永久磁石型ベアリングレスモータの定数測定と 負荷時の半径方向位置制御特性

正員 大島 政英 (東京理科大学 諏訪短期大学)
 正員 宮澤 悟 (東京理科大学 諏訪短期大学)
 正員 千葉 明 (東京理科大学)
 正員 中村 福三 (東京理科大学)
 正員 深尾 正 (東京工業大学)

Parameter Measurements and Radial Position Control Characteristics of a Permanent Magnet-Type Bearingless Motor Under Loaded Conditions

Masahide Ooshima, Member, Satoru Miyazawa, Member (Science University of Tokyo Suwa College)
 Akira Chiba, Member, Fukuzo Nakamura, Member (Science University of Tokyo)
 Tadashi Fukao, Member (Tokyo Institute of Technology)

A stable position control method of a permanent magnet-type bearingless motor under loaded conditions has been already proposed by the authors. In the proposed control method, the permanent magnet MMF is replaced by the equivalent motor winding current. Information on both a magnitude and a direction of air gap flux is obtained by synthesizing the equivalent current and the q-axis current. A mutual interference between radial force components in two perpendicular axes, caused by an influence of amature reaction, is successfully decoupled.

In this paper, the definition of the equivalent current of permanent magnet is made clear. The equivalent current is dependent on the motor parameters. The influence of the error in the measured equivalent current to the rotor radial position control is discussed. The mutual interference of the radial forces, caused by the measurement error of the equivalent current, is confirmed by experiments. A required accuracy of the measured equivalent current is found. In addition, the influence of the error in the measured leakage reactance to the equivalent current is also presented.

キーワード：高速ドライブ，磁気軸受，永久磁石機，ベアリングレスモータ，半径方向力，電機子反作用

1. まえがき

工作機械，ターボ分子ポンプなどに磁気軸受付き電動機が用いられている^{(1)~(3)}。実用化が進む中，多くの産業応用では磁気軸受のより小型化，コストダウンが望まれている。

この要求を満たすために，ベアリングレスモータが研究開発されている。ベアリングレスモータは，電動機と磁気軸受を一体化することにより小型化，低コスト化できるだけでなく，モータの高速，高出力化が可能になる。その原理は多くの形式のモータに適用できる。既に誘導機型やシンクロナスリラクタンス型，永久磁石型では，負荷時の位

置制御法が提案され，回転軸の安定性が確認されている。誘導機型では，負荷が増加するにしたがい二次電流が増加するため，ベクトル制御により電動機巻線電流の振幅と位相を補償する方法が提案されている⁽⁴⁾。シンクロナスリラクタンス型では，負荷時にq軸電流により電機子反作用磁束が発生するため，半径方向力の干渉を除く補償器が提案されている⁽⁵⁾。さらに，構造面ではモータ効率や力率を高め，半径方向力を効率的に発生するために空隙長を小さくすることが提案されている。

誘導機型やシンクロナスリラクタンス型に比べて，永久磁石型は永久磁石を保護するため空隙長が大きくなる。したがって，空隙磁束分布に及ぼす電機子反作用の影響は小

図1 電機子巻線一相分の等価回路
Fig.1. Equivalent circuit of armature winding per phase.

図2 同期電動機のフェーザ線図
Fig.2. Phasor diagram of synchronous motor.

さいとして、q 軸磁束の位置制御への干渉を無視した例が報告されている^{(6)~(8)}。この場合、永久磁石の厚みが厚く、空隙長が大きい構造のベアリングレスモータであれば、回転軸を支持できる。

しかし、半径方向力を効率的に発生するには、空隙長と永久磁石の厚みを小さくすることが好ましい⁽⁹⁾。すると電機子反作用が生じやすく、空隙磁束の方向と大きさが発生トルクにより変動する。このような状況下でベアリングレスモータは、半径方向位置制御磁束を発生して空隙磁束密度を不平衡にし、半径方向力を発生する。したがって、空隙磁束の方向と大きさを正確に把握する必要がある^{(10)~(12)}。文献(10)では空隙磁束の変動が考慮されているが、具体的な制御系の構成法については明らかにされていないようである。また文献(11)、(12)では、磁束センサを用いて空隙磁束の方向と大きさを検出している。しかし、磁束センサを装備することで装置が複雑になりコストも増加する。

著者らは既に永久磁石型ベアリングレスモータの原理を明らかにして、固定子、回転子の構造や固定子巻線構造を示した⁽¹³⁾。また、永久磁石の界磁磁束およびq 軸磁束から合成磁束を演算して空隙磁束の方向と大きさを推定する半径方向位置制御法を提案している⁽¹⁴⁾。提案した制御系では、永久磁石の起磁力が電動機巻線電流起磁力によって

得られると仮定し、その巻線電流を永久磁石の等価電流とした。さらに等価電流と自己インダクタンスの積から永久磁石の界磁磁束を求めた。しかし、等価電流の明確な定義については未報告であり、その測定に必要な精度については明らかにしていない。測定に誤差が生じた場合、空隙磁束の方向と大きさに誤差が生じる。すると半径方向力の直交二軸の成分が互いに干渉し、干渉の割合によっては回転軸が支持できない恐れがある。

本論文では、初めに永久磁石の等価電流の定義を明らかにする。次に等価電流の設定値の誤差により生じる半径方向力の干渉の割合を理論的に算出する。さらに、半径方向力の干渉を許容範囲内にするために必要な等価電流の同定精度を明らかにする。この際、漏れリアクタンスの測定が重要であることを示し、その測定に必要な精度を明らかにする。試作機の等価電流を実測して半径方向力の干渉の割合を確認し、等価電流と漏れリアクタンスの測定に必要な精度を求める。

