H_2 制御コントローラの低次元化設計 —走行クレーンの振れ止め制御への適用—[†]

小 谷 齊 之*・大 内 茂 人**
穴 吹 雅 敏**・劉 康 志***

Design of Reduced Order H_2 Controller —Application to Anti-Sway-Control of a Traveling Crane—[†]

Nariyuki KODANI*, Shigeto OUCHI**,
Masatoshi ANABUKI** and Kang-Zhi LIU***

In the conventional H_2 control, the state variables estimated by the full order observer has been used for the design of H_2 controller, even if part of them are detected with sensors. However, it seems that the H_2 controller reduced order is obtained when using the minimal order observer. In the first half of this paper, we show the minimal order observer for the system with disturbances. Next, we propose the design method of the reduced order H_2 controller using this minimal order observe. In the latter half of this paper, we confirm the effect of a new H_2 controller in the experiment of the anti-sway control of a traveling crane, which various control methods such as fuzzy control and optimum control are studied. Furthermore, we show that the reduced order H_2 controller is almost the same performance as the conventional one in the comparative experiment of both.

Key Words: H_2 control, minimal order observer, reduced-order controller, crane, anti-sway control

1. はじめに

システムの安定化制御としてはフィードバック制御に基づくものが多く知られている。ところが、これにはシステムの内部状態を知ることが必要不可欠である。しかし、必ずしもすべての状態を検出できるとは限らないので、観測できない状態を推定する方法として、同一次元オブザーバを用いる方法が知られている。⁶⁾しかし、全状態を推定するためにコントローラの次数が高くなるという問題があり、それを回避するため検出できない状態のみを推定する最小次元オブザーバを使ったフィードバック制御がしばしば用いられる。⁶⁾

一方、最適な制御則を求める手法として、状態変数と入力変数の2乗積分の和を最小にするLQ制御や、状態変数

の代わりにオブザーバの推定値を用いたLQG制御が知られている。⁷⁾LQ制御やLQG制御が状態変数の平衡状態からのずれを回復するものであるのに対して、外乱から制御出力までの伝達関数の H_2 ノルムを最小とするような制御則を求める手法として H_2 制御がある。 H_2 制御はLQ制御やLQG制御における定係数重み行列に対して動的な重みを許したものである。³⁾これまでの H_2 制御では制御対象の全状態のうち一部が観測できる場合でも、同一次元オブザーバで推定した全状態変数を用いて制御則を求めていたため、コントローラの次数は制御対象と重み関数の次数をそれぞれ加えたものとなっていた。しかし、観測できない状態変数のみを最小次元オブザーバを使って推定することにより、 H_2 制御コントローラの低次元化を図ることができることは容易に想像できる。

そこで、われわれは、論文の前半において、最初に、外乱を有する系に対する最小次元オブザーバを導出する。つぎに、得られた最小次元オブザーバを使って観測できない状態変数のみを推定することにより H_2 ノルムを最小とするような低次元 H_2 制御コントローラを導出し、提案する H_2 制御系のノルムと従来の H_2 制御系のノルムの違いを示す。論文の後半では、従来から多くの論文・書籍の中で制御対象として取り上げられ、制御則としてファジー制御⁸⁾やLQ制御⁷⁾などを用いた場合の制御効果が紹介されている走行

[†] SICE Annual Conference 2003 in Fukui で発表 (2003・8)

* 東海大学大学院工学研究科

** 東海大学電子情報学部

*** 千葉大学工学部

* Graduate of Engineering, Tokai University, 1117 Kitakaname, Hiratsuka-shi

** Faculty of Information Technology and Electronics, Tokai University, 1117 Kitakaname, Hiratsuka-shi, Kanagawa

*** Faculty of Engineering, Chiba University, 1-33 Yayoi-cho, Inage-ku, Chiba
(Received October 29, 2004)
(Revised March 9, 2005)

クレーンの振れ止め制御系に対して、われわれが提案する低次元 H_2 制御コントローラを用いた場合の振れ止め制御の效果を実験で確認する。さらに、従来の H_2 制御コントローラとの比較実験を行ない、われわれの提案する低次元 H_2 制御系のほうが、従来の H_2 制御系より制御性能が優れていることを示す。

以下の文章中において使用する記号をつぎに定義する。

$$\left[\begin{array}{c|c} A & B \\ \hline C & D \end{array} \right] = C(sI - A)^{-1}B + D$$

RH_2 : 厳密にプロパーで安定な有理関数

$RH_2^\perp$: 部分空間 RH_2 の直交補空間

$$\Phi(s) = \Phi^T(-s)$$

2. H_2 制御系設計

ここでは、低次元 H_2 制御コントローラを構成する過程とその条件について述べる。

2.1 標準 H_2 制御²⁾

標準 H_2 制御における制御対象は次式で示される。

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + B_1w + B_2u \\ z &= C_1x + D_{12}u \\ y &= C_2x + D_{21}u \end{aligned} \quad (1)$$

ここで、 x は状態変数、 w は外部入力、 u は操作入力、 z は制御出力、 y は観測出力である。 H_2 制御問題とはプロパー、実有理の制御器 K を求め、システムを内部安定にし、かつ w から z までの閉ループ伝達行列の H_2 ノルムを最小にすることであり、この問題が可解のための条件として以下の仮定が与えられる。

A1) $(A \ B_2)$: 可安定, $(C_2 \ A)$: 可検出

A2) D_{12} : 列フルランク, D_{21} : 行フルランク

$$A3) \begin{bmatrix} A - j\omega I & B_2 \\ C_1 & D_{12} \end{bmatrix} \quad \forall \omega: \text{列フルランク}$$

$$A4) \begin{bmatrix} A - j\omega I & B_1 \\ C_2 & D_{21} \end{bmatrix} \quad \forall \omega: \text{行フルランク}$$

