

磁気浮上系に対する受動性をもとにした電流フィードバックを用いない非線形制御*

清水年美*¹, 佐々木 実*¹

A Non-Linear Control of a Magnetic Levitation System without Current Feedback Based on Passivity

Toshimi SHIMIZU*² and Minoru SASAKI*² Department of Mechanical and Systems Engineering, Gifu University,
1-1 Yanagido, Gifu-shi, Gifu, 501-1193 Japan

This paper presents a non-linear control of a magnetic levitation system without current feedback based on passivity of a system. The magnetic levitation system is essentially non-linear. However, most researchers are modeled it as a linear system. If the object is far from the equilibrium point, a linear controller cannot 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 is introduced. The magnetic levitation system is decomposed into two subsystems, electrical subsystem and mechanical subsystem. The non-linear controller is designed for each subsystem. Controller for the electrical subsystem is designed by using kinematic-energy-shaping and PID controller is used for the mechanical subsystem. The asymptotic stability of the closed-loop system is proved by Lyapunov stability theory. The derived controller needs position and velocity feedback but not current feedback. Numerical simulation and experimental results show the validity of the proposed non-linear controller.

Key Words: Magnetic Levitation System, Passivity, Non-Linear Control, Current Feedback

1. はじめに

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⁽²⁾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で、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⁾。著者らは磁気浮上系が有する受動性を利用し、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と位置と速度のフィードバックから構成される非線形コントローラを導出し、その有効性を示した⁽⁵⁾。しかし、プラントのダイナミクスを用いたコントローラは系の次数が高くなると、計算機負荷が大きくなる。一般に受動性を利用したコントローラはシンプルなものにすることができると知られている。そこで、本研究では受動性を利用して文献⁽⁶⁾で示された方法を用いて、よりシンプルなコントローラの導出を行う。本研究では磁気浮上系を電気系サブシステムと機械系サブシステムに分割し、それぞれのサブシステムに対してコントローラを設計した。その結果、電流フィードバックを必要としないコントローラが得られた。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

* 原稿受付 2002年4月15日。

*¹ 正員、岐阜大学工学部(☎501-1193 岐阜市柳戸1-1)。

E-mail: tshimizu@cc.gifu-u.ac.jp

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. 電磁石の内部抵抗を R_e , 電磁石に印加する電圧を u , 電磁石に流れる電流を 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.

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

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, 磁束 λ は

$$\lambda = L(q_m) \dot{q}_e = \frac{c_1}{c_2 - q_m} \dot{q}_e \quad (9)$$

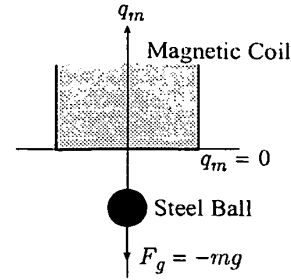


Fig. 1 Magnetic levitation system.

と書くことができるので, λ を用いて磁気浮上系の運動方程式を書き換えると

$$\Sigma: \begin{cases} \dot{\lambda} &= -\frac{R_e}{c_1} (c_2 - q_m) \lambda + u \\ F &= \frac{1}{2c_1} \lambda^2 \\ m \ddot{q}_m &= F - mg \end{cases} \quad (10)$$

を得る. このとき, 磁気浮上系 Σ は受動的な電気系サブシステム $\Sigma_1: u \rightarrow \lambda$ と受動的な機械系サブシステム $\Sigma_2: (F - mg) \rightarrow \dot{q}_m$ に分割でき, Fig. 2に示すように, 磁気浮上系 Σ はこれらをフィードバック結合した系とみなすことができる.

また, 2つのサブシステム Σ_1, Σ_2 に対して以下の命題が成立する.

命題 1 電気系サブシステム $\Sigma_1: u \rightarrow \lambda$ は受動系である.

