バックステッピング設計手法を用いた磁気浮上系のロバスト非線形制御†

楊 子 江*・立 石 道 孝*

Robust Nonlinear Control of a Magnetic Levitation System via Backstepping Design Approach

Zi-Jiang YANG* and Michitaka TATEISHI*

This paper proposes a robust nonlinear controller for position tracking problem of a magnetic levitation system, which is governed by an SISO second-order nonlinear differential equation. The controller is designed in a backstepping manner, based on the nonlinear system model in the presence of parameter uncertainties. The effects of the parameter uncertainties are reduced by a nonlinear damping term and the offset position error is removed by a PI controller. Input-to-state stability of the control system is analyzed and experimental results are included to show the excellent position tracking performance of the designed control system.

Key Words: magnetic levitation, nonlinear robust control, backstepping, nonlinear damping term, input-to-state stability.

1. はじめに

磁気浮上系は、吸引力が浮上体—電磁石間のギャップの非線形関数となっている。したがって、近似線形モデルでは、安定化できる範囲が動作点近傍に限定されるので、広範囲な位置制御を行う場合には、システムが不安定になる恐れがある。そのため、システムの物理パラメータ誤差や非線形特性などを考慮した線形または非線形ロバスト制御器がよく用いられている^{1)~20)}。

非線形制御や適応制御の分野で近年盛んに研究されてきたバックステッピング設計手法²¹⁾は、出力誤差を1成分とする相対次数分の次元の階層構造を考へて、各サブシステムに仮想入力を設定し、それを使って各サブシステムを安定化するというものである。本研究は、電流帰還型アンプを有する磁気浮上系の非線形モデルにパラメータ変動または誤差がある場合、バックステッピング設計手法を用いたロバスト非線形制御系を提案する。具体的にいえば、まず、モデリング誤差などで生じた速度誤差による位置誤差を除去するために、PI制御を用いた仮想入力を設計する。つぎに、モデリング誤差に対して、適切な非線形減衰項^{21), 22)}を設計して速度誤差の安定化をはかり、高性能なロバスト非線形制御系を構築する。さらに、提案するロバスト非線形制御系のInput-to-state

Fig. 1 Diagram of the magnetic levitation system.

stable(ISS) 特性^{21), 23)}を理論的に示し、その有効性を実験によって確認する。

2. 磁気浮上系のモデル化

本研究の対象として、Fig. 1に示されているような、銅球(浮上体)と1個の引き上げ用電磁石からなる磁気浮上系を考える²⁶⁾。本研究では、文献^{4)~7), 11)~14), 19)}の問題設定と同じく、電流帰還型アンプを利用するので、コイルに流れる電流*i*を操作量とし、電気回路のダイナミクスを考慮していない。したがって、制御対象の運動モデルは次式のような2次の非線形微分方程式で表せる。

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= g_0(1 + \Delta_g) + \varphi_0(x_1)(1 + \Delta_1)i^2\end{aligned}\quad (1)$$

ただし、

† 第16回計測自動制御学会九州支部学術講演会で発表(1997・11)

* 九州工業大学情報工学部 飯塚市川津大字680-4

* Faculty of Computer Engineering and Systems Science, Kyushu Institute of Technology, Iizuka
(Received May 25, 1998)

(Revised October 22, 1998)

$$\varphi_0(x_1) = \frac{-Q_0}{2M_0(X_{\infty 0} + x_1)^2} \quad (2)$$

ここで、 x_1 : 電磁石-鋼球間のギャップ、 x_2 : 鋼球速度、 i : コイル電流、 M_0 : 鋼球質量 M の公称値、 g_0 : 重力加速度 g の公称値、 Q_0 と $X_{\infty 0}$: コイル、鉄心と鋼球などにより決定される定数 $Q > 0$ と $X_{\infty} > 0$ の公称値である。 $\varphi_0(x_1)$: 非線形関数 $\varphi(x_1) = -Q/[2M(X_{\infty} + x_1)^2]$ の公称関数、 Δ_g と Δ_1 はそれぞれパラメータ誤差によるモデリング誤差である。

$$\begin{aligned} \Delta_g &= \frac{g - g_0}{g_0} \\ \Delta_1 &= \frac{\varphi(x_1) - \varphi_0(x_1)}{\varphi_0(x_1)} \end{aligned} \quad (3)$$

