制御性能監視の適用例」では、化学プロセスにおけるPID制御系やモデル予測制御系の制御性能劣化を定量的にいち早く検知するための取り組みについて紹介している。ここでは、最小分散制御ベンチマークが抱える問題を回避し、現場の制御エンジニアやオペレータにも理解しやすい独自の実用的な制御性能評価指標を示し、その指標の実プラントへの適用結果について説明し、プラント安定化活動の総括的な応用事例として紹介している。つぎの「プロセス監視におけるウェーブレット解析の利用」では、化学プラントの時系列データの解析にウェーブレット解析を適用してプラントワイドの干渉関係を解析し、さらにその原因究明から対策までを行った事例を紹介している。個々の制御ループを監視する以外に、なんらかの不具合がプラント全体に広がっている場合の監視が重要であるが、ウェーブレット解析の利用によって、その検出が容易になることが示されている。また、この事例紹介の中では、ウェーブレット解析と時間-周波数解析についてもわかりやすく解説している。最後の「バルブスティクションとその検出」では、化学プロセスの操業上きわめて重要なバルブに着目し、その不具合が原因で制御系が振動してしまう現象を検出する取り組みについて紹介している。制御系の調整不良による振動とバルブの不具合による振動とを区別せずに、やみくもに制御系を調整してしまうと、制御性能を著しく劣化させてしまう場合があり、両者を区別する技術が要求されている。そこで、ここでは、バルブスティクションの基本特性とモデル化について紹介した後、独自に開発したいくつかのスティクション検出手法について説明し、そのツール化と実プラントへの適用結

果について紹介している。

4. おわりに

本特集号は、データベースのモデリングと制御、そして監視というテーマに焦点を絞って、プロセスのモデリングと制御、監視という広範な分野における最新の技術動向と成果を紹介したものである。本特集号がこの分野のさらなる発展につながることを願っている。

最後に、お忙しい中、ご執筆いただいた方々に篤くお礼申し上げたい。なお、モデリング/制御に関する編集を内田が担当し、制御/監視に関する編集を山下と加納が担当した。また全体のとりまとめは、本特集号を企画された大貝委員にお願いした。(2004年12月9日受付)

参考文献

- 1) 加納学(編): 日本学術振興会プロセスシステム工学第143委員会ワークショップ No.25「制御性能監視—プロセス産業での実用化を目指して—」最終報告書(2005)
- 2) 計測自動制御学会 第3回制御部門大会 講演論文集, 神戸(2003)

[著者紹介]

うちだ けんこう 君(正会員)



1971年早稲田大学理工学部電気工学科卒業。76年早稲田大学大学院理工学研究科博士課程終了。工学博士。83年より早稲田大学教授(現在、電気・情報生命工学科)。制御系の情報構造、ロバスト制御および最適化制御の理論と応用、生物における制御問題などの研究に従事。電気学会、システム制御情報学会、日本鉄鋼協会、IEEEなどの会員。

やま した せいの 君(正会員)



1959年11月17日生。87年東北大学大学院工学研究科博士課程化学工学専攻修了。工学博士。同年東北大学助手。93年助教授。現在に至る。この間、94~95年オハイオ州立大学客員助教授。プロセスシステム工学、知的システム、データマイニングなどの研究に従事。化学工学会奨励賞、同会 Outstanding Paper Award 受賞。化学工学会、人工知能学会、AIChEなどの会員。

か かのう まなぶ 君(正会員)



1969年12月24日生。94年京都大学大学院工学研究科化学工学専攻修士課程修了。同年京都大学大学院工学研究科化学工学専攻助手。2004年同助教授。現在に至る。博士(工学)。統計的プロセス運転監視および品質改善、プロセス制御、マイクロ化学プロセスなどの研究に従事。平成12年度化学工学会奨励賞、2003年度本会制御部門大会賞を受賞。化学工学会、AIChEなどの会員。

大規模データベースオンラインモデリング —高炉への適用—

内田健康*・大貝晴俊**・伊藤雅浩***

* 早稲田大学理工学部電気・情報生命工学科 東京都新宿区大久保 3-4-1

** 早稲田大学大学院 情報生産システム研究科
福岡県北九州市若松区ひびきの 2-7

*** 新日本製鐵(株) 技術開発本部 環境・プロセス研究開発センター システム制御技術部 千葉県富津市新富 20-1

* Department of Electrical Engineering and Bioscience, Waseda University, 3-4-1 Okubo, Shinjuku-ku, Tokyo, Japan

** Graduate School of Information, Production and Systems, 4-7 Hibikino, Wakamatsu-ku, Kitakyushu, Fukuoka, Japan

*** System & Control Engineering Div., Environment & Process Technology Center, Nippon Steel Corporation 20-1 Shintomi, Futtsu, Chiba, Japan

* E-mail: kuchida@uchi.elec.waseda.ac.jp

** E-mail: ogai@waseda.jp

*** E-mail: masa@re.nsc.co.jp

キーワード：モデリング (modeling), ジャストインタイム (JIT), オンライン (online), ステップワイズ法 (stepwise), 高炉 (blast furnace).
JL0002/05/4402-0107 ©2004 SICE

1. はじめに

近年、計算機ハードウェアやデータベースシステム技術の発展に伴って大量データの蓄積と高速検索が可能となったこと等を背景に、“Just-In-Time (以後, JIT と略す) モデリング”^{1), 2)} あるいは “Lazy Learning”^{3), 4)} と呼ばれる新しい考え方の局所的なモデリング手法が注目を集めている。

これらは、制御対象となるプロセスの設備設計上あるいは操業においてあらかじめ定格として定めた動作点 (定格設計点) 以外の幅広い動作範囲において観測したデータをそのままデータベースとして蓄積しておき、システムの予測等の必要が生じる都度、入力である “要求点 (Query)” に関連性の高いデータをデータベースから “近傍” データとして検索し、検索したデータの出力を補間する局所モデルを構成して “要求点” の出力を得るモデリング手法である。局所モデルを都度廃棄して観測データの更なる蓄積に対応していく点に特徴を有する考え方である。定性推論の分野における事例ベース推論⁵⁾ も同様の考え方に基づいている。

JIT モデリングにおける課題は、“要求点” に類似した “近傍” データセットを検索するために、すべての観測データについて “要求点” との距離を求めて順序付ける処理を、システムの予測等を実施する都度に実行しなければならないという点にある。たとえば、高炉は物理現象が複雑かつ非線形性が強いプロセスであるためすでに数多くの観測点が設置されており、観測データとその時間遅れ変数 (位相変数) で構成する相空間 (位相空間; Topological Space) まで拡張して大規模なデータベースを構築しようとする場合、計算負荷が非常に大きくなりオンライン適用が困難となる。

そこで、本解説では、大規模なデータベースに JIT モデリングをオンラインで適用するにあたりこのような問題を回避して実用となる手法を説明する。

本手法は、①ステップワイズ法を応用して観測データの位相変数を含めた膨大な変数の中からシステムの出力に寄与する変数を選択してノイズとなる変数を積極的に削除し、②選択された変数で構成される多次元相空間の観測データ

セットを量子化した検索用データベースに格納しておき、③ “要求点” の “近傍” データセットを量子化された検索用データベース上で量子単位での検索を行うことで検索の効率化と計算負荷の大幅な低減を図り、④検索した “近傍” データセットの出力を補間する局所モデルを用いて “要求点” の出力を推定する手法である。このとき、局所モデルは都度廃棄して観測データのさらなる蓄積に備え、対象システムの経時的な特性変化に対応していく点は、JIT モデリングと同じである。

本報では、この手法を “大規模データベースオンラインモデリング (LOM: Large scale database-based Online Modeling)” と呼び、本手法の有効性を検証するために高炉操業に適用した事例を説明する。

2. Just-In-Time モデリング^{1), 2)}

大規模データベースオンラインモデリング (LOM) の基本的な概念となる JIT モデリングを以下に簡単に説明する。

対象とするシステムは非線形で動的なシステムであり、次式のような回帰式モデルで与えられるとする。

$$y(t+p) = f\{y(t), y(t-1), \dots, y(t-n_y), u(t-d), u(t-d-1), \dots, u(t-d-n_u)\} \quad (1)$$

ここで、

$u(t)$: 時刻 t におけるシステムの制御入力ベクトル

$y(t)$: 時刻 t におけるシステムの観測出力ベクトル

n_u : 制御入力ベクトルの次数

n_y : 観測出力ベクトルの次数

p : 予測時間

d : むだ時間

f : 未知の非線形関数

である。このとき、システムの入力ベクトル x^k と出力ベクトル y^k を (2) 式, (3) 式のように再定義する。

$$y^k = y(k+p) \quad (2)$$

$$\mathbf{y}^k = \{y(k), y(k-1), \dots, y(k-n_y)\}, \quad (3)$$

$$\mathbf{u}(k-d), \mathbf{u}(k-d-1), \dots, \mathbf{u}(k-d-n_u)\}$$

時間の推移に伴い入力ベクトル \mathbf{x}^k と出力ベクトル \mathbf{y}^k のデータセットが $(\mathbf{x}^1, \mathbf{y}^1), (\mathbf{x}^2, \mathbf{y}^2), \dots$ のごとく対象とするシステムから大量に得られ、データ集合 $\{(\mathbf{x}^k, \mathbf{y}^k)\}; (k = 1, 2, \dots)$ としてデータベースに蓄積される。 k は離散化時間である。このとき、JIT モデリングは、予測や制御の要求の都度、蓄積されているデータ集合 $\{(\mathbf{x}^k, \mathbf{y}^k)\}$ から非線形関数 f を求めることに相当する。

たとえば、システムの予測が必要となったとき、システムの現在の状態 $\{(\mathbf{x}^{k_q}, \mathbf{y}^{k_q})\}$ を“要求点 (Query)”とし、“要求点”に類似した“近傍”のデータセット $\{(\mathbf{x}^{k_i}, \mathbf{y}^{k_i})\} (k_i < k_q)$ が過去に観測されてデータ集合に存在すれば、現在のシステムの時間的发展を記述する(すなわち予測する)非線形関数 f^{k_q} は、過去の非線形関数 f^{k_i} と似たものになるとする考え方である。“近傍”データセットが複数存在すれば、これらのデータセットの出力を補間する局所モデルを用い、システム出力 \mathbf{y}^{k_i} を予測する。

予測後、都度、局所モデルは廃棄され、観測データが新たに蓄積されてデータ集合 $\{(\mathbf{x}^k, \mathbf{y}^k)\}$ が更新されていくことで、対象プロセスの経時的な特性変化が次の予測等に反映される。

3. 大規模データベースオンラインモデリング (LOM)

大規模データベースオンラインモデリング (LOM) は、JIT モデリングを実プロセスデータの多次元相空間に適用するにあたり、ステップワイズ法による相空間の低次元化、相空間の量子化による効率的な近傍検索、要求の都度生成し使用後廃棄される局所モデルで構成される。

3.1 ステップワイズ法による相空間の低次元化

ステップワイズ法は、回帰式モデルにおいて、できるだけ入力変数の数を少なくし、かつ観測値と予測値の差の平方和(残差平方和)が実用に耐えうるほど小さいものとするために、ある検定基準を設けて入力変数の追加、除去を行う方法である⁶⁾。

すなわち、ある入力変数を回帰式モデルに追加した場合、残差平方和の変化量を残差分散で正規化した値、いわゆる“変数の寄与率 F ” があらかじめ設けた検定基準より大きければその入力変数を追加し、ある入力変数を回帰式モデルから除去した場合、“変数の寄与率 F ” が検定基準より小さければ、その入力変数を除去する。

この手順を出力変数との単相関係数の最も大きい入力変数から順に行い、ある段階で追加される入力変数も除去される入力変数もなくなったとき、最終的に得られた回帰式を最良の回帰式とするものである。

高炉の場合、観測データ項目数が膨大で位相変数まで考

慮するときわめて大きな次元数の多次元空間を取扱わなければならない。そこで本手法では、ステップワイズ法を応用し、厳しい検定基準を用いて多次元相空間の低次元化を図ることで実用に供するモデリングを実施した。

3.2 相空間の量子化と“近傍”の検索

LOM では、大規模かつ大量データをオンラインで高速に扱うことを実現するため、観測データを相空間上の量子化された検索用データベースに格納しておき、この量子化データベース上で“要求点”の“近傍”データセットを量子単位で検索することによって検索の効率化と計算負荷の大幅な低減を図る。

まず変数ベクトル \mathbf{x}^k が属する相空間を量子化し、量子空間 \mathbf{X}^k を定義する。

$$\mathbf{X}^k = Z(\mathbf{x}^{k_i}), (i = 1, 2, \dots, n) \quad (4)$$

ここで、 $Z(\cdot)$ は量子化演算子、 n は同一量子空間 \mathbf{X}^k に属するデータの数とする。量子化によって量子空間 \mathbf{X}^k は、変数ベクトル \mathbf{x}^k が1次元の場合は区間、2次元では長方形、一般には超直方体となる。

つぎに量子空間 \mathbf{X}^{k_i} と \mathbf{X}^{k_j} との相似度 $s(k_i, k_j)$ を定義する。相似度には、量子空間相互の ∞ ノルムなどが考えられる^{7), 8)}。本報では、予測精度のさらなる向上を目的として、ステップワイズ法で求まる各変数の寄与率 F を重み係数とした量子空間ベクトルの差の絶対値の和を相似度に用いた例を説明する。

$$s(k_i, k_j) = \text{round} \left(\sum_{l=1}^n F_l \cdot |\mathbf{X}_l^{k_i} - \mathbf{X}_l^{k_j}| \right) \quad (5)$$

F_l : l 番目の変数の寄与率 [-]

$\mathbf{X}_l^{k_i}$: 量子空間ベクトル \mathbf{X}^{k_i} の l 番目の要素 (整数値)

n : 量子空間が構成する超直方体の次元数

$\text{round}(\cdot)$: (\cdot) 内の実数を最も近い整数に丸める関数

このとき“要求点”ベクトル $\mathbf{x}_l^{k_q}$ を含む量子空間を $\mathbf{X}_l^{k_q}$ とし、“要求点”ベクトル $\mathbf{x}_l^{k_q}$ の近傍空間 Ω_q を

$$\Omega_q = \left\{ \mathbf{X}^{k_p} \mid s(k_q, k_p) = \min_{\mathbf{X}^{k_p} \in T} s(k_q, k_p) \right\} \quad (6)$$

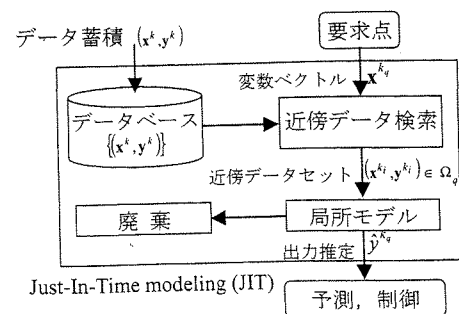


図1 Just-In-Time モデリング

と定義する。ただし、 T は相空間を表わす。

量子化によって相似度 s は離散値となり、“近傍”を検索するには、まず“要求点”を含む同一量子、隣の量子、…、というように量子化データベース上で単純かつ効率的に検索することができる。

相空間の量子化幅の決定方法については、いくつかの方法が考えられる。ここでは、高炉操業データへの適用の第1ステップとして、最も単純な一様均等分割法を用いた。

3.3 局所モデル

“要求点”ベクトル \mathbf{x}^{k_q} が与えられたとき、“要求点”の“近傍”データセットに局所モデルを用いて出力の推定を行う。JIT モデリングにおける代表的な局所モデルには、重み付き線形平均法 (LWA) や重み付き局所回帰法 (LWR) などが提案されているが、ここでは高炉操業データへの適用の第1ステップとして、最も単純な相加平均法を用いた。

すなわち、“要求点”ベクトル \mathbf{x}^{k_q} に対する出力の推定値ベクトル $\hat{\mathbf{y}}^{k_q}$ を、

$$\hat{\mathbf{y}}^{k_q} = F(\mathbf{x}^{k_q}) = \frac{1}{M} \sum_{\mathbf{y}^k; (\mathbf{x}^k, \mathbf{y}^k) \in \Omega_q} \mathbf{y}^k \quad (7)$$

で算出する。ここで、 M は近傍空間 Ω_q に属する出力ベクトル \mathbf{y}^k の個数である。

4. 高炉操業における大規模オンラインデータデータベースモデリング

高炉⁹⁾には、温度、圧力、組成をはじめ各種物理量の検出端が多数設置されている。各観測データはオンラインでプロセスコンピュータ (以後、プロコンと略す) に伝送され、蓄積される。また、これらの観測データを組み合わせ、たとえば、炉内通気性指標である“K 値”や炉内反応や炉体冷却状態の指標である“熱負荷”といった操業管理値がプロコン内で逐次算出され、プロコン内に蓄積される。

これらプロコン内に蓄積される大量の操業データをプロコンから取り出して大規模データベースを構成し、第3章で述べた大規模データベースオンラインモデリング (LOM) を適用して、過去の類似操業事例の検索と検索結果に基づく将来予測を実施し、本手法の有効性を検証した。

4.1 高炉操業データの大規模データベース

本報では、名古屋製鐵所第3高炉の操業データを対象データベースとした。データ項目数は145項目、サンプリング時間は1時間である。データ収集期間は2003年4月1日～2004年1月28日でデータ点数は7266点である。

4.2 回帰式モデルの定式化

本報では、高炉プロセスを多変数入力・多変数出力系の非線形な動的システムとして捉える。このとき、高炉プロセスは複雑な物理現象が多数連成して成立しており、現象論的な解釈から“原因としての入力変数”と“結果としての出力変数”をあらかじめ明確に分離することは難しい。

そこで本報では、(1)式において入力変数ベクトル \mathbf{u} と出力変数ベクトル \mathbf{y} を区別せずに取り扱い、すべての変数は高炉から収集する変数ベクトル \mathbf{y} で記述できるものとする。

すなわち、 p 時間後の高炉プロセスのダイナミクスは、(8)式のような回帰式モデルで表現できると仮定する。

$$\mathbf{y}(t+p) = f\{\mathbf{y}(t), \mathbf{y}(t-1), \mathbf{y}(t-2), \dots, \mathbf{y}(t-n_y)\} \quad (8)$$

ここで、(8)式を(2)、(3)式のごとく、

$$\mathbf{y}^k = \mathbf{y}(k+p) \quad (9)$$

$$\mathbf{x}^k = \{\mathbf{y}(k), \mathbf{y}(k-1), \mathbf{y}(k-2), \dots, \mathbf{y}(k-n_y)\} \quad (10)$$

と再定義したとき、高炉から得られた大量のデータセット $\{(\mathbf{x}^k, \mathbf{y}^k)\}$, ($k = 1, 2, 3, \Lambda$) がデータベースに蓄積される。

4.3 ステップワイズ法を応用した変数の削減

高炉から収集した変数の数が N 個で、このうち第1変数 y_1 を回帰式モデルの出力として(8)式を変数ベクトルの各要素で書くと(11)式となる。

$$y_1(t+p) = f \left\{ \begin{array}{l} y_1(t), y_1(t-1), \dots, y_1(t-n_1), \\ y_2(t), y_2(t-1), \dots, y_2(t-n_2), \\ \dots, \dots, \dots, \dots, \\ y_N(t), y_N(t-1), \dots, y_N(t-n_N) \end{array} \right\} \quad (11)$$

(11)式は p 時間後の第1変数の値 $y_1(t+p)$ が $\sum_{i=1}^N (n_i + 1)$ 個の変数の回帰式で表現されることを示している。

高炉操業データでは観測する変数の数 N が大きく、また短い周期から長い周期の特性を有する変数が多数混在しているため次数 n_y の値もあらかじめ大きく設定する必要があり、その結果、回帰式を構成する変数の数が膨大な数となる。

たとえば、 $p = 1$ とし予測したい出力変数 y_1 を溶銹温度とする。1時間後の溶銹温度に影響を与える変数因子として現在値を含む過去12時間以内のデータで表現できると仮定、すなわち $n_1 = n_2 = \dots = n_{145} = 12$ とすると、1時間後の溶銹温度 $y_1(t+1)$ は、(12)式のごとく1885個の変数をもつ回帰式モデルとなる。

$$y_1(t+1) = f \left\{ \begin{array}{l} y_1(t), y_1(t-1), \dots, y_1(t-12), \\ y_2(t), y_2(t-1), \dots, y_2(t-12), \\ \dots, \dots, \dots, \dots, \\ y_{145}(t), y_{145}(t-1), \dots, y_{145}(t-12) \end{array} \right\} \quad (12)$$

LOMでは、ステップワイズ法を用いて1時間後の溶銹温度に対する変数の寄与率 (F 値) を計算して入力変数を選

表 1 1 時間後の溶銑温度予測に使用した変数

ステップワイズ法を用いて選択した変数		F 値
選択順位	項目	
1	溶銑温度 (現在値)	21225
2	溶銑中 Si 濃度 (1 時間前値)	496
3	溶銑中 Ti 濃度 (現在値)	273
4	出銑速度 (現在値)	215
5	溶銑温度 (4 時間前値)	104
6	出銑速度 (1 時間前値)	87.3
7	炉頂ガス CO 濃度 (現在値)	76.0
8	炉頂ガス CO 濃度 (1 時間前値)	71.3
9	PCR (現在値)	65.2
10	出銑口番号 (2 時間前値)	65.1
...
32	スラグ中 Al2O3 濃度 (2 時間前値)	20.4

択した。このとき、一般的な検定基準 $F_{in} = F_{out} = 2.0$ では 261 変数が選択されたが、ノイズとなる変数がまだ多く存在し、その結果、溶銑温度の予測精度が十分でなかったため、F 値が 20 以上となる上位 32 変数を選択した (表 1)。

4.4 相空間の量子化と LOM モデルの予測精度検証

ステップワイズ法で選択した位相変数を含む 32 変数について、おのおの量子数 20 で量子化し、量子化した 32 次元相空間を構築した。量子化数の設定にあたってはいくつかの指針があるが、ここではステージスの公式によって得られる量子数、すなわち、

$$N_s \cong 1 + \log_2 n_{all} = 1 + \log_2 7266 \cong 14 \quad (13)$$

や Leave-one-out Cross Validation 等を参考にして何通りか設定し、溶銑温度の予測精度が最良となる量子数 20 を選択した。溶銑温度の予測精度は、全データ 7266 点のデータセットからランダムに 200 セットを取り出してそれぞれを“要求点” \mathbf{x}^{k_q} とし、LOM モデルによる 1 時間後の溶銑温度の予測値 $\hat{y}_1^{k_q+1}$ と実績値 $y_1^{k_q+1}$ との相関で評価した。このとき相関係数 ρ は 0.803 であり、過去事例データから 1 時間後の溶銑温度が良好に予測できることが確認できた (図 2)。

4.5 LOM モデルによる過去事例検索と将来予測事例

大規模データベースの中から任意のデータセットを“要求点”ベクトル \mathbf{x}^{k_q} とし、量子化された多次元相空間上で“近傍”にある量子内に存在するデータセットを過去のデータセットの中から選択することで、“要求点”と類似する過去の操業事例を効率よく検索することができる。

たとえば、2003 年 4 月 1 日～2004 年 1 月 28 日の全データセット 7266 点の中から 2004 年 1 月 1 日 6:00 のデータセットを取り出して“要求点”とし、“要求点”より過去のデータセットから“近傍”データセットを検索すると、相似度 $s = 2$ の近傍量子内に 2 つのデータセットが存在し、2004 年 1 月 1 日 6:00 と似た操業状態が過去に 2 ケース存在した (図 3 (b))。(このとき、相似度 $s = 0, 1$ すなわち同一量子や 1 つ隣の量子には類似な操業事例が存在しなかった)

