

磁気浮上系のリセット要素による安定化
(制振特性の調整法)石野 裕二^{*1}, 水野 毅^{*2}, 高崎 正也^{*2}, 山口 大介^{*3}Stabilization of magnetic suspension system by a reset element
(Adjustment of vibration attenuation characteristic)Yuji ISHINO^{*1}, Takeshi MIZUNO^{*2}, Masaya TAKASAKI^{*2} and Daisuke YAMAGUCHI^{*3}^{*1}Department of Mechanical Engineering and System Design, Saitama University
255 Shimookubo, Sakura-ku, Saitama 338-8570, Japan^{*2, *3}Graduate of School of Science and Engineering, Saitama University
255 Shimookubo, Sakura-ku, Saitama 338-8570, Japan

Received: 15 January 2020; Revised: 1 April 2020; Accepted: 5 October 2020

Abstract

A first-order-reset element (FORE) controller is modified to adjust the vibration attenuation characteristic of a magnetic suspension system. The proportional-derivative (PD) feedback control is the simplest control method of stabilizing magnetic suspension systems. In the PD-controlled system, restoring force is produced with the proportional element and damping effect is produced with the derivative element. Meanwhile, a feedback control using a FORE has been proposed to stabilize magnetic suspension systems. The FORE replaces a linear integrator built into a first-order low-pass filter by a non-linear integrator. The proposed controller can stabilize a magnetic suspension system with one element. The restoring force and damping effect are generated simultaneously. However, the two effects could not be adjusted separately. To adjust the vibration attenuation characteristic, the FORE controller is modified to adjust the transition value at reset. The characteristics of the modified controller are studied through numerical analysis. Then the effectiveness of the modification is demonstrated by several simulations and experiments.

Keywords : Magnetic levitation, Magnetic bearing, Electromagnetic actuator, Motion control, Non-linear control

1. 緒 言

磁気浮上系 (電気学会磁気浮上応用技術調査専門委員会, 1993, 2018)は, 無制御では不安定かつ減衰を持たない. そのため安定浮上を達成するためには, 制御器によって, 復元力と減衰を与える必要がある. 古典制御において, 比例 (Proportional) と微分 (Derivative) の二つの要素により構成される, PD フィードバック制御を施すと, 最も簡単に磁気浮上系を安定化できる. PD 制御では, 比例フィードバックによって復元力を与え, 微分フィードバックによって減衰を与えている. しかしながら, 微分要素は, 高周波数領域のゲインを増加させてしまうため, 微分フィードバックゲインを大きく設定すると, ノイズ成分が増加し, 制御系を不安定にさせやすくなる. また磁気浮上系では, 電流出力型電力増幅器がよく用いられているが, 電力増幅器の負荷がインダクタンス成分と抵抗成分となるため, 高周波領域ではインピーダンスが高くなり, 高周波信号を多く含むとその信号により出力電圧が増加し, 電力増幅器の出力電圧が飽和しやすくなる. そのため, ローパスフィルタを挿入したり微分フィードバックゲインを小さく設定するなどの対策が取られている. 一方, リセットシステム (Baños and Barreiro, 2012) を制御系に導入することにより過渡応答や, 減衰・制振性能を改善することが古くから行われている. これは Clegg 積分器 (以降 CI と呼ぶ) (Clegg, 1958) が始まりと言われている. CI は, 連続的な積分動作と, ある条件に

No.20-00015 [DOI:10.1299/transjsme.20-00015], J-STAGE Advance Publication date : 13 October, 2020

^{*1} 正員, 埼玉大学機械工学・システムデザイン学科 (〒338-8570 埼玉県さいたま市桜区下大久保 255)^{*2} 正員, フェロー, 埼玉大学理工学研究科^{*3} 正員, 埼玉大学理工学研究科 (現 岡山大学)

E-mail of corresponding author: yishino@mech.saitama-u.ac.jp

において一部不連続に遷移させることを併せ持つ非線形積分器である。また一次ローパスフィルタの線形積分要素を CI に置き換えた、First Order Reset Element (以降 FORE と呼ぶ) (Horowitz and Rosenbaum, 1975) (Chait and Holliot, 2002) (Zaccarian et al., 2005) (Van Loon et al., 2017) が提案されている。基本的な FORE では、FORE への入力信号が零を交差すると、一次ローパスフィルタの内部を構成する積分器の出力を零に遷移させる。これら CI や基本的な FORE を単独または積分要素など他の要素と組み合わせて制御系を改善する研究が行われている (Baños and Vidal, 2007, 2012)。また、燃焼器の振動低減 (Iwaki, 2018)、排気ガス再循環弁の調整 (Panni et al., 2014)、アクティブサスペンション (Acho, 2014)、無人航空機の飛行制御 (Sato and Muraoka, 2013)、圧電精密位置決め装置 (Zheng et al., 2007) などの機械・機構に対する制御や、DC-DC コンバータ (Nair et al., 2018) のような電子回路の制御にも用いられている。さらにリセット制御を応用し、PID 補償器から微分要素を取り除く研究も近年なされている (Palanikumar et al., 2018) (Saikumar et al., 2019)。これらの研究では、主に受動的に安定な制御対象に対してリセットシステムを適用している。しかしながら、CI や基本的な FORE を、そのまま不安定系である磁気浮上系のコントローラに適用しても、安定化できない。そこで著者らは、FORE への入力と CI の出力の差が零と交差したときに、CI の出力を零にリセットする方式の FORE を磁気浮上系に適用し、実際に一自由度に拘束した磁気支持系を安定化できることを示した (Ishino et al., 2019)。これにより一つの要素からなるフィードバックコントローラにより、磁気支持系を安定化することに成功した。しかしながら、この FORE コントローラは、一つの非線形ローパスフィルタと一つのゲインで構成されるため、復元力と減衰・制振性能の両者を自由に調整することができない。そのため、所定の復元力を与えるようにゲインを設定すると、減衰・制振性能が自動的に決まってしまう。本研究ではリセット時に遷移する値を、零から FORE への入力信号にゲインを乗じた値に修正し、この新たに導入したゲインにより減衰・制振性能を調整する方法を提案する。以下では、このようなリセット時に遷移する値を修正した FORE を M-FORE と呼ぶ。本論文では、M-FORE を磁気支持系の制御に適用したときの特性をシミュレーションと実験によって把握する。

2. M-FORE とは

図 1 に M-FORE のブロック線図を示す。M-FORE を構成する CI は三つの入力端子とひとつの出力端子を持つ。図中で一番上の入力端子は積分される信号入力端子を、中間の破線の入力端子はリセット信号端子を、下側の破線の入力端子はリセット後に遷移する値が入力される端子である。積分される CI の入力信号は、M-FORE への入力 r と CI の出力 \hat{u} との差にゲイン α が乗じられている。そして CI 出力にゲイン p_f を乗じた値が M-FORE の出力となっている。

CI が線形積分動作を行っている場合は、M-FORE の入力に対する出力は、次式のような単純な一次ローパスフィルタとなる。

$$\frac{u(t)}{r(t)} = p_f \frac{\alpha}{s + \alpha} \tag{1}$$

ここで、

r : M-FORE への入力

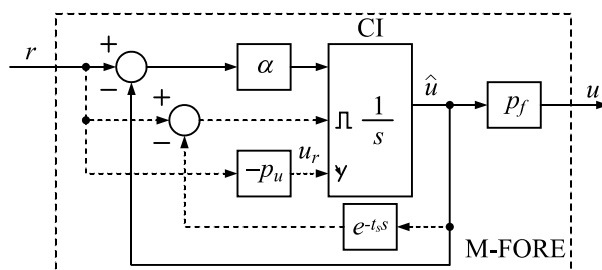


Fig. 1 Block diagram of M-FORE with modified reset method.

