

文章编号: 2097-1974(2026)01-0058-09

DOI: 10.7654/j.issn.2097-1974.20260108

# 基于高频负序电流的永磁电机伺服系统匝间短路故障诊断方法

傅捷<sup>1,2</sup>, 饶尧<sup>3</sup>, 王伟<sup>3</sup>, 郑再平<sup>1,2</sup>, 黄玉平<sup>1,2</sup>

(1. 北京精密机电控制设备研究所, 北京, 100076; 2. 控制执行机构技术创新中心, 北京, 100076;  
3. 东南大学, 南京, 210096)

**摘要:** 永磁同步电机因具备高功率因数、高运行效率和高功率密度, 已广泛用于航空航天飞行器中, 可实现高动态的伺服运动。然而, 在长期跟踪控制或姿态保持过程中电机容易发生匝间短路故障, 且在伺服工况下故障信号具有时域非周期性特征, 给故障诊断带来较大挑战。针对这一问题, 提出一种基于高频负序电流的匝间短路故障诊断方法。首先, 建立永磁同步电机匝间短路故障简化解析模型, 揭示故障对电气量的特征影响; 其次, 在控制系统中注入高频电压信号, 并利用带通滤波器提取电机的高频电流响应; 最后, 计算高频电流的负序分量作为故障诊断指标, 实现故障的实时识别。将高频负序电流作为故障特征, 能够有效区分伺服状态下电机的正常运行状态与匝间短路故障状态, 并提升诊断速度与鲁棒性。仿真验证表明, 所提方法可在电机位置、转速和负载快速变化等伺服工况下实现可靠诊断, 诊断时间不超过一个基波周期, 具有良好的工程应用潜力。

**关键词:** 永磁同步电机; 伺服控制; 匝间短路故障; 高频注入; 负序电流

中图分类号: V448

文献标识码: A

## Interturn Short-circuit Fault Diagnosis Method for Permanent Magnet Motor Servo Systems Based on High-frequency Negative Sequence Current

FU Jie<sup>1,2</sup>, RAO Yao<sup>3</sup>, WANG Wei<sup>3</sup>, ZHENG Zaiping<sup>1,2</sup>, HUANG Yuping<sup>1,2</sup>

(1. Beijing Institute of Precision Mechatronics and Controls, Beijing, 100076; 2. Innovation Center for Control Actuators, Beijing, 100076; 3. Southeast University, Nanjing, 210096)

**Abstract:** Permanent magnet synchronous motor (PMSM), owing to its high power factor, high efficiency, and high power density, have been widely employed in aerospace vehicles to enable high-dynamic servo motion. However, during long-term tracking control or attitude holding, PMSMs are prone to interturn short-circuit faults (ITSC). Under servo operating conditions, the fault signals exhibit non-periodic characteristics in the time domain, which poses considerable challenges for fault diagnosis. To address this issue, an ITSC diagnosis method is proposed based on the high-frequency negative-sequence current. First, a simplified analytical model of PMSM with ITSC faults is established to reveal the characteristic impacts of the fault on electrical quantities. Second, a high-frequency voltage signal is injected into the control system, and the high-frequency current response of the motor is extracted through a band-pass filters. Finally, the negative-sequence component of the high-frequency current is calculated as the diagnostic indicator, enabling real-time fault identification. By employing the high-frequency negative-sequence current as the fault feature, the proposed method can effectively distinguish healthy and faulty states of the motor under servo conditions, while improving both diagnostic speed and robustness. Simulation results demonstrate that the proposed method achieves reliable diagnosis under servo operating conditions with rapid variations in position, speed, and load, with a diagnostic time of less than one fundamental cycle, showing strong potential for engineering applications.

**Keywords:** permanent magnet synchronous motor; servo control; interturn short-circuit fault; high-frequency injection; negative sequence current

## 0 引言

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 具有高功率因数、高运行效率和高功率密度的特性, 随着稀土永磁材料的应用及电力电子技术的发展, 其在高性能伺服控制领域得到广泛应用<sup>[1-3]</sup>。然而, PMSM在长期跟踪控制或姿态保持过程中容易出现各种机械和电气故障。已有研究表明, 在电机各类故障中, 定子绕组故障约占21%~37%, 其中匝间短路故障 (Interturn Short-Circuit Fault, ISCF) 是一种最为常见且危害严重的故障形式<sup>[4]</sup>。电机定子绕组绝缘退化, 可能导致槽内线圈之间短路, ISCF会对PMSM产生一系列的危害: 大电流流过短路线圈, 会削弱磁矫顽力, 并使永磁体永久退磁。如果故障检测和保护措施不及时, 则会进一步导致绕组发生接地短路、相间短路及不可逆的铁心损坏等二次故障, 并在此过程中迫使电机发生永久性损坏<sup>[5]</sup>。

目前针对 ISCF 最首要的任务是故障诊断, 文献 [6] 将匝间短路故障诊断主要方法分为 3 类: a) 基于模型的方法; b) 基于数据驱动的方法; c) 基于信号分析的方法。杭俊等<sup>[7]</sup>提出一种基于电流残差矢量模平方的 ISCF 诊断方法, 利用龙伯格观测器预估由故障引起的交直流电流残差, 有效实现了故障的检测和定位。然而, 基于模型的故障诊断方法对电机的参数依赖性较大, 电机参数不匹配或参数估计误差较大时容易造成误诊断。为提高故障诊断的鲁棒性, Song 等<sup>[8]</sup>提出了一种基于贝叶斯优化的残差卷积神经网络算法, 用来评估 PMSM 中 ISCF 的严重程度, 试验表明可以检测到 17 个故障严重程度等级。基于数据驱动的方法有很强的问题处理能力和鲁棒性, 但是存在在线难度大、实时性较差以及可移植性较差等问题。相比之下, 基于信号分析方法的计算量小, 且对系统模型精度的依赖性小。文献 [9] 利用零序电压/零序电流的基波分量幅值进行故障诊断, 并利用零序分量与定子电流基波分量的初始相位差定位故障位置。在此基础上, 文献 [10] 提出一种基于负序分量的故障诊断方法, 进一步提高了早期 ISCF 诊断的精度。此外, 文献 [11] 利用故障情况下无功功率的二次谐波进行 ISCF 的诊断, 具有较高的信噪比。