検索された 2 つの“近傍”データセットの出力ベクトル \mathbf{y}^k に対し、(7) 式を用いて出力変数、すなわち 1 時間後の

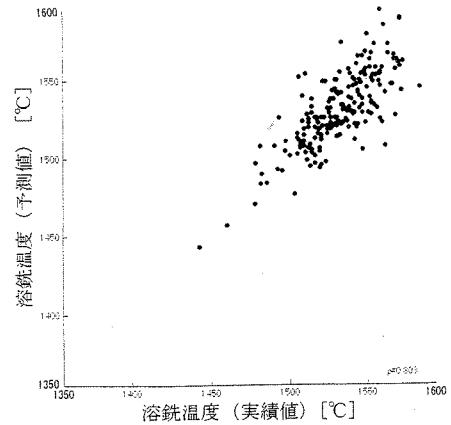


図 2 1 時間後の溶銑温度実績値と LOM による予測値の相関

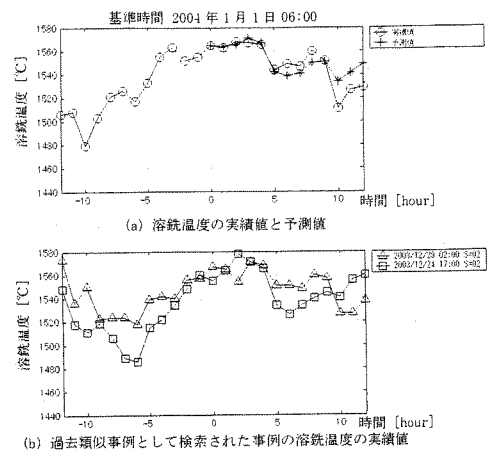


図 3 LOM による過去類似事例の検索結果と溶銑温度の将来予測結果

溶銑温度を推定し、その値を図 3 (a) に示す。図 3 (a) からステップワイズ法で変数の寄与率を計算する際に出力変数と定義した 1 時間後の溶銑温度が精度よく予測できていることが確認できた。

さらに、この 2 つの“近傍”データセットの 1 時間後以降の実績値を用いて、1 時間後だけでなく基準時間から将来の 12 時間にわたる溶銑温度の推移を (7) 式を用いて予測してみると、2004 年 1 月 1 日 6:00 以降 12 時間の溶銑温度推移の実績値と予測値はよく一致することが確認できた (図 3 (a))。

すなわち、1 時間後の溶銑温度の予測に対する変数の寄与率に着目して相空間を構成する変数を選択したが、過去の類似事例を適切に検索できれば、1 時間後以降の溶銑温度の推移も十分に予測可能であることが確認できた。

さらに、高炉を多変数出力系のシステムとして捉えた場合、(7) 式で算出する出力の推定値ベクトル $\hat{\mathbf{y}}^{k_q}$ の他の変数要素、たとえば、溶銑 Si 濃度 (図 4) や K 値 (図 5) を取り出してみると、溶銑温度と同様にこれらの過去の“近

Javaによる高炉統合シミュレータと統合可視化システム[†]

小川雅俊*・大貝晴俊*・古賀雅伸**・伊藤雅浩***

松崎眞六***・内田健康****・田島和典*****

Java-based Integrated Blast Furnace Simulator and Integrated Visualization System

Masatoshi OGAWA*, Harutoshi OGAI*, Masanobu KOGA**, Masahiro ITO***,

Shinroku MATSUZAKI***, Kenko UCHIDA**** and Yasunori TAJIMA*****

Abstract: In the field of pig ironmaking process, malfunction of operation is caused by enlarging a blast furnace and increasing use of low quality ore. Thus, operation support systems predicting a blast furnace are demanded. This paper introduces a Java-based integrated blast furnace simulator and an integrated visualization system for blast furnace in order to support blast furnace operation. The Java-based integrated blast furnace simulator is constructed by reusing effective existing partial simulators. RMI (Remote Method Invocation) and JNI (Java Native Interface) of Java technology are applied to integrate those simulators. The RMI integrates those simulators on different computer environment, while the JNI integrates those simulators programmed different programming languages. Therefore, the Java-based large-scale simulator can be built with less work than to redevelop another simulator. The integrated visualization system provides visual information on measured data and calculated data at the same time. Furthermore, a function of the integrated visualization system that visualizes calculated data of multi-variable is developed. The function can select and display multiple pieces of information freely.

Key Words: process simulator, steel industry, blast furnace, visualization, Java

1. 緒言

近年、様々な産業プロセスにおいて設備の合理化や大規模化が行われている。鉄鋼プラントにおける高炉プロセスも大量の溶銑を安価に供給するため大型化が進められ、現在では1日の生産量が1万トンを超える。また、高炉の原燃料は、良質な原燃料の枯渇から従来と比較して品質が低下しており、操業にとって好ましくない品質の原燃料を使用せざるを得ない場合が生じている。このような高炉の大型化と低品質原燃料の使用頻度の増加に伴い、以前よりも操業不調を発生させる要因が増加しており、高炉操業を予測し、現場の操業を支援するシステムの開発が求められている。

一方、高炉の予測技術として、これまで各種の物理モデル^{1)~7)}が開発されてきた。過去に構築されたモデルの中には開発当時の計算機性能の制約により、部分モデルとして構築され、現在は必ずしも利用されていない有効なモデルが数多く存在

する。そこで既存の完成されている部分モデルや新たに開発したモデルを組み合わせ、統合することで高炉の大規模なシミュレータ、すなわち高炉統合シミュレータを構築することを提案する。この場合、最初からシミュレータを構築するよりも少ない労力で、大規模かつ複雑なシミュレーションを行うことが可能となる。しかしながら、異なるコンピュータ環境（プラットフォーム）に存在するシミュレータや異なるプログラム言語で記述されたシミュレータの統合は、シミュレータ間の互換性が弱いため一般的に困難である。そこで、このような統合を実現するためにJavaのRMI^{8)~10)} (Remote Method Invocation)とJNI^{8),11)} (Java Native Interface)の技術を利用する。

また、高炉の操業支援の方法として、高炉プロセスから得られる大量のデータを整理し、オペレータに対して視覚的にわかりやすく情報を提供する可視化技術が注目されている^{12),13)}。文献¹³⁾は、プロセスコンピュータから得られる高炉の実測データを各センサの設置位置と正確に対応させて画像情報化し、さらに2次加工処理により融着帯根部の情報を顕在化する方法を提案している。この可視化技術は、操業を支援する有効な方法となっている。しかしながら、高炉シミュレータの計算結果と実測データを同時に統合化して可視化したシステムは、まだ報告されていない。また、高炉統合シミュレータから得られた膨大な計算結果から必要な変数を選択してわかりやすく可視化するシステム、すなわち、高炉統合可視化システムの開発が求められている。

本研究では、高炉操業を支援するために、既存の完成されている部分シミュレータを有効に活用した大規模な高炉統合シミュレータの構築、および計算結果と実測データの両者を

[†] 計測自動制御学会制御部門大会にて発表 (2005.5)

* 早稲田大学大学院情報生産システム研究科 福岡県北九州市若松区ひびきの 2-7

** 九州工業大学情報工学部 福岡県飯塚市大字川津 680-4

*** 新日本製鐵 (株) 千葉県富津新富 20-1

**** 早稲田大学理工学部 東京都新宿区大久保 3-4-1

***** ニッテツ北海道制御システム 北海道室蘭市仲町 12

* Graduate School of Information, Production and Systems engineering, Waseda University

** Department of Control Engineering and Science Kyushu Institute of Technology

*** Nippon Steel Corporation

**** Waseda University Science and Engineering

***** Nittetsu Hokkaido Control Systems Co.

(Received May 31, 2005)

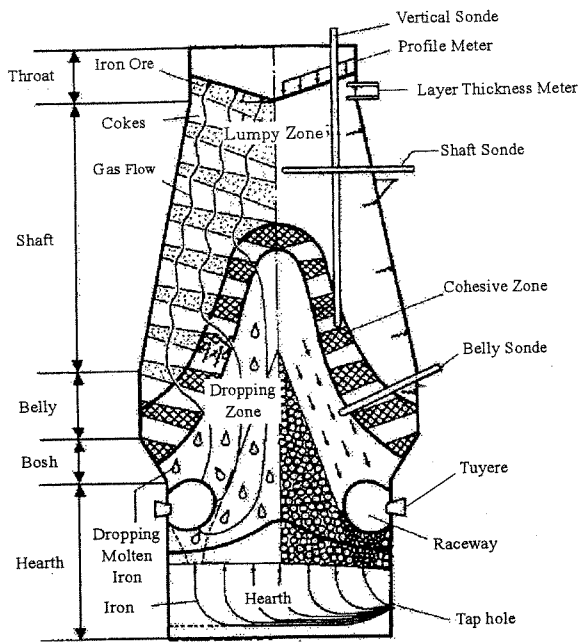


Fig.1 Outline of a blast furnace process

同時に表現し、複数の計算結果を自由に選択してわかりやすく表示する計算結果の選択可視化機能を具備する高炉統合可視化システムの実現を目的とする。

高炉統合シミュレータを構築するにあたり、異なるコンピュータ環境に存在する部分シミュレータを統合するためにJavaのRMIを用いた。また、異なるプログラム言語で記述された部分シミュレータを統合するためにJavaのJNIを用いた。高炉統合可視化システムを実現するにあたり、実測データと計算結果のデータベースシステムを構築した。このとき、計算結果の選択可視化機能は、Focus+Context手法¹⁴⁾を参考に、対話性を考慮して実現した。

以下、本論文の構成を述べる。2章では対象とする高炉プロセスの概要と利用するJavaによるシミュレータの統合技術について述べる。3章では統合する高炉モデルと構築した高炉統合シミュレータについて述べる。4章では開発した高炉統合可視化システムについて述べる。さらに、そこで用いた実測データと計算結果の統合可視化手法と計算結果の選択可視化手法を説明する。最後に5章で本論文の結論を述べる。

2. 高炉プロセスの概要とJavaシミュレータ統合技術

2.1 高炉プロセスの概要

高炉は溶けた銑鉄を製造するための巨大な反応器で、炉内に気相、液相、固相の3相が共存し、それらが相互に影響を及ぼし合う複雑さをもったプロセスである。銑鉄は、原料である鉄鉱石とコークスを上部の炉頂から交互かつ層状に装入し、高炉下部の羽口から高温の熱風を吹き込み、コークスを燃焼させ、燃焼で発生する高温の還元ガスによって鉄鉱石中の酸化鉄を還元・溶解して製造される。このように高炉は、

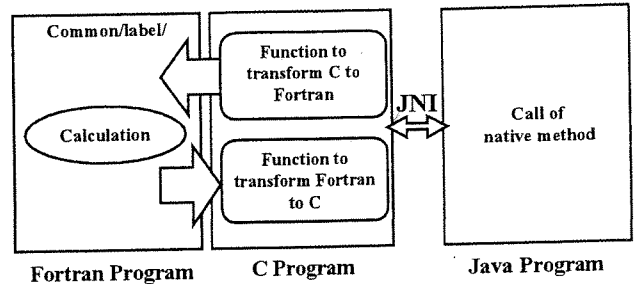


Fig.2 Basic concept of the mechanism accessing Fortran from Java

ガスと固体間で熱交換と還元反応を行いながら、固体は下降し、気体は上昇する向流移動層型反応器であり、熱の供給およびガスの通気、固体の荷下がり、の3つが円滑に行われることが操業において重要な要素である。

また、この反応器はFig.1¹⁾に示すように徳利型の形状をした容器で、炉口部、炉胸(シャフト)部、炉腹(ベリー)部、朝顔(ボッシュ)部、炉床部の5つの部分から構成され、炉胸部と朝顔部の2つは円錐台形、炉口部と炉腹部、炉床部の3つは円柱形の形状である。

2.2 Javaによるシミュレータ統合技術

本研究では、高炉の部分シミュレータを統合するにあたり、JavaのRMIとJNIの技術を用いた。また、JavaからFortranの変数にアクセスするために開発されたツール、Jni4FCB⁸⁾について説明する。本節ではRMI, JNI, Jni4FCBの概要について説明する

・RMI (Remote Method Invocation)

RMI⁸⁾⁻¹⁰⁾はJavaの環境で分散オブジェクトを利用できる仕組みを提供する。分散オブジェクトとは、ネットワーク上に分散して配置されたオブジェクトのことであり、複数のコンピュータ上にある分散オブジェクトを利用して1つのアプリケーションを分散アプリケーションとして実行することができる。RMIの特徴を以下に示す。

- 1) ネットワーク間に配置されたオブジェクトを利用することができる。
- 2) ネットワーク上の端末間において分散オブジェクトのメソッド呼び出しという形式でデータを交換できる。
- 3) Java環境で標準的に用意されているため、コンピュータ環境に依存することなく利用できる。

・JNI (Java Native Interface)

JNI^{8),11)}とはJavaプログラムからCやC++, Fortranなどから生成されたネイティブコードを実行するための仕組みであり、Javaの他言語インターフェースである。JNIはネイティブコード内で以下のことが実行可能である。

- 1) Javaオブジェクトの生成
- 2) クラス変数へのアクセス

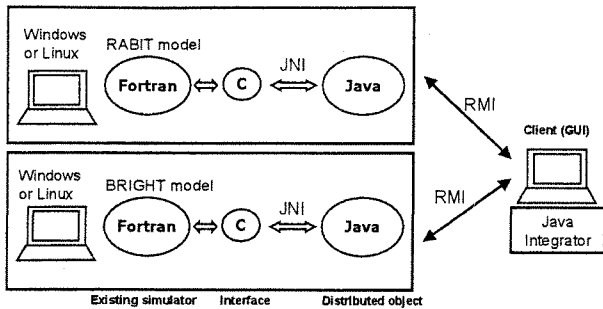


Fig.3. Overview of integrating BRIGHT model and RABIT model

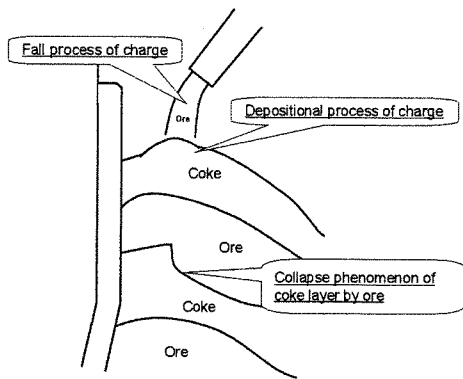


Fig.4 Burden distribution model

- 3) インスタンス変数へのアクセス
- 4) クラスのロード

・Jni4FCB (JNI for Fortran Common Block)

Jni4FCB⁸⁾とはJavaからFortranのCommon Blockの変数にアクセスを可能にするツールである。このアクセスの仕組みの概念図をFig. 2に示す。JavaからJNIを利用してCの関数を呼び出すことでFortranのCommon Blockの変数にアクセスする。Jni4FCBはJavaからFortranにアクセスするために必要なインタフェースプログラムを自動的に生成する。

3. Java による高炉統合シミュレータ

高炉の大規模かつ複雑なシミュレーションを行うために、既存の完成されている高炉の部分シミュレータを有効に活用し、それらをJavaで統合して高炉統合シミュレータを構築した。統合を行った高炉の部分シミュレータは、RABIT^{9),15)}モデルとBRIGHT^{1),3)}モデルであり、RABITモデルは高炉の装入物分布を計算するモデル、BRIGHTモデルは高炉の炉内現象を計算するモデルである。

ここで、複数の部分シミュレータをJavaで統合するために、2.2節で述べたJavaのRMIとJNI, Jni4FCBを応用した。RMIとJNIを用いたRABITとBRIGHTのシミュレータ統合の概略図をFig. 3に示す。RMIは異なるコンピュータ環境にある部分シミュレータの統合を可能にし、JNIはFortran言語で記述された部分シミュレータの統合を可能にする。Jni4FCBはCやJavaのインタフェースを生成する。また、RABITモデルの計算結果

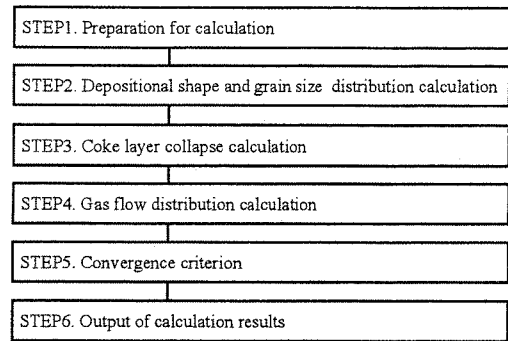


Fig.5 Overview of computational algorithm in RABIT model

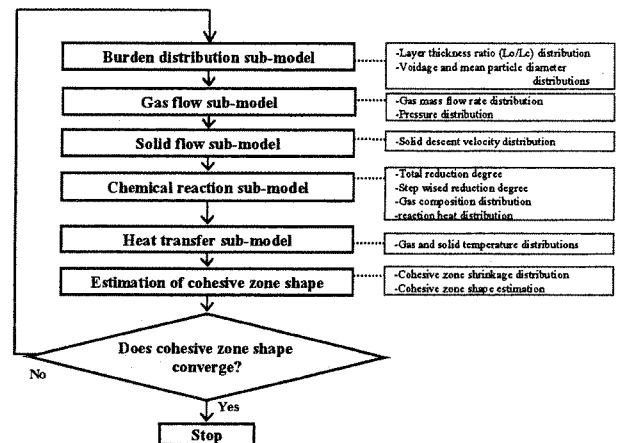


Fig.6 Configuration of BRIGHT model

をBRIGHTモデルが利用する形式をしている。

次節以降では高炉のRABITとBRIGHTの部分モデルの概要を述べ、続いてJavaによる高炉統合シミュレータの実行の流れについて説明し、その計算結果については4章において計算結果と実測データの統合可視化例として示す。

3.1 RABITモデルの概要

RABIT^{9),15)}モデルは炉内のガス流れおよび高炉の装入物の落下・堆積過程、鉱石によるコークス層崩れの現象などが考慮された高炉の装入物分布モデルである。(Fig. 4¹⁵⁾)

RABITモデルの特徴は、炉中心部の分布形態に大きく影響を及ぼす炉内でのガス流れおよびコークス層崩れ、装入物の降下等の現象が装入物の分布形態に与える影響について、模型実験装置等を用いて得られた知見を基に定式化されていることである。RABITモデルのアルゴリズムの概要は、Fig. 5¹⁵⁾に示すように計算準備、堆積形状・粒度分布計算、コークス層崩れの計算、ガス流分布の計算、収束判定、計算結果の出力の6つのステップに大きく別けられる。

3.2 BRIGHTモデルの概要

BRIGHT^{1),3)}モデルは、高炉の炉内現象を計算する2次元数式モデルである。BRIGHTモデルは、Fig. 6^{1),16)}に示すように、装入物分布モデル、ガス流れモデル、固体流れモデル、化学反応モデル、伝熱モデルの5つのサブモデルとこれらを統合し

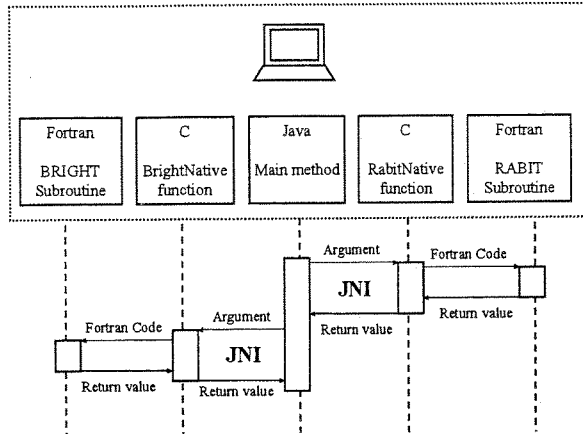


Fig.7 Process flow of the integrated blast furnace simulator by using JNI

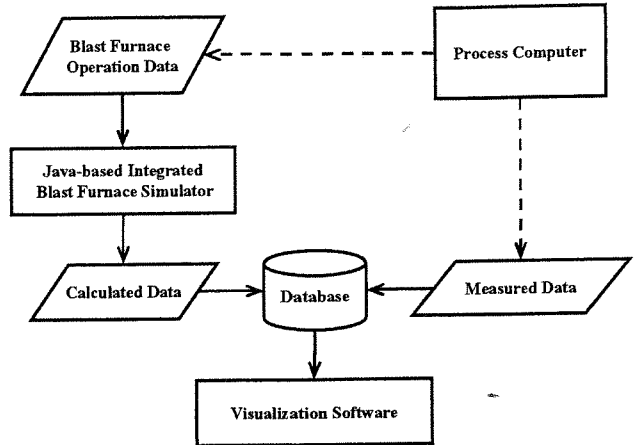


Fig.9 Configuration of the integrated visualization system

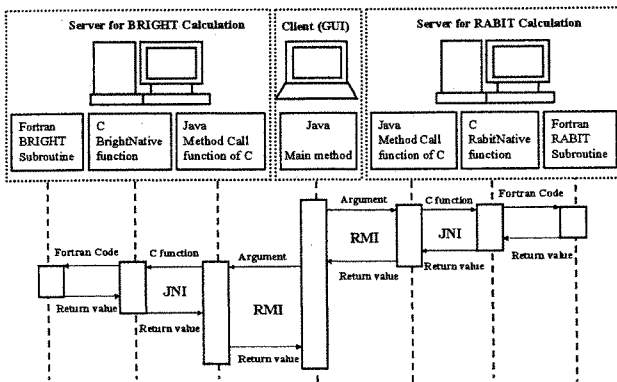


Fig.8 Process flow of the integrated blast furnace simulator by using JNI and RMI

融着帯形状を推定するモデルで構成される。ここで下流に位置するモデルの計算は、その上流に位置するすべてのモデルの計算結果を必要とする。

計算の流れは、入力情報として1セットの操作条件を与え、5つのサブモデルを順番に計算し、融着帯形状を推定し、融着帯形状の変化量の平均値が0.5m以内に収まるまで繰り返し計算を行う。融着帯形状の変化が収束したとき、還元率と温度の収束値が求まる。

3.3 高炉統合シミュレータの実行の流れ

Java による高炉統合シミュレータは BRIGHT モデルと RABIT モデルが同じコンピュータ環境で動作可能である場合は、計算機 1 台のみで構成できる。その場合には、JNI のみを用いて実行でき、処理フローを Fig. 7 に示す。

まず、Java のメインメソッドから RABIT の計算に必要な入力情報を引数として、JNI を利用し、C コードを介して Fortran の RABIT が計算される。続いて、その RABIT の計算結果と BRIGHT の計算に必要な入力情報を引数として同様に Fortran の BRIGHT が計算され、BRIGHT の計算結果が Java のメインメソッドに返される。その後、計算結果はデータベースに格納される。ここでは、RABIT の計算結果を BRIGHT が利用する

形となっている。また、入力情報は、高炉設備諸元や操作条件（コークス比、送風量、微粉炭吹き込み量など）であり、BRIGHT と RABIT のそれぞれのモデルに Java から与えている。出力情報は、固体温度、ガス温度、固体圧力、ガス圧力、出鉄量などである。

また、BRIGHT モデルと RABIT モデルが異なるコンピュータ環境に存在する場合において、BRIGHT と RABIT をそれぞれ専用のサーバーマシンで RMI を利用して分散して計算できる。この分散型高炉統合シミュレータと処理フローを Fig. 8 に示す。

クライアントの Java のメインメソッドから RMI を利用して分散オブジェクトのメソッド呼び出しを行い、分散オブジェクトから JNI を利用し、C コードを介して RABIT サーバの RABIT が計算される。その計算結果がクライアントに返されて、同様に BRIGHT が計算される。Fig. 8 における計算機間のデータの受け渡しを説明する。まず、クライアントから RABIT の計算に必要な入力情報が RABIT サーバへ渡される、そして、RABIT サーバからクライアントへ RABIT の計算結果が返される。また、クライアントは、RABIT の計算結果と BRIGHT の計算に必要な入力情報を BRIGHT サーバへ渡す。最後に BRIGHT サーバからクライアントへ BRIGHT の計算結果が返される。

