伝達関数を用いたゼロパワー磁気浮上制御系の解析と設計

正員 水野 毅 (埼玉大学), 非会員 竹森 祐一郎 (埼玉大学)

A Transfer-Function Approach to the Analysis and Design of Zero Power Controllers for Magnetic Suspension System

Takeshi MIZUNO, Member (Saitama University)
Yuichiro TAKEMORI, Non-member (Saitama University)

A transfer function approach is applied to the analysis and design of zero power controllers for magnetic suspension systems. The general structures of controllers achieving zero power control are derived for both current- and voltage-controlled magnetic suspension systems. For the former-type system, there are two basic approaches: feeding back velocity signal and introducing a minor feedback of the integral of current. Both the approaches are applicable to the latter-type system. In addition to them, the position-sensorless approach also realizes zero power control automatically. A direct synthesis method for zero power control is developed based on the analysis. Several experiments are carried out with a single-degree-of-freedom model. The experimental results show the effectiveness of the proposed synthesis method.

キーワード: 磁気軸受, 磁気浮上, ゼロパワー制御, センサレス制御, 伝達関数

Keywords: magnetic bearing, magnetic suspension, zero power control, sensorless control, transfer function approach

1. 緒言

磁気浮上や磁気軸受では, 目的に応じてさまざまな特徴を持つ制御方法が開発されている。その一つにゼロパワー制御がある。これは, バイアス磁束を永久磁石で与える磁気浮上系において, 電磁石のコイル電流を定常的には零に保ち, 永久磁石の吸引力だけで重量を支持する制御方法である。ゼロパワー磁気浮上系では, 浮上に要する入力エネルギーが定常的には零になるので, 消費電力をできるだけ低減する必要がある宇宙用機器^{(1)~(3)}や無集電型磁気浮上搬送装置⁽⁴⁾で利用されている。また, ゼロパワー磁気浮上系は, 電磁石から引き離す方向に一定の外力が浮上対象物に作用すると, 定常的には電磁石と浮上対象物との間のギャップが減少するという, ユニークな特性を持っている。最近, この特性を利用して, 地動外乱に対する除振性能を損なうことなく, 直動外乱に対しては高い剛性を実現するアクティブ除振装置が提案され, 開発が進められている⁽⁵⁾。

ゼロパワー制御系を実現するには, これまでに,

- ・速度信号に基づいてフィードバック制御する^{(1),(2)},
- ・コイル電流の積分値を局所フィードバックする^{(3),(4)},
- ・外乱オブザーバを利用する^{(6),(7)},
- ・ローパスフィルタを利用する⁽⁸⁾,

・制御電圧の積分値を局所フィードバックする⁽⁹⁾,
などの方法が提案されている。また,

・オブザーバを利用した変位センサレス磁気浮上においてもゼロパワー特性が実現されることが指摘されている⁽⁹⁾。しかしながら, ゼロパワー制御を実現するコントローラの相互関係や一般的な構造・設計法は必ずしも明らかにされていない。

著者らは, 電流出力形アンプを備えた磁気浮上系に対して, 伝達関数を用いた解析法を適用することによって, ゼロパワー制御を実現するコントローラの一般的な構造を明らかにし, さらにこの結果を踏まえて, コントローラを直接構成していく設計法を提案している⁽⁹⁾。本報では, 電圧出力形アンプを備えた磁気浮上系を含む, より一般的な議論を展開し, 実験によってそれらの有効性を検証する。

2. 解析モデル

本論文では, 図1に示すような, 磁気浮上において最も基本的となる1自由度モデルに基づいて議論を進める。浮上用磁石としては, 永久磁石と電磁石からなるハイブリッド磁石を用いている。簡単のため, 浮上対象物は, ハイブリッド磁石の吸引力の作用する方向(図では垂直方向)に並進運動の自由度だけを持っていると仮定する。

浮上対象物に作用する重力と永久磁石による吸引力とがつり合っている状態からの浮上対象物の垂直方向の変位を x で表すと、この系の運動方程式は次式ようになる。

$$m\ddot{x}(t) = k_s x(t) + k_i i(t) + w(t) \quad (1)$$

ここで、

- m : 浮上対象物の質量,
- k_s : 電磁石の特性係数 (=力/変位),
- k_i : 電磁石の特性係数 (=力/電流),
- i : 電磁石のコイル電流,
- w : 浮上対象物に作用する外力(外乱).