外力による有界な外乱が存在する場合に、それが等価的に Δ_g に集約できることに注意されたい。

本研究の目的は、バックステッピング設計手法を用いて、(1) 式の非線形モデルに対するロバスト非線形制御器を設計し、浮上体の位置 x_1 をその指令値に追従させることである。多くのバックステッピング設計手法が扱う制御対象と比較して²¹⁾、入力側に非線形なモデリング不確かさが存在することが磁気浮上系の特徴である。

3. 非線形ロバスト制御器の設計

本章では、前節で示した磁気浮上系のモデルに対して、バックステッピング設計手法を用いて、次のような二つのステップによって、制御系を設計する。ここで、鋼球位置の目標値 y_r およびその 1 次と 2 次の微分値 $\dot{y}_r$ 、 $\ddot{y}_r$ が既知で、連続かつ一様有界であると仮定する。

Step 1:

まず、 x_1 と x_2 の誤差信号を

$$\begin{aligned} z_1 &= x_1 - y_r \\ z_2 &= x_2 - \alpha_1 \end{aligned} \quad (4)$$

と定義する。ここで、 α_1 は x_2 の代わりに z_1 を制御するための仮想入力である。 $x_2 = z_2 + \alpha_1$ を (1) 式の 1 行目に代入すると、次のようなサブシステム $S1$ が得られる。

$$S1 \quad \dot{z}_1 = \alpha_1 + z_2 - \dot{y}_r \quad (5)$$

バックステッピング設計手法では、リヤプノフ関数に基づいて仮想入力を設計することが普通であるが(結果として P 制御となる)、本研究では、オフセット誤差を除去するために、サブシステム $S1$ に対して、仮想入力 α_1 を次のように PI 制御に基づいて設計する。

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= -c_{1p}z_1 - c_{1i} \int_{t_s}^t z_1 dt + \dot{y}_r \\ c_{1p} &> 0, c_{1i} > 0 \end{aligned} \quad (6)$$

ただし、 t_s は制御の開始時間である。

微分演算子を s とすると、仮想入力 α_1 によって制御されたサブシステム $S1$ は次式のように表現できる。

$$z_1 = \frac{s z_2}{s^2 + c_{1p}s + c_{1i}} \quad (7)$$

そこで、 h を伝達関数 $s/(s^2 + c_{1p}s + c_{1i})$ のインパルス応答とすれば、文献 21) の Theorem B.2 より、

$$\|z_1\|_{\infty} \leq \|h\|_1 \|z_2\|_{\infty} \quad (8)$$

が成立する。したがって、速度の誤差信号 z_2 を十分小さくし、パラメータ c_{1p} と c_{1i} を十分大きくすれば、浮上体位置の制御誤差 z_1 を十分小さく抑えることができ、定常オフセット誤差がゼロとなる。なお、 z_2 の安定化については、次のステップで検討する。

(7) 式はまた、次のような状態方程式で表現できる。

$$\dot{z}_{1a} = A z_{1a} + B z_2 \quad (9)$$

ただし、

$$\begin{aligned} z_{1a} &= [z_{1i} \quad z_1]^T \\ A &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -c_{1i} & -c_{1p} \end{bmatrix} \\ B &= [0 \quad 1]^T \end{aligned} \quad (10)$$

本章で制御系全体の誤差システムの ISS 特性を示すための準備として、ここで、サブシステム $S1$ が ISS であることを補題 1 に示す。なお、ISS の定義については、文献 23) の Definition 3.3, または文献 24) の定義 2 ~ 4 を参照されたい。

[補題 1] z_2 が連続でかつ有界であれば、仮想入力 α_1 によって制御されたサブシステム $S1$ が ISS であり、 $\exists \lambda_0 > 0, \exists \alpha_0 > 0, \exists \gamma > 0$ に対して、次の結果が成立する。

$$|z_{1a}| \leq \lambda_0 e^{-\alpha_0(t-t_s)} |z_{1a}(t_s)| + \gamma \left[\sup_{t_s \leq \tau \leq t} |z_2(\tau)| \right]$$

