

ゼロバイアス電流制御型磁気軸受の フライホイールエネルギー貯蔵システムへの応用

Application of Zero-Bias Current Active Magnetic Bearings to Flywheel Energy Storage Systems

ステファン・ゲヒター S. GÄCHTER 亀野浩徳 H. KAMENO

Flywheel energy storage systems are a target application for active magnetic bearings. Its competitiveness to roller bearings, however, depends strongly on the achievable bearing loss reduction. Conventional active magnetic bearings use linearizing bias currents superposed by control currents. These currents are the source of the bearing losses. Therefore, this paper discusses in the first part these losses and methods to reduce them. In the second part, a particular method is proposed, i.e. instead of bias currents, feedback linearization is applied. The simulation showed that control performance similar to that of bias current types could be achieved in these zero-bias current active magnetic bearings, if the feedback linearization is combined with a control force sign based commutation law.

Key Words: bearing loss reduction, control force sign based switching, feedback linearization, flywheel energy storage system, zero-bias current active magnetic bearing

1. はじめに

フライホイールエネルギー貯蔵システム (FESS: Flywheel Energy Storage System) は、他のエネルギー貯蔵装置よりも高い出力密度を供給できる。特に、他の貯蔵装置でほとんど達成できない高出力密度¹⁾は、FESSの最大の利点である。反対に、エネルギー周期効率(アイドリング損失を考慮した充放電効率)があまり高くないので、エネルギー密度は他のエネルギー貯蔵装置と比較して特に優れているとは言えない²⁾。そのため、もしアイドリング損失を低減でき、エネルギー密度を増大できれば、FESSの応用領域の大幅な拡大が期待できる。

そこで本論文では、以下の順で議論を進める。2章と3章では、FESSの主な特徴について述べる。ここでは、アイドリング損失の詳細について議論し、転がり軸受および制御型磁気軸受 (AMB: Active Magnetic Bearing) の軸受損失を評価する。そして、AMBを搭載したFESSの実現可能性は軸受損失の低減レベルに依存することを示す。次に、4章と5章では、AMBの損失を解析し、いくつかの軸受損失低減方法を提案する。6章では、新方式のゼロバイアス電流AMBを用いた軸受損失の低減方法について述べる。7章では、新方式のゼロバイアス電流AMBの性能を解析し、8章で結論を述べる。

2. フライホイールエネルギー貯蔵システム

2.1 エネルギー貯蔵容量

近年、高強度のCFRP (Carbon Fiber Reinforced Plastic) 製フライホイールが開発され、フライホイールの高速回転化が可能になった。その結果、高出力密度のFESSを実現できるようになった。

このようなFESSは (i) 瞬時停電バックアップシステム、および (ii) 電力安定化システム、としての有用性が確認されている。また、これらの場合、充放電の周期が短い期間であり、アイドリング損失が商用電源により補償されるので、アイドリング損失はFESSの性能に影響を及ぼさなかった。しかしそれに対して (iii) 負荷平準化用システム (iv) 独立したエネルギー源としてFESSを使用する場合などではアイドリング損失は重大な問題になる。

2.2 アイドリング損失

アイドリング損失 (図1) は、軸受損失 (Bearing Loss)、風損 (Windage Loss) およびモータ - 発電機損失 (Electrical Machine Loss) から構成される。風損とモータ - 発電機損失については、FESSの真空中への設置、および、モータ - 発電機の最適設計により低減することが可能である。一方、軸受損失については、軸受の方式 (転がり軸受やA

