状態フィードバックと逆システムによる非最小位相系に対する 非干渉化の体系的設計法

浅 黄 義 昭*・渡 部 慶 二**,**・村 松 鋭 一**・有 我 祐 一**

Systematic Design Method of Decoupling of Non-minimum Phase Systems by
State Feedback and Inverse System

Yoshiaki ASAGI*, Keiji WATANABE**,**,
Eiichi MURAMATSU** and Yuichi ARIGA**

This paper presents a systematic design method of internal stable decoupling of multivariable systems on state space. First, internal stable decoupling by state feedback is presented for systems with unstable row zeros. Second, unstable zeros which are not row zeros are considered and the internal stable decoupling method is proposed by combining the above method and the compensator. Third, these decoupling methods are applied to decoupling by inverse system. In particular, the inverse system for unstable non-row zeros is presented by modifying the compensator.

Key Words: decoupling, inverse system, non-minimum phase systems, multivariable systems

1. ま え が き

化学プラントの制御や内部モデル制御, ILQ 制御では, 状態フィードバックや逆システムによる非干渉化が行なわれる^{1)~13), 17)}. 非干渉化システムでは, 零点と極の消去が生じるため, 内部安定にするには, 不安定零点の取り扱いが鍵となる. 本稿の目的は, 不安定零点をもつ対象に対する内部安定な非干渉化の状態空間上での体系的な設計法を与えることである.

始めに, 不安定零点をもつ対象に対する状態フィードバックによる内部安定な非干渉化を考える. そのための必要十分条件は, 不安定零点が行零点になっていることが知られている^{9)~11)}. この条件が満たされるときそのときに限り, 不安定零点を伝達関数の左側に対角に掃きだすことができ, 残った最小位相系を非干渉化できる. 本稿では, 不安定行零点を掃きださずに, 通常の状態フィードバックによる非干渉化から, 従来なかったリカッチ方程式を用いて, 直接, 内部安定に対角化できる新しい方法を提案する. この方法は, 山田・渡部¹²⁾の逆システムの設計法を, 状態フィードバックによる非干渉化に応用したものであるが, そこで証明されてい

なかった不安定行零点に対し対角化できることを, ここで初めて証明する.

つぎに, 上記の提案方法と補償器を組み合わせ, これまで未解決であった, 状態フィードバックによる不安定な非行零点がある場合の内部安定な非干渉化の設計法を提案する.

さらに, 上記の状態フィードバックによる非干渉化から, 状態空間上での内部安定な低域通過逆システムの体系的な構成法を提案する. 従来, 状態空間上での内部安定な低域通過逆システムに関しては, 不安定零点を極で消去せずインナ行列で残す方法が山田・渡部¹²⁾により与えられた. しかし, インナ行列の対角化の保証がなかった. その後, 山田・木下¹³⁾により, 逆システムの不安定極を, 1列ごとにインナで消去する方法が与えられた. 本稿の方法は, これと異なり, 上記の状態フィードバックによる非干渉化の補償器を工夫することで, 内部安定な逆システム全体を一括して求める新しい方法である.

本稿で提案するこれらの方法によって, 状態空間上での不安定零点をもつ系の非干渉化の設計が体系的に簡単にできるようになる. 最後に, 提案方法の有効性を数値例で示す.

2. 状態フィードバック制御による非干渉化

つぎの制御対象を考える.

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\tag{1}$$

ただし, $x \in R^n$, $u, y \in R^m$, $A \in R^{n \times n}$, $B \in R^{n \times m}$, $C \in R^{m \times n}$, (A, B) 可制御, (C, A) 可観測とする. 伝達関数を

* 山形大学理工学研究科博士後期課程

** 山形大学工学部応用生命システム工学科 米沢市城南 4-3-16

*** 理化学研究所 BMC 研究センター

**** Yamagata University, 4-3-16 Jonan, Yonezawa

**** Rhysical and Chemical Research, BMC Research Center
(Received April 5, 2004)

(Revised November 30, 2004)

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B \quad (2)$$

とする。次式

$$\text{rank}G(s) = m \quad (3)$$

を満たす $s \in C$ が存在するとする。このとき、

$$\text{rank}G(z) < m \quad (4)$$

を満たす $s = z \in C$ を $G(s)$ の零点という。その実数部が負のとき安定零点、正のとき不安定零点という。さらに、

$$C = \begin{bmatrix} c_1 \\ \vdots \\ c_m \end{bmatrix}, B = [b_1 \cdots b_m] \quad (5)$$

としたとき、

$$c_i(zI - A)^{-1}B = [0 \cdots 0] \quad (6)$$

を満たす $s = z \in C$ を行零点、

$$C(zI - A)^{-1}b_i = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

を満たす $s = z \in C$ を列零点という。本稿では、リカッチ方程式の安定化解を用いて内部安定な非干渉化を行なうので、安定化解の存在を保証するため、制御対象(1)式は虚軸上に零点をもたないとする。

制御対象(1)式に、外部入力 $r \in R^m$ を含んだ状態フィードバック制御

$$u(t) = -Fx(t) + Hr(t), F \in R^{m \times n}, H \in R^{m \times m} \quad (8)$$

を行なうと閉ループ系

$$\dot{x}(t) = (A - BF)x(t) + BHr(t) \quad (9)$$

$$y(t) = Cx(t)$$

が得られる。 r から y までの伝達関数は

$$C_{yr}(s) = C(sI - A + BF)^{-1}BH \quad (10)$$

である。これを対角にすることを、状態フィードバックによる非干渉化という。

《定理1》 制御対象(1)式が、状態フィードバックによって非干渉化ができるための必要十分条件は

$$\text{rank}\Phi = m \quad (11)$$

が成り立つことである^{1),2),9)}。ただし

$$\Phi = \begin{bmatrix} c_1 A^{v_1-1} B \\ \vdots \\ c_m A^{v_m-1} B \end{bmatrix} \quad (12)$$

であり、 v_i は

$$\begin{aligned} c_i A^j B &= 0, j = 0, 1, 2, \dots, v_i - 2 \\ c_i A^{v_i-1} B &\neq 0 \end{aligned} \quad (13)$$

