低損失ホモポーラ磁気軸受フライホイールの ゼロバイアス単純適応制御* (PID 適応同定則を用いた多入力多出力系制御)

佛 慈 浪漫人^{*1}, 野 波 健 蔵^{*2}

Zero Bias Simple Adaptive Control on Low-Loss Homopolar AMB Flywheel (A MIMO Control with PID Adaptive Identification)

Budi RACHMANTO and Kenzo NONAMI^{*3}

^{*3} Graduate School of Engineering, Chiba University,
1-33 Yayoi-cho, Inage-ku, Chiba-shi, Chiba, 263-8522 Japan

Homopolar flywheel is considered to be very efficient and a good candidate for next-generation energy storage device, compared to the conventional (heteropolar) flywheels. By the help of active magnetic bearings, in this paper we are proposing a method to control the attitude of this low-loss flywheel. Many studies had been established in the past using gain-scheduling control and other methods but these need additional information (i.e., flywheel rotation speed) as an input. Without this information, it was difficult to control the flywheel. Here we introduce a new and more robust method using Multi-Input Multi-Output Simple Adaptive Control (MIMO-SAC) with an improved adaptive identification.

Key Words: Active Magnetic Bearing, Flywheel Energy Storage, Zero Bias, Simple Adaptive Control, Multi-Input Multi-Output Control, PID Adaptive Identification

1. 緒 言

現在, 石油などに代表されるエネルギー資源の埋蔵量には限度があり, 遠くない将来これらのエネルギー資源の枯渇が心配されている。その一方, エネルギー消費量は年々確実に伸びており, こうしたことを背景に新たなエネルギー資源の開発やエネルギーの有効利用法を確立することが重要である。

その中でもエネルギーの有効利用法の一つとして電力貯蔵用フライホイールがある。フライホイールは, 基本的には円板を回転軸に取り付けたものであり, 円板を回転させることにより運動エネルギーの形としてエネルギーを貯蔵する。

フライホイールへのエネルギーの入力は, エネルギー変換装置を通して円板の回転速度を増大させることで行われる。出力は, 再びエネルギー変換装置を通して電気エネルギーなどに変換することで行われる。このように, フライホイールは円板の回転速度を変化させることによってエネルギーを貯蔵及び放出すること

ができ, その応答性も非常によい。本研究グループでも, 電力貯蔵用磁気軸受フライホイールの研究を行ってきた。磁気軸受は, 非接触型の軸受であり, 摩擦によるエネルギー損失が極めて少ないが, 逆に安定浮上のために制御が必要である。そこで, 本研究グループではこれまでにフライホイールの安定化制御を重点に研究を行い, 電力貯蔵用磁気軸受フライホイール単体としての安定化制御をほぼ完成させた。

これまでの電力貯蔵用磁気軸受フライホイールに関する多くの研究は, 風力発電所や無停電電源装置(UPS)などの地面に固定(設置)された状況を想定したものである。摩擦さえ小さくできれば, フライホイールはエネルギーを貯蔵するバッテリーとして非常に効率が良く, 鉛蓄電池などと違って有害な化学物質を使用しないため, 環境に優しく半永久使用可能な無公害バッテリーとなる。

この鉛蓄電池の代替品として電力貯蔵用磁気軸受フライホイールをより広範な対象に適用するためには, 車両や船舶のような移動体への適用, すなわち, モバイル型電力貯蔵用磁気軸受フライホイールを実現する必要がある。そこで, 本研究グループではモバイル型電力貯蔵用磁気軸受フライホイールを実現するために車両への適用を考えている⁽¹⁾。

