

DOI: 10.13382/j.jemi.B2307093

考虑磁链变化率的永磁同步电机失磁 故障复合容错控制*

何 静¹ 李希宇¹ 贾 林²

(1. 湖南工业大学电气与信息工程学院 株洲 412007; 2. 湖南工业大学轨道交通学院 株洲 412007)

摘要:针对永磁同步电机(PMSM)失磁故障中磁链变化较快,近似认为磁链变化率为0会导致传统PMSM失磁容错控制方法性能受限的问题,本文提出一种基于智能比例积分微分的无模型超螺旋滑模复合容错控制(iPID-MFSTSMC)方法。首先,构建考虑永磁体磁链变化量的PMSM失磁故障数学模型,根据这一模型设计了磁链滑模观测器,实现了对于磁链及其变化率的观测。此外,针对快速变化的负载转矩设计了负载转矩导数滑模观测器。然后,基于磁链及其变化率、负载转矩导数的观测,设计了iPID无模型容错控制方法,该方法采用超螺旋滑模算法对观测误差及其他扰动进行抑制,改善了动态性能且降低了控制器参数的设计难度。利用Lyapunov稳定性定理证明了所设计容错控制方法的稳定性,并给出了参数的设计条件。最后,在磁链以及负载转矩快速变化工况下,通过仿真和实验分析表明,该方法可以有效减少系统抖振并降低超调量。

关键词: 永磁同步电机; 无模型超螺旋滑模控制; 磁链; 观测器

中图分类号: TM351 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 47040

Compound fault tolerance control of permanent magnet synchronous motor with magnetic flux change rate considered

He Jing¹ Li Xiyu¹ Jia Lin²

(1 College of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou 412007, China;

2. College of Railway Transportation, Hunan University of Technology, Zhuzhou 412007, China)

Abstract: When the magnetic flux of a permanent magnet synchronous motor changes rapidly, it is approximately assumed that a magnetic flux change rate of 0 will constrain the performance of the PMSM fault-tolerant control system. This paper proposes a model free super twisting sliding mode composite fault-tolerant control method based on intelligent proportional integral differential (iPID-MFSTSMC). Firstly, a mathematical model for PMSM demagnetization fault was constructed, taking into account the variation of permanent magnet magnetic flux. Based on the constructed model, a magnetic flux sliding mode observer was designed to observe the magnetic flux and its rate of change. In addition, a load torque derivative sliding mode observer was designed for rapidly changing load torque. Then, an iPID model free fault-tolerant control method was designed based on observations of magnetic flux and its change rate, as well as load torque derivatives. The proposed control method uses a super twisting sliding mode algorithm to suppress observation errors and other disturbances, improve dynamic performance, and reduce the difficulty of controller parameter design. The stability of the designed fault-tolerant control method was proved using Lyapunov stability theorem, and parameter design conditions were provided. Finally, under the condition of rapid change of flux and load torque, simulation and experimental analysis show that the proposed method can effectively reduce the system jitter and reduce the overshoot.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; model-free super-twist sliding mode control; flux linkage; observer

收稿日期: 2023-11-30 Received Date: 2023-11-30

* 基金项目: 国家自然科学基金(62173137, 52172403, 62303178)、湖南省教育厅科学研究项目(23A0426, 22B0577)、湖南省自然科学基金(2023JJ50193)项目资助

0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)具有高运行效率、高功率密度以及优良可靠性等特点,在高性能驱动领域得到广泛应用,如新型多电飞机^[1]、先进轨道装备^[2]、深海探测装备^[3]、高端医疗装备^[4]等,在相关高端装备中的应用也促进了 PMSM 控制理论的迅速发展^[5]。由于 PMSM 电磁关系复杂、多变量耦合的特点^[6],提升其控制系统的鲁棒性对于确保高端装备的安全稳定高效运行尤为重要。然而由于受到温度、谐波等因素的影响,永磁体会产生失磁现象,磁链的变化导致电机转速、转矩、电流等跟踪性能下降,是 PMSM 中一类不可忽视的故障,尤其是当磁链变化较快时,近似认为磁链变化率等于 0 会对控制系统性能带来不利影响,实现磁链快速变化下的 PMSM 失磁故障诊断与容错控制具有重要的理论和应用价值。

针对 PMSM 失磁故障的诊断方法包括反电动势法^[7]、非线性变换法^[8]、基于学习的方法^[9]和观测器法等^[10]。文献[10]提出了一种基于模型参考自适应的磁链观测器,观测器的参数采用自适应线性神经元进行在线调节。文献[11]采用有限元的方法得到电机气隙的典型磁信号,采用复连续小波变换提取信号特征,实现对失磁故障的检测。文献[12]通过磁等效电路模型选取故障信号,采用对称点阵法将故障信号转换为二维图像,并采用小波散射卷积网络对故障进行诊断和分类。滑模状态观测器采用滑模等值原理对系统状态进行重构,并实现对系统非线性的在线辨识,具有鲁棒性好、参数调节方便的特点^[13]。

在失磁情况下,建立永磁同步电机的电流状态方程对于磁链的辨识至关重要。文献[14]建立了失磁下的永磁电机模型,设计了滑模观测器对扰动进行辨识,结合电流分析法,提取失磁引起的扰动,进而从中计算出磁链观测值。文献[15]设计了磁链、d 轴和 q 轴电流滑模观测器,通过分析观测器误差消除了由于电感失配的影响,得到了磁链的精确计算值。文献[16]分别采用分数阶积分终端滑模和符号函数积分终端滑模设计了定子电流观测器,通过分析电流的测量值和观测值实现对定子磁链的估算。然而,以上所提论文中的方法均是基于永磁同步电机传统数学模型来设计,其基本思想^[17-21]都是将发生失磁故障后模型中的磁链变化率近似于零,而本文建立磁链变化率不为 0 在系统模型中的定量描述,使得所设计方法更贴合工程实际应用。

针对高性能 PMSM 控制系统的设计问题,国内外学者提出了许多有效方法,如状态转移约束^[22]、反步控制^[23]、预测控制^[24]等。这些方法基于被控对象数学模型

进行控制器的设计,对模型参数具有一定依赖性。然而, PMSM 在实际运行中,随着工况、环境等的变化,出现模型参数摄动以及未建模动态,制约了此类控制方法在实际中的应用。比例-积分-微分(proportional-integral-derivative, PID)控制方法结构简单、不需要模型信息,但其参数设计依赖人工经验,效率和精度不高。文献[25]提出了智能 PID(intelligent-PID, iPID)方法,通过模糊逻辑辨识消除系统的扰动,但辨识误差对系统鲁棒性具有一定影响。