- u : M-FORE の出力
- α : ローパスフィルタの遮断角周波数
- p_f : M-FORE ゲイン

この M-FORE は、M-FORE への入力 r と CI の出力 \hat{u} が交差すると、CI がリセットされる。しかしこれをそのままデジタルコントローラに実装すると、代数ループにより演算ができなくなるため、遅れ要素を挿入して、入力と前の制御周期の出力値の差を用いる。リセット後に遷移する値は、M-FORE への入力値にゲイン $-p_u$ を乗じた値にしている。

この制御器のリセット条件は、デジタルコントローラを適用した場合を考え、離散時間系とした場合、次式のように表すことができる。

$$\begin{cases} \dot{\hat{u}}(t) = \alpha\{r(t) - \hat{u}(t)\} & : \text{sgn}(f(t)) = \text{sgn}(f(t - t_s)) \\ \hat{u}(t) = u_r(t) & : \text{sgn}(f(t)) \neq \text{sgn}(f(t - t_s)) \end{cases} \quad (2)$$

$$u_r(t) = -p_u r(t) \quad (3)$$

$$f(t) = r(t) - \hat{u}(t - t_s) \quad (4)$$

ここで、

- \hat{u} : CI の出力
- t_s : 制御周期
- u_r : リセット後に遷移する値
- p_u : リセット後に遷移する値を決定するゲイン

M-FORE に 1[Hz]、振幅 1 の正弦波状の入力を与えたときの数値計算による出力の例を図 2 に示す。ここでは、 $p_f=1$ 、 $\alpha=30$ [rad/s]、 $p_u=1$ としている。黒実線は M-FORE への入力信号、黒破線はリセット後に遷移する値 u_r 、赤実線は M-FORE の出力信号 u である。 t_1 は 0 [s]以降初めて M-FORE への入力値 r と、前の制御周期での CI の出力値 \hat{u} が交差し、リセット動作をする時間を表す。また、 t_2 は M-FORE への入力信号が負の値に切り替わる 0.5 [s]以降、初めてリセット動作をする時間を表す。時刻 0 から入力と出力が交差する時間 t_1 までは、遮断角周波数が 30 [rad/s]の一次ローパスフィルタに正弦波を入力した時の出力と同じである。時刻 t_1 でリセット動作をすると、出力信号 u は $u_r(t_1)=-p_u r(t_1)$ に遷移する。CI の出力信号 \hat{u} は遷移後に再び M-FORE への入力信号に近づく。このとき、立ち上がりは遮断角周波数 α が高くなれば速くなる。その後、M-FORE への入力信号と CI の出力信号 \hat{u} が交差するたびに、そのときの u_r の値に遷移することを繰り返す。

図 3 に図 2 の出力を FFT 解析したゲイン線図を示す。入力した信号の周波数である 1 [Hz]の成分のほかに、リセットにより奇数次の高調波成分を多く含んでいる。また入力した信号である 1[Hz]のゲインが 1 未満であり、これはリセット動作によって、PWM 信号のように平均的なゲインを低下させるためである。このように、この補償器は非線形なリセット動作を繰り返すため、出力信号 u には高調波成分が多く含まれるようになる。

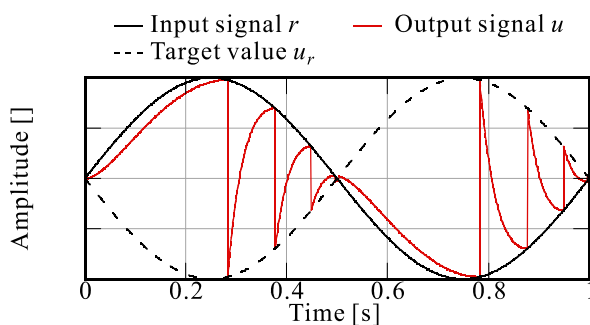


Fig. 2 Simulated time history of the input, output signals and, target value of after reset in the M-FORE.

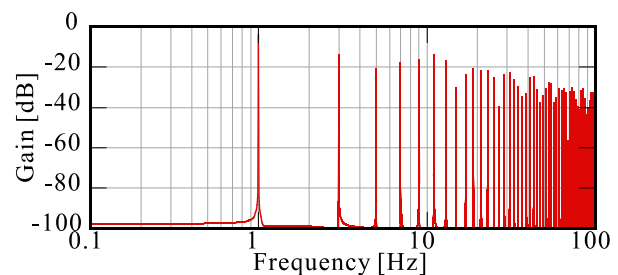


Fig. 3 Frequency spectrum of M-FORE output when 1Hz sinusoidal signal applied.

図4に、M-FOREの入力に対する出力の周波数特性を示す。これは、周波数を1[Hz]から1000[Hz]まで変えた正弦波をM-FOREに入力し、その出力の、入力信号の周波数におけるゲインと位相をフーリエ解析によって求めた結果である。図4(a)~(d)は遮断角周波数 α をそれぞれ200, 600, 2000, 6000 [rad/s]に設定した場合の結果である。これらの図の黒線は従来のようにリセット後に遷移する値を0とした場合、赤線は $p_u=1$ とした場合、青線は $p_u=2$ とした場合の結果を示す。また図中の破線は、設定した遮断角周波数 α を示している。図に示されるように、M-FOREは高周波数領域のゲインを下げ位相のみを進める特長がある。また p_u の値を大きく設定すると位相の進みは大きくなりゲインが若干小さくなる。過剰に p_u を大きく設定すると、特に高い周波数領域で位相進みが90度を超えるため、正帰還のような効果となり、制御系が不安定になる。 α を高くすると位相の進む周波数帯域が広がるため、必要な制御帯域よりも十分に高く設定しすぎると、サンプリング周波数 $1/t_s$ よりも α を高く設定すると、M-FOREの出力 u が発振するため、サンプリング周波数 $1/t_s$ は、必要な制御帯域、 α よりも高く設定する必要がある。