然而, 航空航天飞行器用伺服系统运行于伺服工况的过程中, PMSM 的电气信号具备时域非周期特性, 使得上述基于时域稳态信号的故障诊断方法无法适用。为此, 本文提出一种基于高频负序电流的 ISCF 诊断方法, 在高频域中对故障所产生的特征信号

进行处理, 解耦了基频信号幅值和频率变化对于故障诊断的影响。所提方法在控制算法易于实现的同时, 极大提高了 PMSM 在位置、速度、负载伺服工况下 ISCF 诊断的鲁棒性。

## 1 永磁伺服电机数学模型

### 1.1 健康电机模型

三相静止坐标系下健康状态的 PMSM 的相电压方程可以表示为

$$\begin{cases} u_a = R_s i_a + (L - M) \frac{di_a}{dt} + \omega_e \psi_f \sin \theta_e \\ u_b = R_s i_b + (L - M) \frac{di_b}{dt} + \omega_e \psi_f \sin \left( \theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) \\ u_c = R_s i_c + (L - M) \frac{di_c}{dt} + \omega_e \psi_f \sin \left( \theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (1)$$

式中  $u_a$ 、 $u_b$ 、 $u_c$ 、 $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  分别为三相绕组的电压和电流;  $R_s$  为定子电阻;  $L$  为定子自感;  $M$  为定子互感;  $\omega_e$  为电角速度;  $\psi_f$  为永磁体磁链;  $\theta_e$  为电角度。

PMSM 健康状态下的电磁转矩可以计算为

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} \quad (2)$$

式中  $\omega_m$  为机械角速度;  $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$  分别为三相绕组的反电势, 具体形式为式 (1) 每行的最后一项。

### 1.2 故障电机模型

不失一般性, 当 PMSM 的 a 相定子绕组发生 ISCF 时, 故障等效电路如图 1 所示。由图 1 可知, 故障可以等效为在电机绕组故障部分增加了一个短路回路。短路接触电阻  $R_f$  用来模拟绕组绝缘劣化的程度; 短路故障电流  $i_f$  在短路匝中循环流动。a 相绕组可以分成  $a_1$  和  $a_2$  两个部分, 其中  $a_1$  为健康部分,  $a_2$  为故障部分。

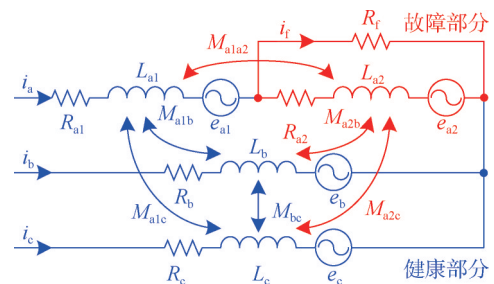


图1 匝间短路故障等效电路

Fig.1 Equivalent circuit of ISCF

假设 PMSM 中铁的磁导率为无限大, 且不存在磁饱和, 在三相静止坐标系下 PMSM 的电压和电流可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_s &= [u_{a1} \ u_{a2} \ u_b \ u_c]^T \\ \mathbf{i}_s &= [i_a \ (i_a - i_f) \ i_b \ i_c]^T \end{aligned} \quad (3)$$

式中  $\mathbf{u}_s$  和  $\mathbf{i}_s$  分别为电压和电流矩阵;  $u_{a1}$  和  $u_{a2}$  分别代表非短路和短路绕阻部分两端的电压。假设 a 相的总圈数为  $N_s$ , 其中  $N_f$  个圈短路, 短路圈数比  $\mu = N_f/N_s$ 。那么, 故障 PMSM 的电阻、电感和反电动势如下:

$$\mathbf{R}_s = R_s \cdot \text{diag}[1 - \mu \quad \mu \quad 1 \quad 1]$$

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} (1-\mu)^2 L & (1-\mu)\mu L & (1-\mu)M & (1-\mu)M \\ (1-\mu)\mu L & \mu^2 L & \mu M & \mu M \\ (1-\mu)M & \mu M & L & M \\ (1-\mu)M & \mu M & M & L \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\mathbf{e}_s = [e_{a1} \quad e_{a2} \quad e_b \quad e_c] = -\psi_f \omega_c \cdot$$

$$[(1-\mu) \sin \theta_c \quad \mu \sin \theta_c \quad \sin(\theta_c - 2\pi/3) \quad \sin(\theta_c + 2\pi/3)]^T$$

故障电阻和故障反电动势与  $\mu$  成正比, 而故障电感与  $\mu^2$  成正比。

结合式 (3) 和式 (4), ISCF 的电压方程可以表示为<sup>[12]</sup>

$$\begin{cases} u_a = R_s i_a + L_s \frac{di_a}{dt} - \mu R_s i_f - e_a \\ u_b = R_s i_b + L_s \frac{di_b}{dt} - \mu M \frac{di_f}{dt} - e_b \\ u_c = R_s i_c + L_s \frac{di_c}{dt} - \mu M \frac{di_f}{dt} - e_c \\ 0 = \mu R_s (i_a - i_f) + \mu L_s \frac{di_a}{dt} - \mu^2 L \frac{di_f}{dt} + \mu e_a \end{cases} \quad (5)$$