このとき、求める H_2 制御コントローラ $K_o(s)$ は次式で表わされる。

$$K_o(s) = -F(sI - A_c)^{-1}K \quad (2)$$

ただし、

$$\begin{aligned} A_c &:= A - B_2F - KC_2 \\ F &:= R_F^{-1}(B_2^T X + D_{12}^T C_1), \quad R_F := D_{12}^T D_{12} \\ K &:= (YC_2^T + B_1 D_{21}^T) R_K^{-1}, \quad R_K := D_{21} D_{21}^T \end{aligned}$$

であり、上式において X および Y はつぎのリカッチ方程式を満足する半正定解である。

$$\begin{aligned} XA + A^T X - (D_{12}^T C_1 + B_2^T X)^T \\ R_F^{-1}(D_{12}^T C_1 + B_2^T X) + C_1^T C_1 &= 0 \\ YA^T + AY - (B_1 D_{21}^T + Y C_2^T) \\ R_K^{-1}(B_1 D_{21}^T + Y C_2^T)^T + B_1 B_1^T &= 0 \end{aligned}$$

このとき閉ループ系 $\Phi(s)$ の H_2 ノルムは次式となる。

$$\|\Phi(s)\|_2^2 = \text{trace}(B_1^T X B_1) + \delta \cdot \text{trace}(F Y F^T) \quad (3)$$

ただし、 $D_{12}^T D_{12} = \delta I$ (δ : スカラー) を定義した。

2.2 外乱を有するシステムにおける最小次元オブザーバ

従来型の最小次元オブザーバでは、状態の推定に用いる出力情報に外乱は考慮されていない^{4), 5)}。そこで、外乱を考慮した最小次元オブザーバを新たに構築し、その構成条件について述べる。外乱を考慮した制御対象として上述の(1)式より制御出力式を除いた

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + B_1w + B_2u \\ y &= C_2x + D_{21}w \end{aligned} \quad (4)$$

を考えると、ゴピナスの設計法⁵⁾により変換行列

$$S = \begin{bmatrix} C_2 \\ C^\sharp \end{bmatrix} \quad C_2(p \times n), C^\sharp(\overline{n-p} \times n)$$

を施し、 $\bar{x} := Sx$ とすると

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}} &= \bar{A}\bar{x} + \bar{B}_1w + \bar{B}_2u \\ y &= \bar{C}_2\bar{x} + D_{21}w \end{aligned} \quad (5)$$

となる。ただし

$$\begin{aligned} \bar{A} &= SAS^{-1} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \\ A_{11}(p \times p), A_{12}(p \times \overline{n-p}) \\ A_{21}(\overline{n-p} \times p), A_{22}(\overline{n-p} \times \overline{n-p}) \\ \bar{B}_1 = SB_1 = \begin{bmatrix} B_{11} \\ B_{12} \end{bmatrix}_{n-p}^p, \bar{B}_2 = SB_2 = \begin{bmatrix} B_{21} \\ B_{22} \end{bmatrix}_{n-p}^p \\ \bar{C}_2 = C_2 S^{-1} = [I_p \quad 0] \end{aligned}$$

である。このとき、(4)式において y から観測できない状態を

$$\dot{\omega} = \hat{A}\omega + \hat{B}y + \hat{J}u \quad (6)$$

により

$$\omega = U\bar{x} \quad U := [-L \quad I_{n-p}] \quad L(p \times \overline{n-p}) \quad (7)$$

のように推定するものとする。このとき(5)、(7)式より

$$\begin{bmatrix} y \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{C}_2 & D_{21} \\ U & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x} \\ w \end{bmatrix} \quad (8)$$

を得る。ここで $\bar{x}$, w の推定値をそれぞれ $\hat{\bar{x}}$, $\hat{w}$ と置き

$$\begin{bmatrix} \hat{\bar{x}} \\ \hat{w} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{D} & \hat{C} \\ \hat{D}_w & \hat{C}_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y \\ w \end{bmatrix} \quad (9)$$

を仮定し、(8)式に、左から

$$\begin{bmatrix} \hat{D} & \hat{C} \\ \hat{D}_w & \hat{C}_w \end{bmatrix}$$

をかけると、

$$\begin{bmatrix} \hat{\bar{x}} \\ \hat{w} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{D}\bar{C}_2 + \hat{C}U & \hat{D}D_{21} \\ \hat{D}_w\bar{C}_2 + \hat{C}_wU & \hat{D}_wD_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x} \\ w \end{bmatrix} \quad (10)$$

となることから、(10)式において少なくとも

$$\begin{aligned}\hat{D}\bar{C}_2 + \hat{C}U &= I_n \\ \hat{D}D_{21} &= 0\end{aligned}\quad (11)$$

の条件を満たすとき、 $\hat{x} = \bar{x}$ が得られる。

一方、 $e := \omega - U\bar{x}$ を定義すると、

$$\begin{aligned}\hat{A}U + \hat{B}\bar{C}_2 &= U\bar{A} \\ \hat{J} &= U\bar{B}_2\end{aligned}\quad (12)$$

のとき、

$$\dot{e} = \hat{A}e - U\bar{B}_1w \quad (13)$$

が得られる。(13)式において、 $\hat{A}$ を安定行列、 w をインパルス外乱と仮定すると、 $e \rightarrow 0$ ($t \rightarrow \infty$) となり、 ω により y から観測できない状態 $U\bar{x}$ を推定できることから、(11)、(12)式の条件より、従来型である外乱を考慮していない場合の最小次元オブザーバ問題に帰着できる^{4),5)}。

以上より、外乱を有するシステムにおける最小次元オブザーバは次式で示される。

$$\begin{aligned}\dot{\omega} &= \hat{A}\omega + \hat{B}y + \hat{J}u \\ \hat{x} &= \hat{D}y + \hat{C}\omega\end{aligned}\quad (14)$$

ただし、

$$\begin{aligned}\hat{A} &= -LA_{12} + A_{22} = U\bar{A}\hat{C} \\ \hat{B} &= -LA_{11} + A_{21} + \hat{A}L = U\bar{A}\hat{D} \\ \hat{C} &= \begin{bmatrix} 0 \\ I_{n-p} \end{bmatrix}, \hat{D} = \begin{bmatrix} I_p \\ L \end{bmatrix} \\ \hat{J} &= U\bar{B}_2, \hat{D}D_{21} = 0\end{aligned}\quad (15)$$

