主要極を配置したサーボ系の2次安定化†

杉 本 謙 二*

Quadratic Stabilization of Servo Systems with Dominant Pole Placement

Kenji SUGIMOTO*

This paper proposes a design method for quadratic stabilization of servo systems with partial pole placement. The method parametrizes all state feedback gains placing part of the poles at prespecified points for a nominal system augmented with an integrator. Then, the parameter is taken large enough to guarantee quadratic stability of the feedback system for a given uncertainty. This is possible under a certain sufficient condition concerning an H_∞ norm determined by the partial pole specification. Examples are given to illustrate the method.

Key Words: quadratic stabilization, dominant pole placement, ILQ design method, inverse problem

1. 序 言

2次安定論は構造的な不確かさを持つ系のロバスト安定性に関する理論としてよく知られており、 H_∞ 制御との関連も明らかにされている¹⁾。与えられた系の不確かさに対して2次安定化を達成する手法としては、ある種のリカッチ方程式の解を用いるものが標準的である^{2),3)}。しかし、この方程式で用いる重み行列は便宜的なものであり、これと応答特性との関連はあまり明らかとは言えない。そこで、藤井ら⁴⁾は、2次安定化におけるリカッチ解法の逆問題を定式化することにより、よく知られたILQ設計法^{5),6)}との関連を明らかにしつつ、漸近的に主要極を配置する2次安定サーボ系の見通しよい設計法を提案している。さらに、この手法はオブザーバを用いた出力フィードバックの場合にも拡張されている^{7),8)}。

一方、著者は藤井らのILQ設計法の基本線に沿いつつ、少し異なる制御則のパラメータ表示を用いて最適性条件を満足するという、多項式ILQサーボ系設計法を提案している⁹⁾。この手法は配置した主要極がパラメータ調整によって変動しないという特徴があり、一般のレギュレータ設計や、離散時間系のLQ制御にも拡張されている^{10),11)}。

そこで本論文では、この多項式ILQ法をもとにして、I型サーボ系において主要極を配置しつつ2次安定化を達成する設計手法を提案する。まず公称システムに対して、積分器を併合した $n+m$ 次偏差拡大系を構成し(n は状態の次元、 m

は入力次元)、これに対する状態フィードバック則のうち、応答に支配的な n 個の極のみを指定点に配置するゲインの全体をパラメータ表示する。そして、この主要極配置によって決まるある条件が満たされれば、パラメータを十分に大きく取ることにより2次安定化が達成されることを示す。

以下では予備的事項を2節で述べた後、主要極を配置する制御則のパラメータ表示を3節で示し、このパラメータを調整して2次安定化を達成できるための十分条件を4節で与える。5節で数値例について検討する。

$\|A\|$ は行列 A の最大特異値ノルムを表す。有理関数行列 $W(s)$ に対して $W^\sim(s) := W^T(-s)$ と表す。また、

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

である。

2. 予備的事項

つぎのような不確かさの与えられた連続時間線形系を考える。

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= (A + D\Delta E_a)x(t) + (B + D\Delta E_b)u(t), \\ y(t) &= Cx(t), \end{aligned} \quad (1)$$

ここに x, u, y はそれぞれ n, m, m 次元のベクトル値信号とし、 A, B, C, D, E_a, E_b は適当なサイズを持つ既知の定数行列であり、 Δ はパラメータの不確かさを表す未知の定数行列で

$$\|\Delta\| \leq 1 \quad (2)$$

を満たすとする。本論文を通じて、 (A, B, C) は可制御かつ可観測で B と C は列および行フルランクと仮定する。さらに、1型サーボ系を構成するため

† 第41回システム制御情報学会研究発表講演会で発表(1997・5) 36-th IEEE Conference on Decision and Control で発表(1997・12)