* 原稿受付 2008 年 12 月 22 日。

^{*1} 千葉大学大学院工学研究科(〒263-8522 千葉市稲毛区弥生町 1-33)。

^{*2} 正員, フェロー, 千葉大学大学院工学研究科。

E-mail: nonami@faculty.chiba-u.jp

本研究は、消費エネルギーを抑えるために、磁気軸受系の制御をバイアス電流を用いないゼロバイアス型制御法を採用している。また、低損失なホモポラ型電磁石の配置によるフライホイールの安定化制御には単純適応制御を適用して安定化を図りながら高速回転を実現した⁽²⁾。これにより可変ゲインが適応制御で自動的にチューニングされ、ジャイロ効果の発生も抑制することができるようになったので報告する。

2. ホモポラ型フライホイール 電力貯蔵システム

本研究では、従来のヘテロポラ型フライホイールに代わって、AMB(Active Magnetic Bearing)をホモポラ型に配置したフライホイール電力貯蔵システムを用いる。図1に本研究で用いるシステムを示す。

フライホイールに貯蔵できるエネルギーは質量 m [kg], 半径 r [m], 回転速度 Ω [rad/s] とすると次式で与えられる。

$$E = \frac{1}{4} m r^2 \Omega^2 \dots \dots \dots (1)$$

従来のヘテロポラ型磁気軸受フライホイールと比較して、ホモポラ型のフライホイールは、渦電流損失が大変小さく非常に効率的で、エネルギー貯蔵装置の良い候補と考えられている。

本研究では、AMBを用いたフライホイールの安定化制御に関する研究を行ってきた。これまで著者はゲインスケジューリング制御法等を用いて多くの研究を行った。しかしスケジューリング制御は、入力としてフライホイールの回転速度が必要であり、かつ、正

確な数学モデルが必要で、不正確なモデルで行う場合、安定化することさえも容易ではない。一方、モデルを用いない場合は試行錯誤によるため理論的根拠に欠けるという問題がある。

本論文では、新たに適応同定則を改良した多入力多出力系単純適応制御(Multi-Input Multi-Output Simple Adaptive Control, MIMO-SAC)を用いて、よりロバストな制御方法を提案しており、シミュレーション及び実験を行ってその有用性を検証した。

本論文では、フライホイールシステムを図2のように、まず定盤に固定して実験を実施し、さらに、図3のように、フライホイールを軽量電気自動車に搭載し、その場合でも単純適応制御が有効かどうか、検証実験を行っている。なお、7章の実験結果は図3の状態での結果を示す。

Fig. 1 Flywheel energy storage system with active magnetic bearings

Fig. 2 Flywheel system overview

Fig. 3 Flywheel attached to golf cart using gimbal mechanism

Fig. 4 Basic scheme of simple adaptive control

3. 多入出力単純適応制御系 (MIMO-SAC)

単純適応制御 SAC⁽³⁾⁽⁴⁾ は、概強正実 (Almost Strictly Positive Real, ASPR) なプラント、すなわち、定ゲイン出力フィードバックにより強正実 (SPR) 化可能なプラントに対してのみ適用可能である。非 ASPR プラントに並列フィードフォワード補償 (Parallel Feedforward Compensator, PFC) を施すことで、制御対象を ASPR 系で近似できる^{(5)~(7)} 可能性があるとされている。

3・1 多入出力 SAC の基本構成 岩井ら^{(8)~(10)} の提案によれば、単一入出力系に対するフィードフォワード補償の構成法の拡張の形で、多入出力系 PFC が構成できる。その拡張は自明ではないが、次の条件の下でこの設計法は、

1. プラント伝達関数の相対次数の上限値 γ^* が既知
2. プラントは最小位相**1
3. プラント伝達関数の最高位係数 (leading coefficient) 及び低周波ゲインの概略値が既知

であれば、 (γ^*-1) 個のフィードフォワード補償を多重並列に構成することで、制御対象を ASPR 系で近似できるものである。

3・2 強正実性 (Strict Positive Realness) について 正実性および強正実性は以下のように定義される⁽¹¹⁾：

正実性

連続時間伝達関数 $G(s)$ が正実であるとは、

$$G(j\omega) + G^T(-j\omega) \geq 0, \quad \forall \omega \in R \quad (2)$$

を満たすときをいう。

強正実性

連続時間伝達関数 $G(s)$ が強正実であるとは、

$$G(j\omega) + G^T(-j\omega) > 0, \quad \forall \omega \in R \setminus \{\infty\} \quad (3)$$