である。

2.3 低次元 H_2 制御

低次元 H_2 制御コントローラを得るために観測できない状態を最小次元オブザーバを用いて推定したときの H_2 制御系を求めるため、制御対象として (5) 式のほかに、制御出力 z を加えた次式を考える。

$$\begin{aligned}\dot{\bar{x}} &= \bar{A}\bar{x} + \bar{B}_1w + \bar{B}_2u \\ z &= \bar{C}_1\bar{x} + D_{12}u \\ y &= \bar{C}_2\bar{x} + D_{21}w\end{aligned}\quad (16)$$

ここで、つぎに示す可解条件

A1) $(A \ B_2)$: 可安定, $(A_{12} \ A_{22})$: 可検出

A2) D_{12} : 列フルランク, B_{11} : 行フルランク

A3) $\begin{bmatrix} A - j\omega I & B_2 \\ C_1 & D_{12} \end{bmatrix} \forall \omega$: 列フルランク

A4) $\begin{bmatrix} A_{22} - j\omega I & B_{12} \\ A_{12} & B_{11} \end{bmatrix} \forall \omega$: 行フルランク

を仮定し、(16)式にフィードバック

$$u = -F\hat{x} = -F(\hat{D}\bar{C}_2\bar{x} + \hat{C}\omega) \quad (17)$$

を施し、 $e := \omega - U\bar{x}$ を用いると閉ループ系は

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} \dot{\bar{x}} \\ \dot{e} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_F & -\bar{B}_2F\hat{C} \\ 0 & A_K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x} \\ e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{B}_1 \\ B_K \end{bmatrix} w \\ z &= [C_F \quad -D_{12}F\hat{C}] \begin{bmatrix} \bar{x} \\ e \end{bmatrix} \\ y &= [\bar{C}_2 \quad D_{21}] \begin{bmatrix} \bar{x} \\ w \end{bmatrix}\end{aligned}$$

のような状態空間表現で表わすことができる。

上式より、 $w(s)$ から $z(s)$ までの閉ループ伝達関数 $\Phi(s)$ は

$$\Phi(s) = G_c\bar{B}_1 - U_cF\hat{C}G_f \quad (18)$$

となる。ただし、

$$\begin{aligned}G_c &:= \begin{bmatrix} A_F & I \\ C_F & 0 \end{bmatrix}, G_f := \begin{bmatrix} A_K & B_K \\ I & 0 \end{bmatrix} \\ U_c &:= \begin{bmatrix} A_F & \bar{B}_2 \\ C_F & D_{12} \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (19)$$

$$A_F := \bar{A} - \bar{B}_2F, A_K := \hat{A}$$

$$C_F := \bar{C}_1 - D_{12}F, B_K := -U\bar{B}_1 + \hat{B}D_{21}$$

である。したがって、 A_F, A_K が安定行列であるならば、 $\Phi(s)$ の 2 ノルムは

$$\begin{aligned}\|\Phi(s)\|_2^2 &= \frac{1}{2\pi j} \oint \text{trace}\{\widetilde{\Phi(s)}\Phi(s)\}ds \\ &= \|G_c\bar{B}_1\|_2^2 + \delta \|F\hat{C}G_f\|_2^2 \\ &= \text{trace}(\bar{B}_1^T X \bar{B}_1) \\ &\quad + \delta \cdot \text{trace}\{(F\hat{C})Y(F\hat{C})^T\}\end{aligned}\quad (20)$$

で与えられる (付録 A 参照)。ただし、

$$XA_F + A_F^T X + C_F^T C_F = 0 \quad (21)$$

$$D_{12}^T C_F + \bar{B}_2^T X = 0 \quad (22)$$

$$YA_K^T + A_K Y + B_K B_K^T = 0 \quad (23)$$

である。ここで、記述の簡略化のため

$$D_{12}^T D_{12} = \delta I \quad (\delta: \text{スカラー})$$

を定義した。

このとき、可解条件 A1), A2), A3) と (21), (22) 式より A_F を安定化するような半正定解 X に関するリカッチ方程式

$$\begin{aligned}X\bar{A} + \bar{A}^T X - (D_{12}^T \bar{C}_1 + \bar{B}_2^T X)^T \\ R_F^{-1} (D_{12}^T \bar{C}_1 + \bar{B}_2^T X) + \bar{C}_1^T \bar{C}_1 = 0 \\ F = R_F^{-1} (D_{12}^T \bar{C}_1 + \bar{B}_2^T X) \\ R_F := D_{12}^T D_{12} > 0\end{aligned}\quad (24)$$

を得る。一方、(19), (23) 式より得られる

$$Y\hat{A}^T + \hat{A}Y + U\bar{B}_1\bar{B}_1^T U^T = 0$$

において

$$\begin{aligned}R_K &:= B_{11}B_{11}^T \\ L &:= (YA_{12}^T + B_{12}B_{11}^T)R_K^{-1}\end{aligned}$$

を定義すると、可解条件 A1), A2), A4) のもとで、 A_K を安定化するような半正定解 Y に関するリカッチ方程式

$$\begin{aligned} Y A_{22}^T + A_{22} Y - (Y A_{12}^T + B_{12} B_{11}^T) \\ R_K^{-1} (Y A_{12}^T + B_{12} B_{11}^T)^T + B_{12} B_{12}^T = 0 \\ L = (Y A_{12}^T + B_{12} B_{11}^T) R_K^{-1} \\ R_K := B_{11} B_{11}^T > 0 \end{aligned} \quad (25)$$

を得る (付録 B 参照).

