

学術論文

磁気浮上系の受動性をもとにした非線形制御

Non-linear control of a magnetic levitation system based on passivity

清水 年美
浅井 重里

(岐阜大学)
(岐阜大学)

佐々木 実 (岐阜大学)

Toshimi SHIMIZU Member
Minoru SASAKI Member
Shigesato ASAI

This paper presents a non-linear control of a magnetic levitation system based on passivity of a system. The magnetic levitation system is essentially non-linear. However, most researchers are approximated it to a linear system. If the object is far from the equilibrium point a linear controller can not compensate large gap between the magnetic coil and the object levitation. Some applications such as magnetic levitation conveyance system require large levitation gap control. In such cases, the linear controller sometimes makes the system unstable. In this paper, a non-linear controller based on passivity will be introduced. The non-linear tracking controller is derived from shaping the kinetic energy of the system and injecting dissipation term. The derived controller consists of feedforward based on the plant dynamics and position and velocity feedback obtained from passivity of the system. Some numerical simulation and experimental results show the validity of the proposed non-linear controller.

Key Words: Magnetic Levitation System, Passivity, Nonlinear Control, Energy Shaping

1 緒言

磁気浮上技術に関する研究は、磁気浮上鉄道、磁気軸受、クリーンルーム等での搬送装置等の分野などで広く行われており、すでに実用段階にある技術である。磁気浮上系は元来不安定な系であるために、なんらかのフィードバックを施し安定化する必要がある。磁気浮上系を対象としたほとんどの研究では導出された磁気浮上系モデルを線形近似し、LQG/LTR[1], H_∞ 制御等の線形制御則を適用して平衡点近傍での安定浮上を実現している。しかし、元来、非線形系である系を線形化してコントローラを導出しているの、コントローラを線形領域で動作させなければ系の安定性が

保証されない。これは対象物体の浮上量を大きく取れないことを意味している。磁気浮上搬送系を利用した塗装システムなどでは、大きな浮上量が要求されることがあり、このような場合には線形制御則では安定な浮上が困難になるものと考えられる。

一方、ロボット工学の分野では、近年、受動性をもとにした制御 [3] が脚光を浴びている。電気工学の分野では受動性は古くから知られている概念である。受動性を用いれば、非線形性の強いロボットアームがPID 制御を用いることで漸近安定化できることが知られている [4]。そこで、本研究では、非線形系である磁気浮上系が有する受動性を利用し、与えられた軌道に漸近追従する非線形なコントローラを導出する。コントローラの導出を行うために運動エネルギーの整形と減衰項の挿入を行い、整形された運動エネルギーをスト

連絡先: 清水年美, 〒501-1193, 岐阜市柳戸 1-1, 岐阜大学工学部, email: tshimizu@cc.gifu-u.ac.jp

レーン関数とする受動的な閉ループ系を構成する。本研究で得られるコントローラは文献 [5] によって導出されたコントローラをもとにし、磁気浮上系プラントのダイナミクスに基づくフィードフォワード部分と位置と速度のフィードバック部分から構成される。また、数値シミュレーションと実験を行い、本研究で得られたコントローラの有効性を検証する。

2 磁気浮上系のモデリング

Fig. 1 に示すような剛体球の磁気浮上系を考える。浮上物体の位置は q_m で表し、電磁石の下端面を $q_m = 0$ として鉛直上向きを正とする。また、浮上物体の質量を m とする。電磁石のインダクタンスは浮上物体の位置 q_m の関数として、

$$L(q_m) = \frac{c_1}{c_2 - q_m} + L_0 \quad (1)$$

として表される。ここで、 c_1 と c_2 はそれぞれインダクタンス定数とギャップ定数であり、 L_0 は漏れインダクタンスである。本研究では、漏れインダクタンスは小さいとし、 $L_0 = 0$ と仮定する。電磁石の内部抵抗は R_e で表され、電磁石に印加する電圧を u 、電磁石に流れる電流を $\dot{q}_e$ とする。このとき、 q_e は電荷である。

