2 慣性系制御の有限語長プロセッサ上での一実現法

学生員 小 川 岳 (名古屋大学)

学生員 熊 谷 寿 彦 (名古屋大学)

正 員 鈴 木 達 也 (名古屋大学)

正 員 大 熊 繁 (名古屋大学)

Implementation Technique of Vibration Suppression Control on FWL Processor

Takashi Ogawa, Student-member, Toshihiko Kumagai, Student-member,

Tatsuya Suzuki, Member, Shigeru Okuma, Member (Nagoya University)

In the motion or process control system, a variety of design techniques are proposed because of the demand of the high performance. The higher performance we demand, the higher the degree of the controller becomes. For practical use, these controllers are usually calculated by the digital controller. The controller is generally designed by a CAD system and is implemented with a microprocessor. But the microprocessor does not have enough precision to realize the result of the design by the CAD system. Therefore the system performance is deteriorated by the finite word length (FWL) effects. To cope with FWL problems, lots of design methods were considered in the signal processing field and high-ordered digital filters are often used. Among these methods, the implementation technique based on the state-space realization can minimize the sensitivity for the perturbation of coefficients. Noting the fact that the optimal realizations which mean same transfer function are unique only up to an orthogonal similarity transformation, we must choose the realization within this class of optimal realizations. In this paper, we show the algorithm to find a state-space realization which minimizes the frequency weighted sensitivity measure of the controller performance. Furthermore we show some experimental results to verify the effectiveness of the proposed algorithm.

キーワード：状態空間実現、係数感度、Schur 実現、軸ねじり振動抑制制御、固定小数点演算

1. はじめに

近年では制御系の性能に対する要求が非常に高くなり、これを満足すべく H_∞ 制御等の様々な制御手法が考案された結果、コントローラの次数は高くなる傾向にある。一般に制御系の性能に対する要求が厳しくなればなるほどコントローラの次数は高くなる傾向にある。

このような制御系を構成する際には、まず CAD ソフトを利用して設計・シミュレーションを行ない、次にマイクロプロセッサを用いて実機に実装するのが一般的である。その際に、実機において制御演算を行うプロセッサが扱える語長は、設計に利用する CAD ソフトが扱える語長に比べて一般に短く、特に汎用プロセッサや低価格の DSP を用いる場合には浮動小数点の数値すら扱えない場合が少なくない。従って、高次のコントローラを実装する場合には、設計時の特性を劣化させないよう細心の注意を払って実現法を考えないと、所望の性能を得ることはできない。

さて信号処理の分野では、高次のデジタルフィルタを利

用することが多いため、プロセッサの語長制限に起因する諸問題を見逃すことができない。そこでこの問題に対して様々な構成法が考案され、実用化されている^{1) 2) 3)}。このうち状態変数型と呼ばれる手法は、その係数感度が非常に低く、設計時の特性からの劣化が少ない。ある伝達関数と同一の伝達特性を持つ状態空間実現は、プロセッサの語長が無限長である場合には無数に存在するが、語長が有限である場合には、異なる状態空間実現は異なる伝達特性を持つ。このことから、語長制限による特性の劣化を評価関数に選ぶことにより、最適な実現を決定することができる。

そこで本論文では、信号処理の分野で用いられる状態変数型デジタルフィルタの実装手法を制御系における高次コントローラの実装に応用し、2 慣性共振系の制御実験を通してその有用性を検証する。以下、第2章では、プロセッサの語長が有限であることに起因する諸問題と、信号処理分野における対処法について述べる。第3章では、語長制限に起因する誤差の影響を定量的に評価する感度関数を定義

し、設計問題を定式化する。第4章では、提案手法を2慣性系の振動抑制制御系に適用し、その有効性を実機により検証する。第5章はまとめである。

2. 有限語長プロセッサにおける高次コントローラ

<2.1> 有限語長問題 マイクロプロセッサを用いて実装するデジタル・コントローラにおいては、プロセッサが扱える語長が有限であるため、以下に挙げる要因による特性の劣化が見られる。

