

带阻尼线圈的无轴承永磁同步电机控制研究^{*}

郅晨杰¹, 张少如^{1,2}, 贾谊堃¹, 王 帅¹, 张蒙蒙¹, 乔文转¹

(1. 河北师范大学 物理科学与信息工程学院, 河北 石家庄 050024;

2. 安徽大学 工业节电与电能质量控制省级协同创新中心, 安徽 合肥 230601)

摘 要: 分析了无轴承永磁同步电机(BPMSM)的悬浮原理,在转子中加入了一组阻尼线圈,建立了带有阻尼线圈 BPMSM 径向悬浮力的精确数学模型。通过对加入阻尼线圈前后的数学模型进行计算、对比、分析,证明了阻尼线圈对转子稳定性的增强。采用转子磁场定向控制策略设计并构建了 BPMSM 的控制系统,对转子的位移等参数进行仿真。结果表明加入阻尼线圈后,有效提高了电机的稳定悬浮性能及系统的鲁棒性。

关键词: 无轴承永磁同步电机; 悬浮原理; 阻尼线圈; 数学模型; 仿真

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)02-0040-07

Control Research on Bearingless Permanent Magnet Synchronous Motor with Damping Coil^{*}

QIE Chenjie¹, ZHANG Shaoru^{1,2}, JIA Yikun¹, WANG Shuai¹, ZHANG Mengmeng¹, QIAO Wenzhuan¹

(1. College of Physics Science and Information Engineering, Hebei Normal University,

Shijiazhuang, Hebei 050024, China;

2. Industrial Energy Saving and Power Quality Control of Collaborative Innovation Center, Anhui University, Hefei 230601, China)

Abstract: The principle of suspension of bearingless permanent magnet synchronous motor (BPMSM) was analyzed. A set of damping coil was added on the rotor, and an accurate mathematical model of radial suspension force for BPMSM was established. The mathematical model was calculated, compared and analyzed. The results showed that the stability of the rotor was enhanced. By using rotor magnetic field directional control strategy, the control system of BPMSM was designed and constructed. Then the displacement of the rotor and other parameters was simulated. The simulation results showed that the stability of the motor and the robustness could be improved effectively after adding the damping coil.

Key words: bearingless permanent magnet synchronous motor (BPMSM); principle of suspension; damping coil; mathematical model; simulation

0 引 言

无轴承电机是将转子利用电磁力悬浮在定子中,使其同时具有旋转和自悬浮能力的新型特种电机^[1-4]。由于无轴承电机的转子与定子之间可以实现无机械摩擦运行,所以提高了转子的临界转速,减

小了摩擦功耗,在高速和超高速电机、分子离心泵、飞轮储能等诸多领域有广泛的应用前景^[5-6]。

无轴承永磁同步电机(Bearingless Permanent Magnet Synchronous Motor, BPMSM)具有体积小、效率高、功率密度大等优点,并且无需励磁电流、控制电路比较简单,使得 BPMSM 得到了广泛的重视与

^{*} 基金项目: 安徽省工业节电与电能质量控制协同创新中心开放课题(KFKT201504);河北省高等学校科学技术研究重点项目(ZD2017044);河北省重点研发计划项目(16211806D)

作者简介: 郅晨杰(1993—),男,硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动。

张少如(1971—),女,副教授,硕士生导师,研究方向为电力电子与电力传动。

研究^[7-8]。文献[9-10]研究了转子磁场定向控制的方法,在建立了悬浮力与电机旋转部分数学模型的基础上,实现了 BPMSM 悬浮力与电机转矩的解耦控制,并且设计了仿真系统。文献[11]从麦克斯韦张量法出发,建立了计及偏心及洛伦兹力的 BPMSM 精确数学模型及简化后的模型,并且在 1 台样机上测试了电机的动、静态悬浮性能。国内外学者从无轴承电机的基本原理出发,研究并且设计了很多种不同结构的无轴承电机,比如多相单绕组永磁无轴承电机、新型定子无轴承电机等^[12-15]。这些设计将普通电机中的优化功能应用到无轴承电机中,推动了无轴承电机的发展。