電気系のエネルギー T_e 、浮上物体系の運動エネルギー T_m はそれぞれ次のように表される。

$$T_e = \frac{1}{2} L(q_m) \dot{q}_e^2 \quad (2)$$

$$T_m = \frac{1}{2} m \dot{q}_m^2 \quad (3)$$

また、電気系におけるレーリーの散逸関数はコイルの抵抗 R_e を用いて以下のように定義される。

$$F(\dot{q}_e) = \frac{1}{2} R_e \dot{q}_e^2 \quad (4)$$

浮上物体のポテンシャルエネルギー $V(q_m)$ は、 $q_m = c_2$ において $L(q_m) \rightarrow \infty$ となることを考慮して、点 $q_m = c_2$ をポテンシャルエネルギーが 0 となる点とする。重力加速度を g とすると、鉛直上向きを正としているので、ポテンシャルエネルギーは次式で与えられる。

$$V(q_m) = -mg(c_2 - q_m) \quad (5)$$

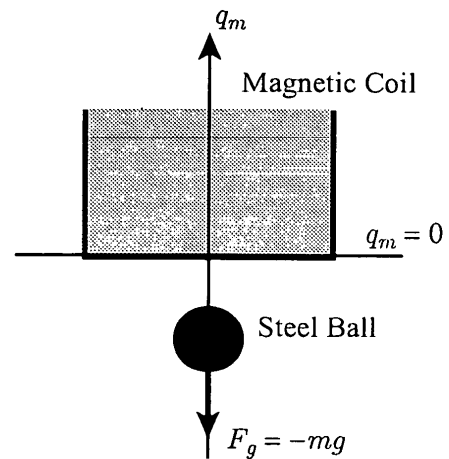


Fig. 1: Magnetic levitation system.

これらより、ラグランジュ関数 L_a は

$$L_a = T_m + T_e - V \quad (6)$$

$$= \frac{1}{2} L(q_m) \dot{q}_e^2 + \frac{1}{2} m \dot{q}_m^2 + mg(c_2 - q_m)$$

として与えられる。これをラグランジュの運動方程式に代入すれば、電気系の回路方程式と機械系の運動方程式はそれぞれ次式で与えられる。

$$L(q_m) \ddot{q}_e + \frac{c_1}{(c_2 - q_m)^2} \dot{q}_m \dot{q}_e + R_e \dot{q}_e = u \quad (7)$$

$$m \ddot{q}_m - \frac{1}{2} \frac{c_1}{(c_2 - q_m)^2} \dot{q}_e^2 + mg = 0 \quad (8)$$

ここで、一般化座標ベクトルを

$$\mathbf{q} = \begin{bmatrix} q_e & q_m \end{bmatrix}^T \quad (9)$$

と定義し、回路方程式と運動方程式をベクトルと行列を用いて表すと以下ようになる。

$$\mathbf{D}(q_m) \ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}(\dot{q}_e, q_m, \dot{q}_m) \dot{\mathbf{q}} + \mathbf{R} \dot{\mathbf{q}} + \mathbf{g} = \mathbf{M} u \quad (10)$$

ここで、上付き添え字 T は転置行列を表す。また、 $\mathbf{D}(q_m)$ 、 $\mathbf{C}(\dot{q}_e, q_m, \dot{q}_m)$ 、 $\mathbf{R}$ 、 $\mathbf{g}$ 、 $\mathbf{M}$ はそれぞれ以下のように定義される行列である。

$$\mathbf{D}(q_m) = \begin{bmatrix} L(q_m) & 0 \\ 0 & m \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\mathbf{C}(\dot{q}_e, q_m, \dot{q}_m) = \frac{1}{2} \frac{c_1}{(c_2 - q_m)^2} \begin{bmatrix} \dot{q}_m & \dot{q}_e \\ -\dot{q}_e & 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_e & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{g} = \begin{bmatrix} 0 \\ mg \end{bmatrix}, \quad \mathbf{M} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

このとき、以下の命題が成立する。

命題 1 磁気浮上系 (10) は受動系である。

証明 1 系の全エネルギー

$$H = \frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}^T \mathbf{D}(q_m) \dot{\mathbf{q}} + V(q_m) \quad (14)$$

を時間微分すれば、

$$\begin{aligned} \dot{H} &= \dot{\mathbf{q}}^T \mathbf{D}(q_m) \ddot{\mathbf{q}} + \frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}^T \dot{\mathbf{D}}(q_m) \dot{\mathbf{q}} + \dot{\mathbf{q}}^T \frac{\partial V(q_m)}{\partial \mathbf{q}} \\ &= \dot{\mathbf{q}}^T \left\{ \mathbf{D}(q_m) \ddot{\mathbf{q}} + \frac{1}{2} \dot{\mathbf{D}}(q_m) \dot{\mathbf{q}} + \mathbf{g} \right\} \end{aligned} \quad (15)$$