以上を満たすとき、 $\Phi(s)$ の 2 ノルムを最小とするようなコントローラは (17) 式より次式で与えられる.

$$\begin{aligned} u(s) &= K(s)y(s) \\ K(s) &:= -F \{ \hat{C}(sI - U A_F \hat{C})^{-1} U A_F + I \} \hat{D} \end{aligned} \quad (26)$$

2.4 考察

2.4.1 コントローラ, H_2 ノルム

(26) 式において、 F を

$$F = [F_1 \quad F_2] \quad F_1 (p \times p), F_2 (\overline{n-p} \times p)$$

とおき、式を変形すると

$$\begin{aligned} u(s) &= -F_1 y(s) - F_2 \{ (sI - U A_F \hat{C})^{-1} U A_F \hat{D} \\ &\quad + L \} y(s) \end{aligned} \quad (27)$$

の式が得られる. (27) 式において、右辺第 1 項は検出可能な状態に対するフィードバック則、第 2 項は検出できない状態の推定値に対するフィードバック側であり、コントローラの次数を n から $n-p$ へ下げることができる. また H_2 ノルムは、(20) 式右辺第一項において $S^T X S$ を新たに X とおき、また $F = [F_1 \quad F_2]$ を用いると

$$\|\Phi(s)\|_2^2 = \text{trace}(B_1^T X B_1) + \delta \cdot \text{trace}(F_2 Y F_2^T) \quad (28)$$

となる. ここで X は、

$$\begin{aligned} X A + A^T X - (D_{12}^T C_1 + B_2^T X)^T (D_{12}^T D_{12})^{-1} \\ (D_{12}^T C_1 + B_2^T X) + C_1^T C_1 = 0 \end{aligned}$$

であり、 Y は (25) 式より得られる.

2.4.2 D_{21} について

(1) 式あるいは (16) 式における観測出力

$$y(t) = C_2 x(t) + D_{21} w(t)$$

は、ラプラス変換により

$$\begin{aligned} y(s) &= P_u(s)u(s) + P_w(s)w(s) \\ P_u(s) &:= C_2 (sI - A)^{-1} B_2 \\ P_w(s) &:= C_2 (sI - A)^{-1} B_1 + D_{21} \end{aligned}$$

と書くことができる. ここで、 $P_w(s)$ は測定外乱に関する項であり、 $w(s)$ はインパルス外乱と仮定しているので、 $P_w(s)$ により、外乱の形を決定することができる. 通常、外乱は角周波数 $\omega \rightarrow \infty$ のとき、そのゲインは 0 となるので、 $D_{21} = 0$ とおくことは自然である. ところが、従来の H_2 制御では $D_{21} \neq 0$ という仮定があり、その結果コントローラ K への入力である $y(t)$ にはインパルスが発生してしまう. 一方、われわれの提案する低次元 H_2 制御では、 $\hat{D} D_{21} = 0$ を仮定しており、 $\hat{D}$ が縦長行列であることを考慮すると、ほとんどのケースで $D_{21} = 0$ を満足する.

Fig. 1 Crane model

Table 1 Variable value of the crane model

τ	torque input	
x	position of the trolley	
θ	angle of the load	
m	mass of the load	0.415 [kg]
M	mass of the trolley	18 [kg]
l	lope length	1 [m]
g	gravity acceleration	9.8 [m/sec ²]

3. クレーンによる検証

本論文で提案する低次元 H_2 制御の有効性を確認するため、制御対象として走行クレーンを用いて検証を行なった. 実験において検出可能な状態変数はクレーンの台車の位置および吊り荷の振れ角のみであり、台車の速度や吊り荷の振れ角速度については検出できないものとした.

3.1 制御対象

Fig. 1 に走行クレーンのモデル図を示す. このモデルの運動方程式として次式が導かれる.

$$\begin{aligned} (M + m)\ddot{x} &= ml\dot{\theta}^2 \sin \theta - ml\ddot{\theta} \cos \theta + \tau \\ l\ddot{\theta} &= -\ddot{x} \cos \theta - g \sin \theta \end{aligned} \quad (29)$$

上式を $\theta = 0$ 回りで線形近似し、また実験装置に合わせるため、速度制御則 $\tau = K_v(v - \dot{x})$ を挿入すると

$$\begin{aligned} M\ddot{x} &= -K_v \dot{x} + mg\theta + K_v v \\ Ml\ddot{\theta} &= K_v \dot{x} - (M + m)g\theta - K_v v \end{aligned} \quad (30)$$

を得る. (30) 式の制御対象に対して、外乱項や制御出力を加えた状態および出力方程式を次式とする.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_p x + B_d d + B_p u \\ y_z &= C_z x \\ y &= C_p x + D_{rp} r \end{aligned} \quad (31)$$

ただし、

$$\begin{aligned}
 x_1 &:= x, x_2 := \dot{x}, \theta_1 := \theta, \theta_2 := \dot{\theta} \\
 x &:= [x_1 \ \theta_1 \ x_2 \ \theta_2]^T, u := v \\
 A_p &:= \begin{bmatrix} 0 & I \\ A_{p2} & A_{p3} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \frac{mg}{M} & -\frac{K_v}{M} & 0 \\ 0 & -\frac{(M+m)g}{Ml} & \frac{K_v}{Ml} & 0 \end{bmatrix} \\
 B_d &:= \begin{bmatrix} B_{d1} \\ B_{d2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -b_{d1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -b_{d2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -b_{d3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -b_{d4} \end{bmatrix} \\
 B_p &:= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{K_v}{M} & -\frac{K_v}{Ml} \end{bmatrix}^T \\
 C_p &:= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, C_z := I_{4 \times 4} \\
 D_{rp} &:= \begin{bmatrix} d_{rp1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & d_{rp2} & 0 & 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

である。ここで、制御系設計のため (31) 式をラプラス変換して重み関数 $W_1(s)$, $W_2(s)$ を導入、制御出力を

$$z(s) := \begin{bmatrix} z_1(s) \\ z_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_1(s)y_z(s) \\ W_2(s)u(s) \end{bmatrix}$$

とおくと、(31) 式の伝達関数表現は、

$$\begin{bmatrix} z(s) \\ y(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_1(s)P_{zw}(s) & W_1(s)P_z(s) \\ 0 & W_2(s) \\ P_w(s) & P(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w(s) \\ u(s) \end{bmatrix} \quad (32)$$

