既約分解アプローチによる補間モデル集合の安定化[†]

— 動作環境が変化するプラントのロバスト制御 —

村 松 鋭 一*・池 田 雅 夫**・松 本 邦 宏***

Stabilization of a Set of Interpolated Plant Models via a Factorization Approach

— Robust Control of Plants with Variable Operating Conditions —

Eiichi MURAMATSU*, Masao IKEDA** and Kunihiro MATSUMOTO***

Stabilization of a multi-input multi-output plant with variable operating conditions is considered. The plant is described as a linear interpolation of proper stable coprime factorizations of transfer matrices of two representative models which are defined at two representative operating points. This paper considers a certain set of interpolated models in which we expect the real plant is included. Stabilization of all interpolated models in the set by an interpolated controller or a fixed controller is considered. The problems are reduced to certain H_∞ control problems. Sufficient conditions for stabilizability are obtained and expressed in terms of LMIs (linear matrix inequalities) in the state space.

Key Words: variable operating conditions, interpolation of plant models, interpolation of controllers, coprime factorization, stabilization

1. はじめに

多くの制御対象は動作環境の変化によってその動特性が変化する。動特性の変化を表現する方法として、代表的な動作環境におけるモデルを基準とし、これらの補間を用いることが考えられる。文献1)~5)では、2つの基準モデルの伝達関数の安定かつプロパーな既約分解の線形補間によって制御対象を表現している。

このような補間制御対象に対して、文献1)では、1入力1出力の場合について、1つの固定したコントローラによる安定化問題が考察されている。そして、これをネバンリナ・ピックの補間問題に帰着させることにより、

制御系が安定化可能であるための必要十分条件が示されている。文献4), 5)では、やはり1入力1出力の補間制御対象に対して、補間コントローラ³⁾を用いた安定化問題が考察され、固定コントローラよりもゆるい安定化可能条件が得られている。ここで、補間コントローラとは、基準モデルに対する安定化コントローラの既約分解を線形補間したものである。一方、多入力多出力系に対しては、文献3)で、固定と補間のコントローラによる安定化問題が H_∞ 制御問題に帰着されることが示され、制御系が安定化可能であるための十分条件が与えられている。

これらの文献においては、基準モデルの伝達関数の既約分解が与えられており、これらを補間したモデルが実際の制御対象を十分に近似していることが暗黙に仮定されている。しかし実際には、1つの補間モデルによって制御対象を十分に近似できないことも多いであろう。そこで、本論文では、制御対象の動特性を含むような補間モデルの集合を考え、この集合の要素すべてを安定化する問題を考える。制御対象は多入力多出力とする。

補間モデルの集合としては、基準モデルごとに既約分

[†] 第24回制御理論シンポジウムで発表(1995・6)

* 神戸商船大学 神戸市東灘区深江南町5-1-1

** 大阪大学工学部 吹田市山田丘2-1

*** 神戸大学工学部(現在、川崎重工業(株)) 神戸市灘区六甲台町1-1

* Kobe University of Mercantile Marine, Kobe

** Faculty of Engineering, Osaka University, Suita

*** Faculty of Engineering, Kobe University, Kobe
(Received July 19, 1995)

(Revised September 27, 1995)

解のある集合を考え、それらの集合間を線形補間して得られるものとする。本論文では、このような補間モデルの集合の要素すべてを安定化問題を、補間と固定のコントローラを用いて考察し、それらがある H_∞ 制御問題に帰着できることを初めに示す。そして、これにより得られる s 領域の安定化可能条件を、基準モデルの既約分解の状態空間表現を用いて、LMI (線形行列不等式) の形に表わす。

2. 問題設定

制御対象 G とコントローラ K からなる Fig.1 の制御系を考える。制御対象 G の2つの代表的な動作環境における動特性を表わす伝達関数を基準モデルと呼び、 G_1, G_2 と表わす。そして、それらの安定かつプロパーな有理関数行列の集合 (RH_∞) 上の右既約分解を

$$G_i = N_i D_i^{-1}, \quad N_i, D_i \in RH_\infty, \quad i = 1, 2 \quad (1)$$

とする。

文献1)~5)では、制御対象 G は(1)式の既約分解の線形補間により表わされるとしている。例えば、文献3)では、既約分解 (N_1, D_1) と (N_2, D_2) が与えられ、制御対象 G は

$$\begin{aligned} G_0(\alpha) &= N_0(\alpha) D_0^{-1}(\alpha) \\ \begin{cases} N_0(\alpha) &= \alpha N_1 + (1-\alpha) N_2 \\ D_0(\alpha) &= \alpha D_1 + (1-\alpha) D_2 \end{cases} \quad (2) \\ 0 &\leq \alpha \leq 1 \end{aligned}$$

と表わされている。ここで、 α は制御対象の動作環境の変化に応じて、0 から 1 の間を変化するパラメータである。 $\alpha = 1$ のとき $G_0(1) = G_1$ 、 $\alpha = 0$ のとき $G_0(0) = G_2$ となることは明らかである。

(2) 式の $G_0(\alpha)$ は既約分解 (N_i, D_i) , $i = 1, 2$ の選び方に依存している。そのため、基準モデルの既約分解 (N_i, D_i) , $i = 1, 2$ は、 $G_0(\alpha)$ が G を十分に近似するように選ばれていなければならない。しかし実際には、1 つの $G_0(\alpha)$ によって G を十分に近似できるとは限らない。そこで本論文では、基準モデルごとに下で述べるような既約分解の集合を定義し、それらの集合の要素を補

間して得られるモデルの集合を考える。制御対象 G の動特性はこの補間モデルの集合に含まれるとして、補間モデルの集合の要素すべてを安定化問題を考える。

基準モデル G_i ($i = 1, 2$) の既約分解は一意ではなく、そのすべては、ある1つの既約分解 (N_i, D_i) , $i = 1, 2$, (この既約分解をノミナルな既約分解と呼ぶ)を用いて、

$$G_i = (N_i U_i)(D_i U_i)^{-1} \quad (3)$$

と表わされる。ここで U_i は RH_∞ 上のユニモジュラ行列である。本論文では、 U_i ($i = 1, 2$) のクラスを、ある非負数 δ に対して、

$$\|U_i - I\|_\infty \leq \delta < 1, \quad i = 1, 2 \quad (4)$$

を満たすものとする。そして、これを満たす任意の U_i から得られる既約分解の集合の要素を補間としたものとして、つぎのような補間モデルを考える。

$$\begin{aligned} G(\alpha) &= N(\alpha) D^{-1}(\alpha) \\ \begin{cases} N(\alpha) &= \alpha N_1 U_1 + (1-\alpha) N_2 U_2 \\ D(\alpha) &= \alpha D_1 U_1 + (1-\alpha) D_2 U_2 \end{cases} \quad (5) \\ 0 &\leq \alpha \leq 1 \end{aligned}$$