を満たす正の整数である。

制御対象(1)式が(11)式の条件を満たすとき、状態フィードバックによる非干渉化はつぎのようにしてできる。

任意の安定な多項式と $s^{v_i} + \alpha_{i1}s^{v_i-1} + \dots + \alpha_{iv_i}$ と実数 β_i を選び、

$$\Psi = \begin{bmatrix} c_1 A^{v_1} + \alpha_{11} c_1 A^{v_1-1} + \dots + \alpha_{1v_1} c_1 \\ \vdots \\ c_m A^{v_m} + \alpha_{m1} c_m A^{v_m-1} + \dots + \alpha_{mv_m} c_m \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\Omega = \text{diag}[\beta_1 \cdots \beta_m] \quad (15)$$

$$F_a = \Phi^{-1}\Psi, H_a = \Phi^{-1}\Omega \quad (16)$$

とおき、フィードバック制御(8)式を行なうと閉ループ系

$$\dot{x}(t) = (A - BF_a)x(t) + BH_a r(t) \quad (17)$$

$$y(t) = Cx(t)$$

が得られる。 r から y までの伝達関数は

$$C(sI - A + BF_a)^{-1}BH_a = \Lambda(s) \quad (18)$$

$$\Lambda(s) = \text{diag}[f_1(s) \ f_2(s) \cdots f_m(s)] \quad (19)$$

$$f_i(s) = \frac{\beta_i}{s^{v_i} + \alpha_{i1}s^{v_i-1} + \dots + \alpha_{iv_i}} \quad (20)$$

となり、非干渉化される。

3. 不安定行零点をもつ系の内部安定な非干渉化

非干渉化された(18)式の右辺は、零点をもっていないから、制御対象の零点は極で消去されている。不安定零点があれば、内部不安定である。内部安定にするには、不安定零点を消去せず対角要素に残すことである。それにはつぎの定理がある。

《定理2》 非干渉可能な制御対象(1)式に対し、状態フィードバック制御で内部安定な非干渉化ができるための必要十分条件は、制御対象の不安定零点が行零点になっていることである⁹⁾⁻¹¹⁾。

定理2の条件が満たされているとき、内部安定な非干渉化はつぎのようにしてなされる。不安定零点は行零点の仮定から、制御対象は

$$C(sI - A)^{-1}B = G_{RI}(s)C_o(sI - A)^{-1}B \quad (21)$$

$$G_{RI}(s) = \begin{bmatrix} g_{RI1}(s) & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & g_{RI m}(s) \end{bmatrix}$$

で表わすことができる。ただし、 $g_{RIi}(s)$ は制御対象の不安定零点に等しい零点をもつインナであり、分子、分母の最高次数の係数は1とする。たとえば、 $g_{RIi}(s)$ を $(1-s)/(1+s)$ でなく $(s-1)/(s+1)$ に選ぶことである。 $C_o(sI - A)^{-1}B$ は制御対象の不安定行零点を虚軸対称な安定零点に置き換えたものである。したがって、制御対象の各要素の相対次数と分子の最高次数の係数は $C_o(sI - A)^{-1}B$ で保存されるから、

$$C_o = \begin{bmatrix} c_{o1} \\ \vdots \\ c_{om} \end{bmatrix} \quad (22)$$

とすると

$$\begin{aligned} c_{oi} A^j B &= c_i A^j B = 0, j = 0, 1, 2, \dots, v_i - 2 \\ c_{oi} A^{v_i-1} B &= c_i A^{v_i-1} B \neq 0 \end{aligned} \quad (23)$$

が成り立ち

$$\Phi_o = \begin{bmatrix} c_{o1} A^{v_1-1} B \\ \vdots \\ c_{om} A^{v_m-1} B \end{bmatrix} = \Phi \quad (24)$$

が得られる。

$$\Psi_o = \begin{bmatrix} C_{o1}A^{v_1} + \alpha_{11}C_{o1}A^{v_1-1} + \dots + \alpha_{1v_1}C_{o1} \\ \vdots \\ C_{om}A^{v_m} + \alpha_{m1}C_{om}A^{v_m-1} + \dots + \alpha_{mv_m}C_{om} \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$F_b = \Phi^{-1}\Psi_o, H_b = H_a$$

とおくと、内部安定な非干渉系

$$C_o(sI - A + BF_b)^{-1}BH_b = \Lambda(s) \quad (26)$$

が得られる。(26)式は

$$\begin{aligned} C_o(sI - A + BF_b)^{-1}BH_b \\ = C_o(sI - A)^{-1}B[I + F_b(sI - A)^{-1}B]^{-1}H_b = \Lambda(s) \end{aligned} \quad (27)$$

と展開される。左から $G_{RI}(s)$ をかけ(21)式を用いると

$$\begin{aligned} G_{RI}(s)C_o(sI - A)^{-1}B[I + F_b(sI - A)^{-1}B]^{-1}H_b \\ = C(sI - A)^{-1}B[I + F_b(sI - A)^{-1}B]^{-1}H_b \\ = G_{RI}(s)\Lambda(s) \end{aligned} \quad (28)$$

となり、左辺をまとめると

$$C(sI - A + BF_b)^{-1}BH_b = G_{RI}(s)\Lambda(s) \quad (29)$$

が成り立ち、対角化ができる。

文献 9), 10), 11) で示されたように、不安定零点が行零点のときそのときに限り、(21)式のように不安定零点を左側に掃きだすことができ、残りの部分を非干渉化する状態フィードバック行列 F_b とフィードフォワード行列 H_b を使って、全体の安定な非干渉化ができる。本稿の目的の一つは、上記と異なり、(21)式の分解をしないで、従来なかったリカッチ方程式を使って、直接、(29)式を求める方法を与えることである。なお、ここで用いるリカッチ方程式は、文献 12) の低域通過逆システムで用いられているものに等しいが、文献 13) で不安定零点が行零点ならば対角化の可能性が示唆されているだけで証明はなされていなかった。本稿では、不安定零点が行零点のとき内部安定に対角化されることをつぎの定理の中で初めて証明する。