磁気支持系のフィードバックコントローラに適用した場合、M-FOREは比例要素と位相進み要素を兼ね備えるため、ある程度ゲイン p_f を大きく設定すると十分な復元力が得られ、かつ減衰・制振性能を与えることができる。

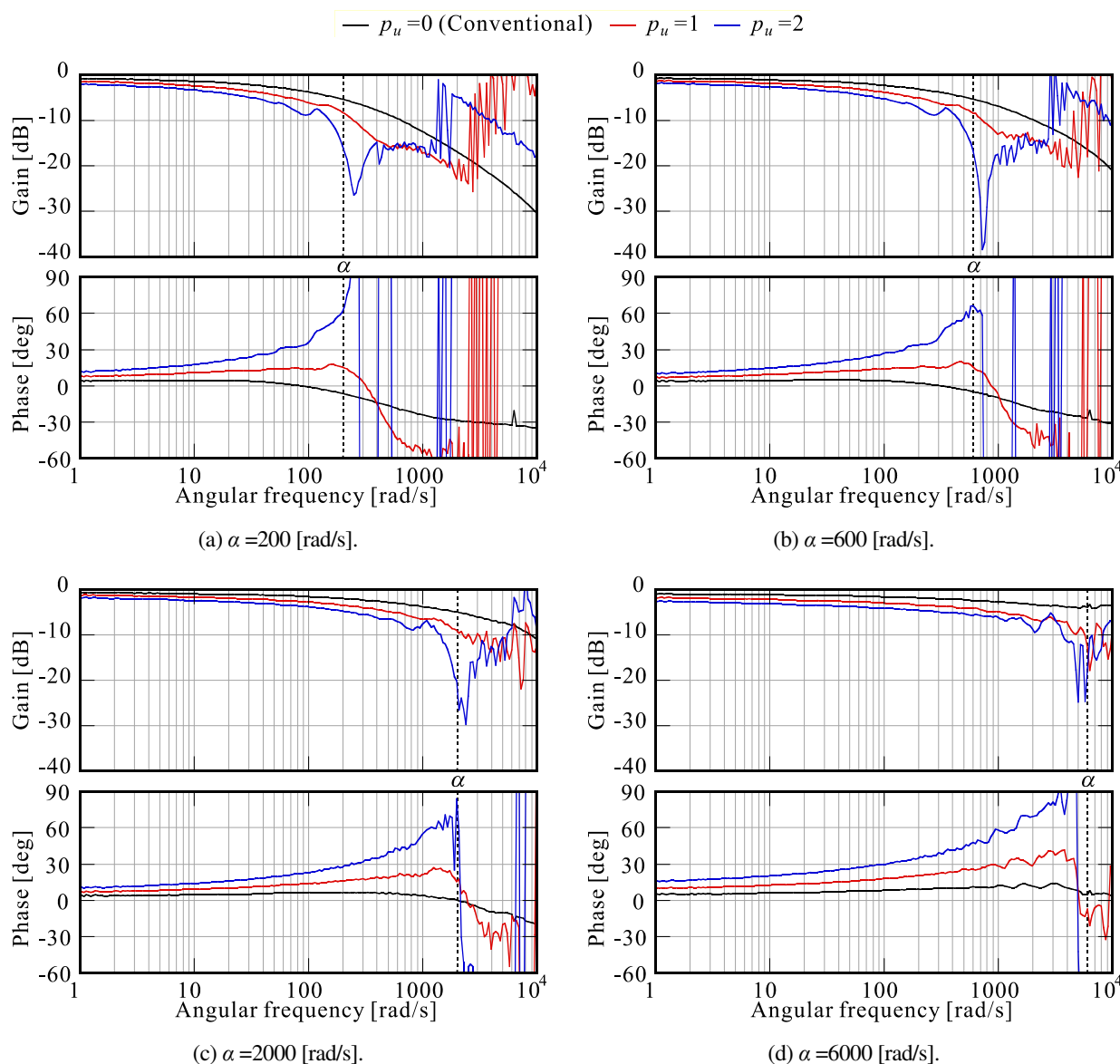


Fig. 4 Frequency characteristics of M-FORE. These figures show difference in the cut-off angular frequency of α and the gain of target value after reset p_u . The upper figures represent the gain diagram, and the lower figures represent the phase diagram.

また p_u を大きくすると、より強い減衰・制振性能を与えることができる。また遮断角周波数 α は、制御系の共振周波数よりも十分高く、デジタルコントローラが発散しない程度に低く設定するだけでよい。

3. 磁気支持系

3・1 磁気支持系のモデル

後に示すシミュレーションは実験装置のモデルに基づいて計算している。そのため、実験装置及び実験構成を先に説明する。実験装置の写真を図5に示す。浮上体ターゲットはリンク機構と転がり軸受によって、鉛直方向一自由度の運動のみに拘束されている。このリンク機構と軸受による摩擦は十分に小さく、もし比例フィードバックだけを適用して、十分な復元力が得られたとしても、浮上体は上下のリミッタに接触しながら振動してしまう。そのため、シミュレーションにおいて、摩擦による減衰は考慮していない。浮上体に作用する重力の影響は、フレーム後部のカウンタバランスによって軽減している。浮上体重力、カウンタバランス重力及び永久磁石の吸引力は、ギャップ中央付近で釣り合っている。センサには渦電流センサを用いている。電磁石の形状は図6に示すように、4つのコイルと5つの磁極によって構成されている。これは3自由度制御を考えた設計であるが、本研究では一つの電磁石として用いており、鉛直方向1自由度のみ能動制御している。磁気支持体 (Floator) の磁気ターゲットは、図7に示すように直径100 [mm]、厚さ10 [mm]の円盤の形状としている。これに直径20 [mm]厚さ1 [mm]のネオジウム永久磁石が4つ磁極に対向するように取り付けられている。電磁石と永久磁石が挿入された浮上ターゲットによって一つのハイブリッド磁石が構成されている。

永久磁石と電磁石に流れる定常電流による上向きの吸引力と、カウンタバランスを含む磁気支持体重力とが釣り合った位置付近を考える。この磁気支持系の運動方程式は次式で表される (Mizuno and Takemori, 2002)。

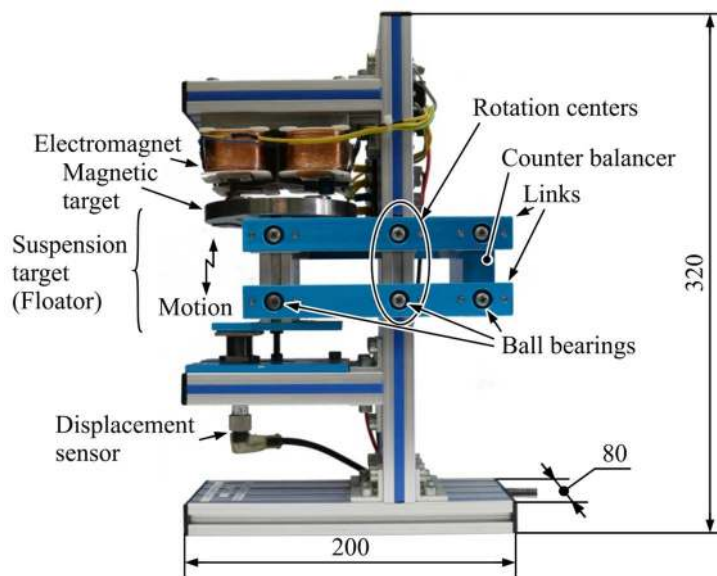


Fig. 5 Photograph of one-degree-of-freedom magnetic suspension apparatus.