PMSM 故障状态下的电磁转矩可以计算为

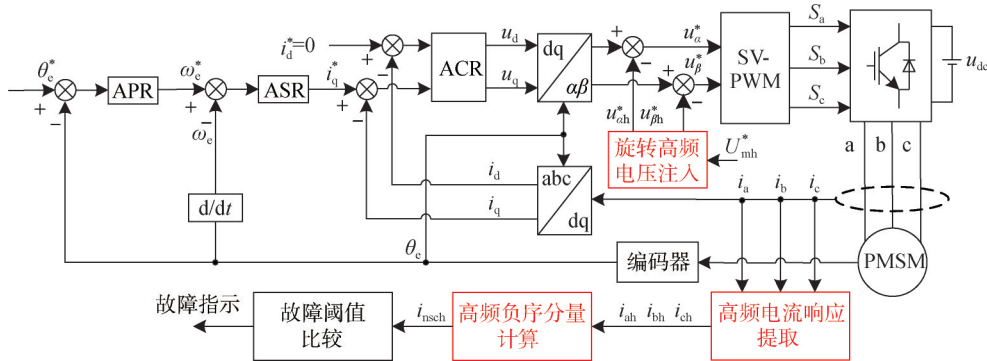


图2 基于高频负序电流的故障诊断方法

Fig.2 Fault diagnosis method based on high-frequency negative sequence current

## 2.1 旋转高频电压注入

高频电压信号注入通过将高频信号直接叠加在基波指令电压上实现, 如图2所示, 下标 h 表示高频分量。旋转高频电压 (Rotating High Frequency Voltage, RHFV) 注入是在基波指令电压上叠加一个旋转高频电压信号  $\mathbf{u}_{RHFV}^*$  实现注入, 可写为

$$\mathbf{u}_{RHFV}^* = \begin{bmatrix} u_{ah}^* \\ u_{bh}^* \end{bmatrix} = U_{mh}^* \begin{bmatrix} \cos(\omega_h t) \\ \sin(\omega_h t) \end{bmatrix} = U_{mh}^* \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_h t) \\ \sin(2\pi f_h t) \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中  $U_{mh}^*$  为注入电压的幅值;  $\omega_h$  和  $f_h$  分别为 RHFV 的角频率和频率;  $u_{ah}^*$  为  $\alpha$  轴的高频电压参考值;  $u_{bh}^*$  为  $\beta$

$$T_c = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c - e_f i_f}{\omega_m} \quad (6)$$

式中 故障回路反电势  $e_f = \mu e_a$ 。

基于式 (5) 和式 (6), 可以建立 PMSM 的 ISCF 模型。从式 (5) 和式 (6) 可以看出, ISCF 会对相电流幅值产生影响, 对故障相的电流  $i_a$  影响最大, 且会导致三相电流产生不平衡分量。此外, ISCF 也会造成电磁转矩降低, 为了维持相同的转矩和转速, 故障电机相较健康电机输出更大的定子电流。

## 2 故障诊断方法

由于伺服工况的特殊控制要求, 伺服控制系统通常包含 3 个典型的控制闭环: 位置调节器 (Adjustable Position Regulator, APR)、速度调节器 (Adjustable Speed Regulator, ASR), 以及电流调节器 (Adjustable Current Regulator, ACR)<sup>[13]</sup>。其中, APR 闭环采用比例控制, 而 ASR 和 ACR 闭环则多采用比例积分控制。在此控制方式下, PMSM 的电气信号呈现出时域上的非周期性特征。针对这一问题, 本文提出一种基于高频负序电流的故障诊断方法, 其总体结构如图2所示, 主要包括旋转高频电压注入环节、高频电流响应提取环节以及高频负序电流计算环节。

轴的高频电压参考值。假设注入 PMSM 的高频电压等于  $U_{mh}^*$ , 则有:

$$\begin{cases} u_{ah}^* = u_{mh}^* \\ u_{bh}^* = u_{mh}^* \end{cases} \quad (8)$$

值得说明的是, RHFV 中注入频率需要进行合理的选择。当注入频率过低接近电机的基波频率时, 基频信号和高频信号之间会相互干扰, 无法实现高频信号与基频信号解耦, 从而影响电机的运行性能和故障诊断的性能; 当注入频率过高接近逆变器的开关频率时, 控制系统将不足以解析该信号, 无法实现高频信

号的可靠注入，从而造成逆变器输出电压的失真。根据文献 [14] 的研究，开关频率与注入电流频率的比值通常大于 15。因此，当逆变器的开关频率为 10 kHz 时，注入信号的频率可以选择为 1 000 Hz。

### 2.2 高频电流响应提取

由于控制系统向 PMSM 注入了高频电压信号，在 PMSM 中会产生相应的高频电流响应，高频电流信号需要通过带通滤波器 (Band Pass Filter, BPF) 进行提取。为了降低体积和成本，本文选择数字 BPF 避免额外硬件电路的使用。由于二阶滤波器在复杂性、性能和稳定性之间提供了一个很好的平衡，能够满足大多数应用的需求，本文采用二阶巴特沃斯型滤波器对电流中的高频分量进行提取。

在连续时间域中，二阶 BPF 的传递函数可以表示如下：

$$G(s) = \frac{k\omega_0 s}{s^2 + k\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (9)$$

式中  $G(s)$  为 BPF 的传递函数； $s$  为拉普拉斯变换变量； $\omega_0$  为带通滤波器的中心角频率； $k$  为滤波器增益系数，在二阶巴特沃斯滤波器中  $k$  取  $\sqrt{2}$ 。

为了使 BPF 在实际控制系统中成功应用，需要将 BPF 进行离散化设计，变换形式如下：

$$s = 2f_s \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \quad (10)$$

式中  $f_s$  为系统的采样频率； $z$  为离散域变换变量。然而，如果直接使用双线性变换进行离散化，会发现转换前的模拟滤波器和转换后的数字滤波器的幅频响应并不一致。因此，需要对数字滤波器进行补偿，模拟截止频率与数字截止频率的关系如下：

$$f_a = \frac{f_s}{\pi} \tan\left(\frac{\pi f_d}{f_s}\right) \quad (11)$$

式中  $f_a$  为模拟截止频率； $f_d$  为数字截止频率。结合式 (9) ~ 式 (11)，可以得到：

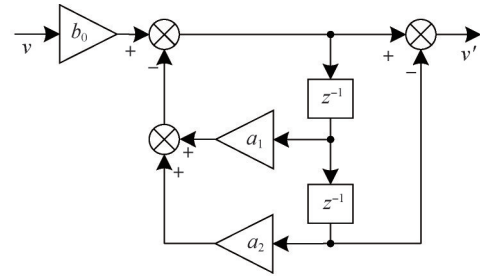
$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-2}}{c + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (12)$$

