

基于速度信息观测的无轴承永磁同步电机悬浮解耦控制

王晓琳¹, 丁 强^{1,2}

(1. 南京航空航天大学 自动化学院, 江苏 南京, 210016;

2. 南京工业职业技术学院 电气与电子工程学院, 江苏 南京, 210046)

摘要: 无轴承永磁同步电机以转子位置信息为媒介实现解耦控制, 整个算法复杂且依赖速度传感器. 本文研究电机无传感器运行及解耦算法简化的方法. 首先将传统扩张状态观测算法简化为线性形式. 然后将二、三阶线性扩张状态观测器分别加入转矩和悬浮系统电流环和位移环, 并定义电角速度与转矩 d - q 轴电流乘积以及转矩系统 q 轴磁链与悬浮 d - q 轴电流乘积为扰动项, 利用观测器辨识转速信息及悬浮扰动力. 接着对转速信息进行处理、对悬浮扰动力进行补偿从而实现无速度传感器运行并简化悬浮解耦算法. 最后通过仿真验证所提控制策略能够实现电机无速度传感器运行, 保证额定转速下稳定悬浮.

关键词: 无轴承永磁同步电机; 线性扩张状态观测; 无速度传感器; 解耦控制

中图分类号: TM301 **文献标识码:** A

Levitation decoupling control for permanent-magnet bearingless synchronous motors based on speed information observation

WANG Xiao-lin¹, DING Qiang^{1,2}

(1. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing Jiangsu 210016, China;

2. College of Electrical and Electronic Engineering, Nanjing Institute of Industry Technology, Nanjing Jiangsu 210046, China)

Abstract: The conventional decoupling control of permanent-magnet bearingless synchronous motors depends on the rotor-position information. This control algorithm is complex and dependent on speed-sensor. We propose a decoupling control algorithm with no speed-sensor working for the motor. First, the traditional extended state observer(ESO) algorithm is simplified to a linear form, and then, the second-order and third-order linear-ESO algorithms are added respectively to the current-loop in the torque system and the displacement-loop in the suspension system. The product of the electrical angular speed and the d - q axis current in the torque system, and the product of the q -axis flux in the torque system and the d - q axis current in the suspension system are defined as disturbances to the linear-ESO in identifying the speed information and the levitation disturbance force. Thirdly, the speed information is processed, and the levitation disturbance force is simplified, thus realizing the operation without the speed-sensor, and the simplification of the levitation decoupling algorithm. Finally, the simulation results show that the proposed control strategy can achieve the operation with no speed-sensor and guarantee the stable suspension under the rated speed.

Key words: permanent-magnet bearingless synchronous motor; linear extended state-observer; speed-sensorless; decoupling control

1 引言(Introduction)

无轴承永磁同步电机定子中叠加转矩和悬浮两套绕组, 气隙磁场耦合严重, 悬浮控制依赖转子位置及转矩气隙磁场. 常规控制策略是采用转子磁场定向, 通过速度传感器检测转速信息, 利用积分算法计算转子位置, 将转子位置以及转矩气隙磁场信息传递给悬浮系统, 经过复杂的运算实现解耦控制^[1]. 这样的解耦过程严重依赖转矩系统气隙磁链信息, 增加了悬浮控制难度, 降低了悬浮控制精度.

速度传感器的运用会增加成本、降低可靠性, 因此无速度传感器控制技术成为研究热点. 由于传感器性能影响转子位置的确定, 进而影响转子磁场定向准确性以及悬浮控制效果, 因此针对无轴承永磁同步电机的无速度传感器控制的研究尤为重要. 目前无轴承永磁同步电机无速度传感器控制技术, 多沿用普通永磁同步电机的研究成果, 主要有基于电机反电势的估算以及运用观测技术的估算方法^[2~8].

本文提出一种基于线性扩张状态观测(linear-

ESO)的无轴承永磁同步电机无速度传感器悬浮解耦控制策略. 将二阶linear-ESO加入转矩 d 、 q 轴电流环, 定义电角速度与转矩电流的耦合为扰动, 对扰动估计值经过处理得到转速估计值. 将三阶linear-ESO加入悬浮系统位移环, 定义转矩 q 轴磁链与悬浮电流的耦合为扰动, 通过对扰动的辨识与补偿, 避免复杂的解耦运算及对转矩信息的依赖. 最后在一台面装式无轴承永磁同步电机上进行仿真, 验证所提方法的合理性.