本文首先分析了 BPMSM 中的气隙磁场及转子的悬浮原理^[16-20],然后加入阻尼线圈后应用麦克斯韦张量法建立了精确的带阻尼线圈 BPMSM 径向悬浮力数学模型。最后在 MATLAB 中建立了 BPMSM 的仿真系统,对电机的转速、转矩等主要指标以及转子的径向位移、起浮轨迹进行了仿真,对加入阻尼线圈前后的仿真结果对比研究,验证了数学模型的分析结果,证明了加入阻尼线圈后对悬浮系统稳定性的影响。

1 无轴承电机基本原理

无轴承电机是在普通的电机基础上,在定子中新加入一组悬浮控制绕组,通过控制悬浮控制绕组的电流改变电机内原有的转矩绕组(该绕组用于形成转子转矩)产生的磁场,打破了原来电机气隙磁场的对称分布,使电机转子上产生悬浮力。

1.1 电机中的电磁力

本文以 1 台两自由度 BPMSM 为分析对象,结构如图 1 所示。BPMSM 中嵌有两套不同的绕组,即转矩绕组(极对数 p_1 、电角频率 ω_1)和悬浮绕组(极对数 p_2 、电角频率 ω_2)。当无轴承电机绕组的极对数满足 $p_2 = p_1 \pm 1$,并且电角频率满足 $\omega_1 = \omega_2$ 时,电机中才能产生可控的悬浮力。转矩、悬浮绕组在定子槽中,阻尼线圈嵌入在转子中的阻尼线圈槽内,如图 1 所示。在无轴承电机运行过程中,转子上同时存在着两种不同的电磁力:洛伦兹力和麦克斯韦力。

磁场中载流导体由于运动而产生的力称为洛伦兹力,该力作用的范围为转子表面,使电机产生转矩。当无轴承电机处于稳定不偏心的运行状态时,

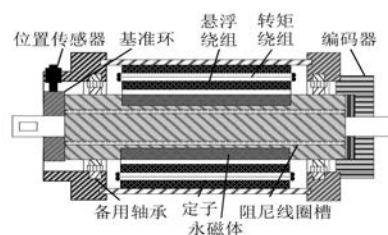


图1 BPMSM 结构示意图

悬浮力绕组中的电流大小为零。此时 BPMSM 的内部磁场和普通的永磁同步电机的内部磁场相同。

麦克斯韦力是磁场在不同磁导率的物质表面上产生的表面张力,其大小与物质表面的磁密平方成正比,方向垂直于物质表面向外。当电机的转子没有发生偏心且电流为正弦时,气隙磁通对称分布,各个方向的麦克斯韦力相互抵消,合力为零,如图 2 所示。当转子不在气隙中心时,转子上的麦克斯韦力相对称部分大小不等,合力不为零,其中气隙越小的地方气隙磁密越大,麦克斯韦力合力为气隙减小的方向,并且作用在转子的麦克斯韦力的大小与转子的偏心位移有关,偏心量越大,该方向合力越大,如图 3 所示。

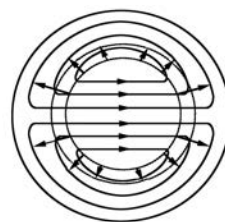


图2 均匀气隙下麦克斯韦力

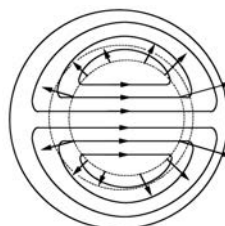


图3 不均匀气隙下麦克斯韦力

1.2 悬浮原理

当 BPMSM 的转矩绕组、悬浮绕组的极对数分别为 1 和 2 时,转子上的径向悬浮力产生原理如图 4 所示。当 N_1 中通入如图 4 所示的电流时,在气隙 1 处,悬浮绕组与转矩绕组产生的磁密方向一致,所以在气隙 1 处,气隙磁密度增强;在气隙 3 处,悬浮绕组与转矩绕组产生的磁密方向相

反,所以在气隙 3 处,气隙磁密度减弱。这样,悬浮绕组打破了原来转矩绕组产生的气隙磁密度的均匀性,使得气隙 1 处的气隙磁密大于气隙 3 处,由麦克斯韦力原理可知,将会产生 x 轴正方向的径向悬浮力。如果 N_1 加入反方向的电流,则产生负方向的悬浮力。同理,在 N_2 中通入悬浮电流,则可以产生 y 轴方向的径向悬浮力。