となる。ただし、

$$\begin{aligned}
 w(s) &:= \begin{bmatrix} d(s) \\ r(s) \end{bmatrix}, P_w(s) := \begin{bmatrix} A_p & B_d & 0 \\ C_p & 0 & D_{rp} \end{bmatrix} \\
 W_1(s) &:= \begin{bmatrix} A_{w1} & B_{w1} \\ C_{w1} & D_{w1} \end{bmatrix}, P_z(s) := \begin{bmatrix} A_p & B_p \\ C_z & 0 \end{bmatrix} \\
 W_2(s) &:= \begin{bmatrix} A_{w2} & B_{w2} \\ C_{w2} & D_{w2} \end{bmatrix}, P(s) := \begin{bmatrix} A_p & B_p \\ C_p & 0 \end{bmatrix} \\
 P_{zw}(s) &:= \begin{bmatrix} A_p & B_d & 0 \\ C_z & 0 & 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

であり、(32) 式を時間領域に関するブロック線図で表わすと Fig. 2 のように表わすことができる。ここで、ゴビナスの設計法にもとづいた変換行列 S (ここでは、 $S = I$ とした。) を使って、(32) 式を状態空間表現で表わすと、

$$\begin{aligned}
 \dot{\bar{x}} &= \bar{A}\bar{x} + \bar{B}_1 w + \bar{B}_2 u \\
 z &= \bar{C}_1 \bar{x} + D_{12} u \\
 y &= \bar{C}_2 \bar{x} + D_{21} w
 \end{aligned} \quad (33)$$

となる。ただし、

Fig. 2 H_2 control system

$$\begin{aligned}
 \bar{A} &:= \begin{bmatrix} A_p & 0 & 0 \\ B_{w1}C_z & A_{w1} & 0 \\ 0 & 0 & A_{w2} \end{bmatrix} \\
 \bar{B}_1 &:= \begin{bmatrix} B_d & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \bar{B}_2 := \begin{bmatrix} B_p \\ 0 \\ B_{w2} \end{bmatrix} \\
 \bar{C}_1 &:= \begin{bmatrix} D_{w1}C_z & C_{w1} & 0 \\ 0 & 0 & C_{w2} \end{bmatrix} \\
 \bar{C}_2 &:= [C_p \ 0 \ 0] \\
 D_{12} &:= \begin{bmatrix} 0 \\ D_{w2} \end{bmatrix}, D_{21} := [0 \ D_{rp}]
 \end{aligned}$$

である。

3.2 制御系設計

3.2.1 可解条件

低次元 H_2 制御系の設計において、(33) 式が可解条件を満たすかどうかを確認する。ここで、 $\bar{A}$ については、以下の文中での複数の表記を避けるためつぎに記述しておく。

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & I & 0 & 0 \\ A_{p2} & A_{p3} & 0 & 0 \\ B_{a1} & B_{a2} & A_{w1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_{w2} \end{bmatrix}$$

ただし、 $B_{w1}C_z$ を $[B_{a1} \ B_{a2}]$ と定義した。

(1) 可解条件 **A1)** の確認

・ $(A \ B_2)$: 可安定

$$\text{rank}[A - \lambda I \ B_2]$$

$$= \text{rank} \begin{bmatrix} A_p - \lambda I & B_p & 0 & 0 \\ B_{w1}C_z & 0 & A_{w1} - \lambda I & 0 \\ 0 & B_{w2} & 0 & A_{w2} - \lambda I \end{bmatrix}$$

において、 $(A_p \ B_p)$ 可制御、 W_1 と W_2 が安定であるとき、 $(A \ B_2)$ は $\text{Re}(\lambda) \geq 0$ において行フルランク、すなわち $(A \ B_2)$ 可安定を得る。

・ $(A_{12} \ A_{22})$: 可検出

$$\begin{aligned}
& \text{rank} \begin{bmatrix} A_{22} - \lambda I \\ A_{12} \end{bmatrix} \\
&= \text{rank} \begin{bmatrix} A_{p3} - \lambda I & 0 & 0 \\ B_{a2} & A_{w1} - \lambda I & 0 \\ 0 & 0 & A_{w2} - \lambda I \\ I & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
&= \text{rank} \begin{bmatrix} A_{p3} - \lambda I & 0 & 0 \\ I & 0 & 0 \\ B_{a2} & A_{w1} - \lambda I & 0 \\ 0 & 0 & A_{w2} - \lambda I \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

において、 W_1 と W_2 が安定であるとき、 $(A_{12} \ A_{22})$ は $\text{Re}(\lambda) \geq 0$ において列フルランク、すなわち $(A_{12} \ A_{22})$ は可検出となる。

(2) 可解条件 **A2** の確認

・ D_{12} : 列フルランク

$$D_{12} = \begin{bmatrix} 0 \\ D_{w2} \end{bmatrix}$$

において、 $D_{w2} \neq 0$ のとき D_{12} は列フルランク。

・ B_{11} : 行フルランク

$$\begin{aligned}
\bar{B}_1 &= \begin{bmatrix} B_{11} \\ B_{12} \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} -b_{d1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -b_{d2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -b_{d3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -b_{d4} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

より、

$$B_{11} = \begin{bmatrix} -b_{d1} & 0 & 0 \\ 0 & -b_{d2} & 0 \end{bmatrix}$$

において、 $b_{d1}, b_{d2} \neq 0$ であれば B_{11} は行フルランク。ただし、ここではスカラーの 0 と区別するために行列の **0** を太字とした。

(3) 可解条件 **A3** の確認

$$\begin{aligned}
& \text{rank} \begin{bmatrix} A - j\omega I & B_2 \\ C_1 & D_{12} \end{bmatrix} \\
&= \text{rank} \begin{bmatrix} A_p - j\omega I & 0 & 0 & B_p \\ B_{w1}C_z & A_{w1} - j\omega I & 0 & 0 \\ D_{w1}C_z & C_{w1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A_{w2} - j\omega I & B_{w2} \\ 0 & 0 & C_{w2} & D_{w2} \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