《定理 3》 非干渉可能な制御対象 (1) 式の不安定零点が行零点ならば、次式が成り立つ。

$$C(sI - A + BF_c)^{-1}BH_c = G_{RI}(s)\Lambda(s) \quad (30)$$

$$F_c = F_a + H_a(BH_a)^T X, H_c = H_a \quad (31)$$

ただし、 X はリカッチ方程式

$$X(A - BF_a) + (A - BF_a)^T X - XBH_a(BH_a)^T X = 0 \quad (32)$$

の安定化解であり $X = X^T \geq 0$ であり、(30)式は内部安定である。

(証明)

状態フィードバックによる非干渉化系(18)式は

$$\begin{aligned} C(sI - A + BF_a)^{-1}BH_a \\ = C(sI - A)^{-1}BH_a(I + H_a^{-1}F_a(sI - A)^{-1}BH_a)^{-1} \\ = \Lambda(s) \end{aligned} \quad (33)$$

と展開できる。(33)式から、 $(I + H_a^{-1}F_a(sI - A)^{-1}BH_a)^{-1}$ が虚軸上に極をもてば、 $C(sI - A)^{-1}BH_a$ が虚軸上に零点をもつことになり仮定に反する。したがって、 $(I + H_a^{-1}F_a(sI - A)^{-1}BH_a)^{-1}$ は虚軸上に極をもたず、 $I + H_a^{-1}F_a(sI$

$-A)^{-1}BH_a$ は虚軸上に零点をもたない。これより、 $A - BH_aH_a^{-1}F_a = A - BF_a$ は虚軸上に固有値をもたず¹⁴⁾、リカッチ方程式(32)式の安定化解 $X = X^T \geq 0$ が存在し、それを用いて

$$I + H_a^{-1}F_a(sI - A)^{-1}BH_a = U_I(s)U_o(s) \quad (34)$$

と分解できる¹⁴⁾。ただし、

$$U_I(s) = I + (H_a^{-1}F_a - F_X)(sI - A + BH_aF_X)^{-1}BH_a \quad (35)$$

はインナで、

$$U_o(s) = I + F_X(sI - A)^{-1}BH_a \quad (36)$$

は不安定零点をもたず、制御対象が安定なときアウトである。 F_X は

$$F_X = H_a^{-1}F_a + (BH_a)^T X \quad (37)$$

である。(34)式を(33)式に代入すると

$$C(sI - A)^{-1}BH_a(I + F_X(sI - A)^{-1}BH_a)^{-1} = \Lambda(s)U_I(s) \quad (38)$$

となり、(21)式を代入すると

$$\begin{aligned} G_{RI}(s)C_o(sI - A)^{-1}BH_a(I + F_X(sI - A)^{-1}BH_a)^{-1} \\ = G_{RI}(s)C_o(sI - A + BH_aF_X)^{-1}BH_a \\ = G_{RI}(s)C_o(sI - A + BF_a + BH_a(BH_a)^T X)^{-1}BH_a \\ = \Lambda(s)U_I(s) \end{aligned} \quad (39)$$

が得られる。一方(18)、(21)式から

$$\begin{aligned} C(sI - A + BF_a)^{-1}BH_a \\ = C(sI - A)^{-1}B(I + F_a(sI - A)^{-1}B)^{-1}H_a \\ = G_{RI}(s)C_o(sI - A)^{-1}B(I + F_a(sI - A)^{-1}B)^{-1}H_a \\ = G_{RI}(s)C_o(sI - A + BF_a)^{-1}BH_a = \Lambda(s) \end{aligned} \quad (40)$$

が得られ

$$C_o(sI - A + BF_a)^{-1}BH_a = \tilde{G}_{RI}^{-1}(s)\Lambda(s) \quad (41)$$

が成り立つ。リカッチ方程式(32)式の安定化解の性質から、 $A - BF_a - BH_a(BH_a)^T X$ は、 $A - BF_a$ の不安定固有値だけを虚軸対称な安定な点に移動したものである¹⁵⁾。その制御は、(41)式の非干渉標準形の構造⁹⁾ から、ほかの部分に影響しないので

$$\begin{aligned} C_o(sI - A + BF_a + BH_a(BH_a)^T X)^{-1}BH_a \\ = \tilde{G}_{RI}^{-1}\Lambda(s) = \Lambda(s) \end{aligned} \quad (42)$$

が成り立つ(付録 A)。ただし、 $\tilde{G}_{RI}^{-1}(s)$ は $G_{RI}^{-1}(s)$ の極を虚軸対称な安定な点($G_{RI}^{-1}(s)$ の零点)に変えたものであり、 $\tilde{G}_{RI}^{-1}(s) = I$ である。(42)式を(39)式に代入し、 $G_{RI}(s)$ 、 $\Lambda(s)$ が対角行列なことを使うと

$$G_{RI}(s) = U_I(s) \quad (43)$$

が成り立つ。(43)式を(38)式に代入すると(30)式が成り立つ。また、リカッチ方程式(32)式の安定化解の性質から $A - BF_a - BH_a(BH_a)^T X = A - BF_c$ は安定である。(証明終)(注意 1) (27)、(42)式から次式が成り立つ。

$$F_c = F_b \quad (44)$$

4. 不安定非行零点をもつ系に対する内部安定な非干渉化

制御対象 $G(s)$ が不安定行零点のほかに、行零点でない不

安定零点 $s=z_1, z_2, \dots, z_p \in C$ をもつとすると

$$C(zI - A)^{-1}BJ_j = 0, \quad j=1, 2, \dots, p \quad (45)$$

を満たす非零の $J_j \in R^m$, $j=1, 2, \dots, q (q \leq p)$ がある。ここで、 $q \leq p$ で、零点が複素数のときも J_j が実ベクトルとなるのは、固有ベクトルとは異なり、有理関数の実係数の和で共通の不安定列零点をもつ分子が生成されるからである。たとえば、

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} \frac{s^2}{s^3+4s^2+3s+5} & \frac{-s+2}{s^3+4s^2+3s+5} \\ \frac{2}{s^3+7s^2+8s+6} & \frac{s^2-s}{s^3+7s^2+8s+6} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{s^2-s+2}{s^3+4s^2+3s+5} \\ \frac{s^2-s+2}{s^3+7s^2+8s+6} \end{bmatrix} \quad (46) \end{aligned}$$

