

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2107457

## 无轴承异步电机传感器故障容错控制\*

杨泽斌<sup>1</sup>, 王 丁<sup>1</sup>, 孙晓东<sup>2</sup>, 孙 超<sup>1</sup>, 吴家杰<sup>1</sup>

(1. 江苏大学电气信息工程学院 镇江 212013; 2. 江苏大学汽车工程研究院 镇江 212013)

**摘 要:**为了避免转速和电流传感器故障对无轴承异步电机(BAM)矢量控制系统中转速环、电流环以及悬浮控制的影响,提出了一种无轴承异步电机传感器故障容错控制策略。首先,设计扩张观测器实现对无轴承异步电机转速及误差的观测,利用数据融合策略来实现故障时转速的平滑切换,再根据转速观测误差设计合理阈值实现速度传感器的故障诊断及容错。其次,根据状态方程实现电流的观测,同时利用扩张观测器补偿状态方程的观察扰动,再根据电流观测误差设计合理阈值实现电流传感器的故障诊断及容错。最后的仿真和实验结果表明,所提出的无轴承异步电机传感器故障容错控制系统能在0.025 s内准确的实现转速和电流的故障诊断及容错控制,且其误差分别在 $\pm 63$  r/min和58 r/min以内,此外整个过程转子位移波动幅度在 $\pm 38$   $\mu$ m以内,这表明转子能实现良好悬浮。

**关键词:** 无轴承异步电机;速度观测器;电流观测器;故障诊断;故障容错控制

**中图分类号:** TM 343 TH165+.3 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

## Fault tolerant control for sensor fault of a bearingless asynchronous motor

Yang Zebin<sup>1</sup>, Wang Ding<sup>1</sup>, Sun Xiaodong<sup>2</sup>, Sun Chao<sup>1</sup>, Wu Jiajie<sup>1</sup>

(1. College of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China;

2. Automotive Engineering Research Institute, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China)

**Abstract:** In order to avoid the effects of speed and current sensor faults on the speed loop, current loop and suspension control in the vector control system of bearingless asynchronous motor (BAM), a fault-tolerant control strategy of the BAM sensor faults is proposed. Firstly, the extended observer is designed to realize the observation of the speed and error of the BAM, and the data fusion strategy is used to achieve smooth switching of the speed when the fault occurs. Then a reasonable threshold is designed to achieve fault diagnosis and fault tolerance of the speed sensor according to the speed observation error. Secondly, the current observation is realized according to the state equation, and the expansion observer is used to compensate the observed disturbance of the state equation. Then a reasonable threshold is designed to realize the fault diagnosis and fault tolerance of the current sensor according to the current observation error. Finally, the simulation and experiment results show that the proposed fault-tolerant control system for the BAM sensors can accurately achieve fault diagnosis and fault-tolerant control of speed and current within 0.025 s, and the errors are within  $\pm 63$  r/min and 58 r/min, respectively. In addition, the rotor displacement fluctuation amplitudes are within  $\pm 38$   $\mu$ m throughout the process, which indicates that the rotor can achieve good suspension.

**Keywords:** bearingless asynchronous motor; speed observer; current observer; fault diagnosis; fault tolerant control

## 0 引 言

异步电机是交流电机中应用最广的一种电机,它具有结构简单、坚固耐用、制造成本低、运行可靠和运行噪

声低等优点<sup>[1-5]</sup>。19世纪以来,随着无轴承支撑技术的发展而衍生出的无轴承异步电机(bearingless asynchronous motor, BAM)不仅继承了异步电机的所有优点,而且解决了机械式轴承的摩擦、磨损、润滑等问题。因此,BAM不仅可以实现高速、超高速运行,而且能满足

收稿日期:2021-01-30 Received Date: 2021-01-30

\* 基金项目:国家自然科学基金(51475214,51875261)、江苏高校优势学科建设工程项目(PAPD)资助

在洁净、高速、腐蚀等特殊环境下的稳定运行要求,具有广泛的应用前景<sup>[6-10]</sup>。

随着 BAM 结构的不断优化完善,与其配套的控制理论也得到长足的发展,其中最主要的控制方法有磁场定向控制法<sup>[11-13]</sup>、滑模控制法<sup>[14-16]</sup>、神经网络法<sup>[17-19]</sup>以及模型预测法<sup>[20-22]</sup>等。这些控制方法各有所长,但均需要通过校正输出误差来达到控制要求,因此,通过传感器反馈回来的转速和电流数据成为精准控制的前提条件。然而在实际的工程应用中,强震动、灰尘以及湿度等恶劣的工作环境或人员的误操作等因素严重的影响了传感器的良好使用,而一旦传感器出现故障,电机的转速环和电流环就会失去控制,此时电机的转速失调。且此时,由于两套绕组之间存在耦合作用,失去控制的转矩电流便会产生一个持续增大的磁场,这导致用于悬浮的绕组中的感应电流不断增大,从而造成转子失去平稳悬浮。因此实现电机的传感器容错控制显得尤为重要<sup>[23-25]</sup>。目前,针对电流和转速传感器的故障容错控制仍处在快速发展阶段。文献<sup>[26]</sup>提出了一种基于电阻自适应观测器的故障检测和隔离装置,该方法通过一组观测器实现了转速、电压和电流传感器的故障检测隔离,并利用估计值代替传感器反馈值。文献<sup>[27]</sup>提出了一种基于定子磁链转速的转子角速度估计方法和基于矢量空间分解的电流估计方法来实现转速和电流传感器的容错控制,该方法利用两种不同方法分别估算出转速和电流值,从而实现电机转速和电流故障的诊断和容错。文献<sup>[28]</sup>提出了一种基于扩张卡尔曼滤波的永磁同步电机故障检测算法,它可以检测出典型永磁同步电机中的任何传感器故障,以确保系统的不间断运行。然而以上方法都过多过少的存在算法复杂问题,从而影响系统的整体反应时间。

本文利用扩张观测原理,估计转子磁链和电阻变化等因素引起的总扰动量,以此为基础估算出转速以及转速误差,从而设计出用来实现故障诊断的转速误差阈值并利用数据融合的方法完成转速传感器的容错控制。再根据 BAM 的数学模型选取合适状态变量设计电流观测器,并利用扩张观测器观测到的总扰动量对状态方程进行误差补偿来提高电流观测精度,从而可以设计出较小的误差阈值来实现较为精确的故障诊断,最后通过单相故障时的补偿观测电流和双相故障时的直接观测电流完成电流传感器的容错控制。