電磁石の電気回路に関する方程式はつぎようになる。

$$L \frac{di(t)}{dt} + Ri(t) + k_b \dot{x}(t) = v(t) \quad (2)$$

ここで、

- L : 電磁石コイルの自己インダクタンス,
- R : 電磁石コイルの抵抗,
- k_b : 逆起電力係数,
- v : 電磁石コイルの端子電圧の変動分.

簡単のため、初期値を零として式(1), (2)をラプラス変換し、整理すると次式を得る。

$$X(s) = \frac{1}{t_0(s)} (b_0 I(s) + d_0 W(s)) \quad (3)$$

$$(Ls + R)I(s) + k_b sX(s) = V(s) \quad (4)$$

ここで、

$$t_0(s) = s^2 - a_0, \quad a_0 = \frac{k_s}{m}, \quad b_0 = \frac{k_i}{m}, \quad d_0 = \frac{1}{m}.$$

磁気浮上系は、電磁石を励磁するアンプによって 2 種類に分類される。一つは、電磁石の励磁に電流出力形のアンプを用いるもので、電流制御形磁気浮上と呼ばれる。この場合、電磁石のコイル電流を制御入力として扱うことができるので、制御系は、式(3)に基づいて設計される。もう一つは、電圧制御形磁気浮上で、電磁石の励磁に電圧出力形アンプを用いる。この場合には、コイルの端子電圧が制御

入力となり、コイル電流は状態変数とみなされる。制御系は、式(3)および式(4)に基づいて設計される。

3. 伝達関数を用いた解析

ゼロパワー制御について議論するため、外乱 w は一定であるとする。このとき、 w は次式のように表される。

$$W(s) = \frac{A_0}{s} \quad (5)$$

3.1 電流制御形磁気浮上 通常の磁気軸受では、変位センサの信号に基づいて制御入力が定められる。したがって、時不変ゲインの線形制御を実施する場合には、制御則は一般に次式のように表すことができる。

$$I(s) = -\frac{h(s)}{g(s)} X(s) \quad (6)$$

ここで、 $g(s)$ 、 $h(s)$ は互いに素な s の多項式である。本節では、これらの多項式が閉ループ系を安定にするように、すなわち特性方程式

$$t_c(s) = (s^2 - a_0)g(s) + b_0 h(s) = 0 \quad (7)$$

のすべての根の実部が負になるように選ばれているとして議論を進める。

式(6)を式(3)に代入して、整理すると

$$I(s) = -\frac{h(s)}{t_c(s)} d_0 W(s) \quad (8)$$

となる。式(8)に式(5)を代入すると次式が得られる。

$$I(s) = -\frac{h(s)}{t_c(s)} d_0 \frac{A_0}{s} \quad (9)$$

式(9)から、浮上対象物に一定外力が作用しても定常的にはコイル電流が零に収束するというゼロパワー特性を実現するには、 $h(s)$ が s を因子に持つ必要があることがわかる。すなわち、 $h(s)$ は、

$$h(s) = s\tilde{h}(s) \quad (10)$$

$\tilde{h}(s)$: $g(s)$ と互いに素な s の多項式

と表されることになる。この関係を図に示すと図 2(a)のようになる。変位を時間微分すると速度になるので、

[方式 I] 速度信号に基づいてフィードバック制御する

ことによってゼロパワー制御を実現できることがわかる。

式(10)を式(6)に代入した式は、次のように変形できる。

$$\begin{aligned} I(s) &= -\frac{s\tilde{h}(s)}{g(s)} X(s) \\ &= -\frac{1}{1 + \frac{\tau}{s}} \cdot \frac{(s + \tau)\tilde{h}(s)}{g(s)} X(s) \end{aligned} \quad (11)$$

Permanent magnet for zero-power control

図 1 基本モデル

Fig.1. Basic model

式(11)の関係は図2(b)のように表される。図より、

〔方式Ⅱ〕電流の積分値を局所フィードバックする

ことによってもゼロパワー制御を実現できることがわかる。

3.2 電圧制御型磁気浮上 電圧制御形磁気浮上系では、直接計測できる変数は、変位 x と電流 i であることが多い。したがって、制御則は一般に次式のように表すことができる。

$$\begin{aligned} V(s) &= -M(s)X(s) - P(s)I(s) \\ &= -\frac{n(s)}{m(s)}X(s) - \frac{q(s)}{p(s)}I(s) \end{aligned} \quad (12)$$