を満たすときをいう。

3・3 制御対象・規範モデル 多変数単純適応制御系 (MIMO-SAC) の構成について記述する。プラントが可制御可観測な n_p 次 m 入出力線形系 ($n_p \geq m$) とする。

$$\dot{x}_p(t) = A_p x_p(t) + B_p u_p(t) \quad (4)$$

$$y_p(t) = C_p x_p(t) \quad (5)$$

A_p, B_p, C_p は未知パラメータをもつ行列であり、 $x \in R^n, u, y \in R^m$ は、それぞれ、状態及び入出力ベクトルである。追従すべき n_m 次 ($n_m \leq n_p$) の m 入出力漸近安定な規範モデルを

$$\dot{x}_m(t) = A_m x_m(t) + B_m u_m(t) \quad (6)$$

$$y_m(t) = C_m x_m(t) \quad (7)$$

と与え、制御目的は

$$e_y(t) = y_p(t) - y_m(t) \quad (8)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_y(t) = 0 \quad (9)$$

を実現することである。

プラント及び規範モデルは次の仮定を満足しているものとする。

(1) プラントは $[g(t) \equiv 0]$ のとき ASPR である。つまり、ある定ゲイン行列 K_e^* が存在し、 $A_{pc} = A_p + B_p K_e^* C_p$ とするとき、

$$G_s(s) = C_p (sI - A_{pc})^{-1} B_p \quad (10)$$

は強正実 (SPR) となる。

(2) プラント及び規範モデルは、Broussard⁽¹²⁾ のモデル出力追従条件を満たす。

$$\begin{bmatrix} A_p & B_p \\ C_p & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega_{11} & \Omega_{12} \\ \Omega_{21} & \Omega_{22} \end{bmatrix} = I \quad (11)$$

なる Ω_{ij} が存在し、 Ω_{11} の固有値は A_m の固有値の逆数と一致しない。

**1 ASPR の場合は最小位相系である。

(3) $u_m(t)$ は, その微分値 $\dot{u}_m(t)$ を入力とする線形定数係数安定系の出力が有界となるような規範入力である.

3.4 制御入力・適応同定則 単純適応制御の基本構成を図4に示す.

制御目的を達成するため, この仮定のもとで, 制御入力を以下のように, 適応的に構成する. なお, 適応同定則として比例積分則を利用する.

$$u_p(t) = K(t)z(t) \quad (12)$$

$$z(t) = [e_y(t)^T, x_m(t)^T, u_m(t)^T]^T \quad (13)$$

$$K(t) = [K_e(t), K_x(t), K_u(t)] \\ = K_I(t) + K_P(t) \quad (14)$$

$$\dot{K}_I(t) = -e_y(t)z(t)^T \Gamma_I - \sigma_I(t)K_I(t) \quad (15)$$

$$K_P(t) = -e_y(t)z(t)^T \Gamma_P \quad (16)$$

$$\sigma_I(t) = \sigma_1 \frac{e_y(t)^T e_y(t)}{1 + e_y(t)^T e_y(t)} + \sigma_2 \quad (17)$$

ただし, $\sigma_1, \sigma_2 > 0$, Γ_I, Γ_P は正定対称かゲイン行列とする.

4. フライホイール浮上制御における 剛性モデル

実験に用いているフライホイールロータを図5に示す. その剛性モデルはロータの重心に関する運動方程式から導出することができる. 図5はロータ全体の概念図を示し, 図中の記号は以下のように定義される.

