ロバスト安定度指定法による極配置について†

佐伯正美*・青石浩一**

On the Pole Assignment by the Design Method of Robust Stability Degree Assignment

Masami SAEKI* and Koichi AOISHI**

Robust stability degree assignment is a method which assigns the poles of the system in a desired region on the complex plane by H_∞ control theory. In this paper, the pole location of the nominal system controlled by the central solution is clarified. Namely, it is shown that when the perturbation is additive and the desired region is a half plane to the left of a vertical line $s = -\alpha$ on the complex plane, the poles of the plant and the zeros of the weight inside the desired region do not move, and other poles and zeros are turned over to their mirror images with respect to the vertical line if $\gamma = \infty$ and some of the poles move if γ becomes smaller.

Since H_∞ controller is not usually observer type, the poles cannot be separated into regulator poles and the observer poles. This makes it difficult to clarify the relation between the performance index and the pole location of the closed-loop system in general. The controller designed by the robust stability degree assignment is observer type and the constant terms of Riccati equations are zero. These special properties are used in the proof. The pole location is not clarified for multiplicative perturbation.

Key words: H_∞ control, pole assignment, robust control, Riccati equation

1. ま え が き

極を望ましい領域に配置し、ロバスト性も達成しうるような方法が研究されてきた。これらは内部特性と出力特性の適当なバランスをとる問題であり、いまだ十分に解決されていない。

LQ 最適制御理論の枠内で極をある望ましい領域に配置する方法が研究された。折り返し法は特別な LQ 最適制御問題の解を利用し状態フィードバック制御系の極配置を見通し良くおこなう方法である^{1),2)}。また、領域内であれば配置の違いの影響が少ないと考えて、極を望ましい領域内に配置する方法がある³⁾。望ましい領域としては極の実部が指定値以下の左半平面や円内が選択でき

る。離散時間系に対しても同様に展開されている^{4),5)}。

H_∞ 制御理論を基礎にした極配置法が検討されている。ロバスト安定度指定法は、加法的なすべてのモデル誤差に対し閉ループ系の極を望ましい領域に配置する方法である⁶⁾。また、この一般化として H_∞ 標準問題に対しノミナルシステムの極を指定領域に配置する方法^{7),8)}もある。これらは個々の極の配置を考えず、領域内にあることを保証する方法である。柔軟アームの設計⁹⁾、倒立振子¹⁰⁾や並立型倒立振子の安定化制御実験⁹⁾で有効性が確認されている。

上記のように、望ましい領域内に極配置する問題は H_∞ 制御の場合に拡張されたが、折り返し法のように個々の極を見通しよく配置する方法は H_∞ 制御では得られていない。拡張の場合の障害のひとつの理由として、 H_∞ コントローラが一般的にはオブザーバ型でないために閉ループ系の極を状態フィードバックとオブザーバの極に分離できないことが挙げられる。

本論文では、ロバスト安定度指定法によるフィードバック系について、中心解でフィードバック制御されたノミナルシステムの極配置を与える。これにより、ロバスト安定度指定法は、極を領域内に配置できるだけでな

† 第 24 回制御理論シンポジウムで発表(1995・6)

* 広島大学工学部 東広島市鏡山 1-4-1

** 三洋電機(株)環境システム事業本部 群馬県邑楽郡大泉町 377-05

* Faculty of Engineering, Hiroshima University, Higashi-Hiroshima

** Environmental Systems Business Headquarters, Sanyo Electric Co., Ltd., Oura-gun, Gunma (Received July 26, 1995)
(Revised July 31, 1996)

く、折り返し法のように極を見通し良く配置できることを指摘する。この性質はロバスト安定度指定法の問題設定の特殊性に起因しており、証明ではコントローラがオブザーバ型であることと折り返し法で用いられた定数項がゼロのリッカチ方程式の性質を利用する。

2. ロバスト安定度指定法

制御対象が m 入力 n 出力で、その伝達関数が

$$\tilde{P}(s) = P(s) + \Delta(s) \quad (1)$$

で表されるとする。ここに $\Delta(s)$ は加法的モデル誤差である。複素平面上で実部が $-\alpha$ 以下の領域 D を考えよう。すなわち、

$$D := \{s | \operatorname{Re} s \leq -\alpha, s \in \mathbb{C}, \alpha > 0\} \quad (2)$$