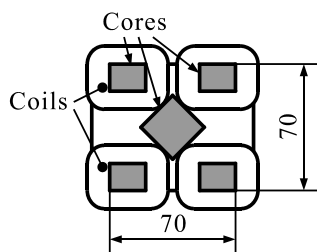


Fig. 6 Schematic bottom view of electromagnet.

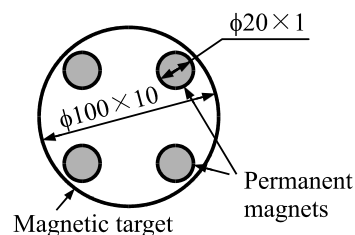


Fig. 7 Schematic top view of floator.

$$m\ddot{x}(t) = k_i i(t) + k_s x(t) \quad (5)$$

ここで,

- m : 浮上体ターゲット, カウンタバランサ, レバーを含む等価質量
- x : 浮上体変位
- k_i : ハイブリッド磁石の電流に対する吸引力係数
- i : コイル電流
- k_s : ハイブリッド磁石の変位に対する吸引力係数

平衡点近傍では, 変位およびコイル電流の定常値を x_0, i_0 とすると, k_i および k_s は式(6)および(7)のように表すことができる. (電気学会磁気浮上応用技術調査専門委員会, 2018)

$$k_i = L_c \frac{i_0}{x_0} \quad (6)$$

$$k_s = L_c \left(\frac{i_0}{x_0} \right)^2 \quad (7)$$

ここで,

- L_c : コイルのインダクタンス

通常, 電流制御型増幅器を用いると, 磁気支持系のモデルは簡単な二次の不安定系として考えることができる. 提案しているコントローラでも, 二次不安定系を安定化できる (石野他, 2018). しかしながら, このコントローラは高周波数領域の信号成分を多く含むため, 実際にはコイルの持つインダクタンス成分により, 電力増幅器の出力電圧が高くなり飽和しやすくなる. そのため本論文では, 電圧制御型の電力増幅器を用い, コイルに流れる電流をセンサによって検出して, フィードバックする.

電磁石コイル両端の電位差に対する方程式は次式のようになる.

$$v(t) = +k_b \dot{x}(t) + L_c \frac{di(t)}{dt} + R_c i(t) \quad (8)$$

ここで,

- v : 電磁石コイル両端の電位差
- k_b : ハイブリッド電磁石の逆起電力係数
- R_c : コイルの抵抗値

k_b は, すべてが理想的な磁気回路を想定すると, 次式のように表すことができる(電気学会磁気浮上応用技術調査専門委員会, 2018).

$$k_b = L_c \frac{i_0}{x_0} \quad (9)$$

電磁石コイル両端の電位差は次式のように, 電流センサの出力とコントローラ出力の差を, 電力増幅器を介して加えている.

$$v(t) = k_a (i_r(t) - p_c i(t)) \quad (10)$$

ここで,

- k_a : 増幅器のゲイン

i_r : 増幅器への入力
 p_c : 電流センサのゲイン

式(5), (8)および(10)をラプラス変換し代入すると, 次式が得られる.

$$X(s) = \frac{k_a k_i}{(ms^2 - k_s)(L_c s + R_c + k_a p_c) + k_b k_i s} I_r(s) \quad (11)$$

本論文ではこのように, 制御対象は三次の不安定系として考える.

M-FORE が線形動作を行っている場合, 増幅器への入力は次式のように表される.

$$I_r(s) = R_v(s) - p_f \frac{\alpha}{s + \alpha} X(s) \quad (12)$$

ここで

R_v : 参照入力 r_v のラプラス変換

式(11)に式(12)を代入すると, 次式の参照入力 $R_v(s)$ に対する変位 $X(s)$ の伝達関数が得られる.

$$\frac{X(s)}{R_v(s)} = \frac{k_a k_i (s + \alpha)}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (13)$$

ここで,

$$a_4 = mL_c \quad (14)$$

$$a_3 = m\{(R_c + k_a p_c) + \alpha L_c\} \quad (15)$$

$$a_2 = m\alpha(R_c + k_a p_c) - k_s L_c + k_b k_i \quad (16)$$

$$a_1 = \alpha(k_b k_i - k_s L_c) - k_s(R_c + k_a p_c) \quad (17)$$

$$a_0 = \alpha\{p_f k_i k_a - k_s(R_c + k_a p_c)\} \quad (18)$$

ここで理想的な磁気回路を仮定した場合, 式(6), (7), (9)から係数 a_1 右辺第一項は,

$$\alpha(k_b k_i - k_s L_c) = 0 \quad (19)$$

となり, 係数 a_1 は,

$$a_1 = -k_s(R_c + k_a p_c) < 0 \quad (20)$$

が成立する. したがって, このまま線形一次ローパスフィルタをフィードバックコントローラに適用しても, この系を安定化できないことがわかる.

次に式(5)および(8)に含まれる物理パラメータを実験によって求めた. 電磁石のインダクタンスと抵抗値は 100 [Hz]の交流を与えて測定した. k_i は磁気支持系に PID 制御を施し, 浮上体に付加質量を与え, そのときの重力と電流の関係から求めた. k_s はゼロパワー制御を施し, 付加質量を与え, そのときの重力と変位の関係から求めた. この係数は変位によって大きく変化するパラメータであるが, シミュレーションモデルには, 電流 0 で浮上体重力が釣り合う位置付近の値を用いている. m は PD フィードバックを施して, その共振周波数とフィードバック