其中，各系数的表达式如下：

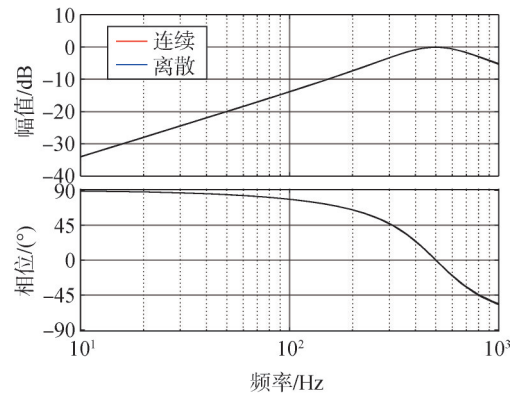
$$\begin{cases} \Omega = \tan\left(\frac{\pi f_d}{f_s}\right) \\ b_0 = k\omega_0 \Omega \\ b_1 = -b_0 \\ c = 1 + k\omega_0 \Omega + \omega_0^2 \Omega^2 \\ a_1 = 2\omega_0^2 \Omega^2 - 2 \\ a_2 = 1 - k\omega_0 \Omega + \omega_0^2 \Omega^2 \end{cases}$$

二阶离散数字 BPF 的计算过程如图 3a 所示，在 500 Hz 中心频率、10 kHz 采样频率情况下的连续和离

散数字 BPF 的 Bode 图如图 3b 所示。从 Bode 图可以看出，离散数字 BPF 与连续数字 BPF 的幅频特性几乎一致，能够对低频和低频信号进行滤除。



a) 离散化计算过程



b) Bode图

图3 二阶离散数字 BPF 计算过程及 Bode 图

Fig.3 The calculation process and Bode diagram of second-order discrete digital BPF

### 2.3 高频负序电流计算

根据式 (12) 提取三相电流的高频分量  $i_{ah}$ 、 $i_{bh}$  和  $i_{ch}$ ，对所提取的高频分量做进一步处理，从而提取故障引起的高频负序分量。基于 Fortescue 变换矩阵，系统中基频正序、负序和零序电流分量计算方法如下：

$$\begin{bmatrix} i_{psc} \\ i_{nsc} \\ i_{zsc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中  $i_{psc}$ 、 $i_{nsc}$  和  $i_{zsc}$  分别为正序、负序和零序电流； $\alpha$  为旋转因子，且  $\alpha = e^{j2\pi/3}$ 。因此，系统的高频负序电流可以计算为

$$i_{nSCH} = \frac{1}{3} (i_{ah} + \alpha^2 i_{bh} + \alpha i_{ch}) \quad (14)$$

式中  $i_{nSCH}$  为高频负序电流。将  $i_{nSCH}$  作为 ISCF 的故障特征，当  $i_{nSCH}$  的幅值大于事先给定的阈值时，判断系统发生 ISCF，并且故障指示 (Fault Indicator, FI) 输出为 1；当  $i_{nSCH}$  的幅值小于事先给定的阈值时，判断系统处于健康状态，并且故障指示 FI 输出为 0。

### 3 仿真验证

为了验证所提的基于高频负序电流的ISCF诊断方法的有效性,在仿真系统中搭建了PMSM故障模型。所研究的PMSM的主要参数如表1所示。为了方便说明,在仿真中ISCF设置为a相,且故障严重程度均设置为匝间短路比 $\mu=0.25$ ,短路接触电阻 $R_f=0.1\ \Omega$ 。为了降低对基频信号的影响,选择RHFV注入信号的幅值为5 V,频率为1 000 Hz。

表1 仿真主要参数

Tab.1 Main simulation parameters

主要参数	数值
额定功率/kW	3.5
额定转速/(r·min <sup>-1</sup> )	4 500
额定转矩/(N·m)	22
定子电阻/ $\Omega$	0.065 3
dq轴电感/mH	0.285 8
永磁体磁链/Wb	0.308 1
摩擦系数/(N·m·s)	0.001 6
转动惯量/(kg·m <sup>2</sup> )	0.000 2
极对数	5

#### 3.1 稳态工况故障诊断

图4给出了PMSM参考转速为500 r/min,负载转矩为22 N·m下故障前后的仿真波形。在 $t=1\text{ s}$ 前,PMSM维持健康状态,在 $t=1\text{ s}$ 后引入ISCF,可以看到,由于定子绕组不对称,在故障后三相电流发生不平衡,且故障相相电流 $i_c$ 的幅值最大,故障匝中的短路电流 $i_f$ 幅值约为38 A。此外,ISCF也会导致PMSM的速度和转矩产生一定的脉动。

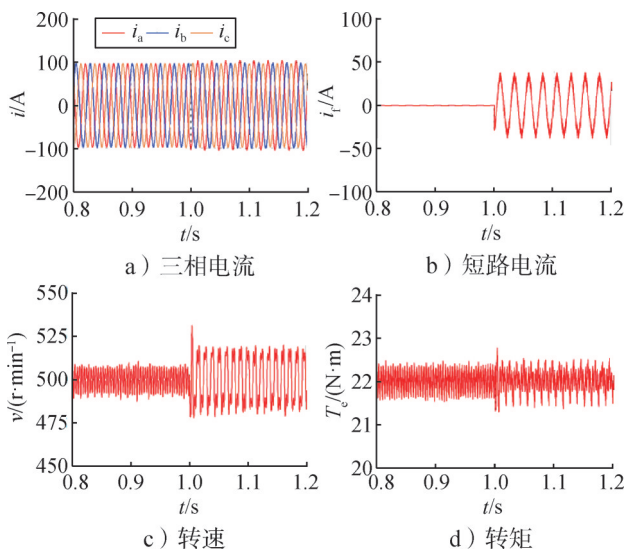


图4 ISCF前后PMSM运行波形

Fig.4 PMSM steady-state operation waveform before and after ISCF

在相同的运行状态下,向控制系统中引入高频电压信号,注入信号如图5a所示,此时在三相电流中会产生幅值约为3.5 A的高频电流分量,如图5b所示。故障特征为高频负序电流的幅值,在 $t=1\text{ s}$ 前,健康情况下该幅值不会超过0.15,因此将故障阈值设置为0.15。在 $t=1\text{ s}$ 后引入ISCF,可以看到在故障后故障特征迅速增大并超过故障阈值,此时故障指示FI由0切换为1表明系统发生ISCF。故障发生到故障监测的时间为4.8 ms,小于PMSM运行的一个电周期的时间。