2 线性ESO的构造(Linear-ESO construction)

扩张状态观测算法是一种新型观测算法, 能够对系统扰动在线实时估计^[9,10], 其二阶形式

$$\begin{cases} e = z_1 - y, \\ \dot{z}_1 = z_2 - k_1 \cdot \text{fal}(e, \alpha, \delta) + b \cdot u, \\ \dot{z}_2 = -k_2 \cdot \text{fal}(e, \alpha, \delta), \end{cases} \quad (1)$$

非线性控制函数fal表达式为

$$\text{fal}(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^\alpha \cdot \text{sgn } e, & |e| \geq \delta, \\ \frac{e}{\delta^{1-\alpha}}, & |e| < \delta, \end{cases} \quad (2)$$

式(1)(2)中: y 表示系统输出; z_1 表示对 y 的跟踪; z_2 表示对系统扰动的估计; e 表示跟踪误差; k_1 和 k_2 表示跟踪误差校正系数; u 表示控制输入; b 表示控制输入系数.

可以看出扰动估计精度取决于参数 k_1 和 k_2 的值以及fal函数. fal函数中含有两个需要确定的参数, 再加上fal函数的非线性, 整个算法实现复杂.

本文直接利用跟踪误差 e 替代非线性fal函数, 减少了可调参数同时避免非线性运算, 形成了线性扩张状态观测算法, 其二阶形式

$$\begin{cases} e = z_1 - y, \\ \dot{z}_1 = z_2 - k_1 \cdot e + b \cdot u, \\ \dot{z}_2 = -k_2 \cdot e. \end{cases} \quad (3)$$

3 控制策略设计(Design of control strategy)

3.1 速度估计策略(Speed estimation strategy)

无轴承永磁同步电机转矩系统在 d - q 旋转坐标系下电流状态方程为

$$\begin{cases} \dot{i}_d = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \omega i_q + \frac{1}{L_d} u_d, \\ \dot{i}_q = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \omega \left(i_d + \frac{\Psi_f}{L_q} \right) + \frac{1}{L_q} u_q, \end{cases} \quad (4)$$

式中: u_d, u_q 表示定子 d - q 轴电压; i_d, i_q 表示定子 d - q 轴电流; L_d, L_q 表示定子 d - q 轴电感; R_s 表示定子电阻; Ψ_f 表示转子永磁体磁势.

由式(4)看出, 状态方程中包含电角速度与电流的耦合项, 将此耦合项定义为扰动. 将二阶linear-ESO放入转矩 d - q 轴电流环中, 利用linear-ESO将扰动观测出来, 进行适当处理以提取转速信息.

d 轴电流环中linear-ESO算法为

$$\begin{cases} e_d = \hat{i}_d - i_d, \\ \dot{\hat{i}}_d = z_d - k_{1d} \cdot e_d - \frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{1}{L_d} \cdot u_d^*, \\ \dot{z}_d = -k_{2d} \cdot e_d. \end{cases} \quad (5)$$

q 轴电流环中linear-ESO算法为

$$\begin{cases} e_q = \hat{i}_q - i_q, \\ \dot{\hat{i}}_q = z_q - k_{1q} \cdot e_q - \frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{1}{L_q} \cdot u_q^*, \\ \dot{z}_q = -k_{2q} \cdot e_q. \end{cases} \quad (6)$$

电流环采用PI控制器, 结合式(5)(6)可以得到 d - q 轴电流环结构图, 如图1所示. 这种电流环结构除了能够实现电流闭环控制, 还能够估算电流模型中的扰动.

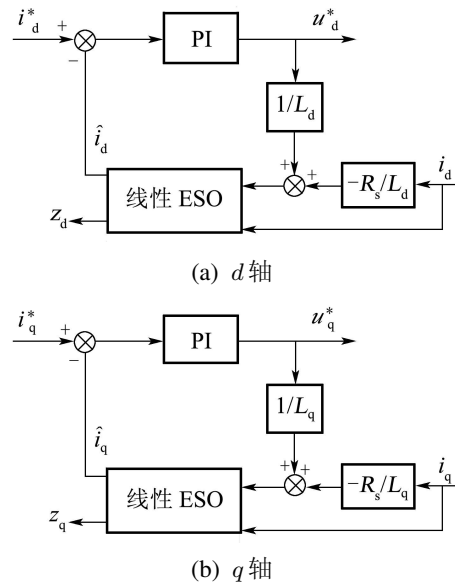


图1 转矩系统 d - q 轴电流环结构图

Fig. 1 d - q axis current-loop of torque system

在观测器可调参数选择适当的时候, linear-ESO对扰动能够取得较好估计, 可得到如下两式:

$$\begin{cases} z_d = \omega \hat{i}_q, \\ z_q = -\omega \left(\hat{i}_d + \frac{\Psi_f}{L_q} \right). \end{cases} \quad (7)$$