$n(s), m(s)$: 互いに素な s の多項式、

$q(s), p(s)$: 互いに素な s の多項式、

式(12)を式(4)に代入すると、次式が得られる。

$$I(s) = -\frac{M(s) + k_b s}{P(s) + Ls + R} X(s) \quad (13)$$

ここで、

$$\frac{M(s) + k_b s}{P(s) + Ls + R} = \frac{h(s)}{g(s)} \quad (14)$$

とおくと、式(13)は

$$I(s) = -\frac{h(s)}{g(s)} X(s) \quad (15)$$

となるので、電流制御形磁気浮上の場合と同じように考えていくことができる (式(6)参照)。

〔方式Ⅰ〕を適用するため、 $M(s)$ を

$$M(s) = \frac{s\tilde{n}(s)}{m(s)} \quad (16)$$

(a) Derivative feedback of displacement

(b) Integral feedback of current

図2 ゼロパワーコントローラの一般形
(電流制御形磁気浮上の場合)

Fig.2. General forms of zero-power controllers for the current-controlled magnetic suspension system.

$\tilde{n}(s)$: $m(s)$ と互いに素な s の多項式

を満たすように選ぶ。このとき、式(13)は、

$$I(s) = -\frac{\{\tilde{n}(s) + k_b m(s)\} p(s)}{\{q(s) + (Ls + R)p(s)\} m(s)} \cdot sX(s) \quad (17)$$

となる。式(16)から、 $q(s) + (Ls + R)p(s)$ が s を因子に持たないように $q(s), p(s)$ が選ばれていれば、ゼロパワー制御が達成されることがわかる。この場合のコントローラの構成を図3(a)に示す。なお、フィルタ方式と呼ばれているゼロパワー制御系⁽⁶⁾では、ローパスフィルタの出力と元の信号との差をとることによって、すなわち

$$(\tilde{M}(s) - \frac{\tilde{M}(s)}{Ts+1})X(s) = \tilde{M}(s) \frac{Ts}{Ts+1} X(s) \quad (18)$$

T : フィルタの時定数、

$\tilde{M}(s)$: 補償器の伝達関数。

の関係を利用して、このような形の補償を実現している。

この方式のコントローラは、図2で用いたブロック線図の等価変換の公式を適用することによって、図3(b)のように局所積分フィードバックを利用するように変形することができる。さらに、電流フィードバックを用いない場合、すなわち、

$$P(s) = 0 \quad (19)$$

のときは、図3(c)に示すように、制御入力 v の積分値を局所フィードバックする構成とすることもできる。電圧指令型と呼ばれるゼロパワー制御系⁽⁷⁾のは、このような構造を持っている。

つぎに、〔方式Ⅱ〕を適用するため、 $P(s)$ を

$$P(s) = \frac{q(s)}{sp(s)} \quad (20)$$

$\tilde{p}(s)$: $q(s)$ と互いに素な s の多項式

を満たすように選ぶ。式(20)を式(13)に代入するとつぎのようになる。

$$I(s) = -\frac{\{n(s) + k_b sm(s)\} \tilde{p}(s)}{\{q(s) + s(Ls + R)\tilde{p}(s)\} m(s)} \cdot sX(s) \quad (21)$$

式(21)から、 $m(s)$ が s を因子に持たないように選ばれていれば、ゼロパワー制御が達成されることがわかる。このときのコントローラの構成を図3(d)に示す。

電圧制御形磁気浮上に特有な方法として、電流だけをフィードバックするという方法がある。すなわち、

$$M(s) = 0 \quad (22)$$

とすると、式(13)はつぎのようになる。

$$I(s) = -\frac{k_b s}{P(s) + Ls + R} X(s) \quad (23)$$

式(23)から、 $P(s) + Ls + R$ が s を因子に持たないように $P(s)$

が選ばれていれば、ゼロパワー制御が達成されることがわかる。これは、コイルに誘導される逆起電力を利用した変位センサレス（セルフセンシング）磁気浮上系がゼロパワー特性を持つ⁽⁸⁾ということを示唆している。このときのコントローラの構成を図3(e)に示す。この場合には、コントローラに構造的な制約は必要ない。

