2 軸制御ベアリングレスモータに関する軸方向振動の抑制方法の提案

Axial Vibration Suppression in Two-Axis Actively Regulated Bearingless Motor

三好 将仁^{*1}, 杉元 紘也^{*1}, 千葉 明^{*1}(会員)

Masahito Miyoshi, Hiroya Sugimoto, Akira Chiba (Mem.)

Bearingless motors are required in semiconductor manufacturing, space applications, and medical devices as centrifugal pumps, reaction wheels and artificial hearts, respectively. Two-axis actively regulated bearingless motors have the advantages of low cost and small size compared with five-axis ones. The axial vibration is a serious problem in two-axis actively controlled bearingless motors because the axial direction is passively stabilized. In this paper, one of the factors of the axial vibration with open-loop speed regulation is found. A block diagram of axial movement and d-axis current with interference is shown. In the experiments, the axial vibration suppression is realized. Therefore the stable magnetic suspension is successfully achieved at 1200 r/min.

Keywords: bearingless motor, vibration suppression, d-axis current, magnetic bearing, two-axis active regulation.

1 はじめに

ベアリングレスモータは、磁気軸受と電動機を磁氣的に一体化し、非接触で回転軸を支持しながらトルクを発生させることができる。そのため、機械的接触による粉塵が発生しない、メンテナンスフリーで長寿命であるという利点がある。したがって半導体製造装置や宇宙空間、医療機器への応用が期待されている[1-7]。

ベアリングレスモータは能動的に制御する軸数により1～5軸制御に分類される。半径方向 x, y の2軸のみを能動的に制御する2軸制御ベアリングレスモータ[5-7]は、5軸制御に比べて外乱に対する安定性は劣るが、必要な変位センサやインバータの数が少ない。そのため低コスト化が可能であり、実用化が進んでいる。

2軸制御ベアリングレスモータは、半径方向 x, y 軸方向を制御するために、通常2本のセンサを用いて変位を検出し、その情報をフィードバックすることで目標値に追従させている。能動的な制御を行っていない z 、 θ_x 、 θ_y 方向は、永久磁石の磁気吸引力を利用し受動的に安定する構造となっている。したがって受動安定方向に外乱が加えられたとき、最悪の場合受動安定方向の固有振動数で共振し、タッチダウンする恐れがある。

2軸制御ベアリングレスモータの問題点は、電動機部が軸方向や傾き方向に干渉する点である。文献[8]では、電動機部と磁気軸受部が2段構造となる2軸制御

の磁気軸受モータが提案され、電動機部の傾き方向への干渉について検討されている。電動機部と回転子永久磁石による磁気吸引力によって磁気軸受部を中心とする傾き方向のモーメントが発生し不安定となる可能性がある。回転子積厚に対する直径を大きくし、傾き剛性を十分高く設計することでこの問題を解決している。

文献[9]は、1軸制御ベアリングレスモータであり、電動機 d 軸電流によって、回転子の軸方向の位置を能動的に制御している。文献[9]で提案されている原理は、2軸制御の軸方向の振動低減にも適用可能である。

本論文では、回転速度が上昇した場合に、回転子の軸方向振動が発生する現象とその原理を明らかにする。開ループ速度制御時において回転子の軸方向の変位と電流制御系が相互に干渉することを明らかにしブロック線図で示す。軸方向振動の抑制方法を提案し、その手法の効果を、MATLAB[®]によるシミュレーションと試作機による実験の両方で確認する。

2 d 軸電流と軸方向の振動の関係2.1 d 軸電流の軸方向の変位への干渉

Fig. 1 に2軸制御ベアリングレスモータの軸方向の受動安定原理を示す。固定子に対して回転子が z 軸負方向に変位した場合、回転子永久磁石と固定子鉄心のエッジに発生するフリンジング磁束により、 z 軸正方向に復元力 F_z が発生する。また、回転子の自重と復元力が釣り合う位置で安定に静止するので、回転子は

連絡先：三好 将仁, 〒152-8550 東京都目黒区大岡山 2-12-1, 東京工業大学大学院理工学研究科,
e-mail: miyoshi.m@belm.ee.titech.ac.jp