証明 1 電気系サブシステム Σ_1 のストレージ関数の候補を

$$H_\lambda = \frac{1}{2} \lambda^2 \quad (11)$$

とする. これを系 (10) の解軌道に沿って時間微分すれば,

$$\dot{H}_\lambda = \lambda \dot{\lambda} = -\frac{R_e}{c_1} (c_2 - q_m) \lambda^2 + \lambda u \quad (12)$$

を得る. ここで, $\alpha = R_e/c_1 > 0$ とおくと, $c_2 - q_m > 0$ であるから,

$$\begin{aligned} \dot{H}_\lambda &= -\alpha (c_2 - q_m) \lambda^2 + \lambda u \\ &\leq -\alpha \lambda^2 + \lambda u \end{aligned} \quad (13)$$

を得る. 上式の両辺を 0 から T まで時間積分すれば,

$$\begin{aligned} \int_0^T \dot{H}_\lambda dt &= H_\lambda(T) - H_\lambda(0) \\ &\leq -\alpha \int_0^T \lambda^2 dt + \int_0^T \lambda u dt \end{aligned} \quad (14)$$

となり,

$$\int_0^T \lambda u dt \geq \alpha \int_0^T \lambda^2 dt + H_\lambda(T) - H_\lambda(0) \quad (15)$$

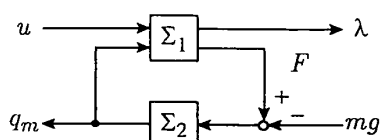


Fig. 2 Decomposed magnetic levitation system.

が成立する。(15)式は、電気系サブシステム Σ_1 : $u \mapsto \lambda$ がストレージ関数を(11)式、エネルギー供給率を $w(\lambda, u) = \lambda u - \alpha \lambda^2$ とする出力強受動系であることを示している。

命題 2 機械系サブシステム Σ_2 : $(F - mg) \rightarrow \dot{q}_m$ は受動系である。

証明 2 機械系サブシステム Σ_2 のストレージ関数の候補を運動エネルギー(3)とする。これを系(10)の解軌道に沿って時間微分すれば、

$$\dot{T}_m = m\dot{q}_m\ddot{q}_m = \dot{q}_m(F - mg) \quad (16)$$

を得る。上式の両辺を 0 から T まで時間積分すれば、

$$\begin{aligned} \int_0^T \dot{T}_m dt &= T_m(T) - T_m(0) \\ &= \int_0^T \dot{q}_m(F - mg) dt \quad (17) \end{aligned}$$

が成立する。(17)式は、機械系サブシステム Σ_2 : $(F - mg) \mapsto \dot{q}_m$ がストレージ関数を(3)式、エネルギー供給率を $w(\dot{q}_m, F - mg) = \dot{q}_m(F - mg)$ とする受動系であることを示している。

3. 制御則の導出

3.1 制御系設計の方針 本研究では、浮上対象物の位置に関する追従制御を考える。すなわち、浮上対象物の位置を、有界かつ連続な目標信号 $q_{m*}(t)$ に、磁気浮上系のすべての信号を有界に保ったまま追従させるような制御を考える。

前節の2つの命題より、電気系サブシステムと機械系サブシステムに対して、それぞれエネルギーの修正と減衰項の挿入を行うことでコントローラ設計ができると期待される。本研究では、以下の指針で電気系サブシステムと機械系サブシステムに対して独立にコントローラを設計し、それらを結合することで磁気浮上系のコントローラを導出する。

1. 機械系サブシステムのコントローラでは、位置誤差を 0 とするような電磁石が発生すべき目標制御力 F_d を計算する。
2. 電気系サブシステムでは、機械系サブシステムのコントローラで得られた目標電磁力 F_d を発生させるような磁束 λ_d を計算し、さらに、磁束が目標磁束 λ_d となるような制御入力 u を決定する。