(証明) 行列 A が安定であるので、

$$\|e^{-A(t-t_s)}\| \leq \lambda_0 e^{-\alpha_0(t-t_s)} \quad (11)$$

を満足する $\lambda_0 > 0, \alpha_0 > 0$ が存在する²⁵⁾。よって、ある $\gamma > 0$ に対して、

$$\begin{aligned} |z_{1a}| &\leq \lambda_0 e^{-\alpha_0(t-t_s)} |z_{1a}(t_s)| \\ &\quad + \int_{t_s}^t \lambda_0 e^{-\alpha_0(\tau-t_s)} |z_2(\tau)| d\tau \\ &\leq \lambda_0 e^{-\alpha_0(t-t_s)} |z_{1a}(t_s)| + \gamma \left[\sup_{t_s \leq \tau \leq t} |z_2(\tau)| \right] \end{aligned} \quad (12)$$

が成立する。ISS の定義²³⁾より、補題の結論が成り立つ。

□

Step 2:

(1), (4) と (6) 式より、サブシステム $S2$ は次式のようになる。

$$\begin{aligned} S2 \quad \dot{z}_2 &= c_{1p}\dot{z}_1 + c_{1i}z_1 - \ddot{y}_r \\ &\quad + g_0 + \varphi_0 i^2 + g_0 \Delta_g + \Delta_1 \varphi_0 i^2 \end{aligned} \quad (13)$$

上式の中の $g_0 \Delta_g + \Delta_1 \varphi_0 i^2$ はパラメータ誤差によるモデリング誤差である。すでに知られているように、非線形制御システムでは、パラメータ誤差によるわずかなモデリング誤差でもシステムを不安定にする恐れがある^{21), 22)}。したがって、

非線形減衰項などを用いたロバストな制御器を構成した方が安全である^{21), 22)}. この考えに沿って, 本研究は, サブシステム $S2$ を安定化するために, 制御入力 $\varphi_0 i^2$ ($M_0 \varphi_0 i^2$ は電磁石の公称吸引力である) を次のように設計する.

$$\varphi_0 i^2 = \alpha_{20} - \alpha_{21} - \alpha_{22} \quad (14)$$

ただし,

$$\begin{aligned} \alpha_{20} &= -c_2 z_2 - c_{1p}(x_2 - \dot{y}_r) - c_{1i} z_1 - g_0 + \ddot{y}_r \\ \alpha_{21} &= \kappa_{21} g_0 z_2 \\ \alpha_{22} &= \kappa_{22} |\alpha_{20}| z_2 \end{aligned} \quad (15)$$

$$c_2 > 0, \kappa_{21} > 0, \kappa_{22} > 0$$

ここで, α_{20} はモデリング誤差がない場合の制御入力である. α_{21} は $g_0 \Delta_g$ に対処するための線形減衰項であり, α_{22} は $\Delta_1 \varphi_0 i^2$ に対処するための非線形減衰項である.

注意: (14) と (15) 式より, α_{21} を α_{20} の中の $c_2 z_2$ の項にまとめることもできるが, ここでは, 制御器の各部分の役割を明白にするため, および (1) 式の中の $g_0(1 + \Delta_g)$ に相当する部分が状態変数の非線形関数であるようなほかの非線形システムへ拡張しやすいために, 別々の項としている.

上記の制御入力 $\varphi_0 i^2$ をサブシステム $S2$ に適用すると, 次の結果が得られる.

$$\begin{aligned} \dot{z}_2 &= -c_2 z_2 - \kappa_{21} g_0 z_2 - \kappa_{22} |\alpha_{20}| z_2 \\ &\quad + g_0 \Delta_g + \Delta_1 \varphi_0 i^2 \end{aligned} \quad (16)$$

ここで, 以下のようにサブシステム $S2$ も ISS であることを示す.

[補題2] 制御入力 $\varphi_0 i^2$ によって制御されたサブシステム $S2$ が ISS であり, $z_2(t)$ の過渡特性は次の不等式で表現できる.

$$|z_2(t)| \leq |z_2(t_s)| e^{-c_2(t-t_s)/2} + \sup_{t_s \leq \tau \leq t} \mu(\tau)$$

ただし,

$$\mu(t) = \frac{2g_0|\Delta_g| + 2|\alpha_{20}\Delta_1(t)|}{2\kappa_{21}g_0(1 + \Delta_1(t)) + 2\kappa_{22}|\alpha_{20}|(1 + \Delta_1(t)) + c_2}$$