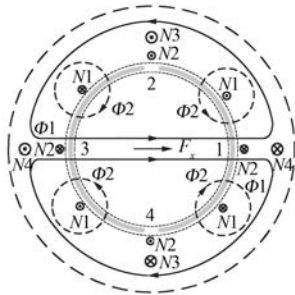


图4 径向悬浮力产生原理图

2 径向悬浮力数学模型

由于BPMSM的气隙磁场是由转子永磁体产生的,不需要励磁电流,所以为了便于建立径向悬浮力模型,在分析时假设悬浮绕组不产生转矩;又由于转矩绕组电流远小于永磁体等效励磁电流,所以可忽略转矩绕组电流对气隙磁场的影响。

设BPMSM内的气隙磁密为 B ,则麦克斯韦力在转子单位面积上的大小为

$$dF = \frac{B^2 dS}{2\mu_0} \quad (1)$$

式中: μ_0 ——真空磁导率。

沿 x, y 轴方向上的麦克斯韦力大小可表示为

$$\begin{cases} dF_x(\varphi) = \frac{B^2(\varphi, t) l r d\varphi}{2\mu_0} \cos\varphi \\ dF_y(\varphi) = \frac{B^2(\varphi, t) l r d\varphi}{2\mu_0} \sin\varphi \end{cases} \quad (2)$$

式中: l ——电机定子铁心长度;

r ——转子的外径;

d ——微分符号;

φ ——空间位置角。

BPMSM 中转矩、悬浮绕组在气隙中的磁动势基波分别为

$$\begin{cases} F_1(\varphi, t) = F_1^* \cos(\omega_1 t - p_1 \varphi - \mu) \\ F_2(\varphi, t) = F_2^* \cos(\omega_2 t - p_2 \varphi - \eta) \end{cases} \quad (3)$$

式中: 下标“1”——转矩绕组;

下标“2”——悬浮绕组;

μ, η ——两绕组气隙磁动势基波的空间初始相位角;

F_1^*, F_2^* ——两绕组的气隙磁动势基波幅值;

p_1 ——转矩绕组极对数;

p_2 ——悬浮绕组极对数。

如图5所示,当电机转子偏心时,电机的气隙长度可表示为

$$\begin{aligned} \delta(\varphi, t) &= \delta_0 - e \cos(\varphi - \theta) = \\ &= \delta_0 [1 - \varepsilon \cos(\varphi - \theta)] = \\ &= \delta_0 - x \cos\varphi - y \sin\varphi \end{aligned} \quad (4)$$

式中: e ——转子的偏心距;

δ_0 ——电机转子不偏心的情况下气隙的平均长度,且 $\varepsilon = e/\delta_0$;

x, y —— e 在 x, y 轴方向上的分量;

θ —— x 轴和定、转子中心连线的夹角。

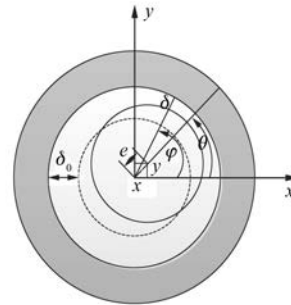


图5 气隙偏心时的气隙长度

气隙磁导在偏心情况下可以表示为

$$A(\varphi, t) = \frac{\mu_0}{\delta(\varphi, t)} \approx \frac{\mu_0}{\delta_0} [1 + \varepsilon \cos(\varphi - \theta)] \quad (5)$$

转矩、悬浮绕组的气隙磁通密度分别为

$$\begin{cases} B_1 = A(\varphi, t) F_1(\varphi, t) \\ B_2 = A(\varphi, t) F_2(\varphi, t) \end{cases} \quad (6)$$

当转子上加有如图1所示的阻尼线圈后,转子发生偏心时,气隙磁场的磁通密度会发生变化,阻尼线圈中会感应出感应电流,影响气隙磁场的磁通密度。图6为阻尼线圈电流产生磁场的示意图。由毕奥-萨伐尔定律可知,在阻尼线圈的一段导线上任一电流元在给定 P 处的磁感应强度为

$$dB_d = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{Idl \sin\alpha}{r^2} \quad (7)$$