2. 永久磁石の等価電流の定義と測定法

本章では永久磁石の等価電流の定義を明らかにし、その測定法の一例を示す。

<2・1> 永久磁石の等価電流 まず、永久磁石型同期機を界磁巻線型に置き換えて考え、永久磁石起磁力が界磁巻線電流起磁力によって得られているとする。図1(a)は円筒型界磁巻線同期機の電機子巻線一相分の等価回路である。図中の R_a 、 X_m 、 X_l はそれぞれ電機子巻線抵抗、電機子反作用リアクタンス、漏れリアクタンスであり、 i_{a3} 、 $\dot{V}_{a3}$ はそれぞれフェーザで表記した電機子電流と電機子巻線の相電圧である。また I_f は直流界磁電流を電機子一相当りに換算した電流である。ここで電機子電流 i_{a3} の d 軸成分は I_f と同位相の場合を正とし、フェーザの基準とする。電機子電流 i_{a3} の d 軸成分を 0 とし、q 軸成分を I_{q3} とすると

$$\dot{i}_{a3} = jI_{q3} \quad \dots\dots\dots(1)$$

である。また、鉄損抵抗は X_m に対して十分大きく省略できるものとする。図1(a)は鳳・テブナンの定理より図1(b)のように変形できる。 X_s は同期リアクタンスであり、 $X_s = X_m + X_l$ である。またフェーザ $\dot{E}_1$ 、 $\dot{E}_0$ はそれぞれ一相分の内部起電力、無負荷誘導起電力であり、 $\dot{E}_0 = jX_m I_f$ と表せる。図1(b)より図2のように同期電動機のフェーザ線図が描ける。 $\dot{E}_0$ と $jX_m \dot{i}_{a3}$ のベクトル和が $\dot{E}_1$ である。 $\dot{E}_1$ と $\dot{E}_0$ の位相差を θ とする。 $\dot{E}_1$ を積分すると $\dot{E}_1$ から 90° 遅れた方向に空隙磁束 Ψ_g が得られる。 $\dot{i}_{a3}$ 、 $\dot{E}_1$ 、 $\dot{E}_0$ の振幅をそれぞれ I_{a3} 、 E_1 、 E_0 とすると

$$E_1 = \sqrt{E_0^2 + X_m^2 I_{a3}^2} \quad \dots\dots\dots(2)$$

図3 電機子巻線における永久磁石の等価電流
Fig.3. Equivalent current of permanent magnet in armature winding.
(a) Equivalent circuit. (b) Phasor diagram.

となり、また E_i の位相 $(90 + \theta)[\text{deg}]$ は

$$90 + \theta = \tan^{-1} \left(-\frac{E_0}{X_m I_{a3}} \right) \quad (3)$$

である。 $I_{a3} = I_{q3}$ であるから(2)、(3)式はそれぞれ

$$E_i = \sqrt{E_0^2 + X_m^2 I_{q3}^2} \quad (4)$$

$$90 + \theta = \tan^{-1} \left(-\frac{E_0}{X_m I_{q3}} \right) \quad (5)$$

と表せる。

次に回転子上の永久磁石を取り去り、 $E_0 = 0$ として永久磁石起磁力が電機子巻線電流起磁力によって得られていると仮定する。ここで永久磁石を取り去る前と空隙磁束 Ψ_g の方向と大きさが等しくなるようにするにはどのような電機子巻線電流を流せばよいか考えよう。このとき電機子巻線一相分の等価回路とフェーザ線図は図3(a)、(b)のように置き換えることができる。図中のフェーザ $\dot{I}_{e3}$ 、 $\dot{V}_{e3}$ はそれぞれ三相軸上での等価回路の電流、電圧である。 $\dot{I}_{e3}$ の q 軸成分は図2の $\dot{I}_{q3}$ の q 軸成分に等しく、 $\dot{I}_{e3}$ の d 軸成分を I_{p3} として、(6)式のように定義する。

$$\dot{I}_{e3} = I_{p3} + jI_{q3} \quad (6)$$

ここで I_{p3} が永久磁石起磁力に等しい起磁力を生じる電流成分であり、すなわち永久磁石の等価電流である。永久磁石を取り去る前と空隙磁束の大きさと方向が等しくなるような I_{p3} を求めればよい。そこで永久磁石を取り去る前後で、空隙磁束によって誘起される電圧 E_i の振幅と位相がそれぞれ等しい条件から I_{p3} を求める。すなわち、図3(a)の X_m で

の電圧降下 $jX_m \dot{I}_{e3}$ の振幅と位相は、図1に示した同期機の内部起電力 $\dot{E}_i$ の振幅と位相にそれぞれ等しいとする。図3(a)より $\dot{E}_i$ は X_m での電圧降下分に等しいから

$$\dot{E}_i = jX_m \dot{I}_{e3} \quad (7)$$

になる。(7)式右辺の $jX_m \dot{I}_{e3}$ は図3(b)より $jX_m I_{p3}$ と $X_m I_{q3}$ のベクトル和であるから、 $\dot{E}_i$ の振幅 E_i は次式で表される。

$$E_i = X_m \sqrt{I_{p3}^2 + I_{q3}^2} \quad (8)$$

また図3(b)より $\dot{E}_i$ の位相 $(90 + \theta)[\text{deg}]$ は

$$90 + \theta = \tan^{-1} \left(-\frac{X_m I_{p3}}{X_m I_{q3}} \right) = \tan^{-1} \left(-\frac{I_{p3}}{I_{q3}} \right) \quad (9)$$