となるので、 W_1 は厳密にプロパー ($D_{w1} = 0$) かつ $B_{w1}C_z$, C_{w1} を列フルランク、 W_2 を虚軸上に零点をもたないように選択することで、

$$\text{rank} \begin{bmatrix} A - j\omega I & B_2 \\ C_1 & D_{12} \end{bmatrix} \forall \omega$$

が列フルランクを得る。

(4) 可解条件 **A4** の確認

$$\begin{aligned}
& \text{rank} \begin{bmatrix} A_{22} - j\omega I & B_{12} \\ A_{12} & B_{11} \end{bmatrix} \\
&= \text{rank} \begin{bmatrix} B_{d2} - (A_{p3} - j\omega I)B_{d1} & 0 \\ -B_{a2}B_{d1} & A_{w1} - j\omega I \\ 0 & 0 \\ B_{d1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ A_{w2} - j\omega I & 0 & 0 \\ 0 & I & 0 \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

において W_1 と W_2 を安定、また外乱の係数である B_{d1} , B_{d2} を適当に選択することにより、行フルランクを得る。

以上において、 $(A_p \ B_p)$ 可制御、重み関数 W_1 は安定かつ厳密にプロパー、 W_2 は安定かつ虚軸上に零点を持たない、および外乱の係数である B_d を適当に選択することにより、可解条件 **A1**～**A4** を満たすことができる。

そこで、つぎに示すような重み関数の選定を行なった。

3.2.2 重み関数の選定

重み関数についてはそれぞれ以下のように選定した。

(1) 重み W_1 の選定

$$W_1 = \text{diag} \left(\frac{20}{s+0.9}, \frac{30}{s+1}, \frac{50}{s+1}, \frac{100}{s+1} \right) \quad (34)$$

$W_{11} \sim W_{44}$ はそれぞれ台車の位置制御、台車の速度制御、吊り荷の位置制御、吊り荷の速度制御のための重みである。ゲインに関しては、特に吊り荷の早い動きを抑制して、新たな振動を誘発しないように W_{44} のゲインを大きくした。また直達項については可解条件 **A3** を満たすように $D_{w1} = 0$ とした。

(2) 重み W_2 の選定

$$\begin{aligned}
W_2 &= \frac{s + l_f}{s + h_f} k_m \\
l_f &= 50, h_f = 100, k_m = 30
\end{aligned} \quad (35)$$

制御入力を制限するように k_m を定め、 l_f , h_f については高周波数領域でゲインを落として、高周波ノイズを拾わないように、また可解条件 **A3** を満たすために零点が安定になるように選定した。

(3) 重み B_d , D_{rp} の選定

$B_{d11} \sim B_{d44}$ はそれぞれ台車の速度外乱、台車のトルク外乱、吊り荷の速度外乱、吊り荷のトルク外乱の大きさを決定するための重みであり、特に吊り荷に対する制御性能向上のため吊り荷の項のゲインを大きく選定した。 D_{rp} は一般化プラントにおける D_{21} 項に相当し、従来の H_2 制御では行フルランクの条件を満足しなければならないが、われわれの提案する低次元 H_2 制御では必要ない。そこで、0 とした。

$$B_d = \text{diag}(-1, -30, -1, -30), D_{rp} = 0 \quad (36)$$

Fig. 3 H_2 control system for crane system

Fig. 4 Simulation results

Fig. 5 $(r-x)^2 + \dot{x}^2 + \theta^2 - \{(r-x_r^2) + \dot{x}_r^2 + \theta_r^2\}$

3.2.3 H_2 コントローラ

以上の設定により低次元化を行ない，さらに最小実現によりつぎの H_2 コントローラが得られる.

$$K(s) = \left[\frac{-0.8(s+101)(s+1.6)(s+0.9 \pm 0.4j)}{(s+49.8)(s+6.1)(s+0.9 \pm 0.01j)}, \right. \\ \left. \frac{3.2(s+101)(s-0.5)(s+2.2)(s+0.9)}{(s+49.8)(s+6.1)(s+0.9 \pm 0.01j)} \right]$$

となる。また、実験ではデジタル制御装置を使用するので、コントローラを双一次変換

$$s = \frac{2}{T} \frac{Z-1}{Z+1}$$

により離散化した. ただし, $T = 100[m_s]$ である.

以上の結果を Fig. 3 にまとめる.

Fig. 6 Experimental results for the minimal-order observer

Fig. 7 Experimental results for the full-order observer

3.3 実験 & シミュレーション結果

従来の H_2 制御と低次元 H_2 制御を施したシミュレーション結果を **Fig. 4** に示し, $r - x$, $\dot{x}$, θ の 2 乗の和の偏差を **Fig. 5** に示す. また低次元 H_2 制御と従来の H_2 制御に対する実験結果をそれぞれ **Fig. 6** および **Fig. 7** に示す. シミュレーションおよび実験は同じ条件とし, 目標位置を 0.5[m], 約 24 秒後に 4~5[deg] 程度の外乱を吊り荷に加えた.

実験結果はシミュレーションにおける結果と同様に、台車の位置決めに関しては目標位置にすばやく追従し、外乱に対してもずれは、ほとんどないことがわかる。吊り荷の振れに関しては、クレーンの運転開始時も、外乱印加時も、同様に短時間で揺れを抑制することができた。また、従来制御と提案する低次元 H_2 制御との比較より、目標値追従性能については、低次元 H_2 制御のほうが早く目標位置に追従しており、吊り荷の振れも小さいことがわかる。一方、外乱印加時には、従来制御よりも低次元 H_2 制御のほうが吊り荷の振れに対する整定が若干悪くなっているが、 H_2 制御では、入力外乱から出力までのすべての伝達関数の H_2 ノルムの 2 乗の和を最小としていることを考慮すると、従来制御よりも低次元 H_2 制御のほうが高い性能を有していることがわかる。これは、Fig.5 からもうかがえる。さらに、(28) 式の低次元 H_2 制御、および (3) 式の従来制御の H_2 ノルムを計算するとそれぞれ 2970, 3015 となる。