ここで、 $\alpha = 1, 0$ のとき、この $G(\alpha)$ は G_1, G_2 となり、(2) 式の $G_0(\alpha)$ と一致する。(4) 式を満たす U_i を導入することにより、 $0 < \alpha < 1$ において、 $G(\alpha)$ の集合は、 $G_0(\alpha)$ を含み、かつ δ によって決まる大きさで $G_0(\alpha)$ のまわりを覆うモデル集合となる。 $\delta = 0$ のとき $U_i = I$ であり、これは $G(\alpha) = G_0(\alpha)$ を意味する。 δ の値が大きいほど U_i の集合は大きいので、 $G(\alpha)$ は $G_0(\alpha)$ のまわりを広く覆う。

(注意) 本論文では、 $\alpha = 0, 1$ に対応する動作環境において、制御対象 G は基準モデル G_1, G_2 によって十分な精度で同定 (モデリング) できていると仮定している。しかし、基準モデルの同定精度が十分であっても、基準モデルの既約分解を線形補間したモデル $G_0(\alpha)$ が、 $\alpha \in (0, 1)$ において十分な近似精度を有しているとは限らない。そこで、(4) 式を満たす U_i を導入して、 $\alpha \in (0, 1)$ において補間モデル $G(\alpha)$ の集合を考えることを提案し、その集合に真の制御対象が含まれているという問題設定にしている。

(注意) 補間モデル $G(\alpha)$ の集合は、上で述べたように、大きな δ によって定義された $G(\alpha)$ の集合が小さな δ によって定義された $G(\alpha)$ の集合を含むという位相的な性質を持つ。補間モデル $G(\alpha)$ の集合が制御対象 G の動特性を含むような大きさ、つまり (4) 式の δ の値は、 $G_0(\alpha)$ の G に対する近似の精度に依存している。 $G_0(\alpha)$ の近似の精度が良ければ、 δ の値を小さくできる。具体的な近似の精度の評価と δ の値の設定を行うために

Fig. 1 Feedback control system

は, $G_0(\alpha)$ と $\mathbf{G}$ あるいは $G(\alpha)$ の間の距離を定義する必要がある. また, $G_0(\alpha)$ の近似の精度を上げるためには, 定義された距離を小さくするようなノミナルな既約分解 (N_i, D_i), $i = 1, 2$, をいかに選ぶかが問題となる. 本論文では, ノミナルな既約分解 (N_i, D_i), $i = 1, 2$, は与えられたものと仮定しており, それらの選び方については議論していない. 上で述べた距離の定義およびノミナルな既約分解の選び方に関しては稿を改めて考察する.

制御対象の変動を表わすパラメータ α の値を知ることができる場合には, つぎのような補間形式のコントローラ³⁾を用いることが考えられる.

$$K(\alpha) = \tilde{D}_K^{-1}(\alpha) \tilde{N}_K(\alpha) \quad (6)$$

$$\begin{cases} \tilde{N}_K(\alpha) = \alpha \tilde{N}_{K1} + (1-\alpha) \tilde{N}_{K2} \\ \tilde{D}_K(\alpha) = \alpha \tilde{D}_{K1} + (1-\alpha) \tilde{D}_{K2} \end{cases}$$

ここで, $\tilde{N}_{Ki}, \tilde{D}_{Ki} \in RH_\infty$ ($i = 1, 2$) であり,

$$K_i = \tilde{D}_{Ki}^{-1} \tilde{N}_{Ki}, \quad i = 1, 2 \quad (7)$$

と定義すれば, (6) 式の $K(\alpha)$ は, K_1 と K_2 を α によって補間したものといえる. この補間コントローラを用いれば, 補間せず1つの固定したコントローラを用いる場合と比較して安定化能力を高めることができる⁵⁾. 一方, α の値を知ることができない場合には, α を用いない固定のコントローラで安定化するしかない.

本論文の目的は, (5) 式の補間モデルの集合のすべての要素に対して, α の値にかかわらず制御系が安定になるような, 補間と固定のコントローラの存在条件と構成法を求めることである.

(注意) 文献3)における命題により, 補間モデル $G(\alpha)$ が安定化可能であるためには, どのようなコントローラを用いる場合でも, 基準モデル G_1 と G_2 の同時安定化可能性が必要である.

3. 補間コントローラによる安定化

この節では, 補間コントローラ $K(\alpha)$ によって補間モデル $G(\alpha)$ の集合を安定化する問題を考察する. $\alpha = 1$ のとき, $G(1) = G_1$, $K(1) = K_1$ であり, $\alpha = 0$ のとき, $G(0) = G_2$, $K(0) = K_2$ であることから, K_i ($i = 1, 2$) はそれぞれ基準モデル G_i の安定化コントローラになっていることが必要である. そこで, 安定化コントローラの一般形⁶⁾を用いることにより, K_i ($i = 1, 2$) を

$$K_i = \tilde{D}_{Ki}^{-1} \tilde{N}_{Ki} \quad (8)$$

$$\begin{cases} \tilde{N}_{Ki} = X_i + R_i \tilde{D}_i \\ \tilde{D}_{Ki} = Y_i - R_i \tilde{N}_i \end{cases}$$

と表現しよう. ただし, R_i は任意の RH_∞ の元であり, $X_i, Y_i, \tilde{D}_i, \tilde{N}_i \in RH_\infty$ は, 適当な $\tilde{X}_i, \tilde{Y}_i \in RH_\infty$ に対して,

$$\begin{bmatrix} Y_i & X_i \\ -\tilde{N}_i & \tilde{D}_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_i - \tilde{X}_i \\ N_i - \tilde{Y}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \quad (9)$$

を満たすものである.