对其进行积分可得阻尼线圈的导线产生的磁感应强度为

$$B_d = \int dB = \int_L \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{Idl \sin \alpha}{r^2} \quad (8)$$

由图 6 中可以看出如下的边角关系:

$$\begin{cases} \sin \alpha = \cos \beta \\ r = a \sec \beta \\ l = a \tan \beta \end{cases} \quad (9)$$

将式(9)中第 3 个式子进行微分,得

$$dl = a \sec^2 \beta d\beta \quad (10)$$

将式(9)、式(10)代入式(8),并且按照图 6 中所示取积分上下限,得

$$B_d = \frac{\mu_0 I}{4\pi a} \int_{\beta_1}^{\beta_2} \cos \beta d\beta = \frac{\mu_0 I}{4\pi a} (\sin \beta_2 - \sin \beta_1) \quad (11)$$

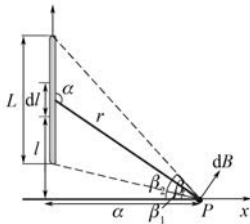


图 6 载流导线磁场的计算

因为阻尼线圈为一组短路线圈,所以电压方程可表示为

$$u_d = \frac{d\Delta\psi}{dt} + r_d i_d = 0 \quad (12)$$

式中: r_d ——阻尼线圈的电阻;

i_d ——阻尼线圈中的电流。

当无轴承电机转子发生偏心时,某一时刻经过定子中心并且 t_1 时刻内向同一方向运动,则在这段时间内,气隙磁链的变化量为

$$\Delta\psi = \Delta\Phi N_d =$$

$$l_d l N_d [B^* - B_1^* \cos(\omega_1 t - P_1 \varphi - \mu) - B_2^* \cos(\omega_2 t - P_2 \varphi - \eta)] \quad (13)$$

式中: B^* ——转矩、悬浮绕组的磁感应强度之和;

B_1^* 、 B_2^* ——均匀气隙下两绕组的气隙磁通密度幅值;

L_d ——阻尼线圈的横向长度。

由于在普通 BPMSM 中(除薄片电机)定子铁心长度远大于转子半径,所以可以将 β_1 近似为 $-\pi/2$, β_2 近似为 $\pi/2$ 。

将式(13)、式(12)代入式(11)中,可得阻尼线圈在气隙中产生的磁感应强度为

$$B_d = \frac{\mu_0 I}{4\pi a} \int_{\beta_1}^{\beta_2} \cos \beta d\beta = \frac{\mu_0 I}{4\pi a} (\sin \beta_2 - \sin \beta_1) \quad (14)$$

故加入阻尼线圈后的总气隙磁密为

$$B(\varphi, t) = B_1(\varphi, t) + B_2(\varphi, t) + B_d(\varphi, t) \quad (15)$$