## 1 无轴承异步电机的数学模型

BAM 是一种新型电机,其结构如图 1 所示。它包括转矩绕组和悬浮绕组。其中,转矩绕组用于转子的旋转,悬浮绕组用于转子的悬浮。由于两套绕组均嵌

套在定子上,故两者之间存在一定的耦合。因此转矩控制模块和悬浮控制模块的各自稳定是实现整体稳定的前提。

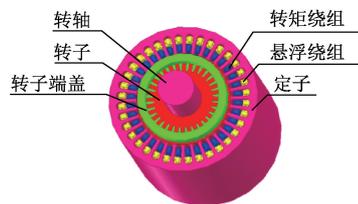


图 1 BAM 结构

Fig. 1 The structure of the BAM

本文研究的容错控制系统是 BAM 转矩控制模块的一部分。因此,对转矩部分进行建模分析。首先,选取 BAM 的定子电流和转子磁链作为状态变量,再将其四阶电压方程和一阶运动方程转化到静止坐标系中,经整理得到如下式所示的状态方程<sup>[29-30]</sup>:

$$\begin{cases} \dot{i}_{s\alpha} = k_1 \left( \frac{1}{T_r} \psi_{r\alpha} + \omega_r \psi_{r\beta} - \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} \right) - k_2 i_{s\alpha} + k_3 u_{s\alpha}, \\ \dot{i}_{s\beta} = k_1 \left( \frac{1}{T_r} \psi_{r\beta} - \omega_r \psi_{r\alpha} - \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} \right) - k_2 i_{s\beta} + k_3 u_{s\beta}, \\ \dot{\psi}_{r\alpha} = -\frac{1}{T_r} \psi_{r\alpha} - \omega_r \psi_{r\beta} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha}, \\ \dot{\psi}_{r\beta} = -\frac{1}{T_r} \psi_{r\beta} + \omega_r \psi_{r\alpha} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta}, \\ \dot{\omega}_r = \frac{n_p L_m}{J L_r} (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{n_p T_L}{J}. \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $k_1 = L_m / (\sigma L_s L_r)$ ,  $k_2 = R_s / (\sigma L_s)$ ,  $k_3 = 1 / (\sigma L_s)$ ;  $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$  分别为  $\alpha$ 、 $\beta$  轴定子电流;  $\psi_{r\alpha}$ 、 $\psi_{r\beta}$  分别为  $\alpha$ 、 $\beta$  轴转子磁链;  $u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$  分别为  $\alpha$ 、 $\beta$  轴定子电压;  $\omega_r$  为转子转速;  $n_p$  为极对数;  $L_m$  为绕组互感;  $L_r$  为转子自感;  $L_s$  为定子自感;  $J$  为电机转动惯量;  $T_r = L_r / R_r$  为转子电磁时间常数;  $T_L$  为负载转矩;  $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$ , 为漏磁系数。

## 2 速度传感器故障容错控制

速度传感器故障容错控制是一种基于速度观测器来实现速度传感器故障诊断与容错的系统,其是转速闭环控制的关键部分。而转速闭环控制通常会对电机两个方面造成较大影响。一方面,它的良好运行与否将会直接决定电机调速与稳速性能。另一方面,转速的稳定情况又会决定转子的离心率,从而进一步地影响转子的悬浮稳定性。因此,设计良好的速度传感器故障容错控制系统尤为重要。

## 2.1 速度观测器设计

扩张观测器是一种非线性鲁棒控制系统,它可以通过反馈函数完成对控制系统未知项和扰动项的估计,从而重现控制系统的状态量并降低观测的误差<sup>[31-32]</sup>。因此,利用扩张观测原理可以很好的实现对BAM的转速观测。

选取如下式所示的反馈函数

$$g(x) = \begin{cases} c|x|^\eta \operatorname{sgn}(x), & |x| > \delta \\ \frac{cx}{\delta^{1-\eta}}, & |x| \leq \delta \end{cases} \quad (2)$$

式中: $c$ 、 $\eta$ 和 $\delta$ 为扩张观测器的控制参数。

将电流观测误差作为系统输入,转子磁链作为未知项,可构造电机转速的二阶扩张观测器如式(3)所示:

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_{s\alpha}^* = -k_2 \hat{i}_{s\alpha}^* + k_3 u_{s\alpha} - k_1 a(t) + g_1(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}^*) \\ a(t) = g_2(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}^*) \\ \dot{\hat{i}}_{s\beta}^* = -k_2 \hat{i}_{s\beta}^* + k_3 u_{s\beta} - k_1 b(t) + g_1(i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}^*) \\ b(t) = g_2(i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}^*) \end{cases} \quad (3)$$

式中:不确定项 $a(t)$ 和 $b(t)$ 分别表示电机转子磁链导数在 $\alpha$ 轴和 $\beta$ 轴上的分量; $\hat{i}_{s\alpha}^*$ 和 $\hat{i}_{s\beta}^*$ 为中间变量;通过调整反馈函数中 $c$ 、 $\eta$ 和 $\delta$ 3个参数可以很好的逼近系统的输入电流和不确定项 $a(t)$ 和 $b(t)$ ,再将不确定项进行积分可得观测的磁链值。

$$\begin{cases} \hat{\psi}_{r\alpha}^* = \int_0^t a(t) dt \\ \hat{\psi}_{r\beta}^* = \int_0^t b(t) dt \end{cases} \quad (4)$$

将观测的磁链和电流代入式(1)中,可以得到如式(5)所示的转速导数方程。

$$\dot{\omega}_r = \frac{n_p^2 L_m}{J L_r} (\hat{i}_{s\beta}^* \hat{\psi}_{r\alpha}^* - \hat{i}_{s\alpha}^* \hat{\psi}_{r\beta}^*) - \frac{n_p T_L}{J} \quad (5)$$

对式(5)进行积分可获得如下观测速度

$$\hat{\omega}_r = \int_0^t \dot{\omega}_r dt \quad (6)$$

## 2.2 速度传感器故障诊断及容错控制

在电机正常运行时,设计的扩张观测器所观测到的转速是趋近于传感器观测的转速的,此时两者的误差较小。而一旦速度传感器出现故障,传感器观测的转速将不正确,从而导致传感器的转速与扩张观测器的转速产生严重偏移,使两者的误差产生较大突变。因此为了诊断速度传感器是否发生故障,应设计一个合适的误差阈值。

根据设计的扩张观测器搭建仿真来获取电机在无

故障运行时扩张观测器与传感器的转速误差值。给定转速3 000 r/min,并设定在0.15 s电机转速上升至4 000 r/min,在0.2 s突加2 N·m负载,从而得到如图2所示的误差曲线。由图不难发现在电机空载起动阶段,转速误差达到最大值130 r/min左右。因此,在留有一定偏差的基础上,设定转速的判断阈值为150 r/min。