アフィン変換

$$s = v - \alpha \quad (3)$$

により変換された制御対象を

$$\tilde{P}(v) = P(v - \alpha), \tilde{\Delta}(v) = \Delta(v - \alpha) \quad (4)$$

で表す。モデル誤差のクラスとして以下の2種類を定義する。

$$\begin{aligned} \Delta_a = \{ \tilde{\Delta} | \tilde{\Delta} \in RH_{\infty}^{n \times m}, \sigma_{\max}(\tilde{\Delta}(j\omega)) \\ \leq \sigma_{\min}(\tilde{W}(j\omega)), \omega \in \mathbb{R} \} \end{aligned} \quad (5)$$

$$\Delta_b = \{ \tilde{\Delta} | \tilde{P} + \tilde{\Delta} \text{ と } \tilde{P} \text{ の不安定極数が同じ.}$$

$$\sigma_{\max}(\tilde{\Delta}(j\omega)) \leq \sigma_{\min}(\tilde{W}(j\omega)), \omega \in \mathbb{R} \} \quad (6)$$

ただし、重み関数 $\tilde{W}(v)$ は $\tilde{W}(v) \in RH_{\infty}^{n \times n}$ とする。

ロバスト安定度指定法は、 Δ_a, Δ_b に属するすべてのモデル誤差に対し、閉ループ系の極が領域 D 内にあるように制御器を設計する方法である。すなわち、 $W(s) = \tilde{W}(s + \alpha)$ と定義し、Fig. 1 のブロック線図の w から z への伝達関数 $T_{zw}(s)$ を

$$T_{zw}(s) = K(I - PK)^{-1}W \quad (7)$$

とおくと、ロバスト安定度指定法のアルゴリズムは以下で与えられる。

ステップ1)

$$\begin{aligned} \hat{T}_{zw}(v) &:= T_{zw}(v - \alpha) \\ &= \hat{K}(v)(I - \hat{P}(v)\hat{K}(v))^{-1}\hat{W}(v) \end{aligned} \quad (8)$$

とおき、 H_{∞} 制御問題 $\|\hat{T}_{zw}(v)\|_{\infty} < 1$ を満たす解が存在すれば、これを $\hat{K}(v)$ とおく。

ステップ2) 求める解は $K(s) := \hat{K}(s + \alpha)$ である。

このアルゴリズムの考え方は、 H_{∞} 制御問題の解は閉ループ系を内部安定にすることを利用し、まず、 $T_{zw}(s)$

Fig. 1 Block diagram for design

を s 平面から v 平面に変換し、 $\|\hat{T}_{zw}(v)\|_{\infty} < 1$ の解を求める。これは内部安定化されているので、 v -平面では極がすべて虚軸より左側にある。そこで、逆変換により v 平面から s 平面に戻せば、これが s -平面では $-\alpha$ だけ平行移動され、極がすべて D 内となる。

次章では、モデル誤差をゼロとしたノミナルシステムの極配置を調べよう。 $\hat{T}_{zw}(v)$ の極配置がわかれば s 平面での極配置も容易にわかるので、 $\hat{T}_{zw}(v)$ の極配置を調べることにする。なお、表記を簡略するために、' $\hat{\cdot}$ ' を省き、変数 s を用いることにする。

3. H_{∞} 制御問題の解と極配置

3.1 H_{∞} 制御問題の解

$P(s)$ は m 入力 n 出力、 $W(s)$ は n 入力 n 出力、 $\det(D_w) \neq 0$ とし、各伝達関数の最小実現を

$$P(s): \frac{dx_1}{dt} = A_p x_1 + B_p u \quad (9)$$

$$v_1 = C_p x_1$$

$$W(s): \frac{dx_2}{dt} = A_w x_2 + B_w w \quad (10)$$

$$v_2 = C_w x_2 + D_w w$$

とおく。Fig. 1 のシステムの一般化プラント $G(s)$ は次式で与えられ、LFT 表現を用いると $T_{zw} = LFT(G, K)$ と表される。

$$\begin{aligned} \frac{d}{dx} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} A_p & 0 \\ 0 & A_w \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} \\ &+ \begin{pmatrix} 0 \\ B_w \end{pmatrix} w + \begin{pmatrix} B_p \\ 0 \end{pmatrix} u \end{aligned} \quad (11)$$

$$z = (0 \ 0) \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + (0) w + I u \quad (12)$$

$$y = (C_p \ C_w) \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + D_w w + 0 u \quad (13)$$