进一步地, PMSM 失磁故障容错控制是指发生失磁的情况下,控制系统依然能够保持良好的跟踪性能。ZHANG 等^[17]提出了一种基于复合观测器的鲁棒容错预测电流控制算法,对补偿电压和电流预测值进行观测,从而通过增加补偿电压来有效地增强对永磁体失磁的鲁棒性。文献[26]提出一种基于等效输入扰动的容错控制方法,通过在观测器中插入解耦项消除了电机转速对失磁故障重构的影响,并结合等效输入扰动方法实现对失磁故障的容错控制。文献[27]提出了一种有限集模型预测容错控制方法,通过设计观测器,使预测模型中的电机参数数值与电机实际参数数值保持一致,提高了容错控制系统的性能。超螺旋滑模控制方法通过将滑模切换项中的不连续项进行积分,有效减小了滑模带来的固有抖振^[28],为 PMSM 失磁故障容错控制提供了有益借鉴。

综上,为提高永磁同步电机在发生失磁故障时控制系统的跟踪性能,并且在系统跟踪误差趋于零的同时能削弱系统的抖振,本文提出一种基于智能比例-积分-微分的无模型超螺旋滑模容错控制(iPID-MFSTSMFTC)方法。本文的主要贡献如下:

1) 提出了一种失磁故障下考虑磁链变化率的 PMSM 数学模型,相比 PMSM 传统数学模型,本文所提模型能更加准确描述 PMSM 失磁过程,并通过设计磁链变化率等动态参数滑模观测器,为实现鲁棒容错控制提供了基础。

2) 提出了一种将智能比例-积分-微分(iPID)控制与无模型超螺旋滑模控制(MFSTSMFTC)结合的复合容错控制方法,不仅能够减少失磁对系统动态性能的影响,而且进一步提高了系统稳态性能。

1 考虑磁链变化率的 PMSM 数学模型

当永磁体磁链变化较快时,不能假定其导数为 0,为此本文在文献[21]基础上,建立了考虑磁链变化量的 PMSM 数学模型:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{u_d}{L} - \frac{R}{L}i_d + \omega_e i_q - \frac{1}{L} \frac{d(\psi_{ro} + \Delta\psi_{rd})}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{u_q}{L} - \frac{R}{L}i_q - \omega_e i_d - \frac{1}{L} \omega_e (\psi_{ro} + \Delta\psi_{rd}) \end{cases} \quad (1)$$

永磁同步电机的运动方程为:

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega_e}{dt} = -T_L + \frac{3}{2} p (\psi_{ro} + \Delta\psi_{rd}) i_q \quad (2)$$

上述公式中, L_d, L_q, R 分别为 $d-q$ 轴电感、定子电阻; ψ_{ro} 为永磁体磁链、 $\Delta\psi_{rd}$ 为永磁体磁链 ψ_{ro} 在直轴上的变量; u_d, u_q 为 $d-q$ 轴电压; i_d, i_q 为 $d-q$ 轴电流; ω_e 为电机的电角速度。 T_e, T_L 分别为永磁同步电机的电磁转矩、负载转矩; p 为电机的极对数; J 为转动惯量。

备注: 相比传统 PMSM 失磁数学模型^[17-20], 本文提出的式(1)模型, 未忽略磁链变化率对系统影响, 即不需要

假设 $\dot{\Delta\psi}_{rd} = 0$ 。因此, 更符合实际工程背景。

选取 d, q 轴电流作为此系统状态变量, 因此将式(1)写为状态方程, 如下:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + Dg \\ y = Cx \end{cases} \quad (3)$$

$$\text{其中, } x = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}, g = \begin{bmatrix} \Delta\dot{\psi}_{rd} \\ (\psi_{ro} + \Delta\psi_{rd}) \end{bmatrix}。$$

A, B, C, D 均为状态方程的系数矩阵, 且 $A =$

$$\begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{\omega_e}{L} \end{bmatrix}$$

2 磁链及负载转矩导数观测器设计

通过对磁链、磁链导数以及负载转矩导数进行观测, 并将观测值前馈到控制器内部, 降低磁链及转矩的变化对系统性能的影响, 从而为实现鲁棒容错控制提供了基础。

2.1 永磁体磁链及其导数观测器

针对式(3)描述的电机模型, 定义 $d-q$ 轴电流误差状态方程:

$$e = x - \hat{x} = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 - \hat{x}_1 \\ x_2 - \hat{x}_2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

选取 e 为滑模面, 并构造如下滑模观测器:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + K\text{sgn}(e) \quad (5)$$

式中: K 为待设计实数矩阵, sgn 为符号函数, 以“ $\hat{\cdot}$ ”为上标的量代表变量的观测值, $K = \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix}$ 为待设计实数

矩阵 $k_1 > 0, k_2 > 0$ 。则有

$$\dot{e} = \dot{x} - \dot{\hat{x}} = A(x - \hat{x}) + Dg - K\text{sgn}(e) \quad (6)$$

定理1: 对于系统式(3)设计如式(5)的磁链观测器, 选择如式(4)的滑模面, 并当满足条件 $k_1 > 0, k_2 > 0$ 时, 则所设计的滑模观测器式(5)渐进稳定。

证明: 选取 Lyapunov 函数如下:

$$V_1 = \frac{1}{2} e^T e \quad (7)$$

$$\dot{V}_1 = e^T \dot{e} = e^T A e + e^T D g - e^T K \text{sgn}(e) \leq -\frac{R}{L} e_1^2 -$$

$$\frac{R}{L} e_2^2 + \|e\| \|D\| \|g\| - k_1 \|e\| - k_2 \|e\| \leq \|e\| (\|D\| \|g\| - k_0) - \frac{R}{L} e_1^2 - \frac{R}{L} e_2^2 \quad (8)$$

从工程角度, $\Delta\psi_{rd}, \dot{\Delta\psi}_{rd}$ 均有界, 因此假设 g 有界, 即存在正常数 N , 使得 $\|g\| \leq N$ 有界。

为了参数设计方便, 式(6)中选取 $\begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix} = \omega_e \bar{K}$,