* 名古屋大学大学院工学研究科 名古屋市千種区不老町

* Graduate School of Engineering, Nagoya University, Chikusa-ku, Nagoya
(Received September 16, 1997)
(Revised June 10, 1998)

$$\Gamma := \begin{pmatrix} A & B \\ C & 0 \end{pmatrix} \quad (3)$$

は正則であると仮定しておく。

制御目的は以下の通りである。出力 $y(t)$ がステップ信号にロバストに追従するサーボ系を構成し、公称値における過渡特性を応答モデルによって（つまり主要極の配置によって）指定する。さらに、与えられたパラメータの不確かさに対して2次安定性を保証する。

この目的のため、まず追従誤差の積分器を導入し、これを含めた偏差拡大系

$$\begin{aligned} \dot{x}_e(t) &= (A_e + D_e \Delta E_e)x_e + (B_e + D_e \Delta E_b)v \\ z &= (C \ 0)\Gamma x_e, \end{aligned} \quad (4)$$

を状態フィードバックによって安定化する。ただし係数行列は

$$\begin{aligned} A_e &= \begin{pmatrix} A & B \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad B_e = \begin{pmatrix} 0 \\ I \end{pmatrix}, \\ E_e &= (E_a \ 0)\Gamma, \quad D_e = \Gamma^{-1} \begin{pmatrix} D \\ 0 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (5)$$

となる。適切な状態フィードバック則

$$v = -K_e x_e \quad (6)$$

が設計されたなら、サーボ系の制御則 (Fig. 1) は

$$(K_F \ K_I) = K_e \Gamma^{-1}. \quad (7)$$

として与えられる⁶⁾。

Fig. 1 The block diagram of the servo system

3. 極配置のためのパラメータ表示

状態フィードバック則 (6) 式を設計するため、ここでは文献9)と同様に、 n 個の主要極を配置する K_e をパラメータ表示することから始める。偏差拡大系 (4) 式の公称値 ($\Delta = 0$) に対し、多項式行列の右既約分解

$$(sI - A_e)^{-1} B_e = \begin{pmatrix} P(s) \\ M(s) \end{pmatrix} (sM(s))^{-1} \quad (8)$$

が存在する。このとき、制御則 $v = -K_e x_e$ に対しては

$$\begin{aligned} (sI - A_e + B_e K_e)^{-1} B_e &= \\ \begin{pmatrix} P(s) \\ M(s) \end{pmatrix} (sM(s) + K_e \begin{pmatrix} P(s) \\ M(s) \end{pmatrix})^{-1} \end{aligned} \quad (9)$$

なる右既約分解が対応する。

[補題1] ^{9), 10)} $m \times n$ 行列 F と $m \times m$ 行列 Φ が与えられたとき、 K_e が多項式行列の因数分解

$$sM(s) + K_e \begin{pmatrix} P(s) \\ M(s) \end{pmatrix} = (sI + \Phi)(M(s) + FP(s)) \quad (10)$$

を満足するための必要十分条件は、

$$K_e = F(A, B) + \Phi(F, I) \quad (11)$$

なることである。

この補題により、分母多項式行列を2つの行列因子に分解する制御則が得られる。なお、文献12)では、(11)式の制御則を(7)式により本来のサーボ系の制御則に変換すると、いわゆる2自由度最適サーボ系のフィードバック部分の構造に対応することが示されている。また、 F の計算法や補題1の因数分解の解釈を、状態空間において与えている。

以下では、 F を主要極の配置に利用し、もう一つの設計パラメータ Φ をある意味で大きくすることにより、2次安定化を達成する。このとき、(10)式のような因子に分解されているため、 F によって設定した極配置が Φ の調整に影響されないことに大きな特徴がある。(もちろん、 Δ による制御対象の変動には影響される。)

さて、周知のように¹⁾、(4)-(6)式の2次安定化問題は

$$G_e(s) := \left[\begin{array}{c|c} A_e - B_e K_e & D_e \\ \hline E_e - E_b K_e & 0 \end{array} \right] \quad (12)$$