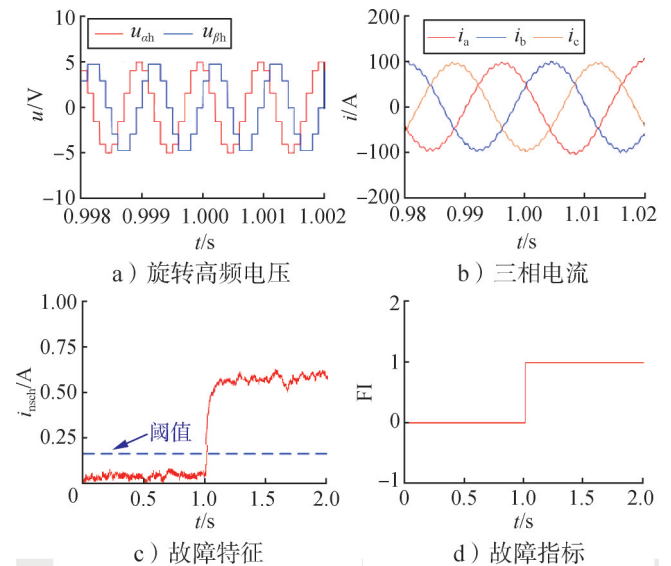


图5 稳态故障诊断波形

Fig.5 Steady-state fault diagnosis waveform

#### 3.2 伺服工况故障诊断

本文将PMSM伺服状态分为3种工况,分别为位置特性、暂态特性以及频率特性测试。位置特性测试是指单峰值为5.5周(即电机机械旋转一圈,下同)、周期为20 s的正弦波,负载设置为0.5倍电机额定转矩负载;暂态特性测试是指单峰值为4.2周、周期为2 s的方波指令,负载设定为0.5倍电机额定转矩负载;频率特性测试是指单峰值为0.5周、频率为8 Hz的正弦波指令,负载设置为空载。

##### 3.2.1 位置特性测试

图6为位置特性测试下PMSM运行波形以及故障诊断波形。从图6可以看出,实际位置信号能够很好地跟踪参考正弦信号,并且该特性测试控制下转速也为正弦波,最大转速约为1 060 r/min。在 $t=10\text{ s}$ 处引入ISCF,可以看到故障特征依旧迅速大于给定阈值,故障诊断时间约为7.0 ms,依旧小于一个电周期。此外,在发生故障之前,高频负序电流始终小于故障阈值,不会发生误诊断现象。

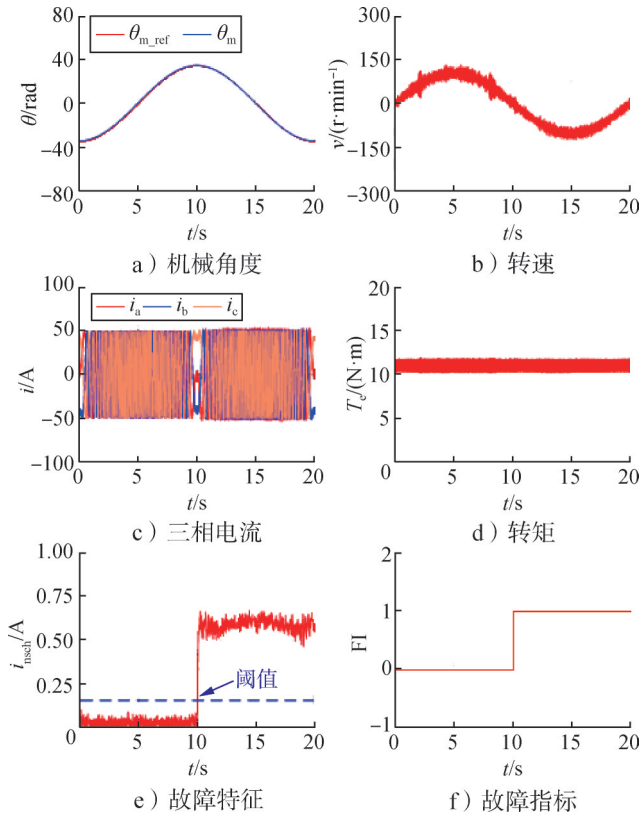


图6 位置特性故障诊断波形

Fig.6 Position characteristic fault diagnosis waveform

3.2.2 暂态特性测试

图7为暂态特性测试下PMSM运行波形以及故障诊断波形。从图7可以看出，参考位置信号为方波信号，而实际跟踪信号为梯形波信号。在暂态特性测试过程中，最大转速约为2 450 r/min；当到达指定位置时，PMSM则静止在原处。在t=2 s处引入ISCF，可以看到即使电机停运，故障特征依旧能够显现，故障诊断时间约为12.4 ms，远小于一个电周期的时间。此外，在故障之前，高频负序电流始终小于故障阈值，不会发生误诊断现象。因此，所提方法对于PMSM零低速运行状态依旧有效。

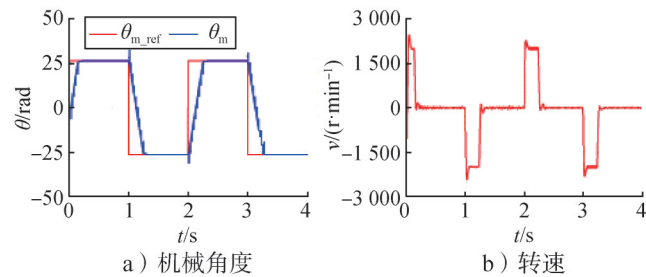
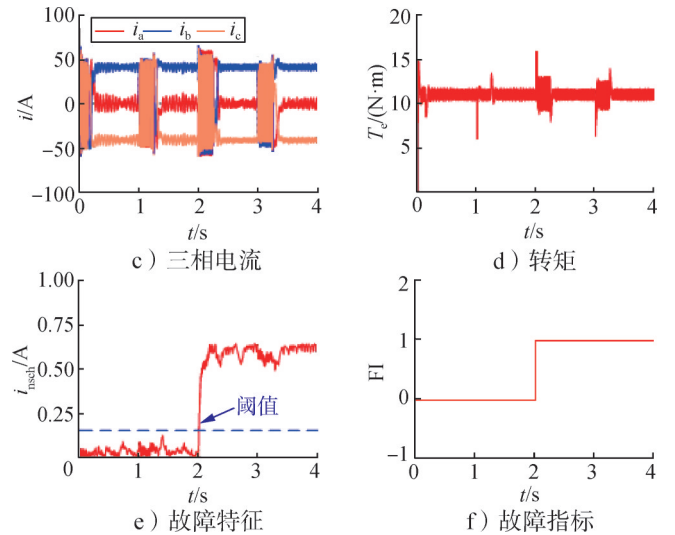


