ベアリングレスリラクタンスモータの 半径方向力の解析と軸位置制御装置の構成

学生員 市 川 修 (東京工業大学)
正 員 道 岡 力 (東京工業大学)
正 員 千 葉 明 (東京理科大学)
正 員 深 尾 正 (東京工業大学)

An Analysis of Radial Forces and a Rotor Position Control Method of Reluctance Type Bearingless Motors

Ichikawa Osamu, Student Member, Michioka Chikara, Member (Tokyo Institute of Technology), Chiba
Akira, Member (Science University of Tokyo), Fukao Tadashi, Member (Tokyo Institute of Technology)

Magnetic bearings have many advantages of maintenance free, oil free and active dumping. Although these bearings are suitable for high speed machines, an increase in the shaft length of a motor with two magnetic bearings causes low critical speeds. A bearingless motor is a combined motor with a magnetic bearing, so the shaft length can be short. Radial force for position control is produced with superimposed $(n \pm 2)$ -pole flux on n -pole motor flux. Therefore, the radial force may be influenced with variations in motor current. If so, the radial control system may be unstable depending on load conditions.

In this paper, a model of a 5-axis controlled bearingless motor is shown. It is explained with the model that the transfer characteristics of radial position control have variations depending on the motor current. To control radial positions at any motor operations, a decoupling control method is proposed. The effectiveness of the proposed control system is confirmed in experiments.

キーワード：ベアリングレスモータ，超高速モータ，リラクタンスモータ，磁気軸受，半径方向力，補償器

1. ま え が き

工作機械の加工精度や生産性，ターボ分子ポンプの排気能力の向上のために，より高速・大出力の電動機が要求されている。このような用途では，軸受部で発生する振動や軸受の潤滑・交換等のメンテナンス，潤滑油による汚染等が問題となるため，磁気軸受が用いられつつある⁽¹⁾。磁気軸受は軸位置をアクティブに制御するため，軸剛性を任意に設定することができる。また，メンテナンスフリーであり設置場所を選ばない等の特徴がある。しかし，回転機をより高速に回転させるためには，軸を短くして危険速度を上げる必要があるのに対し，磁気軸受を用いると軸長が長くなることが問題となる。

著者等が提案しているベアリングレスモータは，ひとつの固定子に電動機巻線と位置制御巻線を施し，電動機と磁気軸受を一体化したものである⁽²⁾。このため，従来の磁気軸受を用いた電動機に比べ軸長を短縮できる。また，半径方向に力を発生させる際のバイアス磁束として電動機の磁

束を用いるため，位置制御巻線にバイアス電流が不要という特徴がある。その反面，電動機の電流が変化すると，位置制御巻線の電流を一定に保っていても半径方向力の大きさと方向が変化するので，電動機の負荷状態によって半径方向の位置制御特性が変動し，軸を安定に支持できなくなる恐れがある。負荷状態によらず安定な軸位置制御系を構成するためには，(1) 位置制御巻線電流の大きさと発生する力，(2) 軸の変位と不平衡吸引力，(3) 電動機の励磁分とトルク分電流が上記(1)，(2)の力に及ぼす影響，などを解析的に明らかにする必要がある。

本論文ではベアリングレスリラクタンスモータのこれらの力について検討し，半径方向位置制御系の解析モデルを導出する。その結果，電動機電流によって半径方向の位置制御特性が変動すること，および，この問題の解決のために，電動機と非干渉に軸位置を制御する補償器の必要性を述べ，制御装置の構成法を提案する。さらに，この補償器の有効性を実験により確認する。

2. ベアリングレスモータの原理と構造

〈2・1〉 位置制御電流による力の発生と電動機電流からの干渉 ベアリングレスモータは、 n 極の電動機巻線と $n \pm 2$ 極の位置制御巻線をひとつの固定子に施してある⁽³⁾⁽⁴⁾。電動機はかご型、永久磁石型、リラクタンس型のいずれでも構成できるが、ここでは4極のリラクタンスマータに2極の位置制御巻線を施した場合について述べる。

図1(a), (b)に回転座標上からみた本モータの等価的な巻線構成と主磁路を示す。固定子には4極の電動機巻線 N_d , N_q , 2極の位置制御巻線 N_x , N_y が施されている。 N_d には電動機の励磁分電流 i_d が、 N_q にはトルク分電流 i_q が流れ、位置制御巻線 N_x , N_y にはそれぞれ x 軸, y 軸方向に力を発生させるための電流 i_x , i_y が流れる。 x 軸, y 軸は回転子上の座標軸で、それぞれ巻線 N_x , N_y に正の電流を流したときの起磁力の方向である。