^{*1} 東京工業大学

固定子に対して沈み込む。一般に復元力 F_z は(1)の式で表される。 k_z は軸方向の剛性, z は軸方向の変位である。

$$F_z = -k_z z \quad (1)$$

Fig. 2(a), (b)に, 電動機巻線に d 軸電流 i_d を流した場合の xz 断面図を示す。固定子には, 回転子極数と同一極数の電動機巻線が施されている。Fig. 2(a)のように電動機巻線に正の d 軸電流を流したとき, 永久磁石の磁束を強める方向に磁束が発生する。したがって, 軸方向の剛性や復元力は増加し, 回転子の沈み込み量が減少する。一方, Fig. 2(b)のように電動機巻線に負の d 軸電流を流したとき, 弱め界磁によって軸方向の剛性や復元力は減少し, 回転子の沈み込み量は増加する。軸方向の剛性の変化量が d 軸電流に比例すると仮定すると, d 軸電流を考慮した場合の軸方向の剛性は(2)式で表される。ここで, k_{z0} は d 軸電流が流れていないときの軸方向の剛性, k_{zi} は d 軸電流に対する軸方向の剛性の変化率である。

$$k_z = k_{z0}(1 + k_{zi}i_d) \quad (2)$$

(2)式を(1)式に代入すると, d 軸電流を考慮した場合の復元力は(3)式で表される。

$$F_z = -k_{z0}(1 + k_{zi}i_d)z \quad (3)$$

2.2 対向面積の変化の影響

回転子が軸方向に変位すると, 固定子と回転子の対向面積が変化する。Fig. 3 に, 回転子が固定子に対して z だけ変位した場合の xz 断面図を示す。回転子と固定子の積厚を l とする。 z だけ変位した場合の回転子と固定子の対向面積は, 変位していない場合に比べて $(1-|z|/l)$ 倍となる。発生するトルク T は, q 軸電流 i_q と対向面積に比例すると仮定すると(4)式で表される。ここで, k_T は q 軸電流に対するトルク係数, p は極対数, L_d と L_q はそれぞれ d 軸と q 軸のインダクタンスである。

$$T = \left(1 - \frac{|z|}{l}\right) (k_T i_q + p(L_d - L_q) i_d i_q) \quad (4)$$

またトルクと同様に, 対向面積の変化は速度起電力にも影響を与える。 q 軸上に発生する速度起電力 e は, 回転速度と対向面積に比例すると仮定すると(5)式で表される。ここで, k_w は速度起電力係数, $\dot{\theta}$ は z 軸周りの角速度である。

$$e = k_w \left(1 - \frac{|z|}{l}\right) \dot{\theta} \quad (5)$$

回転子が上下することによっても, d 軸上の電動機巻線を通る鎖交磁束が時間的に変化する。その結果

Fig. 1 Principle of passive stabilization in the axial direction.

Fig. 2 The rotor is displaced by the d -axis current.

Fig. 3 The rotor shifts downward and the area is decreased.

Fig. 4 dq -axis is based on actual rotor coordinate system, and $\gamma\delta$ -axis is based on command imaginary coordinate system.

d 軸上に起電力が発生するが, その電圧は非常に小さいので無視する。

2.3 回転子の実際の角度と指令角度の差の影響

本試作機はコンシクエントポール型ベアリングレスモータであり, 浮上制御に回転子角度情報は必要ないという特長がある[3]。したがって本試作機は回転角度を検出せず, 開ループ速度制御を用いる。開ループ速度制御の場合, CPU 内で指令角度を常にカウントアップし生成する。指令する回転角度 θ^* を基準とする回転座標を $\gamma\delta$ 座標, 回転子の実際の回転角度 θ を基準とする座標を dq 座標と定義する。Fig. 4 にその関係を示す。また指令する回転角度と実際の回転角度には差 $\Delta\theta$ があり, (6)式で表される。

$$\Delta\theta = \theta - \theta^* \quad (6)$$

開ループ速度制御の場合, q 軸上に発生する速度起電力を補償するため, δ 軸上に電圧 e_δ を印加する。 e_δ の値は, (5)式で表されるように角速度と軸方向変位情報を含む速度起電力と等しいことが望ましい。しかし, 2軸制御型では軸方向の変位を検出しないので, e_δ は角速度のみを考慮して(7)式で表される。

$$e_\delta = k_w \dot{\theta} \quad (7)$$

このとき角度誤差 $\Delta\theta$ のため、意図しない d 軸上に補償される電圧 e_d が発生する。 d 軸上に補償される電圧 e_d と q 軸上に補償される電圧 e_q は(8)式で表される。