とおいたとき、 $\|G_e(s)\|_\infty < 1$ を満たす K_e を見つけることと同値である。これに K_e のパラメータ表示 (11) 式を代入しよう。すると、与えられた F に対して、 Φ の調整によって2次安定化を達成するのは、一般化プラント表現

$$\begin{pmatrix} z \\ y \end{pmatrix} = \left[\begin{array}{cc|cc} A_e - B_e F(A, B) & D_e & B_e & \\ \hline E_e - E_b F(A, B) & 0 & E_b & \\ (F, I) & 0 & 0 & \end{array} \right] \begin{pmatrix} w \\ u \end{pmatrix}$$

において、静的な出力フィードバック $u = -\Phi y$ によって w から z への H_∞ ノルムを1より小さくする準最適化問題に相当することが分かる。これを一般的に解くのが容易でないことはよく知られている。次節ではある仮定のもとでの2次安定化を考察する。

4. パラメータ調整による2次安定化

まず、つぎの補題が有用である。

[補題2] F を安定化ゲインに取ったとき、(5)式と(11)式を(12)式に代入すれば

$$G_e(s) = G_a(s) - G_b(s) + G_F(s)(sI + \Phi)^{-1} B^- D \quad (13)$$

が成立する。ただし

$$A_F := A - BF,$$

$$B^- := (CA_F^{-1}B)^{-1}CA_F^{-1},$$

$$G_a(s) := E_a(sI - A_F)^{-1}(I - BB^-)D,$$

$$G_b(s) := E_b F(sI - A_F)^{-1}(I - BB^-)D + E_b B^- D,$$

$$G_F(s) := (E_a - E_b F)(sI - A_F)^{-1}B + E_b$$

と定義する。(仮定により A_F は安定行列なので可逆である。また、 Γ が可逆なので $CA_F^{-1}B$ も可逆である。)

(注意) $G_a(s), G_b(s), B^-$ は藤井ら⁴⁾の定義と一致するように定めた。しかし、本論文で提案の制御則から得られる(13)式は、主要極がパラメータ調整によって影響されないことを反映して、かなり簡単なものになっている。特に、 Φ は最後の項にのみ含まれている。

(証明) (12)式において

$$T := \begin{pmatrix} I & 0 \\ F & I \end{pmatrix}$$

を用いた座標変換を施す。まず、

$$T(A_e - B_e K_e)T^{-1} = \begin{pmatrix} A_F & B \\ 0 & -\Phi \end{pmatrix} \quad (14)$$

である。また、

$$K_e T^{-1} = F(A_F, B) + (0, \Phi)$$

$$E_e T^{-1} = E_a(A_F, B)$$

であるので、

$$(E_e - E_b K_e)T^{-1} = (E_a - E_b F)(A_F, B) - (0, E_b \Phi) \quad (15)$$

となる。さらに、逆行列補題から

$$\begin{aligned} TD_e &= \begin{pmatrix} A_F & B \\ C & 0 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} D \\ 0 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} A_F^{-1}(I - BB^-) \\ B^- \end{pmatrix} D \end{aligned} \quad (16)$$

である。

よって、(14), (15), (16)式により、

$$\begin{aligned} G_e(s) &= \left[\begin{array}{c|c} T(A_e - B_e K_e)T^{-1} & TD_e \\ \hline (E_e - E_b K_e)T^{-1} & 0 \end{array} \right] \\ &= (E_a - E_b F) \{ (sI - A_F)^{-1} (I - BB^-) \\ &\quad + s(sI - A_F)^{-1} B (sI + \Phi)^{-1} B^- \} D \\ &\quad - E_b \Phi (sI + \Phi)^{-1} B^- D \\ &= E_a (sI - A_F)^{-1} (I - BB^-) D \\ &\quad - \{ E_b F (sI - A_F)^{-1} (I - BB^-) D + E_b B^- D \} \\ &\quad + \{ (E_a - E_b F) (sI - A_F)^{-1} B + E_b \} s (sI + \Phi)^{-1} B^- D \\ &= G_a(s) - G_b(s) + G_F(s) s (sI + \Phi)^{-1} B^- D \end{aligned}$$