制御対象 $\mathbf{G}$ とコントローラ $\mathbf{K}$ がそれぞれ $G(\alpha) = N(\alpha)D(\alpha)^{-1}$, $K(\alpha) = \tilde{D}_K(\alpha)^{-1}\tilde{N}_K(\alpha)$ と表わされるとき, Fig.1 の制御系が安定であるための必要十分条件は, よく知られているように

$$\Omega(\alpha) = \tilde{D}_K(\alpha)D(\alpha) + \tilde{N}_K(\alpha)N(\alpha) \quad (10)$$

が RH_∞ 上のユニモジュラとなることである. この $\Omega(\alpha)$ は, (5) 式, (6) 式, (8) 式および (9) 式より,

$$\Omega(\alpha) = \alpha^2 U_1 + (1-\alpha)^2 U_2 + \alpha(1-\alpha) \Phi_1 U_2 + \alpha(1-\alpha) \Phi_2 U_1 \quad (11)$$

となる. ただし,

$$\Phi_1 = T_{a1} + R_1 T_{b1}, \quad \Phi_2 = T_{a2} + R_2 T_{b2}$$

$$T_{a1} = X_1 N_2 + Y_1 D_2, \quad T_{a2} = X_2 N_1 + Y_2 D_1$$

$$T_{b1} = \tilde{D}_1 N_2 - \tilde{N}_1 D_2, \quad T_{b2} = \tilde{D}_2 N_1 - \tilde{N}_2 D_1$$

である.

この節の目的は制御系を安定化する補間コントローラの存在条件を求めることであるが, (11) 式より, $\alpha = 0, 1$ における制御系の安定性は保証されているので, $\alpha \in (0, 1)$ における安定化可能条件を考察する. よりゆるい十分条件を得るために非負の実数 β_i ($i = 1, 2$) を導入して, (11) 式を

$$\Omega(\alpha) = \alpha(1-\alpha) \left\{ \left(\frac{\alpha^2 + (1-\alpha)^2}{\alpha(1-\alpha)} + \beta_1 + \beta_2 \right) I + \left(\frac{\alpha}{1-\alpha} + \beta_2 \right) (U_1 - I) + \left(\frac{1-\alpha}{\alpha} + \beta_1 \right) (U_2 - I) + (\Phi_1 - \beta_1 I) + (\Phi_1 - \beta_1 I)(U_2 - I) + (\Phi_2 - \beta_2 I) + (\Phi_2 - \beta_2 I)(U_1 - I) \right\} \quad (13)$$

と書き換える. これと (4) 式より,

$$\frac{\alpha^2 + (1-\alpha)^2}{\alpha(1-\alpha)} + \beta_1 + \beta_2 > \left(\frac{\alpha}{1-\alpha} + \beta_2 \right) \delta + \left(\frac{1-\alpha}{\alpha} + \beta_1 \right) \delta + \|\Phi_1 - \beta_1 I\|_\infty + \|\Phi_2 - \beta_2 I\|_\infty + \|\Phi_1 - \beta_1 I\|_\infty \delta + \|\Phi_2 - \beta_2 I\|_\infty \delta \quad (14)$$

であれば, $\Omega(\alpha)$ はユニモジュラとなる. この不等式は

$$\frac{\alpha^2 + (1-\alpha)^2}{\alpha(1-\alpha)} (1-\delta) > (\delta-1) \beta_1$$

$$\begin{aligned}
 & +(\delta-1)\beta_2 + \|\Phi_1 - \beta_1 I\|_\infty(1+\delta) \\
 & + \|\Phi_2 - \beta_2 I\|_\infty(1+\delta)
 \end{aligned} \quad (15)$$

と変形できる。ここで、

$$\frac{\alpha^2 + (1-\alpha)^2}{\alpha(1-\alpha)} \geq 2, \quad \forall \alpha \in (0, 1) \quad (16)$$

であることから、

$$\begin{aligned}
 2(1-\delta) & > (\delta-1)\beta_1 + (\delta-1)\beta_2 \\
 & + \|\Phi_1 - \beta_1 I\|_\infty(1+\delta) \\
 & + \|\Phi_2 - \beta_2 I\|_\infty(1+\delta)
 \end{aligned} \quad (17)$$

が成り立てば、 α の値にかかわらず (15) 式が成り立つ。これより、つぎの定理が得られる。

《定理 1》

$$\begin{aligned}
 2(1-\delta) & > (\delta-1)\beta_1 + (\delta-1)\beta_2 \\
 & + \gamma_1(1+\delta) + \gamma_2(1+\delta)
 \end{aligned} \quad (18)$$

$$\|\Phi_1 - \beta_1 I\|_\infty \leq \gamma_1, \quad \|\Phi_2 - \beta_2 I\|_\infty \leq \gamma_2 \quad (19)$$

を成立させる $\beta_i \geq 0$, $\gamma_i > 0$ および (12) 式の $R_i \in RH_\infty$ ($i = 1, 2$) が存在すれば、(4) 式の U_i ($i = 1, 2$) から得られる (5) 式の補間モデル $G(\alpha)$ のすべてを安定化する (6) 式の補間コントローラ $K(\alpha)$ が存在する。

(12) 式の T_{ai} , T_{bi} ($i = 1, 2$) は基準モデル G_i ($i = 1, 2$) の既約分解によって決まる伝達関数であることから、(19) 式を成立させる $R_i \in RH_\infty$ の存在性は H_∞ 制御問題の可解性によって判定できる。定理 1 の条件を (17) 式ではなく、それと等価な (18) 式、(19) 式の表現にしているのは、そのほうが H_∞ 制御問題として考えやすいからである。なお、(12) 式の T_{ai} , T_{bi} ($i = 1, 2$) の定義における X_i , Y_i , $\tilde{N}_i$, $\tilde{D}_i$ ($i = 1, 2$) は一意なものではないが、その自由度は $R_i \in RH_\infty$ によって吸収され、解の存在性には影響しない。

(注意) ノミナルな既約分解を補間したモデル $G_0(\alpha)$ に対する補間コントローラによる安定化可能条件は、文献 3) で

$$\|\Phi_1 + \Phi_2 - \beta I\|_\infty < \beta + 2 \quad (20)$$

として得られている。(4) 式において $\delta = 0$ のとき、つまり $U_i = I$ ($i = 1, 2$), $G(\alpha) = G_0(\alpha)$ であるとき、定理 1 の条件 (18) 式、(19) 式と等価な (17) 式は

$$\|\Phi_1 - \beta_1 I\|_\infty + \|\Phi_2 - \beta_2 I\|_\infty < \beta_1 + \beta_2 + 2 \quad (21)$$