$\bar{K} = \begin{bmatrix} \bar{k}_1 & 0 \\ 0 & \bar{k}_2 \end{bmatrix}$ 是大于 0 的常值矩阵, 令 $k_0 = \min\{k_1, k_2\}$ 。设计 $k_0 \geq N \|D\| + \eta, \eta \geq 0$ 由式(8)可得:

$$\dot{V}_1 \leq -\eta \|e\| \quad (9)$$

由滑模等值原理, 即 $e = \dot{e} = 0$ 。式(6)可得:

$$Dg = K\text{sgn}(e) \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{\omega_e}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\dot{\psi}_{rd} \\ (\psi_{ro} + \Delta\psi_{rd}) \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \text{sgn}(e_1) \\ \text{sgn}(e_2) \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\begin{cases} \dot{\Delta\psi}_{rd} = -\frac{L}{\omega_e} \bar{k}_1 \text{sgn}(e_1) \\ \psi_{ro} + \Delta\psi_{rd} = -L \bar{k}_2 \text{sgn}(e_2) \end{cases} \quad (12)$$

2.2 负载转矩导数观测器

选取转速误差作为观测器状态变量:

$$\begin{cases} e_\omega = \omega_{ref} - \omega_e \\ e_{\omega 1} = \dot{e}_\omega = -\dot{\omega}_e \end{cases} \quad (13)$$

式中: ω_{ref} 代表电机的参考转速, ω_e 为电机的电角速度。

对式(13)求导并将式(2)代入后可得:

$$\begin{cases} \dot{e}_\omega = e_{\omega 1} = -\dot{\omega}_e = \frac{p}{J} [T_L - \frac{3}{2} p (\psi_{ro} + \Delta\psi_{rd}) i_q] \\ \dot{e}_{\omega 1} = -\ddot{\omega}_e = -\frac{3p^2}{2J} (\psi_{ro} + \Delta\psi_{rd}) \dot{i}_q - \frac{3p^2}{2J} \Delta\dot{\psi}_{rd} i_q + \frac{p}{J} \dot{T}_L \end{cases} \quad (14)$$

将式(14)写成:

$$\begin{cases} \dot{e}_\omega = e_{\omega 1} \\ \dot{e}_{\omega 1} = F + GT_L \end{cases} \quad (15)$$

$$\text{其中, } F = -\frac{3p^2}{2J}(\psi_{r0} + \Delta\psi_{rd})\dot{i}_q - \frac{3p^2}{2J}\Delta\dot{\psi}_{rd}i_q, G = \frac{p}{J}.$$

并由式(12)可实现求出,即 F 为已知,假设 T_L 为有界变量。

对(15)式构造观测器为:

$$\begin{cases} \dot{\hat{e}}_\omega = \hat{e}_{\omega 1} + k_3 \text{sgn}(e_\omega - \hat{e}_\omega) \\ \dot{\hat{e}}_{\omega 1} = \hat{F} + k_4 \text{sgn}(e_{\omega 1} - \hat{e}_{\omega 1}) \end{cases} \quad (16)$$

式中: k_3, k_4 为待确定常数。

选取滑模面为:

$$\begin{cases} E = e_\omega - \hat{e}_\omega \\ E_1 = e_{\omega 1} - \hat{e}_{\omega 1} \end{cases} \quad (17)$$

用式(15)减去式(16)可得:

$$\begin{cases} \dot{E} = E_1 - k_3 \text{sgn}(E) \\ \dot{E}_1 = GT_L - k_4 \text{sgn}(E_1) \end{cases} \quad (18)$$

定理 2: 针对系统式(15),构造负载转矩导数观测器如式(16),选择如式(17)所示滑模面,当选取适当的观测器增益则 k_3, k_4 , 则状态误差式(18)将在有限时间内收敛到 0。

观测器稳定性证明:

选择以下 Lyapunov 函数:

$$V_2 = \frac{1}{2}E^2 \quad (19)$$

对式(19)求导可得:

$$\dot{V}_2 = E\dot{E} = E(E_1 - k_3 \text{sgn}(E)) = EE_1 - k_3 |E| \leq |E| |E_1| - k_3 |E| = |E| (|E_1| - k_3) \quad (20)$$

当 k_3 足够大时,

$$k_3 \geq |E_1| + \delta_1 \quad (21)$$

其中 δ_1 是任意正常数,即:

$$\dot{V}_2 = E\dot{E} \leq -\delta_1 |E| \quad (22)$$

因此,系统将在有限时间内到达滑模面,根据滑模等效原理可知:

$$E = \dot{E} = 0 \quad (23)$$

$$E_1 = k_3 \text{sgn}(E) \quad (24)$$

选取 Lyapunov 函数为:

$$V_3 = \frac{1}{2}E_1^2 + V_2 \quad (25)$$

对式(26)求导并同理<1>可得:

$$k_4 \geq G |T_L| + \delta_2 \quad (26)$$

其中, δ_2 为任意正常数,则:

$$\dot{V}_3 \leq -\delta_2 |E_1| \quad (27)$$

因此,在选取适当的增益 k_3, k_4 时,所设计的观测器

是渐近稳定和收敛的。

证毕。

由式(18)可得:

$$\hat{T}_L = \frac{J}{p} \cdot k_4 \text{sgn} \cdot (\text{sgn}(E)) \quad (28)$$

备注:由式(12)、(28)分别得到磁链观测值、负载转矩估测值为后续控制器设计提供基础。

3 基于 iPID-MFSTSMC 的 PMSM 失磁复合容错控制器设计

针对时变磁链以及负载转矩对调速系统性能的影响,结合第 2 节中磁链、磁链导数以及负载转矩导数的观测值,在 iPID 无模型控制的基础上,结合超螺旋滑模方法设计鲁棒失磁复合容错控制器,以提升调速系统应对干扰的能力。

对式(2)求导后可得:

$$\ddot{\omega}_e = \frac{3p^2}{2J}(\psi_{r0} + \Delta\psi_{rd})\dot{i}_q + \frac{3p^2}{2J}\Delta\dot{\psi}_{rd}i_q - \frac{p}{J}\dot{T}_L \quad (29)$$

为了便于容错控制器的设计,将式(29)改写为:

$$\ddot{\omega}_e = \hat{H}\dot{i}_q + \delta\dot{i}_q + d \quad (30)$$

式中: 令 $\hat{H} = \frac{3p^2}{2J}(\psi_{r0} + \Delta\hat{\psi}_{rd}), B = \frac{p}{J}, d = B \cdot$

$(\frac{3p}{2}\Delta\dot{\psi}_{rd}i_q - \dot{T}_L), \delta$ 为磁链观测误差;

根据 iPID 算法的设计原理^[22],由转速跟踪误差定义式(13)以及式(30)可得考虑磁链变化率以及时变负载转矩的 iPID 控制策略为:

$$\dot{i}_q = \frac{1}{\hat{H}} \left(-\hat{d} + \ddot{\omega}_{ref} + k_p e_\omega + k_d \dot{e}_\omega + k_i \int e_\omega dt \right) \quad (31)$$