将式(15)代入式(2),可得在偏心时, x 、 y 方向上的麦克斯韦力分别为

$$\begin{aligned} F_x = & -\frac{l^2 N_d r \mu_0^2 \varepsilon}{\pi r_d \delta_0^2 t_1} \{ 2(F_1^{*2} + F_2^{*2}) \cos \theta + F_2^* [F_2^* \cos(2\omega t - 2\mu - \theta) + F_1^* \varepsilon \cos(2\omega t - 2\theta - \mu - \eta)] \} + \\ & \frac{rl\pi B_1^* B_2^*}{2\mu_0} \cos(\mu - \eta) + \frac{rl\pi B_1^* B_2^* \varepsilon^2}{4\mu_0} \cos(\mu - \eta) + \frac{rl\pi B_1^* B_2^* \varepsilon^2}{8\mu_0} \cos(\mu - \eta \pm 2\theta) + \frac{rl\pi B_1^* B_2^* \varepsilon^2}{8\mu_0} \cdot \\ & \cos(2\omega t - 2\theta - \mu - \eta) + \frac{rl\pi \varepsilon (B_1^{*2} + B_2^{*2})}{2\mu_0} \cos \theta + \frac{rl\pi \varepsilon B_1^{*2}}{4\mu_0} \cos(2\omega t - 2\mu - \theta) + \frac{rl\pi \varepsilon B_2^{*2}}{4\mu_0} \cdot \\ & \cos(2\omega t - 2\eta - \theta) \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} F_y = & -\frac{l^2 N_d r \mu_0^2 \varepsilon}{\pi r_d \delta_0^2 t_1} \{ 2(F_1^{*2} + F_2^{*2}) \sin \theta - F_2^* [F_2^* \sin(2\omega t - 2\mu - \theta) + F_1^* \varepsilon \sin(2\omega t - 2\theta - \mu - \eta)] \} + \\ & \frac{rl\pi B_1^* B_2^*}{2\mu_0} \sin(\mu - \eta) \pm \frac{rl\pi B_1^* B_2^* \varepsilon^2}{4\mu_0} \sin(\mu - \eta) \pm \frac{rl\pi B_1^* B_2^* \varepsilon^2}{8\mu_0} \sin(\mu - \eta \pm 2\theta) + \frac{rl\pi B_1^* B_2^* \varepsilon^2}{8\mu_0} \cdot \\ & \sin(2\omega t - 2\theta - \mu - \eta) + \frac{rl\pi \varepsilon (B_1^{*2} + B_2^{*2})}{2\mu_0} \sin \theta + \frac{rl\pi \varepsilon B_1^{*2}}{4\mu_0} \sin(2\omega t - 2\mu - \theta) + \frac{rl\pi \varepsilon B_2^{*2}}{4\mu_0} \cdot \\ & \sin(2\omega t - 2\eta - \theta) \end{aligned} \quad (17)$$

式(16)、式(17)形式复杂,需要进一步简化。电机气隙在均匀的情况下转矩、悬浮绕组的气隙磁通密度幅值分别为

$$\begin{cases} B_1^* = \frac{\mu_0}{\delta_0} F_1^* = \frac{\mu_0}{\delta_0} \left(\frac{3}{2} \frac{4}{\pi} \frac{i_1}{2} \frac{N_1}{\sqrt{2} P_1} \right) \\ B_2^* = \frac{\mu_0}{\delta_0} F_2^* = \frac{\mu_0}{\delta_0} \left(\frac{3}{2} \frac{4}{\pi} \frac{i_2}{2} \frac{N_2}{\sqrt{2} P_2} \right) \end{cases} \quad (18)$$

式中: N_1 、 N_2 ——转矩、悬浮绕组的有效匝数;

i_1 ——永磁体等效励磁电流幅值;

i_2 ——悬浮绕组电流幅值。

假设 $p_1=2$, $p_2=1$, 由于 x 、 y 、 B_2^* 数值比较小,忽略其平方项可得

$$\begin{cases} F_x = F_{mx} + F_{dx} \\ F_y = F_{my} + F_{dy} \end{cases} \quad (19)$$

$$\begin{cases} F_{mx} = k_1 i_2 \cos(\mu - \eta) + k_2 x \\ F_{my} = k_1 i_2 \sin(\mu - \eta) + k_2 y \end{cases} \quad (20)$$

$$\begin{cases} F_{dx} = k_3 \varepsilon F_1^{*2} \cos \theta \\ F_{dy} = k_3 \varepsilon F_1^{*2} \sin \theta \end{cases} \quad (21)$$

$$\text{其中: } k_1 = \frac{9\mu_0 r l N_1 N_2 i_1}{8\pi\delta_0^2}; k_2 = \frac{9\mu_0 r l N_1^2 i_1^2}{16\pi\delta_0^3};$$

$$k_3 = -\frac{2l^2 N_d \eta \mu_0^2}{\pi r_d \delta_0^2 t_1}。$$

可以看出 F_x 和 F_y 分为两部分,其中, F_{mx} 、 F_{my} 为没有阻尼线圈时转子受到的麦克斯韦力; F_{dx} 、 F_{dy} 为有阻尼线圈时在转子上额外产生的力,其大小与转矩绕组的电流平方(悬浮绕组的电流平方过小忽略不计)、转子的偏心位移成正比。 F_{mx} 和 F_{my} 也可以分为两部分,第一部分为电机气隙磁场与悬浮绕组的电流之间相互作用产生的径向悬浮力,该力的大小与悬浮绕组的电流大小成正比,另一部分为由于转子偏心产生的单边磁拉力,其大小与偏心位移量成正比。由于系数 k_3 为负,可以看出加入阻尼线圈后在转子上产生的电磁力总是阻碍径向悬浮力与单边磁拉力的变化趋势,使电机对外界的干扰、变化的敏感度降低,具有更好的鲁棒性。