4. 制御系設計

前章までの議論に基づいて、ゼロパワー制御を実現するコントローラを直接構成していく設計方法を示す。

4.1 電流制御形磁気浮上 式(6), (10)から、目的とするコントローラは、つぎのように表すことができる。

$$I(s) = -\frac{\tilde{h}(s)}{g(s)} X(s) \quad (24)$$

コントローラの伝達関数をプロパーな有理関数から選ぶ場合、コントローラの次数（ $g(s)$ の次数）を r とすると、閉ループ系の特性多項式の次数は $(r+2)$ 、コントローラで自由に設定できるパラメータの個数は $2r$ となる。したがって、閉ループ系の極を任意に配置するためには、

$$2r \geq r+2 \quad \therefore r \geq 2, \quad (25)$$

すなわち、2次以上の次数を持つコントローラが必要となる。最も低次のものを用いる場合、式(24)はつぎのように表される。

$$I(s) = -\frac{s(h_2s+h_1)}{s^2+g_1s+g_0} X(s) \quad (26)$$

式(7), (26)から、次式が得られる。

$$t_c(s) = s^4 + g_1s^3 + (-a_0 + g_0 + b_0h_2)s^2 + (-a_0g_1 + b_0h_1)s - a_0g_0 \quad (27)$$

配置したい極を指定する多項式 $t_d(s)$ を次のようにおく。

$$t_d(s) = (s^2 + 2\zeta_1\omega_1s + \omega_1^2)(s^2 + 2\zeta_2\omega_2s + \omega_2^2) \quad (28)$$

式(27)と式(28)とを比較すると、ゼロパワー制御を達成すると同時に、望ましい極配置を実現するコントローラの係数が求められる。

4.2 電圧制御形磁気浮上 電圧制御形磁気浮上系の場合には、変位フィードバックと電流フィードバックの組み合わせ方によっていろいろな実現方法が可能となる。ここでは、変位フィードバックだけを用いる場合について論じる。式(12), (16), (19)から、コントローラは、つぎのように表すことができる。

$$V(s) = -\frac{\tilde{m}(s)}{m(s)} X(s) \quad (29)$$

コントローラの伝達関数をプロパーな有理関数から選ぶ場合、コントローラの次数（ $m(s)$ の次数）を r とすると、閉ループ系の特性多項式の次数は $(r+3)$ 、コントローラで自由に設定できるパラメータの個数は $2r$ となる。したがって、

(a) Derivative feedback of displacement

(b) Local integral feedback

(c) Integral feedback of voltage

(d) Integral feedback of current

(e) Position sensorless feedback

図3 ゼロパワーコントローラの一般形
(電圧制御形磁気浮上の場合)

Fig.3. General forms of zero-power controllers for the voltage-controlled magnetic suspension system.

閉ループ系の極を任意に配置するためには,

$$2r \geq r+3 \quad \therefore r \geq 3, \quad (30)$$

すなわち, 3 次以上の次数を持つコントローラが必要となる. 最も低次のものを用いる場合, 式(29)はつぎのように表される.

$$V(s) = -\frac{s(n_3 s^2 + n_2 s + n_1)}{s^3 + m_2 s^2 + m_1 s + m_0} X(s) \quad (31)$$

式(3), (4), (31)から, 閉ループ系の特性多項式が次式のように求められる.

$$\begin{aligned} \bar{t}_c(s) = & s^6 + (c_0 + m_2)s^5 + (-a_0 + c_0 m_2 + m_1)s^4 \\ & + (a_0 c_0 + b_0 d_0 - a_0 m_2 + c_0 m_1 + m_0 + b_0 e_0 n_3)s^3 \\ & + ((a_0 c_0 + b_0 d_0)m_2 - a_0 m_1 + c_0 m_0 + b_0 e_0 n_2)s^2 \\ & + ((a_0 c_0 + b_0 d_0)m_1 - a_0 m_0 + b_0 e_0 n_1)s \\ & + (a_0 c_0 + b_0 d_0)m_0 \end{aligned} \quad (32)$$

ここで,

$$c_0 = \frac{R}{L}, \quad d_0 = \frac{k_b}{L}, \quad e_0 = \frac{1}{L}.$$

配置したい極を指定する多項式 $\bar{t}_d(s)$ を次のようにおく.

$$\bar{t}_d(s) = \prod_{i=1}^3 (s^2 + 2\zeta_i \omega_i s + \omega_i^2) \quad (33)$$

式(32)と式(33)とを比較すると, ゼロパワー制御を達成すると同時に, 望ましい極配置を実現するコントローラの係数が求められる.