となる。これは、(20) 式を Φ_1 と Φ_2 に関して分離したものと考えることができる。

定理 1 における安定化可能条件のパラメータ β_i , γ_i

($i = 1, 2$) を、特に $\beta_1 = \beta_2 \triangleq \beta$, $\gamma_1 = \gamma_2 \triangleq \gamma$ とした場合、(18) 式と (19) 式は、

$$\gamma < \frac{1-\delta}{1+\delta}(\beta+1) \quad (22)$$

$$\|\Phi_i - \beta I\|_\infty \leq \gamma \quad (23)$$

と書ける。これより、つぎの系が得られる。

[系 1]

$$\|\Phi_i - \beta I\|_\infty < \frac{1-\delta}{1+\delta}(\beta+1), \quad i = 1, 2 \quad (24)$$

を成立させる $\beta \geq 0$ と $R_i \in RH_\infty$ ($i = 1, 2$) が存在すれば、(4) 式の U_i ($i = 1, 2$) から得られる (5) 式の補間モデル $G(\alpha)$ のすべてを安定化する (6) 式の補間コントローラ $K(\alpha)$ が存在する。

(注意) 制御対象を 1 入力 1 出力とした場合、(24) 式の条件は、 $\Phi_i(j\omega)$ ($i = 1, 2$) が Fig. 2 における円のいずれかの内部に入ることの意味する。円の中心は $(\beta, 0)$ 、半径は $\frac{1-\delta}{1+\delta}(\beta+1)$ である。円の包絡線のなす角度 θ は (4) 式の δ によって決まり、 $\theta = \sin^{-1} \frac{1-\delta}{1+\delta}$ である。 $\delta \rightarrow 0$ のとき、 θ はその上限 $\pi/2$ に近づく。さらに、 $\beta \rightarrow \infty$ とすれば、(24) 式の条件は、 $\text{Re}(\Phi_i(j\omega) + 1) > 0$ ($i = 1, 2$) に近づく。 $\delta \rightarrow 1$ のときは、 $\theta \rightarrow 0$ となり、(24) 式を満たす Φ_i は存在しない。

4. 固定コントローラによる安定化

制御対象の変化を表わすパラメータ α の値を知ることができない場合には、補間コントローラを用いることはできず、固定コントローラによって安定化を行うしかない。固定コントローラ K が補間モデル $G(\alpha)$ を安定化するためには、少なくとも基準モデル G_1 を安定化することが必要である。したがって、固定コントローラ K は、 G_1 に対する安定化コントローラの一般形として

$$K = K_1 = \tilde{D}_{K1}^{-1} \tilde{N}_{K1}$$

Fig. 2 Condition on Φ_i

$$\begin{cases} \tilde{N}_{K1} = X_1 + R_1 \tilde{D}_1 \\ \tilde{D}_{K1} = Y_1 - R_1 \tilde{N}_1, \quad R_1 \in RH_\infty \end{cases} \quad (25)$$

と表わされる。ただし、 $R_1 \in RH_\infty$ は

$$\Omega_1(\alpha) = \tilde{D}_{K1} D(\alpha) + \tilde{N}_{K1} N(\alpha) \quad (26)$$

がユニモジュラとなるように求めるものである。

この $\Omega_1(\alpha)$ は、(5) 式、(9) 式および (25) 式より、

$$\Omega_1(\alpha) = \alpha U_1 + (1-\alpha) \Phi_1 U_2 \quad (27)$$

と書き換えられ、さらに正数 β_1 を導入することにより、

$$\begin{aligned} \Omega_1(\alpha) = & \alpha I + (1-\alpha) \beta_1 I + \alpha(U_1 - I) \\ & + (1-\alpha) \beta_1 (U_2 - I) \\ & + (1-\alpha)(\Phi_1 - \beta_1 I)(U_2 - I) \\ & + (1-\alpha)(\Phi_1 - \beta_1 I) \end{aligned} \quad (28)$$

と表わすことができる。これより、

$$\begin{aligned} \alpha + (1-\alpha) \beta_1 & > \alpha \|U_1 - I\|_\infty \\ & + (1-\alpha) \beta_1 \|U_2 - I\|_\infty \\ & + (1-\alpha) \|\Phi_1 - \beta_1 I\|_\infty \|U_2 - I\|_\infty \\ & + (1-\alpha) \|\Phi_1 - \beta_1 I\|_\infty \end{aligned} \quad (29)$$

であれば、 $\Omega_1(\alpha)$ が RH_∞ 上のユニモジュラとなる。この不等式は α に関して線形なので、 $\alpha = 0$ と $\alpha = 1$ において成り立てば、すべての $\alpha \in [0, 1]$ に対して成り立つ。 $\alpha = 0$ のとき

$$\begin{aligned} \beta_1 & > \beta_1 \|U_2 - I\|_\infty + \|\Phi_1 - \beta_1 I\|_\infty \|U_2 - I\|_\infty \\ & + \|\Phi_1 - \beta_1 I\|_\infty \end{aligned} \quad (30)$$

であり、 $\alpha = 1$ のとき

$$1 > \|U_1 - I\|_\infty \quad (31)$$

となる。(4) 式より、(31) 式は成立しており、(30) 式は

$$\beta_1 > \beta_1 \delta + \|\Phi_1 - \beta_1 I\|_\infty \delta + \|\Phi_1 - \beta_1 I\|_\infty \quad (32)$$

であれば成り立つ。これよりつぎの定理が得られる。

《定理2》

$$\|\Phi_1 - \beta_1 I\|_\infty < \frac{1-\delta}{1+\delta} \beta_1 \quad (33)$$

を成立させる $\beta_1 > 0$ と $R_1 \in RH_\infty$ が存在すれば、(4) 式の U_i ($i = 1, 2$) から得られる (5) 式の補間モデル $G(\alpha)$ のすべてを安定化する固定コントローラ K が存在する。

(注意) (4) 式で $\delta = 0$ のとき、つまり $G(\alpha) = G_0(\alpha)$ であるとき、(33) 式は $\|\Phi_1 - \beta_1 I\|_\infty < \beta_1$ となる。これは、文献3) で得られた $G_0(\alpha)$ に対する固定コントローラによる安定化可能条件と一致する。