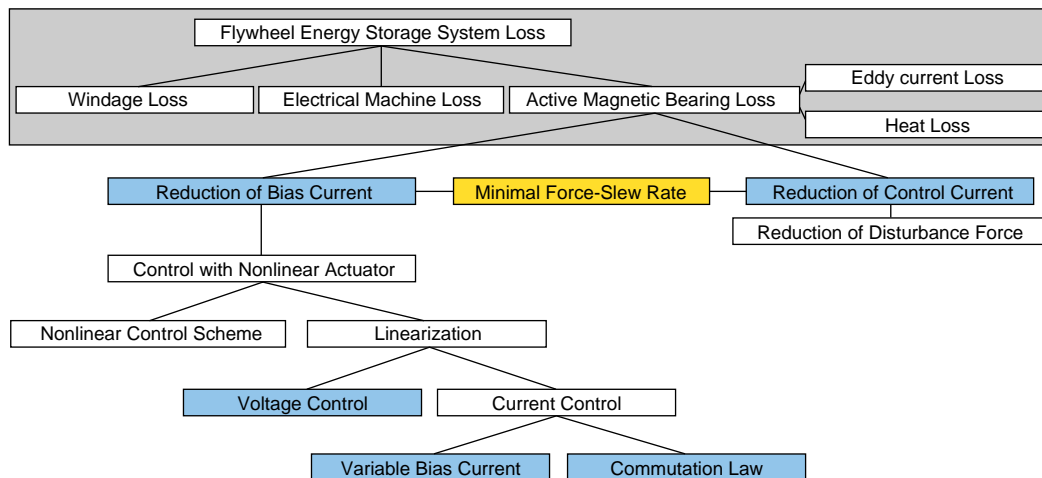


図1 フライホイールエネルギー貯蔵システムの損失低減方法
Loss reduction methods for flywheel energy storage systems

M B 等) によって異なる . そこで , 本論文では , FESS に最適な軸受の方式について検討する .

3. 軸受システムの比較

フライホイール材料の進歩と平行して , 制御工学も大きく進歩し , A M B を発展させた . 電磁石 , パワーアンプ , コントローラーおよび変位センサから構成される A M B は回転体の非接触支持を可能にする . そのため , A M B には機械的な摩擦が存在せず , 潤滑も必要ではない . その結果 , A M B の寿命は転がり軸受の寿命よりも大幅に向上する . このような A M B の特徴は , A M B が FESS に適していることを示唆している³⁾ . しかし , 軸受損失の観点から考えると , A M B が転がり軸受より必ずしも優れているとは結論できない . なぜなら , バイアス電流の供給により吸引力特性を線形化している従来型のバイアス電流 A M B の場合 , 消費電力を無視できず , 軸受損失が増大するためである . さらに , A M B 採用による制御の複雑さや , 低い軸受剛性およびコストを考慮しなければならない . そのため , ほとんどの商用化されている FESS には転がり軸受が搭載されている .

これらのことから , A M B が商用化 FESS に搭載されるのは (i) A M B の軸受損失が十分に低減された場合 , あるいは (ii) 負荷平準化用やエネルギー貯蔵装置用としての FESS の市場が確立された場合 , であると言える .

そこで次章では , A M B の損失をいかに低減するかについて議論する .

4. バイアス電流制御型磁気軸受

回転体を A M B により非接触支持するためには

3 組の A M B が用いられる . そのうちの 2 組はラジアル A M B で , 1 組はアキシアル A M B である . 本論文では , ラジアル A M B のゼロバイアス電流化について議論する . アキシアル A M B については , 永久磁石を用いたゼロバイアス電流化などが必要であるが , 本論文では議論しない .

そこで , まず最初に , 従来型のバイアス電流ラジアル A M B の制御方法について述べる .

回転体 - 軸受システムの座標系を図 2 に示す (A および B はラジアル A M B の配置される平面を示す) . ラジアル A M B は回転体の半径方向 (x 方向 , y 方向) の位置を制御する . そして , A 平面と B 平面の各制御軸 x_A , x_B , y_A および y_B に対して , それぞれアクチュエータが必要である . 本研究では , 回転体を軸対称と仮定しているため , 以下では 1 自由度のみ (例えば , x_A 軸) について取り扱う .

アクチュエータは一對の電磁石から構成され , 一方は $x_A > 0$ の位置に , 他方は $x_A < 0$ の位置に配置される . 各電磁石は回転体に対して吸引力を

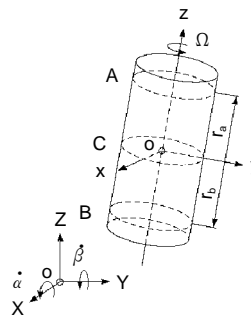


図2 回転体 - 軸受システムの座標系
Geometric setup of the rotor-bearing system

The bearing planes are A and B. The reference frame is OXYZ and the body-fixed frame is oxyz. The origin of the body-fixed frame is equal the center of mass C. The appendant angles are α and β . The rotational speed is Ω .