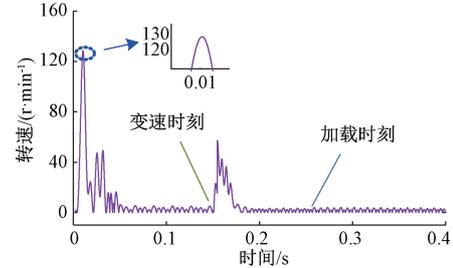


图2 扩张观测器与传感器的转速误差曲线

Fig. 2 Speed error curve of extended observer and sensor

根据设计的阈值进行速度传感器的误差诊断,当其出现错误时,若直接以速度传感器的转速为输出,则会出现转速闭环的断开,从而使得转速传感器故障后无法快速容错,因此本文将传感器速度和观测速度按比例相加得到融合数据后的反馈速度,如式(7)所示,并将其作为转速闭环的反馈,从而解决故障时闭环断开这一问题。

$$\hat{\omega}_r^* = \xi_1 \omega_r + \xi_2 \hat{\omega}_r \quad (7)$$

式中: $\hat{\omega}_r^*$ 表示反馈转速; $\omega_r$ 表示速度传感器转速; $\hat{\omega}_r$ 表示扩张观测器的观测转速; $\xi_1$ 和 $\xi_2$ 表示融合系数,且满足 $\xi_1 + \xi_2 = 1$ ;选取合适的融合系数会加快加减速时的收敛速度,通过大量仿真选定 $\xi_1 = 0.8$ , $\xi_2 = 0.2$ ,从而得到如图3所示的速度传感器容错控制流程图。

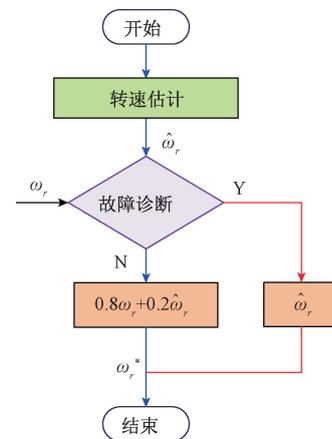


图3 传感器容错控制流程

Fig. 3 Flow of sensor fault tolerant control



### 3 电流传感器故障容错控制

电流传感器故障容错控制是一种用来实现电流传感器故障诊断与容错的系统,其决定着电机内环控制的稳定与否。此外,由于无轴承电机的特殊性,转矩绕组与悬浮绕组存在耦合,故其又影响着转子悬浮电流的稳定。因此,实现良好的电流传感器故障容错控制系统是整个系统稳定的前提。

#### 3.1 电流观测器设计

在式(1)的BAM静止坐标系下的状态方程中,设定输出变量为:

$$Y = [\psi_{r\beta} \quad i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^T \quad (8)$$

其中,状态变量为:

$$X = [\psi_{r\alpha} \quad \psi_{r\beta} \quad i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^T \quad (9)$$

输入变量为:

$$U = [\omega \quad T_L \quad u_{s\alpha} \quad u_{s\beta}]^T \quad (10)$$

将已知的输入变量输入到状态方程,便可以得到设定的输出变量,从而实现静止坐标系下电流的观测。然而由于电机转动时存在外部扰动且转子电阻会受温度影响而发生变化,这就就会造成数学模型的不准确,因此需要对状态方程进行补偿。

当传感器正常运行时,根据式(3)可以得到电流的误差  $g_1(i_s - \hat{i}_s^*)$ ,以及包含理想状态下磁链和总扰动两部分的不确定磁链的导数  $g_2(i_s - \hat{i}_s^*)$ 。

将观测磁链的导数用式子表示为:

$$\begin{cases} g_2(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}^*) = \dot{\psi}_{r\alpha}^* + f_\alpha \\ g_2(i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}^*) = \dot{\psi}_{r\beta}^* + f_\beta \end{cases} \quad (11)$$

从而可以求得观测磁链导数的误差为:

$$f_\alpha = g_2(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}^*) - \dot{\psi}_{r\alpha}^* = g_2(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}^*) + \frac{1}{T_r} \hat{\psi}_{r\alpha}^* - \frac{L_m \hat{i}_{s\alpha}^*}{T_r} + \omega_r \hat{\psi}_{r\beta}^* \quad (12)$$

$$f_\beta = g_2(i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}^*) - \dot{\psi}_{r\beta}^* = g_2(i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}^*) + \frac{1}{T_r} \hat{\psi}_{r\beta}^* - \frac{L_m \hat{i}_{s\beta}^*}{T_r} - \omega_r \hat{\psi}_{r\alpha}^* \quad (13)$$

利用电流误差和磁链导数误差进行两相补偿,可以得到用于电流观测的新电机状态方程为

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_{s\alpha} = -k_1 \hat{\psi}_{r\alpha} - k_2 \hat{i}_{s\alpha} + k_3 u_{s\alpha} + g_1(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}^*) \\ \dot{\hat{i}}_{s\beta} = -k_1 \hat{\psi}_{r\beta} - k_2 \hat{i}_{s\beta} + k_3 u_{s\beta} + g_1(i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}^*) \\ \dot{\hat{\psi}}_{r\alpha} = -\frac{1}{T_r} \hat{\psi}_{r\alpha} - \omega_r \hat{\psi}_{r\beta} + \frac{L_m \hat{i}_{s\alpha}^*}{T_r} + f_\alpha \\ \dot{\hat{\psi}}_{r\beta} = -\frac{1}{T_r} \hat{\psi}_{r\beta} + \omega_r \hat{\psi}_{r\alpha} + \frac{L_m \hat{i}_{s\beta}^*}{T_r} + f_\beta \end{cases} \quad (14)$$

由于传感器以及反馈的电流均为三相电流,因此需要对静止坐标系下电流与三相坐标系下电流进行互相转换。通常有两种转换方法,如图4所示。

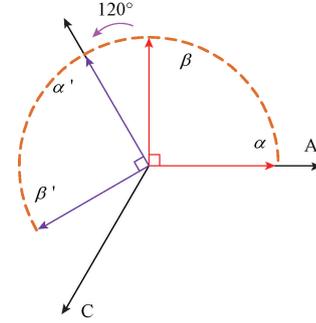


图4 静止坐标系与三相坐标系

Fig. 4 Static coordinate system and three-phase coordinate system

当  $\alpha$  相轴线与 A 相轴线重合时,可以得到  $i_{\alpha\beta}$  与  $i_{ABC}$  之间的关系式为:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\begin{bmatrix} i_{A1} \\ i_{B1} \\ i_{C1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (16)$$

当  $\alpha$  相轴线与 B 相轴线重合时,可以得到新的  $i'_{\alpha\beta}$  与  $i_{ABC}$  之间的关系式为:

$$\begin{bmatrix} i'_\alpha \\ i'_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \\ -\sqrt{2} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\begin{bmatrix} i_{A2} \\ i_{B2} \\ i_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ \sqrt{\frac{2}{3}} & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_\alpha \\ i'_\beta \end{bmatrix} \quad (18)$$