- 入力信号の量子化
- コントローラ係数の有限語長表現
- 乗算結果の量子化誤差
- 加算結果のオーバーフロー

特に、演算精度が低いマイクロプロセッサを用いて次数の高いコントローラを実装する場合には上記の要因の影響が大きい。例えばコントローラの伝達関数を直接実装すると、設計時と実装時の演算精度の差が無視できない程大きいために、補償器の特性が大きく劣化してしまう場合がある。これは伝達関数の直接構成法は係数感度が高いこと、つまり係数を有限のビット長に丸めた場合の誤差の影響が非常に大きいことに起因する現象である。

そこで高次のコントローラを実装する場合には、設計時の特性に対する劣化が小さい実装法を選ぶ必要がある。

<2.2> 信号処理用デジタルフィルタ 信号処理の分野では高次のデジタルフィルタがよく用いられる。このようなフィルタは一般に係数感度が高く、マイクロプロセッサを用いて実装する場合には、その実装精度は実装方法に大きく依存する。このため、フィルタを伝達関数の形式で直接実装することは稀であり、より係数感度の低い様々な実装手法が考案され、実用化されている。

このような実装手法の一つである縦続型構成は、実装したい高次の伝達関数を2次以下の伝達関数の積に分解して実装するという、比較的計算量の少ない手法であり、係数感度の低減に関しては伝達関数を直接構成する場合に比べて非常に優れている。縦続型への分解は、分解後の各伝達関数の極と零点の組合せを決めるベアリングと、各伝達関数を並べる順序を決めるオーダリングとに分けて考えられる。縦続型コントローラの特性の劣化程度は、ベアリングやオーダリングの方法に大きく依存する⁴⁾。

ベアリングの目安としては、互いに近い値を持つ極と零点とを組み合わせることが効果的であり、オーダリングの目安としては、ゲイン特性の変化が急峻な要素を後段に置く特性の劣化が少ないことが知られている³⁾。しかしながら、これらの目安に従うだけではコントローラを一意に決

定することは困難であり、実装までの手順は試行錯誤的にならざるを得ない。

一方、コントローラを状態方程式の形式で実装する状態変数型では、その係数感度が縦続型に比べても低く、設計時の特性からの劣化が少ない。伝達関数から状態空間実現への変換は一意に決まらないが、有限語長問題を考慮に入れば、特性劣化の度合は各実現の間で異なったものとなる。この点に着目し、係数の量子化誤差に対する伝達特性の変化を定量的に評価する感度関数を定義することにより、設計時の特性からの劣化のより少ない実現を決定することができる⁵⁾。

そこで本論文では、文献(5)に基づいた状態変数型デジタルフィルタの実装手法を高次コントローラの実装に応用することとし、その構成法について以下で述べる。

3. コントローラの状態空間実現

<3.1> 状態空間表現 コントローラの伝達関数 $H(z)$ に対して、それに対応する状態空間表現は

$$x(n+1) = Ax(n) + Bu(n) \quad (1)$$

$$y(n) = Cx(n) + Du(n) \quad (2)$$

と表される。このとき、ある伝達関数に対してその状態空間表現は無数に存在し、互いに相似変換行列 T を用いて

$$A' \triangleq T^{-1}AT \quad (3)$$

$$B' \triangleq T^{-1}B \quad (4)$$

$$C' \triangleq CT \quad (5)$$

のように関係づけることができる。式(3)、(4)、(5)で (A, B, C) と (A', B', C') は相似な関係にあり、プロセッサの語長が無限長である場合には両者は全く同じ入出力特性を示す。ところが実際にはプロセッサの語長が有限であるため、互いに相似関係にある状態空間表現でも係数の量子化誤差は異なり、その伝達関数も異なったものとなる。そこで、誤差の影響を受けにくく、より設計時に近い特性を持つような状態空間表現を選ぶことが必要となる。