無負荷時には図1(a)に示すように、電動機の励磁分電流 i_d によって磁束 Ψ_d が発生する。回転子が中心にあり電動機巻線のみに電流が流れていれば、空隙磁束は各突極部で等しいため、回転子に半径方向の力は働かない。しかし回転子が中心からずれると、ギャップ長の短くなった突極部ではギャップ磁束とともに吸引力が増加するのに対し、反対側の突極部では減少するため、回転子は偏心した方向に不平衡吸引力を受ける。ここで位置制御巻線にも電流を流すと、両巻線電流の作る磁束が重ね合わされ、ギャップ磁束を任意に偏らせることができる。例えば、図1(a)のように位置制御巻線 N_x に電流を流して磁束 Ψ_x を重ね合わせると、突極3方向では両者の磁束が逆向きで弱め合うのに対し、突極1方向では同じ向きで強め合う。従って突極1方向のギャップの吸引力の方が大きくなり、回転子は突極1方向に力 F_x を受ける。位置制御巻線 N_y に電流を流せば、これと直交する方向に力を発生できる。

一方、負荷時には N_d だけでなく N_q にも電流 i_q が流れ、磁束 Ψ_q が発生する。図1(b)では、励磁分電流 i_d による磁束を省略し、トルク分電流 i_q による磁束 Ψ_q のみを示している。このとき、図1(a)と同様に位置制御巻線 N_x に電流を流すと、上で述べた励磁分電流 i_d による図1(a)の力に加えて、トルク分電流 i_q によって図1(b)に示す y 軸方向の力 F_y が発生する。この i_q による力は、 i_d による力と直交する。負荷時に Ψ_x によって発生する力は、図1(a)と図1(b)の力の合力であり、負荷すなわち i_q が大きいほど図1(b)の成分が大きくなるため、負荷状態によって力の大きさと共に方向が変化する。

以上、図1で示した磁束は回転子と共に回転する座標上で見たときのものである。電動機巻線は4極であるから、図1で示した電動機の磁束 Ψ_d , Ψ_q を発生させるために、静止座標である固定子に施された電動機巻線の電流は回転子の回転周波数の2倍の周波数の交流となる。また、静止座標上で一定方向の半径方向力を発生させるためには、位置制御電流は電動機電流と同一周波数の交流となり、その

(a) 励磁分電流 i_d による半径方向力

(b) トルク分電流 i_q による半径方向力

図1 ベアリングレスモータが発生する力

Fig. 1. Radial forces produced by the bearingless motor (a) caused by the motor magnetizing current and (b) caused by the motor torque current.

振幅は必要な半径方向力の大きさ、位相は半径方向力の方向によって変える必要がある。

〈2・2〉 5軸制御ベアリングレスモータの構成 図2に5軸制御ベアリングレスリラクタンスマータの試作機の構成を示す。回転子を完全非接触で磁気支持するために、図1で原理を示したモータを2台用いて半径方向の4軸および回転を制御し、吸引電磁石によってスラスト方向の1軸を制御する。通常は二つのユニットを共に電動機または発電機として動作させるが、試作機では二つのユニットの電動機巻線と電源を独立に構成し、一方を電動機、もう一方を発電機として電動機の負荷特性を本試作機のみで測定できるようにしている。

半径方向の軸位置制御系では、回転子の変位を非接触の渦電流型センサで検出してフィードバックし、位置制御巻線電流によって半径方向力を制御している。また、電動機の制御および軸位置の制御に必要な回転座標と固定座標の変換には、回転角度センサからの角度信号を用いている。

図2 5軸制御ペアリングレスモータ

Fig. 2. 5-axis controlled reluctance type bearingless motor.

〈2・3〉 回転体の運動方程式とブロック図 本モータの位置制御特性を把握し、制御系を設計するために、回転子の半径方向運動系のブロック線図を導出する。スラスト方向の運動は制御されているとすると、回転子の運動は重心の半径方向への並進運動と重心まわりの回転運動とに分離できる。以下、それぞれについて運動方程式を立てる^(a)。

まず、座標軸、回転子に働く力、回転子の位置を以下のように定義する。図3に示すように、回転子が中心に位置するときの回転子の重心の位置を原点 o とし、原点を通り軸に垂直な静止平面上に直交する二軸 α , β をとる。回転子に働く力は回転子の積層中心に働く力 $F_{\alpha 1}$, $F_{\beta 1}$, $F_{\alpha 2}$, $F_{\beta 2}$ に分解することができる。ここで、添字の α , β はそれぞれ α 軸および β 軸方向を、添字の 1, 2 はそれぞれユニット1およびユニット2を示している。

一方、これらの力が働き、回転子が偏心したときの軸位置は、回転子の重心の移動と重心まわりの回転とに分離して考えることができる。図4に α 軸方向の並進量 α_p (重心の移動量) と α 軸方向の回転量 α_r (β 軸まわりの回転量) の定義を示す。回転量は、回転角度ではなく重心から l 離れた固定子の積層中心での偏心量である。回転子はスラスト方向には変位しないとしているので、固定子と回転子の積層中心は常に一致し、ユニット1及びユニット2の固定子の積層中心における回転子の偏心量 α_1 , α_2 は図4のようになる。また、 β 軸方向の並進量 β_p , 回転量 β_r , 固定子の積層中心での偏心量 β_1 , β_2 も α 軸のそれらと同様に定義する。