G: ロータの重心位置

L_u, L_l : ロータの上, 下部にある電磁石とロータ重心の距離

L : 上, 下部電磁石間の距離

$I_1, \dots, I_8$: 対応している電磁石に供給する制御電流

x_g, x_u, x_l : X-Z 平面上にロータの重心, 上, 下部電磁石位置でのロータ変位

ω : 角速度

θ_x, θ_y : 角変位

ジャイロ効果成分と不均合い振動成分を考慮した図5に対する運動方程式を式(18)で示す.

$$\begin{cases} M\ddot{x}_g = F_{xu} + F_{xl} + M\delta\omega^2 \cos \omega t \\ I_r\ddot{\theta}_y = F_{xu}L_u + F_{xl}L_l - \omega I_z\dot{\theta}_x + l_c M\delta\omega^2 \cos \omega t \\ M\ddot{y}_g = F_{yu} + F_{yl} + M\delta\omega^2 \sin \omega t \\ I_r\ddot{\theta}_x = F_{yu}L_u + F_{yl}L_l + \omega I_z\dot{\theta}_y + l_c M\delta\omega^2 \sin \omega t \end{cases} \quad (18)$$

図6はロータのふれまわり状態を示したもので座標系を定義している. 図6において

l_c : 座標系の原点 O と幾何学中心 P との距離

δ : 幾何学中心 P と重心 G との距離

を示している.

また, 出力センサ変位 (x_u, x_l, y_u, y_l) とロータの重心に関する変位と傾き角の関係は図5により次式で表せる.

(a) Cylindrical coordinates

(b) Inclination of the flywheel

Fig. 5 Coordinates of rotor system

Fig. 6 Unbalance force of flywheel

$$\begin{cases} X_u = x_g + L_u \theta_y, & X_l = x_g + L_l \theta_y \\ Y_u = y_g + L_u \theta_x, & Y_l = y_g + L_l \theta_x \end{cases} \dots (19)$$

よって、重心に関する状態方程式 $\dot{x} = Ax + BU + E(\omega)$ と出力方程式 $Y = Cx$ は次式のように得られる。状態量 x は重心の変位と速度である。 $x = [x_1 \ x_2]^t$, $x_1 = [x_g \ \theta_y \ y_g \ \theta_x]^t$, $x_2 = [\dot{x}_g \ \dot{\theta}_y \ \dot{y}_g \ \dot{\theta}_x]^t$, 制御入力 $U = [F_{xu} \ F_{xl} \ F_{yu} \ F_{yl}]^t$ は対向した電磁石間の吸引力である。

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0_{4 \times 4} & I_{4 \times 4} \\ 0_{4 \times 4} & A_{22}(\omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0_{4 \times 4} \\ B_2 \end{pmatrix} U + \begin{pmatrix} 0_{4 \times 2} \\ E_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \end{pmatrix} \dots (20)$$

$$Y = \begin{pmatrix} X_u \\ X_l \\ Y_u \\ Y_l \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & L_u & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & L_l & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & L_u & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & L_l & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} \dots (21)$$

ここで,

$$A_{22}(\omega) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega I_z / I_r \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \omega I_z / I_r & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$B_2 = \begin{pmatrix} 1/M & 1/M & 0 & 0 \\ L_u / I_r & L_l / I_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/M & 1/M \\ 0 & 0 & L_u / I_r & L_l / I_r \end{pmatrix}$$

$$E_2 = \begin{pmatrix} \delta \omega^2 & 0 \\ l_c \delta \omega^2 & 0 \\ 0 & \delta \omega^2 \\ 0 & l_c \delta \omega^2 \end{pmatrix}$$

4.1 重心に対するモデル状態変数の座標変換

式(19)により重心に関するモデルの状態量とセンサ観測変位間の関係は次式で表せる。ただし、 $L = L_l - L_u$ である。

$$\begin{pmatrix} x_g \\ \theta_y \\ y_g \\ \theta_x \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} X_u \\ X_l \\ Y_u \\ Y_l \end{pmatrix}$$

$$T = \begin{pmatrix} L_l/L & -L_u/L & 0 & 0 \\ -1/L & 1/L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_l/L & -L_u/L \\ 0 & 0 & -1/L & 1/L \end{pmatrix} \dots (22)$$