<3.2> 感度関数の導入 ここでは前節を受けて、語長制限に起因する係数量子化誤差の影響を最小にするような、状態空間表現の係数行列を決定する方法について述べる⁵⁾。

最初に、感度関数 m を以下のように定義する。

$$m \triangleq \left\| \frac{\partial H}{\partial A} \right\|_1^2 + \left\| \frac{\partial H}{\partial B} \right\|_2^2 + \left\| \frac{\partial H}{\partial C^T} \right\|_2^2 \dots \dots \dots (6)$$

各項で $\|f(z)\|_p$ は行列の L_p -ノルムであり、次式のように定義される。

$$\|f(z)\|_p \triangleq \left(\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \|f(e^{j\omega})\|_p^p d\omega \right)^{1/p} \dots \dots \dots (7)$$

ここで $\|f(e^{j\omega})\|_F$ はフロベニウス・ノルムであり、 f の各要素の2乗和の平方根として定義される。

$$\begin{aligned} \|f(e^{j\omega})\|_F &\triangleq \left(\sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^m |f_{ik}(e^{j\omega})|^2 \right)^{1/2} \\ &= \{tr[f^T(e^{j\omega})f(e^{j\omega})]\}^{1/2} \end{aligned} \quad (8)$$

m は、各係数行列の変動に対する伝達関数行列の変化の割合を定量的に表している。つまり、 m の値が小さいほど、語長制限による係数量子化誤差の影響を受けにくいといえる。従って、語長制限の影響が最も小さくなるような係数行列 A 、 B 、 C を決定することは、 m の値が最小になるような係数行列を選ぶことと等価となる。これは、 m の最小化問題として次のように定式化できる。

$$\min_{A,B,C} m \dots\dots\dots (9)$$

ところで、制御系コントローラの設計では全周波数帯域ではなく特定の周波数、あるいは周波数帯域において良好な制御特性を出すことをしばしば求められる。このような観点から、式(6)で定義した感度関数に周波数重みをかけることによって特定の周波数帯域で量子化誤差の影響を小さくすることを考える。

周波数重みを $W_A(z)$ 、 $W_B(z)$ 、 $W_C(z)$ として、周波数重みつき感度関数 m_W を以下のように定義する。

$$m_W \triangleq \left\| W_A(z) \frac{\partial H}{\partial A} \right\|_1^2 + \left\| W_B(z) \frac{\partial H}{\partial B} \right\|_2^2 + \left\| W_C(z) \frac{\partial H}{\partial C^T} \right\|_2^2 \quad (10)$$

感度関数として m_W を用いた場合、最小化問題は式(9)と同様に次のように定式化することができる。

$$\min_{A,B,C} m_W \dots\dots\dots (11)$$

<3.3> 係数行列の決定アルゴリズム 次に、式(11)のように定義されたコントローラ単体に対する感度関数最小化問題を解く手法を述べる⁵⁾。

m_W は直接計算するのが困難なので、 m_W の上界 $\overline{m}_W$ を考え、式(11)の最小化問題の代わりに

$$\min_{A,B,C} \overline{m}_W \dots\dots\dots (12)$$

を考える。周波数重み付きの可制御グラミアン・可観測グラミアンを K_1 、 K_2 、 K_3 、 K_4 とすると、 $\overline{m}_W$ は次のように表すことができる。

$$\overline{m}_W = \text{tr}(K_1) \text{tr}(K_2) + \text{tr}(K_3) + \text{tr}(K_4) \dots\dots\dots (13)$$