(証明) (3) 式において, $\varphi(x_1) < 0$ と $\varphi_0(x_1) < 0$ より, $1 + \Delta_1(t) > 0$ であることが明らかである. さらに, (14), (15), (16) 式より, 次の結果が得られる.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \left(\frac{z_2^2}{2} \right) &= -c_2 z_2^2 - \kappa_{21} g_0 z_2^2 \\ &\quad + g_0 \Delta_g z_2 - \kappa_{22} |\alpha_{20}| z_2^2 + \Delta_1 (\alpha_{20} - \alpha_{21} - \alpha_{22}) z_2 \\ &= -\frac{c_2}{2} z_2^2 - \left[\frac{c_2}{2} + \kappa_{21}(1 + \Delta_1)g_0 + \kappa_{22}(1 + \Delta_1)|\alpha_{20}| \right] z_2^2 \\ &\quad + g_0 \Delta_g z_2 + \Delta_1 \alpha_{20} z_2 \\ &\leq -\frac{c_2}{2} z_2^2 - \left[\frac{c_2}{2} + \kappa_{21}(1 + \Delta_1)g_0 + \kappa_{22}(1 + \Delta_1)|\alpha_{20}| \right] |z_2|^2 \\ &\quad + g_0 |\Delta_g z_2| + |\Delta_1 \alpha_{20} z_2| \\ &\leq -\frac{c_2}{2} z_2^2 - \left[\frac{c_2}{2} + \kappa_{21}(1 + \Delta_1)g_0 + \kappa_{22}(1 + \Delta_1)|\alpha_{20}| \right] |z_2| \cdot \\ &\quad \left[|z_2| - \frac{2g_0|\Delta_g| + 2|\alpha_{20}\Delta_1|}{2\kappa_{21}g_0(1 + \Delta_1) + 2\kappa_{22}|\alpha_{20}|(1 + \Delta_1) + c_2} \right] \end{aligned} \quad (17)$$

上式から, 次の結果が成立することは明らかである²²⁾.

$$|z_2(t)| \geq \mu(t) \Rightarrow \frac{d}{dt} (z_2^2) \leq -c_2 z_2^2 \quad (18)$$

ただし,

$$\mu(t) = \frac{2g_0|\Delta_g| + 2|\alpha_{20}\Delta_1(t)|}{2\kappa_{21}g_0(1 + \Delta_1(t)) + 2\kappa_{22}|\alpha_{20}|(1 + \Delta_1(t)) + c_2} \quad (19)$$

は連続でかつ一様有界な関数である.

さらに, (18) 式と (19) 式より, 次の結果を導くことができる²²⁾.

$$|z_2(t)| \leq |z_2(t_s)| e^{-c_2(t-t_s)/2} + \sup_{t_s \leq \tau \leq t} \mu(\tau) \quad (20)$$

ISS の定義²³⁾ より, 補題の結論が成り立つ.

□

補題2の結論より, $\kappa_{21}, \kappa_{22}, c_2$ の値が十分大きければ, $|z_2|$ はゼロ点の近傍を含むある有界な領域に指数的に収束する²²⁾.

4. 制御系の安定性解析

(9) 式と (16) 式をまとめると, 制御系全体の誤差システムは次式となる.

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \mathcal{A} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \Delta_g g_0 + \Delta_1 \varphi_0 i^2 \end{bmatrix} \quad (21)$$

ただし,

$$\mathcal{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -c_{1i} & -c_{1p} & 1 \\ 0 & 0 & -c_2 - \kappa_{21}g_0 - \kappa_{22}|\alpha_{20}| \end{bmatrix} \quad (22)$$

上記の制御系全体の誤差システムは二つの ISS サブシステムのカスケードであるので, 以下のことが成立する.

《定理1》 (21) 式の誤差システムは ISS である.

(証明) 補題1, 補題2 および文献²¹⁾ の Lemma C.4 より明らか.

□

定理1と(7), (8)式より, 設計した非線形制御系の内部信号が一様有界であり, 位置誤差 z_1 の振幅を十分小さく抑えることができ, 定常状態において z_1 のオフセット値がゼロに収束する.