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & \sin \Delta\theta \\ -\sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ e_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\delta \sin \Delta\theta \\ e_\delta \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \quad (8)$$

また指令角度を用いた $\gamma\delta$ 座標系の一定の電流指令値を i_γ^*, i_δ^* とすると, dq 座標系の電流指令値 i_d^*, i_q^* は(9)式で表される。

$$\begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & \sin \Delta\theta \\ -\sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma^* \\ i_\delta^* \end{bmatrix} \quad (9)$$

2.4 開ループ速度制御のブロック線図

Fig. 5 に、軸方向の運動、電流制御系、回転運動、速度起電力とその補償のブロック線図を示す。軸方向の運動と電流制御系は本来独立であるが、実際は d 軸電流 i_d が軸方向の運動に干渉する。また θ_m, θ_e はそれぞれ回転子の機械角、電気角である。 dq 軸上の電圧方程式は(10)式で表される。 v_d^*, v_q^* はそれぞれ電流の偏差に PI 制御を通して生成する電圧 v_d, v_q に、速度起電力補償の電圧 e_d, e_q を加算した電圧である。

$$\begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \frac{d}{dt} L_d & -\dot{\theta}_e L_q \\ \dot{\theta}_e L_d & R + \frac{d}{dt} L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + k_w \left(1 - \frac{|z|}{l} \right) \dot{\theta} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

図中の d_z は軸方向の速度に比例するダンピング力の係数である。また、磁気的な摩擦トルクや、負荷の急変による乱調を抑える働きをする制動力を考慮すると、回転の運動方程式は(11)式となる。ここで、磁気的な摩擦トルクは粘性摩擦トルクとクーロン摩擦トルクで表される。粘性摩擦トルクは、速度の比例係数であり、損失が速度の二乗に比例する渦電流損などに起因する。クーロン摩擦トルクは、速度に依らない定数であり、損失が速度に比例するヒステリシス損などが要因である[10]。クーロン摩擦トルクは、回転速度 0 r/min 付近で非線形である。クーロン摩擦トルクは、回転方向が正方向から負方向に変化すると符号が反転し、静止状態では 0 である。 a は粘性摩擦トルク係数、 b はクーロン摩擦トルク係数、 d_θ は制動トルク係数、 J は z 軸回りの慣性モーメントである。

$$J\ddot{\theta} = \left(1 - \frac{|z|}{l} \right) (k_T i_q + p(L_d - L_q) i_d i_q) - (a\dot{\theta} + b \operatorname{sgn}(\dot{\theta}) + d_\theta \Delta\dot{\theta}) \quad (11)$$

Fig. 5 より、 $\Delta\theta$ が脈動すると、 e_d と e_q が脈動する。 e_d が脈動すると、 d 軸電流 i_d を脈動させ結果的に軸方向の振動を引き起こす。軸方向の振動は、速度起電力やトルクの脈動を引き起こす。また e_q の脈動も、 q 軸電流 i_q

Fig. 5 Block diagrams of the z-axis direction and the open-loop drive regulation system with interference (before improvement).

Fig. 6 Block diagrams of the z-axis direction and the open-loop drive regulation system without interference (after improvement).