のように実係数の和で共通の不安定列零点をもつ分子が生成されるからである。

ここで

$$\text{rank}[J_1 \dots J_q] = \begin{cases} q & q < m \\ m & q \geq m \end{cases} \quad (47)$$

を満たすとする。 $J_j \in R^m$ を用いて

$$J = \begin{cases} [J_1 \dots J_q \ J_0] & q < m \\ [J_1 \dots J_q] & q \geq m \end{cases} \quad (48)$$

とおく。ただし、 J_0 は、 $\text{rank}(J) = m$ とする任意の $m \times (m - q)$ 定数行列である。 $s=z_1, z_2, \dots, z_p \in C$ は $C(sI - A)^{-1}BJ$ の列零点となるから、それをインナの形で右側にだすと

$$C(sI - A)^{-1}BJ = G_P(s)G_C(s) \quad (49)$$

と表わされる。ただし、 $G_C(s)$ は、

$$G_C(s) = \begin{cases} \begin{bmatrix} g_1(s) & & 0 \\ & \ddots & \\ & & g_q(s) \end{bmatrix} & q < m \\ \begin{bmatrix} 0 & & I_{m-q} \\ \begin{bmatrix} g_1(s) & 0 \\ & \ddots \\ 0 & g_q(s) \end{bmatrix} \end{bmatrix} & q \geq m \end{cases} \quad (50)$$

で、 $g_i(s)$ は $G(s)J$ の不安定列零点を零点にもつインナであり、

$$\lim_{s \rightarrow \infty} g_i(s) = 1 \quad (51)$$

とする。 $G(s)$ の不安定行零点は $C(sI - A)^{-1}BJ$, $G_P(s)$ で保存されるから、 $G_P(s)$ は $G(s)$ の不安定行零点をもつ。それらを左側にインナの形で掃きだすと

$$C(sI - A)^{-1}BJ = G_{RI}(s)G_Q(s)G_{CI}(s) \quad (52)$$

となる。ただし、 $G_{RI}(s)$ は(21)式で示されるインナである。 $G_Q(s)$ は不安定零点をもたない行列で、各要素の相対次数、分子の最高次数の係数は、 $G(s)J$ のそれらに等しい。

定理2から状態フィードバックで内部安定に非干渉化できるためには、(52)式の不安定列零点を行零点にする必要がある。そこで $g_1(s), \dots, g_q(s)$ の最小公倍有理式を $g_c(s)$ とし

$$g_{ci}(s) = \frac{g_c(s)}{g_i(s)} \quad (53)$$

とする。 $g_{ci}(s)$ を用いて下記の行列を定義する。

$$M(s) = \begin{cases} \begin{bmatrix} g_{c1}(s) & & 0 \\ & \ddots & \\ & & g_{cq}(s) \end{bmatrix} & q < m \\ \begin{bmatrix} 0 & & g_c(s)I_{m-q} \\ \begin{bmatrix} g_{c1}(s) & 0 \\ & \ddots \\ 0 & g_{cq}(s) \end{bmatrix} \end{bmatrix} & q \geq m \end{cases} \quad (54)$$

$M(s)$ を前置補償器として接続した拡大系は

$$\begin{aligned} C(sI - A)^{-1}BJM(s) &= G_{RI}(s)G_Q(s)G_{CI}(s)M(s) \\ &= g_c(s)G_{RI}(s)G_Q(s) \end{aligned} \quad (55)$$

となり、不安定零点はすべて行零点になる。 $q > m$ のとき上式は正方行列でないので、正方行列にするため定数行列

$$K = \begin{cases} I_m & q \leq m \\ J^T & q > m \end{cases} \quad (56)$$

を導入する。ただし、 I_m は $m \times m$ 単位行列である。

これらを用いて、拡大系を

$$C(sI - A)^{-1}BJM(s)K = C_d(sI - A_d)^{-1}B_d \quad (57)$$

$$C_d = \begin{bmatrix} c_{d1} \\ \vdots \\ c_{dm} \end{bmatrix}$$

とする。(13), (19), (20), (51)式と Fadeev の方法¹⁸⁾から

$$\lim_{s \rightarrow \infty} \Omega^{-1}A^{-1}(s)C(sI - A)^{-1}BJM(s)K = \Phi JK \quad (58)$$

が成り立つ(付録B)。(48), (56)式から JK はフルランクである。(11)式から

$$\text{rank}(\Phi JK) = \text{rank} \Phi = m \quad (59)$$

である。したがって、(13)式の v_j は、拡大系 $C_d(sI - A_d)^{-1}B_d$ でも保存され、(12), (58)式から

$$c_{di}A_d^i B_d = 0, \quad j=0, 1, 2, \dots, v_i-2 \quad (60)$$

$$c_{di}A_d^{v_i-1}B_d = c_i A^{v_i-1} B J K \neq 0$$

が成り立つ。 Φ_d を

$$\Phi_d = \begin{bmatrix} c_{d1}A_d^{v_1-1}B_d \\ \vdots \\ c_{dm}A_d^{v_m-1}B_d \end{bmatrix} \quad (61)$$

とすると(59), (60)式から

$$\text{rank} \Phi_d = \text{rank}(\Phi JK) = m \quad (62)$$

を満たすので定理1から拡大系は非干渉化可能である。 Ψ_d , F_d , H_d を

$$\Psi_d = \begin{bmatrix} c_{d1}A_d^{v_1} + \alpha_{11}c_{d1}A_d^{v_1-1} + \dots + \alpha_{1n_1}c_{d1} \\ \vdots \\ c_{dm}A_d^{v_m} + \alpha_{m1}c_{dm}A_d^{v_m-1} + \dots + \alpha_{mv_m}c_{dm} \end{bmatrix} \quad (63)$$

$$F_d = \Phi_d^{-1}\Psi_d, \quad H_d = \Phi_d^{-1}\Omega \quad (64)$$

とおく。定理3から、つぎの定理が成り立つ。

《定理4》 制御対象 $G(s)$ が不安定行零点のほかに、行零点でない不安定零点 $s=z_1, z_2, \dots, z_p \in C$ をもち(45), (47)式

が満たされ、かつ、 $G_d(s)K$ が虚軸を含む右半平面に零点をもたないとき、拡大系(57)式に対し、リカッチ方程式

$$X_d(A_d - B_d F_d) + (A_d - B_d F_d)^T X_d - X_d(B_d H_d)(B_d H_d)^T X_d = 0 \quad (65)$$