4. 高炉統合可視化システム

4.1 高炉統合可視化システム

高炉統合シミュレータから得られる計算結果や高炉プロセスから得られる実測データの統合表示、選択表示が自由に行える高炉統合可視化システムを構築した。高炉統合可視化システムの構成を Fig. 9 に示す。

高炉統合可視化システムは、データベースシステム、高炉統合シミュレータ、可視化ソフトウェアで構成される。

データベースシステムは、高炉統合シミュレータから得られる計算結果とプロセスコンピュータから逐次収集された実測データの両方を蓄積する。可視化ソフトウェアは、パーソ

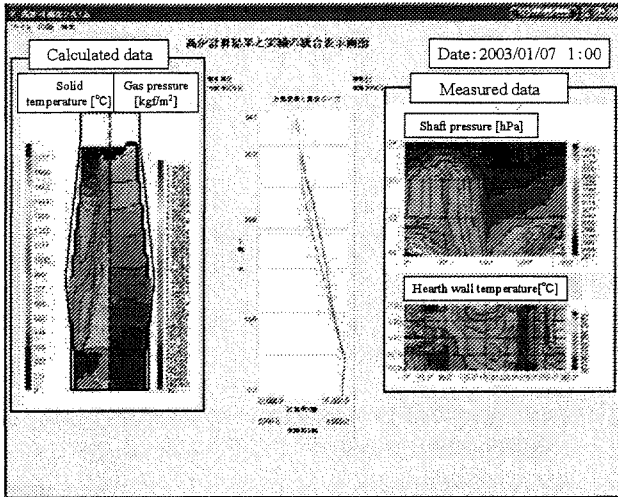


Fig.10 Image panel of the integrated visualization system

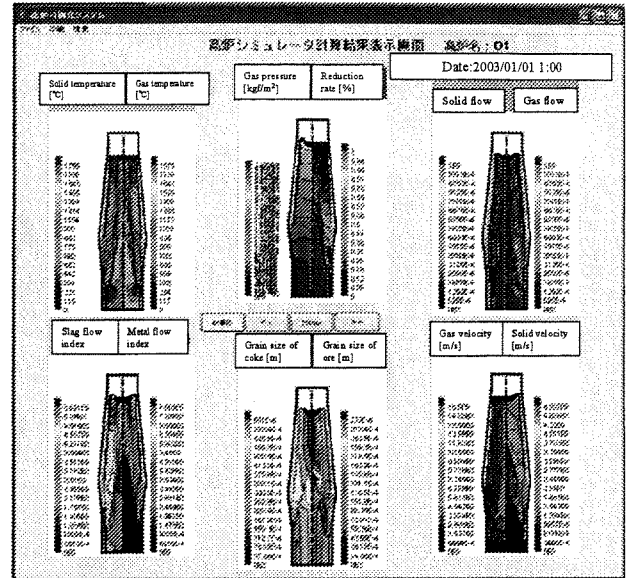
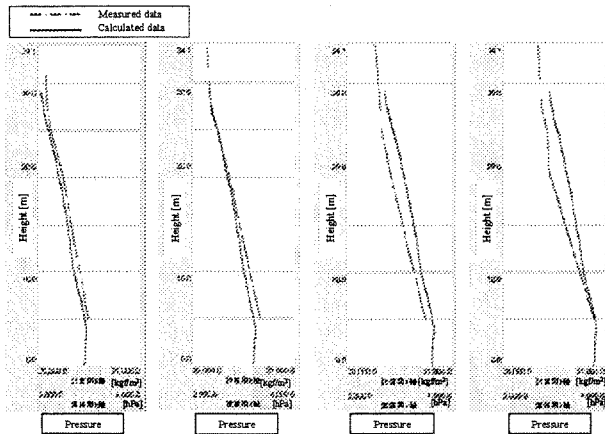


Fig.12 First mode comprehending an overview of calculated data



(a)2003/1/11 (b)2003/1/12 (c)2003/1/13 (d)2003/1/14

Fig.11 Example of time series transition of calculated data and measured data (2003/1/11~2003/1/14)

ナルコンピュータ, 上でデータベースからデータを抽出して計算結果と実測データの両者を同時に統合表示する. また, 計算結果と実測データの時系列推移を動画情報として提供する.

4.2 計算結果と実測データの統合可視化

高炉統合可視化システムの統合可視化の画面をFig. 10に示す. Fig.10の左側のコンタ図は高炉統合シミュレータの計算結果を高炉の半径方向の断面図として圧力や温度などをその値に応じて異なる色と等値線で示したものである. Fig.10では, 固体温度とガス圧力の炉内分布を示している.

Fig.10の右側のコンタ図¹³⁾は高炉設備上で計測される実測データの空間的分布特性を画像情報で示している. このコンタ図は, 各計測センサの実測データを, そのセンサの3次元設置位置情報と正確に対応させて炉高方向と炉周方向の2次元平面上に射影し, 圧力や温度などをその値に応じて異なる色と等値線で示したものである. Fig.10では, シャフト圧力と炉床壁温度の空間的分布特性を示している.

さらに, Fig.10の中央のグラフは, 画像情報化された実測データと計算結果の両者を統合表示している. 縦軸に高炉の高さと横軸に圧力や温度の大きさを示す. Fig.10では, 炉内ガス圧力の計算結果を実線でシャフト圧力の実測データを一点鎖線で示している. ここでは, 横軸が圧力の大きさを示し, 実測データの単位を [hPa], 計算結果の単位を [kgf/m²]で示している.

Fig.10の中央のグラフによる計算結果と実測データの時系列推移の例をFig. 11に示す. Fig.11は2003年1月8日から休風に入り, 1月10日に送風を再開した後の1月11日から1月14日の午前1時の圧力分布の結果を示す. 休風で下降していた炉内の圧力が送風再開により, 徐々に計算結果と実測データの両者が上昇していく様子が確認できる.

4.3 計算結果の選択可視化

シミュレーションの計算結果の表示項目は, ガス圧力, ガス温度など, 15項目以上あり, それらの多変数の計算結果を自由に選択して表示できる可視化機能を開発した. この可視化機能は, 情報の可視化におけるFocus+Context手法¹⁴⁾の考え方を参考にし, かつ対話性を考慮して構築した. Focus+Context手法とは, 全体像を把握でき, かつ現在着目している箇所を確認できる可視化手法である. また, 対話性は利用者の直接操作により表示画面を移動・拡大させて表示条件を変更することである. 構築した可視化システムは一度に多変数の計算結果を把握可能とするために2つのモードから構成される.

1つ目は, 多変数の計算結果の全体の概観を俯瞰するためのモードであり, Fig. 12に示すように12項目を同時に可視化することができる. たとえば, Fig.12では, 固体温度, ガス温度, ガス圧力, 還元率, 固体流れ, ガス流れ, 流動指数スラグ, 流動指数メタル, コークス粒径, 鉱石粒径, ガス流速, 固体速度の12項目を表示している.

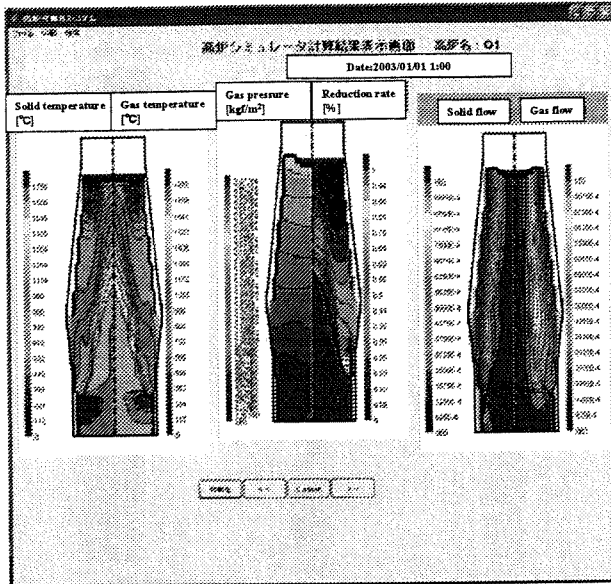


Fig.13 Second mode displaying a remarkable point

2つ目は、多変数の計算結果の着目点の詳細な情報を表示するためのモードであり、Fig.13 に示すように、6項目を拡大して表示する。たとえば、Fig.13 では固体温度とガス温度、ガス圧力、還元率、固体流れ、ガス流れの6項目を表示している。

この2つのモードを切り替えることによって多変数の計算結果の全体の外観と着目点を把握可能とし、さらにドラッグ&ドロップによる対話的な操作によって簡単に検索した項目の配置を移動して、自由に計算結果の選択と表示が可能である。

5. 結言

本論文では、高炉操作を支援するためのJavaによる高炉統合シミュレータの構築および高炉統合可視化システムの開発について説明した。高炉統合シミュレータにおいては、既存の完成されている部分シミュレータを有効に活用してJavaで統合し、新たにシミュレータを再構築するよりも少ない労力で利用しやすい大規模なシミュレータが構築できることを示した。また、高炉統合可視化システムにおいては、高炉統合シミュレータによる計算結果と実測データを、統合した形で並べて可視化できるようにした。さらに、多変数の計算結果の選択可視化機能を開発し、複数の情報を自由に入れ替えて表示できるシステムとした。

今回、提案したJavaによる高炉統合シミュレータおよび高炉統合可視化システムを基盤に、今後、更なる機能向上を図り、実際の操業現場で活用できる技術として研究開発を進めていく予定である。

参考文献

- 1) 杉山番：高炉内の流動・伝熱・反応解析，第94・95回西山記念技術講座，131/173 (1983)
- 2) 八木，武田，大森：有限要素法によるガス流れと伝熱の2次元解析，鉄と鋼，66, 1888 (1980)
- 3) 杉山，須賀田：製鉄研究，325, 34/42 (1987)
- 4) 桑原，高根，関戸，鞭：高炉プロセスの数学的二次元モデル，鉄と鋼，77, 1593 (1991)
- 5) 内藤，杉山，藤原，圃中，芦村：高炉トータルモデルを用いた大分2高炉炉内解析，材料とプロセス，4, 166 (1991)
- 6) 奥野，国友，入田，松崎：高炉内層頂部におけるコークス層崩れ現象の装入物分布に及ぼす影響，鉄と鋼，7, 783/790 (1986)
- 7) 奥野，松崎，国友，磯山，草野：ベルレスの装入法における装入物分布推定モデルの開発，鉄と鋼，191/98 (1987)
- 8) M. Koga, H. Ogai, M. Ogawa, M. Ito, K. Uchida and S. Matsuzaki: Development of the Blast Furnace Integrated Java-Based Simulator 2004 IEEE International Conference on Control Application, 1290/1295 (2004)
- 9) Cay S. Horstman and Gary Cornell: Core Java2 .2, Chap.11 ASCII, Inc (2002)
- 10) 中山 茂: Java 分散オブジェクト入門，技報堂出版 (2000)
- 11) ロブ・ゴードン: Java Native Interface プログラミング，ピアソンエディケーション (1998)
- 12) 松崎，伊藤，内藤，磯部，柿内：高炉の非定常現象の可視化方法の開発，材料とプロセス，4, 780/783 (2003)
- 13) 伊藤，松崎，柿内，磯部：高炉操業解析総合支援システム Venus の開発，新日鐵技報 379 33/38 (2003)
- 14) T. Soukup and I. Davidson: Visual Data Mining, John Wiley & Sons, Inc (2002)
- 15) 松崎眞六：高炉炉頂部における装入物分布に関する研究，博士論文 9/18 (2003)
- 16) M. Naito and T. Nishimura: Prediction of sinter reduction behavior in a blast furnace by a mathematical model Asia Steel International Conference 2000. B (Iron making), 268/276 (2000)

[著者紹介]

小川 雅俊 (学生会員)



2003年大阪工業大学工学部経営工学科卒業。
2005年早稲田大学大学院情報生産システム研究科情報生産システム工学専攻修士課程修了。同年、同情報生産システム工学専攻博士(後期)課程入学、現在に至る。高炉プロセスのモデリングとシミュレーション技術の研究に従事。電気学会の会員。

日本鉄鋼協会、IEEE等の会員。

田島 和典



1991年日本工学院北海道専門学校電子工学科卒業。同年、ニッテツ北海道制御システム(株)入社。遺伝的アルゴリズムを用いたスケジューリングシステムの実機化、WebシステムのFA適用化等の開発に従事。

大貝 晴俊 (正会員)



1974年早稲田大学理工学部電気工学科卒業。
76年東京工業大学大学院理工学研究科修士課程修了。同年、新日本製鐵(株)入社。鉄鋼プロセス制御の開発に従事。2003年より早稲田大学大学院情報生産システム研究科教授。博士(工学)、プロセス制御、プロセスモデリング、シミュレーション技術等の研究に従事。人工知能学会、日本鉄鋼協会等の会員。

古賀 雅伸 (正会員)



1993年東京工業大学大学院理工学研究科制御工学専攻博士課程修了。東京工業大学工学部助手、同大学情報理工学研究科助手を経て、現在九州工業大学情報工学部助教授。制御系CADの研究に従事。システム制御情報学会等の会員。

伊藤 雅浩



1989年早稲田大学理工学部機械工学科卒業。
91年同大学院理工学研究科修士課程修了。同年、新日本製鐵(株)入社。熱交換器、連続鋳造機、高炉等の鉄鋼業における各種熱プロセスのモデリング、制御系設計、システム開発に従事。2004年より早稲田大学大学院情報生産システム研究科博士課程(後期)在学。

日本機械学会、日本鉄鋼協会の会員。

松崎 眞六



1981年東京大学工学部金属工学科卒業。同年、新日本製鐵(株)入社。高炉・製鉄プロセスの研究開発に従事。2003年東北大学大学院博士課程(後期)修了、博士(工学)。現在は高炉プロセスのシミュレーション、プロセスモデリング、プロセス制御等の研究開発に従事。日本鉄鋼協会の会員。

内田 健康 (正会員)



1971年早稲田大学理工学部電気工学科卒業。
76年早稲田大学大学院理工学研究科博士課程修了。工学博士。83年より早稲田大学教授(現在、電気・情報生命工学科)。制御系の情報構造、ロバスト制御および最適化制御の理論と応用、生物における制御問題などの研究に従事。電気学会、システム制御情報学会、

APPLICATION OF LARGE SCALE DATABASE-BASED ONLINE MODELLING ON BLAST FURNACE OPERATION

Masahiro Ito*, Shinroku Matsuzaki*, Harutoshi Ogai**
Kenichi Mori**, Kenko Uchida**, Shinichi Saito*** and Nozomi Sasaki*

* *Nippon Steel Corporation*

** *Waseda University*, *** *Nittetsu Elex Corporation*

Abstract: A practical method of JIT modelling for a blast furnace process data whose characteristics are very complicated physical phenomena and stiff nonlinear process are studied. The proposed method is composed of severely selecting process data variables by stepwise method and searching the past similar data in quantized topological space constructed by the selected variables. The effectiveness of this method is confirmed. It is also confirmed that it is sufficiently possible to apply this method to online use because the calculation time is quite short for searching the past similar data and estimating the future. *Copyright © 2005 IFAC*

Keywords: Database, Dynamic modelling, Nonlinear models, On-line control, Regression estimates, Steel manufacture, Variables, Validity

1. INTRODUCTION

In recent years, the new local modelling methods are attracted a great deal of considerable attention, which are called "Just-In-Time modelling", after this JIT modelling for short, see (Zheng and Kimura, 2001a and 2001b) or "Lazy Learning", see (Atkeson, *et al.*, 1997; Bontempi, *et al.*, 1999). That is based on the background that it have become to be able to store large scale process data and to search data quickly as technology advances of computer hardware and database system. These modelling methods are first characterized to store the observational process data directly in database among the wide process operation range beyond the designed static specific operation conditions. They are next characterized to search the relevant data to the system input, called "query", as the "neighboring" data whenever it becomes required to estimate (or predict, control) the system state with the database. Then the system output correspond to the query are got by a local model that complements the outputs of the neighboring data. These modelling methods are also

characterized to discard the local model whenever the system has been estimated and then to cope with the further storage of the observational process data. Case-Based Reasoning (CBR) in the field of qualitative Reasoning, see (Tsutsui, *et al.*, 1997), is also based on the same idea. A problem to be solved in JIT modelling is having to execute a huge amount of computation to calculate the distances between all the observational process data and the query and having to put all the data in the proper order for the purpose of searching the neighboring data close to the query. For example, blast furnace is a complicated and stiff nonlinear process (or system) in its physical phenomena. Then various sensors have been provided on the blast furnace body. Therefore, it becomes hardly to apply JIT modelling on the real situation of online plant operation, because of a huge amount of computing load when a large scale database would be constructed to deal with a topological space which is composed of the observational process data variables and of their time delay variables, or topological variables.

This paper describes a practical method for a large scale database that avoids the above-mentioned problem when JIT modelling would be applied on the real situation of online plant operation. This practical method is composed of the following steps.

Step 1 Positively eliminating noisy variables from all the observational process data variables including their topological ones by applying “stepwise method” for the purpose of selecting the only effective variables that contribute to estimate the system output.

Step 2 Storing observational process data sets that belong to a multidimensional topological space composed of the selected variables in quantized topological space for searching.

Step 3 Searching neighboring data close to query on the quantized space quantum by quantum for increasing the efficiency of searching and drastic reducing a huge amount of computing load.

Step 4 Estimating system output that correspond to query by using local model which complements outputs of searched and selected neighboring data.

This practical method is characterized in the same way as JIT modelling in the terms of discarding local model whenever system have been estimated and then coping with process’s characteristic change in time by storing a further storage of observational process data. In this paper, the practical method is named “Large scale database-based Online Modelling; LOM”, and a case study is described about applying LOM to blast furnace operation for the purpose of verifying its validity.

2. JUST-IN-TIME MODELLING

JIT modelling, that is a basic concept of “Large scale database-based Online Modelling; LOM”, is explained as follows. It’s assumed that an object process is a nonlinear dynamic system, and that its characteristics, or dynamic behaviours, are given a regression model as shown the equation (1).

$$\mathbf{y}(t+p) = f\{\mathbf{y}(t), \mathbf{y}(t-1), \dots, \mathbf{y}(t-n_y), \mathbf{u}(t-d), \mathbf{u}(t-d-1), \dots, \mathbf{u}(t-d-n_u)\} \quad (1)$$

Where,

- $\mathbf{u}(t)$ is the control input vector of system at time t ,
- $\mathbf{y}(t)$ is the observational output vector of system at time t ,
- n_u is the order of control input vector,
- n_y is the order of observational output vector,
- p is the estimate time (or the predict time),
- d is the time delay,
- f is the unknown nonlinear function.

Now, the system input vector \mathbf{x}^k and the system output vector \mathbf{y}^k are redefined as the following equations (2) and (3).

$$\mathbf{y}^k = \mathbf{y}(k+p) \quad (2)$$

$$\mathbf{x}^k = \{\mathbf{y}(k), \mathbf{y}(k-1), \dots, \mathbf{y}(k-n_y), \mathbf{u}(k-d), \mathbf{u}(k-d-1), \dots, \mathbf{u}(k-d-n_u)\} \quad (3)$$

As the time progressing, a large number of data, which is composed of the system input vector \mathbf{x}^k and the system output vector \mathbf{y}^k , for example $(\mathbf{x}^1, \mathbf{y}^1), (\mathbf{x}^2, \mathbf{y}^2), \dots$, have being stored from the system as a data set $\{(\mathbf{x}^k, \mathbf{y}^k)\}_k (k=1,2,\dots)$, where k is the discrete time. Then, JIT modelling is equal to finding out the nonlinear function f from the stored data set $\{(\mathbf{x}^k, \mathbf{y}^k)\}_k (k=1,2,\dots)$ whenever it becomes required to estimate (or predict, control). The basic concept of JIT modelling is the follows.

For example, when it becomes necessary to estimate a system state, the present system state $\{(\mathbf{x}^{k_q}, \mathbf{y}^{k_q})\}$ is defined as the query. In the case that a neighboring data which is similar to the query exists in the database as the observed process data in the past, so that the present nonlinear function f^{k_q} , which describes the transient behaviour of the system from the present, is regard to be similar to the past linear function f^{k_i} . If the observed process data in the past exist plural, the system output vector \mathbf{y}^{k_q} are estimated by using local model which complements the outputs of the selected neighboring data sets \mathbf{y}^{k_i} . Whenever the system state have been estimated, the observational process data are newly storing and renovating the data set $\{(\mathbf{x}^k, \mathbf{y}^k)\}$, so that the transient change of the process characteristic could be reflected at the next time that the system will be estimated later.

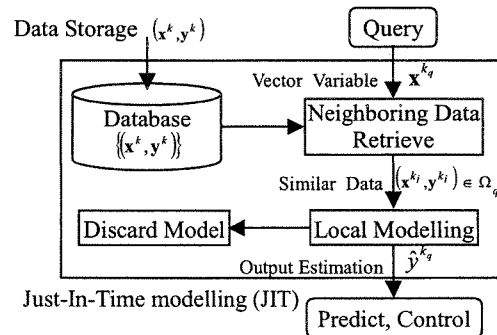


Fig.1. Just-In-Time modelling.

3. LARGE SCALE DATABASE-BASED ONLINE MODELLING (LOM)

Large scale database-based online modelling (LOM) is studied for the purpose of applying JIT modelling online to the multidimensional topological space composed of a real process data. LOM is organized the following components:

- 1.Reducing the number of topological space by using stepwise method
- 2.Effectively searching neighboring data on quantized topological space
- 3.A local model that generated and discarded whenever a process state becomes required to be estimated

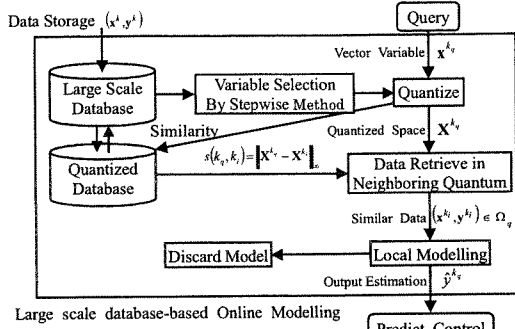


Fig.2. Large scale database-based online modelling.

3.1 Reducing the number of topological space by using stepwise method

For practical effect to estimate with a regression model, stepwise method is a technique that increases or decreases input variables based on an examination standard to aim at lessening a residual error, or a sum of squares due to error between the observational value and the estimated one. That is, an input variable is added when the input value is added to a regression model and “variable proportion F”, or the value that variable quantity of the sum of squares due to error normalized by of the residual error variance, becomes bigger than the beforehand examination standard. The other side, an input variable is removed when “variable proportion F” becomes smaller than the standard. The procedure is done in turn that from the input variable that has the biggest single correlation coefficient to the input variable that has the smaller one, so that most proper regression model is acquired as the final remained regression model when there is no input variable that is added or removed.

For blast furnace, much number multidimensional space has to be treated because the number of observational data item is extremely huge and its topological variables have to be also considered. So that LOM is studied as a practical modelling method with using stepwise method under the severe examination standard for reducing the number of multidimensional space.