3.2 制御入力 u の決定 機械系サブシステムが q_m を整定するために必要な電磁力 F_d と、それを発生させるような目標磁束 λ_d が与えられているものとして、 $\lambda \rightarrow \lambda_d$ となるような制御入力 u を決定する。本研究では追従制御を考えているので、電気系サブシステムのエネルギーを整形し、所望する閉ループ系のストレージ関数が

$$H_d = \frac{1}{2} \tilde{\lambda}^2 \quad (18)$$

となるようなコントローラを考える。ここで、 $\tilde{\lambda} = \lambda - \lambda_d$ は磁束誤差である。いま、入力 u を、

$$u = \dot{\lambda}_d + \frac{R_e}{c_1} (c_2 - q_m) \lambda_d + v \quad (19)$$

とおくと、電気系サブシステムに関する誤差系のダイナミクスは

$$\dot{\tilde{\lambda}} = -\frac{R_e}{c_1} (c_2 - q_m) \tilde{\lambda} + v \quad (20)$$

となる。このとき、誤差系(20)はストレージ関数を(18)式、エネルギー供給率を $w(\tilde{\lambda}, u) = \tilde{\lambda} u - \alpha \tilde{\lambda}^2$ とし、入力を v 、出力を $\tilde{\lambda}$ とする出力強受動系であることは容易に示すことができる。また、 $v \equiv 0$ のとき、 $\alpha = R_e/c_1 > 0$ 、 $c_2 - q_m > 0$ より誤差系(20)は指数安定であることは明らかで、 $t \rightarrow \infty$ のとき $\lambda \rightarrow \lambda_d$ となることが保証される。

3.3 目標磁束 λ_d の決定 電磁力 F は、磁束誤差 $\tilde{\lambda}$ と目標磁束 λ_d を使って以下のように書ける。

$$F = \frac{1}{2c_1} \left\{ \lambda_d^2 + \tilde{\lambda} (\tilde{\lambda} + 2\lambda_d) \right\} \quad (21)$$

前節の結果より、 $v \equiv 0$ のとき $\tilde{\lambda} \rightarrow 0$ が保証されているので、目標磁束 λ_d を(21)式において $\tilde{\lambda} = 0$ 、 $F = F_d$ とした式

$$F_d = \frac{1}{2c_1} \lambda_d^2 \quad (22)$$

の解として選ぶ。この解は以下のように得られる。

$$\lambda_d = \sqrt{2c_1 F_d} \quad (23)$$

$$\dot{\lambda}_d = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2c_1}}{\sqrt{F_d}} \dot{F}_d \quad (24)$$

ここで、目標電磁力 F_d の時間微分は既知であると仮定し、 $\lambda_d < 0$ となる解は用いない。このとき、(19)式に(23)、(24)式を代入すれば制御則 u は F_d と \dot{F}_d を用いて次のように書ける。

$$u = \sqrt{\frac{c_1}{2F_d}} \dot{F}_d + R_e (c_2 - q_m) \sqrt{\frac{2F_d}{c_1}} + v \quad (25)$$

3.4 目標力 F_d の決定 最後に機械系サブシステムを q_m に整定させるための目標電磁力 F_d を決定する。機械系サブシステムは単なる 2 次系であるので、ここでは PID 制御則を用いて目標電磁力 F_d を以下のよう

$$F_d = m \left\{ \ddot{q}_{m*} - k_2 \dot{\tilde{q}}_m - k_1 \tilde{q}_m - k_0 \int_0^t \tilde{q}_m(s) dt \right\} \quad (26)$$

ここで、 $\tilde{q}_m = q_m - q_{m*}$ は位置誤差で、 $k_0, k_1, k_2 > 0$ は

$$d(s) = s^3 + k_2 s^2 + k_1 s + k_0 \quad (27)$$

がフルビッツ多項式となるように与える。ここで s はラプラス演算子である。

図 3 に導出したコントローラのブロック線図を示す。図中の C_1 は (25) 式に対応し、 C_2 は (26) 式に対応する。

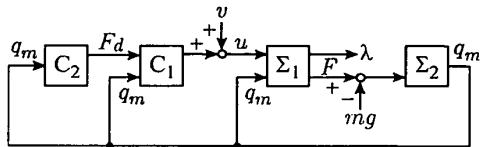


Fig. 3 Block diagram.