5. 電流指令値の計算について

実際の制御電流 i の指令値は

$$i = \left(\frac{\alpha_{20} - \alpha_{21} - \alpha_{22}}{\varphi_0} \right)^{0.5} \quad (23)$$

のように求められるが, 吸引型の電磁石で鋼球を制御する場合,

$$\frac{\alpha_{20} - \alpha_{21} - \alpha_{22}}{\varphi_0} \geq 0 \quad (24)$$

でなければならない. この条件が満足されない場合には, 重力のほかに鉄球を下方へ引っ張る力を発生させなければならないので, 本研究で対象とする磁気浮上系では, 制御不可能となる¹⁹⁾. ただし, これは制御対象に固有の問題であり, 本研究で提案した方法に特有の問題ではない. ほかの制御手法においても, 同じ問題が存在する. この問題についての厳

密な解析はまだ見あたらないが、ここでは、以下のように定性的に検討することによって、提案した制御手法の設計パラメータを選定する指針を与える。

$g_0 < 0$ および (15) 式より、(24) 式の不等式は次のように書き換えられる。

$$g_0 \geq -(c_2 + \kappa_{21}g_0 + \kappa_{22}|\alpha_{20}|)z_2 - c_{1p}\dot{z}_1 - c_{1i}z_1 + \ddot{y}_r \quad (25)$$

ここで、 $g_0 > 0$ であるので、不等式の右辺がゼロまたは負であるときに、この不等式が自動的に成立するが、右辺が正であるときに、次の不等式が成立すれば、上記の不等式も成立する。

$$g_0 \geq (c_2 + \kappa_{21}g_0 + \kappa_{22}|\alpha_{20}|)|z_2| + c_{1p}|\dot{z}_1| + c_{1i}|z_1| + |\ddot{y}_r| \quad (26)$$

上記の不等式から、次のことがいえる。

(1): 鋼球位置の目標加速度の絶対値 $|\ddot{y}_r|$ を極端に大きくすると、上記の不等式が満足されない可能性がある。したがって、無理に鋼球を急増減速させない方がよい。

(2): $c_{1p}, c_{1i}, c_2, \kappa_{21}, \kappa_{22}$ の値を大きくすれば、公称制御系の即応性が向上し、モデリング誤差による制御誤差を小さく抑えることもできるが、これらの値が大きすぎると、上記の不等式が満足されない可能性がある。

(3): 上記の不等式において、重力加速度の公称値 g_0 を大きくすればよいのではないと思われるが、 α_{20} にも g_0 が含まれているので、 g_0 を大きくすると、不等式の右辺も大きくなる恐れがある。現実には、重力加速度の公称値はその真値に近い値をとることが普通である。

位置目標値の加速度や、制御器の各設計パラメータは以上の点を考慮しながら設計すべきであるが、我々のシミュレーション及び実機実験の経験では、極端な設計をしない限り、(24) 式の不等式が満足されなくなることはほとんど起きない。

c_{1p}, c_{1i}, c_2 は公称モデルに対する制御器のパラメータであるので、一般に κ_{21}, κ_{22} より先に設計される。具体的値は、(7) 式と (20) 式に基づき、所望のシステム応答時間を考慮して決められる。一方、 κ_{21}, κ_{22} はモデリング誤差に対処するためのパラメータであり、(20) 式より、信号 $\mu(t)$ を十分小さく抑えることができるように設定すればよい。ただし、 κ_{22} の設計に当たって、次のことに留意する必要がある。 $|z_1|$ と $|z_2|$ の値が大きい過渡過程などにおいて、 $|\alpha_{20}|$ の値も比較的大きいので、 κ_{22} が大きすぎると、非線形減衰項 $\kappa_{22}|\alpha_{20}|z_2$ の振幅が非常に大きくなり、電流アンプを一時に飽和させる可能性がある。電流アンプの性能が十分でなく、十分大きな κ_{22} を設定できないような場合には、(20) 式より、速度誤差 z_2 の振幅が無視できなくなる。しかし、(7), (8) 式より、比較的大きな c_{1p}, c_{1i} を設定することによって、我々の制御目的である位置誤差 z_1 の振幅を実用上許容できる範囲に小さく抑えることができる。

Table 1 Parameters of the magnetic levitation system

M	0.54	[kg]
g	9.8	[m/s ²]
X_{∞}	0.0034	[m]
Q	0.0002255	[Hm]

6. 実験結果

本章では、提案したロバスト非線形制御器の有効性を、Fig. 1 に示されている磁気浮上系の制御実験に適用することによって確認する。磁気浮上系の各パラメータの測定値は Table 1 に示した²⁶⁾。実際に、パラメータ誤差の影響を想定し、以下のパラメータ公称値に対して、制御実験を行った。
Case 1 : 鋼球質量の公称値が大きい場合。

$$M_0 = 0.8[\text{kg}], g_0 = 9.5[\text{m/s}^2] \\ X_{\infty 0} = 0.002[\text{m}], Q_0 = 0.0003[\text{Hm}] \quad (27)$$