並進運動には、それぞれのユニットにおいて、半径方向に働く力の総和が寄与する。回転子の質量を m とおくと、並進運動に関する運動方程式は以下のように求まる。

$$m\ddot{\alpha}_p = F_{\alpha 1} + F_{\alpha 2} \quad (1)$$

$$m\ddot{\beta}_p = F_{\beta 1} + F_{\beta 2} \quad (2)$$

一方、回転運動には、それぞれのユニットにおいて、半径方向に働く力の差が寄与する。ここでは、 x 軸まわりの慣性モーメントと y 軸まわりの慣性モーメントは等しく、

図3 座標軸と半径方向に働く力の定義

Fig. 3. Definition of coordinates and radial forces.

図4 回転子の回転量と並進量の定義

Fig. 4. Definition of conical and parallel components of the radial displacement.

これを J_x とおく。なお、 x 軸、 y 軸は図1に示したとおり、回転子上の座標軸である。さらに、 x 軸と y 軸のそれぞれに直交する z 軸まわりの回転角速度を ω とおく。半径方向力が働く回転子の積層中心から、回転子の重心までの距離は l であるから、回転子の α 軸および β 軸まわりの回転角度は $-\beta_r/l$, α_r/l となり、回転運動に関する運動方程式は以下のように求まる。

$$J_x \frac{\ddot{\alpha}_r}{l} + J_z \omega \frac{\dot{\beta}_r}{l} = (F_{\alpha 1} - F_{\alpha 2})l \quad (3)$$

$$J_x \frac{\ddot{\beta}_r}{l} - J_z \omega \frac{\dot{\alpha}_r}{l} = (F_{\beta 1} - F_{\beta 2})l \quad (4)$$

(1) 式~(4) 式より、回転子の半径方向の運動系は図5のブロック線図で表される。図5は、回転子に力 $F_{\alpha 1}$, $F_{\beta 1}$, $F_{\alpha 2}$, $F_{\beta 2}$ が印加されたときの回転子の変位 α_1 , β_1 , α_2 , β_2 を示している。回転子の積層中心に働く力 $F_{\alpha 1}$, $F_{\beta 1}$, $F_{\alpha 2}$, $F_{\beta 2}$ は、回転子を平行移動させる力 $F_{\alpha p}$, $F_{\beta p}$ と回転させる力 $F_{\alpha r}$, $F_{\beta r}$ に分解でき、それぞれが質量 m , 慣性モーメント J_x の回転子に作用する。 $F_{\alpha p}$ から α_p および $F_{\beta p}$ から β_p までのブロックはそれぞれ α 軸および β 軸方向の並進運動に関するもの、 $F_{\alpha r}$ から α_r および $F_{\beta r}$ から β_r までのブロックはそれぞれ α 軸および β 軸方向の回転運動に関するものである。回転運動ではジャイロ効果がたすき掛けのブロック $J_z \omega / J_x$ に現れている。

次章では、回転子に働く力を解析的に導出し、位置制御電流を入力、回転子の半径方向の変位を出力とするブロック線図を求める。

図5 5軸制御試作機の半径方向運動系のブロック線図

Fig. 5. Block diagram of the radial rotor position of the 5-axis controlled test machine.

3. 半径方向に働く力の解析的検討

図5の入力 $F_{\alpha j}$, $F_{\beta j}$ ($j = 1, 2$) は次の3つの力から成る。

- (1) 電動機と位置制御磁束の重ね合わせで発生する「位置制御電流による力」
- (2) 回転子が偏心したとき、偏心した方向に働く「不平衡吸引力」
- (3) 重力を含む外乱力

(1), (2) の力は、巻線のインダクタンスに蓄えられる磁界エネルギーが、回転子の偏心により変化するために発生する。回転子の回転角および偏心量に対する巻線のインダクタンスの変化は、既に報告したとおりである⁽⁷⁾⁽⁸⁾。そこで本章では巻線のインダクタンスと電流から磁界エネルギーを求め、これを回転子の偏心量で偏微分して(1), (2) の力を導出する。

突極形回転子を4極、電動機巻線を4極、位置制御巻線を2極とした場合の、半径方向力の発生原理は以下の通りである。回転子が偏心すると、4極電動機巻線と2極位置制御巻線との相互インダクタンスと共に磁界エネルギーが変化するため、(1) の「位置制御電流による力」が発生する。また、4極電動機巻線の自己インダクタンスも回転子が偏心すると変化する。回転子が固定子の中心にあればインダクタンスの変化率は零で力は発生しないが、回転子が偏心するにつれて変化率は大きくなり、(2) の「不平衡吸引力」が発生する。以下、それぞれの力をインダクタンスと電流を用いて解析的に導出する。なお、回転子が中心近傍で偏心しても、2極位置制御巻線の自己インダクタンスと2極位置制御巻線同士の相互インダクタンスは変化しないため、偏心による磁界エネルギーの変化がなく、力は発生しない。

〈3・1〉位置制御電流による力 4極電動機巻線 (N_a 巻線, N_b 巻線) と2極位置制御巻線 (N_α 巻線, N_β 巻線) の相互インダクタンスは、回転子の回転角度 ϕ と中心から

図6 固定座標と回転座標の定義

Fig. 6. Definition of the axes (a) fixed to the stator and (b) fixed to the rotor.