对式(7)进行处理, 得到转速估计算法为

$$\hat{\omega} = \frac{z_d + z_q}{\hat{i}_q - \hat{i}_d - \frac{\Psi_f}{L_q}}. \quad (8)$$

分析式(8)发现, 当电机空载或轻载运行时, 由于 i_d, i_q 较小可以忽略不计, 算法能够进一步简化.

在获取转速信息后, 通过积分算法可以得到转子位置信息(为了验证所提算法有效性, 简化问题, 仿真中假定转子 d 轴和转矩 A 相轴线重合. 通过积分求转子位置时, 通过试凑法设置转子位置初值以抵消因观测器动态过程中引入的误差), 将转子位置信息传递给转矩系统和悬浮系统, 分别做转子磁场定向和悬浮解耦控制.

3.2 悬浮解耦策略(Levitation decoupling strategy)

无轴承永磁同步电机径向主动悬浮力 d - q 旋转坐标系下表达式为^[11]

$$\begin{cases} F_x = k_M(\Psi_d i_{ld} + \Psi_q i_{lq}), \\ F_y = -k_M(\Psi_d i_{lq} - \Psi_q i_{ld}), \end{cases} \quad (9)$$

其中: F_x, F_y 表示主动悬浮力; k_M 是与电机结构相关的系数; Ψ_d, Ψ_q 表示转矩气隙磁链 d, q 旋转坐标系下分量。

常规解耦算法将径向位移控制器输出作为主动悬浮力给定值, 求解式(9)获得给定悬浮电流 i_{ld}^*, i_{lq}^* , 解耦表达式为

$$\begin{bmatrix} i_{ld}^* \\ i_{lq}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{k_M(\Psi_d^2 + \Psi_q^2)} \begin{bmatrix} \Psi_d & \Psi_q \\ \Psi_q & -\Psi_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_x^* \\ F_y^* \end{bmatrix}. \quad (10)$$

从式(10)看出, 常规解耦算法依赖转矩气隙磁链信息且运算过程复杂。为了降低悬浮控制对转矩信息的依赖, 简化解耦过程, 在悬浮系统位移环中加入三阶linear-ESO以实现动态解耦。

分析转子径向受力, 得其运动学方程

$$\begin{cases} m\ddot{x} = k_s x + F_x + f_x, \\ m\ddot{y} = k_s y + F_y + f_y, \end{cases} \quad (11)$$

其中: m 表示转子质量; k_s 表示位移刚度; x, y 表示径向位移; f_x, f_y 表示径向外扰力。

结合式(9)(11)定义悬浮系统位移环扰动为

$$\begin{cases} z_{dx} = k_M \Psi_q i_{lq} + f_x, \\ z_{dy} = k_M \Psi_q i_{ld} + f_y. \end{cases} \quad (12)$$

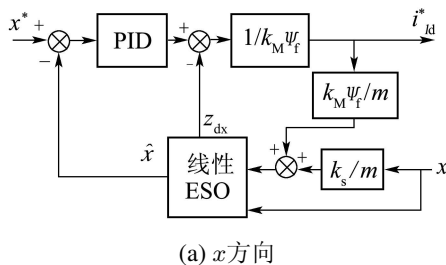
由此可得, x 方向位移环linear-ESO算法为

$$\begin{cases} e_x = \hat{x} - x, \\ \dot{\hat{x}} = z_x - k_{1x} \cdot e_x, \\ \dot{z}_x = z_{dx} - k_{2x} \cdot e_x + \frac{k_s}{m} x + \frac{k_M \Psi_f}{m} i_{ld}^*, \\ \dot{z}_{dx} = -k_{3x} \cdot e_x. \end{cases} \quad (13)$$

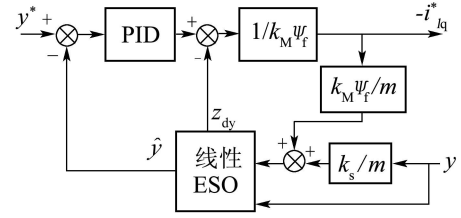
y 方向位移环linear-ESO算法为

$$\begin{cases} e_y = \hat{y} - y, \\ \dot{\hat{y}} = z_y - k_{1y} \cdot e_y, \\ \dot{z}_y = z_{dy} - k_{2y} \cdot e_y + \frac{k_s}{m} y - \frac{k_M \Psi_f}{m} i_{lq}^*, \\ \dot{z}_{dy} = -k_{3y} \cdot e_y. \end{cases} \quad (14)$$