を得る。ここで、運動方程式 (10) を適用し、さらに、 $\frac{1}{2} \dot{\mathbf{D}}(q_m) - \mathbf{C}(\dot{q}_e, q_m, \dot{q}_m)$ がひずみ対称行列であることを用いれば、以下の式を得る。

$$\dot{H} = \dot{\mathbf{q}}^T \mathbf{M} u - \dot{\mathbf{q}}^T \mathbf{R} \dot{\mathbf{q}} \quad (16)$$

したがって、上式を区間 $[0, T]$ で時間積分し、 $\mathbf{R} > 0$ であることを用いれば、次式を得る。

$$\begin{aligned} H(T) - H(0) &= \int_0^T (\dot{\mathbf{q}}^T \mathbf{M} u - \dot{\mathbf{q}}^T \mathbf{R} \dot{\mathbf{q}}) dt \\ &\leq \int_0^T (\mathbf{M}^T \dot{\mathbf{q}})^T u dt \end{aligned} \quad (17)$$

したがって、磁気浮上系 (10) は、入力を制御電圧 u 、出力を電流 $\mathbf{M}^T \dot{\mathbf{q}} = \dot{q}_e$ とし、ストレージ関数を全エネルギーとする受動系となる。

この結果より、受動性をもとにしたコントローラ設計が可能である。

3 コントローラの導出

本研究では目標軌道 $q_{m*}(t)$ が与えられたときに、すべての信号を有界に保ったまま目標軌道に追従させることを目標とする。ただし、目標軌道 $q_{m*}(t)$ は時間に関する 3 階微分までが連続であるとする。レギュレータ問題における受動性に基づいたコントローラの設計では、ポテンシャルエネルギーの整形と減衰項の挿入が行われる。しかし、追従問題では速度も制御量となるのでより強い条件が必要となり、運動エネルギーの整形も必要となる。

そのために、閉ループ系のストレージ関数が

$$H_d = \frac{1}{2} \mathbf{s}^T \mathbf{D}(q_m) \mathbf{s} \quad (18)$$

となるようなコントローラを考える。ここで、

$$\begin{aligned} \mathbf{s} &= \dot{\mathbf{q}} + \mathbf{\Lambda} \tilde{\mathbf{q}}, \quad \dot{\tilde{\mathbf{q}}} = \dot{\mathbf{q}} - \begin{bmatrix} \dot{q}_{ed} \\ \dot{q}_{m*} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{\Lambda} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{\Lambda}_m \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (19)$$

である。 $\mathbf{s}$ は剰余誤差と呼ばれる信号で、 $\tilde{\mathbf{q}}$ は誤差信号である。いま、 $\mathbf{s}$ の定義において電荷 q_e は制御の対象としないので $\mathbf{\Lambda}$ を上式のように選ぶことができる。また、電流の誤差信号 $\tilde{q}_e$ は、後に定義される電流の目標信号 $\dot{q}_{ed}$ を用いて定義される。追従問題において以下の命題が成立することが知られている。

命題 2 微分方程式

$$\mathbf{D}(\mathbf{q}) \dot{\mathbf{s}} + \{\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) + \mathbf{K}_d(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\} \mathbf{s} = \mathbf{\Psi} \quad (20)$$

で表される系は入力を $\mathbf{\Psi}$ 、出力を $\mathbf{s}$ とするときに、ストレージ関数を (18) 式として、出力受動性が成立する。ここで、 $\mathbf{D}(\mathbf{q})$ と $\mathbf{K}_d(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$ は正定で、 $\frac{1}{2} \dot{\mathbf{D}}(\mathbf{q}) - \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$ はひずみ対称行列である。また、もし $\mathbf{\Psi} = \mathbf{0}$ であるならば、 $\mathbf{s} \in \mathcal{L}_2$ である。

この命題より、誤差系の方程式が

$$\mathbf{D}(q_m) \dot{\mathbf{s}} + \{\mathbf{C}(\dot{q}_e, q_m, \dot{q}_m) + \mathbf{R}_d\} \mathbf{s} = \mathbf{\Psi} \quad (21)$$

となるようなコントローラを考える。ここで、

$$\mathbf{R}_d = \mathbf{R} + \mathbf{K}_d, \quad \mathbf{K}_d = \begin{bmatrix} K_{de} & 0 \\ 0 & K_{dm} \end{bmatrix} > 0 \quad (22)$$