3.2 Quantizing topological space and searching the “neighbor”

For the purpose of realizing to search a large number and scale of online process data much quickly with effectively searching and drastically reducing the computational load, LOM stores observational

process data in the beforehand database for searching, and searches the neighboring data close to the query in the quantized topological space of the database quantum by quantum. At first, a quantized space X^k is defined by quantizing the topological space that a vector variable x^k to which belongs.

$$X^k = Z(x^k), (i=1,2,\dots,n) \quad (4)$$

Where, $Z(\cdot)$ is the quantizing operator, n is the number of the data that belongs to the same quantized space X^k . In the case that a vector variable x^k has one dimension, a quantized space X^k is an interval, and in the case that a vector variable x^k has two dimensions, a quantized space X^k is a rectangle, and generally a quantized space X^k is multidimensional prism. Secondly, a similarity $s(k_i, k_j)$ is defined between the quantized space X^i and X^j . For example, a similarity is referred as an infinite norm of the quantized space’s reciprocal relation, see (Ito, et al., 2004).

$$s(k_i, k_j) = \left\| X^i - X^j \right\|_{\infty} \quad (5)$$

Then, the quantized space that contains the query variable vector x^k is named as X^k , the neighboring space Ω_q is defined as follows.

$$\Omega_q = \left\{ X^k \mid s(k_q, k_p) = \min_{X^k \in T} s(k_q, k_p) \right\} \quad (6)$$

Where, T is a set of topological space. By quantizing, a similarity s is defined and treated as a discrete value, so that searching for the neighboring data becomes simple and efficient in the quantized database with inspecting at first the same quantum, secondly the next quanta,

The several ways of determining the quantum’s width are proposed. In this paper, a uniform equalized way, or the simplest way, is adopted as the first step of the application for blast furnace process data.

3.3 Local model

When the query variable vector x^k is given, the system output estimation is executed with applying a local model to the neighboring data sets. In JIT modelling, representative local models are locally weighed averaging (LWA) and locally weighted regression (LWR). In this paper, the simplest averaging way is adopted as the first step of the application for blast furnace process data. That is, the estimated system output vector \hat{y}^k is calculated as follows.

$$\hat{y}^k = F(x^k) = \frac{1}{M} \sum_{y^i, (x^i, y^i) \in \Omega_q} y^i \quad (7)$$

Where, M is the number of the system output vector y^k that belongs to the neighboring space Ω_q .

4. LARGE SCALE DATABASE-BASED ONLINE MODELLING ON BLAST FURNACE OPERATION

In blast furnace, a large number of sensors that detect various physical amounts, for example, temperature, pressure and gas composition, are set up. Each observational data are transmitted to a process computer, and stored in some kind of recording device in the process computer. Furthermore, some kind of the blast furnace operation indicators are computed and stored successively in the process computer by combining their observational data, for example, "K-value" as the gas permeability inside furnace indicator and "Heat Load" as the indicator of the chemical reaction inside furnace and furnace body cooling. A large scale database is constructed by handling these a large number of blast furnace process data which stored in a process computer.

In this chapter, by applying LOM mentioned in the third chapter to the blast furnace process data, the future estimation executes based on the searching results for the past similar process data, and then the validity and efficiency of LOM are verified.

4.1 Large scale database of blast furnace operation data

In this paper, the large scale database is constructed by the process data of the No.3 blast furnace in Nagoya works, Nippon Steel Corp. The number of data items is 235, the data sampling time is 1 hour and the data stored period is from 1st January 2004 to 31th January 2005, so that the number of all the data is 9528.

4.2 Equating regression model

In this paper, a blast furnace process is treated as a multi-input, multi-output and nonlinear dynamic system. Because a blast furnace process consists of much kind of complicated physical phenomena simultaneously, it is quite difficult to separate accurately beforehand "system input variable as a cause" and "system output variable as a result". So in this paper, in the equation (1), system output variables y are treated equally to system input variables u , and the assumption is set that both variables are described as gathered variables form a blast furnace y . That is, a dynamic behaviour of a blast furnace after p hours from a present time is expressed with a regression model as the equation (8).

$$y(t+p) = f\{y(t), y(t-1), y(t-2), \dots, y(t-n_y)\} \quad (8)$$

Then, the equation (8) is redefined like the equation (2) and (3).

$$y^k = y(k+p) \quad (9)$$

$$x^k = \{y(k), y(k-1), y(k-2), \dots, y(k-n_y)\} \quad (10)$$

The equation (9) and (10) express that a large number of data sets gathered form a blast furnace, or $\{x^k, y^k\}, (k=1,2,3,\dots)$, are successively stored in a database.

4.3 Reducing variables by applying stepwise method

When the number of variables gathered from a blast furnace is N and the first variable is treated as the output of a regression model, the equation (8) becomes the equation (11) by describing each element of the variable vectors.

$$y_1(t+p) = f \left\{ \begin{array}{cccc} y_1(t), & y_1(t-1), & \dots, & y_1(t-n_1), \\ y_2(t), & y_2(t-1), & \dots, & y_2(t-n_2), \\ \dots, & \dots, & \dots, & \dots, \\ y_N(t), & y_N(t-1), & \dots, & y_N(t-n_N) \end{array} \right\} \quad (11)$$

The equation (11) shows that the value of the first variable after p hours from a present time $y_1(t+p)$ is described with a regression model whose elements number is $\sum_{i=1}^N (n_i + 1)$.

In a blast furnace process data, the number of the observational variables N is quite a large, so that it is necessary to set beforehand the order of observational output vector n_i , on relatively large, because many variables whose dynamic characteristic shows from the short time period change to the long one simultaneously exist. As a result, the number of variables that construct a regression model becomes quite large.

Now, for example, p is set to 1, and the estimated output variable is set to a molten iron temperature. Under the assumption that molten iron temperature after 1 hour from a present time is expressed with using observational data within past 12 hours including a present data, or $n_1 = n_2 = \dots = n_{235} = 12$, the molten iron temperature after 1 hour from a present time $y_1(t+1)$ is expressed as a regression model whose variable number is 3055 like the equation (12).

$$y_1(t+1) = f \left\{ \begin{array}{cccc} y_1(t), & y_1(t-1), & \dots, & y_1(t-12), \\ y_2(t), & y_2(t-1), & \dots, & y_2(t-12), \\ \dots, & \dots, & \dots, & \dots, \\ y_{235}(t), & y_{235}(t-1), & \dots, & y_{235}(t-12) \end{array} \right\} \quad (12)$$

With applying LOM, variables are selected by calculating "variable proportion F" against the molten iron temperature after 1 hour from a present time $y_1(t+1)$ with stepwise method. At first, adopting a general test criterion on stepwise method, or $F_{in} = F_{out} = 2.0$, 415 variables are selected, but many noise variables still exist in the selected ones, so that the estimation accuracy for the molten iron temperature is not enough. Therefore adopting a more severe test criterion, or $F_{in} = F_{out} = 20.0$, 35 variables shown in the Table.1 are selected.

Table.1. Selected variables for molten iron temperature after 1 hour from a present time

Number	Selected variables by stepwise method Content	F value
1	Molten iron temperature (present)	28879
2	Tapping velocity (present)	706
3	Molten iron Ti concentration (present)	416
4	Molten iron temperature (before 4 hours)	222
5	Flame temperature (before 3 hours)	160
6	Tapping velocity (before 1 hour)	134
7	Slag Al2O2 (present)	100
8	Pulverized Coal Ratio (present)	94.6
9	Heat Load (present)	90.6
10	Slag TiO2 (present)	80.1
...
35	#10 tuyere blast volume (present)	20.6

4.4 Quantizing topological space and verifying estimation accuracy by LOM

With quantizing the each 35 variables, including topological variables, selected by stepwise method, the quantized 35 dimensional topological space is constructed. Several guidelines of setting the number of quantizing are known, in this paper, the number of quantizing, or $N_s = 20$, is decided as the number that leads the best accuracy for a molten iron temperature estimation by referring Sturges's formula as follows,

$$N_s \cong 1 + \log_2 n_{all} = 1 + \log_2 9528 \cong 14 \quad (13)$$

and Leave-one-out Cross Validation and so on.

The accuracy of the molten iron temperature estimation is evaluated by the correlation coefficient between the estimated molten iron temperature by LOM $\hat{y}_1^{k_q+1}$ and the actual molten iron temperature $y_1^{k_q+1}$ in the random picked up 200 data as the query x^{k_q} from all the 9528 data sets. The correlation coefficient ρ is 0.788, and Fig.3 shows that it is sufficiently possible to estimate the molten iron temperature after 1 hour from a present time by searching the past similar process data sets.

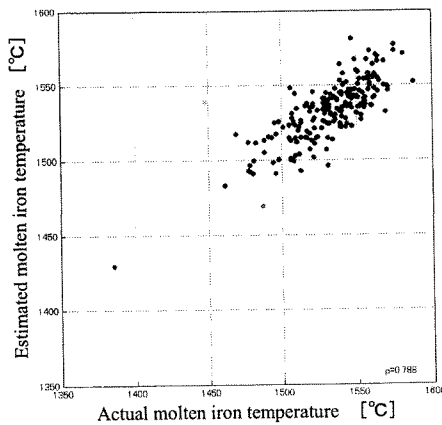


Fig.3 Correlation between actual molten iron temperature after 1 hour and estimated molten iron temperature

4.5 Searching past similar process data and estimating future process data by LOM

An any data set is selected in the large scale database as the query x^{k_q} . And data sets are searched which exist in the neighboring quanta close to the query quantum belongs on the quantized multidimensional topological space. So it becomes possible to search the past similar process data to the query.

For example, the data set of 29th January 2005 is selected as the query in the all data sets from 1st January 2004 to 31th January 2005. Some data sets exist in the neighboring quanta, so that 5 process data sets are found out within the neighboring quanta whose similarity is 2. It means that 5 cases that are similar to the process state of 29th January 2005 exist in the past, see Fig.4.(b). In this case, in the similarity s is 0 or 1, that is, no similar data set exists in the same quantum and the next quanta. The local model shown by the equation (7) is applied to the output vector y^k of the 5 searched neighboring data sets, and then the molten iron temperature after 1 hour is estimated. The results are shown in Fig.4.(a). Fig.4.(a) shows that the molten iron temperature after 1 hour, which is defined as the output variable when the variable proportion F is calculated with stepwise method, are quite accurately estimated.

Furthermore, the dynamic behaviour of molten iron temperature not only after 1 hour but also until 12 hours from the present time is calculated by using the equation (7). Fig.4.(a) shows that the dynamic behaviour of a molten iron temperature until 12 hour later from 06:00 29th January 2005 are also well accurately estimated. That is, paying attention to the variable proportion F about the molten iron temperature after 1 hour, variables that compose the topological space are selected, in the case of proper searching the past similar process data, it is confirmed that the estimation for the molten iron temperature over after 1 hour are available.

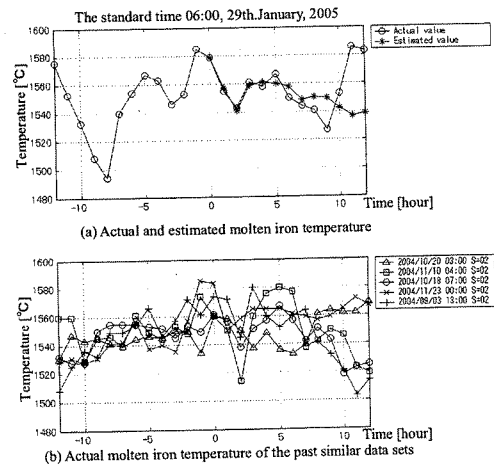


Fig.4. The past similar data sets and estimated result of molten iron temperature by LOM

Furthermore, when blast furnace is considered as a multi-input, multi-output system, the other elements of the estimated system output vector \hat{y}^{k*} , for example, the molten iron Si concentration or the total K-value, are calculated, and then it is confirmed that the estimation for them after 1 hour and over after 1 hour are available as well as the molten iron temperature. (Fig.5., Fig.6.)

5. CONCLUSION

In this paper, the practical method of JIT modelling for a real blast furnace process data whose characteristics are very complicated physical phenomena and stiff nonlinear process are studied, based on the background that it have become to be able to store large scale process data and to search data quickly as technology advances of computer hardware and database system. Then, the effectiveness of the proposed practical method is confirmed. It is also confirmed that it is sufficiently possible to apply this proposed method to online use because the calculation time is quite short for searching the past similar process data and estimating the future process data.

Now the new blast furnace process data is successively stored and the database is renewed, so that it is expected to estimate the blast furnace state among the broad operation range by storing the observational process data beyond the designed static specific operation conditions.

In this paper, as the first step of the application for blast furnace process data, the simplest uniform equalized way is adopted for deciding the width of the quantum, and the simplest averaging way is adopted as the local model. As the next step, it is expected to improve the estimate accuracy by studying the width deciding way from a viewpoint for a data spatial density and the locally weighted model mentioned in JIT modelling.

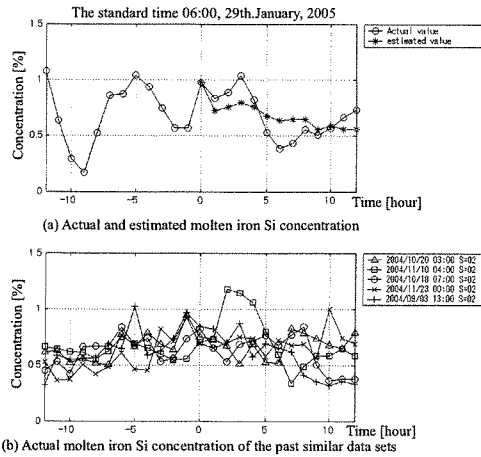


Fig.5. The past similar data sets and estimated result of molten iron Si concentration by LOM.

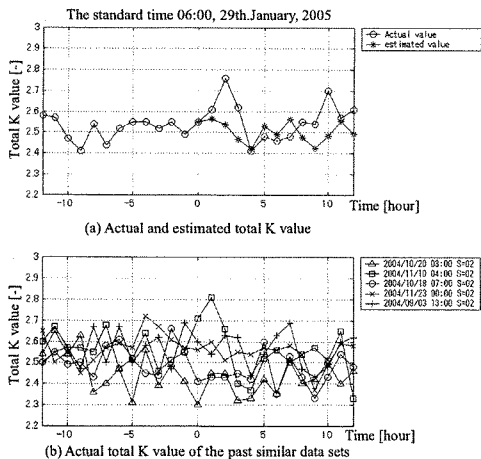


Fig.6. The past similar data sets and estimated result of total K-value by LOM.

REFERENCES

- Atkeson, C.G., A.W. Moore, and H. Schaal (1997). Locally weighted learning. *Artificial Intelligence Review*, **11**, 11-73.
- Bontempi, G., M. Birattari and H. Bersini (1999). Lazy learning for local modelling and control design. *Int.J.Control*, **72**, 643-658.
- Tsutsui, H., A. Kurosaki and T. Sato (1997). Nonlinear modelling technique using historical data for case. *Trans. Soc. Instrum. Control Eng.*, **33**, 947-954.
- Ito, M, S. Matsuzaki, H. Ogai, N. Odate, K. Uchida, S. Saito and N.Sasaki (2004). Large scale database-based online modelling on blast furnace operation. *Tetsu-to-Hagane*, **90**.
- Zheng, Q. and H.Kimura (2001a). A new Just-In-Time modelling and its applications to rolling set-up modelling. *Trans. Soc. Instrum. Control Eng.*, **37**, 640-646.
- Zheng, Q. and H.Kimura (2001b). Just-In-Time modelling for function prediction and its applications. *Asian Journal of Control*, **3**, 35-44.

Gain-scheduling controller design for TCP/AQM considering router queue length and time-delay

^{1*} Makoto Kishi, ¹Yusuke Funatsu, ²Takehito Azuma, and ¹Kenko Uchida

¹Department of Electrical Engineering and Bioscience, Waseda University, Shinjuku Tokyo 169-8555 JAPAN

² Department of Electrical and Electronics Engineering, Kanazawa University, Kanazawa 920-8667 JAPAN

* E-mail:kismakoto@toki.waseda.jp

Abstract—

In this paper, we design Active Queue Management scheme for dynamical models of computer network based on control theory. TCP/AQM (Transmission Control Protocol/Active Queue Management) network models are non-linear and including time-delay. Taking these characteristics into account explicitly, we propose a new design method of AQM controller. Especially, paying attention that time-delay is depend on queue length clearly, we suggest an appropriate gain-scheduling controller based on new type of Linear Parameter Varying (LPV) systems with parameter-dependent time-delay. Effectiveness of the proposed method is evaluated by using matlab and ns-2(Network Simulator Ver. 2).

I. INTRODUCTION

As Internet spreads and quantity of data communicated on networks increases, congestion of networks becomes a problem. Congestion of networks is one of the factors to disturb improvement of QoS. It is well known that TCP(Transmission Control Protocol) is used on Internet when we exchange data with reliability. TCP itself has congestion control mechanism "window flow control" that is (1) TCP increases the window size during successful data transmission. (2) On the contrary, TCP cuts the window size in half when receivers can't get the packets.

One of the problems in window flow control is that TCP are not able to watch inside information(for example, router queue length) of networks. To equip such a function with TCP, TCP/AQM (Transmission Control Protocol/Active Queue Management) is proposed recently. In addition to this, AQM in TCP/AQM controls routers for congestion control.

It is possible to consider several types of AQM schemes (RED, REM, BLUE, PI controller etc) [5] [7] [8] [6], and in this paper we design AQM controller based on a control theory. Paying attention to the fact that transmission delays which effect performances of throughput depend on queue length, we suggest the gain-scheduling type of AQM controller using queue length as a scheduling parameter.

We first present TCP/AQM network models which consist of TCP window size, queue length, AQM mechanism. These network models are highly non-linear and including time-delay. From these models, next, we derive LPV (Linear Parameter Varying) systems with parameter-dependent delays in state and input, where the scheduling parameter is queue length, and based on this model, design a gain-

scheduling type of AQM controller. Finally, the effectiveness of the proposed method is evaluated by using matlab and ns-2(Network Simulator Ver. 2).

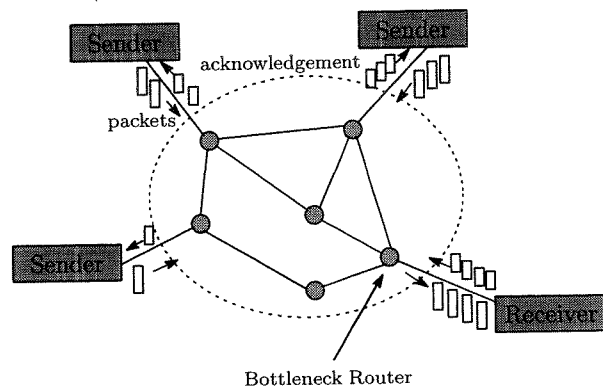


Fig. 1. Network models

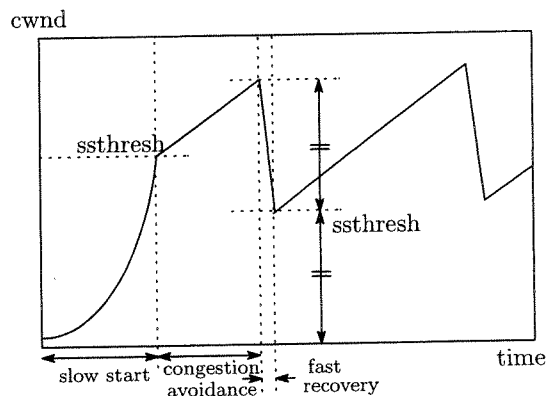


Fig. 2. Congestion control of TCP window size

II. TCP/AQM NETWORKS MODELS

We present first dynamical models of TCP/AQM networks. They illustrate the relations between window size $W(t)$ (send rate of sender) and router queue length $q(t)$ and has time-delay $h(t)$ depend on queue length. Then, LPV systems are derived for designing AQM controller.

A. Dynamics of TCP/AQM networks

Generally, AQM watches average queue length to manage, and when the queue length is large, AQM senses con-

gestion and drops packets to avoid aggravation of congestion.

In [5] [6], TCP/AQM models are proposed as follows.

$$\dot{W}(t) = \frac{1}{h(t)} - \frac{W(t)}{2} \frac{W(t-h(t))}{h(t-h(t))} p(t-h(t)), \quad (1)$$

$$\dot{q}(t) = N(t) \frac{W(t)}{h(t)} - C. \quad (2)$$

where W is the average TCP window size, q is the average queue length, C is the queue capacity, N is the number of TCP session and p is probability of packets dropped at AQM router. h is round-trip time ($h = \frac{q}{C} + T_p$, T_p is propagation delay). In this way, we can see the time-delay $h(t)$ depend on $q(t)$.

In case of $p = 0$ in the equation (1), it becomes

$$\dot{W}(t) = \frac{1}{h(t)}.$$

It means TCP windows size increase 1 every h linearly. This dynamics is called "Congestion avoidance mode". On the other hand, in case of $p \neq 0$ (in other words, when packets is dropped in probability p), TCP window size is cut in half $W/2$ every packet loss. Using models of TCP/AQM networks such as the above, AQM can decide adequate probability p to control TCP window size.

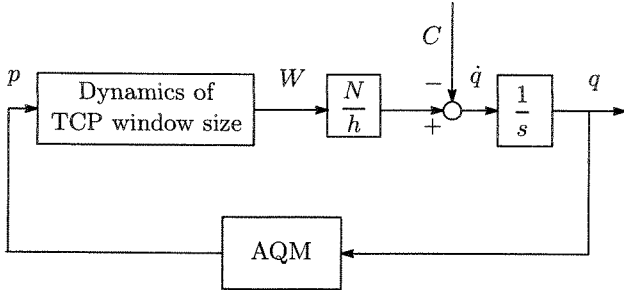


Fig. 3. Dynamics of TCP/AQM

B. Linearization of TCP/AQM network models as LPV systems with parameter dependent delays

To design AQM controller, we derive LPV (Linear Parameter Varying) systems with parameter dependent delays from non-linear TCP/AQM network systems (1) and (2). Considering that queue length is important factor for the TCP/AQM network models, and especially nothing that it affects time-delays, we take queue length as the scheduling parameter. In addition, we assume that the number of TCP sessions N are time-invariant. Then, using $h(t) = \frac{q(t)}{C} + T_p$, equations (1) and (2) become

$$\dot{W}(t) = \frac{1}{\frac{q(t)}{C} + T_p} - \frac{W(t)}{2} \frac{W(t-h(q(t)))}{h(t-h(q(t)))} p(t-h(q(t))), \quad (3)$$

$$\dot{q}(t) = N \frac{W(t)}{\frac{q(t)}{C} + T_p} - C. \quad (4)$$

Now, linearizing equations (3) and (4) at the equilibrium points W_0, q_0, p_0 which are given by

$$W_0 = \frac{q_0 + T_p C}{N}, \quad p_0 = \frac{2}{W_0^2}, \quad (5)$$

for a fixed ("frozen") q_0 , we have

$$\begin{aligned} \delta \dot{W}(t) &= -\frac{W_0 p_0}{2(\frac{q_0}{C} + T_p)} \delta W(t) - \frac{1}{C(\frac{q_0}{C} + T_p)^2} \delta q(t) \\ &\quad - \frac{W_0 p_0}{2(\frac{q_0}{C} + T_p)} \delta W(t-h(q(t))) \\ &\quad + \frac{W_0^2 p_0}{2C(\frac{q_0}{C} + T_p)^2} \delta q(t-h(q(t))) \\ &\quad - \frac{W_0^2}{2(\frac{q_0}{C} + T_p)} \delta p(t-h(q(t))), \end{aligned} \quad (6)$$

$$\delta \dot{q}(t) = \frac{N}{\frac{q_0}{C} + T_p} \delta W(t) - \frac{N W_0}{C(\frac{q_0}{C} + T_p)^2} \delta q(t), \quad (7)$$

where

$$\begin{aligned} \delta W(t) &= W(t) - W_0, \\ \delta q(t) &= q(t) - q_0, \\ \delta p(t) &= p(t) - p_0. \end{aligned}$$

From these linearized systems (6) and (7), thawing out the frozen parameter q_0 such that it becomes a scheduling parameter defined by $q_0 = \theta(t)$, we have LPV systems described as follows

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A(\theta(t))x(t) + A_h(\theta(t))x(t-h(\theta(t))) \\ &\quad + B_p(\theta(t))u(t-h(\theta(t))), \end{aligned} \quad (8)$$

where

$$x(t) = \begin{bmatrix} \delta W(t) \\ \delta q(t) \end{bmatrix}, \quad (9)$$

$$u(t) = \delta p(t), \quad (10)$$

$$\begin{aligned} A(\theta(t)) &= \begin{bmatrix} -\frac{W_0 p_0}{N^2} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{1}{\frac{\theta(t)}{C} + T_p} \\ &\quad + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{N W_0}{C} \end{bmatrix} \frac{1}{\left(\frac{\theta(t)}{C} + T_p\right)^2}, \end{aligned} \quad (11)$$

$$A_h(\theta(t)) = \begin{bmatrix} -\frac{W_0 p_0}{2} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{1}{\frac{\theta(t)}{C} + T_p}, \quad (12)$$

$$B_p(\theta(t)) = \begin{bmatrix} -\frac{W_0^2}{2} \\ 0 \end{bmatrix} \frac{1}{\frac{\theta(t)}{C} + T_p}. \quad (13)$$

III. CONTROLLER DESIGN FOR LPV SYSTEMS WITH PARAMETER-VARYING TIME-DELAY

In [2], a state-feedback control synthesis of LPV systems with parameter-varying time delays is addressed. The method can be applied to the systems which have both state time-delay and input time-delay, but does not provide generally a satisfactory performance in the case when

the systems have only time-delayed control input and do not have control input with no delay.