の安定化解 $X_d = X_d^T \geq 0$ を用いて、

$$F_e = F_d + H_d(B_d H_d)^T X_d, \quad H_e = H_d \quad (66)$$

とおくと、 $A_d - B_d F_e$ は安定で、かつ

$$C_d(sI - A_d + B_d F_e)^{-1} B_d H_e = g_c(s) G_{RI}(s) \Lambda(s) \quad (67)$$

が成り立ち、非干渉化できる。

5. 低域通過右逆システム

制御対象(2)式は安定とする。これに右から安定な $P(s)$ をかけ

$$C(sI - A)^{-1} B P(s) = Q(s) \quad (68)$$

とする。 $Q(s)$ を真にプロパな安定な対角行列にできるとき、 $P(s)$ を低域通過右逆システムという。制御対象が状態フィードバックによって非干渉可能であれば、状態空間上で低域通過右逆システムを構成できる。

5.1 制御対象が不安定零点をもたないとき

(18)式は

$$\begin{aligned} C(sI - A + B F_a)^{-1} B H_a \\ = C(sI - A)^{-1} B [I + F_a(sI - A)^{-1} B]^{-1} H_a = \Lambda(s) \end{aligned} \quad (69)$$

と展開できる。これより低域通過右逆システムは

$$P(s) = [I + F_a(sI - A)^{-1} B]^{-1} H_a \quad (70)$$

である。

5.2 制御対象(1)式が不安定行零点をもつとき

(30)式は

$$\begin{aligned} C(sI - A + B F_c)^{-1} B H_c \\ = C(sI - A)^{-1} B [I + F_c(sI - A)^{-1} B]^{-1} H_c = G_{RI}(s) \Lambda(s) \end{aligned} \quad (71)$$

と展開される。低域通過右逆システムは

$$P(s) = [I + F_c(sI - A)^{-1} B]^{-1} H_c \quad (72)$$

である。

5.3 制御対象が不安定非行零点をもつとき

(67)式から、

$$\begin{aligned} C_d(sI - A_d + B_d F_e)^{-1} B_d H_e \\ = C_d(sI - A_d)^{-1} B_d [I + F_e(sI - A_d)^{-1} B_d]^{-1} H_e \\ = C_d(sI - A)^{-1} B J M(s) K [I + F_e(sI - A_d)^{-1} B_d]^{-1} H_e \\ = g_c(s) G_{RI}(s) \Lambda(s) \end{aligned} \quad (73)$$

となり。低域通過右逆システムは

$$P(s) = J M(s) K [I + F_e(sI - A_d)^{-1} B_d]^{-1} H_e \quad (74)$$

で与えられる。しかし、上式の次数は、制御対象の次数に補償器の次数の2倍を足したものとなる。これを制御対象の次数+補償器の次数まで下げるには、 $M(s)=I$ にすることである。しかし、ただ単に $M(s)=I$ にするだけでは不安定非行零点を行零点にすることができない。 $M(s)=I$ かつ不安定非行零点を行零点にするには、補償器(54)式の対角要素 $g_{ci}(s)(g_c(s))$ を、 $g_{ci}(s)(g_c(s))$ の分母を分子と等しくした

$\bar{g}_{ci}(s)(\bar{g}_c(s))$ と置き換えることである。たとえば

$$g_{ci}(s) = \frac{s-2}{s+2} \rightarrow \bar{g}_{ci}(s) = \frac{s-2}{s-2}$$

と置き換えることである。これらを用いて

$$\bar{M}(s) = \begin{cases} \begin{bmatrix} \bar{g}_{c1}(s) & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \bar{g}_{cq}(s) \end{bmatrix} & q < m \\ \begin{bmatrix} \bar{g}_{c1}(s) & 0 \\ & \ddots \\ 0 & \bar{g}_{cq}(s) \end{bmatrix} & q \geq m \end{cases} \quad (75)$$

とおく。 $\bar{M}(s)$ の対角要素の極・零点消去をせずに、可制御、不可観測の形で実現し、新たに拡大系

$$C(sI - A)^{-1} B J \bar{M}(s) K \equiv C_d(sI - A_d)^{-1} B_d \quad (76)$$

をつくる。 $\bar{M}(s) = M(s) M^{-1}(s)$ と展開できるから

$$C(sI - A)^{-1} B J \bar{M}(s) K = g_c(s) G_{RI}(s) G_d(s) M^{-1}(s) \quad (77)$$

が成り立ち、不安定零点は行零点である。したがって、後は上記と同様にして安定な非干渉化系(73)式が得られる。ただし、この場合、伝達関数上では $\bar{M}(s)=I$ であるので、低域通過右逆システム(74)式は

$$P(s) = J K [I + F_e(sI - A_d)^{-1} B_d]^{-1} H_e \quad (78)$$

となる。次数は制御対象の次数+補償器の次数まで低次元化できる。

6. 内部安定な非干渉化の体系

状態空間法による不安定零点をもつ系に対する内部安定な非干渉化法をまとめると、Fig. 1 のようになる。

Fig. 1 Systematic design of decoupling on state space

7. 数 値 例

つぎの制御対象を考える。

$$G(s) = \frac{\frac{2(s-1)(s-5)}{(s+2)(s+3)(s+4)} \frac{(s-5)}{(s+2)(s+3)}}{\frac{2(s-1)}{(s+2)(s+3)(s+4)} \frac{2(s+1)}{(s+2)(s+3)}} \quad (79)$$

$$= C(sI - A)^{-1}B$$

$$A = \begin{bmatrix} -2 & & & 0 \\ & -3 & & \\ & & -4 & \\ 0 & & & -2 \\ & & & & -3 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$C = \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 21 & -64 & 45 & -7 & 8 \\ -3 & 8 & -5 & -2 & 4 \end{bmatrix}$$