ここで、 K_1 、 K_2 、 K_3 、 K_4 は以下の通りである。

$$\begin{aligned} K_1 &= \frac{1}{2\pi j} \oint_{|z|=1} C(zI - A)^{-1} \cdot \{C(zI - A)^{-1}\}^T |W_1|^2 \frac{dz}{z} \\ K_2 &= \frac{1}{2\pi j} \oint_{|z|=1} (zI - A)^{-1} B \cdot \{(zI - A)^{-1} B\}^T |W_2|^2 \frac{dz}{z} \\ K_3 &= \frac{1}{2\pi j} \oint_{|z|=1} C(zI - A)^{-1} \cdot \{C(zI - A)^{-1}\}^T |W_3|^2 \frac{dz}{z} \\ K_4 &= \frac{1}{2\pi j} \oint_{|z|=1} (zI - A)^{-1} B \cdot \{(zI - A)^{-1} B\}^T |W_4|^2 \frac{dz}{z} \end{aligned}$$

また、

$$W_A(z) = W_1(z)W_2(z)$$

$$W_B(z) = W_3(z), W_C(z) = W_4(z)$$

とおいた。

さらに、相似変換後のグラミアンがそれぞれ

$$K_1 = T^T K_1 T \quad (14)$$

$$K_2 = T^{-1} K_2 T^{-T} \quad (15)$$

$$K_3 = T^T K_3 T \quad (16)$$

$$K_4 = T^{-1} K_4 T^{-T} \quad (17)$$

となることを用いると、 $\overline{m}_W$ は

$$\begin{aligned} \overline{m}_W &= \text{tr}(T^T K_1 T) \text{tr}(T^{-1} K_2 T^{-T}) + \text{tr}(T^T K_3 T) \\ &\quad + \text{tr}(T^{-1} K_4 T^{-T}) \\ &= \text{tr}(K_1 P) \text{tr}(K_2 P^{-1}) + \text{tr}(K_3 P) + \text{tr}(K_4 P^{-1}) \\ &\triangleq R(P) \quad (18) \\ &\quad (P = T T^T) \end{aligned}$$

となり、 P の関数 $R(P)$ として捉えることができる。従って、感度関数の最小化問題は、

$$\min_P R(P) \dots\dots\dots (19)$$

となり、 P の一変数関数に対する最小化問題に帰着される。

$R(P)$ が下に凸な関数であることを利用すると、勾配法により式(19)の解 P_1 を一意に決定することができる。勾配法とは、ステップサイズ $\mu(>0)$ を適当に決め、

$$P(k+1) = P(k) - \mu \left. \frac{\partial R(P)}{\partial P} \right|_{P=P(k)} \quad (20)$$

の反復計算を行って、 $\partial R(P)/\partial P|_{P=P(k)} = 0$ となる P を式(19)の解 P_1 とするものである。 P の初期条件 $P_0 (= T_0 T_0^T)$ は、

$$\begin{aligned} T_0^T K_1 T_0 &= T_0^{-1} K_2 T_0^{-T} \\ &= \text{diag}(\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_n) \end{aligned} \quad (21)$$

を満たすように選ぶと、式(20)の反復計算の収束がよくなることが分かっている。更に、式(10)において周波数重みを $W_A = W_B = W_C$ となるように選ぶと、式(21)を満たす P_0 がそのまま式(19)の解 P_1 となる。式(21)のように、可制御・可観測グラミアンを等しくする実現方法は平衡実現と呼ばれている。

以上のようにして求められた P_1 より直ちに相似変換行列 T_1 が得られ ($P_1 = T_1 T_1^T$)、式(3)、(4)、(5)の相似変換によって語長制限による係数量子化誤差の影響を最小にする係数行列 (A_1 、 B_1 、 C_1) が決定される。

<3.4> 最適 Schur 実現

任意の行列 $M \in \mathbb{R}^{n \times n}$ は直交行列 V を用いて以下の Schur 型行列 M_s に変換することが可能である⁷⁾。

$$M_s = V^T M V = \begin{bmatrix} M_{11} & & * \\ & M_{22} & \\ & & \ddots \\ 0 & & & M_{nn} \end{bmatrix}$$