The system (8) discussed here is just such a special system having only time-delay control input. One possible scheme for improvement the synthethis method for LPV systems in such a special case is to combine the method with state prediction[3]. In this paper, we present another, more practical scheme which is based on a "predictive" approximation of time-delay control input, and apply it to AQM controller synthesis. Let the time-delay control input in the system(8) be able to approximated as

$$u(t - h(\theta(t))) = u(t) - h(\theta(t))\dot{u}(t). \quad (14)$$

Using approximation(14) and considering disturbance terms which may include approximation errors caused by(14), it can be confirmed that input and state time-delayed LPV input system (8) is transferred as follows

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) = & A(\theta(t))x(t) + A_h(\theta(t))x(t - h(\theta(t))) + B_1(\theta(t))d(t) \\ & + B_p(\theta(t))\begin{bmatrix} 1 & -h(\theta(t)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(t) \\ \dot{u}(t) \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (15)$$

Moreover, (15) becomes

$$\begin{aligned} \dot{x}_a(t) = & A_a(\theta(t))x_a(t) + A_{ha}(\theta(t))x_a(t - h(\theta(t))) \\ & + B_{1a}(\theta(t))d(t) + B_{2a}(\theta(t))u_a(t), \end{aligned} \quad (16)$$

where

$$x_a(t) := \begin{bmatrix} x(t) \\ u(t) \end{bmatrix}, \quad (17)$$

$$u_a(t) := v(t), \quad (18)$$

$$A_a(\theta(t)) := \begin{bmatrix} A(\theta(t)) & B_p(\theta) \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (19)$$

$$A_{ha}(\theta(t)) := \begin{bmatrix} A_h(\theta(t)) & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (20)$$

$$B_{2a}(\theta(t)) := \begin{bmatrix} -h(\theta(t))B_p(\theta(t)) \\ I \end{bmatrix}. \quad (21)$$

For the system(16), we synthesize gain-scheduled H^∞ controls in the following.

A. State-feedback control of LPV systems with parameter-dependent time-delay

We use the the method introduced in [2]. Consider the following time-delayed LPV system

$$\begin{aligned} \dot{x}_a(t) = & A_a(\theta(t))x_a(t) + A_{ha}(\theta(t))x_a(t - h(\theta(t))) \\ & + B_{1a}(\theta(t))d(t) + B_{2a}(\theta(t))u_a(t), \end{aligned} \quad (22)$$

$$e(t) = C_1(\theta(t))x_a(t) + D_{12}(\theta(t))u_a(t), \quad (23)$$

where $x_a(t) \in R^n$, $d(t) \in R^{n_d}$, $e(t) \in R^{n_e}$, $u(t) \in R^{n_u}$ and we assume that $\theta(t)$ is bounded and rate bounded parameter ($\theta \in \Theta$), the delay $h(t) = h(\theta(t))$ is bounded differentiable scalar function, and the function $t - h(t)$ is monotonically increasing.

$$\theta \in [\theta_{min}, \theta_{max}] \quad (24)$$

$$\dot{\theta} \in [-\nu, \nu] \quad (25)$$

$$\dot{h}(t) < 1 \quad (26)$$

It is reported that parameter-dependent state-feedback controller

$$u_a(t) = F(\theta(t))x_a(t) \quad (27)$$

such that the closed- loop system is asymptotically stable and has induced \mathcal{L}_2 norm less than γ .

Theorem 1 [2]. Consider the time-delayed LPV system (22), (23). There exists a parameter-dependent controller (27) such that the closed-loop system is asymptotically stable and has induced \mathcal{L}_2 norm less than γ if there exists a continuously dirrerentiable matrix $R : R^s \rightarrow S_+^{n \times n}$ and a matrix $S \in S_+^{n \times n}$, such that for all θ . (We use $S_+^{n \times n}$ to denote real, symmetric positive definite matrix.)

$$\begin{bmatrix} M_c(R, S, \theta, \gamma) & (*) & (*) & (*) \\ R(\theta) & -S & (*) & (*) \\ B_{1a}^T(\theta) & 0 & -\gamma I & (*) \\ C_{11}(\theta)R(\theta) & 0 & 0 & -\gamma I \end{bmatrix} < 0, \quad (28)$$

where

$$\begin{aligned} M_c(R, S, \theta, \gamma) = & R(\theta)\hat{A}^T(\theta) + \hat{A}(\theta)R(\theta) \pm \left(\nu \frac{\partial R}{\partial \theta} \right) \\ & + \psi A_{ha}(\theta)SA_{ha}^T(\theta) - \gamma B_{2a}(\theta)B_{2a}^T(\theta), \end{aligned} \quad (29)$$

$$\psi = \left[1 \pm \left(\nu \frac{\partial h}{\partial \theta} \right) \right]^{-1}, \quad (30)$$

$$\hat{A}(\theta) := A_a(\theta) - B_{2a}(\theta)C_{12}(\theta), \quad (31)$$

$$C_1(\theta) := \begin{bmatrix} C_{11}(\theta) \\ C_{12}(\theta) \end{bmatrix}, \quad (32)$$

$$D_{12}(\theta) := \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix}, \quad (33)$$

Then, one such state-feedback control law is given by

$$F(\theta) = -\gamma B_{2a}^T(\theta)R^{-1}(\theta) - C_{12}(\theta). \quad (34)$$

B. Parameter dependent LMI

When we consider the parameter-dependent LMI condition presented in Theorem 1, generally it is need to solve the infinite number of conditions. But according to [4], the condition is can be reduced to finite number of conditions which do not depend on θ . First note that the condition(28) in Theorem 1 can be described as following parameter-dependent LMI condition

$$F_0(M) + f_1(\theta)F_1(M) + \dots + f_r(\theta)F_r(M) < 0, \quad (35)$$

where f_i is a continuous function of θ , and a symmetric matrix function F_i depends affinely on the unknown matrix $M = [R, S]$ or γ . Then, the infinite dimensional condition(35) can be reduced to a finite dimensional one as follows.

Theorem 2 [4]. Let p_1, p_2, \dots, p_q be vertices of a convex polyhedron which includes the curved surface T

$$T = \{[f_1(\xi) \ f_2(\xi) \ \dots \ f_q(\xi)]' | \xi \in \Xi\}, \quad (36)$$

and assume that there exists M which satisfies the following LMI condition for all $p_i (i = 1, 2, \dots, q)$

$$F_0(M) + p_{i1}(\theta)F_1(M) + \dots + p_{ir}F_r(M) < 0. \quad (37)$$

where p_{ij} is the j th element of p_i , then M satisfies (37) for all $\theta \in \Theta$.

IV. AQM SCHEME DESIGN AND SIMULATION RESULTS

In this section, we will assure the effectiveness of proposed approach using simplified TCP/AQM network model shown in Fig. 4.

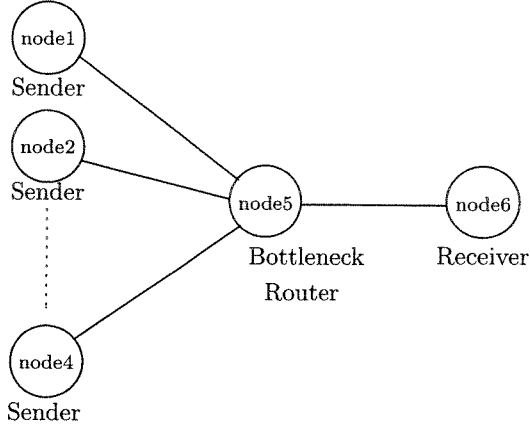


Fig. 4. The network topology

A. AQM scheme design

In Fig. 4. packets are sent by 4 senders to 1 receiver through a bottleneck router. We show below each parameter about TCP/AQM network models.

$$\begin{aligned} q_0 &= 40[\text{packets}], \\ W_0 &= 10.87[\text{packets}], \\ N &= 4, \\ C &= 83.33[\text{packets/sec}] \\ T_p &= 0.04[\text{sec}] \end{aligned}$$

Using proposed method, following parameters are obtained.

$$\gamma = 0.2061, \quad (38)$$

$$R_0 = \begin{bmatrix} 34.98 & 13.27 & 0.4683 \\ 13.27 & 151.4 & 0.2113 \\ 0.4683 & 0.2113 & 0.006249 \end{bmatrix}, \quad (39)$$

$$R_1 = 10^{-2} \begin{bmatrix} 4.148 & -65.66 & -0.006444 \\ -65.66 & 417.9 & -1.0064 \\ -0.006444 & -1.0064 & -0.0007935 \end{bmatrix}, \quad (40)$$

where

$$R(\theta) = R_0 + R_1\theta.$$

B. Simulation results with Matlab

The results using matlab are shown in Fig. 5. Fig. 6. Fig. 7.

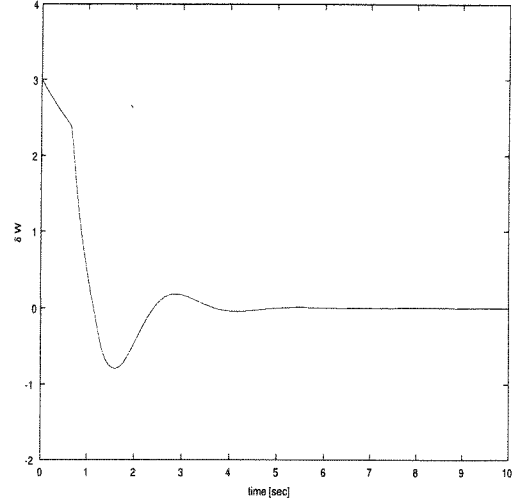


Fig. 5. $\delta W(t)$

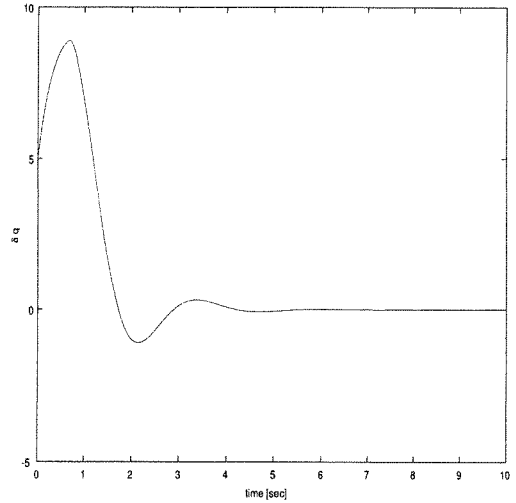


Fig. 6. $\delta q(t)$

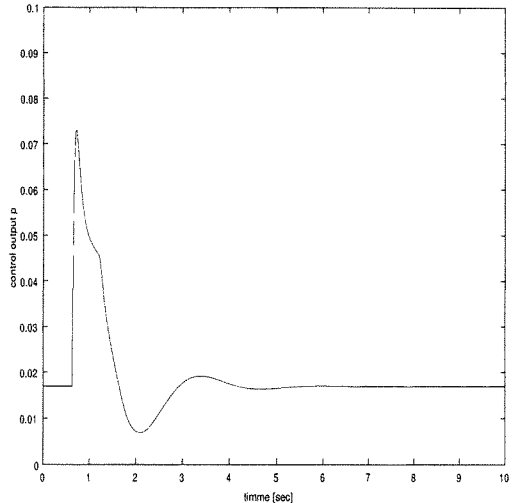


Fig. 7. $\delta p(t)$

C. Simulation results with ns-2

The results of proposed controller using *ns-2* are shown in Fig. 8. Fig. 9. For references, we show the results with RED controller in Fig. 10. Fig. 11.

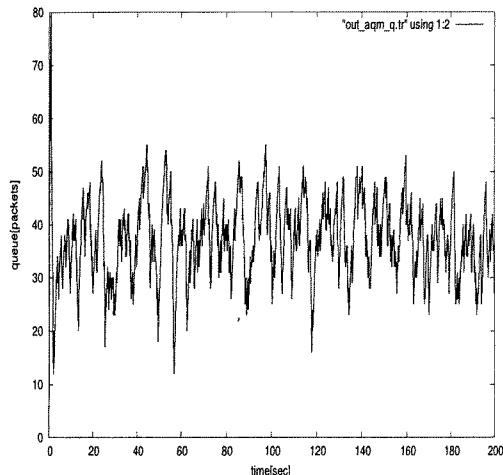


Fig. 8. The queue length (proposed method)

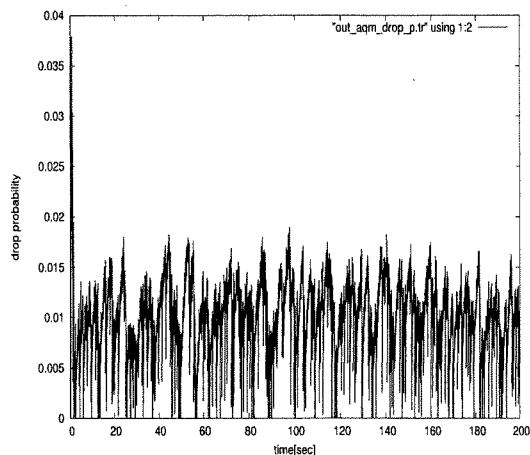


Fig. 9. Drop probability (proposed method)

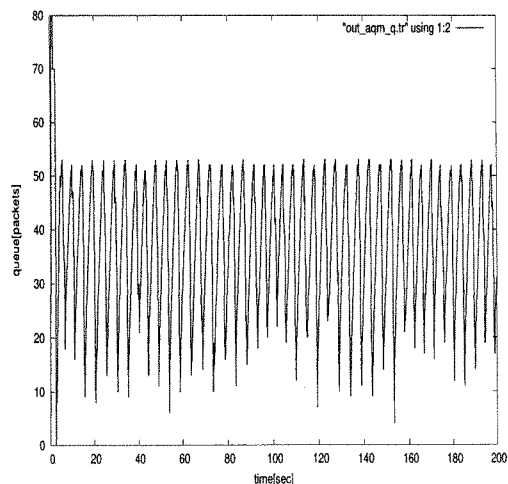


Fig. 10. The queue length (RED)

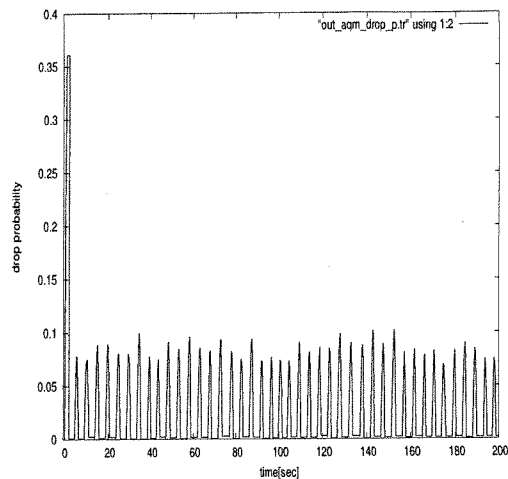


Fig. 11. Drop probability (RED)

We can see the amplitude of oscillation in Fig. 8. is smaller than than in Fig. 9.

V. CONCLUSION

In this paper, we designed gain-scheduling controller for TCP/AQM network models with scheduling parameter as queue length which effect time-delay seriously. We first linearized TCP/AQM network models including both parameter-dependent state-delay and input-delay, then we converted this system into new systems without input delay. The effectiveness of the proposed method was illustrated by using matlab and *ns-2*. Finally, we should note that considering the dependences of W_0 and p_0 on q_0 , which was not taken into account in this paper, would lead to much more performance.

REFERENCES

- [1] T.Azuma, H.Naito and M.Fujita, "Experimental verification of stabilizing congestion controllers using the network testbed," *Proceedings of American Control Conference*, pp. 1841-1846, 2005.
- [2] Wu.F, K.M.Grigoriadis, "LPV Systems with parameter-varying time delays : analysis and control," *Automatica*, Vol. 37, pp. 221-229, 2001.
- [3] Y.Misaki, K.Uchida, T.Azuma and M.Fujita, "LPV systems characterization of H^∞ control for linear systems with time-varying communication delays," *Proceedings of the 5th IFAC Workshop on time - Delaysystems*, CD-ROM, 2004.
- [4] T.Azuma, R.Watanabe and K.Uchida, "An approach to solving parameter-dependent LMI conditions based on finite number of LMI conditions," *Proceedings of American Control Conference*, pp. 510-514, 1997.
- [5] V.Misra, W.B.Gong and D.Towsley, "Fluid-based analysis of a network of AQM routers supporting TCP flows with an application to RED," *Proceedings of ACM/SIGCOMM*, pp. 510-514, 2000.
- [6] C.V.Hollot, V.Misra, D.Towsley and W.Gong, "Analysis and Design of Controllers for AQM Routers Supporting TCP Flows," *IEEE TRANSACTIONS ON AUTOMATIC CONTROL*, VOL. 47, pp. 945-959, 2002.
- [7] S.Athuraliya, V.Li, S.Low and Q.Yin, "REM:Active queue management," *IEEE Network*, 2001.
- [8] W.Feng, D.Kandlur, D.Saha, and K.G.Shin, "BLUE : A new class of active queue management algorithms," *UM CSE-TR-387-99*, 1999.
- [9] K.Tan, K.M.Grigoriadis, " L_2-L_2 and L_2-L_∞ Output Feedback Control of Time-Delayed LPV System," *Proceeding of the 39th IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 4422-4427, 2000.

時変の伝送遅れが存在する通信路を介した 線形システムの H^∞ 予測制御

御崎 芳仁*・内田 健康*

東 剛人**・藤田 政之**

Predictive H^∞ Control for Linear Systems
over Communication Channels with Time-Varying Delays

Yoshihito MISAKI*, Kenko UCHIDA*,
Takehito AZUMA** and Masayuki FUJITA**

We discuss a state feedback H^∞ control problem for a simple networked control system with one linear plant and one controller connected by sensor and actuator channels with time-varying delays under the two types of information structure on the time delays. We approach to this problem by adopting architecture of a predictive control for a controlled output, and characterize the predictive control by using parameter-dependent linear matrix inequalities. We also discuss an output feedback case.

Key Words: linear time-delay system, time-varying delay, H^∞ control, predictive control

1. はじめに

通信回線を介して制御を行なう遠隔制御システムにおいて、その際に通信路に存在する伝送遅れを避けることは難しい。伝送遅れはシステムの性能を下げ、ときにはシステムを不安定にする原因となることが知られている。近年、制御と通信制約の間の関係、特に伝送遅れに関する研究が行なわれている^{5), 8)}。本稿では、伝送遅れを含む通信路を介した遠隔制御モデルの状態/出力フィードバック H^∞ 制御を考える。その際、アクチュエータチャンネル、センサチャンネルにおける伝送遅れは時変とする。この問題は制御入力と観測出力に時変のむだ時間のある状態/出力フィードバック H^∞ 制御問題とみなすことができるが、一般にシステムの状態が無限次元となるため、解の導出が容易ではない。そこで、この問題に対して、定数むだ時間システムに対する状態予測制御のアイデアを用い、パラメータ依存の線形行列不等式 (LMI) に帰着させる解法を導く。本稿での問題設定は、文献 4) の問題設定を連続時間で考えたものに対応するが、本質的な違いは伝送遅れに対する仮定にある。本稿では伝送遅れは確定的な時間関数として仮定し、その未来は完全に既知

か、もしくは現時点までの履歴のみ既知で未来は不確かであるとする。一方、文献 4) では、未来は予測不可能な確率過程 (白色ノイズ) である。本稿では、伝送遅れの情報が既知の場合は、時変システムの問題として、リアルタイムで伝送遅れの情報が得られる場合は、パラメータ依存のシステムの問題としてとらえてコントローラを設計する。以下、2 章では問題設定、3 章では状態予測 H^∞ 制御について述べ、コントローラの設計を行なう。4 章では出力フィードバック予測 H^∞ 制御について述べる。5 章では、数値例を示す。

2. 問題設定

2.1 システム記述

Fig. 1 で表わされるような、通信回線を介して制御を行なう遠隔制御システムを考える。プラントは線形システムで $t \in [0, \infty)$ で定義され、

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bf(t) + Dv(t) \quad (1)$$

と表現される。ここで、 $x(t)$ はシステムの状態ベクトル、 $f(t)$ は制御入力ベクトル、 $v(t)$ は外乱ベクトル、パラメータ A, B, D は適当な次元の定数行列である。センサチャンネルとアクチュエータチャンネルはそれぞれ、

$$y(t) = x(t - k(t)) \quad (2)$$

$$f(t) = u(t - h(t)) \quad (3)$$

と表わされる。 $u(t)$ はコントローラによって導かれる制御入

* 早稲田大学 東京都新宿区大久保 3-4-1
** 金沢大学 金沢市小立野 2-40-20
* Waseda University, Shinjuku-ku, Tokyo
** Kanazawa University, Kanazawa
(Received March 31, 2005)
(Revised July 19, 2005)

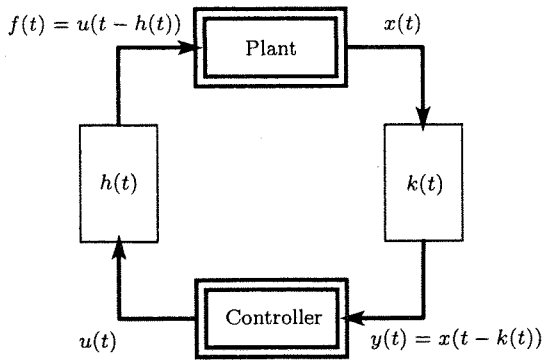


Fig. 1 Control System with communication delays

力であり，出力 $y(t)$ と時間 t の有界な線形因果関数として，

$$u(t) = L(t, y(t)) \quad (4)$$

で与えられる．ここで，センサーチャンネルの伝送遅れ $k(t)$ ，アクチュエータチャンネルの伝送遅れ $h(t)$ は共に有界で微分可能な関数である．

$$0 \leq k(t) \leq k_{max}, |\dot{k}(t)| \leq \dot{k}_{max} < 1 \quad (5)$$

$$0 \leq h(t) \leq h_{max}, |\dot{h}(t)| \leq \dot{h}_{max} < 1 \quad (6)$$

上記の遠隔制御システムにおいて，初期状態は $x(t) = 0, v(t) = 0 (-k_{max} \leq t \leq 0), u(t) = 0 (-h_{max} \leq t \leq 0)$ とする．