ゲイン k_s との関係から求めた。 k_b は浮上体を運動させたときの浮上体の速度とコイル両端の逆起電力を測定して求めた。測定したこれらの値を以下に示す。

$$L_c = 13.2[\text{mH}] \tag{21}$$

$$R_c = 5.56[\Omega] \tag{22}$$

$$m = 1.2[\text{kg}] \tag{23}$$

$$k_s = 3000[\text{N/m}] \tag{24}$$

$$k_i = 3.6[\text{N/A}] \tag{25}$$

$$k_b = 4.5[\text{Vs/m}] \tag{26}$$

また、変位センサのゲイン k_x 、電流センサのゲイン p_c 、増幅器のゲイン k_a を以下に示す。

$$k_x = 3150[\text{V/m}] \tag{27}$$

$$p_c = 1[\text{V/A}] \tag{28}$$

$$k_a = 20[\text{V/V}] \tag{29}$$

3・2 実験構成

M-FORE を用いたコントローラを含む制御系全体のブロック線図を図 8 に示す。実験では灰色で囲われた部分のコントローラ実装には、DSP を核とする dSpace 社製のデジタルコントローラ (DS-1005) を用いた。シミュレーションと実験時の制御則実装には MATLAB と Simulink を用いた。制御周期は 50 [μs] とした。シミュレーションでも制御周期を 50 [μs] としたオイラー法を用いている。また制御器出力と電流センサ出力との差動器及び、電力増幅器のゲインの一部は、DSP 内にて構成した。そのため、実験ではアンプのゲインは次式のようにデジタルコントローラ内のゲイン k_{ac} と使用したアンプのゲイン k_{aa} を乗じた値となっている。

$$k_a = k_{ac}k_{aa} \tag{30}$$

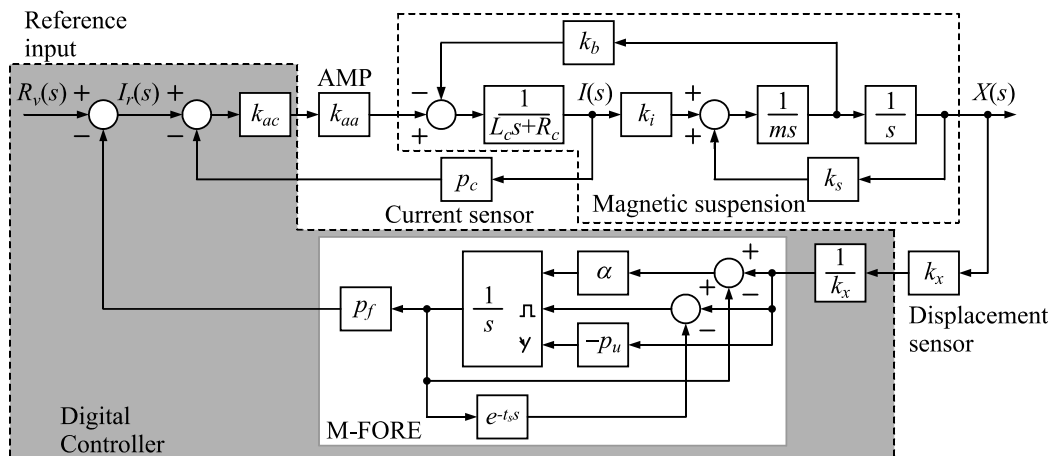


Fig. 8 Block diagram of magnetic suspension system with M-FORE feedback control.

実験では変位センサのオフセットにより、フィードバックゲインを増減させると、浮上体の定常位置も変動し、前節で述べたようにハイブリッド磁石のパラメータがギャップによって大きく変動してしまう。そのため、平均変位を一定にするため、実験時のみ M-FORE と並列に線形積分器を用いた。ただし、動的な挙動になるべく影響を与えないように積分フィードバックゲインをできるだけ小さな値とした。

4. シミュレーション

4・1 定常入力に対する応答

図8の制御系では、M-FORE への入力が0でないとき、M-FORE がリセット動作を繰り返すため、そのリセット動作の高周波数信号によって、浮上体が振動してしまう。そこで参照入力 r_v を0.14 [V]の一定値としたときの、変位応答と M-FORE の出力結果を図9(a), (b)にそれぞれ示す。M-FORE のゲインと遮断角周波数は $p_f=4000$ [V/m], $p_u=1$ [V/V], $\alpha=2000$ [rad/s]とした。図に示されるように、250 Hz 程の高い周波数成分の振動と、20 Hz 程の低い周波数成分のゆらぎが観測される。高周波数成分の振動は、リセットを繰り返している M-FORE の信号により発生している。M-FORE の出力はほぼ一定であるが、変位は定常位置付近で低い周波数でゆらいでいる。このゆらぎの様子は、モデル、M-FORE の遮断角周波数・ゲインを同じとして、制御周期のみを変化させると変化する。これはサンプリング周波数に対してリセットの周波数が近いため、それらの周波数信号の喰りにより生じていると考えられる。また、このゆらぎの振幅は p_u の値を大きくするに伴い大きくなる傾向がある。ただし、実験結果では使用したセンサのノイズが $8[\mu\text{m}_{\text{pp}}]$ ほどあったため、ゆらぎを観測することができなかった (Ishino et al., 2019)。

4・2 正弦波入力に対するシミュレーション結果

図10に正弦波を参照入力とし、それに対する出力変位 x のリサーチ図形を示す。コントローラのゲイン及びカットオフ周波数は、 $p_f=4000$ [V/m], $p_u=1$ [V/V], $\alpha=2000$ [rad/s]とした。参照入力 r_v の周波数と振幅は0.25, 1, 4 [Hz],

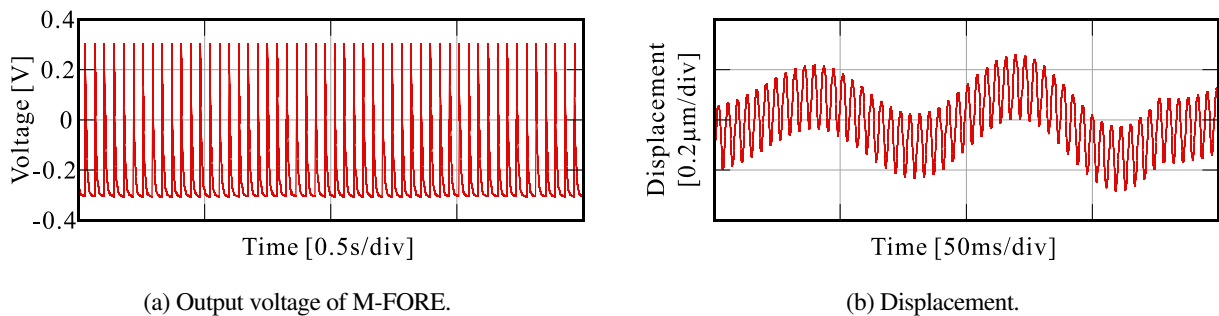


Fig. 9 Time history with constant disturbance applied.