5. 実験

5.1 実験装置 実験には, 図 4 に示す装置を用いた. 浮上対象物となるアームは, 一端を玉軸受で支持されており, 鉛直面内を回転運動する. 磁気浮上用の電磁石は, アームの上部に設置されている. ゼロパワー浮上用の永久磁石は, 浮上対象物側の鉄心に組込まれている. このような構成とすると, コイルを流れる電流の向きによって, 吸引力だけではなく, 反発力も働くようにすることができるので, 電磁石側に永久磁石を組込んだ場合に比べて動作範囲が広くなる.

アームの運動は, 渦電流形変位センサによって検出した. アームには, 外乱発生用のボイスコイルモータの可動部を取り付けた. また, アームが電磁石やセンサと接触するのを防ぐため, ストッパーによってアームの動きを拘束した.

制御系の実装には, デジタルコントローラ (dSPACE 社 DS1103) を用いた. 離散化は, 伝達関数と等価な状態空間モデルを求め, それを零次ホールド近似することによって行った. また, 制御周期は $100[\mu\text{sec}]$ とした.

表 1 に実験装置の諸元を示す.

5.2 電流制御形についての実験結果 実験では, 電流を流したときに浮上体が電磁石から離れるようにストッパーの

位置を調節し, 浮上対象物がストッパーに接触している状態から制御を開始した.

図 4 実験装置

Fig.4. Experimental apparatus

表 1 実験装置の諸元

Table.1. Parameters of the experimental apparatus

a_0	$4.6 \times 10^3 \text{ N/kg} \cdot \text{m}$	R	8.5Ω
b_0	$7.0 \text{ N/kg} \cdot \text{A}$	L	130 mH
		k_b	60 V/m

図 5 電流制御形ゼロパワー磁気浮上系のステップ応答

Fig.5. Step response of a current-controlled magnetic suspension system under zero-power control

図 6 電流制御形ゼロパワー磁気浮上系の周波数応答

Fig.6. Frequency responses of zero-power control systems with a current-output power amplifier

最初に、図 2 (a) に構成を示すコントローラを用いた場合のステップ外乱に対する応答を図 5 に示す。閉ループ系の極は、

$$\begin{aligned}\omega_1 &= 2\pi \times 15 (1/s), & \zeta_1 &= 0.7, \\ \omega_2 &= 2\pi \times 15 (1/s), & \zeta_2 &= 0.7.\end{aligned}$$

と設定した。ステップ外乱は、重さ約 100 g のおもりを浮上対象物に取り付け、それを $t \approx 0.3$ の時点で瞬時に取り除くことによって発生させた。図 5 から、電流が定常的には零に収束すると共に、重量が軽くなったため定常的な浮上位置が下向き（ギャップが広くなる方向）に移動していることがわかる。

つぎに、コントローラの構成を図 2 (a), (b) に示すようにした各々の場合について、外乱に対する周波数応答を測定した結果を図 6 に示す。入力信号は、浮上対象物に作用するボイスコイルモータによって生成される外力、出力信号は、電磁石のコイル電流である。図から、二つの制御系はほとんど同じ周波数特性を持っていることがわかる。したがって、コントローラの内部構成には依らず、同一の閉ループ特性が実現されていることが実証された。

5.3 電圧制御形についての実験結果 以下では、変位信号だけをフィードバック制御に用いるコントローラについて、電流制御形と同様な実験を行った結果を示す。図 7 は、図 3 (a) に構成を示すコントローラにおいて、 $P(s) = 0$ として、閉ループ系の極を

$$\omega_1 = 2\pi \times 15 (1/s), \quad \zeta_1 = 0.7,$$

図 7 電圧制御形ゼロパワー磁気浮上系のステップ応答

Fig.7. Step response of a voltage-controlled magnetic suspension system under zero-power control

$$\begin{aligned}\omega_2 &= 2\pi \times 15 (1/s), & \zeta_2 &= 0.7, \\ \omega_3 &= 2\pi \times 15 (1/s), & \zeta_3 &= 0.7.\end{aligned}$$

と設定した系の外乱に対するステップ応答を示している。

図 8 電圧制御形ゼロパワー磁気浮上系の周波数応答

Fig.8. Frequency responses of zero-power control systems with a voltage-output power amplifier