位移环采取PID控制器, 结合式(13)(14)得到 x, y 方向位移环结构图如图2所示。这种位移环结构能够实现位移闭环控制且悬浮解耦不依赖转矩气隙磁链信息, 解耦算法简单。



(a) x 方向



(b) y 方向

图 2 悬浮系统 x, y 方向位移环结构图

Fig. 2 x and y direction displacement-loop of suspension system

简化后的悬浮解耦表达式为

$$\begin{bmatrix} i_{ld}^* \\ -i_{lq}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{k_M \Psi_f} \begin{bmatrix} F_x^* - z_{dx} \\ F_y^* - z_{dy} \end{bmatrix}. \quad (15)$$

图3为本文提出的无轴承永磁同步电机无速度传感器悬浮解耦控制系统的原理框图。

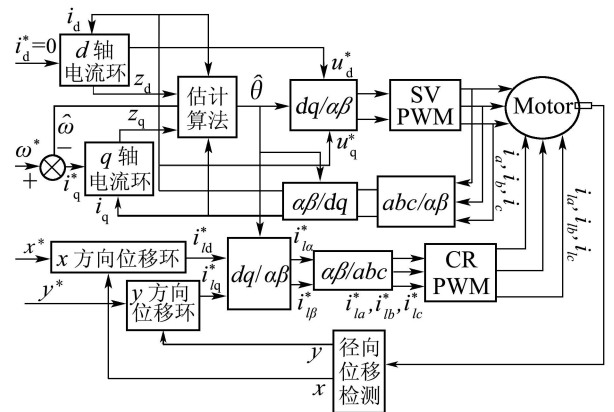


图 3 无速度传感器悬浮解耦控制原理图

Fig. 3 The functional block

4 仿真结果及分析(Simulation result and analysis)

为了验证算法的有效性进行仿真实验, 其中原理样机主要参数: 额定转速 $n_N = 1500$ r/min; 转矩绕组极对数 $p_1 = 2$; 转矩绕组电阻 $R_s = 1.6 \Omega$; 交轴同步电感 $L_q = 7.567$ mH; 等效励磁磁链 $\Psi_f = 0.193$ Wb; 额定转矩 $T_e = 2.38$ Nm; 悬浮绕组极对数 $p_2 = 1$; 铁心有效长度 $l = 48$ mm; 气隙半径 $r = 31.35$ mm; 等效气隙值 $\delta_0 = 0.95$ mm; 电机转子质量 $m = 3$ kg; 辅助机械轴承间隙值 $\delta = 250 \mu\text{m}$ 。

图4为给定额定转速、空载启动、 $t = 0.05$ s 突加额定负载, 图4(a)为实际转速曲线和估计转速曲线, 图4(b)为两者误差曲线。

由图4看出, 引入linear-ESO后速度环动态响应快, 约为0.01 s。电机稳态及额定负载运行时, 估计转速与实际转速误差小, 其误差约为0.04 r/min, 但在转速响应动态过程, 转速估计存在误差, 其最大值为135 r/min。动态转速估计误差的问题, 可以采用开环控制的方式解决, 即在转速升至较高时引入linear-ESO算法。

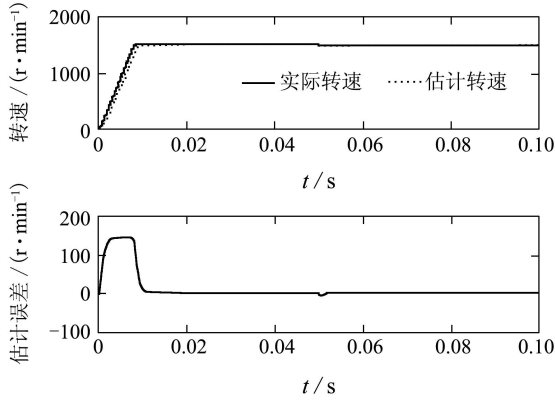


图4 估计转速、实际转速及其误差波形

Fig. 4 Estimated speed, actual speed and the error

假设转子径向扰动力为幅值10N, 与额定转速同频的正弦扰动力. 图5, 6为悬浮系统 x, y 方向估计扰动力、实际扰动力及其误差对比波形.