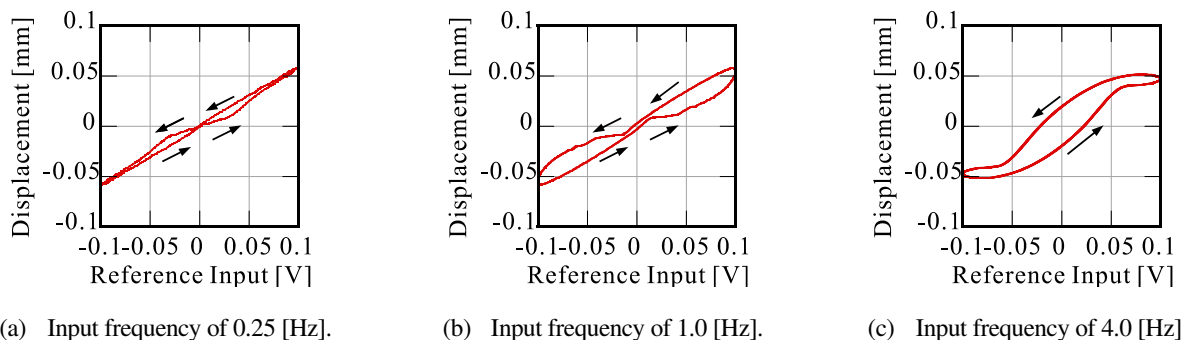


Fig. 10 Lissajous figures of displacement to reference input. These figures show the difference in the frequency of the input signal.

0.1 [V_{0-p}]とした。第2章で述べたように、コントローラは高調波信号が多く発生する。そのため、線形系に見られるような応答を示さず、低い周波数では八の字状の応答となっている。

4・3 ステップ状の参照入力に対する応答

$\alpha=2000$ [rad/s]一定として、図11(a)に $p_f=2000$ [V/m], (b)に $p_f=3000$ [V/m], (c)に $p_f=4000$ [V/m], p_u をそれぞれ、+0, 1, 2 [V/V]としたときの、矩形波状の参照入力に対する変位 x の応答を示す。参照入力信号 r_v は 1 [Hz], 0.14 [V_{0-p}]とした。この結果に示されるように、 p_f のゲインを大きくすると、一定の外乱の振幅に対して、定常的な変位の振幅が小さくなり、 p_u を大きくすると、制御器の位相進みが大きくなり、減衰・制振性能が大きくなるため、オーバーシュートが小さくなる。このように p_f は PD 制御における比例要素のように、主に剛性を調整できる。 p_u は微分要素のように減衰・制振性能を調整できる。しかし p_u のゲインを大きくすると、第2章で述べたように、M-FORE の平均的なゲインが小さくなり、剛性が低くなる。そのため p_u を大きくすると振幅が大きくなる。

5. 実験結果

$\alpha=2000$ [rad/s]一定として、図12(a)に $p_f=2000$ [V/m], (b)に $p_f=3000$ [V/m], (c)に $p_f=4000$ [V/m], p_u をそれぞれ、0, 1, 2 [V/V]としたときの、ステップ状の参照入力 r_v に対する変位の応答 x の実験値を示す。参照入力信号 r_v は 1 [Hz], 0.14 [V_{0-p}]とした。これらの結果より、前章で述べたように、 p_f のゲインを大きくすると、定常的な変位の

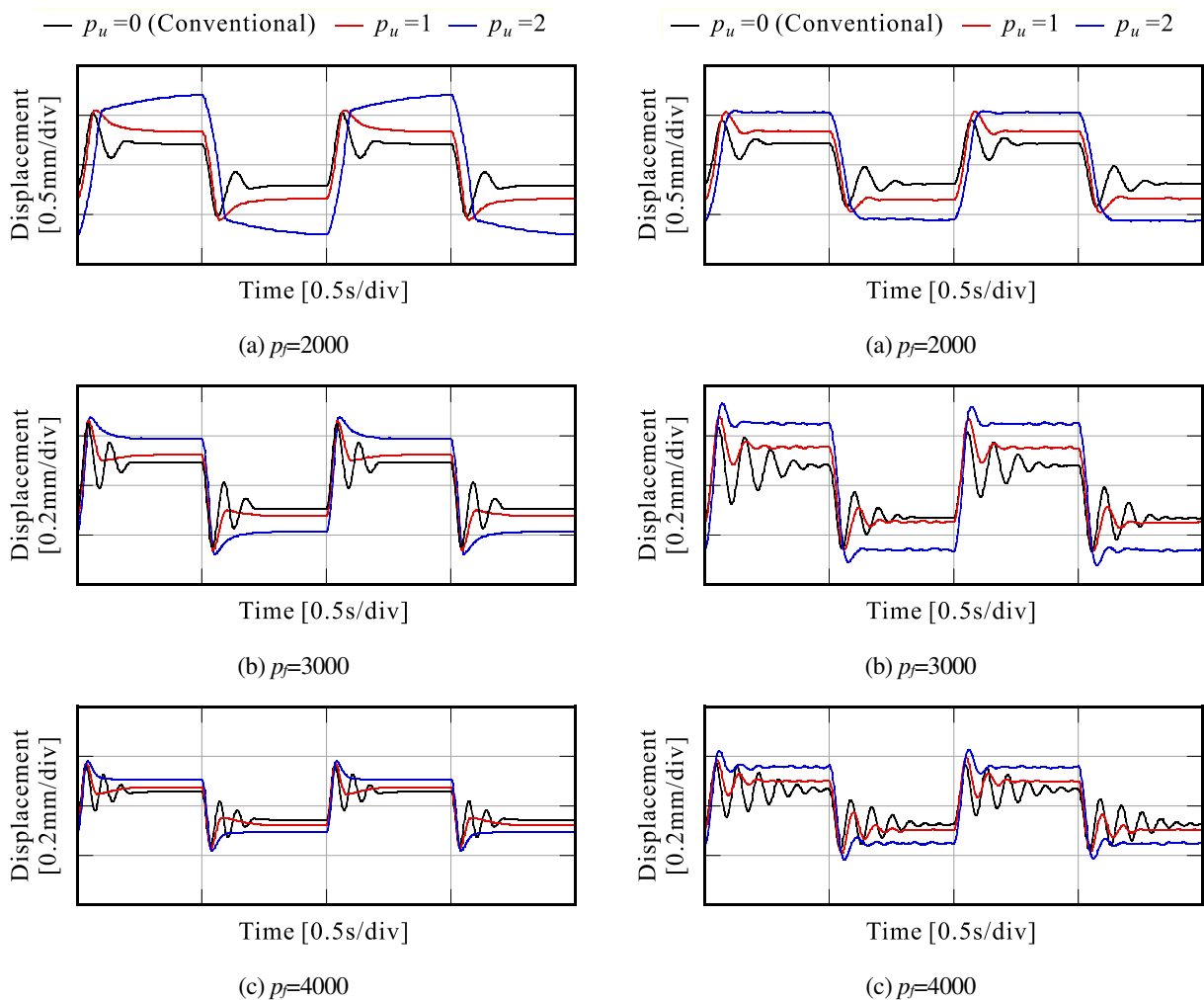


Fig. 11 Time history of displacement with a rectangular input in simulation. These figures show difference in the M-FORE gain p_f and the gain of target value after reset p_u .