この系は不安定行零点 $s=5$ ，不安定列零点 $s=1$ ，安定零点 $s=-0.5$ をもつ。ここで

$$c_1 B = [2 \ 1] \neq 0 \quad (80)$$

$$c_2 B = [0 \ 2] \neq 0$$

が成り立ち，(13)式を満たす v_i は $v_1=1, v_2=1$ である。

7.1 状態フィードバックによる非干渉化

不安定列零点を行零点にするため J, K ，前置補償器 $M(s)$ を

$$J = K = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, M(s) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{(s-1)}{(s+1)} \end{bmatrix} \quad (81)$$

とする。拡大系(57)式をつくり，(61)式の Φ_d を求めると，(80)式が保存され

$$\Phi_d = \begin{bmatrix} c_{d1} B_d \\ c_{d2} B_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 0 & 2 \end{bmatrix} \quad (82)$$

である。(63)式の Ψ_d ，(15)式の Ω を次式とおく。

$$\Psi_d = \begin{bmatrix} c_{d1} A_d + 6 C_d \\ c_{d2} A_d + 6 B_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 84 & -192 & 90 & -28 & 24 & -2 \\ -12 & 24 & -10 & -8 & 12 & -4 \end{bmatrix},$$

$$\Omega = \begin{bmatrix} 6 & 0 \\ 0 & 6 \end{bmatrix} \quad (83)$$

$F_d = \Phi_d^{-1} \Psi_d$ ， $H_d = \Phi_d^{-1} \Omega$ を計算し，リカッチ方程式(65)式を解き，(66)式の F_e を求めると

$$F_e = \begin{bmatrix} -5.9 & -1.5 & 2.667 & -3 & 2.333 \\ -2.6 & -3 & 1.333 & 3 & 0.333 \end{bmatrix} \quad (84)$$

となる。フィードバック系の伝達関数(67)式は

$$C_d(sI - A_d + B_d F_e)^{-1} B_d H_e$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{6(s-1)(s-5)}{(s+1)(s+5)(s+6)} & 0 \\ 0 & \frac{6(s-1)}{(s+1)(s+6)} \end{bmatrix} \quad (85)$$

となり対角化できる。なお，フィードバック系 $A_d - B_d F_d$ の固有値は， $-0.5, -1, -1, -5, -6, -6$ で安定である。

7.2 低域通過逆システム

前置補償器(81)式を

$$M(s) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{(s-1)}{(s+1)} \end{bmatrix} \quad (86)$$

に変え，その状態方程式を

$$A_m = 1, B_m = [0 \ 1], C_m = [0 \ 0], D_m = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (87)$$

と可制御，不可観測にとる。拡大系(57)式は

$$A_d = \begin{bmatrix} A & B C_m \\ 0 & A_m \end{bmatrix}, B_d = \begin{bmatrix} B D_m \\ B_m \end{bmatrix}, C_d = [C \ 0] \quad (88)$$

である。(61)式の Φ_d ，(15)式の Ω は変わらないが，(63)式の Ψ_d は

$$\Psi_d = \begin{bmatrix} c_{d1} A_d + 6 C_d \\ c_{d2} A_d + 6 B_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 84 & -192 & 90 & -28 & 24 & 0 \\ -12 & 24 & -10 & -8 & 12 & 0 \end{bmatrix} \quad (89)$$

となる。 $F_d = \Phi_d^{-1} \Psi_d$ ， $H_d = \Phi_d^{-1} \Omega$ を計算し，リカッチ方程式(65)式を解き，(66)式の F_e を求め，低域右逆システム(74)式を構成すると

$$P(s) = JK[I + F_e(sI - A_d)^{-1} B_d]^{-1} H_e$$

$$= \begin{bmatrix} 3 \frac{(s+2)(s+3)(s+4)}{(s+0.5)(s+5)(s+6)} \\ -3 \frac{(s-1)(s+2)(s+3)}{(s+1)(s+0.5)(s+5)(s+6)} \\ -1.5 \frac{(s+2)(s+3)(s+4)}{(s+0.5)(s+1)(s+6)} \\ 3 \frac{(s-1)(s+2)(s+3)}{(s+1)(s+0.5)(s+6)} \end{bmatrix} \quad (90)$$

となる。これは安定でかつ

$$C(sI - A)^{-1} B P(s) = \begin{bmatrix} \frac{6(s-1)(s-5)}{(s+1)(s+5)(s+6)} & 0 \\ 0 & \frac{6(s-1)}{(s+1)(s+6)} \end{bmatrix} \quad (91)$$

と非干渉化できる。

8. おわりに

不安定な零点をもつ系に対する状態空間上での内部安定な非干渉化の設計法を提案した。本法の特徴は，通常の状態フィードバックによる非干渉化から，不安定行零点，不安定非行零点をもつ対象に対する状態フィードバックによる非干渉化と低域通過逆システムを体系的に導きだしたことである。これにより非干渉化の見通しのよい状態空間上での設計が可能になる。

参 考 文 献

- 1) P. L. Falb and W. A. Wolovich: Decoupling in the Design and Synthesis of Multivariable Control Systems, IEEE Trans. Automa. Control, **AC12**-6, 651/659 (1967)
- 2) E. G. Gilbert: The Decoupling of Multivariable Systems by State Feedback, SIAM J. Control, **7**-1, 50/63 (1969)
- 3) M. K. Sain and J. L. Massey: Invertibility of Linear Time-invariant Dynamical Systems, IEEE Trans. Automa. Control, **AC14**-2, 141/149 (1969)
- 4) L. M. Silverman and H. J. Payne: Input-Output Structure

of Linear Systems with Application to the Decoupling Problem, SIAM J. Control, 9-2, 199/233 (1971)