2.2 伝送遅れの情報構造

伝送遅れを含むシステムに対するコントローラを設計する際には，伝送遅れ $k(t), h(t) (0 \leq t < \infty)$ の情報を用いることでコントローラの性能の向上が期待できる．本稿では，伝送遅れの情報を陽に用いるために状態予測制御のアイデアを適用する．状態予測制御は，入出力に定数のむだ時間が存在する場合において，伝送遅れ分未来の状態をシステムの状態方程式から予測し，その予測された状態に対して制御則を構成する手法である³⁾．そのために，伝送遅れ $k(t), h(t) (0 \leq t < \infty)$ に関する2種類の情報構造を定義する．まずはじめに，伝送進み $\lambda(t)$ の定義を行なう．これは，伝送遅れ $h(t) (0 \leq t < \infty)$ によって定義される (Fig. 2, Fig. 3)．アクチュエータチャンネルにおいて，時刻 t に入力された信号は $t + \lambda(t)$ に出力される．つまり，時刻 $\sigma(t) = t + \lambda(t)$ はすべての t に対して方程式 $\sigma - h(\sigma) = t$ の唯一解として定義される⁹⁾．

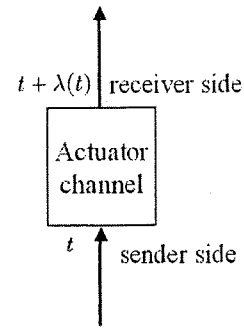
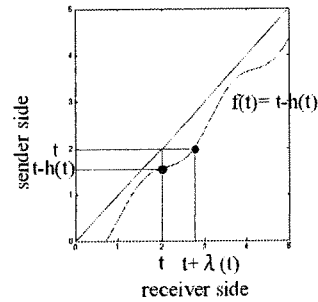
$$t + \lambda(t) - h(t + \lambda(t)) = t \quad (\lambda(t) = h(t + \lambda(t))) \quad (7)$$

すべての t に対して方程式 $\sigma - h(\sigma) = t$ の唯一解の存在は，定義 (6) により確かめられる．簡単な計算から，

$$0 \leq \lambda(t) \leq \lambda_{max} = h_{max} \quad (8)$$

$$|\dot{\lambda}(t)| \leq \dot{\lambda}_{max} = \dot{h}_{max} (1 - \dot{h}_{max})^{-1} \quad (9)$$

がわかる．ここで，伝送遅れと伝送進みについての情報に関

Fig. 2 Time advance $\lambda(t)$ Fig. 3 The relationship of $h(t)$ and $\lambda(t)$

して，2種類の構造

$$I_1(t) = \{k(\tau), \dot{k}(\tau), \lambda(\tau), \dot{\lambda}(\tau), 0 \leq \tau < \infty; k_{max}, \dot{k}_{max}, \lambda_{max}, \dot{\lambda}_{max}\} \quad (10)$$

$$I_2(t) = \{k(\tau), \lambda(\tau), 0 \leq \tau \leq t; k_{max}, \dot{k}_{max}, \lambda_{max}, \dot{\lambda}_{max}\} \quad (11)$$

を定義する．

定義 I_1 においては，(7) 式から， $(\lambda(\tau), \dot{\lambda}(\tau))$ は $(h(\tau), \dot{h}(\tau))$ と置き換えられる．しかし，定義 I_2 では置き換えることはできない．また，定義 I_1 では事前に伝送遅れと伝送進みの振る舞いがわかっているが，定義 I_2 ではリアルタイムでオンラインに振る舞いがわかる必要がある．つまり，専用回線などにおいて事前に遅延がわかっている場合を想定している．ここでは比較のために，最も理想的な場合を想定していることになる．

伝送進み $\lambda(t)$ の情報が得られることはアクチュエータチャンネルの時刻 t における伝達遅れを予測できることを意味する．しかし実際の伝送路においては，特別な工夫をしたチャンネルの場合⁵⁾を除いて，伝送遅れを予測することは容易ではない．したがって伝送進み $\lambda(t)$ の情報が得られることは，特別な理想化された状況を考えていることになる．

2.3 問題設定

もし，観測できるデータ $y(t)$ の因果関数であるコントローラ (4) が与えられれば，コントローラ (4) はプラント (1) とチャンネル (5), (6) とともに，閉ループを形成する．本稿における制御問題は， I_1, I_2 それぞれの情報構造に対して，

閉ループシステムがつぎの設計仕様を満たすようなコントローラ(4)を設計することである。仕様の主要な点は、

The main point of requirement

- (I) 閉ループシステムが漸近安定である。
- (II) プラントの外乱の影響を与えられたレベルに抑える。

とする。もし、センサチャネル、アクチュエータチャネルに伝送遅れがなければ、これらの仕様に対する典型的なアプローチとして H^∞ 制御理論がある。そこでは、外乱の影響の評価のために、被制御出力ベクトル、たとえば $z(t) = Fx(t)$ (F は定数行列) を定義する。しかし、センサーチャネルやアクチュエータチャネルに伝送遅れが存在することにより、 H^∞ 制御を行なう際にシステムの状態が無次元となり、いくつかの困難を引き起こす。文献1)にも見られるように、これらの困難を克服する手法の一つは、被制御出力 $z(t)$ を $z(t) = Fp(t)$ となるような予測状態 $p(t)$ を定義することである。本稿では、このアプローチを時変なむだ時間の場合に拡張する。プラント(1)、コントローラ(4)、時変な伝送遅れを含む通信路(5),(6)によって与えられる遠隔制御システムにおいて、被制御出力 $z(t)$ は、

$$z(t) = Fp(t) \quad (12)$$

$$p(t) = e^{A(\lambda(t)+k(t))} x(t-k(t)) + \int_{t-k(t)}^{t+\lambda(t)} e^{A(t+\lambda(t)-\tau)} Bf(\tau) d\tau \quad (13)$$

のように定義される。 $p(t)$ は $v(\tau) = 0$ ($t-k(t) \leq \tau \leq t+\lambda(t)$) ならば、 $x(t+\lambda(t))$ に一致することがわかる。そして、 $p(t)$ を予測時間間隔 ($\tau \in [t-k(t), t+\lambda(t)]$) で外乱が $v(t) = 0$ という仮定のもとでシステム(1)の時刻 $t+\lambda(t)$ における ($x(t-k(t))$ からの) 予測状態であるとみなせる。以下、線形システム(1)、コントローラ(4)、チャネル(5),(6)と制御量(12)からなるシステムを LTD システムと呼ぶ。

LTDsystem

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bf(t) + Dv(t) \quad (14)$$

$$y(t) = x(t-k(t)) \quad (15)$$

$$f(t) = u(t-h(t)) \quad (16)$$

$$u(t) = L(t, y(t)) \quad (17)$$

$$z(t) = Fp(t) \quad (18)$$

今、被制御出力(12)を用いることで、コントローラ設計仕様(II)は以下のように書き換えられる。

The main point of requirement(II')

(II') (12) 式によって定義される被制御出力 z に対して、LTD システムはつぎの不等式を満たす。すなわち、与えられた正の数 γ と $L_2[0, \infty)$ に含まれるすべての外乱 v に対

して、

$$\int_0^\infty z^T(t)z(t)dt \leq \gamma^2 \int_0^\infty v^T(t)v(t)dt \quad (19)$$

ただし、 T は転置を表わし、 $L_2[0, \infty)$ はその要素が $[0, \infty)$ で2乗積分であるベクトル値関数の空間である。

不等式(19)は外乱から被制御出力までの L_2 ゲインが、 γ 以上にはならないことを示している。正の数 γ は外乱抑制のレベルを表わしている。そして、より小さい γ はよりよい外乱抑制の性能を示す。

最後に、制御問題を再度述べる。制御問題は、LTD システムに対して、設計仕様(I),(II')を満たすようなコントローラ(4)を設計することである。この問題を " H^∞ 予測制御問題" と呼び、この問題の解を抑制レベル γ の " H^∞ 予測コントローラ" と呼ぶ。

3. H^∞ 予測制御

3.1 予測状態方程式

定義(13)において予測状態 $p(t)$ はセンサチャネル出力 $y(t) = x(t-k(t))$ と制御入力 $f(t) = u(\tau-h(\tau))(t-k(t)) \leq \tau \leq t+\lambda(t)$ によって計算される。一方、時間 t によって(13)式の両辺を微分し、(1),(2),(3),(7)式を用いることで、予測状態 $p(t)$ は以下のような微分方程式の解として得られる。

$$\dot{p}(t) = \bar{A}(\lambda(t))p(t) + \bar{B}(\lambda(t))u(t) + \bar{D}(k(t), \dot{k}(t), \lambda(t))v(t-k(t)) \quad (20)$$

$$p(0) = 0$$

ただし、行列関数 $\bar{A}, \bar{B}, \bar{D}$ は

$$\bar{A}(\mu) = (1+\mu)A \quad (21)$$

$$\bar{B}(\mu) = (1+\mu)B \quad (22)$$

$$\bar{D}(k, r, \lambda) = (1-r)e^{A(\lambda+k)}D \quad (23)$$

で与えられる。

微分方程式(20)は、 $u(t)$ を制御入力として、前章で定めた H^∞ 予測制御問題を解くための仮想の状態方程式として用いることができる。

3.2 H^∞ 予測制御の設計

仮定(5)と(6)を満たす時間関数 $k(t), h(t)$ ($0 \leq t \leq \infty$) に対して、状態方程式(20)と状態フィードバックコントローラ

$$u(t) = K(t)p(t) \quad (24)$$

そして被制御出力(12)からなる閉ループシステムを LPV システムと呼ぶ。この LPV システムに対して設計仕様(I),(II')を満たすような状態フィードバック H^∞ 制御問題を考える。この制御問題を "補助問題" と呼ぶ。以下に、もし補助問題の解(24)を求めれば、その解は H^∞ 予測制御問題の解となることを示す。

最初に、もし補助問題の解としてゲイン行列関数 $K(t)$ が与えられると、コントローラ (24) は

$$u(t) = K(t) \{ e^{A(\lambda(t)+k(t))} y(t) + \int_{t-k(t)}^{t+\lambda(t)} e^{A(t+\lambda(t)-\tau)} B u(\tau - h(\tau)) d\tau \} \quad (25)$$

となり、それぞれの時間構造 I_1, I_2 に対する H^∞ 予測制御問題に対する許容制御であることに注目する。LPV システムが漸近安定で、 $v(\tau) = 0 (t-k(t) \leq \tau \leq t+\lambda(t))$ で、 $\lambda(t)$ が (8) によって有界となるとき、LTD システムも漸近安定である。一方、LPV システムの状態 $p(t)$ は、LTD システムの状態と入力によって (13) で定義される予測状態 $p(t)$ と一致するので、抑制条件 (II') は、 H^∞ 予測制御問題の外乱抑制不等式 (19) は保たれることを意味する。ゆえに、コントローラ (24) は H^∞ 予測制御問題の解となる。

以上の議論から補助問題の解を求めることで、 H^∞ 予測制御問題に対するコントローラ、つまり、 H^∞ 予測コントローラ (25) を得ることができる。実際に、遅れの時間構造が I_1 のとき、補助問題は線形時変システムに対する標準 H^∞ 問題であり、下記の定理 3.1 に示すように H^∞ 予測コントローラが求まる。遅れの時間構造が I_2 のとき、補助問題は線形パラメータ変動システムに対する標準 H^∞ 問題であり、下記の定理 3.2 に示すように H^∞ 予測コントローラが求まる。

ここで、記号の定義を行なう。

$Q(t) > 0$ ($Q(t) < 0$), $t \in [0, \infty)$ は、すべての t に対して、 $Q^T(t) = Q(t)$ であって、正の数 ϵ が存在し、 $Q(t) \geq \epsilon I$ ($Q(t) \leq -\epsilon I$) を意味する。

《定理 3.1》 遅れの情報構造を I_1 とする。ある正の数 η に対して、 $[0, \infty)$ に属するすべての t において、以下の不等式を満たすような行列関数 $Q(t)$ と $Z(t)$ が存在するとする。

$$0 < Q(t) \leq \eta I \quad (26)$$

$$\begin{bmatrix} m(Q(t), Z(t), t) & \bar{D}(k(t), \dot{k}(t), \lambda(t)) & Q(t)F^T \\ \bar{D}(k(t), \dot{k}(t), \lambda(t))^T & -\gamma^2 I & 0 \\ FQ(t) & 0 & -I \end{bmatrix} < 0 \quad (27)$$

$$\begin{aligned} m(Q(t), Z(t), t) &= -\dot{Q}(t) + Q(t)\bar{A}(\lambda(t))^T + \bar{A}(\lambda(t))Q(t) \\ &\quad + Z(t)^T \bar{B}(\lambda(t))^T + \bar{B}(\lambda(t))Z(t) \end{aligned} \quad (28)$$

このとき、 $K(t) = Z(t)Q(t)^{-1}$ は、抑制レベル γ の H^∞ 予測コントローラ (24) のゲインである。

また、つぎの記号の定義を行なう。

$Q(k, \lambda) > 0$ ($Q(k, \lambda) < 0$), $(k, \lambda) \in [0, k_{max}] \times [0, \lambda_{max}]$ は、すべての (k, λ) に対して、 $Q^T(k, \lambda) = Q(k, \lambda)$ であつ

て、正の数 ϵ が存在し、 $Q(k, \lambda) \geq \epsilon I$ ($Q(k, \lambda) \leq -\epsilon I$) を意味する。

《定理 3.2》 遅れの情報構造を I_2 とする。 Φ に属するすべての (k, r, λ, μ) において、以下の不等式を満たすような行列関数 $Q(k, \lambda)$ と $Z(k, \lambda)$ が存在するとする。

$$Q(k, \lambda) > 0 \quad (29)$$

$$\begin{bmatrix} m(Q(k, \lambda), Z(k, \lambda), r, \mu) & \bar{D}(k, r, \lambda) & Q(k, \lambda)F^T \\ \bar{D}(k, r, \lambda)^T & -\gamma^2 I & 0 \\ FQ(k, \lambda) & 0 & -I \end{bmatrix} < 0 \quad (30)$$

$$\begin{aligned} m(Q(k, \lambda), Z(k, \lambda), r, \mu) &= -\mu \frac{\partial Q(k, \lambda)}{\partial \lambda} - r \frac{\partial Q(k, \lambda)}{\partial k} \\ &\quad + Q(k, \lambda)\bar{A}(\mu)^T + \bar{A}(\mu)Q(k, \lambda) \\ &\quad + Z(k, \lambda)^T \bar{B}(\mu)^T + \bar{B}(\mu)Z(k, \lambda) \end{aligned} \quad (31)$$

ここで、 $\Phi = [0, k_{max}] \times [-\dot{k}_{max}, \dot{k}_{max}] \times [0, \lambda_{max}] \times [-\dot{\lambda}_{max}, \dot{\lambda}_{max}]$ である。

このとき、 $K(t) = Z(\lambda(t), k(t))Q(\lambda(t), k(t))^{-1}$ は、抑制レベル γ の H^∞ 予測コントローラ (24) のゲインである。

これらの定理の証明は、リヤプノフ関数をそれぞれ

$$V(t) = p^T(t)Q^{-1}(t)p(t) \quad (\text{定理 3.1}) \quad (32)$$

$$V(t) = p^T(t)Q^{-1}(k(t), \lambda(t))p(t) \quad (\text{定理 3.2}) \quad (33)$$

として、それぞれのシステムの軌道に沿って、

$$V(t) > 0 \quad (p(t) \neq 0) \quad (34)$$

$$\frac{dV(t)}{dt} < 0 \quad (v(t) = 0) \quad (35)$$

$$\int_0^\infty \left(\frac{dV(t)}{dt} + z^T(t)z(t) - \gamma^2 v^T(t)v(t) \right) dt < 0 \quad (36)$$

を満たすような $Q^{-1}(t)$ および $Q^{-1}(k(t), \lambda(t))$ が存在することを確認すればよい。標準的な議論であるので詳細は省略する。

注意 1

定理 3.2 で与えられたコントローラは遅れの情報構造が I_1 のときの解でもある。

注意 2

不等式 (30) の左辺の行列関数は (r, μ) に対して線形である。したがって、“ $[-\dot{k}_{max}, \dot{k}_{max}] \times [-\dot{\lambda}_{max}, \dot{\lambda}_{max}]$ を満たすすべての (r, μ) に対して” という表現は、“長方形 $[-\dot{k}_{max}, \dot{k}_{max}] \times [-\dot{\lambda}_{max}, \dot{\lambda}_{max}]$ の 4 つの頂点 (r, μ) に対して” と書き換えられる。

4. センサチャネルの一般化

2 章でのシステム表記において、センサチャネルを (2) と

したが、より現実的なモデルとして、

$$y(t) = Cx(t - k(t)) + w(t - k(t)) \quad (37)$$

を考える。ただし、 $w(t)$ は $w(t) = 0 (-k_{max} \leq t \leq 0)$ のセンサノイズベクトル、 C は定数行列である。

前章までのセンサチャンネル (2) を一般化モデル (37) と置き換え、外乱 v とセンサノイズ w を合わせた $[v^T, w^T]^T$ をあらためて v と表記する。このとき、今まで議論してきた状態フィードバック H^∞ 制御問題の一般化として、出力フィードバック H^∞ 制御問題を得る。いま、状態方程式 (20) に対して、出力方程式 (37) をつぎのように書き換える。

$$q(t) = y(t) + C \int_{t-k(t)}^{t+\lambda(t)} e^{A(t-k(t)-\tau)} B f(\tau) d\tau \quad (38)$$

$$= \bar{C}(k(t), \lambda(t)) p(t) + w(t - k(t)) \quad (39)$$

とする。ここで、行列関数 $\bar{C}(k, \lambda)$ は

$$\bar{C}(k, \lambda) = C e^{-A(k+\lambda)} \quad (40)$$

である。このとき、3章の議論と同様な流れで、出力フィードバック H^∞ 制御問題の解は (20) と (39) に対する出力 H^∞ 予測制御問題の解となる。詳細は省略するが、この出力 H^∞ 予測制御問題は、遅れの情報構造 I_1, I_2 それぞれに対して、時変システムとパラメータ変動システムの標準的な手法によって解くことができる。

5. 数値例

定理 3.2 によって与えられるコントローラの設計の例を示すために、以下に示すような簡単な 2 次の不安定システムを考える。

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 2 \\ 0 & -4 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0.5 \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} 0.5 \\ 1 \end{bmatrix}, F = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (41)$$

センサチャンネルの伝送遅れ $k(t)$ とアクチュエータチャンネルの伝送遅れ $h(t)$ のアドバンス $\lambda(t)$ を、

$$k(t) = \lambda(t) = 0.15 + 0.15 \sin t \quad (42)$$

とする。コントローラを設計するためには、ある γ に対してパラメータ依存の LMI (30) を解かなければならない。注意 2 によれば、パラメータ (r, μ) への依存は有限個の計算に還元できる。パラメータ (k, λ) への依存に対しては、文献 2) によるパラメータ依存 LMI の有限次元への還元法を用いる。解をつぎの形に制限する。

$$\text{case1 } Q(k, \lambda) = Q_0, Z(k, \lambda) = Z_0$$

$$\text{case2 } Q(k, \lambda) = Q_0 + \lambda Q_1 + k Q_2, Z(k, \lambda) = Z_0 + \lambda Z_1 + k Z_2$$

そして、(30) から、定数対称行列 (Q_0, Z_0) または $(Q_0, Q_1, Q_2, Z_0, Z_1, Z_2)$ に関する LMI を解くことで、定理 3.2 に基づいたコントローラゲインとコントローラを得る。

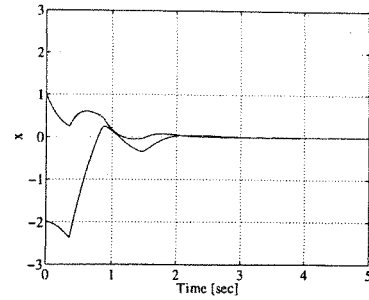


Fig. 4 $x(t)$ (case1)

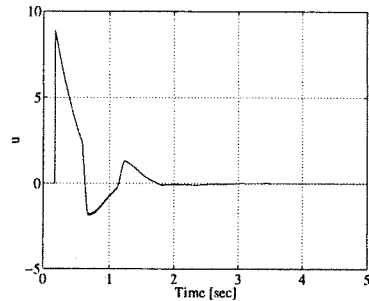


Fig. 5 $u(t)$ (case1)

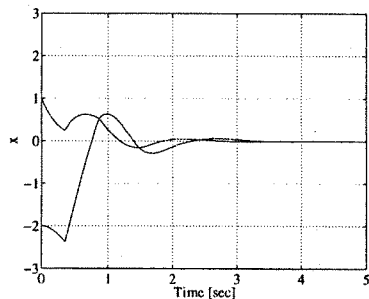


Fig. 6 $x(t)$ (case2)

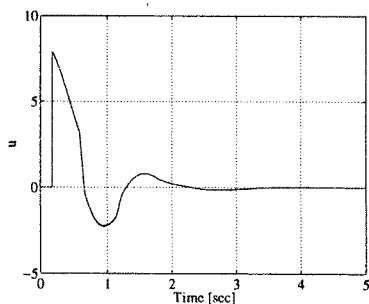


Fig. 7 $u(t)$ (case2)

L_2 ゲイン $\gamma = 1$ としてコントローラを導き、シミュレーションを行なった。初期値は $x_0 = [-2 \ 1]^T$ とする。

解の形を case1 と制限したときのシミュレーションを行ない、Fig. 4 にその場の状態 $x(t)$ の軌跡を、Fig. 5 に入力 $u(t)$ の軌跡を示す。同様に、解の形を case2 と制限して、Fig. 6 にその場合の状態 $x(t)$ の軌跡を、Fig. 7 に入力 $u(t)$ の軌跡を示す。

結果から、case2 と解を制限した場合、性能の改善も見られるが、スケジューリングの結果、滑らかな制御入力を得る

れている。

6. ま と め

本稿では、伝送遅れを含む通信路を介した遠隔制御モデルの状態フィードバック H^∞ 制御を2種類の伝送遅れの情報構造に対して考えた。状態予測制御の手法を用い、パラメータ依存 LMI 条件の形で解を求めた。また、そのパラメータ依存の LMI 条件を有限個の条件に還元して解を求め、シミュレーションにより、提案手法の有効性を検証した。出力フィードバックの場合についても述べた。

参 考 文 献

- 1) K. Uchida, K. Ikeda, T. Azuma and A. Kojima: Finite-dimensional characterizations of H^∞ control for linear systems with delays in input and output, Int. J. Robust and Nonlinear Control, **13**, 833/843 (2003)
- 2) T. Azuma, R. Watanabe and K. Uchida: An approach to solving parameter-dependent LMI conditions based on finite number of LMI conditions, Proc. of American Control Conference, 510/514 (1997)
- 3) T. Furukawa and E. Shimemura: Predictive control for systems with time delay, Int. J. Control, **37**, 399/412 (1983)
- 4) L. Nilsson, B. Bernhardsson and B. Wittenmark: Stochastic analysis and control of real-time systems with random time delays, Automatica, **34**, 57/64 (1998)
- 5) E. Witrant, C. Canudas-de-Wit and D. Geores: Remote output stabilization under two channels time-varying delays, Proc. of the 4th IFAC Workshop on Time-Delay Systems, Rocquencourt, CD-ROM(tds101) (2003)
- 6) B. van Keulen: H^∞ control for Distributed Parameter System: a State-space Approach, Birkhauser, Basel (1993)
- 7) J.A. Anderson and M.W. Spong: Bilateral control for systems with time delay, IEEE Trans. Automatic Control, **AC-34**, 494/501 (1989)
- 8) S.I. Niculescu, D. Taoutaou and R. Lozano: On the closed-loop stability of a teleoperation control scheme subject to communication time-delays, Proc. of the 41st IEEE Conference on Decision and Control, Las Vegas, 1790/1795 (2002)
- 9) M.T. Nihtilä: Adaptive control for a continuous-time system with time-varying delay, System Control Letters, **12**, 357/364 (1989)