Fig. 12 Time history of displacement with a rectangular input in experiment. These figures show difference in the M-FORE gain p_f and the gain of target value after reset p_u .

振幅が小さくなる向が見られ、 p_u のゲインによって、減衰・制振性能の調整できることがわかる。また実験値の方が若干振動的で、振幅が大きくなる。これらは、実験装置の変位に対するパラメータ変動、実験誤差及びセンサのノイズなどに起因する。

M-FORE への入力にノイズが加わった場合について図 2 を用いて説明する。ノイズが加わっていない場合では、図 2 の $(0, t_1)[s]$ 及び $(0.5, t_2)[s]$ での応答のように、M-FORE への入力信号 r が 0 より離れる向きとなった場合にはリセット動作を起こさず、 $(t_1, 0.5)[s]$ 及び $(t_2, 1)[s]$ での応答のように、M-FORE への入力信号 r が 0 に近づく向きとなったときにリセットを繰り返すようになる。しかし M-FORE への入力信号にノイズがある場合、M-FORE への入力信号が 0 より離れるような場合でも、ノイズが加わることによって、M-FORE への入力信号が 0 に近づく向きとなることもあり、これによりリセット動作を起こす。そのため、低周波数領域において平均的なゲインがより小さくなるため、それに伴い磁気支持系の剛性が低下し、実験値のほうが、矩形波を入力時の定常振幅が大きい傾向になる。このノイズによる影響は、 p_f, p_u の値が大きくなるほど、大きくなる傾向がある。

6. 結 言

FORE を利用したコントローラにおいて、零からリセット時に遷移する値を FORE の入力に所定の負のゲイン p_u を乗じた値に変更した M-FORE を用いることによって、減衰・制振性能を改善できることをシミュレーションによって示した。また一自由度磁気支持装置を用いてこれらのことを実験により示した。提案した FORE 及び M-FORE はローパスフィルタを伴う比例要素と、位相進み特性を合わせ持つ。そのため、磁気支持系のような不安定、無減衰な系に適用した場合、一つの要素で復元力と減衰・制振性能を付与することが可能であることを示した。磁気浮上・磁気支持系に本制御手法を適用した場合、PD 制御と比べ以下のような特徴・利点がある。

- ・ コントローラ内の構成要素数が少ない。
 - ・ PD 制御でよく実装される近似または実用微分器では、デジタルコントローラに実装時に Z 変換を行うが、この手法ではその必要がないため、計算負荷を少なくすることが可能。
 - ・ 微分補償器のように高周波数領域のゲインを増加させない。
 - ・ 積分補償と併用することで PID 制御のような安定化、ゼロパワー制御のような安定化も可能(石野他, 2019)。
- しかしながら、以下のような欠点を有する。
- ・ 極配置のような定量的な設計ができない。
 - ・ フィードバックパラメータが相互に影響を受けてしまうため一意に決まらない。
 - ・ ノイズにより剛性、減衰・制振効果に影響を受ける。
 - ・ 高周波数領域での信号成分を多く含むため、電力増幅器で飽和しやすくなる。

PD 制御では比例ゲイン、微分ゲイン、近似または実用微分器の遮断周波数に対して、本制御手法は遮断角周波数 α 、リセット後に遷移する値を決定するゲイン p_u 、M-FORE のゲイン p_f があるが、 α はサンプリング周波数 $1/t_s$ に対して低く、制御対象が振動しない程度に高く設定すればよく、 p_u は 0 でも磁気浮上系に対して減衰・制振性能を与えることが可能である。磁気浮上・磁気支持系に対して PD 制御により安定化する時に、試行錯誤的に比例ゲイン、微分ゲイン、近似または実用微分器のカットオフ周波数を決定することがある。本制御手法を適用した場合、 α と p_u は調整せずとも、 p_f のみを試行錯誤的に変更するだけで安定化が可能である、という利点を持つ。

文 献

- Acho, L., Nonlinear reset integrator control design, Application to the active suspension control of vehicles, In Proceedings of the International Association of Science and Technology for Development International Conference Modelling, Identification and Control (MIC 2014) (2014), pp.226–228.
- Baños, A. and Barreiro, A., Reset control systems, Springer (2012).
- Baños, A. and Vidal, A., Design of PI+CI reset compensators for second order plants, In Proceedings of the Institute of Electrical and Electronics Engineers International Symposium on Industrial Electronics (2007).
- Baños, A. and Vidal, A., Design of reset control systems, the PI plus CI compensator, Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, Vol.134 (2012), DOI: 10.1115/1.4004773.

- Chait, Y. and Hollot, C.V., On Horowitz's contributions to reset control, *International Journal of Robust Nonlinear Control*, Vol. 12 (2002), pp.335–355.
- Clegg, J.C., A nonlinear integrator for servomechanism, *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Part II: Applications and Industry*, Vol. 77, Issue 1 (1958), pp.41–42.
- Horowitz, I. and Rosenbaum, P., Nonlinear design for cost of feedback reduction in systems with large parameter uncertainty, *International Journal of Control*, Vol. 21 (1975), pp.977–1001.
- 石野 裕二, 水野 毅, 高崎 正也, 山口 大介, 磁気浮上のリセット積分器による安定化, 電気学会 マグネティックス モータドライブ リニアドライブ合同研究会, MAG-18-177, MD-18-118, LD-18-69 (2018), pp.81-84.
- Ishino, Y., Mizuno, T., Takasaki, M. and Yamaguchi, D., Stabilization of magnetic suspension system by using only a first-order reset element without a derivative element, *Actuators*, Vol.8, Issue 1 (2019), DOI: 10.3390/act8010024.
- 石野裕二, 水野 毅, 高崎正也, 山口大介, 磁気浮上系のリセット要素による安定化-第3報積分補償器との併用-, 第62回自動制御連合講演会 (2019), 2C2-03.
- Iwaki, M., Reset control of combustion oscillation in lean premixed combustor, In *Proceedings of the 18th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS)* (2018).
- Mizuno, T. and Takemori, Y., A transfer-function approach to the analysis and design of zero-power controllers for magnetic suspension systems, *Electrical Engineering Japan*, Vol.141, Issue 2 (2002), pp.67–75.
- Nair, U. R., Costa-Castelló, R. and Baños, A., Reset control of boost converters, *Annual American Control Conference (ACC)* (2018), DOI: 10.23919/ACC.2018.8431380.
- Palanikumar, A., Saikumar, A. and HosseinNia, H., No more differentiator in PID: development of nonlinear lead for precision mechatronics, *European Control Conference (ECC)* (2018), DOI: 10.23919/ECC.2018.8550088.
- Panni, F.S., Waschl, H., Alberer, D. and Zaccarian, L., Position regulation of an EGR valve using reset control with adaptive feedforward, *The Institute of Electrical and Electronics Engineers Transaction on Control System Technology*, Vol.22 (2014), pp.2424–2431.
- Saikumar, N., Sinha, R. K. and HosseinNia, H., Resetting disturbance observers with application in compensation of bounded nonlinearities like hysteresis in piezo-actuators, *Elsevier Control Engineering Practice*, Vol.82 (2019), pp.36-49.
- Sato, M. and Muraoka, K., Flight Test verification of flight controller for quad tilt wing unmanned aerial vehicle, In *Proceedings of the AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference* (2013), DOI: 10.2514/6.2013-5100.
- 電気学会磁気浮上応用技術調査専門委員会編, 磁気浮上と磁気軸受 (1993), コロナ社.
- 電気学会磁気浮上応用技術調査専門委員会編, 磁気浮上技術の原理と応用 (2018), 科学情報出版.
- Van Loon, S.J.L.M., Gruntjens, K.G.J., Heertjes, M.F., Van de Wouw, N. and Heemels, W.P.M.H., Frequency-domain tools for stability analysis of reset control systems, *Automatica*, Vol. 82 (2017), pp.101–108.
- Zaccarian, L., Netic, D. and Teel, A.R., First order reset elements and the Clegg integrator revisited, In *Proceedings of the 2005 American Control Conference* (2005), pp.563–568.
- Zheng, J., Guo, Y., Fu, M., Wang, Y. and Xie, L., Improved reset control design for a PZT positioning stage, In *Proceedings of the 16th Institute of Electrical and Electronics Engineers International Conference on Control Applications* (2007), DOI: 10.1109/CCA.2007.4389410.