と表される。(4)式と(8)式を等しいとおき、 I_{p3} について解くと

$$I_{p3} = \frac{E_0}{X_m} \quad (10)$$

になる。(5)、(9)式からも(10)式と同様の結果が得られる。以上のことから永久磁石の等価電流 I_{p3} は(10)式により表される。すなわち、 I_{p3} は E_0 と X_m で決まる電動機定数である。

<2・2> 永久磁石の等価電流の測定法 前節で述べ

たように、 I_{p3} は E_0 と X_m を実測して(10)式より得られる。なお、 X_m は以下の(11)、(12)式より求められる。図2より同期リアクタンス X_s はフェーザ $\dot{V}_{a3}$ の振幅を V_{a3} とすると

$$X_s = \frac{1}{I_{a3}} \sqrt{V_{a3}^2 - (E_0 + R_a I_{a3})^2} \quad (11)$$

また、 X_m は図1より

$$X_m = X_s - X_l \quad (12)$$

である。以下に I_{p3} を求める電動機定数測定法の一例を示す。

- 1) 回転子を機械的軸受で支持してベアリングレスモータを発電機として運転する。発電機に連結したモータを駆動して発電機の一相分の無負荷誘導起電力の振幅 E_0 を測定する。
- 2) 回転子を機械的軸受で支持してベアリングレスモータを電動機運転し、負荷量を変えてモータの電機子電流と相電圧の基本波振幅 I_{a3} 、 V_{a3} をそれぞれ測定する。この間 q 軸電流のみ与え d 軸電流は 0 とする。
- 3) 電機子巻線を単相直流励磁して電圧降下法により巻線抵抗 R_a を測定する。
- 4) 1)から3)の実測値を(11)式に代入して X_s を算出する。
- 5) ベアリングレスモータの回転子を抜き取り、電機子巻線を三相電源で励磁する。相電圧の実効値を V_{a1} 、線電流の実効値を I_{a1} とすると次式から X_l が得られる。

$$X_l = \sqrt{\left(\frac{V_{a1}}{I_{a1}} \right)^2 - R_a^2} \quad (13)$$

- 6) (12)式より X_m を求め、 E_0 と X_m を(10)式に代入して永久磁石の等価電流 I_{p3} を算出する。さらに二相軸上に換

図4 座標変換
Fig.4. Coordinate transformation.

算して換算後の永久磁石の等価電流を I_{p2} とすると I_{p2} は $I_{p2} = \sqrt{3/2} I_{p3}$ より得られる。

3. 制御システム

<3・1> 半径方向位置制御巻線電流の導出 三相軸上の等価電流 $\dot{I}_{e3}$ を二相軸上に換算すると、換算後の等価電流 $\dot{I}_{e2}$ は、二相軸上の d 軸、q 軸電流をそれぞれ I_{p2} 、 I_{q2} とし (14) 式のように表せる。

$$\dot{I}_{e2} = I_{p2} + jI_{q2} \quad \dots\dots\dots(14)$$

ここで $\dot{I}_{e2} = \sqrt{3/2} \dot{I}_{e3}$ 、 $I_{p2} = \sqrt{3/2} I_{p3}$ 、 $I_{q2} = \sqrt{3/2} I_{q3}$ である。(14) 式を変形して

$$\dot{I}_{e2} = \sqrt{I_{p2}^2 + I_{q2}^2} \left(\frac{I_{p2}}{\sqrt{I_{p2}^2 + I_{q2}^2}} + j \frac{I_{q2}}{\sqrt{I_{p2}^2 + I_{q2}^2}} \right) \quad \dots\dots\dots(15)$$

ここで

$$I_{e2} = \sqrt{I_{p2}^2 + I_{q2}^2} \quad \dots\dots\dots(16)$$

とおき、(9) 式より

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{I_{q2}}{I_{p2}} \right) \quad \dots\dots\dots(17)$$

であるから(15)式は

$$\dot{I}_{e2} = I_{e2} \cos \theta + jI_{e2} \sin \theta \quad \dots\dots\dots(18)$$

と表される。

固定座標系の直交二軸を a 軸、b 軸とし、時計回りを正転とすると座標軸は図 4 のように描くことができる。a 軸、b 軸方向に起磁力を発生する電動機巻線をそれぞれ N_a 、 N_b とし、回転子の回転角速度を ω とすると 4 極機の場合、巻線 N_a 、 N_b に流れる等価電流 i_{ae} 、 i_{be} は(19)、(20) 式のように表すことができる。

$$i_{ae} = I_{e2} \cos 2(\omega t + \theta/2) \quad \dots\dots\dots(19)$$

$$i_{be} = I_{e2} \sin 2(\omega t + \theta/2) \quad \dots\dots\dots(20)$$

永久磁石の界磁磁束と q 軸磁束の合成磁束は、(19)、(20) 式に示した電動機巻線 N_a 、 N_b に流れる等価電流 i_{ae} 、 i_{be} により発生する 4 極電動機の磁束で表される。すなわち合成磁束の大きさは電動機巻線の自己インダクタンスと I_{e2} の積で表され、その方向は電機子反作用の影響で永久磁石の界磁磁束の方向に対して回転子の回転方向へ角度 $\theta/2$