M_{ii} は実数または (2×2) の実行列である。
 上記の事実と T_1 に直交行列 V の自由度があることを利用すると、係数感度を変えることなく A_1 を Schur 型に変換することが可能である。このような実現は最適 Schur 実現と呼ばれ、0 要素が多い Schur 実現を用いることによって制御特性を劣化させることなく計算量を低減することが可能となるため、最適 Schur 実現は実装に最も適した実現法と言える。

4. 実機による検証

<4.1> 制御系の構成 本章では実験により提案手法の有効性を検証する。図1に示す2慣性系の速度制御を行う。この系はモータと軸とが弾性を持つ軸により結合されており、軸のねじれに起因する振動が発生しやすい。図中の各パラメータは以下の通りである。

- J_m : モータの慣性モーメント
- J_L : 負荷の慣性モーメント
- D_m : モータの粘性抵抗
- D_L : 負荷の粘性抵抗
- τ^* : 駆動トルク
- τ_L : 負荷トルク
- ω_m : モータ速度
- ω_L : 負荷速度

実験装置の構成を図2に、諸定数を表1に示す。また制御系の構成を図3に示す。

図中 P はノミナルプラントであり、モータと負荷とを結合する軸が剛体であると仮定したプラントである。 P' は実際のプラントであり、軸が弾性を持つ。 KU 、 C_0 、 Q は各々コントローラである。また図中の各信号は以下の通りである。
 τ : 参照入力
 u : プラントへの入力 ($= \tau^*$)
 y : 観測出力 ($= \omega_m$)
 d : 外乱

各コントローラはマイクロプロセッサ 80196 を用いて構成し、16bit 固定小数点演算を行う。このときの速度制御周期は 4.8[ms] である。またコントローラの設計には CAD ソフト MATLAB をオフラインで使用する。

図1 2 慣性系
 Fig. 1. Model of 2mass system

<4.2> コントローラの設計 文献(6)で述べられている設計手法に基づいてコントローラを設計する。

表 1 諸定数

Table 1. Specification of experimental system	
定格回転数	1800 [rpm]
定格出力	11 [kW]
モータの慣性モーメント	$J_m = 5.3 \times 10^{-1} [Kgm^2]$
負荷の慣性モーメント	$J_L = 2.0 \times 10^{-1} [Kgm^2]$
モータの粘性抵抗	$D_m = 5.3 \times 10^{-3} [Kgm^2/s]$
負荷の粘性抵抗	$D_L = 2.0 \times 10^{-3} [Kgm^2/s]$
軸のばね定数	$K_L = 3.17 \times 10^3 [Kgm^2/s^2]$

図2 実験装置の構成
 Fig. 2. Experimental system

C_0 は立ち上がり時間が約 0.8[s] となるよう設計されている PI コントローラであり、 $K_p = 1.71$ 、 $T_i = 3.05$ である。補償器 KU は目標値応答を規定し、次式で与える。

$$KU = \frac{(J_m + J_L)s + (D_m + D_L)}{0.5s + 1} \tag{22}$$

上記の手順で設計された Q を図4 および次式に示す。

$$Q = \frac{a_{04}s^4 + a_{03}s^3 + a_{02}s^2 + a_{01}s + a_{00}}{b_{04}s^4 + b_{03}s^3 + b_{02}s^2 + b_{01}s + b_{00}} \tag{23}$$

ここで Q の各係数の値は以下の通りである。

$$\begin{aligned} a_{04} &= 1.1 \times 10^3 & a_{03} &= 4.6 \times 10^4 & a_{02} &= 2.4 \times 10^7 \\ a_{01} &= 4.7 \times 10^8 & a_{00} &= 4.7 \times 10^6 \\ b_{04} &= 1.2 \times 10 & b_{03} &= 7.4 \times 10^3 & b_{02} &= 2.3 \times 10^5 \\ b_{01} &= 3.6 \times 10^7 & b_{00} &= 6.5 \times 10^8 \end{aligned}$$