やトルク T の脈動を引き起こす。したがって、さらなる $\Delta\theta$ の脈動が発生する。

回転速度が低く、速度起電力や速度起電力補償の干渉が小さい場合には、軸方向のダンピング力や制動力により、外乱により振動が発生したとしても、その振動は収束し安定となる。しかし、回転速度が上昇すると、速度起電力や速度起電力補償の干渉がしだいに大きくなる。したがって軸方向の変位 z と角度誤差 $\Delta\theta$ が互いに干渉しながら、軸方向の固有振動数と等しい周波数で発散し、タッチダウンする恐れがある。回転子の質量を m とすると、軸方向の固有振動数 f_n は(12)式で表される。

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_{z0}}{m}} \quad (12)$$

試作機の k_{z0} 及び m は、それぞれ 13100 N/mm 及び 2.64 kg であるため、固有振動数は 11.2 Hz である。

2.5 軸方向振動の抑制方法の提案

z と $\Delta\theta$ の干渉や発散を抑制するためには、回転角度を検出し、 q 軸上に速度起電力補償をすることが有効である。Fig. 6 に、回転子の回転角度を検出し、 q 軸上に速度起電力補償する場合のブロック線図を示す。 d q 軸上に補償される電圧 e_d, e_q は(13)式となる。

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ k_w \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (13)$$

(13)式より e_d と e_q は一定値となるので、 d 軸電流の脈動や軸方向の振動が発散することは解消される。このとき、回転角度を検出しているので閉ループ速度制御を行うのが一般的である。しかし、改善前との比較をして速度起電力補償における角度誤差の脈動が主要因であることを特定するため、改善後も開ループ速度制

御でシミュレーション及び実験を行う。したがって、改善後は(9)式と(13)式が成立する。

3 MATLAB®によるシミュレーション

MATLAB/Simulink®を用いて Fig. 5 と Fig. 6 の2パターンにおいて、回転子を 1200 r/min まで加速させたときの z 軸方向の変位のシミュレーションを行った。Table 1 にシミュレーションで使用するパラメータを示す。

Fig. 7(a)に、開ループ速度制御である Fig. 5 のブロック線図を用いた場合の回転速度 N_m 、 d 軸電流 i_d 、角度誤差 $\Delta\theta$ 、軸方向の変位 z の波形を示す。 $\Delta\theta$ が i_d に干渉し、さらに i_d が z に干渉し、それぞれが振動している。軸方向の振動は次第に大きくなり、発散に向かっていく。振動の周波数は 11.4 Hz である。(12)式の軸方向の固有振動数とほぼ一致しており、共振が発生している。したがって安定な浮上回転は困難である。

Fig. 7(b)に、回転子の回転角度を検出し、 q 軸上に速

Table 1 Parameters of the test machine.

Parameter		Value	Unit
Rotor mass	m	2.64	kg
Axial damping coefficient	d_z	1.05	N/(m/s)
Axial stiffness	k_{z0}	13100	N/m
Axial stiffness - i_d factor	k_{zi}	0.0478	1/A
Resistance	R	0.833	Ω
d -axis inductance	L_d	0.0088	H
q -axis inductance	L_q	0.0092	H
Rotor length	l	0.01	m
Torque - i_q factor	k_T	0.515	Nm/A
Viscous friction torque coefficient	a	0.000425	Nm/(rad/s)
Coulombic friction torque coefficient	b	0.0252	Nm
Damping torque coefficient	d_θ	0.00122	Nm/(rad/s)
Axial natural frequency	f_n	11.2	Hz
Inertia moment around z axis	J	0.00761	kg · m ²
Number of pole pairs	p	20	
Back EMF-rotational speed factor	k_w	0.424	V/(rad/s)
γ -axis current command value	i_γ^*	0	A
δ -axis current command value	i_δ^*	1	A
Current controller P gain	k_{CP}	12	
Current controller I gain	k_{CI}	0.03(100×10 ⁻⁶)

Fig. 7 Simulation waveforms of N_m , i_d , $\Delta\theta$ and z up to 1200 r/min (a) with interference (b) without interference.

度起電力補償をする Fig. 6 のブロック線図を用いた場合の回転速度, d 軸電流, 角度誤差, 軸方向の変位の波形を示す。 $\Delta\theta$ の脈動が低減され, d 軸電流や軸方向の変位の振動も低減されている。加速終了時である 5 秒後には一時的に乱調が発生しているが, $\Delta\theta$ は収束している。

したがって, 2 軸制御ベアリングレスモータを開ループ速度制御で回転させたとき, 速度起電力補償における角度誤差の脈動が主要因となり軸方向に振動する場合があることをシミュレーションにより確認することができた。