其中, k_p, k_i, k_d 为无模型控制增益。由式(30)和(31)可得,转速误差动态方程为:

$$k_p e_\omega + k_d \dot{e}_\omega + k_i \int e_\omega dt + \ddot{e}_\omega + d - \hat{d} + \delta \dot{i}_q = 0 \quad (32)$$

通过调节 k_p, k_i 和 k_d , 可以实现对于预定速度的准确跟踪。此外,从式(32)可以看出,观测误差的存在对控制器的性能具有影响。超螺旋滑模优良的鲁棒性可以抑制观测误差,从而进一步提高控制系统的性能。

由式(13)所定义的误差,选取超螺旋滑模面为^[28]:

$$s = ce_\omega + e_{\omega 1} \quad (33)$$

由式(30)和(33)设计基于超螺旋滑模的 iPID-MFSTSMC 算法为:

$$\dot{i}_q = \frac{1}{\hat{H}} \left(-\hat{d} + \ddot{\omega}_{ref} + k_p e_\omega + k_d \dot{e}_\omega + k_i \int e_\omega dt \right) + u_v \quad (34)$$

其中, $i_q(0) = 0, u_v$ 为超螺旋滑模控制律, 由两部分组成。 u_1 为确保在理想的滑模条件下 ($\dot{s} = 0$) 的等效控制律, u_2 为减少抖动效应的切换控制律。

由于 δ 为磁链观测误差、 \dot{i}_q 为电流变化率均为有界量, 因此 $\delta \dot{i}_q$ 也为有界量, 并定义: $\tilde{d} = d - \hat{d}$, 考虑到 $\|\tilde{d}\|$ 在式(36)中有界, 假设 $\|\tilde{d} + \delta \dot{i}_q\| \leq I_m$, 则通过用 I_m 代替 $\tilde{d} + \delta \dot{i}_q$ 来计算可得:

$$\begin{cases} u_v = u_1 + u_2 \\ u_1 = \frac{1}{\hat{H}}(-k_p e_\omega + (c - k_d) e_{\omega 1} - k_i \int x_1 dt - I_m) \\ u_2 = \frac{1}{\hat{H}}(k_5 |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) + k_6 \int \text{sign}(s) dt) \end{cases} \quad (35)$$

其中, $k_5 > 0, k_6 > 0$

定理 3: 针对式(29)描述的 PMSM 转速动力学系统, 设计无模型鲁棒容错控制方法式(34), 并采取式(35)超螺旋滑模控制律对观测误差进行抑制, 的选择合适的增益 k_5, k_6 时, 系统能够趋于渐近稳定。

稳定性证明:

联立式(30)、(34), 误差方程可推导为:

$$\dot{e}_{\omega 1} = \dot{e}_\omega = -k_p e_\omega - k_d \dot{e}_\omega - k_i \int e_\omega dt - \delta \dot{i}_q - \tilde{d} - \hat{H} \cdot u_v \quad (36)$$

对式(33)求导, 并将式(36)代入可得:

$$\dot{s} = c \dot{e}_\omega + \dot{e}_{\omega 1} = -k_p e_\omega + (c - k_d) \dot{e}_\omega - k_i \int e_\omega dt - \delta \dot{i}_q - \tilde{d} - \hat{H} \cdot u_v \quad (37)$$

由式(35)、(37)可得:

$$\dot{s} = -k_5 |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) - k_6 \int \text{sign}(s) dt + I_m - (\tilde{d} + \delta \dot{i}_q) \quad (38)$$

将式(38)写为:

$$\dot{s} = -k_5 |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) - \Delta d + \Gamma \quad (39)$$

其中, $\Delta d = (\tilde{d} + \delta \dot{i}_q) - I_m, \Gamma = -k_6 \int \text{sign}(s) dt$

则式(39)可写为:

$$\begin{cases} \dot{s} = -k_5 |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) - \Delta d + \Gamma \\ \dot{\Gamma} = -k_6 \text{sign}(s) \end{cases} \quad (40)$$

为方便后续证明过程的书写, 定义以下变量:

$$\begin{cases} \rho_1 = s & \dot{\rho}_1 = -k_5 |\rho_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\rho_1) + \rho_2 \\ \rho_2 = -\Delta d + \Gamma & \dot{\rho}_2 = -\Delta \dot{d} - k_6 \text{sign}(\rho_1) \end{cases} \quad (41)$$

选择以下 Lyapunov 函数:

$$V_4 = 2k_6 |\rho_1| + \frac{1}{2} \rho_2^2 + \frac{1}{2} (k_5 |\rho_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\rho_1) - \rho_2)^2 = \xi^T Z \xi \quad (42)$$

其中, $Z = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 4k_6 + k_5^2 & -k_5 \\ -k_5 & 2 \end{bmatrix}, \xi^T =$

$[|\rho_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\rho_1) \quad \rho_2]$ 显然 Z 为正定矩阵

对式(42)求导可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_4 = & 2k_6 \text{sign}(\rho_1) \cdot \dot{\rho}_1 + 2\rho_2 \cdot \dot{\rho}_2 + \\ & \frac{1}{2} k_5^2 \text{sign}(\rho_1) \cdot \dot{\rho}_1 - \frac{1}{2} k_5 |\rho_1|^{-1/2} \dot{\rho}_1 \rho_2 - \\ & k_5 |\rho_1|^{1/2} \text{sign}(\rho_1) \cdot \dot{\rho}_2 \end{aligned} \quad (43)$$

将式(41)代入式(43)可得:

$$\dot{V}_4 = -|\rho_1|^{-1/2} \xi^T X \xi + \Delta \dot{d} \cdot \mathbf{x}^T \xi \quad (44)$$

其中, $X = \frac{1}{2} k_5 \begin{bmatrix} 2k_6 + k_5^2 & -k_5 \\ -k_5 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{x}^T = [-k_5 \quad 2]$

假设 $|\Delta \dot{d}| \leq \gamma$, 则:

$$\dot{V}_4 \leq -|\rho_1|^{-1/2} \xi^T X_R \xi \quad (45)$$

其中, $X_R = \frac{1}{2} k_5 \begin{bmatrix} 2k_6 + k_5^2 - 2\gamma & -(k_5 + \frac{2\gamma}{k_5}) \\ -(k_5 + \frac{2\gamma}{k_5}) & 1 \end{bmatrix}$ 。

式中: X_R 为对称正定矩阵, 则 V_4 为半负定的, 从而所设计控制器能够保证系统渐近稳定。因此, 定理 3 得证, 所提出 iPID-MFSTSMC 控制策略稳定性证明完成。