3 控制系统仿真与分析

图7为BPMSM的控制系统框图。由于气隙磁场主要为永磁体产生的磁场,可采用转子磁场定向的控制方法进行解耦控制,达到独立控制电

磁转矩与径向悬浮力的目的。传感器检测转子 x 、 y 方向的位移与 x 、 y 方向位移给定的固定值 x^* 、 y^* (x^* 、 y^* 为零) 比较,比较后的误差经过 PID 控制器产生悬浮力的参考值 F_x^* 、 F_y^* , 然后经过力/电流的转换及二相/三相坐标变换得到悬浮绕组中的电流参考值,最后由逆变器产生实际的电流值。光电编码器可以检测转子的角速度,角速度的测量值 ω 与参考值 ω^* 相比较,其差值经过 PI 调节器产生 q 轴电流的参考值,又 d 轴电流的参考值为零,经过二相/三相坐标变换得到三相转矩绕组电流参考值,最后也由逆变器产生实际的电流值。

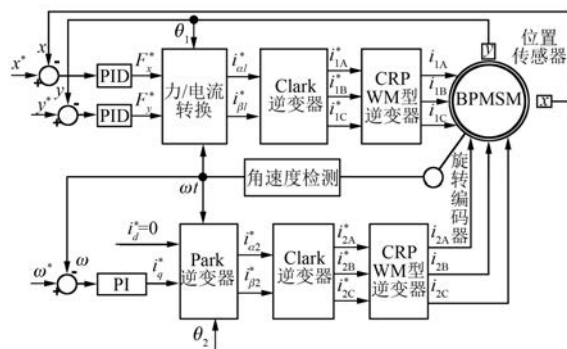


图7 BPMSM 控制系统框图

按照图7在MATLAB中搭建矢量控制系统,对转矩、转速、转子位移等进行了仿真。仿真起始的时间为0 s,终止的时间为0.2 s,并且选用了变步长Ode23t。永磁同步电机的参数为:定子电阻2.875 Ω ;定子交、直轴电感都为8.5 mH;转子质量为1 kg,转动惯量为 $0.8 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$;4极定子转矩绕组、摩擦因数为零;永磁体等效励磁磁链为0.175 Wb;给定角速度为700 rad/s;转矩绕组、悬浮绕组和阻尼线圈的匝数分别为60、24和10。

图8(a)所示为BPMSM电磁转矩的特性图,当电机起动时($t=0$ s),负载转矩为3 N·m,当 $t=0.04$ s时,负载转矩减少至1 N·m,负载转矩变化时,电磁转矩发生轻微振荡后达到稳定。图8(b)为无轴承电机转速特性图,可知角速度很快就达到给定命令值700 rad/s,响应快并且稳定性良好。