图7 暂态特性故障诊断波形

Fig.7 Transient characteristic fault diagnosis waveform



续图7

3.2.3 频率特性测试

为验证位置信号快速变化情况下故障诊断的鲁棒性，图8给出频率特性测试下PMSM运行波形以及故障诊断波形。从图8可以看出，实际位置信号能够跟踪参考位置信号，在伺服运行过程中，最大转速约为1 530 r/min。在t=2 s处引入ISCF，故障诊断时间约为11.4 ms，小于一个电周期的时间。此外，在故障之前，高频负序电流始终小于故障阈值，也不会发生误诊断现象。

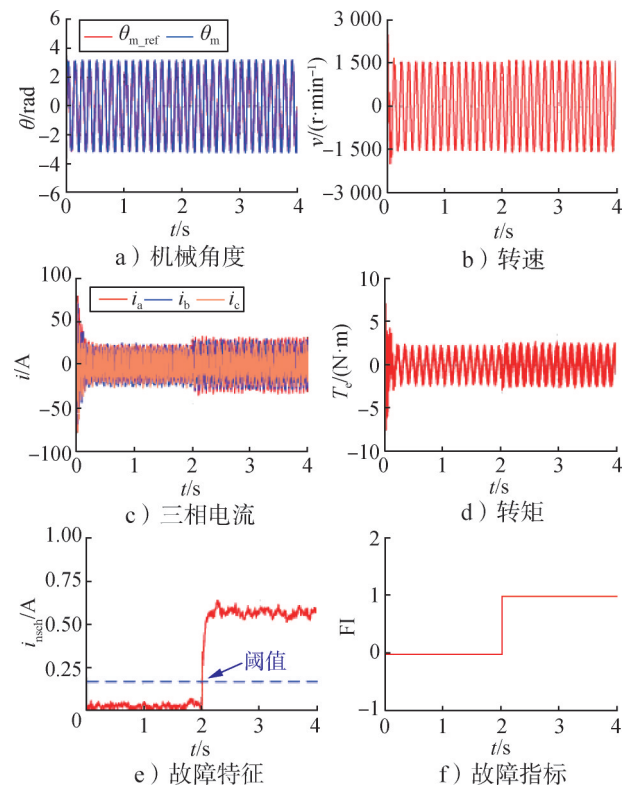


图8 频率特性故障诊断波形

Fig.8 Frequency characteristic fault diagnosis waveform

### 3.3 故障诊断方法对比

为突出本文所提方法在故障诊断中的快速性和准确性, 本文将其与文献 [15] 中基于基频负序电流变化量的诊断方法进行对比分析。该对比方法无需高频信号注入, 其计算原理与式 (13) 和式 (14) 一致。图9给出了对比诊断方法下的稳态故障诊断波形, 其故障特征为基频负序电流的幅值  $i_{nsc}$ 。在  $t=1$  s前, 电机处于健康状态, 此时  $i_{nsc}$  幅值始终小于 0.3 A, 因此将 0.3 A 设置为故障阈值。在  $t=1$  s后引入 ISCF后, 故障特征迅速增大并突破阈值, 对应的故障指示器 FI 由 0 跳变为 1, 表明系统检测到 ISCF。需要指出的是, 该方法的故障发生至故障识别的时间为 23.2 ms, 显著大于本文所提方法的诊断时间。

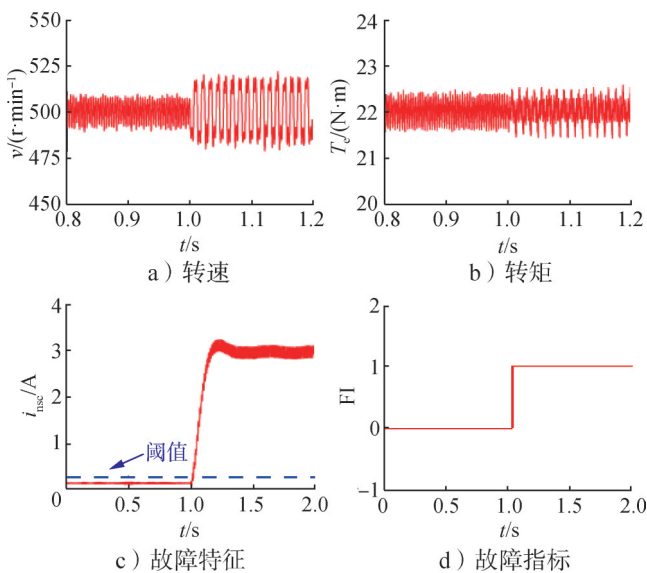


图9 对比诊断方法下的稳态故障诊断波形

Fig.9 Steady-state fault diagnosis waveform under comparative diagnosis method

在相同的伺服特性测试 (位置、暂态和频率特性) 以及相同的故障严重程度下, 进一步对比了两种方法的诊断可靠性。故障诊断结果分别如图10~12所示。

图10给出了对比诊断方法下的位置特性故障诊断波形。在  $t=10$  s之前, PMSM 运行正常, 在  $t=10$  s后引入 ISCF。可以看到, 在 PMSM 处于健康时, 基于基频负序电流的故障特征  $i_{nsc}$  随电机转速变化而产生明显波动, 尤其在转速过零点处波动幅值可达 49, 远超设定阈值, 即便在健康状态下, FI 指示始终保持高电平。在 ISCF 发生后, 故障特征  $i_{nsc}$  并没有明显变化,