(機械角) だけ進んでいる。

固定子上から見た半径方向位置制御巻線を N_a 、 N_b とし、それぞれに流れる電流を i_a 、 i_b とする。また、電流 i_a 、 i_b が流れたときの起磁力の方向をそれぞれ α 軸、 β 軸とする。巻線 N_a 、 N_b 、 N_a 、 N_b の磁束鎖交数をそれぞれ Ψ_{ae} 、 Ψ_{be} 、 Ψ_a 、 Ψ_b 、回転子の α 、 β 軸方向の変位をそれぞれ α 、 β 、電動機巻線と半径方向位置制御巻線の自己インダクタンスをそれぞれ L_4 、 L_2 、両巻線間の相互インダクタンスの回転子変位に対する変化の割合を M' とすると、これらの関係は文献(13)より

$$\begin{bmatrix} \Psi_{ae} \\ \Psi_{be} \\ \Psi_a \\ \Psi_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_4 & 0 & -M'\alpha & M'\beta \\ 0 & L_4 & M'\beta & M'\alpha \\ -M'\alpha & M'\beta & L_2 & 0 \\ M'\beta & M'\alpha & 0 & L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ae} \\ i_{be} \\ i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(21)$$

になる。(21) 式右辺の 4×4 行列では電動機巻線、半径方向位置制御巻線の自己インダクタンスである対角要素は一定値である。 L_4 は図 1 で示した X_m と X_l を用いて $(3/2)(X_m + X_l)/2\omega$ に等しい。二相巻線であるので(1,2)、(2,1)、(3,4)、(4,3)要素は 0 となる。一方、電動機巻線と半径方向位置制御巻線間の相互インダクタンスは変位 α あるいは β に比例する。巻線に蓄えられるエネルギー W_m は

$$W_m = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} i_{ae} & i_{be} & i_a & i_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_4 & 0 & -M'\alpha & M'\beta \\ 0 & L_4 & M'\beta & M'\alpha \\ -M'\alpha & M'\beta & L_2 & 0 \\ M'\beta & M'\alpha & 0 & L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ae} \\ i_{be} \\ i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(22)$$

と表すことができる。また、半径方向力 F の α 軸、 β 軸成分をそれぞれ F_α 、 F_β とすると

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial W_m}{\partial \alpha} \\ \frac{\partial W_m}{\partial \beta} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(23)$$

になる。(19)、(20) 式を(22) 式に代入し、(23) 式を計算すると

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} = M' I_{e2} \begin{bmatrix} -\cos 2(\omega t + \theta/2) & \sin 2(\omega t + \theta/2) \\ \sin 2(\omega t + \theta/2) & \cos 2(\omega t + \theta/2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(24)$$

になる。すなわち(24) 式は負荷時の半径方向力 F_α 、 F_β と半径方向位置制御巻線電流 i_a 、 i_b の関係を示している。(24) 式を i_a 、 i_b について解くと

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} = \frac{1}{M' I_{e2}} \begin{bmatrix} -\cos 2(\omega t + \theta/2) & \sin 2(\omega t + \theta/2) \\ \sin 2(\omega t + \theta/2) & \cos 2(\omega t + \theta/2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(25)$$

になる。(16)、(17) 式から I_{e2} と θ が I_{q2} により決定され、(25) 式から I_{e2} と θ により半径方向位置制御巻線電流 i_a 、 i_b の振幅と位相を変化させれば、半径方向力が干渉することなく回転軸を支持してモータを駆動できる。次節で制御システムを示す。

図5 制御システム構成図

Fig.5. Control system configuration.

<3・2> 制御システムの構成 図5に制御システムの構成を示す。位置制御系ではギャップセンサにより回転子の二軸の半径方向の変位 α , β を検出し、回転子位置の指令値 α^* , β^* との誤差をPID制御器で増幅して半径方向力指令値 F_{α}^* , F_{β}^* を決定する。なお α^* , β^* はともに0, すなわち固定子の中心位置に設定してある。次に(25)式を参照して(26)式により, F_{α}^* , F_{β}^* を半径方向位置制御巻線電流指令値 i_{α}^* , i_{β}^* に変換する。

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{M' I_{c2}^*} \begin{bmatrix} -\cos 2(\omega t + \theta^*/2) & \sin 2(\omega t + \theta^*/2) \\ \sin 2(\omega t + \theta^*/2) & \cos 2(\omega t + \theta^*/2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{\alpha}^* \\ F_{\beta}^* \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (26)$$

ここで

$$I_{c2}^* = \sqrt{I_{p2}^{*2} + I_{q2}^{*2}} \quad \dots\dots\dots (27)$$

$$\theta^* = \tan^{-1}(I_{q2}^*/I_{p2}^*) \quad \dots\dots\dots (28)$$

であり, I_{q2}^* , I_{p2}^* はそれぞれ q 軸電流指令値, 永久磁石の等価電流設定値である。 I_{q2}^* はロータリーエンコーダにより検出した回転角速度 ω とその指令値 ω^* との誤差をPID制御器で増幅して得られる。また I_{p2}^* は<2・2>に示した方法で実測した永久磁石の等価電流値に設定する。(26)式右辺の係数 $1/M' I_{c2}^*$ に(27)式を代入して変形すると

$$\frac{1}{M' I_{c2}^*} = \frac{1}{M' I_{p2}^*} \cdot \frac{I_{p2}^*}{\sqrt{I_{p2}^{*2} + I_{q2}^{*2}}} \quad \dots\dots\dots (29)$$

になる。(29)式右辺第一項の $1/M' I_{p2}^*$ は一定値であり, 図5のPID制御器でゲイン調整する。そこで第二項目を

$$K_a^* = \frac{I_{p2}^*}{\sqrt{I_{p2}^{*2} + I_{q2}^{*2}}} \quad \dots\dots\dots (30)$$