图9为BPMSM带有阻尼线圈时, x 、 y 轴转子的位移变化曲线以及转子的起浮轨迹图。图10为不带有阻尼线圈时,转子的位移变化曲线及转

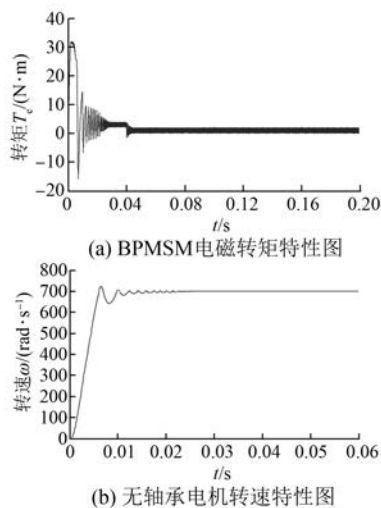


图8 电机电磁转矩特性和转速特性

子的起浮轨迹图。

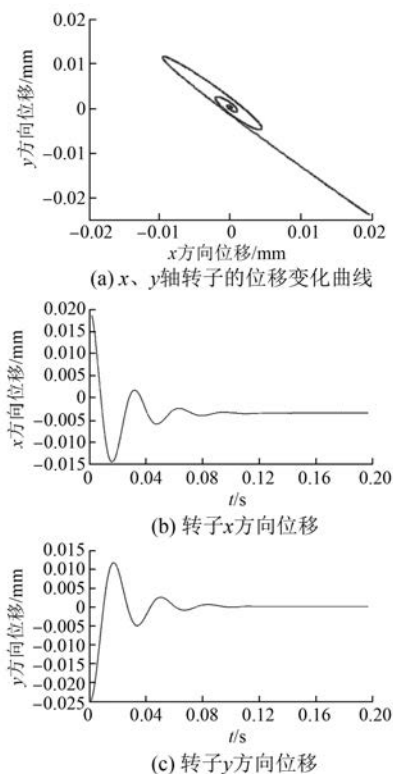


图9 带有阻尼线圈时转子位移图

由图9、图10可以看出,在起始点,x轴的偏移量都为0.02 mm,y轴的偏移量都为0.025 mm,运动轨迹都是以内螺旋的形式逐渐逼近中心位置。从图9(a)和图10(a)可以看出,带有阻尼线圈时,逼近的速度更快,并且振荡的次数更少。从图9(b)和图10(b)可以看出,带阻尼线圈转子的

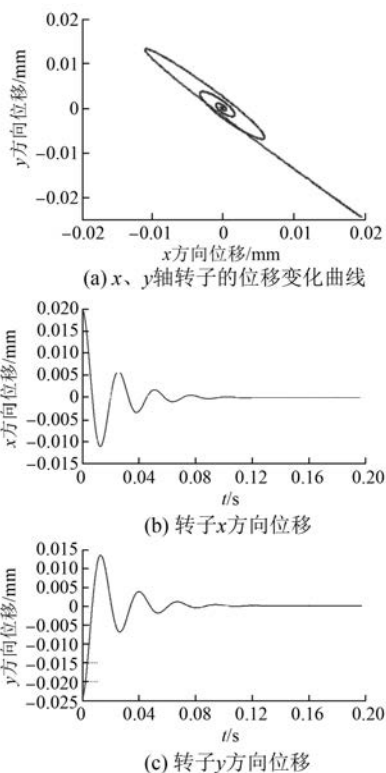


图10 不带有阻尼线圈时转子位移图

超调量为0.009 mm,不带阻尼线圈转子的超调量为0.011 mm。最后转子的稳定时间分别为0.09 s和0.1 s。从图9(c)和图10(c)可以看出,在y轴,转子的超调量分别为0.012 mm和0.014 mm,最后转子调节时间分别为0.1 s和0.11 s。从以上分析可以看出,带有阻尼线圈的无轴承电机在转子发生偏心时,转子振荡幅度变小,振荡次数及稳定时间减少,有利于电机的稳定运行。当带阻尼线圈的电机受到外界因素的干扰或者负载突变后,转子暂态响应的超调量减小,调节过程缩短,振荡次数减少,系统的鲁棒性增强。

4 结 语

本文对BPMSM悬浮原理进行解析后,建立了带有阻尼线圈的BPMSM数学模型,并且将复杂的数学模型进行简化,分析了加入阻尼线圈后对原来模型的影响。采用转子磁场定向控制策略在MATLAB中构建了仿真试验,仿真结果证明了该控制方法的正确性,并且对有无阻尼线圈时的仿真结果进行分析,验证了加入阻尼线圈后对转子悬浮稳定性的增强。