の偏心量 α , β の関数となる。いま、ユニット j の N_a 巻線と N_α 巻線の相互インダクタンスを $M_{a\alpha j}$ とし、他の相互インダクタンスも添字を置き換えて定義する。この相互インダクタンスを回転角度に依存しない定数分と、回転角度に依存する変動分の基本波成分とに分離すると、次式で近似することができる⁽⁹⁾。

$$\begin{pmatrix} M_{a\alpha j} & M_{a\beta j} \\ M_{b\alpha j} & M_{b\beta j} \end{pmatrix} = M'_0 \begin{pmatrix} \alpha_j & -\beta_j \\ \beta_j & \alpha_j \end{pmatrix} + M'_1 \times \begin{pmatrix} \alpha_j \cos 4\phi + \beta_j \sin 4\phi & \alpha_j \sin 4\phi - \beta_j \cos 4\phi \\ \alpha_j \sin 4\phi - \beta_j \cos 4\phi & -\alpha_j \cos 4\phi - \beta_j \sin 4\phi \end{pmatrix} \dots (5)$$

ここで M'_0 , M'_1 は二つのユニットで等しく、H/m の単位をもつ定数である。これより、固定座標上の磁束 Ψ_{aj} , Ψ_{bj} は以下ようになる。

$$\begin{pmatrix} \Psi_{aj} \\ \Psi_{bj} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} M_{a\alpha j} & M_{a\beta j} \\ M_{b\alpha j} & M_{b\beta j} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\alpha j} \\ i_{\beta j} \end{pmatrix} \dots (6)$$

次に、これら固定座標上のインダクタンスを、回転座標に変換する。回転座標上では、電動機巻線 N_a , N_b が N_d , N_q 巻線、位置制御巻線 N_α , N_β が N_x , N_y 巻線、回転子の変位 α_j , β_j が x_j , y_j となる。固定座標上の a , b , α , β 軸と回転座標上の d , q , x , y 軸は図6のように定義する。電動機巻線が4極、位置制御巻線が2極であるから、固定座標と回転座標の変換は以下ようになる。

$$\begin{pmatrix} \Psi_{aj} \\ \Psi_{bj} \end{pmatrix} = R(2\phi) \begin{pmatrix} \Psi_{dj} \\ \Psi_{qj} \end{pmatrix} \dots (7)$$

$$\begin{pmatrix} i_{\alpha j} \\ i_{\beta j} \end{pmatrix} = R(\phi) \begin{pmatrix} i_{xj} \\ i_{yj} \end{pmatrix} \dots (8)$$

ただし、 $R(\phi)$ は次式のような角度 ϕ の回転行列である。

$$R(\phi) = \begin{pmatrix} \cos \phi & -\sin \phi \\ \sin \phi & \cos \phi \end{pmatrix} \dots (9)$$

(6)~(8) 式より、回転座標上の磁束 Ψ_{dj} , Ψ_{qj} は

$$\begin{pmatrix} \Psi_{dj} \\ \Psi_{qj} \end{pmatrix} = R(-2\phi) \begin{pmatrix} M_{a\alpha j} & M_{a\beta j} \\ M_{b\alpha j} & M_{b\beta j} \end{pmatrix} R(\phi) \times \begin{pmatrix} i_{xj} \\ i_{yj} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (10)$$

となる。従って、固定座標上のインダクタンスは以下のよう表される。

$$\begin{pmatrix} M_{dxj} & M_{dyj} \\ M_{qxj} & M_{qyj} \end{pmatrix} = R(-2\phi) \begin{pmatrix} M_{a\alpha j} & M_{a\beta j} \\ M_{b\alpha j} & M_{b\beta j} \end{pmatrix} R(\phi) = \begin{pmatrix} (M'_0 + M'_1)x_j & -(M'_0 + M'_1)y_j \\ (M'_0 - M'_1)y_j & (M'_0 - M'_1)x_j \end{pmatrix} \dots\dots\dots (11)$$

回転座標上で半径方向に発生する力は、これらの相互インダクタンスに蓄えられるエネルギー W_{mj} を回転子の偏心量で偏微分して求めることができる。エネルギー W_{mj} は次式で求まる。

$$W_{mj} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} i_{dj} & i_{qj} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} M_{dxj} & M_{dyj} \\ M_{qxj} & M_{qyj} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{xj} \\ i_{yj} \end{pmatrix} \quad (12)$$