補題1 T_{zw} を内部安定化し $\|T_{zw}\|_{\infty} < \gamma$ を満たすコントローラが存在するための必要十分条件は、次のリッカチ方程式の半正定解 X, Y が存在し、 $\gamma^2 > \lambda_{\max}(XY)$ が成り立つことである。

$$\begin{aligned} X \begin{pmatrix} A_p & 0 \\ 0 & A_w \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} A_p' & 0 \\ 0 & A_w' \end{pmatrix} X \\ - X \begin{pmatrix} B_p B_p' & 0 \\ 0 & -\gamma^{-2} B_w B_w' \end{pmatrix} X = 0 \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} Y \begin{pmatrix} A_p & -C_p D_w^{-1} B_w' \\ 0 & A_w - C_w D_w^{-1} B_w' \end{pmatrix} \\ + \begin{pmatrix} A_p & 0 \\ -B_w D_w^{-1} C_p & A_w - B_w D_w^{-1} C_w \end{pmatrix} Y \\ - Y \begin{pmatrix} C_p' \\ C_w' \end{pmatrix} D_w^{-1} D_w^{-1} (C_p \ C_w) Y = 0 \end{aligned} \quad (15)$$

解が存在するとき、中心解が次式で与えられる。

$$K(s) = C_k(sI - A_k)^{-1}B_k \quad (16)$$

ここに $Z = (I - \gamma^{-2}YX)^{-1}$

$$C_k = F_2Z, B_k = -H_2D_w^{-1}$$

$$A_k = \begin{pmatrix} A_p & 0 \\ 0 & A_w \end{pmatrix} + H_2D_w^{-1}(C_p \ C_w) + \begin{pmatrix} B_p \\ 0 \end{pmatrix}F_2Z$$

$$F_2 = -(B_p' \ 0)X$$

$$H_2 = -\begin{pmatrix} 0 \\ B_w \end{pmatrix} - Y \begin{pmatrix} C_p' \\ C_w' \end{pmatrix} D_w'^{-1}$$

補足 (14)は $X = \text{block diag}(X_1, X_2)$ とおくと2つのリッカチ方程式に分離できる。

$$X_1A_p + A_p'X_1 - X_1B_pB_p'X_1 = 0 \quad (17)$$

$$X_2A_w + A_w'X_2 + \gamma^{-2}X_2B_wB_w'X_2 = 0 \quad (18)$$

A_w が安定行列であるので、補題3より(18)の方程式の安定化解は $X_2 = 0$ である。 $\gamma^2 > \lambda_{\max}(XY)$ より、 γ の存在区間を求めると

$$\gamma^2 > \lambda_{\max} \left\{ \begin{pmatrix} X_1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} Y \right\} \quad (19)$$

となる。

補題2 ($XA + A'X - XBB'X = 0$ の解の性質¹⁾) (A, B) が可制御とする。 A の固有値のうち実部が負かゼロのものを $\lambda_i, i=1, \dots, \nu$ で表し、固有ベクトルを $\xi_i, i=1, \dots, \nu$ で表す。また、実部が正のものを $\lambda_i, i=1, \dots, \mu$ と表す。このとき、 $A - BB'X$ のすべての固有値の実部が非正である半正定実対称解 X が存在し、

$$\begin{aligned} & \{\lambda(A - BB'X)\} \\ &= \{\lambda_i, i=1, \dots, \nu, -\lambda_i^*, i=1, \dots, \mu\} \end{aligned} \quad (20)$$

が満たされる。ここに $\lambda(A)$ は行列 A の固有値を表す。行列 A の実部が負の固有値に対する固有ベクトルに対し

$$X\xi_i = 0 \quad (21)$$

が成り立つ。

補題3 ($XA + A'X + XBB'X = 0$ の性質) (A, B) が安定化可能かつ行列 A の固有値の実部がすべて負であれば、 $A + BB'X$ を安定にする半正定解は $X = 0$ で唯一である。

この補題を説明しておこう。明らかに、 $X = 0$ は方程式の解であり、 $A + BB'X$ を安定とする。逆に、 $XA + A'X + XBB'X = 0$ を満たす半正定解 X が存在するとき、 $(-X)(A + BB'X) + (A + BB'X)'(-X) = -XBB'X$ が成り立つ。これにリャプノフ方程式の性質を用いれば $-X \geq 0$ であるから、 X が半正定であるには $X = 0$ でなければならない。