综上, 所提出的基于复合容错控制的永磁同步电机调速系统结构框图如图 1 所示。

4 实验结果与分析

实验包括数字仿真和硬件在环半实物实验。图 1 为永磁同步电机失磁工况下采用基于智能比例积分微分的无模型超螺旋滑模调速控制的整体框图, 主要包括 iPID-MFSTSMC 容错控制器模块、电流调节器模块、永磁磁链滑模观测器模块和负载转矩导数观测器模块等。

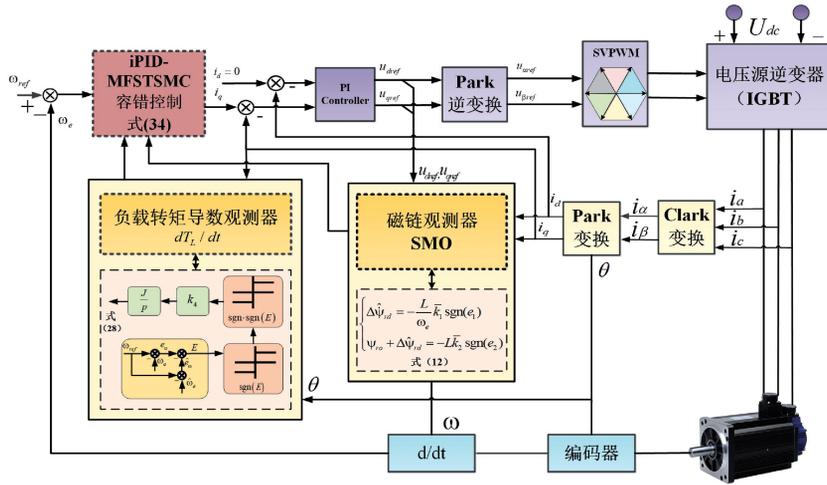


图 1 控制系统框图

Fig. 1 Control system block diagram

4.1 实验参数设置

整个仿真环境采用 MATLAB/Simulink,使用的控制策略为 $i_d = 0$,其仿真和实验所涉及的电机参数由表 1 可知。以下设计的参数均在观测器和控制器中使用: $\bar{k}_1 = \bar{k}_2 = 10, k_4 = 100, k_5 = k_6 = 1\ 550, c = 200$ 。仿真以及实验条件如下:给定转速 $\omega_{ref} = 100\ \text{rad/s}$ 。

表 1 电机参数标称值

Table 1 Motor parameter nominal values

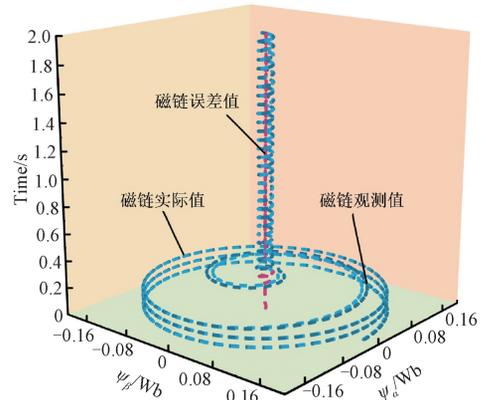
电机参数	标称值
定子绕组相电阻/ Ω	2.875
极对数	4
定子绕组电感/H	0.008 5
转子磁链/Wb	0.175
转子惯量/($\text{kg} \cdot \text{m}$)	0.008

仿真将在 iPID-MFSTSMC 容错控制基础上进行,通过设置对比实验来验证磁链变化率对电机调速系统的影响,然后将传统 PI 控制与上述所提方法进行比较从而判断所设计容错控制器对系统控制的区别。设仿真进行至 0.2 s 时,永磁体发生幅值失磁故障,转子磁链为斜率 -2 的斜坡信号,由 0.175 Wb 减少至 0.01 Wb,设负载转矩为正弦信号 $T_L = \sin(4t)$,同时都将通过观测器对磁链以及负载转矩进行观测,从而使系统调速性能更加。

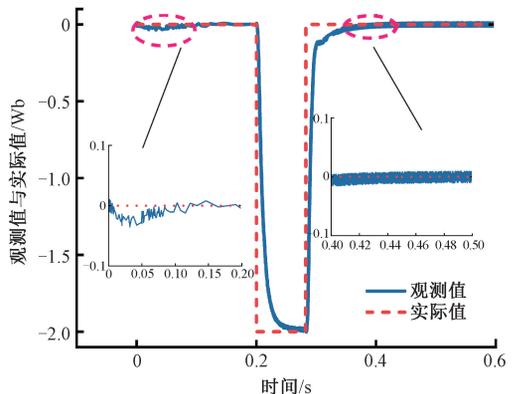
4.2 仿真性能实验

图 2 为磁链观测器的效果图。为验证所设计观测器良好的跟踪效果,仿真设置在 0.2 s 时磁链发生变化,设磁链变化率为 -2,从 0.175 Wb 减少至 0.01 Wb。图 2(a) 为磁链变化立体图,在 0.2 s 时磁链开始大幅度减小,但误差棒始终保持在 0 的位置不变。图 2(b) 为磁链变化率跟踪效果图,当磁链产生变化,其变化率对控制

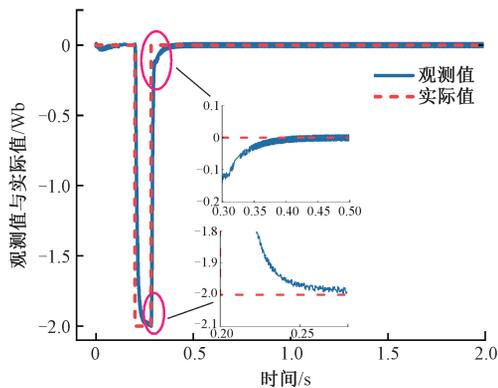
系统产生的影响也不可忽略,因此也需要对其进行观测。由图 2(c) 可以看出在 0.2 s 发生失磁故障后,观测器能够迅速响应并在 0.35 s 之前恢复初始状态,在磁链变化前进行跟踪时观测值有少许抖动,但在磁链变化后由于观测器设计时考虑了磁链变化率对系统的影响,从而能使得其观测值与实际值的跟踪相较于失磁前效果更好。