これより、位置制御巻線電流による x, y 軸方向の力 F_{1xj}, F_{1yj} は、それぞれ以下のように表される。

$$F_{1xj} = \frac{\partial}{\partial x_j} W_{mj} \dots\dots\dots (13)$$

$$= (M'_0 + M'_1)i_{dj}i_{xj} + (M'_0 - M'_1)i_{qj}i_{yj} \quad (14)$$

$$F_{1yj} = \frac{\partial}{\partial y_j} W_{mj} \dots\dots\dots (15)$$

$$= (M'_0 - M'_1)i_{qj}i_{xj} - (M'_0 + M'_1)i_{dj}i_{yj} \quad (16)$$

(14) 式、(16) 式をまとめると、回転子座標系における位置制御巻線電流による半径方向力は以下ようになる。

$$\begin{pmatrix} F_{1xj} \\ F_{1yj} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (M'_0 + M'_1)i_{dj} & (M'_0 - M'_1)i_{qj} \\ (M'_0 - M'_1)i_{qj} & -(M'_0 + M'_1)i_{dj} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} i_{xj} \\ i_{yj} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (17)$$

さらに、(17) 式の F_{1xj}, F_{1yj} を固定座標上の力 $F_{1\alpha j}, F_{1\beta j}$ に、 i_{xj}, i_{yj} を固定座標上の位置制御電流 $i_{\alpha j}, i_{\beta j}$ に変換すると、次式のようになる。

$$\begin{pmatrix} F_{1\alpha j} \\ F_{1\beta j} \end{pmatrix} = R(\phi) \times \begin{pmatrix} (M'_0 + M'_1)i_{dj} & (M'_0 - M'_1)i_{qj} \\ (M'_0 - M'_1)i_{qj} & -(M'_0 + M'_1)i_{dj} \end{pmatrix} \times R(-\phi) \begin{pmatrix} i_{\alpha j} \\ i_{\beta j} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (M'_0 + M'_1)i_{dj} & -(M'_0 - M'_1)i_{qj} \\ (M'_0 - M'_1)i_{qj} & (M'_0 + M'_1)i_{dj} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \cos 2\phi & \sin 2\phi \\ \sin 2\phi & -\cos 2\phi \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\alpha j} \\ i_{\beta j} \end{pmatrix} \quad (18)$$

<3.3>節で述べるように、(18) 式は図8の点線枠内のブロック線図で表される。

図7 d 軸, q 軸インダクタンス

Fig. 7. D-axis and q-axis inductances of the motor windings.

<3・2> 不平衡吸引力 図7は、回転子の偏心に対する電動機巻線の自己インダクタンスの測定結果である。本試作機は二相巻であるから、回転子の回転角度が0度のときの自己インダクタンスが d 軸インダクタンスに、45度のときの自己インダクタンスが q 軸インダクタンスに等しい。図中の実線は実測値を偏心量の二次関数で近似した曲線である。この実測結果から、電動機巻線の d 軸, q 軸インダクタンス L_{dj}, L_{qj} は以下の式で近似できる。

$$L_{dj} = a_d(\alpha_j^2 + \beta_j^2) + c_d \dots\dots\dots (19)$$

$$L_{qj} = a_q(\alpha_j^2 + \beta_j^2) + c_q \dots\dots\dots (20)$$

ただし、 a_d, c_d, a_q, c_q はそれぞれ定数、 α_j, β_j はそれぞれユニット j における回転子の α 軸方向および β 軸方向の偏心量である。

これらの自己インダクタンスに蓄えられるエネルギーを偏心量で偏微分すると、不平衡吸引力が求まる。 α 軸方向及び β 軸方向に働く不平衡吸引力 $F_{2\alpha j}, F_{2\beta j}$ は次のようになる。

$$F_{2\alpha j} = \frac{\partial}{\partial \alpha_j} \left(\frac{1}{2} L_{dj} i_{dj}^2 + \frac{1}{2} L_{qj} i_{qj}^2 \right) \dots\dots\dots (21)$$

$$= (a_d i_{dj}^2 + a_q i_{qj}^2) \alpha_j \dots\dots\dots (22)$$

$$F_{2\beta j} = \frac{\partial}{\partial \beta_j} \left(\frac{1}{2} L_{dj} i_{dj}^2 + \frac{1}{2} L_{qj} i_{qj}^2 \right) \dots\dots\dots (23)$$

$$= (a_d i_{dj}^2 + a_q i_{qj}^2) \beta_j \dots\dots\dots (24)$$

自己インダクタンス L_{dj}, L_{qj} が偏心量の二次式 $ax^2 + c$ で近似できるため、不平衡吸引力は偏心量に比例する。図7から求めた不平衡吸引力の係数は $a_d = 3.58 \times 10^3 \text{ H/m}^2$, $a_q = 7.50 \times 10^2 \text{ H/m}^2$ となる。