[著 者 紹 介]

御 崎 芳 仁



2005年早稲田大学大学院修士課程修了。同年、日本テレビ放送網(株)入社、現在に至る。

内 田 健 康 (正会員)



1973年早稲田大学大学院修士課程修了。76年同大学院博士課程修了。83年より早稲田大学教授(電気電子情報工学科)、現在に至る。制御系の情報構造、ロバスト制御および最適化制御などの研究に従事。工学博士。システム制御情報学会、IEEEなどの会員。

東 剛 人 (正会員)



1997年、早稲田大学大学院修士課程修了。2000年、同大学院博士課程修了。98年早稲田大学理工学部助手。理工学部助手、2000年金沢大学工学部助手、2005年より同大学大学院講師。システムバイオロジー、コンピュータネットワークの輻輳制御、むだ時間システムの制御およびゲインスケジューリングに関する研究に従事。博士(工学)。システム制御情報学会、IEEEなどの会員。

藤 田 政 之 (正会員)



1984年早稲田大学大学院理工学研究科博士前期課程修了(電気工学専攻)、85年同博士後期課程中退。同年金沢大学工学部電気・情報工学科助手。同講師、助教授を経て、92年北陸先端科学技術大学院大学情報科学研究科助教授。99年金沢大学教授、2005年より東京工業大学大学院理工学研究科教授となり、現在に至る。ロバスト制御とその応用に関する研究に従事。工学博士。システム制御情報学会、IEEEなどの会員。

見島 晃*・内田 健康**

* 首都大学東京 システムデザイン学部 東京都日野市旭が丘 6-6
 ** 早稲田大学 理工学部 電気・情報生命工学科 東京都新宿区大久保 3-4-1
 * Faculty of System Design, Tokyo Metropolitan University, Asahigaoka 6-6, Hino, Tokyo, Japan
 ** Dept. of Electrical Engineering and Bioscience, Waseda University, Okubo 3-4-1, Shinjuku-ku, Tokyo, Japan
 * E-mail: akojima@cc.tmit.ac.jp
 ** E-mail: kuchida@uchi.elec.waseda.ac.jp

キーワード: むだ時間系 (time delay system), H^∞ 制御 (H^∞ control), ロバスト制御 (robust control), 状態予測制御 (state predictive control).
 JL 0001/06/4501-0067 © 2005 SICE

1. はじめに

H^∞ 制御は、指定した入出力端のゲインを一様に抑制する制御法であり、ロバスト安定化、周波数成形など、制御系の性能を調整する最も基本的な制御法であるといえる。そして、最近では一般のむだ時間系に対しても H^∞ 制御法の開発が進められ、実際の設計に耐えうる簡明な解法が整備されつつある。

本稿では、入力むだ時間系に対する H^∞ 制御問題に着目し、基本的な結果を状態予測制御の考え方から導く。状態予測制御は、むだ時間分の状態遷移を予測しながら制御入力を決定する方法であり、最適レギュレータ、極配置など有用な制御法を導く鍵となっている^{1), 17), 20)}。本稿では、すでに解説 17) で紹介された状態予測の考え方を、複数の入力むだ時間が存在する場合に一般化し、あるクラスの H^∞ 制御問題が、集中定数系と同様の手順で解けることを示す¹³⁾。 H^∞ 制御は、外乱の影響を抑制する制御問題と見ることも可能であり、むだ時間系を扱う場合には、予測と外乱という相容れない方策を扱う複雑な問題になる傾向がある。今回の解説を通じて、むだ時間系の H^∞ 制御問題の中に、状態予測を適用できる簡明でかつ有用なクラスがあることを紹介したい。

以下では、はじめに状態予測制御の考え方を、複数の入力むだ時間が存在する場合に一般化し、基本的な性質を確認する (2章)。つぎに2章の結果を用いることにより、あるクラスの入力むだ時間系に対する H^∞ 制御問題を解き (3章)、ロバスト制御との関係、むだ時間系特有の性質を紹介する (4章)。入力むだ時間系の H^∞ 制御問題は、文献 9) で別の解説が試みられている。本稿では、特に状態予測制御と H^∞ 制御、ロバスト安定化問題の關係に重点をおき、一般化した解法を導く。

2. 入力むだ時間系と状態予測制御

入力にむだ時間が含まれる系

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + \sum_{i=0}^d B_i u(t-h_i) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (1)$$

を考える。ここで、 $x(t) \in \mathbb{R}^n$, $u(t) \in \mathbb{R}^m$, $y(t) \in \mathbb{R}^p$ は、集中定数部分の状態、制御入力、観測量であり、行列 A , B_i ($i = 0, 1, 2, \dots, d$), C は、適当な次数の行列である。また h_i ($i = 0, 1, 2, \dots, d$) は入力むだ時間であり、つぎのように表わすことにする。

$$0 = h_0 < h_1 < \dots < h_d = L \quad (2)$$

本章では、状態 $x(t)$ と過去の入力 $u(t+\tau)$ ($-L \leq \tau < 0$) に基づいて、将来の状態を予測しながら制御則を構成する考え方を紹介する。ここで用いられる状態予測制御は、最適レギュレータ問題、有限極配置問題など、むだ時間系に対する多くの制御法の基礎を与えており^{1), 17), 20)}、次章で述べる一部の H^∞ 制御問題に適用することができる。

はじめに、状態予測変換によりむだ時間系 (1) を扱う方法を確認しよう。系 (1) に対して、変換

$$p(t) := x(t) + \sum_{i=1}^d \int_{-h_i}^0 e^{-A(\beta+h_i)} B_i u(t+\beta) d\beta \quad (3)$$

を導入する。補助変数 $p(t)$ の時間微分は、

$$\dot{p}(t) = \dot{x}(t) + \sum_{i=1}^d \int_{-h_i}^0 e^{-A(\beta+h_i)} B_i \cdot \frac{\partial}{\partial \beta} u(t+\beta) \cdot d\beta \quad (4)$$

となり (注1)、さらに右辺第1項に (1) 式、第2項に部分積分を適用するとつぎの關係が得られる。

$$\begin{aligned} \dot{p}(t) &= Ax(t) + \sum_{i=0}^d B_i u(t-h_i) \\ &\quad + \sum_{i=1}^d \left[e^{-A(\beta+h_i)} B_i u(t+\beta) \right]_{\beta=-h_i}^{\beta=0} \\ &\quad + A \sum_{i=1}^d \int_{-h_i}^0 e^{-A(\beta+h_i)} B_i u(t+\beta) d\beta \\ &= Ap(t) + \left(\sum_{i=0}^d e^{-Ah_i} B_i \right) u(t) \end{aligned} \quad (5)$$

(注1) $\frac{\partial}{\partial t} u(t+\beta) = \frac{\partial}{\partial \beta} u(t+\beta)$ であることを用いる。

よって (3) 式の対応に注意すれば、むだ時間系 (1) と集中定数系

$$\dot{p}(t) = Ap(t) + \tilde{B}u(t), \quad \tilde{B} := \sum_{i=0}^d e^{-Ah_i} B_i. \quad (6)$$

は、同様に扱えることがわかる。実際注目する時刻 t において、過去の入力 $u(t+\tau)$ ($-L \leq \tau < 0$) が確定していれば、系 (1) の状態 $x(t)$ から系 (6) の状態 $p(t)$ は求められ、逆に系 (6) の状態 $p(t)$ から系 (1) の状態 $x(t)$ も求められる。

【例 1】むだ時間系 (1) を特に

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t-L) \quad (7)$$

と限定して考える。このとき (3) 式の変換により、等式

$$\begin{aligned} x(t+L) &= e^{AL}x(t) + \int_t^{t+L} e^{A(t+L-\tau)} Bu(\tau-L) d\tau \\ &= e^{AL} \left\{ x(t) + \int_{-L}^0 e^{-A(\beta+L)} Bu(t+\beta) d\beta \right\} \\ &= e^{AL}p(t) \end{aligned} \quad (8)$$

が成り立ち、 $p(t)$ は L 秒後の状態 $x(t+L)$ に書き換えられる。すなわち、むだ時間がひとつのとき、系 (6) に基づいて制御を考えることは、入力が対象に伝わる時刻で状態 $x(t+L)$ を予測しながら制御を考えることに一致する。変換 (3) は、複数の入力むだ時間を有する系に (7), (8) 式の関係を一一般化したものになる。□

系 (1) の記述にもどり、安定性の対応を確認する。いま系 (6) に状態フィードバック制御

$$u(t) = Kp(t) \quad (9)$$

を施すことにより、閉ループ系

$$\dot{p}(t) = (A + \tilde{B}K)p(t) \quad (10)$$

が安定化できたとしよう。このとき (3), (9) 式から構成した制御則

$$\begin{aligned} u(t) &= K \\ &\times \left\{ x(t) + \sum_{i=1}^d \int_{-h_i}^0 e^{-A(\beta+h_i)} B_i u(t+\beta) d\beta \right\} \end{aligned} \quad (11)$$

が、むだ時間系 (1) を安定化することは、つぎのように確認できる。系 (10) は安定であるから、 $p(t) \rightarrow 0$ ($t \rightarrow \infty$) となり、また (3), (9) 式から、 $u(t) \rightarrow 0$, $x(t) \rightarrow 0$ ($t \rightarrow \infty$) となる。よって、任意の初期値に対して、 $(u(t), x(t)) \rightarrow 0$ ($t \rightarrow \infty$) であるから、系 (1) に制御則 (11) を施した閉

ループ系も安定である。すなわち、集中定数系 (6) において (A, \tilde{B}) が可安定ならば (そのような性質を系 (1) が保証していれば)、むだ時間系 (1) を安定化する制御則が構成できる。

むだ時間系 (1) に対して、出力フィードバック制御を施す場合も同様である。補助変数 (3) を用いると、系 (1) はつぎのように表わされる。

$$\begin{aligned} \dot{p}(t) &= Ap(t) + \tilde{B}u(t) \\ \tilde{y}(t) &= Cp(t) \\ \tilde{y}(t) &:= y(t) + C \sum_{i=1}^d \int_{-h_i}^0 e^{-A(\beta+h_i)} B_i u(t+\beta) d\beta \end{aligned} \quad (12)$$

ここで観測量 $\tilde{y}(t)$ は、本来のむだ時間系 (1) と異なるが、 $y(t)$ と $\tilde{y}(t)$ の間には (13) 式の関係がある。よって、すでに確定した過去の入力 $u(t+\beta)$ ($-L \leq \beta < 0$) を用いれば、どちらへの書き換えも可能である。集中定数系 (12) を安定にする制御則を、 $u = \tilde{\Gamma}(\tilde{y})$ とすれば、むだ時間系 Σ を安定にする制御則は、つぎのように与えられる。

$$u(t) = [\tilde{\Gamma}(\tilde{y})](t) \quad (14)$$

$$\tilde{y}(t) = y(t) + C \sum_{i=1}^d \int_{-h_i}^0 e^{-A(\beta+L)} B_i u(t+\beta) d\beta$$

すなわち (A, \tilde{B}) が可安定、 (C, A) が可検出ならば、むだ時間系 (1) を安定化する出力フィードバック制御が構成できる。

3. H^∞ 制御

入力むだ時間系に状態予測制御を導入し、一部の H^∞ 制御問題を解くことを考える。入力にむだ時間が含まれる場合、統一的な解法は明らかでないが、ロバスト安定化、むだ時間変動の対策などいくつかの重要な問題は、本章で述べる方法により解くことができる^{2), 8), 16)}。

入力にむだ時間が含まれる一般化プラント

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + B_1 w(t) + \sum_{i=0}^d B_{2i} u(t-h_i) \\ \Sigma: \quad z(t) &= C_1 x(t) + D_{11} w(t) + D_{12} u(t) \\ y(t) &= C_2 x(t) + D_{21} w(t) + D_{22} u(t) \end{aligned} \quad (15)$$

を考えよう。ここで $x(t) \in \mathbb{R}^n$, $w(t) \in \mathbb{R}^{m_1}$, $u(t) \in \mathbb{R}^{m_2}$ は、状態、外乱、制御入力であり、 $z(t) \in \mathbb{R}^{p_1}$, $y(t) \in \mathbb{R}^{p_2}$ は、出力、観測量である。また h_i ($i = 1, 2, \dots, d$) は入力むだ時間であり (2) 式のように定める。 H^∞ 制御の目的は、図 1 において、つぎの条件 (C1), (C2) を満たす制御則が存在するかどうか明らかにし、制御則の構成法を導くことである。

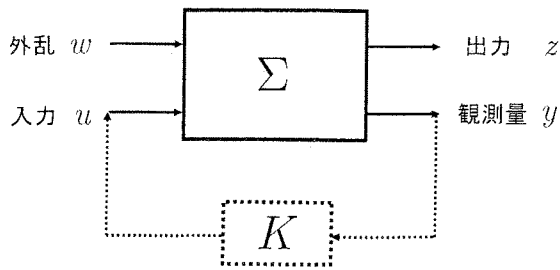


図1 H^∞ 制御問題

- (C1) Σ と K から構成した閉ループ系は内部安定である.
 (C2) 閉ループ系において, w - z 間の H^∞ ノルムは $\gamma > 0$ 未満である. ここで, γ は設計時に定めるパラメータである.

本章では, 系 Σ につぎの仮定を設け, H^∞ 制御問題の解法を明らかにする.

- (D) $C_1 A^j B_{2i} = 0$ ($i = 1, 2, \dots, d, j = 0, 1, 2, \dots$)
 条件 (D) は, むだ時間を伴う制御入力と出力が非干渉化されていることを仮定しており, 等式

$$C_1 e^{At} B_{2i} = 0 \quad (i = 1, 2, \dots, d) \quad (16)$$

が利用できることを意味する. これは H^∞ 制御問題 Σ を, 状態予測制御により解くことを可能にするが, 同時に感度最小化⁽¹⁴⁾ など一部の本質的な制御問題を除外している点にも注意しなければならない^(注2).

条件 (D) が成り立つとき, H^∞ 制御問題 Σ は, 集中定数系に準じてつぎのように解くことができる.

定理 1 系 Σ に対して, 条件 (D) が成り立つとする. このとき (C1), (C2) を満たす H^∞ 制御が存在する必要十分条件は, つぎの集中定数系 $\tilde{\Sigma}$ に H^∞ 制御が存在することである.

$$\begin{aligned} \dot{p}(t) &= Ap(t) + B_1 w(t) + \tilde{B}_2 u(t) \\ \tilde{\Sigma}: \quad z(t) &= C_1 p(t) + D_{11} w(t) + D_{12} u(t) \\ \tilde{y}(t) &= C_2 p(t) + D_{21} w(t) + D_{22} u(t) \\ \tilde{B}_2 &:= \sum_{i=0}^d e^{-A h_i} \cdot B_{2i} \end{aligned} \quad (17)$$

さらに, 系 $\tilde{\Sigma}$ に対して (C1), (C2) を満たすように構成した H^∞ 制御則を $u = \tilde{\Gamma}(\tilde{y})$ とすれば, むだ時間系 Σ に対しては,

$$\tilde{y}(t) = y(t) + C_2 \sum_{i=1}^d \int_{-h_i}^0 e^{-A(\beta+h_i)} B_{2i} u(t+\beta) d\beta \quad (18)$$

と置き換えたものが, 求める制御則になる. \square

^(注2)系 Σ に対するより一般的な解法と制御則は, たとえば文献(10), (12)に報告されている.

(証明) 系 $\Sigma, \tilde{\Sigma}$ の一方に H^∞ 制御則が存在すれば, 他方にも H^∞ 制御則が存在することを示す.

いまむだ時間系 Σ に (C1), (C2) を満たす H^∞ 制御 $u = \Gamma(y)$ が存在すると仮定する. ここで Γ は, y に因果的な制御則を表わす. このとき系 Σ に,

$$p(t) = x(t) + \sum_{i=1}^d \int_{-h_i}^0 e^{-A(\beta+h_i)} B_{2i} u(t+\beta) d\beta \quad (19)$$

と (18) 式の変換を施すと, 条件 (D) より

$$C_1 \sum_{i=1}^d \int_{-h_i}^0 e^{-A(\beta+h_i)} B_{2i} u(t+\beta) d\beta = 0 \quad (20)$$

が成り立ち, むだ時間系 Σ は集中定数系 $\tilde{\Sigma}$ に変換される. また対応する制御則は,

$$u(t) = [\Gamma(y)](t) \quad (21)$$

$$y(t) = \tilde{y}(t) - C_2 \sum_{i=1}^d \int_{-h_i}^0 e^{-A(\beta+h_i)} B_{2i} u(t+\beta) d\beta$$

となり \tilde{y} に因果的である. よって系 $\tilde{\Sigma}$ に H^∞ 制御が存在することが示された.

つぎに集中定数系 $\tilde{\Sigma}$ に (C1), (C2) を満たす H^∞ 制御 $u = \tilde{\Gamma}(\tilde{y})$ が存在すると仮定する. このとき変換 (19), (18) 式を用いると, むだ時間系 Σ につぎの H^∞ 制御が存在することが確認できる.

$$u(t) = [\tilde{\Gamma}(\tilde{y})](t) \quad (22)$$

$$\tilde{y}(t) = y(t) + C_2 \sum_{i=1}^d \int_{-h_i}^0 e^{-A(\beta+h_i)} B_{2i} u(t+\beta) d\beta$$

以上から, H^∞ 制御問題 Σ が可解である必要十分条件は, 集中定数系 $\tilde{\Sigma}$ に対する H^∞ 制御問題が可解であることであり, 制御則は (18) 式の置換を用いて構成できることが示された. \square

定理 1 は, いったん $\tilde{\Sigma}$ に対する H^∞ 制御則を構成すれば, (18) 式の関係から, むだ時間系 Σ に対する H^∞ 制御則が構成できることを示している. また系 $\Sigma, \tilde{\Sigma}$ は, 変換 (19), (18) を介して等価なので, 閉ループ系は w - z 間で等価な入出力特性 (周波数特性) を有している.

つぎに系 Σ を簡単な場合に限定して, Riccati 方程式を用いた解法と得られる制御則の特徴を確認しよう. 以下では, 一般化プラント Σ につぎの仮定を設ける.

(H1) (C_2, A) は可検出, (A, \tilde{B}_2) は可安定.

(H2) $\text{rank} D_{12} = m_2, \text{rank} D_{21} = p_2.$

(H3) $\text{rank} \begin{bmatrix} A - j\omega I & \tilde{B}_2 \\ C_1 & D_{12} \end{bmatrix} = n + m_2,$
 $\text{rank} \begin{bmatrix} A - j\omega I & B_1 \\ C_2 & D_{21} \end{bmatrix} = n + p_2, \forall \omega \in \mathbb{R}.$

(H4) $D_{11} = 0, D_{22} = 0$.

このとき H^∞ 制御問題は、つぎのように解くことができる。

補題 2 系 Σ に対して、仮定 (D), (H1)-(H4) が成り立つとする。このとき (C1), (C2) を満たす H^∞ 制御が存在する必要十分条件は、つぎの (a), (b), (c) が成り立つことである。

(a) Riccati 方程式

$$\begin{aligned} & M(A - \tilde{B}_2(D_{12}^T D_{12})^{-1} D_{12}^T C_1) \\ & + (A - \tilde{B}_2(D_{12}^T D_{12})^{-1} D_{12}^T C_1)^T M \\ & + \frac{1}{\gamma^2} M B_1 B_1^T M - M \tilde{B}_2 (D_{12}^T D_{12})^{-1} \tilde{B}_2^T M \\ & + C_1^T C_1 - C_1^T D_{12} (D_{12}^T D_{12})^{-1} D_{12}^T C_1 = 0 \end{aligned} \quad (23)$$

に安定化解^(注3) $M \geq 0$ が存在する。

(b) Riccati 方程式

$$\begin{aligned} & (A - B_1 D_{21}^T (D_{21} D_{21}^T)^{-1} C_2) P \\ & + P (A - B_1 D_{21}^T (D_{21} D_{21}^T)^{-1} C_2)^T \\ & + \frac{1}{\gamma^2} P C_1^T C_1 P - P C_2^T (D_{21} D_{21}^T)^{-1} C_2 P \\ & + B_1 B_1^T - B_1 D_{21}^T (D_{21} D_{21}^T)^{-1} D_{21} B_1^T = 0 \end{aligned} \quad (24)$$

に安定化解^(注4) $P \geq 0$ が存在する。

(c) (a), (b) で得られた安定化解 $M \geq 0, P \geq 0$ に対して

$$\lambda_{\max}(PM) < \gamma^2 \quad (25)$$

が成り立つ。

また (a), (b), (c) が成り立つとき、 H^∞ 制御則のひとつはつぎのように与えられる。

$$\begin{aligned} u(t) &= -(D_{12}^T D_{12})^{-1} \\ & \times (\tilde{B}_2^T M + D_{12}^T C_1) \left(I - \frac{1}{\gamma^2} P M \right)^{-1} \\ & \times \left(\hat{x}(t) + \sum_{i=1}^d \int_{-h_i}^0 e^{-A(\beta+h_i)} B_{2i} u(t+\beta) d\beta \right) \end{aligned} \quad (26)$$

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}(t) &= A \hat{x}(t) + \sum_{i=0}^d B_{2i} u(t-h_i) \\ & + (P C_2^T + B_1 D_{21}^T) (D_{21} D_{21}^T)^{-1} (y(t) - C_2 \hat{x}(t)) \\ & + \frac{1}{\gamma^2} P C_1^T (C_1 \hat{x}(t) + D_{12} u(t)) \end{aligned} \quad (27)$$

□

(注3) 安定化解とは、 $A - \tilde{B}_2(D_{12}^T D_{12})^{-1} D_{12}^T C_1 + \frac{1}{\gamma^2} B_1 B_1^T M - \tilde{B}_2(D_{12}^T D_{12})^{-1} \tilde{B}_2^T M$ が安定行列になることを意味する。

(注4) $A - B_1 D_{21}^T (D_{21} D_{21}^T)^{-1} C_2 + \frac{1}{\gamma^2} P C_1^T C_1 - P C_2^T (D_{21} D_{21}^T)^{-1} C_2$ が安定行列になることを意味する。

(導出) 可解条件が (a), (b), (c) により与えられることは、対応する集中定数系の結果による^{4), 14)}。以下では、定理 1 から直接得られる制御則

$$\begin{aligned} u(t) &= -(D_{12}^T D_{12})^{-1} \\ & \times (\tilde{B}_2^T M + D_{12}^T C_1) \left(I - \frac{1}{\gamma^2} P M \right)^{-1} \hat{p}(t) \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} \dot{\hat{p}}(t) &= A \hat{p}(t) + \tilde{B}_2 u(t) \\ & + (P C_2^T + B_1 D_{21}^T) (D_{21} D_{21}^T)^{-1} (\tilde{y}(t) - C_2 \hat{p}(t)) \\ & + \frac{1}{\gamma^2} P C_1^T (C_1 \hat{p}(t) + D_{12} u(t)) \end{aligned} \quad (29)$$

$$\tilde{y}(t) = y(t) + C_2 \sum_{i=1}^d \int_{-h_i}^0 e^{-A(\beta+h_i)} B_{2i} u(t+\beta) d\beta \quad (30)$$

が、(26), (27) 式のように整理できることを述べる。変換

$$\hat{p}(t) = \hat{x}(t) + \sum_{i=1}^d \int_{-h_i}^0 e^{-A(\beta+h_i)} B_{2i} u(t+\beta) d\beta \quad (31)$$

を導入すると、(28), (31) 式から (26) 式は導かれる。(29) 式左辺は (31) 式を用いると、(4), (5) 式と同様に

$$\begin{aligned} \dot{\hat{p}}(t) &= \dot{\hat{x}}(t) + \sum_{i=1}^d \int_{-h_i}^0 e^{-A(\beta+h_i)} B_{2i} \cdot \frac{\partial}{\partial \beta} u(t+\beta) d\beta \\ &= \dot{\hat{x}}(t) + \tilde{B}_2 u(t) - \sum_{i=0}^d B_{2i} u(t-h_i) \\ &+ A \sum_{i=1}^d \int_{-h_i}^0 e^{-A(\beta+h_i)} B_{2i} u(t+\beta) d\beta \end{aligned} \quad (32)$$

と計算され、また (29) 式右辺は、(31) 式と条件 (D) からつぎのように整理できる。

$$\begin{aligned} & A \hat{p}(t) + \tilde{B}_2 u(t) + \frac{1}{\gamma^2} P C_1^T (C_1 \hat{p}(t) + D_{12} u(t)) \\ & + (P C_2^T + B_1 D_{21}^T) (D_{21} D_{21}^T)^{-1} (\tilde{y}(t) - C_2 \hat{p}(t)) \\ &= A \hat{x}(t) + A \sum_{i=1}^d \int_{-h_i}^0 e^{-A(\beta+h_i)} B_{2i} u(t+\beta) d\beta \\ & + \tilde{B}_2 u(t) + \frac{1}{\gamma^2} P C_1^T (C_1 \hat{x}(t) + D_{12} u(t)) \\ & + (P C_2^T + B_1 D_{21}^T) (D_{21} D_{21}^T)^{-1} (y(t) - C_2 \hat{x}(t)) \end{aligned} \quad (33)$$

よって (32), (33) 式から、(27) 式が導かれる。 □

4. ロバスト安定化

3章で導いた結果を用いることにより、ロバスト安定化問題を解き、むだ時間系に関わる基本的な性質を紹介する。

以下では、はじめに加法的摂動に対するロバスト安定化問題の解法を示し (4.1 節), つぎに乗法的摂動 (むだ時間変動) を扱う場合について述べる (4.2 節).