由图5, 6看出, 位移环中加入三阶linear-ESO可以实现对所定义扰动的估计, 通过补偿能够简化悬浮解耦算法.

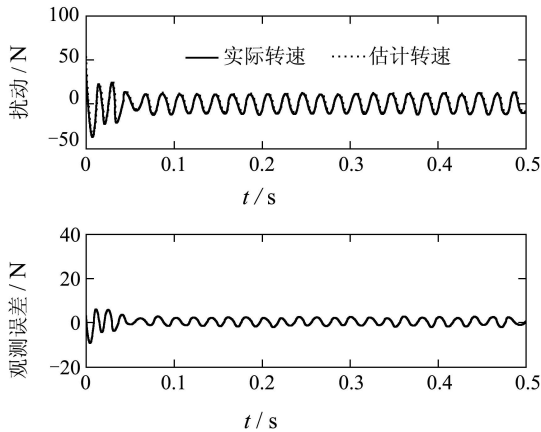


图5 x 方向估计扰动力、实际扰动力及其误差波形

Fig. 5 Estimated disturbance force, actual disturbance force and the error in x direction

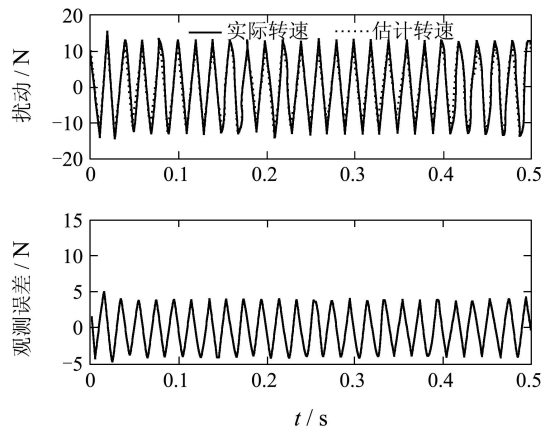


图6 y 方向估计扰动力、实际扰动力及其误差波形

Fig. 6 Estimated disturbance force, actual disturbance force and the error in y direction

图7为电机起浮及稳态时悬浮转子径向水平方向(x 方向)、垂直方向(y 方向)位移波形.

从图7可看出电机能够实现稳定悬浮且通过线性扩张状态观测器对扰动的观测及补偿, 电机加额定负载后径向位移振幅无显著增大.

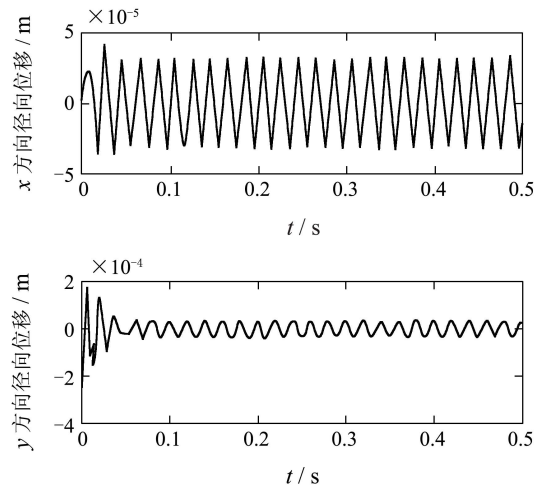
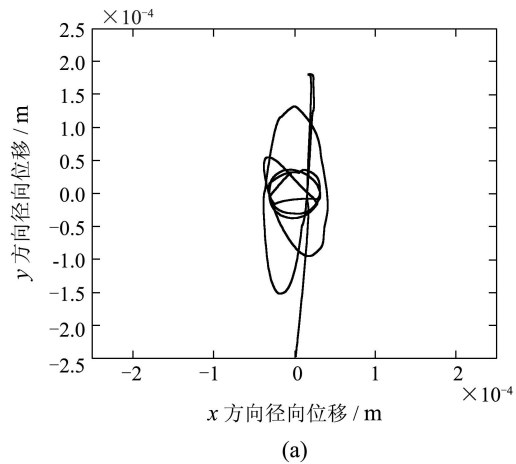