<3・3> 半径方向位置制御系のブロック図 図8は5軸制御ベアリングレスリラクタン্সモータの1ユニットあたりの位置制御系のブロック線図である。入力位置制御巻

図8 半径方向に発生する力のブロック図
Fig. 8. Block diagram of radial forces

線電流，出力は固定座標からみた積層中心での回転子の変位である。回転子に働く半径方向力 $F_{\alpha j}$, $F_{\beta j}$ は，前述の位置制御電流による力 $F_{1\alpha j}$, $F_{1\beta j}$ と不平衡吸引力 $F_{2\alpha j}$, $F_{2\beta j}$ の和となる。

図8の点線枠内が(18)式の位置制御電流による力をブロック線図で表現した部分である。 $(M'_0 + M'_1)i_{dj}$ のブロックは図1(a)で述べた励磁分電流による力， $(M'_0 - M'_1)i_{qj}$ は図1(b)のトルク分電流により生じる力を示している。これより，以下の点が明らかである。

- 無負荷時 ($i_{qj} = 0$) には， α 軸方向， β 軸方向の力を $i_{\alpha j}$, $i_{\beta j}$ でそれぞれ独立に制御できるが，負荷時 ($i_{qj} \neq 0$) では両者に干渉が生じる。
- 位置制御電流による力は電動機電流 i_{dj} , i_{qj} の大きさによって変化する。

一方，図8の(2)不平衡吸引力が(22)式，(24)式を示すブロックである。図示の通り，不平衡吸引力は回転子の偏心量に比例した力であり，その比例定数は負のばね定数に相当し，系が不安定になる要因となる。電動機電流が大きいほど力の係数も大きくなり，軸位置のネガティブフィードバック制御系を構成した際に，等価的に制御器の比例ゲインが減少していくことが問題となる。

4. 電動機から位置制御への干渉とその補償

〈4・1〉位置制御電流による力の変動 本節では，〈3.3〉節で述べた電動機のトルク分電流の位置制御系に及ぼす影響を実験的に明らかにする。

リラクタンス機を超高速駆動する場合，単位電流あたりのトルクを最大にする ($i_d = i_q$) よりも，単位磁束あたりのトルクを最大にする運転方式の方が，効率の点で望ましい⁽¹⁰⁾。この場合， $\Psi_d = \Psi_q$ すなわち $L_d i_d = L_q i_q$ とする。ここで，最も単純な突極回転子をもつリラクタンス機では，通常 $L_d/L_q = 3$ 程度である。試作機では非飽和時に

$$L_d : L_q = 3.62[\text{mH}] : 1.08[\text{mH}] \quad \dots\dots\dots (25)$$

$$= 3.35 : 1 \quad \dots\dots\dots (26)$$

であるため，トルク分電流 i_q は最大で励磁分電流 i_d の3.35倍となる可能性がある。例えば励磁分電流 i_d が6Aで

(a) $i_{d1} = i_{d2} = 6 \text{ A}$, $i_{q1} = i_{q2} = 0 \text{ A}$

(b) $i_{d1} = i_{d2} = 6 \text{ A}$, $i_{q1} = -i_{q2} = 11 \text{ A}$

図9 トルク分電流によって発生する干渉

Fig. 9. Interaction caused by the torque current.

あれば，トルク分電流 i_q の最大値は20.1Aである。

図9に，試作機でユニット2の α 軸の力の指令値 $F_{\alpha 2}^*$ にステップ状の外乱を加えた時の，ユニット2の軸位置変化の実験結果を示す。図9(a)は無負荷時 ($i_{d1} = i_{d2} = 6\text{A}$)，(b)は負荷時 ($i_{d1} = i_{d2} = 6\text{A}$, $i_{q1} = -i_{q2} = 11\text{A}$)の結果である。ここでは，ジャイロ効果の影響がないよう，回転速度は零とした。無負荷時には各軸を独立に制御できているが，負荷時には図1(b)で示した力が存在することにより， α , β 軸の間で大きな干渉が発生していることがわかる。さらにトルク分電流を増加させると，干渉が大きくなり軸を安定に支持できなくなる。図9(b)の負荷条件での， α , β 軸間の干渉の大きさは，

$$(M'_0 + M'_1)i_{d1} : (M'_0 - M'_1)i_{q1} = 1 : 0.32 \quad \dots\dots\dots (27)$$

である。なお，試作機では $M'_0 = 1.81 \text{ H/m}$, $M'_1 = 1.35 \text{ H/m}$ である。

〈4・2〉非干渉補償器の提案 電動機の運転状態にかかわらず一定の位置制御特性を得るためには，電動機から位置制御への干渉を除去するための補償器が必要である。図10の点線枠内に本論文で提案する非干渉補償器の構成を示す。この補償器を制御器の直後に入れることにより，図8の $(M'_0 + M'_1)i_{dj}$ で示される力の変動を打ち消し，さらに $(M'_0 - M'_1)i_{qj}$ で示される干渉の力を打ち消し，位置制御電流による力の大きさと方向を電動機電流と独立に制御することが可能となる。

図 10 電動機と位置制御の非干渉補償器

Fig. 10. Construction of the proposed decoupling controller.