(a) 磁链波形图
(a) Flux wave waveform



(b) 磁链变化率波形图
(b) Flux change rate waveform diagram



(c) 磁链变化率局部放大波形
(c) Flux rate of change is partially enlarged

图2 磁链与磁链变化率波形图

Fig. 2 Waveform of flux linkage and flux change rate

图3为负载转矩导数波形图。为进一步体现所设计观测器的估计效果,设置负载转矩为 $T_L = \sin(4t) \text{ N}\cdot\text{m}$,理论上负载转矩导数的变化曲线应为 $4\cos(4t) \text{ N}\cdot\text{m}$ 。由图可知,仿真波形除在0.2s发生失磁故障时有较小波动以外,其他时刻都能准确地跟踪,能与其实际值拟合。

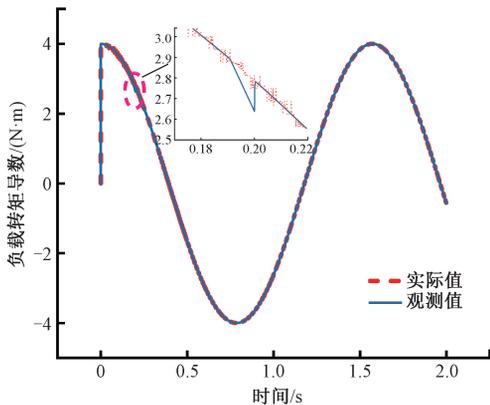


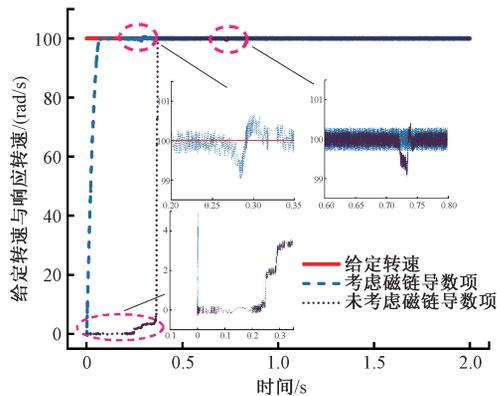
图3 负载转矩导数波形图

Fig. 3 Load torque derivative waveform

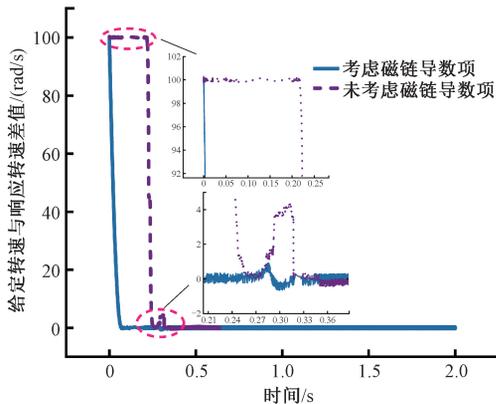
4.3 仿真对比实验

图4(a)为是否考虑磁链导数项对电机调速系统影响的转速对比图。在电机数学模型中,通常将磁链导数项忽略为0来对系统进行控制,图4(a)显示了PMSM调速系统从0到100 rad/s的速度响应,由图可知,与忽略磁链导数项的跟踪速度相比,考虑磁链导数项的阶跃响应能够在更短的时间内达到给定速度,并且超调量几乎趋近于零。当0.2s发生失磁故障时,图4(b)可知,未考虑磁链导数项的给定转速与响应转速差值明显大于考虑磁链导数项的转速差值。

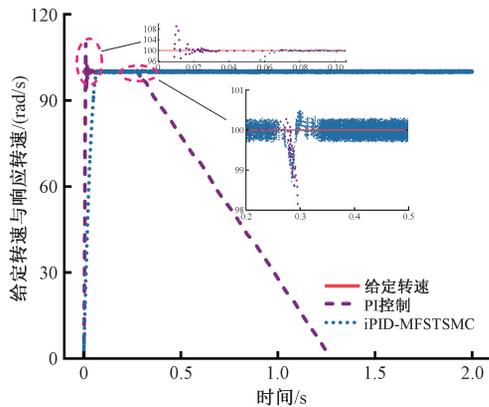
目前对于考虑磁链变化率来设计控制器对电机转速进行控制的文献几乎没有,因此只能通过考虑磁链变化



(a) 转速对比波形
(a) Speed comparison waveform



(b) 转速差值对比波形
(b) Speed difference comparison waveform



(c) 转速对比波形
(c) Speed comparison waveform

图4 转速波形

Fig. 4 Speed waveform

的控制算法来与本文所提转速控制方法进行对比。在此选用速度环采用非奇异快速终端滑模的控制策略^[29]。图4(c)为本文提出iPID-MFSTSMC容错控制器与几种方法的对比转速跟踪效果图。由图4(c)可以看出非奇异快速终端滑模控制策略(NFTSM)的响应速度很快并且超调量也近乎为0,但是在0.2s失磁后控制性能有所下降,很明显转速下降后不能很好跟踪到给定值。传统

的 PI 控制是通过参数寻优后才应用于仿真中,其中 PI 电流环控制器参数为 $k_p = 9.35, k_i = 3\ 162.5$, PI 速度环控制器参数为 $k'_p = 0.25, k'_i = 14$ 。由于在失磁的工况下其控制效果不佳,但是从图中可以看到本文所提方法不仅有良好的响应速度而且当发生失磁时其转速下降量没有采用非奇异快速终端滑模控制多,并且也能够后续运行中保持较好的稳态性能。

4.4 硬件在环半实物实验

由于电机失磁的工况难以被实际电机所模拟,为进一步验证本文所提理论方法的有效性和可行性,因此对 PMSM 驱动系统进行了硬件在环仿真实验 (hardware-in-the-loop simulation, HILS)。整个实验平台由 DSP (TMS320F2812) 控制器、RT-LAB (OP5600) 仿真机连接线、示波器以及上位机监控界面和相关软件组成,如图 5 所示。

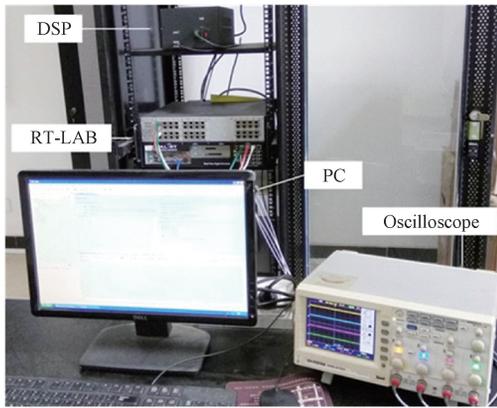
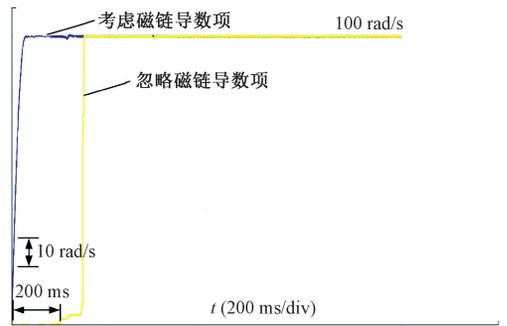