- 5) L. M. Moore and L. M. Silverman: Model Matching by State Feedback and Dynamical Compensation, IEEE Trans. Automa. Control, AC17-4, 491/497 (1972)
- 6) 吉川, 杉江: 高周波遮断逆システムとそのサーボ系への一応用, 計測自動制御学会論文集, 18-8, 792/799 (1982)
- 7) 山田, 渡部: 低域通過逆システムの状態空間法での構成, 計測自動制御学会論文集, 28-8, 923/930 (1992)
- 8) 小林, 中溝: 構造情報による非干渉化のための補償器設計, 計測自動制御学会論文集, 28-12, 1427/1435 (1992)
- 9) 小林伸明: 非干渉制御, 最適な制御系設計と各種制御方式の基礎・理論・応用の実際, アイ・エヌ・ジー出版部, 309/327 (1993)
- 10) 下村, 藤井: ILQ 最適サーボ系設計法の非最小位相系への拡張, システム制御情報学会論文誌, 6-11, 498/507 (1993)
- 11) 黒江, 藤井: 参照入力と制御対象を一般化した ILQ 最適サーボ系設計, 計測自動制御学会論文集, 34-3, 195/202 (1998)
- 12) 山田, 渡部: 安定な低域通過型逆システムの状態空間法での構成法, 計測自動制御学会論文集, 32-6, 862/870 (1996)
- 13) 山田, 木下: 状態空間法による安定な低域通過逆システムの新設計法, システム制御情報学会論文誌, 16-2, 85/93 (2003)
- 14) 美多 勉: H_∞ 制御, 昭晃堂 (1994)
- 15) 川崎, 示村: 指定領域に極を配置する状態フィードバック則の設計法, 計測自動制御学会論文集, 15-4, 37/43 (1979)
- 16) 児玉, 須田: システム制御のためのマトリックス理論, 計測自動制御学会 (1978)
- 17) Qing-Guo Wang: Decoupling Control, Springer-Verlag (2003)
- 18) 伊藤, 木村, 細江: 線形制御系の設計理論, 計測自動制御学会 (1995)

《付 録》

A. (42)式の導出

(41)式は, (19), (21)式から

$$C_o(sI - A + BF_a)^{-1}BH_a = \text{diag}[g_{ri}^{-1}(s)f_i(s)] \quad (\text{A.1})$$

となる。(A.1)式の非干渉標準形は次式となる⁹⁾。

$$T(A - BF_a)T^{-1} = \begin{bmatrix} \hat{A}_1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \hat{A}_m \\ * & \cdots & * & \hat{A}_{m+1} \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

$$TBH_a = \begin{bmatrix} \hat{b}_1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \hat{b}_m \\ \hline & & \hat{B}_{m+1} \end{bmatrix}, C_oT^{-1} = \begin{bmatrix} \hat{c}_{o1} & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \hat{c}_{om} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

ただし, T は

$$T = \begin{bmatrix} Q_1 \\ \vdots \\ Q_m \\ Q_{m+1} \end{bmatrix}, Q_i = \begin{bmatrix} c_{oi} \\ \vdots \\ c_{oi}(A - BF_a)^{v_i-1} \\ \bar{Q}_i \end{bmatrix} \quad i=1, \dots, m \quad (\text{A.4})$$

である。 $\bar{Q}_i$ は, BH_a の第 k 列を $(BH_a)_k$ としたとき,

$$q_i(A - BF_a)^j(BH_a)_k = 0, \quad k=1, \dots, i-1, i+1, \dots, m, \\ j=0, \dots, n-1 \quad (\text{A.5})$$

を満たし $c_{oi}(A - BF_a)^j (j=0, \dots, v_i-1)$ に 1 次独立な行ベク

トル q_i からなる行列である。 Q_{m+1} は, T を正則にする行列である。また,

$$\hat{A}_i = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & & \vdots \\ & & 0 & 1 & 0 \\ \times & \cdots & \times & 0 & \cdots & 0 \\ \times & \cdots & \times & \times & \cdots & \times \\ \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots \\ \times & \cdots & \times & \times & \cdots & \times \end{bmatrix} \equiv \begin{bmatrix} \hat{A}_{i1} & 0 \\ \hat{A}_{i3} & \hat{A}_{i2} \end{bmatrix},$$

$$\hat{b}_i = \begin{bmatrix} \times \\ \vdots \\ \vdots \\ \times \\ \times \\ \vdots \\ \times \end{bmatrix} \equiv \begin{bmatrix} \hat{b}_{i1} \\ \hat{b}_{i2} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.6})$$

$$\hat{c}_{oi} = [1 \ 0 \ \cdots \ 0 \mid 0 \ \cdots \ 0] \equiv [\hat{c}_{i1} \mid 0] \\ c_{oi}(sI - A + BF_a)^{-1}(BH_a)_i = \hat{c}_{i1}(sI - \hat{A}_{i1})^{-1}\hat{b}_{i1} \\ = g_{ri}^{-1}(s)f_i(s) \quad (\text{A.7})$$

である。(A.7)式より制御対象の不安定零点は不安定固有値として $\hat{A}_{i1}$ に含まれる。仮定から不安定零点は上記以外ないから, $\hat{A}_{i2}$ および $\hat{A}_{m+1}$ の固有値は, それぞれ制御対象の安定行零点, 安定非行零点を消去している極であり, $\hat{A}_{i2}$ および $\hat{A}_{m+1}$ は安定である。 $\hat{A}_{i1}$ は虚軸上に固有値をもたないから, リカッチ方程式

$$X_{i1}\hat{A}_{i1} + \hat{A}_{i1}X_{i1} - X_{i1}\hat{b}_{i1}\hat{b}_{i1}^T X_{i1} = 0 \quad (\text{A.8})$$

は安定化解 $X_{i1} = X_{i1}^T \geq 0$ をもつ。これを用いて

$$X_i = X_i^T = \begin{bmatrix} X_{i1} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \geq 0 \quad (\text{A.9})$$

$$(T^{-1})^T X T^{-1} = \text{diag}[X_1 \cdots X_m \ 0] \quad (\text{A.10})$$

とおくと, $(T^{-1})^T X T^{-1} = ((T^{-1})^T X T^{-1})^T \geq 0$ であり

$$(TBH_a)^T (T^{-1})^T X T^{-1} = \begin{bmatrix} \hat{b}_1^T X_1 & 0 \\ & \ddots \\ 0 & \hat{b}_m^T X_m \\ \hline \hat{b}_{m+1}^T X_{m+1} & 0 \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} \hat{b}_1^T X_{i1} & 0 & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \hat{b}_{m+1}^T X_{m+1} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.11})$$