図 11 補償器を用いたときの外乱応答

Fig. 11. Step disturbance with the proposed decoupling controller.

図 11(a) は、本補償器を用いて図 9(b) と同じ負荷状態で実験を行った結果である。ただし、図 11(a) でも、系のループゲインは図 9(b) と等しく設定してある。図 9(b) と異なり負荷時でも α 軸と β 軸を独立に制御できており、非干渉補償器が有効に動作していることがわかる。

このように非干渉補償器が正常に動作していれば、位置制御電流による力は α, β 軸間の干渉もなく、一定値に保たれるはずである。しかし、図 11(a) よりもさらに負荷を増加させると、図 11(b) に示すように α 軸方向軸位置の変

図 12 不平衡吸引力補償器

Fig. 12. Compensator of a negative displacement-stiffness.

動の振幅が増大し、位置制御特性が電動機電流と完全に独立ではなくなる。

非干渉補償器を用いても、電動機電流と完全に非干渉に位置制御することができない原因として、磁気飽和による定数変動⁽¹¹⁾と不平衡吸引力の変動が考えられる。不平衡吸引力の大きさは、<3.2>で示したように電動機電流の関数となる。従ってトルク分電流が大きくなれば不平衡吸引力も大きくなる。

〈4・3〉 不平衡吸引力補償器の提案 不平衡吸引力は回転子の偏心量に比例した力であり、制御器の比例ゲインを打ち消すように偏心した方向に発生することは、<3.3>で述べたとおりである。この力が電動機電流によって変化することは、比例ゲインが変動することと等価である。例えば、図 9(a) の無負荷状態 ($i_{d1} = i_{d2} = 6 \text{ A}$) を基準とすると、図 11(a) の状態 ($i_{d1} = i_{d2} = 6 \text{ A}, i_{q1} = -i_{q2} = 11 \text{ A}$) では比例ゲインが 12% 減少、図 11(b) の状態 ($i_{d1} = i_{d2} = 6 \text{ A}, i_{q1} = -i_{q2} = 18 \text{ A}$) では比例ゲインが 32% 減少したと等価である。

このため図 11(b) に示した通り、前述の非干渉補償器を用いだけでは、電動機と非干渉に位置制御することができない。そこで、電動機電流によって半径方向に不平衡吸引力が発生することを考慮し、この力の変動を抑制するための補償器を追加する。図 12 に本論文で提案する半径方向軸位置制御系の全体構成を示す。既に図 8 で示したように、不平衡吸引力は軸の変位 α_j, β_j に比例して発生する力である。そこで、その力を打ち消すような半径方向力指令値を不平衡吸引力補償器で作成する。

図 13 に非干渉補償器と不平衡吸引力補償器をともに用いたときの、力の指令値に対する外乱応答を示す。実験時の負荷状態は図 11(b) と同じ $i_{d1} = i_{d2} = 6 \text{ A}, i_{q1} = -i_{q2} = 18 \text{ A}$ であり、系のループゲインと比例ゲインは図 11(b) と等しくなるように設定している。軸位置の変動の振幅は図 9(a) に示す無負荷時と同程度になっており、二つの補償器が有効に作用していることがわかる。ただし、ここでは磁気飽和による定数変動を考慮していないため、応答波形が多少振動的になるとともに、 β 軸にわずかに干渉している。

図 13 非干渉補償器と不平衡吸引力補償器を用いたときの外乱応答

($i_{d1} = i_{d2} = 6 \text{ A}$, $i_{q1} = -i_{q2} = 18 \text{ A}$)

Fig. 13. Step disturbance with a decoupling controller and a compensator of a negative displacement- stiffness.

不平衡吸引力は、トルク分電流だけでなく励磁分電流によっても大きく変動する。従って、非干渉補償器のみでは励磁分電流を変えると位置制御のゲインも変動する。図 14 に無負荷時の一巡伝達特性を示す。図 14(a) は不平衡吸引力の補償を行わない場合、図 14(b) は不平衡吸引力補償器を用いた場合のもので、いずれも非干渉補償器を用いている。非干渉補償器と共に不平衡吸引力補償器を用いることで、電動機の励磁分電流が変化しても位置制御のゲイン変動を補償できていることがわかる。

5. ま と め

ベアリングレスモータは電動機が発生する回転磁界を有効に利用して半径方向力を発生する。このため、トルク分電流によって回転磁界の方向や大きさが変動すると、発生する半径方向力の方向や大きさも変動する。本論文では、5 軸制御ベアリングレスモータの半径方向力の解析を行い、電動機から位置制御系への干渉として以下の二つが問題となることを明らかにした。

- 電動機巻線と位置制御巻線の相互インダクタンスを介して、半径方向の直交する二軸の間で半径方向力が干渉する
- 不平衡吸引力の増加によって、等価的に制御器の比例ゲインが減少する

そこで、これらの干渉を除去するために二種類の補償器を提案し、その補償器により負荷時にも安定に軸の磁気支持が可能であることを明らかにした。さらに試作機を用いてその有効性を確認した。

補償器を正常に動作させるためには、そのパラメータがモータ定数に一致していなければならない。パラメータが一致していない時の位置制御特性に関しては、モータ定数にあわせてパラメータを動的に変えるか、ロバスト性をもたせた制御系を構成するかについて、両者の得失を定量的に検討していく予定である。

(a) 非干渉補償器のみ使用

(b) 非干渉補償器と不平衡吸引力補償器を使用

図 14 一巡伝達特性

Fig. 14. Bode plot. (a) With a decoupling controller. (b) With both a decoupling controller and a compensator of negative displacement- stiffness.