图7 转子 x, y 方向径向位移波形

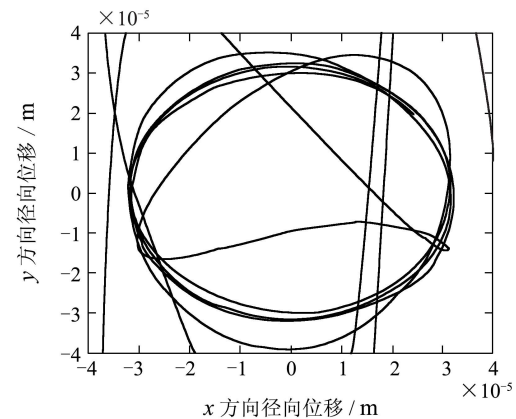
Fig. 7 Radial displacement waves in x and y direction

图8(a)为转子质心起浮及稳态运动轨迹, 图8(b)为转子质心稳态运动轨迹放大图.

由图8可看出稳态时悬浮转子被束缚在半径小于0.00004 m的圆形轨迹内运动.



(a)



(b)

图8 转子质心运动轨迹及稳态放大图

Fig. 8 The motion trail of rotor's centre of mass and stable enlarged waves

5 结论(Conclusion)

本文利用线性形式简化了传统扩张状态观测算法, 提出并设计了一种无轴承永磁同步电机无速度传感器悬浮解耦控制系统. 仿真表明该控制系统能够实现电机无速度传感器稳定悬浮运行, 且速度估计动态响应快、稳态误差小, 悬浮解耦过程相交传统策略有一定简化.

参考文献(References):

- [1] 邓智泉, 仇志坚, 王晓琳, 等. 无轴承永磁同步电机的转子磁场定向控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(1): 104 – 108. (DENG Zhiquan, QIU Zhijian, WANG Xiaolin, et al. Study on rotor flux orientation control of permanent magnet bearingless synchronous motors[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2005, 25(1): 104 – 108.)
- [2] NAKASHIMA S, INAGAKI Y, MIKI I. Sensorless initial rotor position estimation of surface permanent-magnet synchronous motor[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2000, 36(6): 1598 – 1603.
- [3] SCHAUDER C. Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducer[J]. *Transactions on Industry Applications*, 1992, 28(5): 1054 – 1061.
- [4] BOLOGNANI S, ZIGLIOTTO M, ZORDAN M. Extended-range PMSM sensorless speed drive based on stochastic filtering[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2001, 16(1): 110 – 117.
- [5] 孙凯, 许镇琳, 邹积勇. 基于自抗扰控制器的永磁同步电机无位置传感器矢量控制系统[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(3): 1664 – 1675. (SUN Kai, XU Zhenlin, ZOU Jiyong. A novel approach to position sensorless vector control of PMSM based on active-disturbance rejection controller[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2007, 27(3): 1664 – 1675.)
- [6] SAKAMOTO K, IWAJI Y, ENDO T, et al. Position and speed sensorless control for PMSM using direct position error estimation[C] // *The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. New York: IEEE, 2001: 1680 – 1685.
- [7] MIZUTANI R, TAKESHITA T, MATSUI N. Current model-based drives of salient-pole PMSM at low speed and standstill[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1998, 34(4): 841 – 846.
- [8] ZHU Guchuan, KADDOURI A, DESSAINT L A. A nonlinear state observer for the sensorless control of a permanent-magnet AC machine[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2001, 48(6): 1098 – 1108.
- [9] 韩京清. 从PID技术到“自抗扰控制”技术[J]. 控制工程, 2002, 9(3): 13 – 18. (HAN Jingqing. From PID technique to active disturbance rejection control technique[J]. *Control Engineering of China*, 2002, 9(3): 13 – 18.)
- [10] 韩京清. 自抗扰控制技术[J]. 前沿科学, 2007, 1(3): 24 – 31. (HAN Jingqing. Auto disturbances rejection control technique[J]. *Frontier Science*, 2007, 1 (3): 24 – 31.)
- [11] 仇志坚, 邓智泉, 严仰光. 无轴承永磁同步电机原理与实现[J]. 电工技术学报, 2004, 19(11): 8 – 13. (QIU Zhijian, DENG Zhiquan, YAN Yangguang. Principle and realization of bearingless permanent magnet synchronous motor[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2004, 19(11): 8 – 13.)

作者简介:

王晓琳 (1976—), 男, 副教授, 研究方向为无轴承电机研究及其控制系统设计、交流电机控制, E-mail: wangxl@nuaa.edu.cn;

丁强 (1981—), 男, 工程师, 研究方向为无轴承永磁电机控制策略, E-mail: dingq@niit.edu.cn.