用するので、このようなアクチュエータ配置で、1自由度については完全に制御することができる。

回転体に作用している吸引力 F_{Ax} は以下の式で表現される。

$$F_{Ax} = k_A \left[\frac{i_1}{x_{0A} - x_A} \right]^2 - k_A \left[\frac{i_3}{x_{0A} + x_A} \right]^2 \quad (1)$$

なお、 $x_{0A} > |x_A|$ 。

式(1)において、 k_A は吸引力係数、 x_{0A} は電磁石と回転体の定常エアギャップをそれぞれ示す。また、 $x_A > 0$ に配置された電磁石に供給される電流を i_1 、 $x_A < 0$ に配置された電磁石に供給される電流を i_3 とする。式(1)より (i)アクチュエータ特性が非線形であり (ii)2つの制御入力(i_1 、 i_3)の必要になることがわかる。したがって、従来のバイアス電流AMBでは、吸引力と制御入力の線形特性を維持するために、バイアス電流が供給されていた。上記の式(1)における電流は、バイアス電流 i_{0xA} (定常電流)に制御電流 i_{xA} を重畳した値と置き換えることができる。つまり、 $i_1 = i_{0xA} + i_{xA}$ と $i_3 = i_{0xA} - i_{xA}$ 。その結果、式(1)の吸引力は次式に変換される(図4)。

$$F_{Ax} = k_A \left[\frac{i_{0xA} + i_{xA}}{x_{0A} - x_A} \right]^2 - k_A \left[\frac{i_{0xA} - i_{xA}}{x_{0A} + x_A} \right]^2 \quad (2)$$

なお、 $i_{0xA} > |i_{xA}|$ 。

ここで、バイアス電流に対して制御電流が十分に小さい場合や、定常エアギャップに対して回転体の変位が十分に小さい場合には、式(2)を下記のJacobian線形化により式(4)に変換することができた。つまり、制御系の線形設計のために、アクチュエータの特性を線形と判断することができる。

4.1 Jacobianの線形化

作動点 $x_A = x_{A0}$ と $i_{xA} = i_{xA0}$ での、式(2)のJacobianの線形化は次式に変換される。

$$\Delta F_{Ax} = \frac{\partial F_{Ax}}{\partial x_A} \Big|_{x_{A0}} \Delta x_A + \frac{\partial F_{Ax}}{\partial i_{xA}} \Big|_{i_{xA0}} \Delta i_{xA} \quad (3)$$

$x_{A0} = 0$ と $i_{xA0} = 0$ での電流 - 変位 - 吸引力の関係は、式(4)で示される(図3)。

$$F_{Ax} = \underbrace{4k_A \frac{i_{0xA}^2}{x_{0A}^3}}_{k_{pxA}} x_A + \underbrace{4k_A \frac{i_{0xA}}{x_{0A}^2}}_{k_{ixA}} i_{xA} \quad (4)$$

ここで、 k_{pxA} は変位剛性、 k_{ixA} は電流剛性をそれぞれ示す。

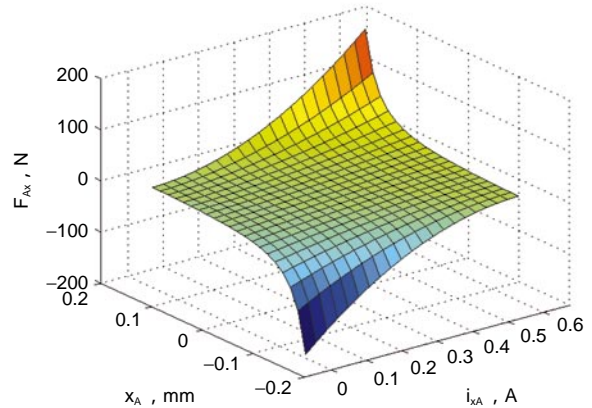


図3 x_A 軸方向のアクチュエータ特性
Actuator characteristic in x_A direction

Depicted is the graph of the force F_{Ax} in function of position x_A and actuator current i_{xA} . The graph is computed for a bias current of $i_{Ax} = 0.3A$, a magnetic force coefficient of $k_A = 1.34 \cdot 10^{-6} A^2 / Nm^2$ and an actuator air gap of $x_{0A} = 0.2mm$.