3.5 安定性解析 導出さ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 磁気浮上系モデル (10) に対し、 $v \equiv 0$ としたコントローラ (25), (26) を適用した場合、 $t \rightarrow \infty$ のとき $\tilde{q}_m \rightarrow 0$ となる。

証明 3 (21), (22) 式を (10) 式第 3 式に代入すれば、

$$m\ddot{q}_m = m \left\{ \ddot{q}_m - k_2 \dot{\tilde{q}}_m - k_1 \tilde{q}_m - k_0 \int_0^t \tilde{q}_m(\tau) d\tau \right\} + \frac{1}{2c_1} \tilde{\lambda} (\tilde{\lambda} + 2\lambda_d) - mg \quad (28)$$

を得る。ここで、上式を適当に移項して整理すれば、機械系サブシステムの誤差方程式

$$\left\{ \ddot{q}_m + k_2 \dot{\tilde{q}}_m + k_1 \tilde{q}_m + k_0 \int_0^t \tilde{q}_m(\tau) d\tau \right\} = \frac{1}{2mc_1} \tilde{\lambda} (\tilde{\lambda} + 2\lambda_d) - g \quad (29)$$

を得る。ここで、適当な変数変換を行うと、重力の影響を取り除くことができ、

$$\left\{ \ddot{q}_m + k_2 \dot{\tilde{q}}_m + k_1 \tilde{q}_m + k_0 \int_0^t \tilde{q}_m(\tau) d\tau \right\} = \frac{1}{2mc_1} \tilde{\lambda} (\tilde{\lambda} + 2\lambda_d) \quad (30)$$

とすることができる。いま、状態変数ベクトルを

$$\mathbf{x} = \left[\tilde{q}_m \quad \dot{\tilde{q}}_m \quad \int_0^t \tilde{q}_m(\tau) d\tau \right]^T \quad (31)$$

と定義し、入力 u を

$$u = \frac{1}{2mc_1} \tilde{\lambda} (\tilde{\lambda} + 2\lambda_d) \quad (32)$$

と定義して、誤差系 (30) を書き換えると、

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u \quad (33)$$

を得る。ここで、行列 $\mathbf{A} \in \mathbf{R}^{3 \times 3}$ と $\mathbf{B} \in \mathbf{R}^{3 \times 1}$ は次のとおりである。

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -k_1 & -k_2 & -k_0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (34)$$

また、行列 \mathbf{A} の特性多項式は (27) 式に一致し、 $d(s)$ がフルビッツ多項式となるように係数 k_0, k_1, k_2 が選ばれているので行列 \mathbf{A} は安定である。したがって、正定対称行列 \mathbf{P} と準正定対称行列 \mathbf{Q} が存在して、リアプノフ方程式

$$\mathbf{P}\mathbf{A} + \mathbf{A}^T\mathbf{P} = -\mathbf{Q} \quad (35)$$

が成立する。(33) 式の漸近安定性を示すために、行列 \mathbf{P} を用いて正定値関数

$$V = \frac{1}{2} \mathbf{x}^T \mathbf{P} \mathbf{x} \quad (36)$$

を考え、これを (33) 式に沿って時間微分し、(35) 式を用いて整理すれば、

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} \mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + \mathbf{x}^T \mathbf{P} \mathbf{B} u \quad (37)$$

を得る。(37) 式第 1 項目は行列 \mathbf{Q} の準正定性により、

$$-\frac{1}{2} \mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} \leq 0$$

が直ちに言えるが、第 2 項目は符号の判定がつかない。そこで、第 2 項目の有界性について考察する。まず、

$$|\lambda_d|^2 \leq |2mc_1| \{ |\ddot{q}_m| + \|\mathbf{K}\| \|\mathbf{x}\| \} \quad (38)$$

を得る。ここで、

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_2 & k_1 & k_0 \end{bmatrix}$$