Case 2 : 鋼球質量の公称値が小さい場合。

$$M_0 = 0.4[\text{kg}], g_0 = 9.5[\text{m/s}^2] \\ X_{\infty 0} = 0.002[\text{m}], Q_0 = 0.0003[\text{Hm}] \quad (28)$$

Case 3 : 鋼球質量の公称値が変化する場合。

$$M_0 = \begin{cases} 0.8[\text{kg}] & \text{for } t < 11.5[0] \\ 0.4[\text{kg}] & \text{for } t \geq 11.5[0] \end{cases} \\ g_0 = 9.5[\text{m/s}^2] \\ X_{\infty 0} = 0.002[\text{m}], Q_0 = 0.0003[\text{Hm}] \quad (29)$$

制御の途中に、制御対象の実際のパラメータを変化させることが難しいので、ここでは、Case 3 のように、制御対象の公称パラメータを変化させることによって、パラメータが変動する場合の制御性能を確認する。

制御器の各パラメータは次のように設定した。

$$c_{1p} = 20, c_{1i} = 10^2, c_2 = 25 \\ \kappa_{21} = 1, \kappa_{22} = 4 \quad (30)$$

設計したロバスト非線形制御器をサンプリング周期 $T = 0.5[\text{ms}]$ で離散化して実行した。鋼球の位置 x_1 は、KEYENCE 製のレーザ式の変位センサ LB-01 により測定し、速度 x_2 は、疑似微分フィルタ $sx_1/(0.004s+1)$ を離散化して計算した。制御結果を Figs. 2~4 に示した。Figs. 2~4 より、大きなパラメータ誤差が存在するにもかかわらず、鋼球が広い範囲にわたって位置指令値を精度よく追従していることが確認できる。

7. おわりに

本研究では、電流帰還型アンプを有する磁気浮上系の非線形モデルにパラメータ変動または誤差がある場合に対して、バックステッピング設計手法を用いたロバスト非線形制御系を提案した。速度誤差による位置誤差を除去するために PI 制御を用いた仮想入力を設計し、さらに、モデリング誤差に対処するために適切な非線形減衰項を設計して速度誤

Fig. 2 Position tracking performance in case 1 ($M_0 = 0.8[\text{kg}]$). Fig. 3 Position tracking performance in case 2 ($M_0 = 0.4[\text{kg}]$). Fig. 4 Position tracking performance in case 3 (M_0 changes from $0.8[\text{kg}]$ to $0.4[\text{kg}]$).

差の安定化をはかった。大きなパラメータ誤差が存在するにもかかわらず、鋼球が広い範囲にわたって位置指令値を精度よく追従できることを実機実験によって確認した。本研究は電流帰還型アンプを有する一入出力の磁気浮上系を対象としているが、多入出力系^{5),6)}または電圧制御型の磁気浮上系^{1)~3),8)~10),15)~18),20)}への拡張や、非線形減衰項の負担を減らすための適応機能²⁷⁾の付加などが、今後の課題として挙げられる。

参考文献

- 1) 杉江, 清水, 井村: 厳密な線形化手法を用いた H_∞ 制御とその磁気浮上系への応用, システム制御情報学会論文誌, **6**-1, 57/63(1993).
- 2) 杉江, 田内: 磁気浮上系の H_2/H_∞ 準最適設計, 計測自動制御学会論文集, **30**-10, 1202/1208(1994).
- 3) 杉江, 川西: 物理パラメータ変動を考慮した磁気浮上系の解析と設計, システム制御情報学会論文誌, **8**-2, 70/79(1995).
- 4) 土井, 川谷: 2次安定化による磁気浮上系のロバスト制御, 計測自動制御学会論文集, **30**-12, 1492/1498(1994).
- 5) 末松, 中島, 辻野, 藤井: ILQ 設計法の変数磁気浮上系への応用, 計測自動制御学会論文集, **31**-9, 1471/1480(1995).
- 6) Hao, 楊, 辻: 磁気浮上系における適応非線形制御, 計測自動制御学会論文集, **32**-1, 87/96(1996).
- 7) 小島, 板垣, 岡部, 小林: 新型ギャップセンサシステムを用いた磁気ロボットハンドによる球型磁性物体の非接触把持搬送制御に関する研究, ロボット学会誌, **14**-6, 868-874(1996).
- 8) 滑川, 藤田: 磁気浮上系の不確かさの構造と μ -設計, 電気学会論文誌, **118**-C-3, 289/292(1998).
- 9) 渡辺, 秋本, 安田: LMI によるダイナミクスを共有する二自由度補償器の同時設計法, 電気学会論文誌, **118**-C-3, 310/319(1998).
- 10) 松村, 滑川, 村田: 厳密な線形化による磁気軸受の広域安定化, 電気学会論文誌, **118**-D-3, 410/416(1998).
- 11) S. Sivrioglu and K. Nonami: LMI based gain scheduled H_∞ robust controller design for magnetic bearing systems with gyroscopic effect, 第4回制御技術シンポジウム予稿集