Fig. 8 Comparison between the non-control case and the control case

“制御入”としたときの吊り荷の振れを示している。無制御時に大きな振れを示していた吊り荷も，“制御入”の後には、急速に振れが収束していることがわかる。

4. 結 論

今回、外乱を有する系に対しての最小次元オブザーバを構築し、これを用いた低次元 H_2 制御システムを提案した。その効果についてはシミュレーションおよび走行クレーンの実機による検証を行なった。その結果、従来より少ない重み関数でありながら従来制御より優れた性能を確認することができた。さらに、従来手法と提案した手法の H_2 ノルムの違いを示した。

今後の予定としては低次元 H_2 制御において2自由度制御系を構築すること、別システムへの有効性を確認すること、また本提案を拡張して低次元 H_∞ 制御などを構築していくことなどがある。

参 考 文 献

- 1) Nariyuki Kodani, Shigeto Ouchi and Yuji Todaka: Traveling Crane using H_2 Controller based on Minimal Order Observer, SICE Annual Conference 2003 in Fukui (2003)
- 2) K. Glover and J.C. Doyle: TState-Space Formulas for All Stabilizing Controllers that Satisfy an H_∞ -norm Bound and Relation to Risk Sensitivity, Systems and Control Letters, 11, 167 (1988)
- 3) 美多勉: H_∞ 制御, 昭晃堂 (1994)
- 4) D.G. Luenberger: An introduction to observers, IEEE trans. on Automatic Control, AC-16 (1971)
- 5) B. Gopinath: On the control of linear multiple input-output systems, Bell Syst. Tech. J., 50 (1971)
- 6) 小郷, 美多: システム制御理論入門, 昭晃堂 (1979)
- 7) 劉, 羅: ロバスト最適制御, コロナ社 (1997)
- 8) 伊藤, 右田, 入江, 伊東: クレーン自動運転へのファジー制御の適用, 日本ファジー協会誌, 6-2, 402/411 (1994)

《付 録》

A. $\Phi(s)$ の2ノルムの導出⁷⁾

(18) 式より

$$\begin{aligned}\widetilde{\Phi}(s)\Phi(s) &= \widetilde{B}_1^T \widetilde{G}_c \widetilde{B}_1 + \widetilde{G}_f \hat{C}^T F^T \widetilde{U}_c U_c F \hat{C} G_f \\ &\quad - \widetilde{B}_1^T \widetilde{G}_c U_c F \hat{C} G_f - \widetilde{G}_f \hat{C}^T F^T \widetilde{U}_c G_c \widetilde{B}_1\end{aligned}$$

が得られる。このとき、

$$\begin{aligned}\widetilde{U}_c G_c &= \begin{bmatrix} -A_F & -C_F^T C_F & 0 \\ 0 & A_F & I \\ \overline{B}_2^T & D_{12}^T C_F & 0 \end{bmatrix} \\ \widetilde{U}_c U_c &= \begin{bmatrix} -A_F^T & -C_F^T C_F & -C_F^T D_{12} \\ 0 & A_F & \overline{B}_2 \\ \overline{B}_2^T & D_{12}^T C_F & D_{12}^T D_{12} \end{bmatrix}\end{aligned}$$

に対して、状態変換行列

$$T_X = \begin{bmatrix} I & X \\ 0 & I \end{bmatrix}$$

を施し、

$$\begin{aligned}X A_F + A_F^T X + C_F^T C_F &= 0 \\ D_{12}^T C_F + \overline{B}_2^T X &= 0\end{aligned}$$

を仮定すると、 A_F が安定であるとき

$$\begin{aligned}T_X^{-1} \widetilde{U}_c G_c T_X &= \begin{bmatrix} -A_F & 0 & -X \\ 0 & A_F & I \\ \overline{B}_2^T & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -A_F & -X \\ -\overline{B}_2^T & 0 \end{bmatrix} \in RH_2^\perp \\ T_X^{-1} \widetilde{U}_c U_c T_X &= \begin{bmatrix} -A_F^T & 0 & 0 \\ 0 & A_F & \overline{B}_2 \\ \overline{B}_2^T & 0 & D_{12}^T D_{12} \end{bmatrix} = D_{12}^T D_{12}\end{aligned}$$

となる。したがって、次式を得る。

$$\begin{aligned}\|\Phi(s)\|_2^2 &= \frac{1}{2\pi j} \oint \text{trace} \{ \widetilde{\Phi}(s)\Phi(s) \} ds \\ &= \|G_c \overline{B}_1\|_2^2 + \|T_X D_{12}^T D_{12} T_X^{-1} F \hat{C} G_f\|_2^2 \\ &= \|G_c \overline{B}_1\|_2^2 + \delta \|F \hat{C} G_f\|_2^2\end{aligned}$$

ただし、記述の簡略化のため

$$D_{12}^T D_{12} = \delta I \quad (\delta: \text{スカラー})$$

を定義した。なお、周回積分は複素左半面上の半径無限大の半円に沿う。このとき、 $G_c \overline{B}_1$ について

$$\begin{aligned}T_X^{-1} (\widetilde{G}_c \overline{B}_1) (G_c \overline{B}_1) T_X &= \begin{bmatrix} -A_F & 0 & -X \overline{B}_1 \\ 0 & A_F & \overline{B}_1 \\ \overline{B}_1^T & \overline{B}_1^T X & 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -A_F & -X \overline{B}_1 \\ \overline{B}_1^T & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A_F & \overline{B}_1 \\ \overline{B}_1^T X & 0 \end{bmatrix} \\ &= \widetilde{G}_1(s) + G_1(s)\end{aligned}$$

であるから $G_1(s) \in RH_2$, $\widetilde{G}_1(s) \in RH_2^\perp$ より

$$\begin{aligned}\|G_c \overline{B}_1\|_2^2 &= \frac{1}{2\pi j} \oint \text{trace} \{ \overline{B}_1^T X (sI - A_F)^{-1} \overline{B}_1 \} ds\end{aligned}$$

$$= \text{trace}(\bar{B}_1 \bar{B}_1^T X) = \text{trace}(\bar{B}_1^T X \bar{B}_1)$$