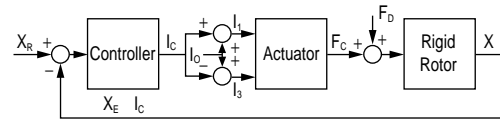


図4 バイアス電流AMBのブロック線図

Block diagram of bias current active magnetic bearing

5. 軸受損失の低減方法

AMBの損失は、主に熱損(銅損)と渦電流損(鉄損)から構成される。渦電流損は回転体に対してブレーキ力を発生させる損失なので、アイドリング損失に直接的に影響を与える。一方、熱損はアイドリング損失に間接的に影響を与える。両損失は(図1)、アクチュエータに供給される全電流値に依存する。すでに議論したように、従来型のバイアス電流AMBの場合、アクチュエータの特性を線形化するために、バイアス電流が供給されるので、1組の制御軸のアクチュエータに供給される全電流はバイアス電流の2倍にほぼ等しい。したがって、軸受損失は制御電流よりもむしろ、バイアス電流に支配されると言える。

5.1 バイアス電流の低減

従来型のバイアス電流AMBにおいて、バイアス電流を低減する場合、式(3)の有効性および線形コントローラの安定領域が制約を受けることになる⁴⁾。この場合、ゲインスケジューリング⁵⁾やスライディングモードのような最適な制御手法を用いた非線形制御系設計、あるいは、最適な線形化手法を用いたプラントモデルによってアクチュエータの非線形性を考慮しなければならない(図1)。後者の手法についてはゼロバイアス電流

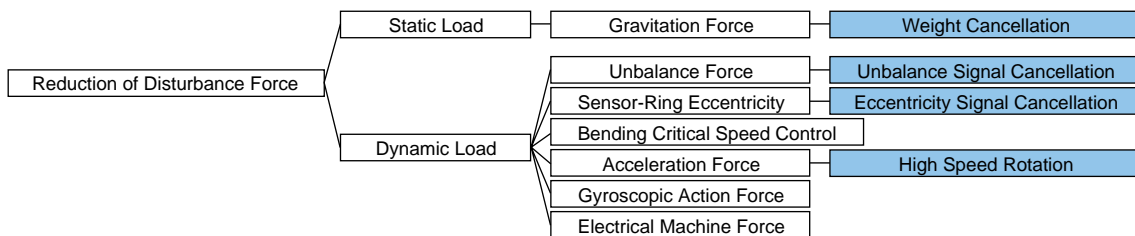


図5 制御電流の低減方法

Reduction method of control current

A MBとして6章で議論する。なお、FESSのシステム効率を向上するためには、バイアス電流の低減と同時に制御電流の低減も必要なので、次項では制御電流の低減方法について述べる。

5.2 制御電流の低減

フライホイールの回転体は外乱力(Disturbance Force)が作用しても常に同じ位置に浮上維持されなければならない。したがって、制御電流を低減するためには、外乱力を低減しなければならない(図5)。この外乱力は静的負荷と動的負荷に大別できる。静的負荷は重力と等価であり、動的負荷はアンバランス力、センサの偏芯に起因する外力、曲げモードの危険速度を通過するために必要な制御力、外部からの衝撃や振動に起因する加速度力、ジャイロ作用力およびモータ・発電機力などから構成される。このように、外乱力は多彩なので、すべての外乱力に対して個別の対策が必要である。

重力に起因する静的負荷に対しては、永久磁石の吸引力による補償が必要である。なお、本論文では主軸を鉛直方向に配置したFESSを相定してあるので、この補償はアキシアルAMBに対して必要で、ラジアルAMBに対しては必要ない。アンバランス力とセンサの偏芯に起因する外力に対しては、制御ループの中で回転同期成分をキャンセルすることにより補償する。つまり、回転体を幾何学的な軸中心ではなく、慣性主軸を中心として回転させる。加速度力に対しては、間接的な手法ではあるが、回転数の増大によりシステムを高剛性化することにより補償する。ジャイロ作用力やモータ・発電機力はFESSの適用用途に強く依存する。

これらの外乱力を完全に取り除くことは困難であるが、外乱力をできるだけ低減するためには、吸引力の最小スルーレート(F/t)を最適化する必要がある。

6. ゼロバイアス電流制御型磁気軸受

ゼロバイアス電流AMBの場合、吸引力のスルーレートは制御電流に依存する。したがって、制御電流が小さく、アクチュエータ特性(式(1))を線形近似できる場合にのみ、最小スルーレートを最適化することが可能である。また、式(4)はゼロバイアス電流AMBの場合には適用できないので、他の線形化手法の開発が必要である。