補足 上記の補題より $(A_p, B_p), (A_w, B_w)$ が可制御かつ A_w が安定行列であれば、半正定解 X が存在する。

3.2 極配置

重み関数を含む制御対象は

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_p & 0 \\ 0 & A_w \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_p \\ 0 \end{pmatrix} u \quad (22)$$

$$y = (C_p \ C_w) \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} \quad (23)$$

で表される。一方、(16)式の中心解の状態方程式は

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A_k\hat{x} + B_k y, u = C_k\hat{x} \quad (24)$$

であり、係数行列を代入し整理すると

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = \begin{pmatrix} A_p & 0 \\ 0 & A_w \end{pmatrix} \hat{x} + K(y - (C_p \ C_w)\hat{x}) + \begin{pmatrix} B_p \\ 0 \end{pmatrix} u \quad (25)$$

$$u = -F\hat{x} \quad (26)$$

と表せる。ただし、

$$F = (B_p' \ 0)XZ \quad (27)$$

$$K = \left(\begin{pmatrix} 0 \\ B_w \end{pmatrix} + Y \begin{pmatrix} C_p' \\ C_w' \end{pmatrix} D_w'^{-1} \right) D_w^{-1} \quad (28)$$

これより、中心解は状態フィードバックゲイン F とオブザーバゲイン K からなるフルオーダーオブザーバの形式である。このため、閉ループ系の極はレギュレータの極とオブザーバの極からなる。ただし、重み関数の極は閉ループ系の極でないので取り除く必要がある。すなわち、

$$A = \begin{pmatrix} A_p & 0 \\ 0 & A_w \end{pmatrix}, B = \begin{pmatrix} B_p \\ 0 \end{pmatrix}, C = (C_p \ C_w) \quad (29)$$

とおくと、閉ループ系の極は固有値の集合 $\{\lambda(A - BF)\}$ と $\{\lambda(A - KC)\}$ から $\{\lambda(A_w)\}$ を取り除いたもので与えられる。

まず、 $A - BF$ の極を調べよう。 XZ を4つのブロックに分けて

$$XZ = \begin{pmatrix} U_1 & U_2 \\ U_3 & U_4 \end{pmatrix} \quad (30)$$

で表すと

$$A - BF = \begin{pmatrix} A_p - B_pB_p'U_1 & -B_pB_p'U_2 \\ 0 & A_w \end{pmatrix} \quad (31)$$

となる。これより、重み関数の極が(2,2)ブロックの A_w に現れている。 A_p の安定な固有値に対する固有ベクトルを ξ_i とおくと、補題2より(17)の解にたいし $X_1\xi_i = 0$ が満たされる。ところで

$$\begin{aligned} XZ \begin{pmatrix} \xi_i \\ 0 \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} U_1 \xi_i \\ U_3 \xi_i \end{pmatrix} \\ &= (I - \gamma^{-2}XY)^{-1} \begin{pmatrix} X_1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \xi_i \\ 0 \end{pmatrix} = 0 \end{aligned} \quad (32)$$

であるので、 $U_1\xi_i = 0$ となる。これより、 $(A_p - B_pB_p'U_1)\xi_i = A_p\xi_i$ であるので A_p の安定な固有値が含まれることがわかる。特に $\gamma = \infty$ では、 $U_1 = X_1, U_2 =$

0であり, (1, 1)ブロックは $A - B_p B_p^* X_1$ となる. そこで, 補題2をリッカチ方程式(17)と $A - B_p B_p^* X_1$ の固有値の関係に適用すれば, $\gamma = \infty$ で $A_p - B_p B_p^* U_1$ の固有値は A_p の安定な固有値の他に不安定な固有値を虚軸に関して折り返した値からなることがわかる.

補題4 $A - BF$ の固有値は A_w の固有値と A_p の安定あるいは実部がゼロの固有値を含む. それ以外の固有値は安定であり, 特に $\gamma = \infty$ のときに A_p の不安定な固有値を虚軸に関して折り返した値に等しい.