となる。これより次式が成り立つ。

$$(T^{-1})^T X T^{-1} T(A - BF_a)T^{-1} \\ + (T^{-1})^T (A - BF_a)^T T^T (T^{-1})^T X T^{-1} \\ - (T^{-1})^T X T^{-1} (TBH_a)(TBH_a)^T (T^{-1})^T X T^{-1} = 0 \quad (\text{A.12})$$

$$T(A - BF_a - BH_a(BH_a)^T X)T^{-1} \\ = \tilde{A} = \begin{bmatrix} \hat{A}_1 & & \\ & \ddots & \\ & & \hat{A}_m \\ * & \cdots & * & \hat{A}_{m+1} \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

$$\tilde{A}_i = \tilde{A}_i - \tilde{b}_i \tilde{b}_i^T X_i = \begin{bmatrix} \tilde{A}_{i1} - \tilde{b}_{i1} \tilde{b}_{i1}^T X_{i1} & 0 \\ * & \tilde{A}_{i2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.14})$$

リカッチ方程式(A.9)式の安定化解の性質から, $\tilde{A}_{i1} - \tilde{b}_{i1} \tilde{b}_{i1}^T X_{i1}$ は, $\tilde{A}_i$ の安定固有値はそのままに, 不安定固有値を虚軸対称な安定な点に移したものである. $\tilde{A}_{i2}$ および $\tilde{A}_{m+1}$ が安定行列であることから(A.13)式は安定である. したがって, (A.10)式は, リカッチ方程式(A.12)式の安定化解である. X は(32)式の安定化解である. 安定化解の一意性から¹⁶⁾, 上記以外の安定化解はない. これらのことと状態フィードバックで零点は変わらないことから,

$$\begin{aligned} c_{oi}(sI - A + BF_a + BH_a(BH_a)X)^{-1}(BH_a)_i \\ = \tilde{c}_{i1}(sI - \tilde{A}_{i1} + \tilde{b}_{i1}(\tilde{b}_{i1})^T X_{i1})^{-1} \tilde{b}_{i1} = \tilde{g}_{Ri1}^{-1}(s) f_i(s) = f_i(s) \end{aligned} \quad (\text{A.15})$$

$$\begin{aligned} c_{oi}(sI - A + BF_a + BH_a(BH_a)X)^{-1}(BH_a)_k \\ = \tilde{c}_{i1}(sI - \tilde{A}_{i1} + \tilde{b}_{i1}(\tilde{b}_{i1})^T X_{i1})^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \quad k \neq i \end{aligned}$$

となる. $\tilde{g}_{Ri1}^{-1}(s)$ は $g_{Ri1}^{-1}(s)$ の極のみを虚軸対称な安定点($g_{Ri1}^{-1}(s)$ の零点)に移したものである¹⁵⁾. $g_{Ri1}(s)$ はインナで分子, 分母の最高次数の係数を1にしているので, $\tilde{g}_{Ri1}(s)=1$ である. これより(42)式が成り立つ.

B. (58)式の導出

Fadeev 法から $(sI - A)^{-1}$ はつぎのように展開できる¹⁸⁾.

$$(sI - A)^{-1} = \frac{s^{n-1}\Gamma_{n-1} + s^{n-2}\Gamma_{n-2} + \cdots + s\Gamma_1 + \Gamma_0}{s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \cdots + a_1s + a_0} \quad (\text{A.16})$$

ただし

$$\begin{aligned} \Gamma_{n-1} &= I, \quad a_{n-1} = -\text{tr}(\Gamma_{n-1}A), \\ \Gamma_{n-k} &= \Gamma_{n-k+1}A + a_{n-k+1}I, \quad a_{n-k} = -\frac{1}{k}\text{tr}(\Gamma_{n-k}A), \\ k &= 2, \dots, n \end{aligned} \quad (\text{A.17})$$

(A.16), (13)式から

$$\begin{aligned} c_i(sI - A)^{-1}B \\ = \frac{s^{n-v_i}c_iA^{v_i-1}B + s^{n-v_i-1}c_i\Gamma_{n-v_i-1}B + \cdots + c_i\Gamma_0B}{s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \cdots + a_1s + a_0} \end{aligned} \quad (\text{A.18})$$

となる. これより

$$\lim_{s \rightarrow \infty} \beta_i \frac{s^{v_i} + a_{i1}s^{v_i-1} + \cdots + a_{iv_i}}{\beta_i} c_i(sI - A)^{-1}B = c_iA^{v_i-1}B \quad (\text{A.19})$$

となり

$$\lim_{s \rightarrow \infty} \Omega^{-1}A^{-1}(s)C(sI - A)^{-1}B = \Phi \quad (\text{A.20})$$

が成り立つ. また, (51)式から $g_{ci}(\infty)=1$, $g_c(\infty)=1$ であり

$$\lim_{s \rightarrow \infty} M(s) = I \quad (\text{A.21})$$

である. まとめると(58)式が得られる.

[著者紹介]

浅黄 義昭

1977年生. 2003年山形大学大学院理工学研究科電子情報工学専攻博士前期課程修了. 同年同大学理工学研究科システム情報工学専攻博士後期課程進学, 現在に至る. システム制御の研究に従事.

渡部 慶二 (正会員)

1944年1月1日生. 66年山形大学工学部電気工学科卒業, 同年同大学電子工学科助手, 78年講師, 85年助教授, 89年教授, 現在, 応用生命システム工学科教授. 理化学研究所BMC研究センター, フロンティア研究員. むだ時間系の制御, 内部モデル制御, ロバスト制御等の研究に従事. 工学博士. システム制御情報学会, 日本ロボット学会の会員.

村松 鋭一 (正会員)

1965年11月19日生. 91年名古屋大学大学院理工学研究科情報工学専攻修士課程修了. 同年住友金属工業(株)に入社, 95年神戸商船大学商船学部助手, 99年大阪府立大学工学部講師, 2002年山形大学工学部助教授となり現在に至る. システム制御理論の研究に従事. 博士(工学). システム制御情報学会, IEEEなどの会員.

有我 祐一 (正会員)

1974年2月10日生. 2001年千葉大学大学院自然科学研究科博士後期課程修了. 同年石川島播磨重工業(株)(基盤技術研究所)入社. 2003年山形大学工学部助手, 現在に至る. 主として, 磁気軸受, 振動制御, 歩行ロボットなどの研究に従事. 2001年度日本AEM学会奨励賞受賞. 博士(工学). 日本機械学会, 日本AEM学会, 日本ロボット学会の会員.