在正常情况下,本文选用第1种坐标变换作为电流之间的转换。由于在上述的坐标变化中,  $i_\alpha$  只受  $i_A$  的影响,  $i'_\alpha$  只受  $i_B$  的影响,  $i_\beta$  和  $i'_\beta$  同时受  $i_A$  和  $i_B$  的影响。因此,当 A 相电流传感器故障时,可以得到正确的  $i'_\alpha$ ; 当 B 相电流传感器故障时,可以得到正确的  $i_\alpha$ ; 由于 C 相电流可以通过 A 相和 B 相电流求得,因此不作考虑。由此可见,当电流传感器出现单相故障时,  $\beta$  相的电流和磁链补偿项受传感器故障电流  $i_B$  的影响无法正确获取,而  $\alpha$



相的电流和磁链补偿项仍可通过正确的  $i_\alpha$  来获取。故在 A 相电流传感器故障时,可以根据正确的  $i'_\alpha$  进行单相补偿,再利用式(18)得到补偿后的三相电流  $i_{ABC2}$ ;同理,在 B 相电流传感器故障时,利用式(16)可以得到补偿后的三相电流  $i_{ABC1}$ 。此时,单相补偿后的用于电流观测的电机状态方程为:

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_{s\alpha} = -k_1 \hat{\psi}_{r\alpha} - k_2 \hat{i}_{s\alpha} + k_3 u_{s\alpha} + g_1(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}^*) \\ \dot{\hat{i}}_{s\beta} = -k_1 \hat{\psi}_{r\beta} - k_2 \hat{i}_{s\beta} + k_3 u_{s\beta} \\ \dot{\hat{\psi}}_{r\alpha} = -\frac{1}{T_r} \hat{\psi}_{r\alpha} - \omega_r \hat{\psi}_{r\beta} + \frac{L_m}{T_r} \dot{\hat{i}}_{s\alpha} + f_\alpha \\ \dot{\hat{\psi}}_{r\beta} = -\frac{1}{T_r} \hat{\psi}_{r\beta} + \omega_r \hat{\psi}_{r\alpha} + \frac{L_m}{T_r} \dot{\hat{i}}_{s\beta} \end{cases} \quad (19)$$

其中,求解  $f_\alpha$  时,式(12)中的理想磁链  $\hat{\psi}_{r\beta}^*$  受  $i_\beta$  故障影响无法通过扩张观测器测得,可利用与其相差不大的状态方程观测值代替。

当电流传感器出现两相故障时,电流和磁链的补偿均失效,此时只能利用理想状态方程求解电流。

### 3.2 电流传感器故障诊断及容错控制

根据设计的电流观测器可知,当电流传感器良好或者出现单相故障时,均可利用扩张观测器对未故障相进行误差补偿,从而实现未故障相电流的良好观测,也提高了故障诊断的精度。正常运行时选用第一种坐标变换,通过仿真得到在电流传感器未故障时全补偿的电流误差图以及单相故障时单相补偿的电流误差图,如图 5 所示。通过误差分析,在基于诊断阈值应略大于最大误差值的原理上,设定电流传感器未故障时,A 相电流传感器的故障诊断阈值为 0.3 A,B 相电流传感器的故障诊断阈值为 0.35 A;电流传感器单相故障时,A 相和 B 相电流传感器的故障诊断阈值均为 0.3 A。

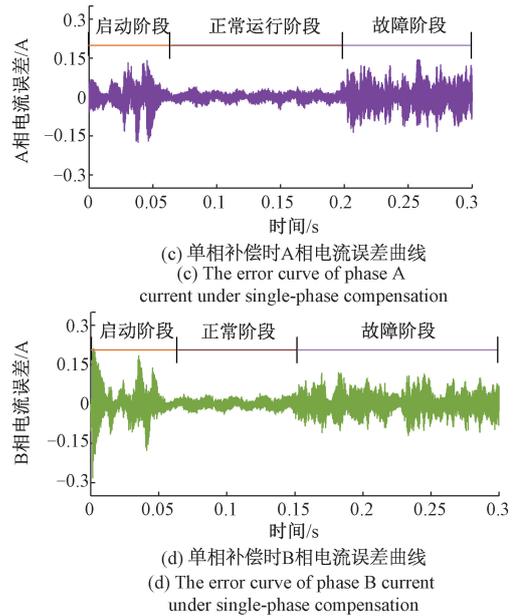
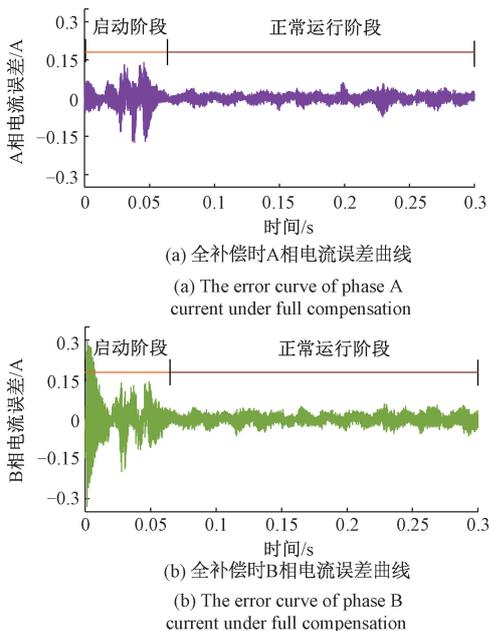


图 5 电流传感器观测误差曲线

Fig. 5 Observation error curves of current sensor

根据设定的不同情况下的传感器故障诊断阈值,设计如图 6 所示的两级判断系统,并利用单相故障时根据单相补偿后的电机状态方程得到的故障相电流  $\hat{i}_{B1}$  和  $\hat{i}_{A2}$  以及全故障时根据理想状态方程得到的故障相电流  $\hat{i}_A$  和  $\hat{i}_B$  进行故障容错。

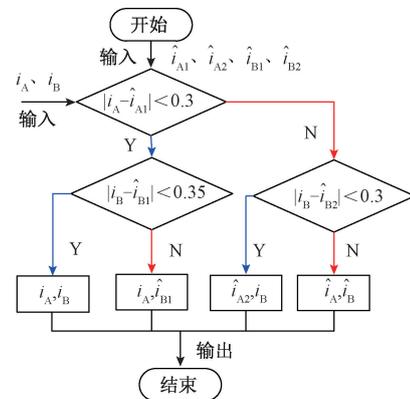


图 6 两级故障诊断与容错控制逻辑框图

Fig. 6 Logic block diagram of two level fault diagnosis and fault tolerant control

## 4 控制系统仿真结果分析

为了验证转速与电流传感器故障容错控制系统的有效性以及在误差范围内的转速变化对悬浮性能的影响,利用 MATLAB/Simulink 模块搭建仿真模型,对 BAM 转速、转子位移和电流开展仿真研究。仿真中所采用的电