4 試作機による実験

4.1 d 軸電流に対する軸方向の剛性の変化率 k_{zi} の同定

Fig. 8 に, 2 軸制御ベアリングレスモータの試作機とコントローラの外観を示す。固定子および回転子の鉄心にはケイ素鋼板が用いられており, 永久磁石にはネオジム磁石が使用されている。固定子ヨーク部には支持巻線が巻きつけられ, 固定子歯部には電動機巻線が巻きつけられている。固定子の下には半径方向の変位センサが 2 つあり, 回転子にはセンサターゲットが取り付けられている。

電動機 d 軸電流に対する軸方向の剛性の変化率を実験的に測定するため, 回転子を静止浮上させつつ, d 軸電流を変化させる試験を行った。軸方向の変位は, 回転子付近の上部に変位センサを一時的に設置し検出した。

Fig. 9 に, d 軸電流と軸方向の変位の関係を示す。 d 軸電流が増加するほど, 軸方向の沈み込み量は減少する。このとき軸方向の変位 z は(14)式で表される。ここで, m は回転子の質量, g は重力加速度, k_z は軸方向の剛性であり, d 軸電流の関数である。

$$z = -\frac{mg}{k_z} \quad (14)$$

Fig. 9 の実験結果を用いて, d 軸電流の値が変化したときの軸方向の剛性を求めることができる。(14)式を変形し, 軸方向の剛性は(15)式で表される。

$$k_z = -\frac{mg}{z} \quad (15)$$

Fig. 10 に, d 軸電流と軸方向の剛性の関係を示す。この推移を線形近似することで, 軸方向の剛性を(2)式で表すことができる。線形近似の結果から, d 軸電流に対する軸方向の剛性の変化率 k_{zi} は 0.0478 (1/A)であるこ

Fig. 8 Two-axis actively control bearingless motor.

Fig. 9 Axial displacement is affected by the d-axis current.

Fig. 10 Axial Stiffness is affected by the d-axis current.

Fig. 11 Motor control is switched off and rotor reduces speed.

とが明らかになった。MATLAB[®]によるシミュレーションではこの値を用いて計算している。

4.2 磁気的な摩擦トルク係数 a, b の同定

永久磁石をもつ回転子が回転することにより磁気的な摩擦トルクが発生する。したがって回転中に電動機制御を切ると, 回転子は徐々に減速する。回転速度を ω (rad/s)とすると, 減速時の ω に関する微分方程式は(16)式で表される。

$$J \frac{d\omega}{dt} = -a\omega - b \operatorname{sgn}(\omega) \quad (16)$$

$t=t_1$ のときに電動機制御を切るとき, (16)式を解くこ

Fig. 12 (a) and (b) show experimental waveforms of N_m , i_d , $\Delta\theta$ and z up to 1200 r/min with and without interference. (c) and (d) show the enlarged waveforms from 12 s to 14 s of (a) and (b), respectively.

とで、回転子の回転速度 N_m (r/min)は(17)式と表される。

$$N_m = \frac{60}{2\pi} \left(\left(\omega|_{t=t_1} + \frac{b}{a} \right) e^{-\frac{a}{J}(t-t_1)} - \frac{b \operatorname{sgn}(\omega)}{a} \right) \quad (17)$$

Fig. 11 に、回転子を 1000 r/min で回転させた状態から $t=2$ s のときに電動機制御を切った後の減速の推移とその近似曲線の波形を示す。近似曲線のパラメータより、 a , b はそれぞれ 0.000425, 0.0252 と同定した。

また、軸方向のダンピング係数 d_z は静止浮上中に軸方向に打撃試験をした際の軸方向変位の減衰振動波形から同定した。さらに制動トルク係数 d_θ は 300 r/min において加速が停止した際の $\Delta\theta$ の脈動の減衰振動波形から同定した。 d_z 及び d_θ は、それぞれ 1.05 N/(m/s) 及び 0.00122 Nm/(rad/s)である。