图 5 RT-Lab 实验台图
Fig. 5 RT-Lab experiment setup

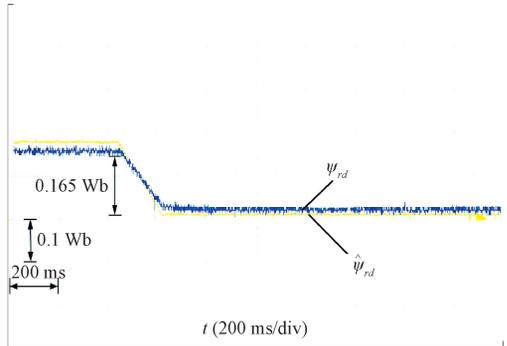
图 6 (a) ~ (d) 分别为在 RT-Lab 环境下的转速对比实验图、磁链观测图、磁链导数观测图、负载转矩导数观测图。所有的实验图都能与其仿真图一一对应,图 6 (a) 可知在电机数学模型中磁链导数项对于电机转速影响较大,因此本文所提方法在考虑这个问题的基础上不仅提高了系统调速性能同时减弱了抖振现象。图 6 (b) ~ (d) 的良好跟踪效果反映出所设计观测器鲁棒性能强,其观测值能够实时反馈至控制器中,使得系统控制性能更加优越。

5 结论

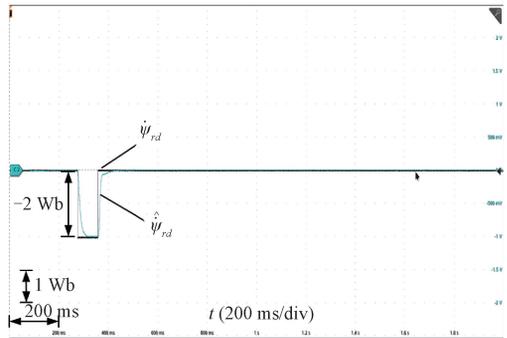
提出了一种基于智能比例-积分-微分的无模型超螺旋滑模复合容错控制 (iPID-MFSTSMC) 方法,并将其应用于在失磁工况下的永磁同步电机系统。通过仿真和实验结果表明,该控制方法具有快速的瞬态响应和良好的抗干扰能力。主要结论如下:



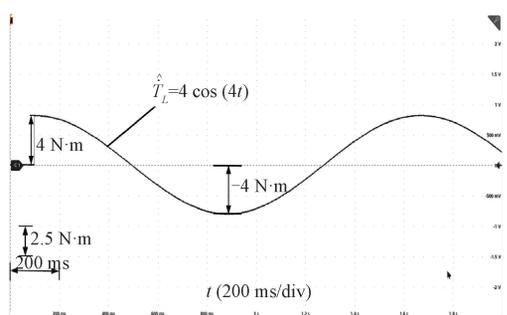
(a) 转速对比实验图
(a) Speed comparison experiment chart



(b) 磁链跟踪实验图
(b) Magnetic link tracking experiment plot



(b) 磁链跟踪实验图
(b) Magnetic link tracking experiment plot



(c) 磁链导数跟踪实验图
(c) Experimental plot of flux derivative tracking

图 6 RT-Lab 实验图

Fig. 6 RT-Lab experimental diagram

1) 针对 PMSM 传统数学模型难以准确描述 PMSM 失磁过程问题,构建了一种考虑磁链变化率的 PMSM 数

学模型,消除了传统数学模型要假设磁链变化率为0条件。因此该模型更符合实际工程背景。

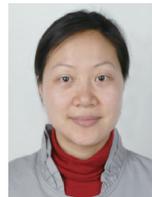
2) 针对 PMSM 失磁等扰动导致的系统不稳定问题,构建磁链变化率及负载转矩导数滑模观测器,并将观测值前馈到本文所设计的永磁同步电机失磁故障复合容错控制器,有效提高了容错控制系统的性能。

参考文献

- [1] WANG Y, FANG S, HU J. Active disturbance rejection control based on deep reinforcement learning of PMSM for more electric aircraft [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 38(1): 406-416.
- [2] WEI D, LIU K, HU W, et al. Short-time adaline based fault feature extraction for inter-turn short circuit diagnosis of PMSM via residual insulation monitoring [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 70(3): 3103-3114.
- [3] PERERA A, NILSEN R. Recursive prediction error gradient-based algorithms and framework to identify PMSM parameters online [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 59(2): 1788-1799.
- [4] TOLOUE S F, KAMALI S H, MOALLEM M. Torque ripple minimization and control of a permanent magnet synchronous motor using multiobjective extremum seeking [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2019, 24(5): 2151-2160.
- [5] 卢志远, 柏受军, 江明, 等. 改进的线性自抗扰永磁同步电机转速控制器设计 [J]. 电子测量与仪器学报, 2022, 36(4): 73-81.
- LU ZH Y, BO SH J, JIANG M, et al. Design of improved speed controller for linear active disturbance rejection permanent magnet synchronous motor [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2022, 36(4): 73-81.
- [6] 李瑞棋, 黎英. 永磁同步电机转子初始位置检测方法 [J]. 电子测量与仪器学报, 2020, 34(4): 194-200.
- LI R Q, LI Y. Method for detecting initial rotor position of permanent magnet synchronous motor [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2020, 34(4): 194-200.
- [7] CHEN H, GAO C X, SI J, et al. A novel method for diagnosing demagnetization fault in PMSM using toroidal-yoke-type search coil [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2021, 71: 1-12.
- [8] SONG X, ZHAO J, SONG J, et al. Local demagnetization fault recognition of permanent magnet synchronous linear motor based on S-transform and PSO-LSSVM [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8): 7816-7825.
- [9] SONG J, ZHAO J, DONG F, et al. A new demagnetization fault recognition and classification method for DPMSLM [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2019, 16(3): 1559-1570.
- [10] ZHAO J, WANG L, XU L, et al. Uniform demagnetization diagnosis for permanent-magnet synchronous linear motor using a sliding-mode velocity controller and an ALN-MRAS flux observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 69(1): 890-899.
- [11] SONG J, ZHAO J, ZHANG X, et al. Accurate demagnetization faults detection of dual-sided permanent magnet linear motor using enveloping and time-domain energy analysis [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2019, 16(10): 6334-6346.
- [12] HUANG F, ZHANG X, QIN G, et al. Demagnetization fault diagnosis of permanent magnet synchronous motors using magnetic leakage signals [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2022, 19(4): 6105-6116.
- [13] 从永正, 程盈盈, 胡正. 基于三阶超螺旋滑模观测器算法的机器人力矩估计方法 [J]. 控制理论与应用, 2023, 40(7): 1208-1215.
- CONG Y ZH, CHENG Y Y, HU ZH. Robot torque estimation method based on third-order superhelical sliding mode observer algorithm [J]. Control Theory and Application, 2023, 40(7): 1208-1215.
- [14] HAN Y, CHEN S, GONG C, et al. Accurate SM disturbance observer-based demagnetization fault diagnosis with parameter mismatch impacts eliminated for IPM motors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(5): 5706-5710.
- [15] GAO J, GUI W, YANG C, et al. Multiple observers-based demagnetization fault detection with inductance mismatch impacts eliminated for PMSMs [C]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023.
- [16] ZAFARI Y, MAZINAN A H, SHOJA-MAJIDABAD S. Demagnetization fault detection for five-phase IPMSM through integral terminal sliding mode flux-linkage observer [J]. IETE Journal of Research, 2019, 65(4): 473-486.