とする。(30)式の K_a^* は永久磁石の界磁磁束と q 軸磁束の合成磁束に対する永久磁石の界磁磁束の比を表している。すなわち, 永久磁石の界磁磁束と q 軸磁束, またそれらの合成磁束はそれぞれ I_{p2} , I_{q2} , I_{c2} と電動機巻線の自己インダクタンスの積で表されるが, 円筒型同期機の場合, d 軸と q 軸のインダクタンスが等しいので(30)式で示したよう

に電流の演算のみでよい。 K_a^* は F_{α}^* , F_{β}^* にそれぞれ乗算され, (30)式より I_{q2}^* に応じて K_a^* が変動して, 位置制御系のループゲインを一定に保つことができる。一方, 位相指令値 θ^* は, I_{q2}^* と I_{p2}^* から $\tan^{-1}(I_{q2}^*/I_{p2}^*)$ を演算して得られる。ここで I_{q2}^*/I_{p2}^* は永久磁石の界磁磁束に対する q 軸磁束の比を表している。 K_a^* と同様に θ^* は電流の比から演算できる。このようにして i_{α}^* , i_{β}^* の振幅と位相を I_{q2}^* の大きさに応じて制御する。

4. 半径方向位置制御特性に及ぼす

等価電流の測定誤差

永久磁石の等価電流 I_{p2} の実測値は, 電動機定数の測定誤差により誤差が生じる恐れがある。 I_{p2} の実測値に誤差が含まれていると空隙磁束が正しく把握できないため半径方向力の直交二軸の成分が相互干渉する。本章では I_{p2} の誤差が半径方向力の干渉に及ぼす影響について明らかにする。

<4・1> 永久磁石の等価電流と半径方向力の干渉

本節では, 半径方向力の干渉の割合を理論的に求める。図5中の電流制御器では半径方向位置制御巻線電流が指令値に追従するように制御されるので, (26)式の i_{α}^* , i_{β}^* を(24)式の i_{α} , i_{β} に代入し, 3章で述べたように図5中のPID制御器のゲインは $1/M' I_{p2}$ に設定してあることを考慮して変形すると, (31)式が得られる。

$$\begin{bmatrix} F_{\alpha}^* \\ F_{\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{I_{p2}}{\sqrt{I_{p2}^2 + I_{q2}^2}} \frac{\sqrt{I_{p2}^{*2} + I_{q2}^{*2}}}{I_{p2}^*} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta^*) & -\sin(\theta - \theta^*) \\ \sin(\theta - \theta^*) & \cos(\theta - \theta^*) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{\alpha} \\ F_{\beta} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (31)$$

ベアリングレスモータが α 軸方向に一定の半径方向力 F_{α} を発生している場合を考えよう。q 軸電流 I_{q2} はその指令値 I_{q2}^* に追従するように制御されるので $I_{q2} = I_{q2}^*$ であり, α 軸方向にのみ半径方向力を発生していることから $F_{\beta} = 0$ である。(31)式に $I_{q2} = I_{q2}^*$, $F_{\beta} = 0$ を代入し変形すると(32), (33)式がそれぞれ得られる。

図6 q軸電流と半径方向力の指令値
Fig.6. q-axis current and radial force commands.

図7 永久磁石の等価電流設定値と半径方向力の指令値
Fig.7. Permanent magnet equivalent current commands and radial force commands.

$$\frac{F_{\alpha}^*}{F_{\alpha}} = \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{I_{q2}/I_{p2}}{I_{p2}^*/I_{p2}}\right)^2}}{\sqrt{1 + (I_{q2}/I_{p2})^2}} \cos \left\{ \tan^{-1} \left(\frac{I_{q2}}{I_{p2}} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{I_{q2}/I_{p2}}{I_{p2}^*/I_{p2}} \right) \right\} \quad \dots \dots \dots (32)$$

$$\frac{F_{\beta}^*}{F_{\alpha}} = \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{I_{q2}/I_{p2}}{I_{p2}^*/I_{p2}}\right)^2}}{\sqrt{1 + (I_{q2}/I_{p2})^2}} \sin \left\{ \tan^{-1} \left(\frac{I_{q2}}{I_{p2}} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{I_{q2}/I_{p2}}{I_{p2}^*/I_{p2}} \right) \right\} \quad \dots \dots \dots (33)$$

図6はq軸電流 I_{q2} と半径方向力の指令値の α 軸、 β 軸成分 F_{α}^* 、 F_{β}^* の関係である。縦軸は F_{α}^* 、 F_{β}^* を F_{α} で規格化した値であり、横軸は I_{q2} を I_{p2} で規格化した値で示した。永久磁石の等価電流設定値 I_{p2}^* をパラメータとして I_{p2}^* を真値に設定したとき以外に永久磁石の等価電流の実

測値に $\pm 30\%$ 誤差が生じたとして I_{p2}^* を設定した場合も示した。図6から次のことがわかる。

- 1) I_{p2}^* が真値に等しい場合($I_{p2}^*/I_{p2}=1$)は、q軸電流が変動しても F_{α}^*/F_{α} 、 F_{β}^*/F_{α} の理論値はそれぞれ1、0に等しい。すなわち半径方向力の指令値の α 軸成分と β 軸成分は互いに干渉しない。
- 2) I_{p2}^* が真値と異なる場合は $F_{\alpha}^*/F_{\alpha} \neq 1$ 、 $F_{\beta}^*/F_{\alpha} \neq 0$ になり、半径方向力の指令値は相互干渉する。 I_{q2} が増加するにしたがい干渉の割合が増加し、 I_{q2} が最大である定格トルク負荷時が最も顕著である。