次に, $A - KC$ の極を調べよう.

$$A - KC = \begin{pmatrix} A_p & 0 \\ -B_w D_w^{-1} C_p & A_w - B_w D_w^{-1} C_w \end{pmatrix} - Y \begin{pmatrix} C_p \\ C_w \end{pmatrix} D_w^{-1} D_w^{-1} (C_p \ C_w) \quad (33)$$

と表せるので, (15)式に補題2を適用すれば, つぎの補題を得る.

補題5 $A - KC$ の固有値は A_p , $A_w - B_w D_w^{-1} C_w$ の安定あるいは実部がゼロの固有値はそのまま含み不安定な固有値を虚軸で折り返した値からなる.

$A_w - B_w D_w^{-1} C_w$ の固有値が $W(s)$ のゼロ点であることに注意すれば, 補題4と5をまとめてつぎの主要結果を得る. ただし, 補題4と5における虚軸上の極は閉ループ系の極となり, これが存在するときには H_∞ 制御解でない. そこで, 定理1ではこれが存在しないと仮定する.

定理1 $P(s)$ は虚軸上の極を持たず, $W(s)$ は安定で虚軸上のゼロ点を持たないとする. さらに, $P(s)$ の極の中で, 実部が負のものを $p_i^-(P)$, 実部が正のものを $p_i^+(P)$, $W(s)$ のゼロ点の中で, 実部が負のものを $z_i^-(W)$, 実部が正のものを $z_i^+(W)$ であらわす. このとき, (16)式のコントローラで作られる閉ループ系の極配置は $\{p_i^-(P)\} \cup \{-\bar{p}_i^+(P)\} \cup \{p_i^-(P)\} \cup \{-\bar{p}_i^+(P)\} \cup \{z_i^-(W)\} \cup \{-\bar{z}_i^+(W)\}$ となる. ただし, $-\bar{p}_i^+(P)$ は $\gamma = \infty$ で $-p_i^+(P)$ に一致し, γ が減少すれば $-p_i^+(P)$ から移動する安定な極である.

3.3 ま と め

定理1では, 実軸に関して極やゼロ点が折り返された. ロバスト安定度指定法では s 平面から v 平面への変換とその逆変換により, $s = -\alpha$ 軸に関して極とゼロ点が折り返される. よって, 次の主要定理を得る.

定理2 $P(s)$ は $\text{Re } s = -\alpha$ の上に極を持たず, $W(s)$ はその上にゼロ点を持たないとする. $P(s)$ の領域 D 内部にある極を $p_i^-(P)$, 外部にある極を $p_i^+(P)$, $W(s)$ の領域 D 内部にあるゼロ点を $z_i^-(W)$, 外部にあるゼロ点を $z_i^+(W)$ であらわす. このとき, ロバスト安定度指定法で設計された閉ループ系の極は

$$\{p_i^-(P)\} \cup \{-\bar{p}_i^+(P) - 2\alpha\} \cup \{p_i^-(P)\} \cup \{-\bar{p}_i^+(P)$$

Table 1 Numerical example

$\gamma = 100000$ の場合		
$\{-\bar{p}_i^+(P) - 2\alpha\}$	-6.0000 e+00+	1.0000 e+00 i
	-6.0000 e+00-	1.0000 e+00 i
$\{-z_i^+(W) - 2\alpha\}$	-5.5000 e+00	
$\{z_i^-(W)\}$	-5.0000 e+00	
$\{p_i^-(P)\}$	-1.0000 e+01+	6.0610 e-07 i
$\{p_i^-(P)\}$	-1.0000 e+01-	6.0610 e-07 i
$\{-\bar{p}_i^+(P) - 2\alpha\}$	-6.0000 e+00+	9.9998 e-01 i
	-6.0000 e+00-	9.9998 e-01 i
$\gamma = 270$ の場合		
$\{-\bar{p}_i^+(P) - 2\alpha\}$	-6.0000 e+00+	1.0000 e+00 i
	-6.0000 e+00-	1.0000 e+00 i
$\{-z_i^+(W) - 2\alpha\}$	-5.5000 e+00	
$\{z_i^-(W)\}$	-5.0000 e+00	
$\{p_i^-(P)\}$	-1.0000 e+01+	1.0711 e-06 i
$\{p_i^-(P)\}$	-1.0000 e+01-	1.0711 e-06 i
$\{-\bar{p}_i^+(P) - 2\alpha\}$	-2.4135 e+01	
	-5.2724 e+00	

$$-2\alpha\} \cup \{z_i^-(W)\} \cup \{-\bar{z}_i^+(W) - 2\alpha\}$$

に配置される. ただし, $-\bar{p}_i^+(P)$ は $\gamma = \infty$ で $-p_i^+(P)$ に一致する.