(注意) 制御対象を1入力1出力とした場合、(33) 式の条件は、 $\Phi_1(j\omega)$ が Fig.3 の円のいずれかの内部に入ることを意味する。円の中心は $(\beta_1, 0)$ 、半径は $\frac{1-\delta}{1+\delta} \beta_1$ であり、円の包絡線のなす角度 θ は (4) 式の δ によって決まり、 $\theta = \sin^{-1} \frac{1-\delta}{1+\delta}$ となる。 $\delta \rightarrow 0$ のとき $\beta_1 \rightarrow \infty$ とすると、(33) 式の条件は $\text{Re}(\Phi_1(j\omega)) > 0$ に近づく。

5. LMI を用いた安定化可能条件とコントローラ的设计

(5) 式の補間モデル $G(\alpha)$ を安定化する補間および固定コントローラが存在する条件は、定理1, 2 および系で示したような H_∞ 制御問題に帰着される。これらは一般の場合の H_∞ 制御問題と異なり、例えば定理1では、(18) 式と (19) 式を成立させる $R_i \in RH_\infty$ 、 $\beta_i \geq 0$ および $\gamma_i > 0$ ($i = 1, 2$) を同時に求める問題となっている。このような問題に対しては、LMI (線形行列不等式) を用いた解法が有効である。この節では、定理1で得られた安定化可能条件を LMI を用いて状態空間で表現する。なお、記述の煩雑さを避けるために、基準モデル G_1, G_2 は厳密にプロパーであると仮定する。

既約分解の状態空間表現としては、文献8) によるものが通常は用いられる。しかし、これは、伝達関数が与えられたとき、その既約分解のクラスの中のある一部を与えているにすぎない。例えば、 $D_i(\infty)$ が単位行列であるものに限られる。本論文の議論は第2節の注意で述べたように既約分解が与えられていることを前提としているため、より一般的な既約分解に対して状態空間表現を与える方法が必要である。これに関しては、つぎの命題が成り立つ。証明および具体的な計算方法は付録に示す。
[命題] 任意の既約分解 (N_i, D_i) と、それに対して (9) 式を満たす $\tilde{N}_i, \tilde{D}_i, X_i, Y_i, \tilde{X}_i, \tilde{Y}_i \in RH_\infty$ の状態空間表現は、適当な行列 $\tilde{A}_{Fi}, \tilde{A}_{Li}, \tilde{B}_i, \tilde{C}_i, \tilde{F}_i, \tilde{L}_i, \tilde{J}_i$ を

Fig. 3 Condition on Φ_1

用いてつぎのように表わすことができる.

$$\begin{aligned} N_i &= \left[\begin{array}{c|c} \bar{A}_{Fi} & \bar{B}_i \\ \hline \bar{C}_i & 0 \end{array} \right], D_i = \left[\begin{array}{c|c} \bar{A}_{Fi} & \bar{B}_i \\ \hline -\bar{J}_i \bar{F}_i & \bar{J}_i \end{array} \right] \\ X_i &= \left[\begin{array}{c|c} \bar{A}_{Li} & \bar{L}_i \\ \hline \bar{F}_i & 0 \end{array} \right], Y_i = \left[\begin{array}{c|c} \bar{A}_{Li} & \bar{B}_i \bar{J}_i^{-1} \\ \hline \bar{F}_i & \bar{J}_i^{-1} \end{array} \right] \\ \tilde{N}_i &= \left[\begin{array}{c|c} \bar{A}_{Li} & \bar{B}_i \bar{J}_i \\ \hline \bar{C}_i & 0 \end{array} \right], \tilde{D}_i = \left[\begin{array}{c|c} \bar{A}_{Li} & \bar{L}_i \\ \hline -\bar{C}_i & I \end{array} \right] \\ \tilde{X}_i &= \left[\begin{array}{c|c} \bar{A}_{Fi} & \bar{L}_i \\ \hline \bar{J}_i \bar{F}_i & 0 \end{array} \right], \tilde{Y}_i = \left[\begin{array}{c|c} \bar{A}_{Fi} & \bar{L}_i \\ \hline \bar{C}_i & I \end{array} \right] \quad (34) \end{aligned}$$

ただし, $\bar{A}_{Fi}, \bar{A}_{Li}$ は

$$\bar{A}_{Fi} + \bar{B}_i \bar{F}_i = \bar{A}_{Li} + \bar{L}_i \bar{C}_i \quad (35)$$

を満たす安定な行列である.

この命題を用いることにより, 定理1の条件を状態空間で表現することができる. まず, (19)式における $\|\Phi_1 - \beta_1 I\|_\infty \leq \gamma_1$ は

$$\|(T_{a1} - \beta_1 I) + R_1 T_{b1}\|_\infty \leq \gamma_1 \quad (36)$$

であり, (34)式を用いることにより, $T_{a1} - \beta_1 I, T_{b1}$ の状態空間表現は

$$\left[\begin{array}{c|c} T_{a1} - \beta_1 I & \\ \hline T_{b1} & \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c|c} \hat{A} & \hat{B}_1 \\ \hline \hat{C}_1 & \hat{C}_2 \end{array} \right] \quad (37)$$

となる. ただし,

$$\begin{aligned} \hat{A} &= \left[\begin{array}{c|c} \bar{A}_{L1} & \bar{L}_1 \bar{C}_2 - \bar{B}_1 \bar{J}_1^{-1} \bar{J}_2^{-1} \bar{F}_2 \\ \hline 0 & \bar{A}_{F2} \end{array} \right] \\ \hat{B}_1 &= \left[\begin{array}{c} (\bar{B}_1 \bar{J}_1^{-1} \bar{J}_2)^T \\ \bar{B}_2^T \end{array} \right]^T \\ \hat{C}_1 &= \left[\begin{array}{c|c} \bar{F}_1 & -\bar{J}_1^{-1} \bar{J}_2 \bar{F}_2 \end{array} \right] \\ \hat{C}_2 &= \left[\begin{array}{c|c} -\bar{C}_1 & \bar{C}_2 \end{array} \right], \hat{J}_{11} = \bar{J}_1^{-1} \bar{J}_2 \quad (38) \end{aligned}$$