导致该方法无法有效识别位置特性测试下的 ISCF。

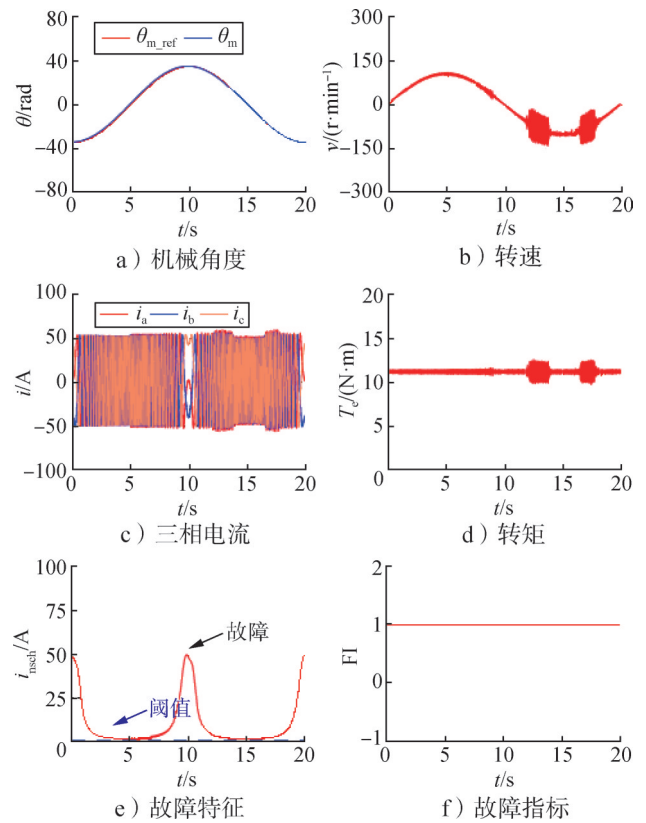


图10 对比诊断方法下的位置特性故障诊断波形

Fig.10 Position characteristic fault diagnosis waveform under comparative diagnosis method

图11给出了对比诊断方法下的暂态特性故障诊断波形。在  $t=2$  s前, PMSM 处于健康状态, 在  $t=2$  s后引入 ISCF。在健康电机运行时, 故障特征  $i_{nsc}$  仅在电机转动时出现下降趋势; 当电机短暂停止时,  $i_{nsc}$  始终大于故障阈值, FI 始终保持高电平; 在 ISCF 发生后,  $i_{nsc}$  的幅值变化依然不显著, 因而对比诊断方法无法识别暂态特性测试下的 ISCF。

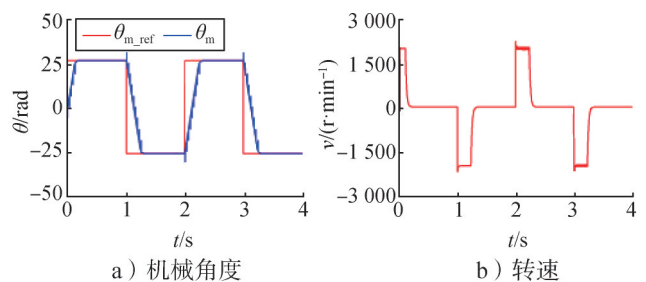
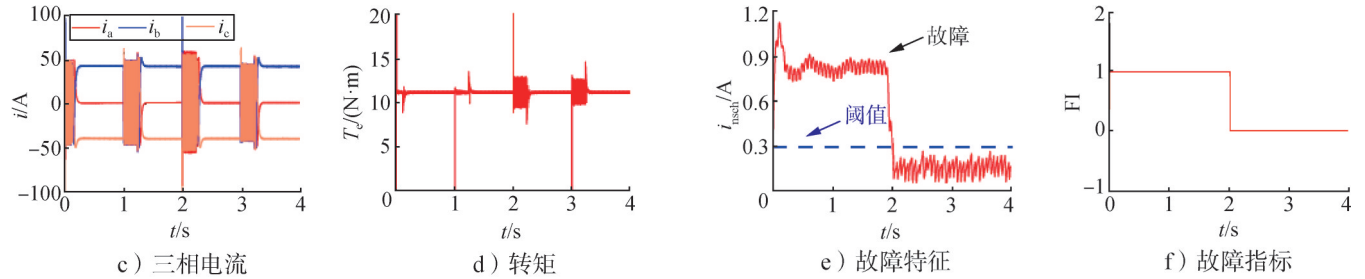
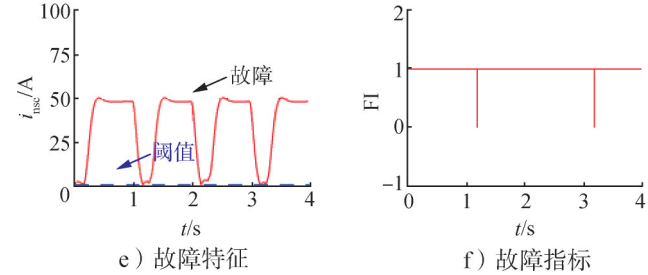


图11 对比诊断方法下的暂态特性故障诊断波形

Fig.11 Transient characteristic fault diagnosis waveform under comparative diagnosis method



续图 11



续图 12

图 12 给出了对比诊断方法下的频率特性故障诊断波形。在  $t=2\text{ s}$  前，PMSM 保持健康状态，在  $t=2\text{ s}$  后引入 ISCF。在健康 PMSM 空载条件下，由于三相电流幅值较小且存在一定不对称性，故障特征  $i_{nsc}$  维持在  $0.81\text{ A}$  左右；当电机发生 ISCF 时，故障反而增大了电流幅值并改善了电流对称性，导致  $i_{nsc}$  幅值下降至  $0.15\text{ A}$  左右。由此可见，该方法不仅未能检测到故障，反而出现了故障特征幅值减小的异常情况，进一步说明其在频率特性测试下无法有效识别 ISCF。