6.1 フィードバック線形化

フィードバック線形化とは、非線形システムを線形システムに変換する手法である。しかし、吸引力ゼロの点があるため、Lie代数手法(Lie Algebra)を使用する入出力フィードバック線形化をゼロバイアス電流AMBに適用することはできない。これは、アクチュエータ特性の線形化のために他の方法が必要であることを示唆している(図1)。

ひとつの方法としては電圧制御のAMBを使用する方法がある。この場合、電源電圧を越える電圧値を供給することはできないので、結果的には入出力フィードバック線形化を実現できない^{5), 6)}。

他のフィードバック線形化手法としては、式(1)の電流-変位-吸引力関係式からアクチュエータ電流を逆算し、設定する方法がある。この場合、1個のアクチュエータには2個の電磁石があるので、どちらの電磁石に制御電流を入力すべきかという問題があるが、回転体の外乱による振動に応じて、バイアス電流を増減する方法と、次項で述べる切換則を使った方法により解決できる。本論文では後者のフィードバック線形化手法を採用する。

6.2 切換則

ゼロバイアス電流AMBでは、制御力 F_{CAx} の正負によって、制御力を発生させる電磁石が切り換えられる。つまり、アクチュエータ電流 i_1 と i_3 は式(5)で表される(図6)。この手法を切換則と呼ぶ。

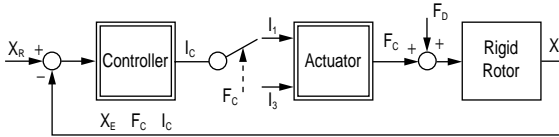


図6 バイアス電流AMBのブロック線図

Block diagram of zero bias current active magnetic bearing

$$\begin{cases} i_1 = \frac{1}{\sqrt{\eta(X_A)}} \sqrt{F_{CAx}}, & F_{CAx} \geq 0 \\ i_3 = \frac{1}{\sqrt{\eta(X_A)}} \sqrt{-F_{CAx}}, & F_{CAx} < 0 \end{cases} \quad (5)$$

ここで,

$$\eta(X_A) = \frac{k_A}{(X_{0A} - X_A)^2} \quad (6)$$

$$\eta(X_A) = \frac{k_A}{(X_{0A} + X_A)^2}$$

なお, 式(6)は式(1)から導かれる.

7. シミュレーションによる性能比較

軸受損失を低減するために, いくつかの方法を考案した. ここで, フィードバック線形化と切換則を利用したゼロバイアス電流AMBの性能について詳細に議論し, バイアス電流AMBの場合と比較する. またここでは, システムとしては最も単純な場合, つまり2組のラジアルAMBにより剛性ロータを支持する場合を扱うことにする(図2).

x_A 軸における剛性ロータの運動方程式は(7)式で表される.

$$\ddot{x}_A = \underbrace{\left(\frac{r_a^2}{j_r} + \frac{1}{m} \right)}_{\sigma_A} F_{Ax} \quad (7)$$

ここで, m は質量, j_r は y_A 軸まわりの質量慣性モーメント, そして, r_a は重心と軸受面Aの間の距離をそれぞれ示す. なお, 軸受面AとBの間, および制御軸 x と y の間の相互作用は無視している.

バイアス電流AMBの場合, Jacobian線形化により得られた式(4)を式(7)に代入し, 制御力 $F_{CAx} = k_{ixA} \cdot i_{cxA}$ を解くことにより, 線形のプラントモデル(図4)の伝達関数は式(8)で表される.

$$G(s) = \frac{X(s)}{F_{CA}(s)} = \frac{\sigma_A}{s^2 - \sigma_A k_{pxA}} \quad (8)$$

一方, ゼロバイアス電流AMBの場合, 切換則に基づいて制御力の正負方向を切り換えるフィードバック線形化により, 線形のプラントモデル(図6)が得られる. ここでは式(1)と式(7)を式(5)に

代入し, 制御力 F_{CAx} を解くことにより, 式(9)の伝達関数が得られる.

$$H(s) = \frac{X(s)}{F_{CA}(s)} = \frac{\sigma_A}{s^2} \quad (9)$$

7.1 制御モデルの比較

以上のように, 回転体-軸受システムに対して, 2種類の制御モデルが与えられた. 一方はバイアス電流AMB用の式(8)であり, 他方はゼロバイアス電流AMB用の式(9)である. 両者とも2次システムであるが, 極配置が異なる. 式(8)よりJacobian線形化のシステム $G(s)$ は不安定であるが, 式(9)よりフィードバック線形化のシステム $H(s)$ は安定限界であることがわかる.