であり、 $\mathbf{K}_d$ は挿入された減衰項である。誤差系 (21) 式を展開すれば、

$$\begin{aligned} \mathbf{\Psi} &= \mathbf{M} u - \mathbf{g} + \mathbf{K}_d \mathbf{s} \\ &\quad - \{\mathbf{D}(q_m) \ddot{\mathbf{q}}_r + \mathbf{C}(\dot{q}_e, q_m, \dot{q}_m) \dot{\mathbf{q}}_r + \mathbf{R}_d \dot{\mathbf{q}}_r\} \end{aligned} \quad (23)$$

を得る。ここで、 $\dot{\mathbf{q}}_r = \dot{\mathbf{q}}_d - \mathbf{\Lambda} \tilde{\mathbf{q}}$ である。命題 2 によれば、 $\mathbf{\Psi} = \mathbf{0}$ のときに誤差系 (21) は $\mathcal{L}_2$ 安定となるので、 $\mathbf{\Psi} = \mathbf{0}$ とおけば、コントローラ

$$\begin{aligned} \mathbf{M} u &= \mathbf{D}(q_m) \ddot{\mathbf{q}}_r + \mathbf{C}(\dot{q}_e, q_m, \dot{q}_m) \dot{\mathbf{q}}_r \\ &\quad + \mathbf{R}_d \dot{\mathbf{q}}_r + \mathbf{g} - \mathbf{K}_d \mathbf{s} \end{aligned} \quad (24)$$

を得る。Fig. 2 に得られたコントローラのブロック線図を示す。上式を展開すれば、以下の2式を得る。

$$u = \frac{c_1}{c_2 - q_m} \ddot{q}_{ed} + \frac{1}{2} \frac{c_1}{(c_2 - q_m)^2} \dot{q}_m \dot{q}_e + \frac{1}{2} \frac{c_1}{(c_2 - q_m)^2} \dot{q}_e (\dot{q}_{m*} - \Lambda_m \tilde{q}_m) + R_e \dot{q}_{ed} - K_{de} \dot{q}_e \quad (25)$$

$$0 = m (\ddot{q}_{m*} - \Lambda_m \dot{\tilde{q}}_m) - \frac{1}{2} \frac{c_1}{(c_2 - q_m)^2} \dot{q}_e \dot{q}_{ed} + mg - K_{dm} (\dot{\tilde{q}}_m + \Lambda_m \tilde{q}_m) \quad (26)$$

(25) 式は制御入力を与える式であり、(25) 式に現れる目標電流 $\dot{q}_{ed}$ とその微分 $\ddot{q}_{ed}$ は (26) 式を $\dot{q}_{ed}$ について解いたものと、その微分から計算される。得られたコントローラに対して以下の命題が成立する。

命題 3 コントローラ (24) は大域的漸近安定である。すなわち、 $t \rightarrow \infty$ のとき

$$\dot{\tilde{q}} \rightarrow 0, \quad \tilde{q} \rightarrow 0 \quad (27)$$

となる。

証明 3 リアプノフ法を用いて証明する。リアプノフ関数の候補として、ストレージ関数

$$H_d = \frac{1}{2} s^T D(q_m) s \quad (28)$$

を考える。このとき、 H_d は $s = 0$ において大域的な最小値 $H_d = 0$ をとる正定値関数である。いま、(28) 式の時間微分を求め、誤差方程式 (21) を用いて整理すると、

$$\begin{aligned} \dot{H}_d &= \dot{s}^T D(q) s + \frac{1}{2} s^T \dot{D}(q) s \\ &= -s^T R s + \Psi^T s \end{aligned} \quad (29)$$

を得る。いま、コントローラの導出において $\Psi = 0$ とおいているので、上式は

$$\dot{H}_d = -s^T R s \leq 0 \quad (30)$$

となる。 $\dot{H}_d$ は $s = 0$ で大域的な最小値をとることは明らかであるので、 $\dot{H}_d$ は負定関数となりアプノフ関数である。したがって、リアプノフの安定定理よりコントローラは大域的漸近安定、すなわち、 $t \rightarrow \infty$ のとき $s \rightarrow 0$ 、すなわち

$$\dot{\tilde{q}} \rightarrow 0, \quad \tilde{q} \rightarrow 0 \quad (31)$$

となることが示される。

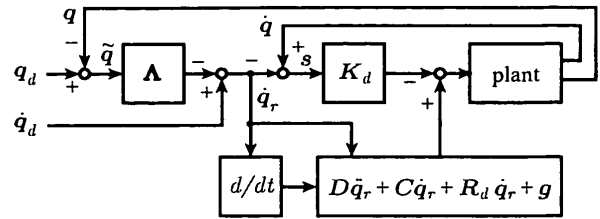


Fig. 2: Block diagram.