そして、状態変数の座標変換は

$$x = Gx', \quad G = \begin{pmatrix} T & 0 \\ 0 & T \end{pmatrix} \dots (23)$$

である。よって式(20)は次式と変換できる。

$$\begin{cases} \dot{X}' = \bar{A}X' + \bar{B}U + \bar{E}(\omega) \\ \bar{A} = G^{-1}AG, \quad \bar{B} = G^{-1}B \\ \bar{E} = G^{-1}E \end{cases} \dots (24)$$

ここで、 $X' = [x'_1 \ x'_2]^t$, $x'_1 = [X_u \ X_l \ Y_u \ Y_l]^t$ である。なお、導出したモデルに関するパラメータを表1に示す。

5. 適応同定則の設計変更

単純適応制御 SAC では本来、ゲインパラメータの自動調整を PI 型適応同定則で行っている。本研究でもこの通常の PI 型適応同定則を用いてゲインパラメ

ータを自動調整する多入出力単純適応制御をシミュレーション及び実験で検証を行い、従来の制御法に比較して良好な結果が得られた。

しかし、より高い即応性を実現するために、本研究では次のように適応同定則をPID(比例積分微分)型に設計変更を行う。すなわち、式(14)を次式とする。

$$K(t)=[K_e(t), K_x(t), K_u(t)] \\ =K_P(t)+K_I(t)+K_D(t) \dots\dots\dots (25)$$

$$K_D(t)=-\frac{de_y(t)}{dt}z(t)^T\Gamma_D \dots\dots\dots (26)$$

ただし、 Γ_D は正定対称なゲイン行列とする。

従来の制御法(PD 又は PID 制御)では、フライホイールを加速(又は減速)するときに、システムのダイナミクスが変化するため、フィードバックゲインを固定

していると性能が劣化し、ジャイロ効果の影響が顕著となった。このため、速度センサでフライホイールの回転速度を検出し、それに合わせてゲインパラメータの調整をするゲインスケジューリング手法も提案し性能を改善してきた。

一方、今回提案する手法では、制御器によってゲインパラメータは適応的に調整されるため速度センサは必要としない。

ゼロバイアス系ではコントローラはゼロ近辺で制御しており出力(フライホイールの位置)がゼロの場合制御電流を流さず、また規範モデルの目標値は常にゼロであることから、目標値の変化及び規範モデルの状態変化に対するゲインパラメータの(自動)調整は不要となり、規範モデルそのものも設ける必要がなくなる。

図7に示すように、単純適応制御はもっぱら、出力誤差フィードバックに対するゲインパラメータ調整のみ行っている。

よって、システムが簡略化され、式(13)と式(14)は次式となる。

$$z(t)=e_y(t) \dots\dots\dots (27)$$

$$K(t)=K_e(t) \\ =K_P(t)+K_I(t)+K_D(t) \dots\dots\dots (28)$$

6. シミュレーション

図8は、MATLAB/Simulink によるシミュレーション結果を示し、フライホイールの回転速度を100 Hz から200 Hz まで上昇させた場合の、PID および

Fig. 7 Zero bias MIMO-SAC

Fig. 8 Orbits on PID vs. MIMO-SAC simulation

MIMO-SAC を用いた制御において、そのフライホイールの軌跡を表している。

従来型の PID 制御では、ジャイロ効果による軌跡の乱れが見られているが、MIMO-SAC では抑えられていることが分かる。

7. 実験

MIMO-SAC での実験結果を図 9 に示す。今回の実験はすべてモバイル型フライホイール、すなわち、ジンバル機構を装着フレームとして車両(電気自動車)に搭載した磁気軸受フライホイールを対象に行っている。

る。

図 9 は、フライホイールの回転速度が 100 Hz, 150 Hz, 及び 200 Hz のときの軸心軌跡を表している。ただし、実験は車両を停止した状態で実施している。