机参数如表 1 所示,其容错系统的控制参数如表 2 所示。仿真所设计的容错系统的控制框图如图 7 所示。

表 1 BAM 参数

Table 1 The parameters of BAM

参数	转矩绕组	悬浮绕组
定子电阻 $R_s/\Omega$	2.01	1.03
转子电阻 $R_r/\Omega$	11.48	0.075
互感 $L_m/H$	0.158 56	0.009 32
定子自感 $L_s/H$	0.004 54	0.002 67
转子自感 $L_r/H$	0.009 22	0.005 42
极对数 $n_p$	1	2
转动惯量 $J$	0.007 69	0.007 69

表 2 控制器参数

Table 2 The parameters of the controller

参数	$g_1$	$g_2$
$c$	52	-1 200 000
$\delta$	0.02	0.02
$\eta$	0.5	0.5

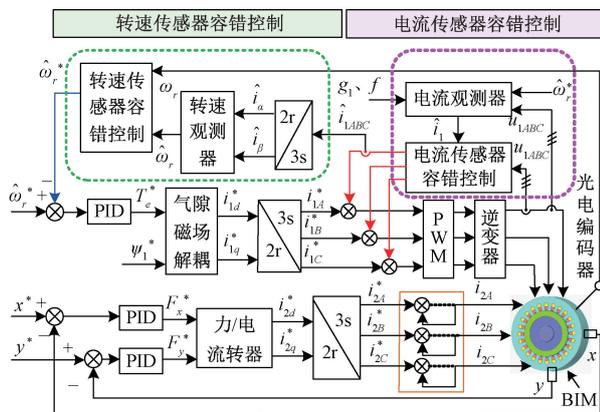


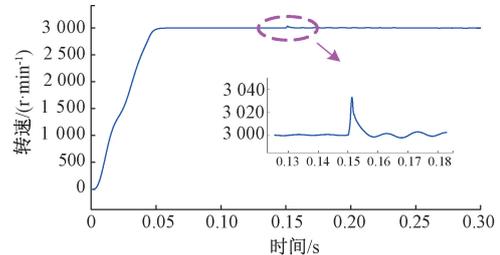
图 7 系统控制框图

Fig. 7 Control block diagram of the system

4.1 速度传感器容错控制研究

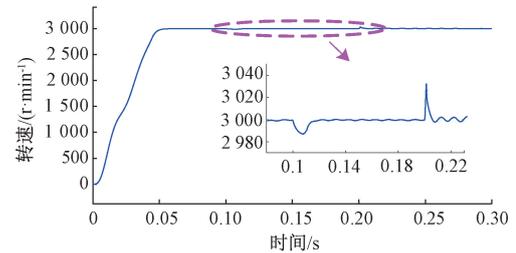
由于在日常应用中,电机多数时间处在空载和负载状态,因此对这两种情况进行了仿真,得到图 8 转速仿真曲线。图 8(a)和图 8(b)分别表示电机空载运行和负载运行时容错控制下的转速曲线,当电机空载运行至 0.15 s 时以及电机在 0.1 s 加载后运行至 0.2 s 时,转速传感器突然故障,此时容错系统迅速诊断并进行容错,使得转速在 0.01 s 内快速恢复至正常状态,但由于观测器存在一定误差,故容错后曲线在  $\pm 5$  r/min 误差范围内波动,整体效果较好;图 8(c)表示负载运行时容错控制下

的转子位置曲线,通过曲线不难发现,转子悬浮系统在容错控制系统的调节下,能够不受传感器故障的影响,继续实现转子的良好悬浮。这也间接的表明了所设计的容错系统对转速波动方面的影响较小。



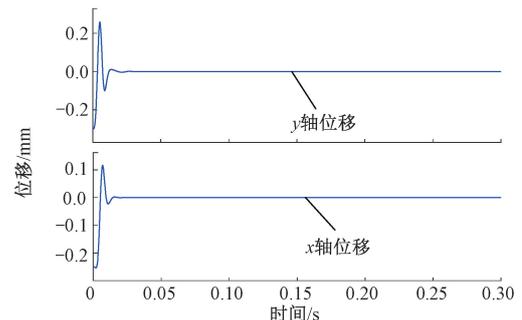
(a) 空载状态下转速曲线

(a) Speed curve under no-load condition



(b) 负载状态下转速曲线

(b) Speed curve under load condition



(c) x轴和y轴位移曲线

(c) Displacement curves in x-axis and y-axis directions

图 8 转速传感器故障时仿真图

Fig. 8 Simulation diagram of speed sensor fault

4.2 电流传感器容错控制研究

本文针对 A 相、B 相和 A、B 两相 3 种情况下的传感器故障进行了仿真验证,得到图 9~11 所示的仿真结果。

图 9 表示 A 相电流传感器在 0.15 s 出现故障时的仿真结果,此时切换至第二种电流坐标变换法。图 9(a)是 A 相电流观测值在有、无补偿两种情况下与实际电流值的误差曲线,不难发现故障前无补偿时,电流观测误差约在 1.5 A 以内,而进行的全补偿使得电流观测误差在 0.3 A 以内,这大大的提高了故障诊断精度。当故障发生后,全补偿切换至单相补偿,使得观测误差有所增大,此时误差约为  $\pm 0.6$  A,但整个过程的补偿后误差均明显的小于补偿前误差。图 9(b)表示故障发生前后 A 相电流的观测值,其受故障影响在 0.15 s 后出现一定扰动,但



整体影响不大。图 9(c) 表示电机的转速曲线,未故障时电机正常运行,而在故障后,受观测电流误差的影响出现  $\pm 2 \text{ r/min}$  的误差波动。

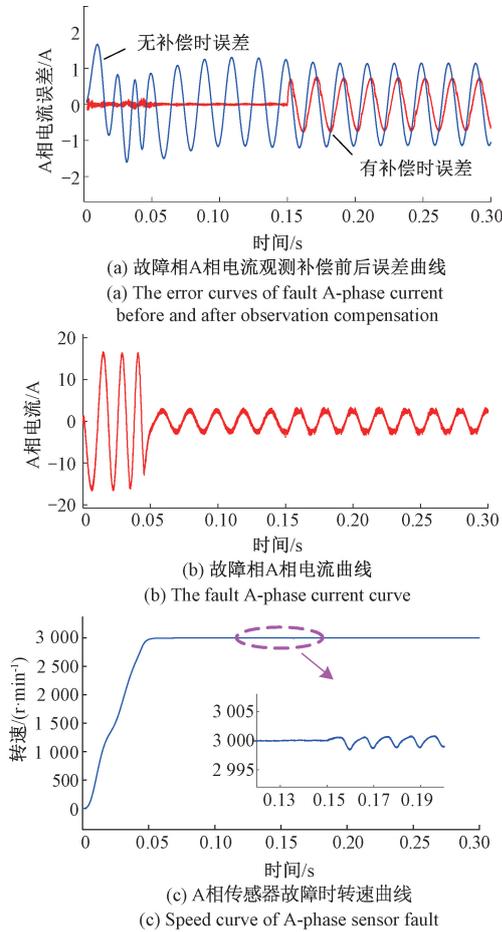


图 9 A 相电流传感器故障时仿真图

Fig. 9 Simulation diagram of A-phase current sensor fault

图 10 表示 B 相电流传感器在 0.2 s 出现故障时的仿真结果,此时选用第一种电流坐标变化法。图 10(a)和(b)分别是 B 相电流观测值在有、无补偿两种情况下与实际电流值的误差曲线和 B 相电流观测值,同 A 相故障情况类似,加入的电流补偿有效的提高了故障诊断精度且降低了观测误差。图 10(c) 表示的电机的转速曲线,故障前电机正常运行,但故障后转速先有所下降,后恢复至  $\pm 2 \text{ r/min}$  的误差以内波动。