Table 1: Parameter of the plant.

Symbol	Value	Unit
Q	8.45×10^{-5}	[Hm]
L_0	1.19×10^{-1}	[H]
z_0	2.20×10^{-3}	[m]
x_0	2.20×10^{-3}	[m]
k	5.53×10^{-5}	[Nm ² /a ²]
R_1	4.57	[Ω]
m	63.7×10^{-3}	[Kg]
g	9.80665	[m/sec ²]

4 数値シミュレーション

導出されたコントローラの有効性を検証するために数値シミュレーションを行う。シミュレーションで用いるプラントは次式で表されるものを用いる。

$$L(q_m) \ddot{q}_e + \frac{Q}{(z_0 - q_m)^2} \dot{q}_m \dot{q}_e + R_1 \dot{q}_e = u \quad (32)$$

$$m \ddot{q}_m - \frac{k}{(x_0 - q_m)^2} \dot{q}_e^2 + mg = 0 \quad (33)$$

すなわち、コントローラの導出に用いたプラントモデルでは電磁石の漏れインダクタンスを無視したが、シミュレーションで用いるプラントモデルでは漏れインダクタンスを無視せず、電磁石のインダクタンスは (1) 式のように与えられるとする。また、本来ならば $k = \frac{1}{2} Q = c_1$ が成立するが、後に示す本研究で用いた実験装置を同定した結果、 k と $Q/2$ は異なる値が得られたので、これらを異なるパラメータとみなした。Table 1 に本研究で用いる実験装置の同定されたパラメータを示す。目標軌道は Fig. 3 に示されるような、2[sec] で -10[mm] から -5[mm] まで移動する滑らかな軌道とする。コントローラが位置軌道の 3 階時間

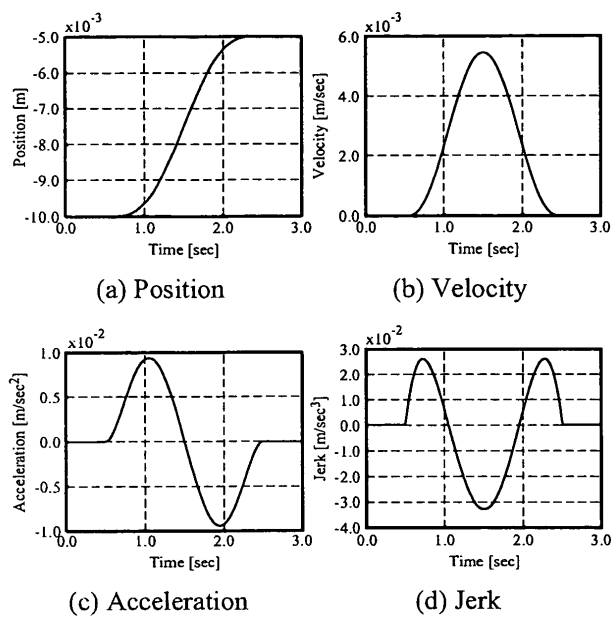


Fig. 3: Desired trajectory.

微分までを必要とするので、これらが滑らかになるように位置軌道は時間に関する 7 次の多項式とした。ただし、目標軌道の初期状態と終了状態での速度、加速度、および位置の 3 階時間微分はすべて 0 とした。

初期条件は、位置と速度はそれぞれ、 $q_m(0) = -10$ [mm], $\dot{q}_m(0) = 0$ [m/sec] とし、電流は制御電圧の初期値として 5[V] を印加したときに回路に流れる電流を初期値とした。シミュレーションには MATLAB/Simulink を用いた。ソルバには 4 次のルンゲクッタ法を用い、サンプリング時間を 0.1[msec] としてシミュレーションを行った。

Fig. 4 にシミュレーション結果を示す。導出されたコントローラではゲイン Λ_m , K_{dm} , K_{de} の他にコントローラモデルのパラメータ c_1 , c_2 , R_e の合計 6 つのパラメータを調節できる。シミュレーションではこれらのゲインとパラメータを $\Lambda_m = 1000$, $K_{dm} = 1.5$, $K_{de} = 20$, $c_1 = 11.06 \times 10^{-5}$ [Hm], $c_2 = 2.20 \times 10^{-3}$ [m], $R_e = 4.57$ [Ω] とした。これは、フィードバックの効果を強くし、フィードフォワードの効果が弱くなるような設定である。図より浮上量を 5[mm] としても位置、速度ともに目標軌道によく追従していることが確認できる。電流に関して、制御開始時にコントローラによって計算された目標値と実際に測定された値が大きく異なる。これは電流値

