

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.230011

基于反步鲁棒控制与改进跟踪微分器的 PMSM 无传感器控制

张荣芸¹, 邱天¹, 时培成^{1,2}, 梅烨¹, 李浩然¹, 郑昆明¹

(1. 安徽工程大学机械工程学院, 安徽 芜湖 241000; 2. 安徽工程大学汽车新技术
安徽省工程技术中心, 安徽 芜湖 241000)

摘要: 为了进一步提高永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)无传感器控制的观测精度, 提出了基于反步鲁棒控制与改进跟踪微分器的 PMSM 无传感器控制方法。首先, 建立了 PMSM 的数学模型。其次, 以 Sigmoid 函数为基础, 设计跟踪微分器, 实现对 PMSM 转子转速和位置的观测。然后, 为了提高系统的抗扰能力, 将反步控制和鲁棒控制相结合, 对 PMSM 调速系统设计了反步鲁棒控制器。最后, 设计了双曲正切跟踪微分器对外部负载进行实时观测, 并将其补偿给控制系统, 达到降低负载扰动对电机转速影响的目的。实验结果表明, 该观测器对电机转子转速和位置具有良好的观测效果, 同时反步鲁棒控制也具有较高的控制精度, 对负载有很好的抑制效果。

关键词: 永磁同步电机; 反步控制; 鲁棒控制; 无传感器控制; 跟踪微分器

Sensorless control of a PMSM based on backstepping robust control and an improved tracking differentiator

ZHANG Rongyun¹, QIU Tian¹, SHI Peicheng^{1,2}, MEI Ye¹, LI Haoran¹, ZHENG Kunming¹

(1. School of Mechanical Engineering, Anhui Polytechnic University, Wuhu 241000, China; 2. Automotive New Technology for Anhui Engineering & Technology Research Center, Anhui Polytechnic University, Wuhu 241000, China)

Abstract: To improve the observation accuracy of sensorless control of a permanent magnet synchronous motor (PMSM), a sensorless control method based on backstep robust control and an improved tracking differentiator is proposed. First, the mathematical model of a PMSM is established. Second, based on the Sigmoid function, a tracking differentiator is designed to realize the observation of the speed and position of the PMSM rotor. Then, to improve the anti-interference ability of the system, the backstep and robust controls are combined, and the backstep robust controller is designed for the PMSM speed regulation system. Finally, a hyperbolic tangent tracking differentiator is designed to observe the external load in real time and to compensate the control system to reduce the influence of load disturbance on the motor speed. The results show that the observer has a good observation effect on the speed and position of the motor rotor, and the backstep robust control also has high control accuracy and a good inhibitory effect on the load.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 51605003 and No. 51575001).

Key words: permanent magnet synchronous motor; backstepping control; robust control; sensorless control; differential tracker

0 引言

永磁同步电机因具有体积小、转动惯量低、控制精度高、转矩密度大以及平稳性好等优点, 被广

泛应用于交流伺服系统中, 如医疗检测、数控机床以及工业机器人等领域, 其控制性能的改善与转子转速和位置信号的准确获取紧密相关^[1-3]。在实际应用中, 通常采用传感器直接获取转子转速和位置信息, 然后反馈给电机控制系统, 达到对其精确控制的目的。但安装传感器会使系统变得更加复杂, 增加制造成本, 而且使其在一些特殊场所的稳定性降低, 如在湿度大或温度高的环境中, 传感器的灵敏

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(51605003, 51575001); 安徽省高校自然科学基金项目资助(KJ2020A0358); 安徽工程大学中青年拔尖人才培养计划项目资助

度会降低, 转速反馈值和实际值的误差会增大, 这将严重影响电机的控制效果。因此, 无传感器控制技术逐步成为了 PMSM 控制领域的研究热点^[4]。

随着数字信号处理技术的发展, 为了实现 PMSM 精确的无传感器控制, 越来越多的学者开始对 PMSM 转速和位置的精确估计进行研究。该研究主要分为两种: 高频注入法和反电动势法。由于在零速和低速阶段难以获取精确的反电动势, 故一般采用高频注入法^[5-6]。该方法利用电机结构的凸极效应, 向电机定子注入高频信号, 经过信号处理, 可获取转子信息。而在中高速阶段, 因为有明显的反电动势, 一般采用基于模型的观测器法观测转子转速和位置, 如模型参考自适应法^[7-8]、扩展卡尔曼滤波算法^[9-10]以及滑模观测器法^[11-12]等。模型参考自适应法对电机模型的依赖性较大, 在电机启动以及低速阶段的估计精度较低; 扩展卡尔曼滤波算法需对矩阵求逆, 计算过程非常复杂、实时性较差; 滑模观测器法对系统参数变化和外部干扰不敏感, 故被广泛应用于无传感器控制系统中。该方法先重构 PMSM 的反电动势, 再从反电动势中提取转子的转速和位置信息。文献[13]采用传统滑模观测器估算出电机转子的转速和位置信息, 但该方法中存在开关函数, 会出现抖振现象, 使观测精度降低。文献[14]提出了一种扩展滑模观测器法, 用饱和函数代替开关函数, 一定程度上削弱了系统抖振。除此之外, 还有学者提出了一些新的滑模算法。文献[15]采用基于超螺旋的滑模算法控制策略, 并结合锁相环估计转子信息。该方法可以提高观测精度、降低超调抖振。文献[16]采用双曲正切函数代替传统开关函数, 推导了基于双曲正切函数的滑模观测器, 并使用卡尔曼滤波算法对反电动势进行滤波, 降低了高频抖振。由此可以看出, 高频抖振会降低 PMSM 转子转速和位置的观测精度。由于跟踪微分器的结构和传统的滑模观测器结构类似, 也可通过构造反馈电流和给定电流间的误差来设计观测系统, 且其不存在抖振问题, 故本文采用该方法来观测 PMSM 的扩展反电动势信息, 从而实现在中高速域上对转子转速和位置的精确估计。