4.3 回転試験

Fig. 12(a), (b)に、それぞれ改善前と改善後において回転子を 1200 r/min まで加速させたときの回転速度 N_m , d 軸電流 i_d , 角度誤差 $\Delta\theta$, 軸方向の変位 z の波形を示す。 d 軸電流 i_d の平均値は 3.9 A で同じになるように電流指令値 i_d^* を調節した。 d 軸電流 i_d は、電流センサで検出した u 相, w 相電流と、検出した回転子の回転角度を用いて、CPU 内で三相二相変換し DA 出力した波形を

オシロスコープで測定した。角度誤差 $\Delta\theta$ は、検出した角度と開ループ制御で用いる指令角度の差を DA 出力し測定した。誘起電圧による角度検出と i_d の計算は 100 r/min 以降に可能である。改善前の Fig. 12(a)は i_d , $\Delta\theta$, z が発散し不安定となっているが、改善後の Fig. 12(b)は安定に浮上回転している。さらに Fig. 12(c), (d)は Fig. 12(a), (b)のうち $t=12$ s から $t=14$ s までの波形である。改善前の Fig. 12(c)のみ、 i_d , $\Delta\theta$, z がそれぞれ同位相で干渉し、11.8 Hz で発散している。

Fig. 7 のシミュレーション結果と Fig. 12 の実験結果を比較すると、改善前は軸方向の振動が発散しているが、改善後は収束しているという点で傾向が一致している。しかし $\Delta\theta$ の平均値の差異が大きい。この原因は2つ考えられる。1つは、シミュレーションで使用したトルク係数 k_T の値には解析値を用いているので、実際の値は解析値より小さい可能性がある。また試作機の回転速度を上昇させるにつれて、電流の追従性が悪化していることも原因である。その結果、実験結果の $\Delta\theta$ の方は 0° に近くなっている。

5 まとめ

2 軸制御ベアリングレスモータの回転子の軸方向振

動が発生する現象とその原理を明らかにした。その関係をブロック線図で示し、回転速度の上昇に伴い角度誤差による速度起電力補償の影響が増加し不安定となる場合があることを明らかにした。また角度検出を行い速度起電力補償と軸方向変位を非干渉化することで回転子の軸方向の振動を抑制できることを明らかにした。提案する振動抑制の効果を、MATLAB®によるシミュレーションと試作機による実験の両方で確認した。その両方の結果より、提案した干渉のブロック線図や振動抑制方法が有効であることを実証した。

また、速度起電力補償と軸方向変位の干渉が問題となる 1200 r/min 以降では、開ループ速度制御から閉ループ速度制御とすることで、回転子の軸方向の振動を抑制させつつ回転させることができる。一方、1200 r/min 以下でのみ回転させる場合は、回転角度を検出することなく開ループ速度制御で十分であり、ハードウェア上での変更は必要ない。

付録 回転子が上下に振動することによって d 軸上に発生する起電力の説明

固定子電動機巻線 u, v, w 相に発生する速度起電力 e_u, e_v, e_w は(A1)式のように表される。ただし、 ψ_0 は回転子と固定子の対向時において、永久磁石の発生する磁束によって生じる鎖交磁束数である。

$$\begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_0 \cos(p\omega t)(1 - |z(t)|/l) \\ \psi_0 \cos(p\omega t - 120^\circ)(1 - |z(t)|/l) \\ \psi_0 \cos(p\omega t - 240^\circ)(1 - |z(t)|/l) \end{bmatrix} \quad (A1)$$

時間によって変化するのは $p\omega t$ と $|z(t)|$ である。ここで 2 mm の位置を中心として振幅 A mm、周波数 f_z Hz の軸方向振動が発生するとし、 $|z(t)| = 2 - A \sin 2\pi f_z t$ とする。

$$\begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} = -p\omega\psi_0 \left(1 - \frac{|z(t)|}{l}\right) \begin{bmatrix} \sin(p\omega t) \\ \sin(p\omega t - 120^\circ) \\ \sin(p\omega t - 240^\circ) \end{bmatrix} + \psi_0 2\pi f_z \frac{A}{l} \cos 2\pi f_z t \begin{bmatrix} \cos(p\omega t) \\ \cos(p\omega t - 120^\circ) \\ \cos(p\omega t - 240^\circ) \end{bmatrix} \quad (A2)$$