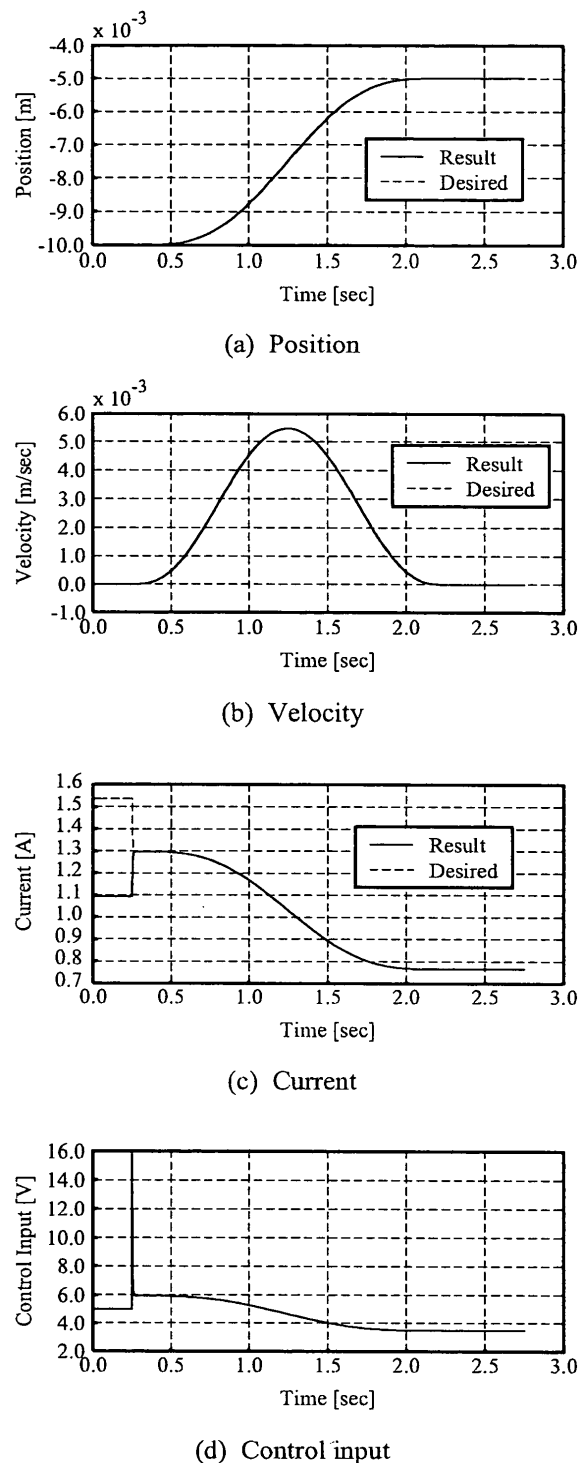


Fig. 4: Simulation results.

の初期値を 5[V] の制御電圧を印加したときに回路に流れる電流値としている。すなわち、初期状態において系を平衡に保つような初期電流に設定していないためである。

5 実験

実機でのコントローラの有効性を検証するために、導出したコントローラを実装して実験を行う。コントローラはMATLAB/SimulinkでCコードを生成し、それをDSPにダウンロードすることで実装する。実験装置の概要をFig. 5に示す。浮上対象物体である剛体球の変位はレーザー変位計を用いて測定し、速度、加速度は変位を微分することで求める。電流は $0.1[\Omega]$ の基準抵抗の電圧を増幅器で10倍に増幅して測定する。 $\dot{q}_e$ は測定された電流を微分することで求める。サンプリング周期は $1[\text{msec}]$ とした。位置と速度の初期値はシミュレーションと同様に、 $q_m(0) = -10[\text{mm}]$, $\dot{q}_m(0) = 0[\text{m/sec}]$ とし、電流の初期値は制御入力の初期値として $5[\text{V}]$ を印加したときに回路を流れる電流値とする。また、目標軌道は、シミュレーションで用いたものと同じ時間に関する7次の多項式を用いた。