次に I_{q2} が最大のときに着目し、真値 I_{p2} と設定値 I_{p2}^* の差が半径方向力の干渉に及ぼす影響を示す。図7は α 軸方向に一定の半径方向力を発生しているときの永久磁石の等価電流設定値と半径方向力の指令値の関係を示している。永久磁石等価電流の真値に対する定格トルク負荷時のq軸電流の比 I_{q2}/I_{p2} をパラメータとし、縦軸は半径方向力指令値の規格値 F_{α}^*/F_{α} 、 F_{β}^*/F_{α} であり、横軸は永久磁石等価電流の真値に対する設定値の比 I_{p2}^*/I_{p2} で示した。(32)式により F_{α}^*/F_{α} と I_{p2}^*/I_{p2} の関係が、また(33)式により F_{β}^*/F_{α} と I_{p2}^*/I_{p2} の関係がそれぞれ得られる。図7から次のことがわかる。

- 1) 永久磁石等価電流設定値 I_{p2}^* が真値 I_{p2} と異なる場合、 F_{α}^*/F_{α} 、 F_{β}^*/F_{α} の値はそれぞれ1、0から変動し、干渉が生じる。 F_{α}^*/F_{α} より F_{β}^*/F_{α} のほうが変動の幅が大きい。
- 2) 真値 I_{p2} と設定値 I_{p2}^* の差が大きく I_{q2}/I_{p2} が大きい程、干渉の割合が大きい。

半径方向力の干渉の割合が大きいと回転軸を支持できない恐れがある。したがって、永久磁石の等価電流の同定に必要な精度は半径方向力の干渉の割合がどの程度許容できるかに依存し、図7より明らかである。

<4・2> 漏れリアクタンスの測定誤差

2章で述べた永久磁石の等価電流を決定する電動機定数の測定の際、漏れリアクタンスはその他の電動機定数と比べて測定誤差が生じやすく、含まれる誤差の割合も大きいと思われる。そこで本節では漏れリアクタンスの測定で誤差が生じた場合に、永久磁石の等価電流算定値に生じる誤差を明らかにする。漏れリアクタンスに誤差が含まれ X_E が測定されたとし、このときの永久磁石の等価電流を I_{pE} とする。 I_{p2} に対する I_{pE} の比は(10)~(12)式より次式で与えられる。

$$\frac{I_{pE}}{I_{p2}} = \frac{\sqrt{V_{a3}^2 - (E_0 + R_a I_{a3})^2} - X_E I_{a3}}{\sqrt{V_{a3}^2 - (E_0 + R_a I_{a3})^2} - X_E I_{a3}} \quad \dots \dots \dots (34)$$

(34)式中の $\sqrt{V_{a3}^2 - (E_0 + R_a I_{a3})^2}$ は図2より

図8 永久磁石の等価電流と漏れリアクタンス
Fig.8. Equivalent current of permanent magnet and leakage reactance.

図9 永久磁石の等価電流と
電機子反作用リアクタンス
Fig.9. Equivalent current of permanent magnet and armature reaction reactance.

表1 試作機の諸元と定数測定結果

Table 1. Specification and measured parameters of prototype machine.

固定子外径	95mm	回転子外径	48mm
固定子内径	50mm	回転子軸長	50mm
永久磁石の厚み	1mm	空隙長	1mm
半径方向位置制御巻線の 自己インダクタンス L_2			0.64mH
電動機巻線と半径方向位置制御巻線間の 回転子変位に対する変化の割合 M'			0.36H/m
回転速度			1,500r/min
無負荷誘導起電力 E_0			13.3V
定格電流 (三相, 振幅)			6.4A
相電圧 (振幅, 定格電流時)			20.3V
電機子巻線抵抗 R_a (定格電流時)			0.79 Ω
漏れリアクタンス X_l (定格電流時)			0.53 Ω

$$\sqrt{V_{a3}^2 - (E_0 + R_a I_{a3})^2} = (X_m + X_l) I_{a3} \quad \dots\dots\dots (35)$$

と表される。(35)式を(34)式に代入して変形すると

$$\frac{I_{pE}}{I_{p2}} = \frac{1}{1 + \frac{X_l}{X_m} \left(1 - \frac{X_E}{X_l} \right)} \quad \dots\dots\dots (36)$$

になる。図8は X_l/X_m をパラメータとして永久磁石の等価電流と漏れリアクタンスの関係を示している。横軸は X_l に対する X_E の比で示した。漏れリアクタンスの誤差が増加するにしたがい永久磁石の等価電流の誤差は増加し、 X_l/X_m が大きいほど誤差も大きい。図7から得られる永久磁石の等価電流の許容誤差範囲に入るように漏れリアクタンスを

測定する必要があるが、その許容誤差範囲は図8より得られる。

5. 等価電流と半径方向力の干渉の実験的検討

本章では試作機の永久磁石の等価電流を実測し、その許容誤差範囲を明らかにする。試作機は縦型で、回転軸の下端は機械的なベアリングで固定されている。一方、上端は電磁力により二軸の半径方向の位置制御が可能である。さらに上端部分にはプーリーを介して半径方向に外力を加えることができる。表1に試作機の諸元と定数測定結果を、図9に I_{p2} と X_m の実測値をそれぞれ示す。 I_{p2} は I_{a3} によらずほぼ一定で 20A である。 $I_{p2}=20A$ として以下の実験を行う。