である. 文献9の結果を用いると, (36)式を満たす $R_1 \in RH_\infty$ が存在するための必要十分条件は,

$$\left[\begin{array}{c} 0 \\ I \\ 0 \end{array} \right]^\perp \cdot \left[\begin{array}{c|c|c|c} \hat{A}P_1 + P_1 \hat{A}^T & P_1 \hat{C}_1^T & \hat{B}_1 & \\ \hline \hat{C}_1 P_1 & -\gamma_1 I & \hat{J}_{11} - \beta_1 I & \\ \hline \hat{B}_1^T & \hat{J}_{11} - \beta_1 I & -\gamma_1 I & \end{array} \right] \cdot \left[\begin{array}{c} 0 \\ I \\ 0 \end{array} \right]_{\perp T} < 0 \quad (39)$$

$$\left[\begin{array}{c} \hat{C}_2^T \\ 0 \\ 0 \end{array} \right]^\perp \cdot \left[\begin{array}{c|c|c|c} Q_1 \hat{A} + \hat{A}^T Q_1 & Q_1 \hat{B}_1 & \hat{C}_1^T & \\ \hline \hat{B}_1^T Q_1 & -\gamma_1 I & \hat{J}_{11} - \beta_1 I & \\ \hline \hat{C}_1 & \hat{J}_{11} - \beta_1 I & -\gamma_1 I & \end{array} \right]$$

$$\left[\begin{array}{c} \hat{C}_2^T \\ 0 \\ 0 \end{array} \right]_{\perp T} < 0 \quad (40)$$

$$\left[\begin{array}{cc} P_1 & I \\ I & Q_1 \end{array} \right] \geq 0 \quad (41)$$

を満たす $P_1 > 0, Q_1 > 0$ が存在することである. ただし, $\perp$ は文献10)で定義された直交補空間を表わす. ここで,

$$\left[\begin{array}{c} 0 \\ I \\ 0 \end{array} \right]_{\perp} = \left[\begin{array}{ccc} I & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I \end{array} \right] \quad (42)$$

とできるので, 上の(39)式は,

$$\left[\begin{array}{cc} \hat{A}P_1 + P_1 \hat{A}^T & \hat{B}_1 \\ \hat{B}_1^T & -\gamma_1 I \end{array} \right] < 0 \quad (43)$$

となる.

(19)式の Φ_2 についての条件も, (40)式, (41)式および(43)式と同様な不等式における P_2, Q_2 の存在性として書き表わすことができる. これらの不等式と(18)式は, $P_i, Q_i, \beta_i, \gamma_i$ ($i=1,2$) に関して線形, つまり LMI になっているので容易に解を求めることができる. これらの LMI を満たす解 $P_i, Q_i, \beta_i, \gamma_i$ ($i=1,2$) が存在するとき, 定理1の条件が成立する. そして, 文献9)で与えられた方法を用いることにより, $R_i \in RH_\infty$ の状態空間表現を得ることができ, 補間コントローラ $K(\alpha)$ を構成できる.

(注意) (41)式と(43)式は, それぞれ

$$P_1 > Q_1^{-1} > 0 \quad (44)$$

$$\hat{A}P_1 + P_1 \hat{A}^T + \frac{1}{\gamma_1} \hat{B}_1 \hat{B}_1^T < 0 \quad (45)$$

と等価である. $\hat{A}$ が安定であるので, ある定まった Q_1, γ_1 に対して(44)式および(45)式を満たす $P_1 > 0$ は必ず存在する. この意味で, 上で得られた LMI において P_i ($i=1,2$) の存在性は明らかであり, (40)式と Φ_2 から得られるそれに相当する式, および(18)式を満たす Q_i, β_i, γ_i ($i=1,2$) の存在性が本質的な安定化可能条件となっている.

本節では, 定理1で与えられた補間コントローラの存在条件を LMI で表わし, その解を用いて補間コントローラが得られることを述べた. 系, 定理2の場合についても同様である.

6. 数 値 例

前節では定理1の結果を LMI を用いて状態空間で表現した. この節では, これを適用した数値例を示す.

基準モデルはそれぞれ

$$G_1 = \frac{1}{(s-1)(s+1)} \quad (46)$$

$$G_2 = \frac{1}{(s-1)(s-2)} \quad (47)$$

であるとし、それらの既約分解がつぎのように与えられているとする。

$$N_1 = N_2 = \frac{1}{(s+1)(s+2)}$$

$$D_1 = \frac{s-1}{s+2}, \quad D_2 = \frac{(s-1)(s-2)}{(s+1)(s+2)}$$

これらに対して(9)式を満たす $\tilde{N}_i, \tilde{D}_i, X_i, Y_i, \tilde{X}_i, \tilde{Y}_i$ ($i=1, 2$) を,

$$\tilde{N}_i = N_i, \quad \tilde{D}_i = D_i, \quad i=1, 2$$

$$X_1 = \tilde{X}_1 = \frac{18}{s+2}$$

$$X_2 = \tilde{X}_2 = \frac{108s-72}{(s+1)(s+2)}$$

$$Y_1 = \tilde{Y}_1 = \frac{s^2+6s+14}{(s+1)(s+2)}$$

$$Y_2 = \tilde{Y}_2 = \frac{s^2+9s+38}{(s+1)(s+2)}$$

と選ぶ。

これらの既約分解について、前節の命題で与えられた状態空間表現を求め、ある δ に対して、(40)式、(41)式、(43)式と、 Φ_2 から得られるそれらに相当する式、および(18)式から成る LMI の解 $P_i, Q_i, \beta_i, \gamma_i$ ($i=1, 2$) を求める。そして、これらの解を用いてコントローラのパラメータ行列 R_1, R_2 を得る。

まず、 $\delta = 0$ のとき、つまり、 $G(\alpha) = G_0(\alpha)$ のときは、LMI の解として、 $\beta_1 = 25.83, \gamma_1 = 27.17, \beta_2 = 25.56, \gamma_2 = 25.84$, および $\lambda_{\min}(P_1) = 11.27 > 0, \lambda_{\min}(Q_1) = 0.4565 > 0, \lambda_{\min}(P_2) = 11.14 > 0, \lambda_{\min}(Q_2) = 0.0450 > 0$ であるような P_i, Q_i ($i=1, 2$) が得られる ($\lambda_{\min}$ は最小固有値を表わす)。これらを用いて R_1, R_2 を求めたものはつぎのとおりである。

$$R_1 = \frac{-20.16s^3 - 120.2s^2 - 265.4s - 127.2}{s^3 + 5.569s^2 + 19.12s + 11.13}$$

$$R_2 = \frac{-98.57s^3 - 913.4s^2 - 3615s - 6900}{s^3 + 10.37s^2 + 55.33s + 182.5}$$