- [17] ZHANG C, WU G, RONG F, et al. Robust fault-tolerant predictive current control for permanent magnet synchronous motors considering demagnetization fault [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(7): 5324-5334.
- [18] ZHAO K, ZHOU R, SHE J, et al. Demagnetization-fault reconstruction and tolerant-control for PMSM using improved SMO-based equivalent-input-disturbance approach [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2021, 27(2): 701-712.
- [19] CHEN H, GAO C X, SI J, et al. A novel method for diagnosing demagnetization fault in PMSM using toroidal-yoke-type search coil [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2021, 71: 1-12.
- [20] LIU Y C, LAGHROUCHE S, DEPERNET D, et al. Super-twisting sliding-mode observer-based model reference adaptive speed control for PMSM drives [J]. Journal of the Franklin Institute, 2023, 360(2): 985-1004.
- [21] 张昌凡, 吴公平, 何静, 等. 一种永磁同步电机失磁故障容错预测控制算法 [J]. 电工技术学报, 2017, 32(15): 100-110.
- ZHANG CH F, WU G P, HE J, et al. A fault-tolerant predictive control algorithm for degemagnetic field of permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(15): 100-110.
- [22] 高俊, 张河山, 彭志远, 等. 基于状态转移约束的永磁同步电机模型预测控制策略 [J]. 电子测量与仪器学报, 2021, 35(8): 86-92.
- GAO J, ZHANG H SH, PENG ZH Y, et al. Model predictive control strategy of permanent magnet synchronous motor based on state transition constraint [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2021, 35(8): 86-92.
- [23] WANG S. Nonlinear uncertainty estimator based robust control for PMSM servo mechanisms with prescribed performance [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(2): 2535-2543.
- [24] 潘登, 刘义才, 高俊. 基于滑模抗扰动观测器的 PMSM 无差拍预测控制 [J]. 组合机床与自动化加工技术, 2024(2): 114-120. DOI: 10.13462/j.cnki.mmtamt.2024.02.024.
- PAN D, LIU C Y, GAO J. PMSM offbeat prediction control based on sliding mode anti-disturbance observer [J]. Combined Machine Tool and Automatic Processing Technology, 2024(2): 114-120. DOI: 10.13462/j.cnki.mmtamt.2024.02.024.
- [25] SOHRABZADI E, GHEISARNEJAD M, ESFAHANI Z, et al. A novel intelligent ultra-local model control-based type-II fuzzy for frequency regulation of multi-microgrids [J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control, 2022, 44(5): 1134-1148.
- [26] ZHAO K, ZHOU R, SHE J, et al. Demagnetization-fault reconstruction and tolerant-control for PMSM using improved SMO-based equivalent-input-disturbance approach [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2021, 27(2): 701-712.
- [27] 赵凯辉, 陈跃, 张昌凡, 等. PMSM 失磁故障的有限集模型预测容错控制 [J]. 电子测量与仪器学报, 2019, 33(7): 79-87.
- ZHAO K H, CHEN Y, ZHANG CH F, et al. Finite set model predictive fault-tolerant control for PMSM degaussing faults [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2019, 33(7): 79-87.
- [28] 唐娟娟, 周骅, 张正平, 等. 搭载超螺旋滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制策略 [J]. 探测与控制学报, 2023, 45(2): 115-121.
- TANG J J, ZHOU Y, ZHANG ZH P, et al. Sensorless control strategy of permanent magnet synchronous motor equipped with super spiral sliding mode observer [J]. Journal of Detection and Control, 2023, 45(2): 115-121.
- [29] 陈瑛, 刘军. 基于扰动观测的 PMSM 非奇异快速终端滑模电流预测控制 [J]. 电机与控制应用, 2021, 48(4): 32-37, 44.
- CHEN Y, LIU J. Non-singular fast terminal sliding mode current predictive control of PMSM based on disturbance observation [J]. Electric Machines and Control Application, 2021, 48(4): 32-44, 48.

作者简介



何静, 2002 年于中南林业科技大学获得硕士学位, 2009 年于国防科技大学获得博士学位, 现为湖南工业大学教授, 主要研究方向为机电系统故障诊断等。

E-mail: hejing@ 263.net

He Jing received her M. Sc. degree from Central South

University of Forestry and Technology in 2002 and her Ph. D. degree from National University of Defense Technology in 2009. She is currently a professor in Hunan University of Technology. Her main research interest includes electro-mechanical system fault diagnosis.



李希宇, 2021 年于南华大学船山学院获得学士学位, 现为湖南工业大学硕士研究生, 主要研究方向为永磁同步电机失磁故障诊断。

E-mail: 1042370105@ qq. com

Li Xiyu received her B. Sc. degree from Chuanshan College of the University of South China in 2021. She is currently a M. Sc. candidate in Hunan University of Technology. Her main

research interest includes permanent magnet synchronous motor magnetization fault diagnosis.



贾林(通信作者), 2014 年于湖南工业大学获得硕士学位, 2021 年于湖南大学获得博士学位, 现为湖南工业大学轨道交通学院讲师, 主要研究方向为复杂非线性系统智能控制。

E-mail: jialin@ hnu. edu. cn

Jia Lin (Corresponding author) received his M. Sc. degree from Hunan University of Technology in 2014 and received his Ph. D. degree from Hunan University in 2021. He is currently a lecturer at Hunan University of Technology. His main research interest includes intelligent control of complex nonlinear systems.