なお詳細な設計アルゴリズムに関しては、文献(6)を参照されたい。

<4.3> コントローラの実装 実装にあたり、前節において連続系で設計した補償器を離散化する。離散化には

図3 制御系の構成

Fig. 3. Block diagram of the control system

図4 Qのゲイン特性

Fig. 4. Gain plot of Q(z)

様々な手法があるが、双一次変換により離散化を行うと、補償器の安定性を保証することができる。このことを重視して(24)式の双一次変換により補償器を離散化する。

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \quad (24)$$

ただし T_s は速度制御周期である。

4.2節で設計した各コントローラのうち、次数の高い Q を伝達関数の形式で直接実装すると、実装後の Q は特性が大きく劣化してしまう(図4)。図中実線は、プロセッサの扱える語長が十分長いCADソフトを用いて計算した Q のゲイン特性を示し、破線は8bit固定小数点演算に対応したプロセッサをシミュレートして計算したゲイン特性を示す。

そこで提案手法に従ってコントローラを状態変数型に変換する。計算を容易にするため、 $W(z)$ は

$$W(z) = W_A(z) = W_B(z) = W_C(z) = 1$$

とした。状態変数型に変換後、係数を8bitで量子化した Q の各係数の値は以下の通りである。

$$A = \begin{pmatrix} 69 & -13 & -14 & -2 \\ 125 & 73 & -53 & -8 \\ -95 & -34 & 51 & -10 \\ -19 & -7 & -13 & 118 \end{pmatrix}$$

$$B^T = \begin{pmatrix} 6 & 24 & 32 & 6 \end{pmatrix}$$

$$C = \begin{pmatrix} -76 & -27 & -54 & -8 \end{pmatrix}$$

$$D = 25$$

これを見ると、各要素の大きさが比較的平均化されており、このことから語長制限の影響を受けにくいことが理解できる。更にSchur実現を行い、係数を8bitで量子化した場合の各係数の値は以下の通りである。

$$A = \begin{pmatrix} 24 & 106 & 19 & -1 \\ -28 & 127 & 10 & -1 \\ 0 & 0 & 9 & 3 \\ 0 & 0 & 0 & 100 \end{pmatrix}$$

$$B^T = \begin{pmatrix} 5 & -2 & 34 & 0 \end{pmatrix}$$

$$C = \begin{pmatrix} 35 & -45 & -79 & 3 \end{pmatrix}$$

$$D = 25$$

コントローラの演算量は係数の個数に依存する。今回用いた4次のコントローラの場合、直接型では係数が10個であるのに対して状態変数型では係数が25個、Schur実現を行った場合には係数は19個となる。このことから、0の要素が多い最適Schur実現では、計算量の低減が可能なが理解できる。

上述の2通りの状態空間実現によると、 Q のゲイン特性は図4の実線の特性に一致し、特性劣化の少ないことが確認できる。

図5 直接型(伝達関数)

Fig. 5. Direct (Transfer function)

<4.4> 実験結果 提案手法の有効性を検証するため、速度制御実験を行った。実験にあたってはまず900[rpm]の速度指令を与え、定常状態に達した後、速度指令を990[rpm]までステップ状に変化させた。なお、それぞれ図中200[ms]の時点で速度指令を変化させている。

まず Q を伝達関数で直接実現した場合の制御結果を図5に示す。この振動は制御対象の軸のねじれに起因する振動とその周波数が一致している。

次に、コントローラを状態空間実現した場合の制御結果を図6に示す。提案手法に基づいて実装された Q を追加することによってこの振動が抑制され、良好な制御が行われていることが分かる。更にコントローラを Schur 実現した場合の制御結果を図7に示す。Schur 実現により計算量が低減されているにもかかわらず図6と同等の結果が得られていることがわかる。

更に設計時の特性との比較のために、シミュレーション結果を図8に示す。シミュレーションにおいては、実機の場合と同様な各コントローラ (Schur 最適実現) の係数と演算精度を採用している。伝達関数で直接実現した場合に比べて、状態空間実現した場合にははるかに設計時に近い特性を実現できていることがわかる。