さらに図7より, 周波数の増加とともに両者の伝達関数は同じ挙動を示すようになることがわかる. これは, 制御ゲインを大きくできれば, バイアス電流AMBとゼロバイアス電流AMBに同じ制御系を適用することが可能なことを示唆している.

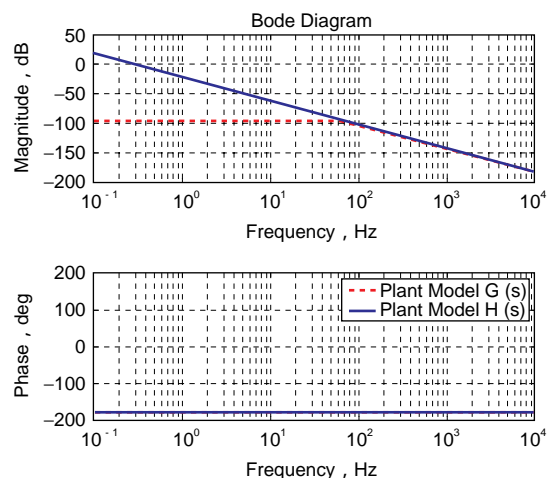


図7 $G(s)$ および $H(s)$ のボード線図

Bode diagram of plant models $G(s)$ and $H(s)$

The used parameters are the coupling factor $\sigma_A = 0.0885 \text{ kg}^{-1}$ and the position stiffness $k_{pxA} = 6.03 \cdot 10^4 \text{ N/m}$.

7.2 外乱に対する制御

プラントを安定化させるためには, 比例項(P)と微分項(D)を考慮可能なPDコントローラが必要である.

$$C(s) = \frac{F_{CA}(s)}{X_A(s)} = K_{pxA} (1 + T_{dxA} s) \quad (10)$$

ここで, K_{pxA} は比例ゲインを, T_{dxA} は微分の時定数を示す.

制御目標は回転体の安定浮上であるが, PDコントローラだけで静的外乱を補償することはできないので, 収束後も定常偏差が残る. しかし以

下では、定常状態における挙動を比較するため積分項()を導入せず、定常偏差の残存を特に問題とはしない。

バイアス電流AMBの場合、外乱力 F_{DAx} がステップ入力されたときの定常偏差は式(11)で表される。

$$\lim_t x_A(t) = \frac{1}{K_{pxA} - k_{pxA}} F_{DAx}(0) \tag{11}$$

同様に、ゼロバイアス電流AMBの場合は式(12)で表される。

$$\lim_t x_A(t) = \frac{1}{K_{pxA}} F_{DAx}(0) \tag{12}$$

ゼロバイアス電流AMBの定常偏差は、変位剛性によって比例ゲイン($K_{pxA}^* = K_{pxA} + k_{pxA}$)を増大されたバイアス電流AMBと同程度の性能を示した。この結果は、図8と図9に示される。ここで、定常偏差はステップ状外乱力の大ききで決まる。なお、Jacobian線形化では、外乱力の小さい場合を仮定してあるので、外乱力が大きい場合には誤差が大きくなる。

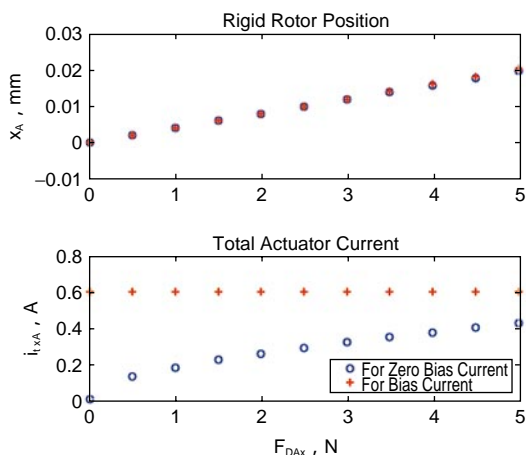


図8 定常偏差および全電流値

Position steady-state error and total actuator current

The used parameters for the plant models are the same as in 図7. The controller parameters are the proportional gain $K_{pxA} = 2.5 \cdot 10^5$ N/m and $K_{dxA} = 3.103 \cdot 10^5$ N/m, the derivative time constant $T_{dxA} = 0.002$ s, and the sampling time $h = 0.2$ ms. The bias current is $i_{0xA} = 0.3$ A.