References

- Acho, L., Nonlinear reset integrator control design, Application to the active suspension control of vehicles, In *Proceedings of the International Association of Science and Technology for Development International Conference Modelling, Identification and Control (MIC 2014)* (2014), pp.226–228.
- Baños, A. and Barreiro, A., *Reset control systems*, Springer (2012).
- Baños, A. and Vidal, A., Design of PI+CI reset compensators for second order plants, In *Proceedings of the Institute of Electrical and Electronics Engineers International Symposium on Industrial Electronics* (2007).
- Baños, A. and Vidal, A., Design of reset control systems, the PI plus CI compensator, *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, Vol.134 (2012), DOI: 10.1115/1.4004773.
- Chait, Y. and Hollot, C.V., On Horowitz's contributions to reset control, *International Journal of Robust Nonlinear Control*, Vol. 12 (2002), pp.335–355.
- Clegg, J.C., A nonlinear integrator for servomechanism, *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Part II: Applications and Industry*, Vol. 77, Issue 1 (1958), pp.41–42.

- Horowitz, I. and Rosenbaum, P., Nonlinear design for cost of feedback reduction in systems with large parameter uncertainty, *International Journal of Control*, Vol. 21 (1975), pp.977–1001.
- Ishino, Y., Mizuno, T., Takasaki, M. and Yamaguchi, D., Stabilization of magnetic suspension system using integrator with reset element, The Institute of Electrical Engineers of Japan Magnetics Motor Drive Linear Drive Joint Study Group (2018IEEJapan), MAG-18-177, MD-18-118, LD-18-69 (2018), pp.81-84 (in Japanese).
- Ishino, Y., Mizuno, T., Takasaki, M. and Yamaguchi, D., Stabilization of magnetic suspension system by using only a first-order reset element without a derivative element, *Actuators*, Vol.8, Issue 1 (2019), DOI: 10.3390/act8010024.
- Ishino, Y., Mizuno, T., Takasaki, M. and Yamaguchi, D., Stabilization of magnetic suspension system by using reset element 3ed report: Combined use with integrator element, The 62nd Japan joint automatic control conference (2019), 2C2-03 (in Japanese).
- Iwaki, M., Reset control of combustion oscillation in lean premixed combustor, In *Proceedings of the 18th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS)* (2018).
- Mizuno, T. and Takemori, Y., A transfer-function approach to the analysis and design of zero-power controllers for magnetic suspension systems, *Electrical Engineering Japan*, Vol.141, Issue 2 (2002), pp.67–75.
- Nair, U. R., Costa-Castelló, R. and Baños, A., Reset control of boost converters, *Annual American Control Conference (ACC)* (2018), DOI: 10.23919/ACC.2018.8431380.
- Palanikumar, A., Saikumar, A. and HosseinNia, H., No more differentiator in PID: development of nonlinear lead for precision mechatronics, *European Control Conference (ECC)* (2018), DOI: 10.23919/ECC.2018.8550088.
- Panni, F.S., Waschl, H., Alberer, D. and Zaccarian, L., Position regulation of an EGR valve using reset control with adaptive feedforward, *The Institute of Electrical and Electronics Engineers Transaction on Control System Technology*, Vol.22 (2014), pp.2424–2431.
- Saikumar, N., Sinha, R. K. and HosseinNia, H., Resetting disturbance observers with application in compensation of bounded nonlinearities like hysteresis in piezo-actuators, *Elsevier Control Engineering Practice*, Vol.82 (2019), pp.36-49.
- Sato, M. and Muraoka, K., Flight test verification of flight controller for quad tilt wing unmanned aerial vehicle, In *Proceedings of the AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference* (2013), DOI: 10.2514/6.2013-5100.
- The Institute of Electrical Engineers of Japan the Magnetic Levitation Technical Investigating R&D Committee, *Magnetic Levitation and Magnetic Bearings* (1993), Corona Publishing Co., Ltd. (in Japanese).
- The Institute of Electrical Engineers of Japan the Magnetic Levitation Technical Investigating R&D Committee, *Principles and Application of Magnetic Levitation Technology -Magnetic Levitation System and Magnetic Bearings-* (2018), Kagakujoyouho shuppan Co., Ltd. (in Japanese).
- Van Loon, S.J.L.M., Gruntjens, K.G.J., Heertjes, M.F., Van de Wouw, N. and Heemels, W.P.M.H., Frequency-domain tools for stability analysis of reset control systems, *Automatica*, Vol. 82 (2017), pp.101–108.
- Zaccarian, L., Nesic, D. and Teel, A.R., First order reset elements and the Clegg integrator revisited, In *Proceedings of the 2005 American Control Conference* (2005), pp.563–568.
- Zheng, J., Guo, Y., Fu, M., Wang, Y. and Xie, L., Improved reset control design for a PZT positioning stage, In *Proceedings of the 16th Institute of Electrical and Electronics Engineers International Conference on Control Applications* (2007), DOI: 10.1109/CCA.2007.4389410.