既に図6に示した q 軸電流と半径方向力の指令値との関係を実測した。 I_{p2}^* を実測値に設定した場合、 F_{α}^*/F_{α} , F_{β}^*/F_{α} の実測値はそれぞれ理論値 1, 0 にほぼ等しく、半径方向力は干渉しなかった。したがって、図9の I_{p2} の実測値は真値にほぼ等しい。また、 I_{p2}^* を実測値の 0.7 倍や 1.3 倍に設定すると図6に示したような干渉が生じた。

次に I_{p2}^* が真値と異なった場合に回転子の振れ回りにどの程度の影響が生じるかを実験的に検討する。すなわち、モータに定格トルク負荷 (定格 q 軸電流 $I_{q2}=7.8A$: $I_{q2}/I_{p2}=0.39$) をかけ、1,500r/min 一定回転させる。半径方向には α 軸正方向に、ちょうど半径方向位置制御巻線電流が定格値 4.5A (三相) になる外力 ($F_{\alpha}=-39.2N$ に相当) を加えておく。この状態で α 軸方向の半径方向力指令値に等価的に外力が零になるように電氣的なステップ信号を加え、 β 軸方向の変位、半径方向力指令値を測定する。図10(a)は $I_{p2}^*/I_{p2}=1$ に選んだ場合で、図7の P_1 点に対応し、干渉の割合 $F_{\beta}^*/F_{\alpha}=0$ である。図10(a)より明らかに外力が等価的に零になるようなステップ信号 F_{ad} が印加されると、 F_{α}^* の直流分が零になるように変化しているが、 β 及び F_{β}^* にはステップ入力の前後で変化は見られない。 β は空隙長 1mm に対して十分小さく、回転軸は電磁力により支持されている。 β は回転周波数に同期していて、回転子の振れ回りはその機械的なアンバランスによるものである。図10(b)は $I_{p2}^*/I_{p2}=0.55$ 、すなわち図7の P_2 点でのステップ入力に対する応答である。この点では図7より $F_{\beta}^*/F_{\alpha}=-0.28$ である。図10(b)の F_{β}^* はステップ信号入力前には F_{α} の絶対値 39.2N の 28% の 11.0N の直流分が現れており干渉が確認できる。ステップ信号が加えられ等価的に外力が零になると β , F_{β}^* とも大きく振動して、回転子の機械的なアンバランスによる周波数成分以外の振動周波数成分が見られる。振動はある期間持続的に発生していて回転軸の安定性に問題がある。図10(c), (d)は図7の P_3 点に対応する $I_{p2}^*/I_{p2}=0.77$ 、図10(e)は図7の P_4 点に対応する $I_{p2}^*/I_{p2}=1.42$ の場合で、 F_{β}^*/F_{α} はそれぞれ -0.1, 0.1 の場合の実験

結果である。図10(d)の F_{β}^* の拡大図から F_{β}^* には3.9Nの直流分が認められ、理論通り10%の干渉が生じてはいるが、図10(c), (e)とも β , F_{β}^* にはステップ信号印加の前後で振幅の大きな変化は見られない。以上の結果より試作機では $|F_{\beta}^*/F_{\alpha}| \leq 0.1$ であれば軸支持には問題ないと考えられる。したがって、図7より永久磁石の等価電流の許容範囲は $0.77 \leq I_{p2}^*/I_{p2} \leq 1.42$ になる。

次に図8より漏れリアクタンスの許容測定誤差範囲を求める。試作機は $X_l/X_m=0.65$ で、永久磁石の等価電流の許容誤差範囲は $0.77 \leq I_{p2}^*/I_{p2} \leq 1.42$ であるから $0.54 \leq X_l/X_m \leq 1.46$ になり、漏れリアクタンスの測定誤差が46%以内であれば許容できる。即ち、漏れリアクタンスについては精度の高い測定は要求されない。

6. あとがき

永久磁石型ベアリングレスモータでは、誘導機型やシンクロナスリラクタンス型と比べて空隙長が大きい、半径方向位置制御巻線単位電流当たりの半径方向力を大きくするために永久磁石の厚みと空隙長を小さくする。その結果、電機子反作用が生じやすい。そこで著者らは既に永久磁石の界磁磁束とq軸磁束から空隙磁束の大きさと方向を推定する半径方向位置制御システムを提案したが、本論文では半径方向位置制御に用いられる定数の定義とその測定誤差

が半径方向力の干渉に及ぼす影響を明らかにした。即ち、

- 1)半径方向位置制御巻線電流の振幅と位相を決定する重要な定数である永久磁石の等価電流 I_{p2} を電動機定数を用いて定義した。
- 2) I_{p2} の設定値の誤差によって生じる半径方向力の干渉の割合を理論的に算出した。誤差が増加するにしたがい半径方向力の干渉の割合は単調に増加し、q軸電流が大きいほど干渉の割合も大きい。この結果から干渉の割合を許容範囲内にするために必要な I_{p2} の同定精度を明らかにした。試作機を用いて半径方向力の干渉の割合を実測し、 I_{p2} の同定に必要な精度を求めた。
- 3) I_{p2} を決定する電動機定数の中、漏れリアクタンスの測定に誤差が含まれているときの I_{p2} の算定値の誤差を求めた。さらに漏れリアクタンスの測定に必要な精度を明らかにした。試作機の許容誤差は46%で高精度の測定は要求されなかった。

(a) $I_{p2}^*/I_{p2}=1$ 20msec

(b) $I_{p2}^*/I_{p2}=0.55$ 20msec

(c) $I_{p2}^*/I_{p2}=0.77$ 20msec

(d) $I_{p2}^*/I_{p2}=0.77$ 20msec
(F_{β}^* 拡大)

(e) $I_{p2}^*/I_{p2}=1.42$ 20msec

図10 ステップ応答(1,500r/min, $I_{q2}=7.8A$)

Fig.10. Step responses.