それぞれの軸心軌跡を見た限り、ジャイロ効果による非同期振動はほとんど現れていないことがわかった。フライホイールの回転速度を 0 Hz から 200 Hz まで変化させても、軌跡は大変安定している。150 Hz ~160 Hz 近傍で軌跡半径は少し大きくなるが許容範囲内であった。

以上の結果から、本論文で提案した多入力多出力型

Fig. 9 Orbits on MIMO-SAC experiment

単純適応制御の有効性が明らかとなった。

8. 結 言

本論文では、磁気軸受フライホイールの制御に対して多入力多出力型単純適応制御法を提案し、理論と実験によって有効性を検証した。結果をまとめると以下となる。

(1) 単純適応制御を磁気軸受制御系へ適用した結果、その有効性が確認できた。

(2) とくに、実験においてジャイロ効果の抑制に単純適応制御が大変有効であることが確認された。これは、フライホイールの回転速度が変化しシステムダイナミクスが変わっても、単純適応制御の適応調整機構が機能しており、ゲインパラメータを適切に導いてくれるからである。また、ゲイン調整をPI則だけで行うよりも、D則を加えた方が性能が良くなった。

(3) 本研究では車両が停止した状態で実験を行ったが、今後は車両が移動中の状態で外乱を受ける際の安定性や、加減速時あるいは旋回時の安定性について検討する予察である。

文 献

- (1) Nonami, K., Rachmanto, B. et al., AMB Flywheel-Powered Electric Vehicle, *The Eleventh International Symposium on Magnetic Bearings, Proc.*, (2008-8), pp. 232-237.
- (2) Rachmanto, B. and Nonami, K., Zero Bias MIMO Simple Adaptive Control on Low-Loss Homopolar Flywheel with Active Magnetic Bearings, *Dynamics and Design Conference 2008*, CD-ROM Proc., (2008-9), p. 661, The Japan Society of Mechanical Engineers.
- (3) Bar-Kana, I. and Kaufman, H., Simple Adaptive Control of Uncertain Systems, *Int. J. Adaptive Control and Signal Processing*, Vol. 2 (1988), pp. 133-143.
- (4) Iwai, Z., Ohtomo, A. and Mizumoto, I., Simple Robust Adaptive Control Systems, *Transactions of Instruments and Control Engineers*, Vol. 27, No. 3 (1991), pp. 306-313.
- (5) Bar-Kana, I. and Kaufman, H., Robust Simplified Adaptive Control for a Class of Multivariable Continuous-Time Systems, *24th IEEE CDC*, (1985), pp. 141-146.
- (6) Bar-Kana, I. and Kaufman, H., Low-Order Model Reference Direct Multivariable Adaptive Control, *Proceedings of ACC*, (1984-6), pp. 1259-1264.
- (7) Bar-Kana, I., Parallel Feedforward and Simplified Adaptive Control, *Int. J. Adaptive Control and Signal Processing*, Vol. 1, No. 2 (1987), pp. 95-109.
- (8) Iwai, Z., *Simple Adaptive Control (SAC)*, Computrol No. 32 (1990), pp. 66-72, Corona Publisher.
- (9) Iwai, Z. and Mizumoto, I., Simple Adaptive Control for MIMO Systems—A Generalized Design Method based on Parallel Feedforward Compensator—, *Transactions of the Society of Instrument and Control Engineers*, Vol. 29, No. 2 (1993), pp. 159-168.
- (10) Sobel, K., Kaufman, H. and Mabius, L., Implicit Adaptive Control for a Class of MIMO Systems, *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, Vol. AES-18, No. 5 (1982), pp. 576-589.
- (11) Iwasaki, T., *LMI and Control*, ISBN 978-4-7856-9053-3 (1997), Shokodo.
- (12) Broussard, J. R. and O'Brien, M. J., Feedforward Control to Track the Output of a Forced Model, *IEEE Trans.*, Vol. AC-25, No. 4 (1980), pp. 851-853.