$\delta = 0.1$ のときは、 $\beta_1 = 4.069, \gamma_1 = 4.275, \beta_2 = 4.411, \gamma_2 = 4.120, \lambda_{\min}(P_1) = 117.2 > 0, \lambda_{\min}(Q_1) = 0.208 > 0, \lambda_{\min}(P_2) = 113.6 > 0, \lambda_{\min}(Q_2) = 0.0318 > 0$ となり、 R_1, R_2 は、

$$R_1 = \frac{-56.63s^3 - 380.5s^2 - 985.6s - 493.1}{s^3 + 9.038s^2 + 58.29s + 45.76}$$

$$R_2 = \frac{-137.3s^3 - 1367s^2 - 5929s - 10490}{s^3 + 11.16s^2 + 96.86s + 270.1}$$

となる。

また、 $\delta = 0.3$ のときは、 $\beta_1 = 1.348, \gamma_1 = 1.320, \beta_2 = 1.794, \gamma_2 = 1.315, \lambda_{\min}(P_1) = 105.8 > 0, \lambda_{\min}(Q_1) = 0.127 > 0, \lambda_{\min}(P_2) = 106.0 > 0, \lambda_{\min}(Q_2) = 0.0165 > 0$ が得られ、 R_1, R_2 は、

$$R_1 = \frac{-71.04s^3 - 484.0s^2 - 1236s - 821.7}{s^3 + 9.928s^2 + 69.61s + 65.35}$$

$$R_2 = \frac{-171.1s^3 - 1825s^2 - 8382s - 15920}{s^3 + 13.05s^2 + 126.4s + 420.7}$$

となる。

$\delta = 0.5$ のときは、LMI の解は存在しない。

(注意) この例で得られた $\delta = 0, 0.1, 0.3$ のときの β_i, γ_i ($i=1, 2$) の値を、それぞれ(19)式に代入して得られる条件は、 δ の値が小さいほどゆるいものとなっている。

(注意) 各 δ における R_i ($i=1, 2$) として上で与えたものは、計算結果そのものではなく、それを低次元化したものである。計算結果では、それらの分母多項式と分子多項式の次数は4であったが、4次の項の係数は3次以下の項の係数と比較して極端に ($10^{-6} \sim 10^{-9}$ のオーダーで) 小さく、4次の項の寄与は、かなりの高周波以外ではほとんど無視できると考えられた。この予想のもとに4次の項を切り捨て、(低次元化する前の β_i, γ_i ($i=1, 2$) の値を用いて) 定理1の条件を満たすことを確認したものが、上の例における R_1, R_2 である。

7. おわりに

多入力多出力の制御対象の動特性を含む補間モデルの集合の安定化問題を考察した。そして、制御系を安定化する補間と固定のコントローラが存在条件を示し、これを LMI を用いて状態空間で表現して、コントローラの構成法について述べた。補間モデルの集合の要素すべてを安定化することによって、ノミナルな既約分解を補間したモデルが実際の制御対象に対して誤差を持っているも、ロバストな安定性を得ることができる。

第2節の注意で述べたように、実際の制御対象を含む補間モデルの集合の大きさは、ノミナルな既約分解の選び方に依存している。これに関する考察は別の機会¹¹⁾に報告する予定である。

参考文献

- 1) B.K. Ghosh: An Approach to Simultaneous System Design, Part II: Nonswitching Gain and Dynamic Feedback Compensation by Algebraic Geometric Methods, SIAM J. Control and Optimization, 26-4, 919/963 (1988)
- 2) C. Abdallah, P. Dorato, F. Perez, and D. Docampo: From Nyquist to Kharitonov: Synthesis of Robust Controllers, Preprints of 12th IFAC World Congress,

- I, 41/44 (1993)
- 3) 村松, 池田, 玉井: 動作状態が変化する多入出力システムの安定化, システム制御情報学会論文誌, 7-2, 42/50 (1994)
 - 4) Z. Chen, Y. Hayakawa and S. Fujii: On the Stabilizability of Plants with Variable Operating Conditions, 計測自動制御学会論文集, 30-9, 999/1004 (1994)
 - 5) 村松, 池田, 玉井: 動作状態が変化する制御対象の安定化, 計測自動制御学会論文集, 31-9, 1336/1342 (1995)
 - 6) 前田, 杉江: アドバンスト制御のためのシステム制御理論, 朝倉書店 (1990)
 - 7) M. Vidyasagar: Control System Synthesis, MIT Press (1985)
 - 8) C.N. Nett, C.A. Jacobson and M.J. Balas: A Connection Between State-Space and Doubly Coprime Fractional Representations, IEEE Trans. Automatic Control, AC-29-9, 831/832 (1984)
 - 9) T. Iwasaki: Control System Design via LMIs, 計測と制御, 34-3, 164/169 (1995)
 - 10) T. Iwasaki and R.E. Skelton: All Controllers for the General H_∞ Control Problem: LMI Existence Conditions and State Space Formulas, Automatica, 30-8, 1307/1317 (1994)
 - 11) 村松, 池田: 動作環境が変化する制御対象のモデリング — 既約分解アプローチによる補間モデル —, 計測自動制御学会投稿中

《付 録》

A. 既約分解の状態空間表現について (命題の証明)

伝達関数 G_i の可安定かつ可検出な状態空間表現を

$$G_i = \left[\begin{array}{c|c} A_i & B_i \\ \hline C_i & 0 \end{array} \right] \quad (\text{A.1})$$

としたとき,

$$G_i = \tilde{D}_{Ni}^{-1} \tilde{N}_{Ni} = N_{Ni} D_{Ni}^{-1} \quad (\text{A.2})$$

$$\left[\begin{array}{cc} Y_{Ni} & X_{Ni} \\ -\tilde{N}_{Ni} & \tilde{D}_{Ni} \end{array} \right] \left[\begin{array}{cc} D_{Ni} & -\tilde{X}_{Ni} \\ N_{Ni} & \tilde{Y}_{Ni} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{cc} I & 0 \\ 0 & I \end{array} \right]$$