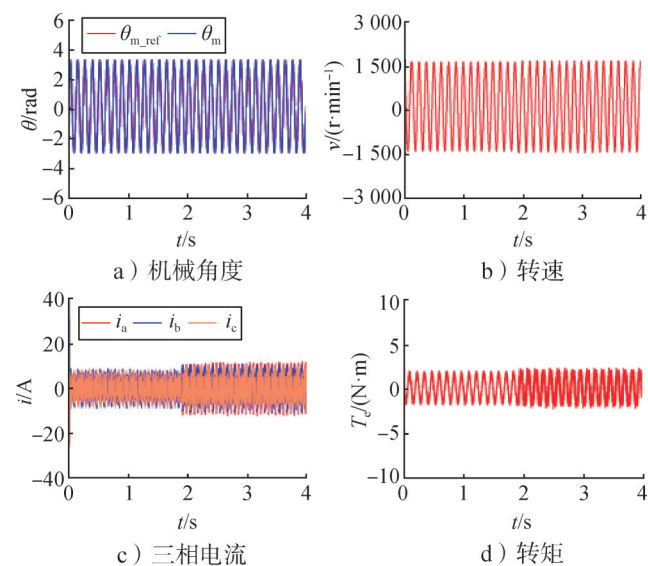


图 12 对比诊断方法下的频率特性故障诊断波形

Fig.12 Frequency characteristic fault diagnosis waveform under comparative diagnosis method

续图 12

综上所述，文献 [15] 中基于基频负序电流变化量的诊断方法在稳态下具有一定的识别能力，但诊断时间较长，且在位置、暂态及频率特性测试下均表现出较大的局限性，存在误判的风险，两种方法的具体对比结果如表 2 所示，这也从侧面验证了本文所提方法在复杂伺服工况下诊断的鲁棒性与优越性。

表 2 故障诊断方法性能对比

Tab.2 Performance comparison of fault diagnosis methods

工况	文献[15]方法	本文方法
稳态特性	诊断时间 23.2 ms	诊断时间 4.8 ms
位置特性	误判	稳定识别
暂态特性	误判	稳定识别
频率特性	特征反向、误判	稳定识别

### 4 结论

本文以航空航天飞行器中永磁电机伺服系统为应用背景，研究了一种基于高频负序电流的永磁同步电机匝间短路故障诊断方法，提高了在高动态伺服控制下的故障诊断的速度和鲁棒性。利用仿真软件搭建了永磁同步电机简化故障模型，并对基于高频负序电流的故障诊断方法进行了分析和验证。仿真结果表明，所提出的故障诊断方法诊断速度快，故障诊断时间小于一个基波周期；对电机的位置、速度、转矩变化鲁棒性高，不受电机运行工况的影响；在健康情况下不会出现误诊断，而在故障后能够及时对故障做出判断。此外，由于所提出的故障诊断方法不依赖于电机模型，因此可以广泛应用于三相交流电机系统，具有较高的适用性。

### 参考文献

[1] GUO H, XU J, CHEN Y. Robust control of fault-tolerant permanent-magnet synchronous motor for aerospace application with guaranteed fault switch process[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(12): 7309-7321.

- [2] WANG W, MAO Y, CUI P, et al. Double normalization fault diagnosis method for open-circuit faults of PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(9): 11613-11624.
- [3] KOMMURI S K, DEFOORT M, KARIMI H R, et al. A robust observer-based sensor fault-tolerant control for PMSM in electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(12): 7671-7681.
- [4] NIU F, XU M, ZHOU F, et al. Accurate interturn short-circuit faults diagnosis in PMSMs under variable operating conditions by signal compensation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(2): 3530-3542.
- [5] 郑大勇, 张品佳. 交流电机定子绝缘故障诊断与在线监测技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(2): 395-406.  
ZHENG Dayong, ZHANG Pinjia. A review of fault diagnosis and online condition monitoring of statorinsulation in AC electrical machine[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(2): 395-406.
- [6] GANDHI A, CORRIGAN T, PARSA L. Recent advances in modeling and online detection of stator interturn faults in electrical motors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(5): 1564-1575.
- [7] 杭俊, 胡齐涛, 丁石川, 等. 基于电流残差矢量模平方的永磁同步电机匝间短路故障鲁棒检测与定位方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(1): 340-351.  
HANG Jun, HU Qitao, DING Shichuan, et al. Robust detection and location of inter-turn short circuit fault in permanent magnet synchronous motor based on square of residual current vector modulus[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(1): 340-351.
- [8] SONG Q, WANG M, LAI W, et al. On Bayesian optimization-based residual CNN for estimation of inter-turn short circuit fault in PMSM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(2): 2456-2468.
- [9] HANG J, ZHANG J, CHENG M, et al. Online interturn fault diagnosis of permanent magnet synchronous machine using zero-sequence components[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(12): 6731-6741.
- [10] JEONG H, MOON S, KIM S W. An early stage inter-turn fault diagnosis of PMSMs by using negative-sequence components[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(7): 5701-5708.
- [11] WANG B, WANG J, GRIFFO A, et al. Stator turn fault detection by second harmonic in instantaneous power for a triple-redundant fault-tolerant PM drive[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(9): 7279-7289.
- [12] RAO Y, WANG Y, WANG W. A simplified modeling and analysis method for inter-turn short-circuit fault of permanent magnet synchronous motor[C]. Zhuhai: 2023 26th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2023.
- [13] FANG S, WANG Y, WANG W, et al. Design of permanent magnet synchronous motor servo system based on improved particle swarm optimization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(5): 5833-5846.
- [14] XU Z, ZHANG J, ZHANG Y, et al. Winding condition monitoring for inverter-fed PMSM using high-frequency current injection[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(6): 5818-5828.
- [15] NGUYEN V, WANG D, SESHADRINATH J, et al. A method for incipient interturn fault detection and severity estimation of induction motors under inherent asymmetry and voltage imbalance[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2017, 3(3): 703-715.

### 作者简介

傅捷(1987—), 男, 高级工程师, 主要研究方向为容错电机系统控制技术。

饶尧(1997—), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为电机伺服系统故障诊断与控制。

王伟(1985—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电机系统及其诊断与控制、伺服系统、电气化交通、电力设备状态监测与故障诊断。

郑再平(1979—), 男, 博士, 研究员, 主要研究方向为机电传动系统总体技术、容错电机系统控制技术。

黄玉平(1967—), 男, 研究员, 主要研究方向为伺服系统设计。