(a) $I_{p2}^*/I_{p2}=1$ (b) $I_{p2}^*/I_{p2}=0.55$ (c) $I_{p2}^*/I_{p2}=0.77$ (d) $I_{p2}^*/I_{p2}=0.77$ (enlarged F_{β}^*) (e) $I_{p2}^*/I_{p2}=1.42$

(平成 11 年 09 月 27 日受付, 平成 12 年 04 月 10 日再受付)

文献

- (1)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」, コロナ社, 1993
- (2) M. Ota and S. Andoh: "Super High Speed Motors with Magnetic Bearing for Machine Tool Spindle", Proc. of IPEC-Yokohama, pp.1350-1355, 1995.
- (3)山本雅之:「超高速ドライブ技術のターボ分子ポンプ, 工作機械用スピンドルへの応用例」, 平 10 電気学会全大, シンポジウム S.21-6
- (4)吉田和久・千葉明・深尾正:「誘導機形ベアリングレスモータのギャップ磁束の挙動と半径方向位置の安定性」, 電気学会回転機研究会資料 RM-98-17, pp.31-36, 1998-5
- (5)市川修・道岡力・千葉明・深尾正:「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」, 電学論D, vol.117, No.9, pp.1123-1131, 1997
- (6)Y. Okada, S. Shimura, T. Ohishi: "Horizontal Experiments on a PM Synchronous Type and Induction Type Levitated Rotating Motor", Proc. of IPEC-Yokohama, pp.340-345, 1995.
- (7)松田健一・岡田養二「連続流人工心臓用ラジアル浮上モータ」, 第9回「電磁力関連ダイナミクス」シンポジウム講演論文集, pp.249-252, 1997
- (8)S.Silber, W. Amrhein: "BEARINGLESS SINGLE-PHASE MOTOR WITH CONCENTRATED FULL PITCH WINDINGS IN EXTERIOR ROTOR DESIGN", Proc. of Sixth International Symposium on Magnetic Bearings, pp.476-485, 1998
- (9)大島政英・宮澤悟・泥堂多積・千葉明・中村福三・深尾正:「永久磁石型ベアリングレスモータの解析と基礎特性」, 電学論D, vol.115, No.9, pp.1131-1139, 1995
- (10)宮本重信・岡田養二・大石哲男「IPM磁気浮上モータの特性」, 第8回「電磁力関連ダイナミクス」シンポジウム講演論文集, pp.489-494, 1996
- (11)J.Bichsel: "The Bearingless Electrical Machine", NASA-CP-3152-PT-2, pp.561-573, 1992
- (12)R. Schob, N. Barletta: "Principle and Application of a Bearingless Slice Motor", Proc. of Fifth International Symposium on Magnetic Bearings, pp.313-318, 1996.
- (13)大島政英・宮澤悟・泥堂多積・千葉明・中村福三・深尾正:「永久磁石型ベアリングレスモータの基礎特性」, 電気学会リニアドライブ研究会資料, LD-94-17, pp.57-66, 1994-2
- (14)大島政英・宮澤悟・千葉明・中村福三・深尾正:「永久磁石型ベアリングレスモータの負荷時の位置制御法」, 電気学会半導体電力変換・産業電力電気応用合同研究会資料, SPC-96-102/IEA-96-23, pp.51-60, 1996-9

大島 政英

(正員) 1965 年 5 月 18 日生まれ。1991 年 3 月東京理科大学理工学研究科電気工学専攻修士課程修了。同年 4 月, 東京理科大学諏訪短期大学助手, 現在に至る。永久磁石機ドライブ, ベアリングレスモータに関する研究に従事。IEEE 会員。

宮澤 悟

(正員) 1945 年 11 月 3 日生まれ。1968 年 3 月東京理科大学工学部電気工学科卒業。同年 4 月東京理科大学理工学部電気工学科助手。1990 年 4 月東京理科大学諏訪短期大学講師, 現在同校教授。工学博士。主としてパワーエレクトロニクスの研究に従事。電気学会, IEEE, パワーエレクトロニクス研究会会員。

千葉 明

(正員) 1960 年 5 月 23 日世田谷生まれ。1983 年東京工業大学電子物理工学科卒業。同大修士課程, 博士課程卒業。工学博士。1988 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 年講師を経て 1997 年同学科助教授。この間 1990-91 年カナダ国メモリアル大学にてポスドク。1994 年論文発表賞, 1998 年電気学術振興賞論文賞を受賞。リラクタンスドライブ, ベアリングレスモータの研究に従事。IEEE Senior Member。

中村 福三

(正員) 1929 年生まれ。1952 年日本大学工学部電気工学科卒業。同年東京大学助手, 1971 年東京理科大学助教授, 1975 年同教授, 1996 年同大学嘱託教授。工学博士。主として直流送電, パワーエレクトロニクスに関する研究に従事。

深尾 正

(正員) 1940 年 5 月 19 日生まれ。1969 年 3 月東京工業大学大学院博士課程修了。同年 9 月同大学助手, 1977 年 3 月同大学助教授, 1986 年 6 月同大学教授, 現在に至る。工学博士。電力変換装置とその応用, 高速回転機・ベアリングレスモータとその制御に関する研究に従事。IEEE FELLOW。