(A2)式を uvw 座標から dq 座標に変換することで、 d, q 軸に発生する速度起電力 e_d, e_q は(A3)式のように表される。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos(p\omega t) & \cos(p\omega t - 120^\circ) & \cos(p\omega t - 240^\circ) \\ \sin(p\omega t) & \sin(p\omega t - 120^\circ) & \sin(p\omega t - 240^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{3}{2}} p\omega\psi_0 \left(1 - \frac{|z(t)|}{l}\right) \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_0 2\pi f_z \frac{A}{l} \cos 2\pi f_z t \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (A3) \end{aligned}$$

(A3)式の第 1 項は z 軸周りに回転することによって q 軸上に発生する速度起電力である。第 2 項は、回転子が z 軸方向に振動することによって d 軸上に発生する起電力である。ここで(A3)式に、試作機のパラメータと運動条件として $p=20, \omega=2\pi \cdot 1200/60$ rad/s, $\psi_0=0.0187$ Wb, $f_z=11.8$ Hz, $A=1$ mm, $l=10$ mm を代入すると(A4)式となる。

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = 57.6 \left(1 - \frac{|z(t)|}{l}\right) \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} + 0.170 \cos 2\pi f_z t \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (A4)$$

(A4)式より、第 2 項が第 1 項と比較して非常に小さいことが確認できる。本論分では第 2 項を無視している。

謝辞 本研究は、JSPS 科研費 24246046 の助成を受けて行われた。

(2014 年 4 月 2 日受付, 2014 年 12 月 16 日再受付,
2015 年 1 月 9 日再々受付)

参考文献

- [1] G. Munteanu, A. Binder, S. Dewenter, "Five-Axis Magnetic Suspension with Two Conical Air Gap Bearingless PM Synchronous Half-Motors" *SPEEDAM*, pp. 1246–1251, 2012.
- [2] Jiancheng Fang, Yun Le, Jinji Sun, Kun Wang, "Analysis And Design of Passive Magnetic Bearing and Damping System for High-Speed Compressor", *IEEE Trans. On, Magnetics*, Vol.48, pp. 2528 – 2537, 2012.
- [3] A.Chiba, T. Fukao, O. Ichikawa, M. Oshima, M. Takemoto and D.G. Dorrell, "Magnetic Bearings and Bearingless Drives", Newnes Elsevier ISBN 07506 5727 8, 2005.
- [4] 千葉 明, 深尾 正, 「ベアリングレスドライブの開発動向」, 電気学会論文誌 D, 産業応用部門誌, 2001-07-01
- [5] W. Gruber, S. Silber, W. Amrhein, T. Nussbaumer, "Design variants of the bearingless segment motor" *SPEEDAM*, pp. 1448 - 1453, 2010.
- [6] 松田健一, 喜多俊之, 増澤徹, 岡田養二「人工心臓用磁気浮上モータの研究」日本機械学会 機械力学・計測制御講演論文集 : D & D 2000, 38, 2000.
- [7] J. Asama, J. Asami, T. Imakawa, T. Chiba, A. Nakajima, A. Rahman, M.A. "Effects of Permanent-Magnet Passive Magnetic Bearing on a Two-Axis Actively Regulated Low-Speed Bearingless Motor", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 26, No. 1, pp. 46 - 54, 2011.
- [8] P. Karutz, T. Nussbaumer, W. Gruber, J.W. Kolar, "Novel Magnetically Levitated Two- Level Motor" *IEEE/ASME Trans. on Mechatronics*, Vol.13, pp. 658–668, 2008.
- [9] J. Asama, T. Hamasaki, T. Oiwa, A. Chiba, "Proposal and Analysis of a Novel Single-Drive Bearingless Motor", *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, Vol. 60, No. 1, pp. 129 -138, 2013.
- [10] 松村 文夫, 藤田 政之, 岡崎 行男, 「磁気軸受による摩擦特性」電気学会論文誌 D, 産業応用部門誌, Vol. 108, No. 5, pp. 462-468, 1988.
- [11] D. Lee, J. Ahn, "Dual Speed Control Scheme of Servo Drive System for a Nonlinear Friction Compensation" *IEEE Trans. on Power Elec.*, Vol. 23, No. 2, pp. 959-965, 2008.