【参考文献】

- [1] ZHU H Q, CHENG Q L. Bearingless motor's radial suspension force control based on flux equivalent with virtual winding current analysis method[J]. Science Bulletin, 2009, 54(9): 1590-1598.
- [2] ZHANG S R, LUO F L. Direct control of radial displacement for bearingless permanent-magnet-type synchronous motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(2): 542-552.
- [3] 年珩, 贺益康. 感应型无轴承电机磁悬浮力解析模型及其反馈控制[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(11): 139-144.
- [4] 张少如, 吴爱国, 李同华. 无轴承永磁同步电机转子偏心位移的直接控制[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(12): 65-70.
- [5] 周媛, 贺益康, 年珩. 永磁型无轴承电机的完整系统建模[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(4): 134-139.
- [6] 卜文绍, 万山明, 黄声华, 等. 无轴承电机的通用可控磁悬浮力解析模型[J]. 中国电机工程学报, 2009, 30(30): 84-89.
- [7] 袁寿其, 邓志泉. 无轴承电机的原理及研究现状[J]. 微电机, 2000, 33(6): 29-31.
- [8] 张汉年, 刘合祥. 无轴承电机研究回顾、应用现状与技术基础[J]. 微电机, 2010, 43(7): 81-84.
- [9] 朱焜秋, 翟海龙. 无轴承永磁同步电机控制系统设计与仿真[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(14): 120-124.
- [10] 年珩, 贺益康. 永磁型无轴承电机的设计与运行分析[J]. 浙江大学学报(工学版), 2005, 39(6): 891-895.
- [11] 仇志坚, 邓智泉, 王晓琳, 等. 计及偏心及洛伦兹力的永磁型无轴承电机建模与控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(9): 64-70.
- [12] 李炳楠, 黄进. 多相单绕组永磁无轴承电机的设计与运行分析[J]. 大电机技术, 2012(5): 1-4.
- [13] 朱小春, 徐龙祥. 新型永磁同步无轴承电机的设计[J]. 机械工程与自动化, 2005(3): 42-44.
- [14] LAPOTRE B, TAKORABET N, MEIBODY T F, et al. New model of radial force determination in bearingless motor [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(3): 1-4.
- [15] SUGIMOTO H, CHIBA A. Stability consideration of magnetic suspension in two-axis actively positioned bearingless motor with collocation problem[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(1): 338-345.
- [16] 张涛, 朱焜秋, 孙晓东, 等. 基于涡流损耗分析的永磁型无轴承电机优化[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(10): 58-62.
- [17] 黄守道, 管晓文, 余峰. 永磁型无轴承电机解耦控制策略研究[J]. 控制工程, 2010, 17(5): 603-606.
- [18] 周媛, 贺益康, 年珩. 永磁型无轴承电机的设计与控制研究[J]. 浙江大学学报(工学版), 2006, 40(1): 14-19.
- [19] 年珩, 贺益康. 永磁型无轴承电机控制系统研究[J]. 电力电子技术, 2007, 41(2): 85-87.
- [20] MIYAMOTO N, ENOMOTO T, AMADA M, et al. Suspension characteristics measurement of a bearingless motor [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2009, 45(6): 2795-2798.

收稿日期: 2017-05-11

【期刊简介】

《电机与控制应用》(原《中小型电机》)创刊于1959年,是经国家新闻出版总署批准注册,由上海电器科学研究所(集团)有限公司主办的具有专业权威的电工技术类科技期刊。

期刊定位于电机、控制和应用三大板块,以中小型电机为基础,拓展新型的高效节能和微特电机技术,以新能源技术和智能控制技术引领和提升传统的电机制造技术为方向,以电机系统节能为目标开拓电机相关应用,全面报道国内外的最新技术、产品研发、检测、标准及相关的行业信息。

本刊每月10日出版,国内外公开发行,邮发代号4-199。在半个多世纪的岁月中,该杂志为我

国中小型电机行业的技术进步与发展做出了巨大的贡献,在中国电机及其应用领域享有很高的影响。

依托集团公司雄厚的技术实力和广泛的行业资源,《电机与控制应用》正朝着专业化品牌媒体的方向不断开拓创新,在全国科技期刊界拥有广泛的知名度,是“中国学术期刊综合评价数据库来源期刊”、“中国科学引文数据库来源期刊”、“中国学术期刊(光盘版)全文收录期刊”,得到了业内人士的普遍认可,备受广大读者的推崇和信赖,多次被评为中文核心期刊、中国科技核心期刊、全国优秀科技期刊。