4. 数 値 例

次の例を考えよう.

$$P(s) = \frac{1}{(s^2 + 1)(s + 10)}, \quad W(s) = \frac{(s + 5)(s + 0.5)}{(s + 10)^2 + 10} \quad (34)$$

さて, $\alpha = 3$ とすると

$$\{p_i^-(P)\} = \{-10\}, \quad \{-\bar{p}_i^+(P)\} = \{\pm i\}, \\ \{z_i^-(W)\} = \{-5\}, \quad \{-\bar{z}_i^+(W)\} = \{-0.5\}$$

であるので, Table 1 の結果を得る. ただし, -10 は数値計算誤差により共役複素数として現れている.

5. あ と が き

モデル誤差が加法的な場合にロバスト安定度指定法で設計された制御器によるノミナルシステムの極配置を明らかにした. すなわち, 複素平面における望ましい領域を実部が指定値以下の半平面としたとき, 望ましい領域内の極は移動せず, 領域外の極は折り返しにより領域内に配置され, 重み関数のゼロ点も同様の方法で閉ループ系の極となる.

この H_∞ 制御問題は1ブロック問題であり, 制御量が重みがかからないなどきわめて特殊な設定である. 一般に H_∞ 制御問題の一般化プラントを $dx/dt = Ax + B_1 w + B_2 u$ と表したとき, フルインフォーメーションの場合のリッカチ方程式の解を X とすると, $B_1^* X = 0$ ならば,

コントローラがオブザーバ型になる¹⁰⁾。加法的変動の場合には、これが満たされ、さらに、リッカチ方程式の定数項がゼロであることから極配置が明確にされた。乗法的な変動の場合には、同様にオブザーバ型に表せるが、リッカチ方程式の定数項がゼロにならず極配置の規則を知ることはきわめて困難である。なお、ロバスト安定度指定法は極指定を重視し、併せてループ整形も加味したい場合には有効な方法と考えられる。

参 考 文 献

- 1) 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)
- 2) N. Kawasaki and E. Shimemura: Pole placement in a specified region based on a linear quadratic regulator, Int. J. Control, **48**-1, 225/240 (1988)
- 3) S-B. Kim and K. Furuta: Regulator design with poles in a specified region, Int. J. Control, **47**-1, 143/160 (1988)
- 4) T. Fujinaka and T. Katayama: Discrete-time optimal regulator with closed-loop poles in a prescribed region, Int. J. Control, **47**-5, 1307/1321 (1988)
- 5) 森, ほか: 離散時間系における選択的折り返し法とその適用例, 計測自動制御学会論文集, **26**-7, 842/844 (1990)
- 6) 木村英紀: ロバスト安定度指定法とその柔軟アーム制御への応用, システム/制御/情報, **34**-1, 44/49 (1990)
- 7) M. Saeki: H_∞ control with pole assignment in a specified disc, Int. J. Control, **56**-3, 725/731 (1992)
- 8) 佐伯正美: 円領域内に極配置する H_∞ コントローラの設

計法, 第16回 DST シンポジウム, 神戸, 17/20 (1993)

- 9) 佐伯, 青石, 朝倉: ロバスト極配置法による並列型倒立振子系の安定化, 計測自動制御学会中国支部 30 周年記念学術講演会資料 (1993)
- 10) 細江, 荒木編: 制御系設計, 138, 朝倉書店 (1994)

[著 者 紹 介]

佐 伯 正 美 (正会員)

1976 年京都大学工学部電気工学科卒業, 81 年同大学大学院工学研究科博士課程単位取得退学。同年同大学工学部助手, 82 年筑波大学電子・情報工学系講師をへて助教授, 92 年広島大学工学部第一類教授。ロバスト制御系設計の研究。システム制御情報学会, 電気学会, 日本機械学会会員。工学博士。

青 石 浩 一

1993 年広島大学工学部第一類卒業, 1995 年広島大学大学院工学研究科修士課程修了, 同年三洋電機(株)に入社, エアコン事業部に勤務, 現在に至る。