である。これより、適当な正数 $\alpha_1, \alpha_2 > 0$ が存在して、

$$|\lambda_d| \leq \alpha_1 + \alpha_2 \|\mathbf{x}\| \quad (39)$$

とすることができる。同様に、

$$|\tilde{\lambda} (\tilde{\lambda} + 2\lambda_d)| \leq |\tilde{\lambda}| \{ |\tilde{\lambda}| + 2|\lambda_d| \} \quad (40)$$

となるので、適当な正数 $\alpha_3, \alpha_4 > 0$ が存在して、

$$|u| \leq |\tilde{\lambda}| \{ \alpha_3 + \alpha_4 \|\mathbf{x}\| \} \quad (41)$$

とすることができる。これらの結果より、(37)式第2項目は適当な正数 β_1 と β_2 を用いて

$$|x^T P B u| \leq \left| \tilde{\lambda} \left\{ \beta_1 + \beta_2 \|x\|^2 \right\} \right| \quad (42)$$

と書くことができる。 $\tilde{\lambda}$ は指数的に0に収束するので、 Q を適当に大きく取ることで

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2} x^T Q x + \left| \tilde{\lambda} \left\{ \beta_1 + \beta_2 \|x\|^2 \right\} \right| \leq 0 \quad (43)$$

とすることができる。したがって、 V は誤差系(33)のリアプノフ関数となり、 $t \rightarrow \infty$ で $x \rightarrow 0$ が示された。

4. 数値シミュレーション

本制御法の有効性を検証するため、数値シミュレーションを行った。プラントモデルはコントローラの導出では(1)、(7)、(8)式を用いたが、シミュレーションでは漏れ磁束の影響を考慮し、実験装置の同定結果をもとにした以下の式を用いる。

$$L(q_m) \ddot{q}_e + \frac{Q}{(z_0 - q_m)^2} \dot{q}_m \dot{q}_e + R_1 \dot{q}_e = u \quad (44)$$

$$m \ddot{q}_m - \frac{k}{(x_0 - q_m)^2} \dot{q}_e^2 + mg = 0 \quad (45)$$

$$L(q_m) = \frac{Q}{z_0 - q_m} + L_0 \quad (46)$$

理論的には $Q = 2k = c_1$, $x_0 = z_0 = c_2$ であるが、実験装置を同定した結果 Q と k は異なる値が得られたので、これらを異なる値とした。同定された実験装置のパラメータは $Q = 8.45 \times 10^{-5} [\text{Hm}]$, $k = 5.53 \times 10^{-5} [\text{Nm}^2/\text{A}^2]$, $L_0 = 1.19 \times 10^{-1} [\text{H}]$, $x_0 = z_0 = 2.20 \times 10^{-3} [\text{m}]$, $R_1 = 4.57 [\Omega]$, $m = 63.7 \times 10^{-3} [\text{Kg}]$, $g = 9.80665 [\text{m}/\text{sec}^2]$ である。なお、電流の初期値は $0 [\text{A}]$ に設定しておき、 $5.0 [\text{V}]$ の初期電圧を $0.5 [\text{sec}]$ 印加して電流が一定値に安定した後に制御を開始した。サンプリング時間は $1 [\text{msec}]$ とし、ボールの初期位置は $-10 [\text{mm}]$ とした。

目標軌道は図4に示すような軌道を用いた。これは、 $-10 [\text{mm}]$ から $-5 [\text{mm}]$ まで $2.0 [\text{sec}]$ で滑らかに移動する軌道で、加加速度までが連続になるように、時間に関する7次の多項式を用いた。この軌道では q_m が $-10 [\text{mm}]$ から $-5 [\text{mm}]$ に変化するとき、(44)式のインダクタンスと(45)式第2項目の電磁力の係数は、それぞれ1.04倍、2.87倍となり、系は非線形を示す。

図6にゲインを $K_2 = 750.0$, $K_1 = 5000.0$, $K_0 = 2500.0$, パラメータを $c_1 = 11.10 \times 10^{-5} [\text{Hm}]$, $c_2 = 2.20 \times 10^{-3} [\text{m}]$, $R_e = 4.57 [\Omega]$, $m = 63.7 \times 10^{-3} [\text{Kg}]$, $g = 9.80665 [\text{m}/\text{sec}^2]$ としたときのシミュレーション