図6 最適実現

Fig. 6. Optimal realization

図7 Schur 最適実現

Fig. 7. Schur optimal realization

5. まとめ

本論文では、信号処理の分野で用いられる高次デジタルフィルタの実装手法を制御系における高次コントローラの実装に応用し、その有効性を実機で検証した。

図8 シミュレーション結果

Fig. 8. Simulation result

状態変数型デジタルフィルタに基づいた実装手法は係数感度が低い。これに加えて語長制限による特性の劣化を感度関数として定義し、この感度関数の最小化問題の解として、係数感度の低いコントローラを簡単なアルゴリズムから求めることができる。固定小数点演算型のプロセッサ等、低精度のプロセッサを用いる場合には特に効果大きい。

本手法はコントローラの実装手法であり、設計手法ではない。このため、設計手法を選ぶことなく、高次コントローラの実装に応用することが可能である。

(平成8年5月2日受付, 同9年2月25日再受付)

文 献

- (1) L.Thiele: "On the Sensitivity of Linear State-Space Systems", *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-33, No.5, 1986.
- (2) M.Steinbuch, G.Schootstra and H.T.Goh: "Closed-Loop Scaling in Fixed-Point Digital Control", *IEEE Trans. Control Syst. Tech.*, vol.2, No.4, 1994.
- (3) L.B.Jackson: "Round-off Noise Analysis for Fixed-Point Digital Filters Realized in Cascade or Parallel Form" *IEEE Trans. on AU*, vol.AU-18, pp.107-122, (1970)
- (4) 三谷: デジタルフィルタデザイン (デジタル信号処理シリーズ3), 昭晃堂, (1987)
- (5) G.Li, B.D.O.Anderson, M.Gevers and J.E.Perkins: "Optimal FWL Design of State-Space Digital Systems with Weighted Sensitivity Minimization and Sparseness Consideration", *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol.39, No.5, 1992.
- (6) 松本, 鈴木他: 「2自由度制御系の内部構造と補償器のフリーパラメータの一設計法」, 電学論D, vol.113, No.6, pp.769-777, (1993)
- (7) G.H.Golub and C.F.Van Loan: *Matrix Computations*. North Oxford Academic, 1989, second ed.

小 川 岳

(正員) 1968年7月26日生。'96年3月名古屋大学大学院工学研究科博士課程後期課程電子機械工学専攻修了、同年4月、日立製作所入社、現在に至る。主としてモーションコントロールに関する研究に従事。

熊 谷 寿 彦

(学生員) 1969年8月26日生。'96年3月名古屋大学大学院工学研究科博士課程前期課程電気工学専攻修了、同年4月、日立製作所入社、現在に至る。主としてロボast制御に関する研究に従事。

鈴 木 達 也

(正員) 1964年1月3日生。'91年名古屋大学大学院博士課程後期課程修了。工学博士。同年名古屋大学工学部助手。'95年同講師。現在に至る。ロボast制御、学習制御を用いたモーションコントロール、離散事象システム理論を用いた知的システムに関する研究に従事。1994年システム制御情報学会奨励賞、1995年電気学会論文賞、1996年日本ロボット学会研究奨励賞受賞。計測自動制御学会、システム制御情報学会、日本ロボット学会、IEEEの各会員。

大 熊 繁

(正員) 1948年2月16日生。'72年同大学大学院修士課程修了。'74年ケース・ウェスタン・リザーブ大学大学院工学研究科修士課程システム工学専攻修了。'77年名古屋大学大学院博士課程満了。同年4月同大学助手、'79年4月同講師、'84年11月同助教授、'90年12月同教授、現在に至る。工学博士。主として、ロボティクス、パワーエレクトロニクス、創発型ソフトコンピューティングに関する研究に従事。計測自動制御学会、日本ロボット学会、IEEE、パワーエレクトロニクス研究会の各会員。