本研究の一部は、平成 5, 6 年度文部省科学研究費（一般研究 B）の補助を得て行われたものである。

（平成 8 年 10 月 24 日受付）

文 献

- (1) 電気学会 磁気浮上応用技術調査専門委員会：「磁気浮上と磁気軸受」，コロナ社（1993）。
- (2) A. Chiba, K. Chida, T. Fukao, "Principles and Characteristics of a Reluctance Motor with Windings of Magnetic Bearing," *Proc. of Int'l Power Electronics Conf. (IPEC-Tokyo)*, pp. 919 - 926 (1990).
- (3) Y. Okada, S. Shimura, T. Ohishi, "Horizontal Experiments on a PM Synchronous Type and Induction Type Levitated Rotating Motor," *Proc. of 1995 Int'l Power Electronics Conf. (IPEC-Yokohama '95)*, Vol. 1, pp. 340 - 345 (1995).
- (4) R. Schöb, J. Bichsel, "Vector Control of the Bearingless Motor," *Proc. of the 4th Int'l Symposium on Magnetic Bearings*, pp. 327 - 332 (1994).
- (5) O. Ichikawa, C. Michioka, A. Chiba, T. Fukao, "A Decoupling Control Method of Radial Rotor Positions in Synchronous Reluctance Type Bearingless Motors," *Proc. of 1995 Int'l Power Electronics Conf. (IPEC-Yokohama '95)*, Vol. 1, pp. 346 - 351 (1995).
- (6) 松村 文夫, 小林 英彦, 秋山 勇治：「横軸形磁気軸受の基本方程式と制御系設計」，電学論 D, Vol. 101, No. 6, pp. 137 - 144 (昭 56-6)。
- (7) Akira Chiba, M. Azizur Rahman, Tadashi Fukao, "Radial

- Force in a Bearingless Reluctance Motor," *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 27, No. 2, pp. 786 - 790 (1991).
- (8) Akira Chiba, Desmond T. Power, M. Azizur Rahman, "Analysis of No-Load Characteristics of a Bearingless Induction Motor," *IEEE Trans. on Industry Appl.*, Vol. 31, No. 1, pp. 77 - 83 (1995).
 - (9) 千葉 明, 深尾 正: 「シンクロナス・リラクタンス形ベアリングレスモータのインダクタンスと半径方向力の解析」, 第5回電磁気関連のダイナミクスシンポジウム, 113, pp. 80 - 85 (1993).
 - (10) A. Chiba, T. Fukao, "A Closed-Loop Operation of Super High-Speed Reluctance Motor for Quick Torque Response," *IEEE Trans. on Industry Appl.*, Vol. 28, No. 3, pp. 600 - 606 (1992).
 - (11) C. Michioka, T. Sakamoto, O. Ichikawa, A. Chiba, T. Fukao, "A Decoupling Control Method of Reluctance Type Bearingless Motors Considering Magnetic Saturation," *Conf. Record of the 1995 IEEE IAS 30th Annual Meeting*, Vol. 3, pp. 405 - 411 (1995).

市 川 修 (学生員) 1969 年 12 月 31 日生。1993 年 3 月東京工業大学電気・電子工学科卒業。1995 年 3 月同大学修士課程修了。現在同大学博士課程在籍中。

道 岡 力 (正員) 1964 年 9 月 19 日生。1987 年 3 月東京工業大学電気・電子工学科卒業。1989 年 3 月同大学修士課程修了。同年新日本製鐵(株)入社。1994 年東京工業大学工学部助手, 現在に至る。

千 葉 明 (正員) 1960 年 5 月 23 日生。1983 年東京工業大学電子物理工学科卒業。1985 年同大修士課程, 1988 年博士課程修了。工学博士。同年東京理科大学理工学部電気工学科嘱託助手, 1992 年実験講師, 1993 年講師。この間 1990 年度 Canada の Memorial University of Newfoundland にてポスドク。主として超高速リラクタンス機, 超高速ベアリングレスモータの研究に従事。

深 尾 正 (正員) 1940 年 5 月 19 日生。1969 年 3 月東京工業大学大学院博士課程修了。同年 9 月同大学工学部助手, 1977 年 3 月同助教授, 1986 年同教授, 現在に至る。工学博士。半導体電力変換装置とその応用, 高速回転機に関する研究に従事。IEEE Fellow。