图 11 表示 A 相和 B 相电流传感器分别在 0.15 s 和 0.2 s 出现故障时的仿真图。图 11(a)和(b)分别表示 A 相和 B 相电流观测值,整体波形与单相故障时区别不大,但由于误差变大使得毛刺有所增加。图 11(c) 表示电机的转速曲线,从图中可以发现,0.15 s 后,转速曲线同电机 A 相故障时一样,0.2 s 后 B 相出现故障,此时电机电

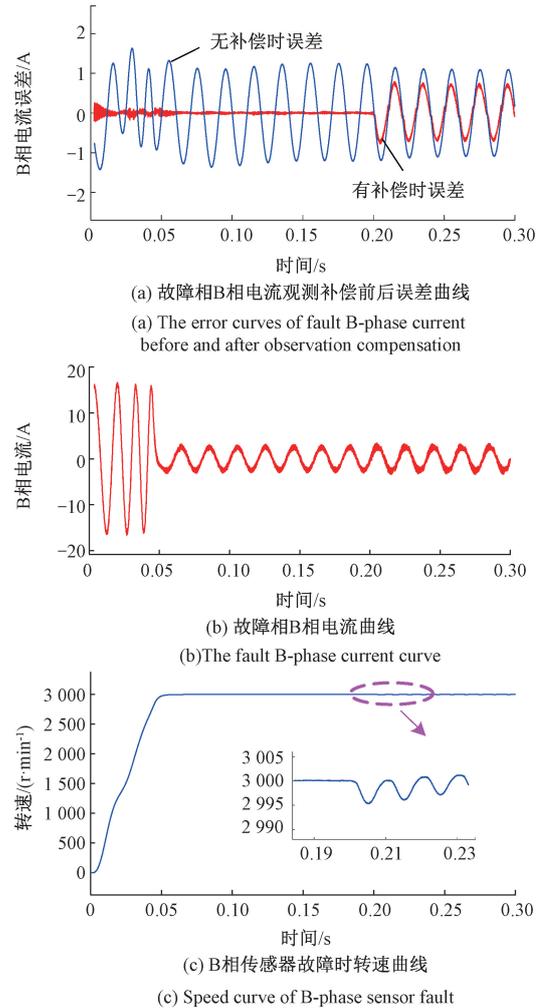
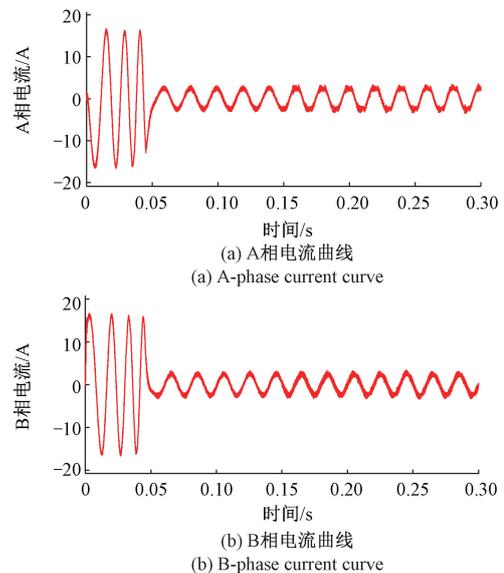
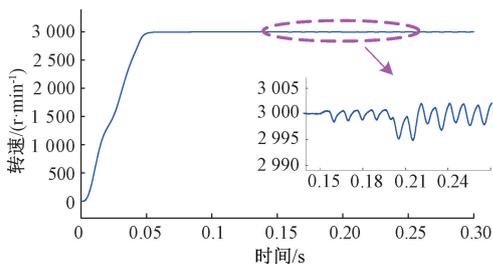


图 10 B 相电流传感器故障时仿真图

Fig. 10 Simulation diagram of B-phase current sensor fault

流失去补偿,电机误差变大,先出现小范围降速,后恢复至  $\pm 4 \text{ r/min}$  误差以内的波动。





(c) 两相传感器故障时转速曲线  
(c) Speed curve of two-phase sensor fault

图 11 两相电流传感器故障时仿真图

Fig. 11 Simulation diagram of two-phase current sensor fault

### 5 控制系统实验结果分析

为了进一步验证本文所提容错控制策略的有效性,利用课题组自行研发的如图 12 所示的数字系统实验平台开展试验研究,该平台样机参数与仿真参数一致。再通过设计的如图 13 所示的容错控制试验框图,得到图 14、15、16 所示的实验结果。

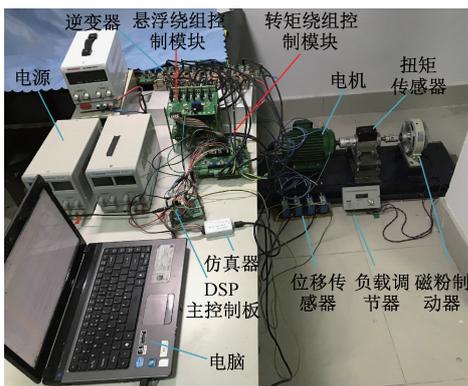


图 12 实验平台

Fig. 12 Experiment platform

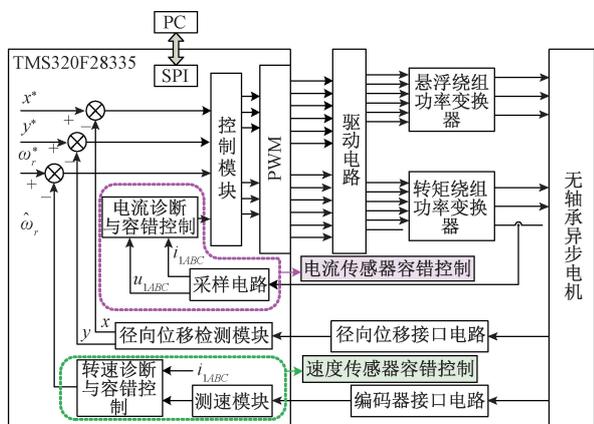


图 13 控制系统实验框图

Fig. 13 Experiment block diagram of the control system

图 14(a)和(b)分别表示转速传感器在空载、负载两种情况下故障时的实验结果。由实验结果可知,在电机分别运行至 0.18 s 和 0.25 s 时,两种情况下的速度传感器发生故障,此时容错控制系统快速反应,时间约为 0.025 s,且容错后的转速误差约在  $\pm 63$  r/min,这较仿真结果有所增大。图 14(c)表示电机带载运行到稳态情形后,转速传感器故障时的转子位移图,波动幅度约在  $38 \mu\text{m}$  以内,其结果同仿真一致,两个方向上的位移均能实现良好悬浮且不受传感器故障的影响。