図から、ゼロパワー特性が実現されていることが確認できる。つぎに、コントローラの構成を図 3(a), (c)に示すようにした各々の場合について、外乱に対する周波数応答を測定した結果を図 8 に示す。図から、二つの制御系はほとんど同じ周波数特性を持っていることがわかる。したがって、電流制御形の場合と同様に、コントローラの内部構成には依らず、同一の閉ループ特性が実現されていることがわかる。

6. 結 言

電流制御形および電圧制御形磁気浮上系のそれぞれに対して、ゼロパワー制御を実現するコントローラの一般的な構成を示した。電流制御形磁気浮上系では、変位の微分信号に基づいてフィードバックする、電流の積分値を局所フィードバックするという二つの方式があるが、これらの方式は電圧制御型磁気浮上系にも適用できる。また、後者において、電流フィードバックだけを用いた制御系（変位センサレス磁気浮上系）が自動的にゼロパワー特性を有する条件を満たしていることを示した。さらに、解析結果に基づいて、コントローラを直接構成していく制御系設計法を提案した。

実験では、解析と制御系設計法の有効性を検証するため、電流制御形・電圧制御形磁気浮上のそれぞれについて設計されたコントローラを実装し、外乱に対する応答を調べた。その結果、提案する制御系設計法によってゼロパワー磁気

浮上を達成できることが確認された。また、異なる構成を持つコントローラの等価性が実証された。

制御系設計の箇所でも述べたが、電圧制御形磁気浮上系の場合には、変位フィードバックと電流フィードバックの組み合わせ方によっていろいろな実現方法が可能となる。現在、各方法と構成された閉ループ系のロバスト性との関係について検討を行っている。

(平成 12 年 10 月 30 日受付, 同 13 年 3 月 26 日再受付)

文 献

- (1) Henrikson, C. H., Lyman, J. and Studer, P. A., Magnetically Suspended Momentum Wheels for Spacecraft Stabilization, *AIAA paper* 74-128 (1974).
- (2) Poubeau, P., Baudry, J. P. and Robinson, A.: Satellite Momentum and Reaction Wheels with Magnetic Bearings, *Proc. AACS*, 375-379 (1977)
- (3) Sabnis, A. V., Dendy, J.B. and F. M. Schmitt, A Magnetically Suspended Large Momentum Wheel, *J. Spacecraft*, Vol.12, pp.420-427 (1975).
- (4) Morishita, M., Azukizawa, T., Kanda, S., Tamura, N. and Yokoyama, T., A New Maglev System for Magnetically Levitated Carrier System, *IEEE Trans. Vehicular Technology*, Vol.38, No.4, pp.230-236 (1989).
- (5) 水野：ゼロパワー磁気浮上機構を利用した除振装置の開発（第 1 報：基本構想），第 39 回 SICE 学術講演会予

稿集 304 C-5 (2000).

- (6) 森下, 小豆沢: 常電導吸引式磁気浮上系のゼロパワー制御, 電気学会論文誌 D, 108 巻, 5 号, pp.447-454 (1988).
- (7) Yakushi, K., Koseki, T. and Sone, S., 3 Degree-of-Freedom Zero Power Magnetic Levitation Control by a 4-Pole Type Electromagnet, *Proc. IPEC-Tokyo 2000*, pp.2136-2141 (2000).
- (8) Mizuno, T. and Bleuler, H., Self-Sensing Magnetic Bearing Control System Design Using the Geometric Approach, *Control Engineering Practice*, Vol.3, No.7, pp.925-932 (1995).
- (9) 水野: 伝達関数を用いた磁気軸受制御系の基本構造の解析, 日本機械学会論文集 (C編), 65 巻, 637 号, pp.3507-3514 (1999).

水野 毅 (正員) 1956 年 3 月 18 日生. 1980 年 3 月東京大学大学院修士課程修了. 同年東京大学生産技術研究所助手. 1985 年職業訓練大学校講師. 1987 年埼玉大学工学部助教授. 2000 年同教授, 現在に至る. 磁気浮上・磁気軸受, 振動制御, 質量測定などの研究に従事. 工博.

竹森 祐一郎 (非会員) 1976 年 12 月 16 日生. 1999 年 3 月埼玉大学工学部機械工学科卒業. 2001 年 3 月埼玉大学大学院理工学研究科機械工学専攻博士前期課程修了. 2001 年 4 月 (株) 本田技研工業入社, 現在に至る. 在学中は, 磁気浮上の研究に従事.