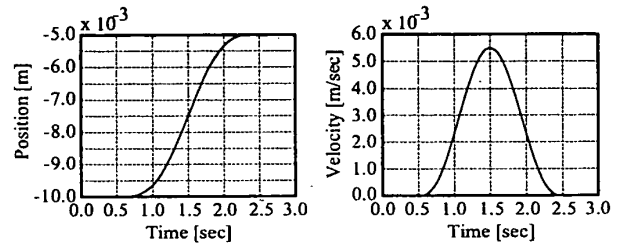


Fig. 4 Desired trajectory.

結果を示す。シミュレーション結果より、ボールの位置と速度は目標軌道によく追従していることが分かる。シミュレーションではゲインをかなり大きく設定できるので、かなり良い追従性能が得られる。

5. 実験

シミュレーション結果をもとにして実験を行った。実験装置の概要を図5に示す。コントローラはMATLAB/Simulinkで作成し、それをDPSにダウンロードして実装した。実験で用いたゲインとパラメータはそれぞれ $K_2 = 275.0$, $K_1 = 2250.0$, $K_0 = 1900.0$, $c_1 = 10.00 \times 10^{-5} [\text{Hm}]$, $c_2 = 2.20 \times 10^{-3} [\text{m}]$, $R_e = 4.57 [\Omega]$, $m = 63.7 \times 10^{-3} [\text{Kg}]$, $g = 9.80665 [\text{m}/\text{sec}^2]$ であり、目標軌道はシミュレーションと同じ軌道を用いた。

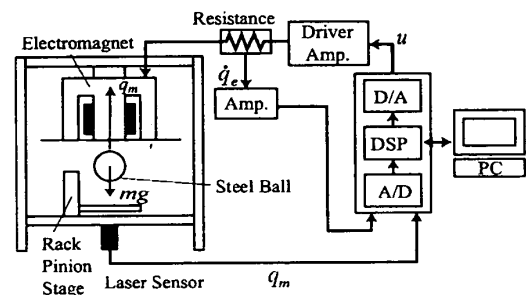


Fig. 5 Experimental system.

実験結果を図7に示す。実験では速度軌道に信号レベルと比較して大きなノイズが乗っている。これは位置を測定するためのレーザー変位計の分解能が $5 [\mu\text{m}]$ であるため、量子化誤差の影響が現れることと、速度を位置を後退差分を用いて得ているためである。ローパス特性を有する近似微分等を用いて速度を得た場合はノイズの影響は抑えられるが、位相遅れの影響により制御系が不安定になりやすくなる。

制御電圧に周期が高く、振幅の大きな振動が現れているが、これは速度のノイズが直接影響したものである。

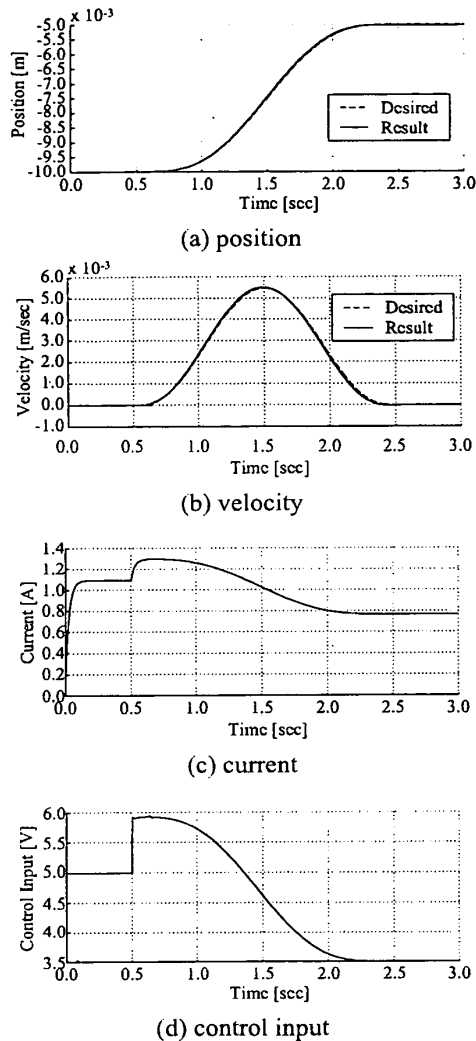


Fig. 6 Simulation result.