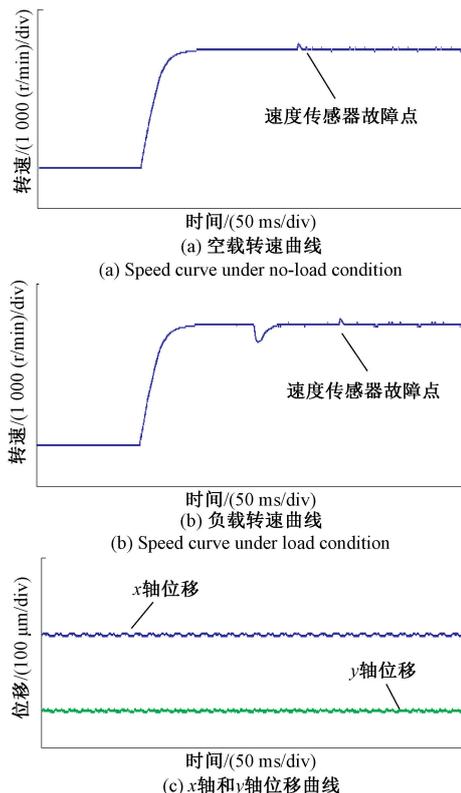


图 14 速度传感器故障实验图

Fig. 14 Experiment diagram of speed sensor fault

图 15 表示 A 相电流传感器故障时的实验结果。在 0.18 s 故障出现后,容错系统能快速诊断且被单相补偿后的电流观测值能较好的完成电流闭环控制,此时电流误差约在 0.7 A 以内。在整个容错控制过程中,电机转速的误差波动约为 50 r/min,保证了电机良好旋转,但较仿真结果转速波动增大。

图 16 表示的是两相电流传感器故障时的实验结果。在 A 相、B 相电流传感器分别在 0.13 s 和 0.23 s 接连故障后,最终的电流误差约在 1.5 A 以内,转速误差约为 58 r/min,且电流反馈值的毛刺随之增多,转速波动也随之变大,这与仿真是一致的。但电流毛刺较仿真结果更多,转速波动更大,且由于其他因素的存在,使得此情况

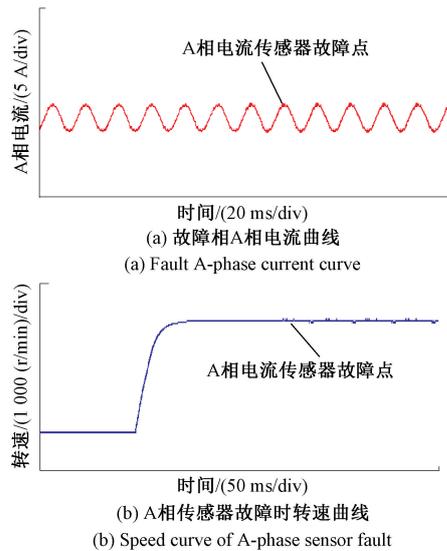


图 15 A 相电流传感器故障时实验图

Fig. 15 Experiment diagram of A-phase current sensor fault

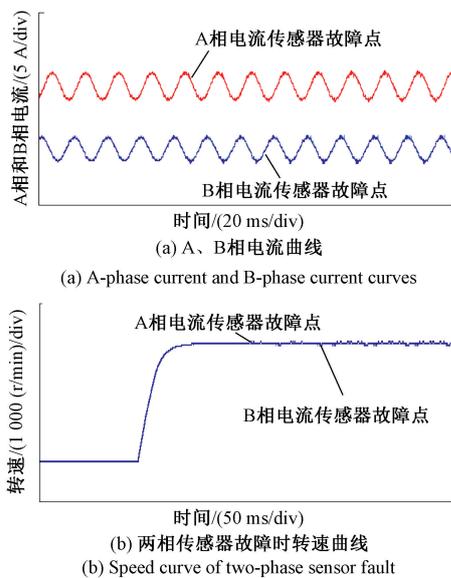


图 16 两相电流传感器故障时仿真图

Fig. 16 Simulation diagram of two-phase current sensor fault

下的容错系统对转速波动的影响变小。

## 6 结 论

本文提出了一种 BAM 传感器故障容错控制策略。先利用扩张原理及数据融合法完成转速的诊断与容错控制,再通过扩张观测器补偿状态方程实现电流的观测与容错。在此基础上,对空载和负载两种情况下的转速传感器容错以及单相电流和两相电流传感器故障情况下的容错展开了仿真和实验,其结果均显示所设

计的容错控制方法不仅能实现转速和电流传感器的故障诊断和容错控制,还避免了传感器长时间故障对转子悬浮的影响,说明本文设计的容错控制方法效果较好。

## 参考文献

- [1] FERNANDES J F P, BRANCO P J C. The shell-like spherical induction motor for low-speed traction: Electromagnetic design, analysis, and experimental tests[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2016, 63(7): 4325-4335.
- [2] 张永昌, 杨海涛. 感应电机模型预测磁链控制[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(3): 719-726.  
ZHANG Y CH, YANG H T. Model predictive flux control for induction motor drives[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(3): 719-726.
- [3] 杨泽斌, 樊荣, 孙晓东, 等. 基于 EKF 的无轴承异步电机无速度传感器控制[J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(5): 1023-1030.  
YANG Z B, FAN R, SUN X D, et al. Speed-sensorless control system of bearingless induction motor based on the extended Kalman filter[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2015, 36(5): 1023-1030.
- [4] LIM Y, LEE J, LEE K. Advanced speed control for a five-leg inverter driving a dual-induction motor system[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2019, 66(1): 707-716.
- [5] BU W SH, HE F ZH, LI Z Y, et al. Neural network inverse system decoupling control strategy of BLIM considering stator current dynamics[J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control, 2019, 41(3): 621-630.
- [6] SUN X D, CHEN L, JIANG H B, et al. High-performance control for a bearingless permanent magnet synchronous motor using neural network inverse scheme plus internal model controllers[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2016, 63(6): 3479-3488.
- [7] 郑梦飞, 周扬忠. 转子切向旋转和径向悬浮解耦的单绕组无轴承磁通切换电机驱动控制策略研究[J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(8): 185-194.  
ZHENG M F, ZHOU Y ZH. Drive control strategy of single-winding bearingless flux-switching permanent magnetic motor with decoupling control of rotation and suspension[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018, 39(8): 185-194.
- [8] YANG Z B, DING Q F, SUN X D, et al. Design and