4.1 加法的摂動

入力むだ時間系

$$\Sigma_p: \begin{cases} \dot{x}_p(t) = A_p x_p(t) + B_p u(t-L) \\ y(t) = C_p x_p(t) \end{cases} \quad (34)$$

に対して, 図 2 (a) のような加法的摂動を考慮したロバスト安定化問題を考える. ここで, プラント Σ_p にはつぎの仮定を設ける.

(A1) (C_p, A_p) は可検出, (A_p, B_p) は可安定である.

(A2) 行列 A_p は虚軸上に固有値をもたない.

また加法的摂動 Δ_a は安定で,

$$\sigma(\Delta_a(j\omega)) \leq |r_a(j\omega)|, \quad \forall \omega \in \mathbb{R} \quad (35)$$

と評価されるものを考え, 周波数重み $r_a(s) \cdot I = C_a(sI - A_a)^{-1}B_a + d_a \cdot I$ は, つぎの仮定を満たすとする.

(A3) (C_a, A_a) は可観測, (A_a, B_a) は可制御であり, 行列 A_a は安定である. また $d_a \neq 0$ であり, $r_a(s)$ は不安定な零点をもたない.

変動 (35) を,

$$\Delta_a(s) = r_a(s)\Delta(s), \quad \|\Delta\|_\infty \leq 1 \quad (36)$$

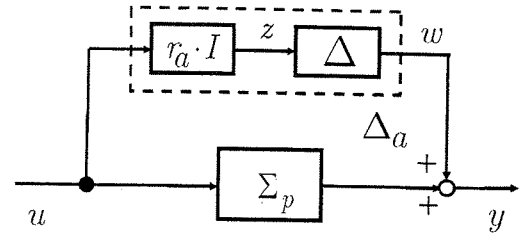
と書き換えスモールゲイン定理を適用すると, 変動 (35) に対するロバスト安定化問題は, つぎの一般化プラントに対して $\gamma = 1$ を達成する H^∞ 制御問題に帰着される (図 2(b)).

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + B_{20}u(t) + B_{21}u(t-L) \\ \Sigma_A: \begin{cases} z(t) = C_1x(t) + D_{12}u(t) \\ y(t) = C_2x(t) + D_{21}w(t) \end{cases} \\ A &:= \begin{bmatrix} A_a & 0 \\ 0 & A_p \end{bmatrix}, \quad \begin{matrix} D_{12} := d_a \cdot I \\ D_{21} := I \end{matrix} \\ B_{20} &:= \begin{bmatrix} B_a \\ 0 \end{bmatrix}, \quad B_{21} := \begin{bmatrix} 0 \\ B_p \end{bmatrix}, \\ C_1 &:= \begin{bmatrix} C_a & 0 \end{bmatrix}, \quad C_2 := \begin{bmatrix} 0 & C_p \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (37)$$

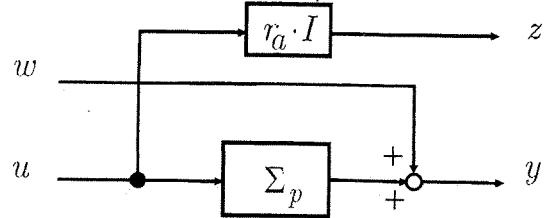
そして, 仮定 (A1)-(A3) より, (D),(H1)-(H4) が成り立つので, 補題 2 を適用するとつぎの結果が得られる.

系 3 (加法的摂動) $M \geq 0, P_p \geq 0$ をつぎの Riccati 方程式の安定化解とする.

$$\begin{aligned} &M(A - \tilde{B}_2(D_{12}^T D_{12})^{-1}D_{12}^T C_1) \\ &+ (A - \tilde{B}_2(D_{12}^T D_{12})^{-1}D_{12}^T C_1)^T M \\ &- M\tilde{B}_2(D_{12}^T D_{12})^{-1}\tilde{B}_2^T M = 0, \\ &\tilde{B}_2 := B_{20} + e^{-AL}B_{21} \end{aligned} \quad (38)$$



(a) 加法的摂動



(b) 一般化プラント

図 2 加法的摂動と対応する H^∞ 制御問題

$$P := \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & P_p \end{bmatrix}: A_p P_p + P_p A_p^T - P_p C_p^T C_p P_p = 0 \quad (39)$$

このとき, 加法的摂動 (35) に対してロバスト安定化が可能である必要十分条件は,

$$\lambda_{\max}(PM) < 1 \quad (40)$$

が成り立つことである. また, ロバスト安定化則はつぎのように与えられる.

$$\begin{aligned} u(t) &= -(D_{12}^T D_{12})^{-1} D_{12}^T C_1 \hat{x}(t) \\ &\quad - (D_{12}^T D_{12})^{-1} \tilde{B}_2^T M \left(I - \frac{1}{\gamma^2} PM \right)^{-1} \\ &\quad \times \left(\hat{x}(t) + \int_{-L}^0 e^{-A(\beta+L)} B_{21} u(t+\beta) d\beta \right) \end{aligned} \quad (41)$$

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}(t) &= A\hat{x}(t) + B_{20}u(t) + B_{21}u(t-L) \\ &\quad + PC_2^T (y(t) - C_2\hat{x}(t)) \end{aligned} \quad (42)$$

□

(導出) 系 Σ_A に対して補題 2 を適用すれば, (23) 式から (38) 式が導かれる. また, (A3) より A_a は安定行列なので, (24) 式に対応する安定化解 $P \geq 0$ は (39) 式のように構成される. つぎに制御則 (41), (42) を導く過程を整理する. Riccati 方程式 (24) の安定化解は (39) 式のように構成できるので,

$$C_1 P = 0 \quad (43)$$

が成り立つ。さらに $C_1 \left(I - \frac{1}{\gamma^2} PM \right)^{-1} = C_1$ となるので、条件 (D) を併せて用いれば、(26) 式から (41) 式が導かれる。また (27), (43) 式から (42) 式が導かれる。□

系 3 において、特に $r_a(s) = d_a$ (定数) の場合に注目すると、 $C_1 = 0$ となることから、制御則は変動を考慮しない通常のオブザーバ ((42) 式) と状態予測制御 ((41) 式) から構成されていることがわかる。

むだ時間とロバスト安定化可能性に関する基本的な性質は、つぎの例題から観察される。

【例 2】 プラント (a), (b) に対して、加法的摂動の上界を $r_a(s) = d_a \geq 0$ (定数) と定め、入力むだ時間とロバスト安定化が可能な d_a の関係を調べる。

(a) $\Sigma_p(s) = \frac{1}{s-1} \cdot e^{-sL}$

(b) $\Sigma_p(s) = \frac{1}{(s-1)^2+1} \cdot e^{-sL}$

プラントを (a) のように与え、系 3 を適用すると、入力むだ時間 L と変動の上界 d_a の関係は、図 3 (a) の実線のように求められる。この例の場合、むだ時間の値が大きくなるほど、急激にロバスト安定化が難しくなる様子が観察できる(注5)。一方、図 3 (a) の破線で示した曲線は、むだ時間部分に 1 次の Padé 近似

$$e^{-sL} \simeq (1 - \frac{sL}{2}) / (1 + \frac{sL}{2}) \quad (44)$$

を適用し、集中定数系に基づいてロバスト安定化可能性を評価した結果である。プラントが大きむだ時間をもつ場合、Padé 近似を用いた評価は不正確であり、無理なロバスト安定化を目指して設計を始める危険がある。

図 3 (b) は、プラント (b) に対してロバスト安定化可能性を調べた結果であり、実線は系 3 を用いた場合、破線は Padé 近似 (44) を用いた場合である。(a) の場合と同様、むだ時間の値が大きくなるほど Padé 近似による評価が甘くなる傾向がある。□

4.2 乗法的摂動

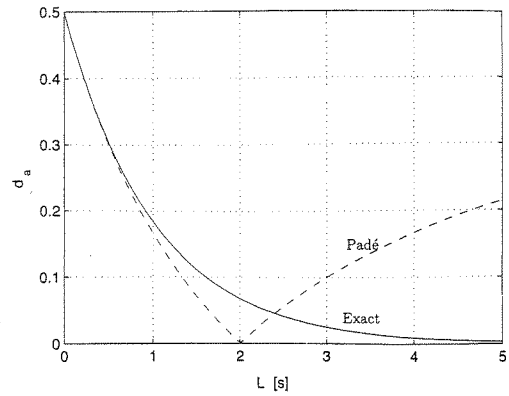
つぎに入力むだ時間系 Σ_p に対して、図 4 のような乗法的摂動を考慮したロバスト安定化問題を考える。ここで系 Σ_p には、加法的摂動の場合と同様に仮定 (A1), (A2) を設け、乗法的摂動 Δ_m は安定であり、周波数特性が

$$\sigma(\Delta_m(j\omega)) \leq |r_m(j\omega)|, \quad \forall \omega \in \mathbb{R} \quad (45)$$

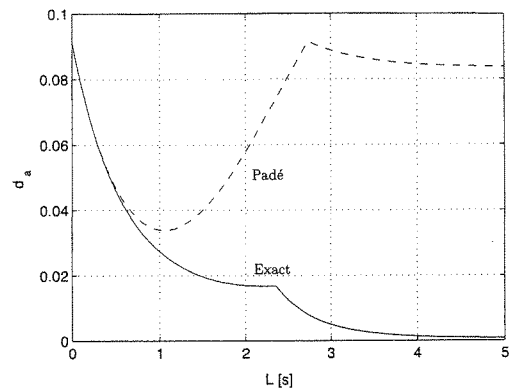
と表わされるものを考える。ここで、 $r_m(s) \cdot I$ は周波数重みであり、状態空間表現 $r_m(s) \cdot I = C_m(sI - A_m)^{-1} B_m + d_m \cdot I$ には、つぎの仮定を設ける。

(A4) (C_m, A_m) は可観測、 (A_m, B_m) は可制御であり、行列 A_m は安定である。また $d_m \neq 0$ であり、 $r_m(s)$ は不安定な零点をもたない。

(注5) より一般的には、不安定極をひとつもつ制御対象に対して系 3 から同様の結論が導かれる。



(a) $G_p(s) = \frac{1}{s-1} \cdot e^{-sL}$



(b) $G_p(s) = \frac{1}{(s-1)^2+1} \cdot e^{-sL}$

図 3 ロバスト安定化可能性 (加法的摂動)

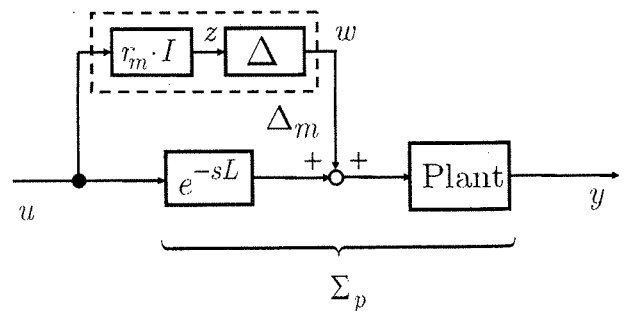


図 4 乗法的摂動

乗法的摂動により表わされる代表的な変動には、つぎのものが挙げられる。

- 1) 入力端のゲイン変動: 制御入力ゲインが実際の値から、 $1 \pm k_m$ ($k_m > 0$) 倍まで変化する場合、周波数重みは $r_m(s) = d_m = k_m$ (定数) と与えればよい。
- 2) 入力むだ時間の変動: 図 4 の記述を用いた場合、むだ時間変動 $L + \Delta L$ は値の増減に関わらず、 $\Delta_m(s) := \{e^{-s(L+\Delta L)} - e^{-sL}\}$ と表わせる。そして、つぎの周波数重み $r_m(s)$ を導入すれば、 $|\Delta L| \leq L_{\max}$ のむだ

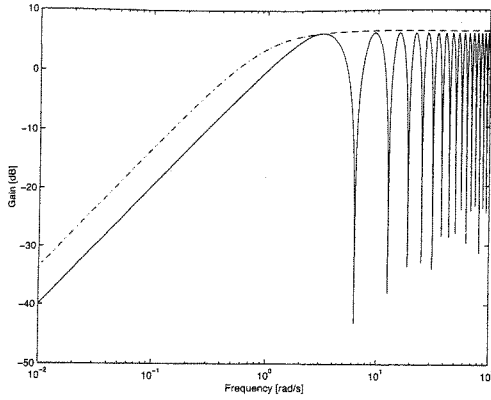


図5 むだ時間変動の評価 ($L = 1, \Delta L = 1$ の場合)

時間変動が扱える^{3), 6)} (十分条件).

$$\sigma(\Delta_m(j\omega)) = \left| e^{-j\omega|\Delta L|} - 1 \right| \leq |r_m(j\omega)|,$$

$$r_m(s) := \frac{2.1 \cdot L_{\max}s}{L_{\max}s + 1}, \quad \forall \omega \in \mathbb{R} \quad (46)$$

特に $\Delta L = 1, L_{\max} = 1$ とした場合, (46) 式の評価は図5のようになり, むだ時間変動の上界が与えられることがわかる.

変動 (45) を,

$$\Delta_m(s) = r_m(s)\Delta(s), \quad \|\Delta\|_{\infty} \leq 1 \quad (47)$$

と書き換えると, 乗法的摂動に対するロバスト安定化問題は, つぎの一般化プラントに対して, w - z 間の H^{∞} ノルムを 1 未満 ($\gamma = 1$) に抑制する問題に置き換えられる (図4).

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + B_1w(t) + B_{20}u(t) + B_{21}u(t-L)$$

$$\Sigma_M: z(t) = C_1x(t) + D_{12}u(t) \quad (48)$$

$$y(t) = C_2x(t) + D_{21}w(t)$$

$$A := \begin{bmatrix} A_m & 0 \\ 0 & A_p \end{bmatrix}, \quad B_1 := \begin{bmatrix} 0 \\ B_p \end{bmatrix},$$

$$B_{20} := \begin{bmatrix} B_m \\ 0 \end{bmatrix}, \quad B_{21} := \begin{bmatrix} 0 \\ B_p \end{bmatrix},$$

$$C_1 := \begin{bmatrix} C_m & 0 \end{bmatrix}, \quad C_2 := \begin{bmatrix} 0 & C_p \end{bmatrix},$$

$$D_{12} := d_m \cdot I, \quad D_{21} := 0$$

よって, 系 (48) が条件 (D) を満たしていることに注意すれば, 定理 1 に基づいて H^{∞} 制御則 (ロバスト安定化則) が構成できる. さらに正数 $\epsilon > 0$ を導入し,

$$\tilde{B}_1 := \begin{bmatrix} B_1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \tilde{D}_{21} := \begin{bmatrix} 0 & \epsilon \cdot I \end{bmatrix} \quad (49)$$

と B_1, D_{21} の部分を置き換えると¹⁴⁾, 仮定 (H1)-(H4) が成り立ち, 補題 2 からつぎの結果が導かれる.

系 4 (乗法的摂動) つぎの Riccati 方程式を定める.

$$M(A - \tilde{B}_2(D_{12}^T D_{12})^{-1} D_{12}^T C_1) + (A - \tilde{B}_2(D_{12}^T D_{12})^{-1} D_{12}^T C_1)^T M + MB_1 B_1^T M - M \tilde{B}_2(D_{12}^T D_{12})^{-1} \tilde{B}_2^T M = 0,$$

$$\tilde{B}_2 := B_{20} + e^{-AL} B_{21} \quad (50)$$

$$AP + PA^T + PC_1^T C_1 P - \frac{1}{\epsilon^2} PC_2^T C_2 P + B_1 B_1^T = 0 \quad (51)$$

このとき, 乗法的摂動 (45) に対してロバスト安定化が可能である必要十分条件は, 十分に小さな $\epsilon > 0$ に対して, (50), (51) 式が安定化解 $M \geq 0, P \geq 0$ をもち,

$$\lambda_{\max}(PM) < 1 \quad (52)$$

が成り立つことである. また, ロバスト安定化則はつぎのように与えられる.

$$u(t) = -(D_{12}^T D_{12})^{-1} \times (\tilde{B}_2^T M + D_{12}^T C_1) (I - PM)^{-1} \times \left(\hat{x}(t) + \int_{-L}^0 e^{-A(\beta+L)} B_{21} u(t+\beta) d\beta \right) \quad (53)$$

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + B_{20}u(t) + B_{21}u(t-L) + \frac{1}{\epsilon^2} PC_2^T (y(t) - C_2 \hat{x}(t)) + PC_1^T (C_1 \hat{x}(t) + D_{12}u(t)) \quad (54)$$

□

5. おわりに

本稿では, 入力むだ時間系に対する H^{∞} 制御問題を考察し, 解法を状態予測の考え方から導いた. そして, ロバスト制御問題との関係を整理し, それらの解法とむだ時間系に見られるいくつかの性質を紹介した. 状態予測により解ける H^{∞} 制御問題は, ロバスト安定化などいくつかの重要な問題を含むが, 構造的な制約から感度最小化が扱えないなど, その限界もはっきりしている.

状態予測制御の限界を如何に克服するかにより, その後の研究は分岐してゆき, 限界を緩和する方法には, たとえば, 指数安定度を調節するもの⁷⁾, 出力を一般化した問題を扱うもの¹⁰⁾ などが挙げられる. 一方, より一般的なむだ時間系に対する H^{∞} 制御法も明らかになりつつあり, 標準的な仮定のもとで, 予見制御, 推定問題との共通点に着目した多彩な解法が整備されている^{5), 11), 12), 15), 18)}.

本原稿の準備に際し，大学院生 原 尚之君（首都大学東京）から細部に至る有益なコメントを受けた。記して謝意を表わします。
(2005年9月12日受付)

参 考 文 献

- 1) 荒木 (編): むだ時間システムの制御特集号, システムと制御, **28-5**, 265/341 (1984)
- 2) 包, 荒木: むだ時間を含むプラントに対する状態予測制御系のロバスト安定性, システムと制御, **32-1**, 58/65 (1988)
- 3) J. C. Doyle, B. A. Francis and A. R. Tannenbaum: Feedback Control Theory, Macmillan (1992)
- 4) K. Glover and J. C. Doyle: State-space formulae for all stabilizing controllers that satisfy an H^∞ norm bound and relations to risk sensitivity, Systems and Control Letters, **11-3**, 167/172 (1988)
- 5) K. Kashima and Y. Yamamoto: Equivalent characterization of invariant subspaces of H_2 and applications to the optimal sensitivity problem, 42nd IEEE Conference on Decision and Control, Maui, Hawaii USA, 1824/1829 (2003)
- 6) 木村英紀: LQG から H^∞ 制御へ, 計測と制御, **29-2**, 111/119 (1990)
- 7) A. Kojima and S. Ishijima: Robust stabilization problem for a system with delays in control - A correspondence of controller design case study for ill-conditioned distillation System -, Proc. of 12th IFAC World Congress, **2**, 69/72, Sydney, Australia (1993)
- 8) A. Kojima, et al.: Robust stabilization of a system with delays in control, IEEE Trans. on Automatic Control, **39-8**, 1694/1698 (1994)
- 9) 児島 晃: むだ時間系の H^∞ 制御, システム/制御/情報, **39-2**, 74/80 (1995)
- 10) 児島, 石島: 予見・遅れをとまなう方策と H^∞ 制御, システム制御情報学会論文誌, **15-7**, 368/377 (2002)
- 11) A. Kojima and S. Ishijima: H^∞ performance of preview control systems, Automatica, **39-4**, 693/701 (2003)
- 12) A. Kojima and S. Ishijima: Formulas on preview and delayed H^∞ control, 42nd IEEE Conference on Decision and Control, Hawaii, U.S.A., 6532/6538 (2003)
- 13) A. Kojima and K. Uchida: H^∞ control for time delay systems: state predictive approach, SICE Annual Conference TAI-5-4 (Proceedings CD-ROM) (2003)
- 14) 劉 康志: 線形ロバスト制御, コロナ社 (2002)
- 15) L. Mirkin and G. Tadmor: H^∞ control of system with I/O delays: a review of some problem-oriented methods, IMA

- J. Math. Contr. Inform., **19**, 185/199 (2002)
- 16) E. Nobuyama: Robust stabilization of time-delay systems via reduction to delay-free model matching problems, Proc. of 31st IEEE Conference on Decision and Control, 357/358 (1992)
- 17) 延山, 阿部: むだ時間システム入門 2—状態空間からのアプローチ—, 計測と制御, **44-12**, 883/887 (2005)
- 18) G. Tadmor and L. Mirkin: H^∞ preview control and fixed-lag smoothing 1: matrix ARE solutions in continuous-time systems, 42nd IEEE Conference on Decision and Control, 6515/6520, Hawaii, U.S.A. (2003)
- 19) K. Uchida, et al.: Finite-dimensional characterizations of H^∞ control for linear systems with delays in input and output, International Journal of Robust and Nonlinear Control, **13-9**, 833/843 (2003)
- 20) 渡部慶二: むだ時間システムの制御, コロナ社 (1993)

[著 者 紹 介]

児 島 晃 君 (正会員)



1987年早稲田大学理工学部電気工学科卒業, 91年同大学院博士後期課程修了. 同年東京都立科学技術大学講師, 97年助教授, 2005年首都大学東京教授 (システムデザイン学部), 現在に至る. この間 2000-01年にかけて, スイス連邦工科大学自動制御研究所 (ETH, Ifa) 客員研究員. ロバスト制御, 予見・予測制御, むだ時間系をはじめとする分布系の制御問題に興味をもつ (工学博士). システム制御情報学会, 電気学会, 日本鉄鋼協会, IEEE などの会員.

内 田 健 康 君 (正会員)



1971年早稲田大学理工学部電気工学科卒業, 76年同大学院理工学研究科修了 (工学博士). 83年より早稲田大学教授, 現在に至る. 現在, 制御システムの情報構造, むだ時間システムの制御, 生物における制御に興味をもっている. システム制御情報学会, 電気学会, 日本鉄鋼協会, IEEE などの会員.