を満たす RH_∞ 上の1つの既約分解の状態空間表現は, 文献8)の方法によれば,

$$\begin{aligned} \tilde{N}_{Ni} &= \left[\begin{array}{c|c} A_{Li} & B_i \\ \hline C_i & 0 \end{array} \right], \quad \tilde{D}_{Ni} = \left[\begin{array}{c|c} A_{Li} & L_i \\ \hline -C_i & I \end{array} \right] \\ \tilde{X}_{Ni} &= \left[\begin{array}{c|c} A_{Fi} & L_i \\ \hline F_i & 0 \end{array} \right], \quad \tilde{Y}_{Ni} = \left[\begin{array}{c|c} A_{Fi} & L_i \\ \hline C_i & I \end{array} \right] \\ N_{Ni} &= \left[\begin{array}{c|c} A_{Fi} & B_i \\ \hline C_i & 0 \end{array} \right], \quad D_{Ni} = \left[\begin{array}{c|c} A_{Fi} & B_i \\ \hline -F_i & I \end{array} \right] \\ X_{Ni} &= \left[\begin{array}{c|c} A_{Li} & L_i \\ \hline F_i & 0 \end{array} \right], \quad Y_{Ni} = \left[\begin{array}{c|c} A_{Li} & B_i \\ \hline F_i & I \end{array} \right] \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

によって得ることができる。ただし,

$$A_{Fi} = A_i - B_i F_i, \quad A_{Li} = A_i - L_i C_i \quad (\text{A.4})$$

であり, F_i, L_i は, それぞれ A_{Fi}, A_{Li} を安定化する任意の行列である。ここでは, この特別な既約分解を用いて, G_i の任意の既約分解 N_i, D_i が与えられたとき, それらと(9)式を満たす $\tilde{N}_i, \tilde{D}_i, X_i, Y_i, \tilde{X}_i, \tilde{Y}_i$ の状態空間表現が(34)式のように得られることを示す。

まず, $G_i = N_i D_i^{-1}$ を満たす任意の N_i, D_i は, (A.3) 式の N_{Ni}, D_{Ni} と RH_∞ 上のユニモジュラ行列 V_i を用いて

$$N_i = N_{Ni} V_i, \quad D_i = D_{Ni} V_i \quad (\text{A.5})$$

と表わすことができる。このような N_i, D_i に対して,

$$X_i N_i + Y_i D_i = I \quad (\text{A.6})$$

を満たす X_i, Y_i は, (A.3) 式の X_{Ni}, Y_{Ni} と V_i を用いて

$$X_i = V_i^{-1} X_{Ni}, \quad Y_i = V_i^{-1} Y_{Ni} \quad (\text{A.7})$$

と表わされる。いま, V_i の状態空間表現を

$$V_i = \left[\begin{array}{c|c} A_{vi} & B_{vi} \\ \hline C_{vi} & J_{vi} \end{array} \right] \quad (\text{A.8})$$

とすれば, V_i^{-1} の状態空間表現は

$$V_i^{-1} = \left[\begin{array}{c|c} A_{vi} - B_{vi} J_{vi}^{-1} C_{vi} & -B_{vi} J_{vi}^{-1} \\ \hline J_{vi}^{-1} C_{vi} & J_{vi}^{-1} \end{array} \right]$$

である。これらと(A.3)式を, (A.5)式, (A.7)式のように組み合わせると, N_i, D_i, X_i, Y_i の状態空間表現がつぎのように得られる。

$$N_i = \left[\begin{array}{c|c|c} A_{Fi} & B_i C_{vi} & B_i J_{vi} \\ \hline 0 & A_{vi} & B_{vi} \\ \hline C_i & 0 & 0 \end{array} \right]$$

$$D_i = \left[\begin{array}{c|c|c} A_{Fi} & B_i C_{vi} & B_i J_{vi} \\ \hline 0 & A_{vi} & B_{vi} \\ \hline -F_i & C_{vi} & J_{vi} \end{array} \right]$$

$$X_i = \left[\begin{array}{c|c|c} A_{Li} & 0 & L_i \\ \hline B_{vi} J_{vi}^{-1} F_i & A_{vi} - B_{vi} J_{vi}^{-1} C_{vi} & 0 \\ \hline J_{vi}^{-1} F_i & -J_{vi}^{-1} C_{vi} & 0 \end{array} \right]$$

$$Y_i = \left[\begin{array}{c|c|c} A_{Li} & 0 & B_i \\ \hline B_{vi} J_{vi}^{-1} F_i & A_{vi} - B_{vi} J_{vi}^{-1} C_{vi} & B_{vi} J_{vi}^{-1} \\ \hline J_{vi}^{-1} F_i & -J_{vi}^{-1} C_{vi} & J_{vi}^{-1} \end{array} \right]$$

ここで,

$$\bar{A}_{Fi} = \left[\begin{array}{c|c} A_{Fi} & B_i C_{vi} \\ \hline 0 & A_{vi} \end{array} \right]$$

$$\bar{A}_{Li} = \left[\begin{array}{c|c} A_{Li} & 0 \\ \hline B_{vi} J_{vi}^{-1} F_i & A_{vi} - B_{vi} J_{vi}^{-1} C_{vi} \end{array} \right]$$

$$\bar{B}_i = \begin{bmatrix} B_i J_{vi} \\ B_{vi} \end{bmatrix}, \bar{L}_i = \begin{bmatrix} L_i \\ 0 \end{bmatrix}, \bar{C}_i = \begin{bmatrix} C_i & 0 \end{bmatrix}$$

$$\bar{F}_i = \begin{bmatrix} J_{vi}^{-1} F_i & -J_{vi}^{-1} C_{vi} \end{bmatrix}, \bar{J}_i = J_{vi} \quad (\text{A.9})$$

と定義したものが、(34)式の N_i, D_i, X_i, Y_i の状態空間表現である。(A.9)式の行列が(35)式を満たすこと、そして、(34)式で表現される $\tilde{N}_i, \tilde{D}_i, \tilde{X}_i, \tilde{Y}_i$ が(9)式を満たすことは容易に確かめられる。以上で命題が成立することが証明された。

[著者紹介]

村松 鋭一 (正会員)

1991年、名古屋大学大学院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)入社。95年神戸商船大学助手となり、現在に至る。制御理論とその応用の研究に従事。システム制御情報学会の会員。

池田 雅夫 (正会員)

1971年、大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻修士課程修了。73年同博士課程を中途退学して、神戸大学工学部システム工学科(現在、情報知能工学科)助手。90年同教授。95年大阪大学工学部電子制御機械工学科教授となり、現在に至る。この間86~89年航空宇宙技術研究所客員研究官を兼務。制御理論とその応用の研究に従事。工学博士。計測自動制御学会、日本機械学会、IEEEなどの会員。

松本 邦宏

1995年、神戸大学工学部システム工学科卒業。同年川崎重工業(株)に入社し、現在に至る。ジェットエンジン事業部に所属し、生産管理システムの開発に従事。