- analysis of a novel wound rotor for a bearingless induction motor[J]. *International Journal of Electronics*, 2019, 106(12): 1829-1844.
- [9] REN Y, CHEN X C, CAI Y W, et al. Attitude-rate measurement and control integration using magnetically suspended control and sensitive gyroscopes[J]. *IEEE Transactions on Industry Electronics*, 2018, 65(6): 4921-4932.
- [10] XU X B, LIU J H, CHEN S. Synchronous force elimination in the magnetically suspended rotor system with an adaptation to parameter variations in the amplifier model[J]. *IEEE Transactions on Industry Electronics*, 2018, 65(12): 9834-9842.
- [11] PAL A, DAS S, CHATTOPADHYAY A K. An improved rotor flux space vector based MRAS for field-oriented control of induction motor drives[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33(6): 5131-5141.
- [12] BU W SH, CHENG X H, HE F ZH, et al. Inverse system modeling and decoupling control of bearingless induction motor based on air gap flux orientation[J]. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, 2017, 53(3): 567-577.
- [13] FANG X CH, TIAN ZH B, LI H, et al. Current closed-loop control and field orientation analysis of an induction motor in six-step operation for railway applications[J]. *IET Power Electronics*, 2019, 12(6): 1462-1469.
- [14] TARCHALA G, ORLOWSKA-KOWALSKA T. Equivalent-signal-based sliding mode speed MRAS-type estimator for induction motor drive stable in the regenerating mode[J]. *IEEE Transactions on Industry Electronics*, 2018, 65(9): 6936-6947.
- [15] YANG Z B, JI J L, SUN X D, et al. Active disturbance rejection control for bearingless induction motor based on hyperbolic tangent tracking differentiator[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2020, 8(3): 2623-2633.
- [16] BU W SH, ZHANG X F, HE F ZH. Sliding mode variable structure control strategy of bearingless induction motor based on inverse system decoupling[J]. *IEEE Transactions on Electrical and Electronic*, 2018, 13(7): 1052-1059.
- [17] SUN X D, CHEN L, JIANG H B, et al. High-performance control for a bearingless permanent magnet synchronous motor using neural network inverse scheme plus internal model controllers[J]. *IEEE Transactions on Industry Electronics*, 2016, 63(6): 3479-3488.
- [18] QUINTERO-MANRIQUEZ E, SANCHEZ E, HARLEY R, et al. Neural inverse optimal control implementation for induction motors via rapid control prototyping[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(6): 5981-5992.
- [19] FU X G, LI SH H. A novel neural network vector control technique for induction motor drive[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2015, 30(4): 1428-1437.
- [20] LU Z G, ZHANG R L, HU L K, et al. Model predictive control of induction motor based on amplitude-phase motion equation[J]. *IET Power Electronics*, 2019, 12(9): 2400-2406.
- [21] GONZALEZ-PRIETO I, ZORIC I, DURAN M, et al. Constrained model predictive control in nine-phase induction motor drives[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 2019, 34(4): 1881-1889.
- [22] ZHANG Y C, YANG H T. Model predictive torque control of induction motor drives with optimal duty cycle control[J]. *IEEE Transactions on Industry Electronics*, 2014, 29(12): 6593-6603.
- [23] WU CH Y, GUO CH Q, XIE Z W, et al. A signal-based fault detection and tolerance control method of current sensor for PMSM drive[J]. *IEEE Transactions on Industry Electronics*, 2018, 65(12): 9646-9655.
- [24] YU Y, ZHAO Y ZH, WANG B, et al. Current sensor fault diagnosis and tolerant control for VSI-based induction motor drives[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33(5): 4238-4248.
- [25] CHAKRABORTY C, VERMA V. Speed and current sensor fault detection and isolation technique for induction motor drive using axes transformation[J]. *IEEE Transactions on Industry Electronics*, 2015, 62(3): 1943-1954.
- [26] NAJAFABADI T A, SALMASI F R, JABEHDAR-MARALANI P. Detection and isolation of speed, DC-Link voltage, and current-sensor faults based on an adaptive observer in induction-motor drives[J]. *IEEE Transactions on Industry Electronics*, 2011, 58(5): 1662-1672.
- [27] WANG X Q, WANG ZH, XU ZH X, et al. Comprehensive diagnosis and tolerance strategies for electrical faults and sensor faults in dual three-phase PMSM drives[J]. *IEEE Transactions on Power*



- Electronics, 2019, 34(7): 6669-6684.
- [28] FOO G H B, ZHANG X N, VILATHGAMUWA D M. A sensor fault detection and isolation method in interior permanent-magnet synchronous motor drives based on an extended Kalman filter [J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2013, 60(8): 3485-3495.
- [29] SUN X D, CHEN L, YANG Z B, et al. Speed-sensorless vector control of a bearingless induction motor with artificial neural network inverse speed observer [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2013, 18(4): 1357-1366.
- [30] 杨泽斌, 鲁江, 孙晓东, 等. 基于电流误差限定的无轴承异步电机模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(2): 7061-7070.  
YANG Z B, LU J, SUN X D, et al. Model predictive current control for a bearingless induction motor based on limitation of current error[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(2): 7061-7070.
- [31] 于泳, 蒋生成, 王高林, 等. 基于状态观测器的感应电机速度传感器故障诊断及容错控制[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(18): 123-130.  
YU Y, JIANG SH CH, WANG G L, et al. Fault diagnosis and tolerant control for speed sensors based on state observers in induction motor drives[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 33(18): 123-130.
- [32] XU W, DIAN R J, LIU Y, et al. Robust flux estimation

method for linear induction motors based on improved extended state observers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(5): 4628-4640.

### 作者简介



杨泽斌(通信作者), 2013 年于江苏大学获得博士学位, 现任江苏大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无轴承电机、磁悬浮支承技术、特种电机设计及非线性智能控制。

E-mail: zbyang@ujs.edu.cn

**Yang Zebin** (Corresponding author) received Ph. D. degree from Jiangsu University in 2013. He is currently a professor and doctoral supervisor in Jiangsu University. His main research interest includes bearingless motor, magnetic levitation support technology, special motor design and nonlinear intelligent control.



孙晓东, 2011 年于江苏大学获得博士学位。现任江苏大学教授、博士生导师。主要研究方向为电机和驱动器、电动汽车的驱动和控制以及智能控制。

E-mail: xdsun@ujs.edu.cn

**Sun Xiaodong** received Ph. D. degree from Jiangsu University in 2011. He is currently a professor and doctoral supervisor in Jiangsu University. His main research interest includes electrical machines and drives, drives and control for electric vehicles, and intelligent control.