Fig. 6に実験結果を示す。実験で用いたゲインとパラメータは $\Lambda_m = 250$, $K_{dm} = 1.5$, $K_{de} = 10$, $c_1 = 9.35 \times 10^{-5}[\text{Hm}]$, $c_2 = 2.5 \times 10^{-3}[\text{m}]$, $R_e = 4.55[\Omega]$ である。実験ではゲインを高く設定すると、モデル化されていないモードが励起されて不安定になりやすくなる。そのため、実験ではゲインを低めに設定し、パラメータ c_1 , c_2 , R_e を調節することで制御性能の向上を図った。実験では制御開始時に若干の位置軌道誤差が生じるが、ただちに目標軌道に収束していることが確認できる。また、速度はレーザー変位計の出力を微分したものであるため、ノイズの影響が大きい結果となっている。このために、電流と制御電圧には激しい振動が現れるが、電磁石の励磁コイルが約 $20[\text{Hz}]$ をカットオフ周波数とするローパス特性を有するので、これらの振動の影響が位置軌道には現れない。このゲイン・パラメータ設定の場合、フィードバック成分を抑えてフィードフォワード成分に頼った制御になるため、長時間運転による励磁コイルの発熱による抵抗の変化などのモデルパラメータの変動が生じた場合には、フィードバックによる誤差修正が強く行われないうえに位置、速度、電流軌道に定常偏差が現れる。

Fig. 7に文献[1]で行われた外乱オブザーバーを構成して線形LQG制御を行った場合の実験結果を示す。この実験では平衡点を剛体球と電磁石下端面との距離が $q_m = -4.5[\text{mm}]$ となる位置に設定し、初期変位として平衡点から $2[\text{mm}]$ だけずれたときの初期値応

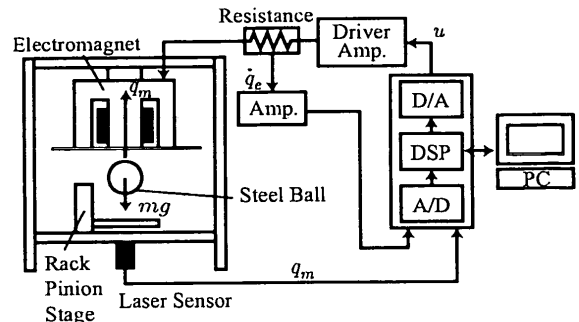


Fig. 5: Experimental system.

答を求めた。この実験では線形オブザーバを用いて剛体球の位置と速度を推定しているため、非線形コントローラの実験結果と比較して速度信号が滑らかになっている。LQGコントローラでは初期変位を $2[\text{mm}]$ よりも大きくすると系が不安定となることが確認された。

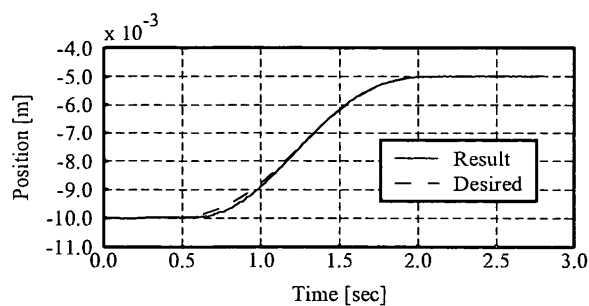
6 結論

本研究では、受動性に基づき、目標軌道に漸近追従する非線形コントローラを導出し、数値シミュレーションと実験によりその有効性を検証した。比較のために外乱オブザーバを構成してLQG制御を行った場合、浮上量が $2[\text{mm}]$ 近傍から系は不安定になった。しかし、本研究で得られたコントローラはこれより大きな浮上量 $5[\text{mm}]$ に対しても安定かつ精度良く目標軌道に追従することが確認でき、その有効性が示された。

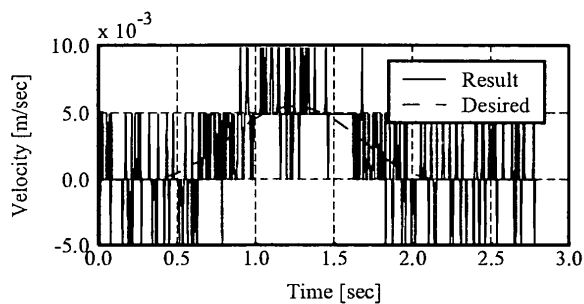
(2002年5月10日受付)