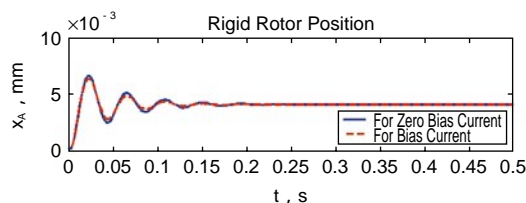


図9 外乱力入力時のステップ応答

Disturbance force step response

The disturbance step level is 1N. The used parameters for the plant models and the controller are the same as in 図8.

7.3 全制御電流

バイアス電流AMBの場合、アクチュエータに供給される全電流は定常電流の2倍になる。それに対して、ゼロバイアス電流AMBの場合、全電流は外乱力のレベルに依存するが、バイアス電流AMBの場合よりも小さいことがわかる(図8) また、定常状態での制御電流の総和は、定常偏差に依存する。

8. おわりに

結果を以下にまとめる。

- (i) ゼロバイアス電流の制御型磁気軸受の損失は外乱力に強く依存する。
- (ii) ゼロバイアス電流の制御型磁気軸受のためのフィードバック線形化では、切換則に基づいて制御力の正負方向を切り換えることにより、非線形システムを線形として取り扱うことが可能になる。
- (iii) このシステムではバイアス電流の制御型磁気軸受の場合と同じPIDベースのコントローラを使うことができる。
- (iv) ゼロバイアス電流の制御型磁気軸受の制御性能はバイアス電流の制御型磁気軸受と同等である。

以上の結論は、シミュレーションで確認された。そのため今後は、実験によりこれら結論の検証と、システムの実現可能性を実証する必要がある。また、回転体の曲げ固有振動モードとジャイロの影響について、フィードバック線形化と切換則を使用した場合の性能を評価する必要がある。

謝辞

ゼロバイアス電流の制御型磁気軸受に関する理論を修得する上で、千葉大学の野波教授とゲブゼ工科大学Sivrioglu教授には、絶大なるご指導と多くの有益な助言をいただきました。改めてここに、感謝の意を表します。

本研究は、NEDO国際共同研究プログラム(NEDO-Grant Project) "Compact Flywheel Energy Storage System"の一環として、NEDO(New Energy and Industrial Technology Development Organization in Japan)の助成を受けて実施した。

参考文献

- 1) Thoolen F. J. M., Development of an Advanced High Speed Flywheel Energy Storage System, Ph.D. Thesis Eindhoven University of Technology, The Netherlands, 1993.
- 2) Kondoh J. et al., Electrical Energy Storage Systems for Energy Networks, Energy Conversion and Management, vol. 41, no. 17, pp. 1863-1874, 2000.
- 3) Kasarda M. E. F., An Overview of Active Magnetic Bearing Technology and Applications, The Shock and Vibration Digest, vol. 32, no. 2, pp. 91-99, March 2000.
- 4) Hu T. et al., Stabilization and Performance of a Balance Beam Suspended on Magnetic Bearings, Proceedings of the 2002 American Control Conference, ACC 2002, vol. 6, pp. 4662-4667, Anchorage, Alaska, USA, May 8-10, 2002.
- 5) Knospe C. and Yang C., Gain-Scheduled Control of a Magnetic Bearing with Low Bias Flux, Proceedings of the 36th IEEE Conference on Decision and Control, CDC 1997, vol. 1, pp. 418-423, San Diego, California, USA, December 10-12, 1997.
- 6) Charara A., De Miras J., and Caron B., Nonlinear Control of a Magnetic Levitation System Without Premagnetization, IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 4, no. 5, pp. 513-523, September 1996.

筆者



ステファン・ゲヒター*
S. GÄCHTER



亀野浩徳*
H. KAMENO

* 総合技術研究所 機械システム研究部