と計算される。□

本論文のパラメータ表示は藤井らのそれと異なるにも関わらず、以下のような類似の性質が成立する。

[命題] 固定された s に対して

$$G_e(s) \rightarrow G_a(s) - G_b(s) \quad \text{as } (sI + \Phi)^{-1} \rightarrow 0 \quad (17)$$

(証明) (13)式から直ちに得られる。□

(注意) (17)式は一般に s に関して各点収束であるに過ぎず、 $E_b B^- D = 0$ のときだけ虚軸上で一様収束する。

また、 $G_e(s)$ は厳密にプロパであるが、その極限である $G_a(s) - G_b(s)$ は、 $E_b B^- D \neq 0$ なら厳密にプロパではない。

さて、藤井ら⁴⁾の発想を元にして、提案の手法において Φ をある意味で大きく(ハイゲインに)取ることににより、2次安定化が達成されるのはどのような時かを考えよう。上の命題によれば、

$$\mu := \|G_a(s) - G_b(s)\|_\infty < 1 \quad (18)$$

と仮定すればよいことが予想される。(これは藤井ら⁴⁾の(26)式、(31)式を合わせたものになる。)

実際、(18)式が満たされれば、 Φ の調整によって

$$\|G_F(s) s (sI + \Phi)^{-1} B^- D\|_\infty \leq 1 - \mu \quad (19)$$

とできれば、(13)式により $\|G_e(s)\|_\infty < 1$ は明らかに成立する。

さて、(19)式を満たす Φ は常に存在するであろうか。いま、もし(19)式がある Φ について成立すれば、この式で $s \rightarrow \infty$ とすることにより

$$\|E_b B^- D\| \leq 1 - \mu \quad (20)$$

を得る。逆に、もし(20)式が成り立てば、(19)式を満たす Φ が存在することが示せる。すなわち、つぎの定理が成立する。

《定理1》 主要極配置の仕様により F が与えられ、(18)式が成立したと仮定する。このとき、ある Φ に対して(11)式の K_e が2次安定化を達成するためには、(20)式の成立が必要十分条件である。

(注意) 文献3), 4)では、 $E_b = 0$ の場合が別個に検討されているが、定理1の条件(20)式はその一般化と見なせる。つまり(18)式の下では、 $E_b B^- D$ が十分小さいとき、またそのときに限り、2次安定化はある種のハイゲインフィードバックによって達成される。

(証明) 必要性は既に示した。十分性を示すため、直交行列 U, V による特異値分解

$$B^- D = U \begin{pmatrix} \Sigma & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} V \quad (21)$$

を考えよう。ここに Σ は正数を対角要素に持つ対角行列である。このとき、 V や 0 のブロック列はノルムに影響しないことから

$$\begin{aligned} &\|G_F(s) s (sI + \Phi)^{-1} B^- D\|_\infty \\ &= \|G_F(s) s (sI + \Phi)^{-1} U \begin{pmatrix} \Sigma \\ 0 \end{pmatrix}\|_\infty \end{aligned} \quad (22)$$

となる。そこで、特に

$$\Phi := U \begin{pmatrix} \Sigma \Phi_1 \Sigma^{-1} & 0 \\ 0 & \Phi_2 \end{pmatrix} U^T$$

と取ろう。ここに、 Φ_1, Φ_2 は正方行列で、 Φ_1 は Σ と整合するサイズとする。 Φ_2 については任意の正方行列に固定しておけばよく、以下で Φ_1 のみを調整するが、(14)式から閉

ループ系の安定性のために Φ_1, Φ_2 の固有値の実部が正である必要がある。

このとき、(22)式の右辺は

$$\|sG_F(s)W(sI + \Phi_1)^{-1}\|_\infty, \quad W := U \begin{pmatrix} \Sigma \\ 0 \end{pmatrix}$$