参考文献

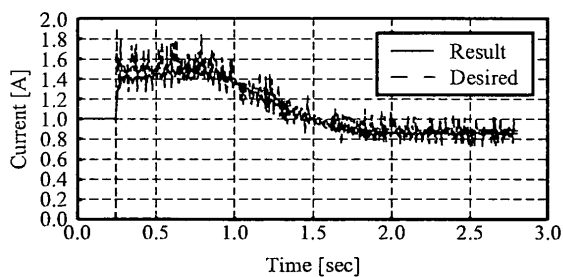
- [1] Y. Kobayashi, M. Sasaki, M. Okugawa, et. al. Position-Sensorless Control of Magnetic Levitation using Current Magnetic Flux, Proc. of MOVIC 2000, Vol. 1, pp. 317-322, 2000
- [2] 杉江 俊治, 清水 一憲, 村井 順一, 厳密な線形化手法を用いた H_∞ 制御とその磁気浮上系への応用, システム制御情報学会論文誌, Vol. 6, No. 1, pp. 57-63, 1993
- [3] 大須賀 公一, 松野 文俊, マニピュレータにおける受動性のロバスト性について, 日本ロボット学会誌, No. 19, Vol. 1, pp. 75-80, 2001
- [4] S. Arimoto, Control Theory of Non-Linear Mechanical Systems, OXFORD Press., 1996
- [5] R. Ortega, A. Loria, P. J. Nicklasson and H. Sira-Ramirez, Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems, Springer, 1998



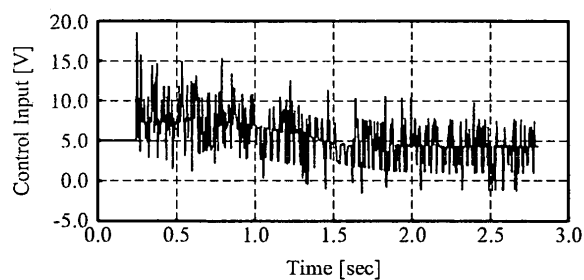
(a) Position



(b) Velocity

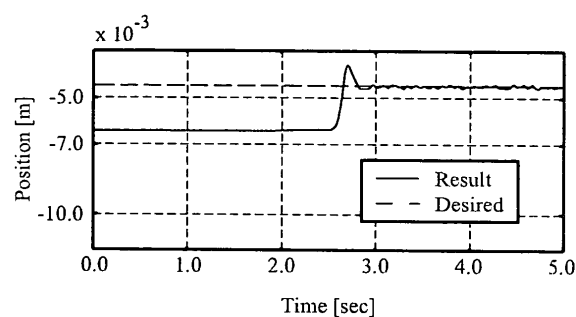


(c) Current

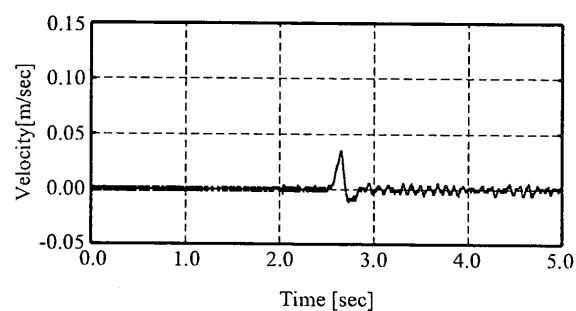


(d) Control input

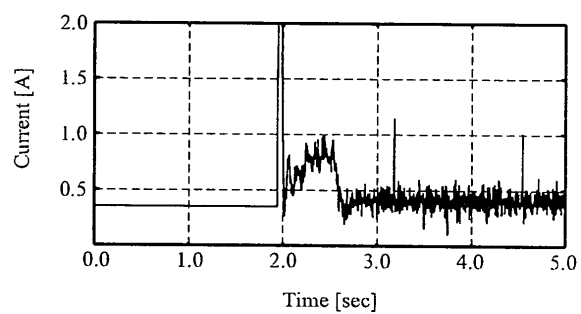
Fig. 6: Experimental results.



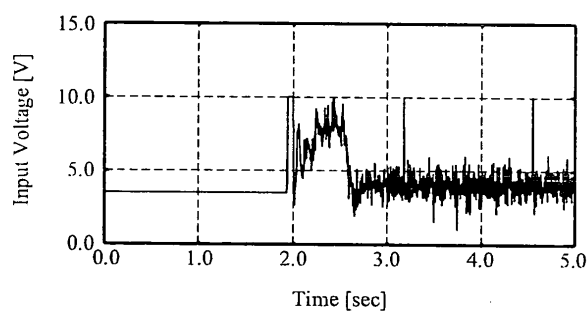
(a) Position



(b) Velocity



(c) Current



(d) Control input

Fig. 7: Experimental results of the linear LQG controller.