(計測自動制御学会), 131/136(1997).

- 12) D. Cho, Y. Kato and D. Silman: Sliding mode and classical control for magnetic levitation systems, IEEE Control System Magazine, 43/48(1993).
- 13) Y. S. Lu and J. S. Chen: A self-organizing fuzzy sliding-mode controller design for a class of nonlinear servo systems, IEEE Trans. Industrial Electronics, 41-5, 492/502(1994).
- 14) Y. S. Lu and J. S. Chen: Design of perturbation estimator using the theory of variable-structure systems and its application to magnetic levitation systems, IEEE Trans. Industrial Electronics, 42-3, 281/289(1995).
- 15) W. Barie and J. Chiasson: Linear and nonlinear state-space controllers for magnetic levitation, International Journal of Systems Science, 27-1, 1153/1163(1996).
- 16) A. Charara and J. D. Miras and B. Caron: Nonlinear control of a magnetic levitation system without premagnetization, IEEE Trans. Control Systems Technology, 4-5, 513/523(1996).
- 17) M. S. Queiroz and D. M. Dawson: Nonlinear control of active magnetic bearings: a backstepping approach, IEEE Trans. Control Systems Technology, 4-5, 545/552(1996).
- 18) L. C. Lin and T. B. Gau: Feedback linearization and fuzzy control for conical magnetic bearings, IEEE Trans. Control Systems Technology, 5-4, 417/426(1997).
- 19) D. Trumper, S. M. Olson and P. K. Subrahmanyam: Linearizing control of magnetic suspension systems, IEEE Trans. Control Systems Technology, 5-4, 427/437(1997).
- 20) A. J. Joo and J. H. Seo: Design and analysis of the nonlinear feedback linearizing control for an electromagnetic suspension system, IEEE Trans. Control Systems Technology, 5-1, 135/144(1997).
- 21) M. Krstic, L. Kanellakopoulos, P. Kokotovic: Nonlinear and Adaptive Control Design, John Wiley & Sons, Inc.(1995).
- 22) M. Krstic, J. Sun and P. Kokotovic: Robust control of nonlinear systems with input unmodeled dynamics, IEEE Trans. Automatic Control, AC-41-6, 913-920(1996).
- 23) R. A. Freeman and P. V. Kokotovic: Robust nonlinear control design, Birkhauser(1996).
- 24) 宋, 石島, 児島: 専用オブザーバによる非線形系の安定化, システム制御情報学会論文誌, 11-3, 136/144(1998).
- 25) P. A. Ioannou and J. Sun: Robust Adaptive Control, Prentice-Hall(1996).
- 26) 磁気浮上実験装置取扱説明書, ジャパン・イーエム株式会社(1996).
- 27) B. Yao and M. Tomizuka: Adaptive robust control of nonlinear systems: effective use of information, 11th IFAC/IFORS Sympo. on Identification and System Parameter Estimation, 913-918(1997).

[著者紹介]

楊 子 江 (正会員)

1992年3月九州大学大学院工学研究科電気工学専攻博士課程修了。同年4月九州工業大学助手。1996年4月同大学情報工学部助教授, 現在に至る。システム同定およびそれに関連する信号処理, 遺伝的アルゴリズム, ニューラルネットワーク, ウェーブレット解析, モーションコントロールなどの研究に従事(工学博士)。システム制御情報学会, 電子情報通信学会, 電気学会, ロボット学会, 日本機械学会会員。

立 石 道 孝

1997年3月九州工業大学情報工学部電子情報工学科卒業。同年4月同大学大学院情報工学研究科情報システム専攻修士課程に進学し, 現在に至る。磁気浮上系の制御に関する研究に従事。