と計算される。よって、目標のノルム条件(19)式は、任意の $s = j\omega$ に対して

$$(sG_F(s)W)^*(sG_F(s)W) \leq (1-\mu)^2(sI + \Phi_1)^*(sI + \Phi_1) \quad (23)$$

なることと同値である。

$$sG_F(s) = sE_b + (E_a - E_bF)B + (*)$$

に注意し(*は厳密にプロパな部分)、(23)式の両辺をさらに変形すれば

$$\begin{aligned} \text{左辺} &= \omega^2(E_bW)^T(E_bW) + j\omega\{(E_a - E_bF)BW\}^TE_bW \\ &\quad - (E_bW)^T(E_a - E_bF)BW\} + \Theta(s) \end{aligned}$$

(ただし $\Theta(s)$ は RL_∞ 行列)

$$\text{右辺} = (1-\mu)^2\{\omega^2I + j\omega(\Phi_1^T - \Phi_1) + \Phi_1^T\Phi_1\}$$

となる。両辺の各項を比較しよう。まず、 ω^2 の項については仮定(20)式により

$$(E_bW)^T(E_bW) \leq (1-\mu)^2I$$

である。さらに

$$\Phi_1 := (E_bW)^T(E_a - E_bF)BW + \alpha I$$

とおけば、 ω の項は両辺等しくなる。そこで、 $(1-\mu)\Phi_1$ の最小特異値が $\Theta(s)$ の RL_∞ ノルムより大きくなるよう α を十分に大きな正数に取れば、(23)式を満たすことができる。□

5. 数値例の検討

まず、文献⁴⁾で検討されているつぎの系を考える。

$$\begin{aligned} A &= \begin{pmatrix} 0 & 10 & 0 & 0 \\ -600 & -5 & 0.1 & 0 \\ 0 & 0 & -500 & 10 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad B = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 50 \end{pmatrix} \\ C &= \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \\ D &= \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad E_a = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0.03 & 0 \end{pmatrix}, \quad E_b = 0 \end{aligned}$$

この制御対象に積分器を併合し、I型サーボ系を構成する。そして藤井ら⁴⁾の例題と同様に、公称システムにおいてステップ参照信号に対する応答モデルを

$$\frac{1}{(1+Ts)^4}, \quad T = 4 \text{ msec} \quad (24)$$

と設定し、これに近い過渡応答を持つ2次安定サーボ系を設計しよう。これは偏差拡大系(4)、(5)式に対して4個の極を $s = -250$ に配置することに相当する。

$$F = \begin{pmatrix} 3444200 & 1094197.5 & 233.05 & 9.9 \end{pmatrix}$$

と計算され、これより十分条件(18)の成立を確認できる⁴⁾。そこで提案の手法により、(11)式のパラメータ Φ を調整する。なお、この例は1入力系なので、 $m \times m$ 行列 Φ はスカラーとなることに注意しよう。

ところが、 $\|G_e(s)\|_\infty$ と Φ の関係をプロットすると、藤井ら⁴⁾のFig. 4に対して比較的平坦な曲線となり(Fig. 2)、この図の範囲の全ての Φ に対して $\|G_e(s)\|_\infty < 1$ が成立する。従って、少なくともこの例に関する限り、任意の正数 Φ に対して(11)式の制御則は2次安定化を達成することが分かる。

Fig. 2 Φ -plot for the SISO system

しかし、このように Φ の調整が不要なのは例外的に簡単な場合である。そこで、より一般的な多入力系の例について検討しよう。文献6)、9)で扱われている

$$\begin{aligned} A &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -2.5 & 0 \\ 5.5 & -3 & -0.4 \end{pmatrix}, \quad B = \begin{pmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 0.5 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \\ C &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (25)$$