また, $\|F\hat{C}G_f\|_2^2$ について, 状態変換行列

$$T_Y = \begin{bmatrix} I & Y \\ 0 & I \end{bmatrix}$$

を施すと

$$\begin{aligned} & T_Y^{-1}(\widetilde{F\hat{C}G_f})(F\hat{C}G_f)T_Y \\ &= \begin{bmatrix} A_K & 0 & Y\hat{C}^T F^T \\ 0 & -A_K^T & -\hat{C}^T F^T \\ \hline F\hat{C} & F\hat{C}Y & 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} A_K & Y\hat{C}^T F^T \\ \hline F\hat{C} & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -A_K^T & -\hat{C}^T F^T \\ \hline F\hat{C}Y & 0 \end{bmatrix} \\ &= G_2(s) + \tilde{G}_2(s) \end{aligned}$$

が得られる。ただし,

$$YA_K^T + A_K Y + B_K B_K^T = 0$$

である。ここで, A_K が安定であるならば $G_2(s) \in RH_2$, $\tilde{G}_2(s) \in RH_2^\perp$ より

$$\begin{aligned} & \|F\hat{C}G_f\|_2^2 \\ &= \frac{1}{2\pi j} \oint \text{trace} \{ F\hat{C}(sI - A_K)^{-1} Y\hat{C}^T F^T \} ds \\ &= \frac{1}{2\pi j} \oint \text{trace} \{ (sI - A_K)^{-1} Y\hat{C}^T F^T F\hat{C} \} ds \\ &= \text{trace}(Y\hat{C}^T F^T F\hat{C}) = \text{trace}(F\hat{C}Y\hat{C}^T F^T) \end{aligned}$$

を得る。以上より, $\Phi(s)$ の 2 ノルムは次式となる。

$$\|\Phi(s)\|_2^2 = \text{trace}(\bar{B}_1^T X \bar{B}_1) + \delta \cdot \text{trace}\{(F\hat{C})Y(F\hat{C})^T\}$$

B. オブザーバゲイン L に関するリカッチ方程式

(23) 式は (19) 式より

$$\begin{aligned} & Y\hat{A}^T + \hat{A}Y \\ &+ U(\bar{B}_1 - \bar{A}\hat{D}D_{21})(\bar{B}_1^T - D_{21}^T \hat{D}^T \bar{A}^T)U^T = 0 \end{aligned}$$

を得る。このとき 2.2 で提案する外乱を有するシステムにおける最小次元オブザーバでは, (15) 式で示した条件 $\hat{D}D_{21} = 0$ より

$$Y\hat{A}^T + \hat{A}Y + U\bar{B}_1\bar{B}_1^T U^T = 0$$

となる。さらに,

$$\begin{aligned} \hat{A} &= -LA_{12} + A_{22} \\ U\bar{B}_1 &= -LB_{11} + B_{12} \end{aligned}$$

を代入し, $R_K := B_{11}B_{11}^T$ を定義すると次式を得る。

$$\begin{aligned} & YA_{22}^T + A_{22}Y \\ & - (YA_{12}^T + B_{12}B_{11}^T)R_K^{-1}(YA_{12}^T + B_{12}B_{11}^T)^T \\ & + \{L - (YA_{12}^T + B_{12}B_{11}^T)R_K^{-1}\}R_K \\ & \{L - (YA_{12}^T + B_{12}B_{11}^T)R_K^{-1}\}^T + B_{12}B_{12}^T = 0 \end{aligned}$$

ここで, オブザーバゲイン行列 L を

$$L := (YA_{12}^T + B_{12}B_{11}^T)R_K^{-1}$$

とすると, つぎのリカッチ方程式を得る。

$$\begin{aligned} & YA_{22}^T + A_{22}Y - (YA_{12}^T + B_{12}B_{11}^T)R_K^{-1} \\ & (YA_{12}^T + B_{12}B_{11}^T)^T + B_{12}B_{12}^T = 0 \end{aligned}$$

[著者紹介]

小谷 斉 之 (学生会員)

2001年東海大学工学部電気工学科卒業。2003年東海大学大学院工学研究科電気工学専攻博士前期課程修了。同年同博士後期課程に進学し、現在に至る。 H_2 制御や H_∞ 制御などに興味をもつ。

大内 茂 人 (正会員)

1976年鹿児島大学大学院修士課程修了。同年大塚製薬入社, 79年12月同社退社。80年1月富士電機入社, 96年同社退社。同年東海大学工学部電気工学科助教授, 2001年同大学電子情報学部コンピュータ応用工学科助教授, 2003年同学科教授, 現在に至る。この間, 90年から93年まで千葉大学大学院自然科学研究科博士課程へ国内留学。制御理論およびその応用に関する研究・教育に従事。95年電気科学技術奨励賞(オーム技術賞), 99年計測自動制御学会技術賞・武田賞受賞。電気学会, システム制御情報学会などの会員。博士(工学)。

穴 吹 雅 敏 (正会員)

1972年東海大学工学部制御工学科卒, 74年同大学院修士課程修了。同年東海大学工学部制御工学科勤務, 88年同学科助教授, 2001年同大学電子情報学部コンピュータ応用工学科助教授, 現在に至る。適応制御, システム同定, デジタル制御, コンピュータ制御の理論と実際の教育・研究などに従事。電気学会, ロボット学会, システム制御情報学会, 日本シミュレーション学会などの会員。

劉 康 志 (正会員)

1991年千葉大学大学院自然科学研究科博士課程修了。同年千葉大学工学部電気電子工学科助手, 96年同学科助教授, 98年同大学電子機械工学科助教授, 現在に至る。この間, 2001年1月から12月まで米国LSU客員助教授。非線形制御, 適応制御, ロバスト制御の理論とその応用に関する研究・教育に従事。線形ロバスト制御(コロナ社), ロバスト制御(共訳)(コロナ社)などの著者。89年計測自動制御学会技術賞, 94年同学会論文賞, 99年同学会技術賞・武田賞受賞。米国IEEE, 米国SIAM, 電気学会, 機械学会などの会員。学術博士。