われる。しかし、位置軌道には制御電圧の振動の影響が現れない。これは、励磁コイルが約 20[Hz] 付近をカットオフ周波数とするローパス特性を有するためである。実験では浮上対象物に横揺れが生じ、 q_m の値がふらつくため、シミュレーションのときより振動が生じやすくなる。このため、あまりゲインを大きく設定することができず、位置軌道にも若干振動が残り、追従性に関して若干誤差が生じ、シミュレーションほど良好な結果を得ることができない。しかし、前節で示したような非線形性の影響があるにもかかわらず目標軌道に良く追従していると言うことができる。

6. まとめ

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。導出されたコントローラは位置と速度のフィードバックのみから構成され、電流フィードバックを必要としない。本

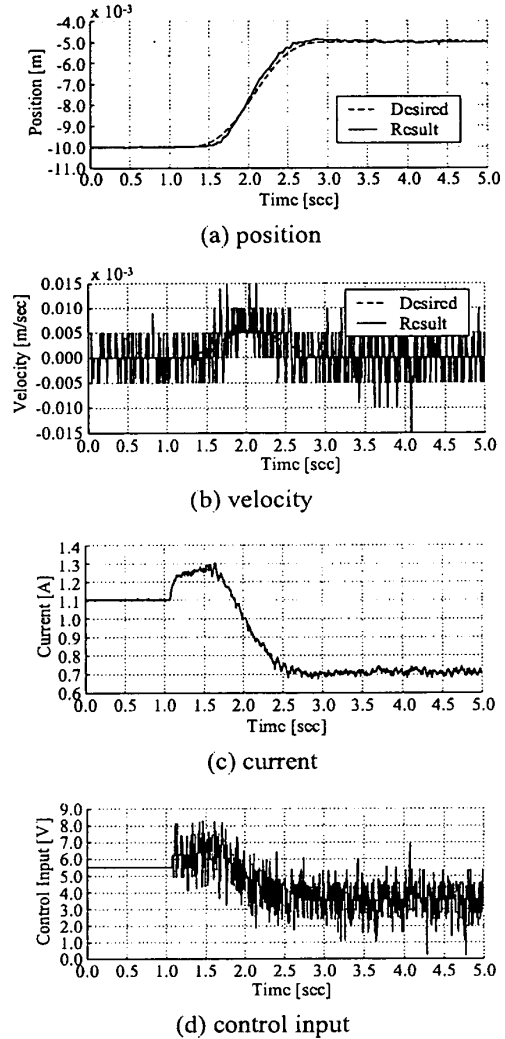


Fig. 7 Experimental result.

研究で得られたコントローラは大きな浮上量 5[mm] に対しても安定に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。

文献

- (1) Y. Kobayashi, M. Sasaki, M. Okugawa, et. al. *Position-Sensorless Control of Magnetic Levitation System using Current Magnetic Flux*, Proc. of MOVIC 2000, Vol. 1(2000-12), 317-322.
- (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, システム制御情報学会論文誌, 6-1(1993), 57-63.
- (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, 19-1(2001), 75-80.
- (4) S. Arimoto, *Control Theory of Non-Linear Mechanical Systems*, (1996), OXFORD Press.
- (5) 清水 年美, 佐々木 実, 浅井 重里, 磁気浮上系の受動性をもとにした非線形制御, The 11th MAGDA Conference 講演論文集, (2002-3), 214-219.
- (6) R. Ortega, P. J. Nicklasson and H. Sira-Ramirez, *Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems*, (1998), Springer.