に対して、本論文ではつぎのような不確かさ

$$\begin{aligned} D &= \begin{pmatrix} 0 & 1.0 \\ 0 & 0 \\ 1.0 & 0 \end{pmatrix}, \quad E_a = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 2.0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \\ E_b &= \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0.2 & 0 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (26)$$

を与える。これは A の(3,3)-成分に ± 2.0 の変動、 B の(1,1)-成分に ± 0.2 の変動があると想定している。

このとき、公称システムのステップ応答に対して各出力を非干渉化し、かつ出力 y_1, y_2 がともに時定数 T 程度の速応性を持つという仕様を設定して

$$\begin{pmatrix} \frac{1}{(1+(T/2)s)^2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{1+Ts} \end{pmatrix}$$

なる応答モデルを与える。つまり主要極を $-2/T, -2/T, -1/T$ に配置する非干渉化状態フィードバックとして F を計算する。 T を変化させたとき、対応する $\|G_a(s) - G_b(s)\|_\infty$ の値を描いたグラフ (T プロットと呼ばれる⁴⁾) を Fig. 3 に示す。 T が大きいときは H_∞ ノルムが1を越えているが、 $T = 1.0$ 前後では1未満となり、条件 (18) 式を満たすことが分かる。なお、 T をさらに小さくすると再びノルムが増加するのは、 $E_b \neq 0$ のためである。

Fig. 3 T-plot for the MIMO system

(注意) 条件 (18) 式は F の取り方に依存するので、主要極の配置に制約を課していることになる。この条件を満たす F を見つけることは再び2次安定化問題に帰着されるので、これと一般的な極配置とを同時に達成するのは困難である。これに対し、藤井らの T -プロットは、多入出力系においても (18) 式を満たす F の現実的な選定方法を与える。上記のような構造 (非干渉化と時定数の設定) を仮定すれば、数値的探索により (18) 式を満足する T を見出すことができるからである。なお、その際 F の解析表現¹³⁾が有用である。

さて、以上のような検討に基づき、ここでは $T = 1.0$ と定めよう。このとき

$$F = \begin{pmatrix} 1.8000 & -0.7091 & 0.2327 \\ 0 & -3.0000 & 0 \end{pmatrix}$$

と計算され、このとき $\|G_a(s) - G_b(s)\|_\infty = 0.5137$, $\|E_b B^- D\| = 0.1195$ であるので、(20) 式も満たしていることが分かる。さらに

$$B^- D = \begin{pmatrix} 0.3273 & 0.5000 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

であるから、定理1の証明において $U = I$ となる。また Φ_1, Φ_2 はスカラーとなる。例えば $\Phi_2 = 20$ とおき、数値的探索を用いれば、 $\Phi_1 > \varphi_0 \approx 4.8$ のとき常に $\|G_e(s)\|_\infty < 1$ となることが分かる。従って例えば

$$\Phi = \begin{pmatrix} 10 & 0 \\ 0 & 20 \end{pmatrix}$$

と取れば、(11) 式の K_e は $\|G_e(s)\|_\infty = 0.7288$ を満たし、2次安定化を達成する。

なお、この例では U が単位行列になったため、 Φ を対角行列に取ることができたが、一般にはこのように簡単な Φ でよいとは限らず、定理1の証明で示したような構造を保ちつつ、パラメータ調整を行う必要がある。 Φ の成分を単に大きくするだけでは、必ずしも $\|G_e(s)\|_\infty < 1$ は達成されないことに注意する必要がある。

6. 結 言

主要極を配置したサーボ系の2次安定化手法を提案した。極配置仕様が与えられたとき、十分条件 (18) 式が満たされるとの仮定のもとで、パラメータ Φ をある意味で十分大きく取れば2次安定化が達成できるための必要十分条件を明らかにした。この手法では主要極を (漸近的にでなく) 正確に配置できるため、 Φ をそれほど大きく (ハイゲインに) しなくても、所望の応答が得られる。

なお、たとえ (18) 式が満たされなくても、 $\|G_e(s)\|_\infty < 1$ を満足する Φ は存在することがある。この点は藤井ら⁴⁾と大きな違いであると考えられる。しかしその場合、例えば1入力系で言えば、 Φ はある値よりも大きければよいといったハイゲイン条件ではなく、 Φ の範囲は特定の有限区間に限られる。このような区間が一般的に見つけることができれば有意義であると考えられるが、これは双線形行列不等式の問題となり数値的に解くのはきわめて困難である。従って実用上は、(18) 式が成立しないときは5節で述べた多入出力 T -プロットなどを利用して、極配置の仕様を変更するのがより妥当であると考えられる。

最後に日頃、御指導頂いている鈴木正之教授、有益な討論を賜った藤井隆雄教授に謝意を表します。また研究に協力してくれた佐藤昌之君に感謝します。

参 考 文 献

- 1) 藤井隆雄: 二次安定化とロバスト制御, 計測と制御, **29**-2, 142/150 (1990)
- 2) I. R. Petersen: A Stabilization Algorithm for a Class of Uncertain Linear Systems, Systems and Control Letters, **8**, 351/357 (1987)
- 3) I. R. Petersen: Stabilization of an Uncertain Linear System in which Uncertain Parameters Enter into the Input Matrix, SIAM J. Contr. and Opt., **26**, 1257/1264 (1988)
- 4) 藤井, 辻野, 植松: 2次安定論に基づくロバストサーボ系の設計, システム制御情報学会論文誌, **4**-11, 462/472 (1991)
- 5) T. Fujii: A New Approach to the LQ Design from the Viewpoint of the Inverse Regulator Problem, IEEE Trans. Auto. Contr., **AC-32**-11, 995/1004 (1987)

- 6) 藤井, 下村: ILQ 最適サーボ系設計法の一般化, システム制御情報学会論文誌, **1-6**, 194/203 (1988)
- 7) T. Fujii: Design of Tracking Systems with LQ Optimality and Quadratic Stability, IFAC 12th World Congress, 479/486 (1993)
- 8) T. Tsujino and T. Fujii: The Design Method of Robust Servo Systems with Quadratic Stability Using Output Feedback, IEEE Singapore Int. Symposium on Control Theory and Appl., 52/56 (1997)
- 9) 杉本, 井上: 多項式行列の既約分解を用いた ILQ 最適サーボ系の設計, システム制御情報学会論文誌, **8-6**, 242/248 (1995)
- 10) K. Sugimoto: Partial Pole-placement by LQ Regulator: An Inverse Problem Approach, IEEE Trans. Auto. Contr., **AC-43-5**, 706/708 (1998); Proc. of 35-th Conf. on Decision and Control, 4164/4169 (1996)
- 11) K. Sugimoto and A. Satoh: Partial Pole Placement by Discrete-time LQ Control and Its Sampled-data Performance, Proc. of 2-nd IFAC Symposium on Robust Control Design, 271/276 (1997)
- 12) 杉本謙二: 多項式 ILQ 設計法と 2 自由度最適サーボ系に関する一考察, システム制御情報学会論文誌, **10-8**, 395/400 (1997)
- 13) 杉本, 劉, 井上: 逆インタラクタ化定理と特異な重みに対する最適レギュレータの陽表現について, 計測自動制御学会論文集, **31-4**, 537/539 (1995)

[著 者 紹 介]

杉 本 謙 二 (正会員)

1957 年 6 月 20 日生. 1980 年京都大学工学部数理工学科卒業, 1982 年同大学院数理工学専攻修士課程修了. 同年三菱電機(株)入社, 1985 年 7 月京都大学工学部数理工学科助手, 1989 年 10 月岡山大学工学部情報工学科助教授, 1995 年 5 月より名古屋大学大学院工学研究科助教授となり, 現在に至る. 線形システムの制御理論に関する研究に従事. 工学博士. システム制御情報学会, 日本航空宇宙学会の会員.