上述研究均是通过估计转子转速和位置来提高 PMSM 无传感器控制性能的。还有学者通过改进其速度环或位置环的控制方法来进一步改善其性能。当前 PMSM 多采用比例积分控制器(proportional-integral controller, PI)进行伺服控制, 由于其具有强耦合性的特点^[17], 故控制性能难以进一步提高。随着控制理论的不完善, 越来越多的新型非线性控制方法被提出, 如自适应控制^[18-19]、自抗扰控制^[20-21]

以及滑模变结构控制^[22-23]等。自适应控制效果好, 但收敛速度不确定; 自抗扰控制不依赖 PMSM 的数学模型, 可实时检测外部干扰并对其补偿, 但需要设置的参数较多, 实现起来比较复杂。滑模变结构控制虽然能够减少扰动对系统的影响, 但需引入速度的微分, 在这一过程中会产生高频噪声, 影响控制器的性能。反步控制也常被应用于各类非线性控制系统中。反步控制通过引入虚拟控制量将复杂的系统分解成多个子系统, 是一种精度较高的非线性控制方法, 在处理系统不确定性方面具有很大优势, 因此, 在各类飞行器控制系统设计中有着广泛的应用, 并不断扩展到其他领域中^[24]。但随着系统复杂性越来越高, 单一的反步控制方法愈发不能满足控制精度要求, 因此, 本文将反步控制和鲁棒控制相结合, 进一步改善 PMSM 控制效果。

综上所述, 为了进一步提高 PMSM 无传感器控制性能, 本文提出了一种基于反步鲁棒控制与改进跟踪微分器的 PMSM 无传感器控制方法。首先采用改进跟踪微分器对电机的反电动势进行观测, 推导出电机转子的转速和位置信息; 然后引入反步控制, 为了提高抗扰能力, 与鲁棒控制相结合, 实现基于反步鲁棒控制的 PMSM 无传感器控制; 之后为了降低负载扰动的影响, 使用双曲正切跟踪微分器对负载进行实时观测, 并将观测值补偿给控制器, 最终实现基于反步鲁棒控制与改进跟踪微分器的 PMSM 无传感器控制; 最后, 在台架上进行实验, 结果表明, 本文设计的观测器具有更高的观测精度, 反步鲁棒控制方法也具有较强的鲁棒性和较高的控制精度。

1 PMSM 的数学模型

以内置式永磁同步电机为研究对象, 其同步旋转坐标 $d-q$ 轴下的数学模型为

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_s}(u_d - R_s i_d + \omega_e L_s i_q) \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_s}(u_q - R_s i_q - \omega_e L_s i_d - \omega_e \psi_f) \\ \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J}(T_e - T_L - B\omega_m) \end{cases} \quad (1)$$

电磁转矩的方程为

$$T_e = \frac{3}{2} P_n \psi_f i_q \quad (2)$$

式中: u_d 、 u_q 分别为电压的 $d-q$ 轴分量; i_d 、 i_q 分别为电流的 $d-q$ 轴分量; ω_e 为电角速度; ω_m 为机械

角速度; R_s 为定子的电阻; L_s 为 d - q 轴电感分量; P_n 为极对数; T_e 为电磁转矩; T_L 为负载转矩; J 为转动惯量; B 为粘滞阻尼系数; ψ_f 为永磁体磁链。

永磁同步电机在 α - β 坐标系下的模型为

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_\alpha + \frac{u_\alpha}{L_s} - \frac{1}{L_s}E_\alpha \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_\beta + \frac{u_\beta}{L_s} - \frac{1}{L_s}E_\beta \\ E_\alpha = -\omega_e\psi_f \sin\theta_e \\ E_\beta = \omega_e\psi_f \cos\theta_e \end{cases} \quad (3)$$

式中: i_α 、 i_β 、 u_α 、 u_β 分别是 α - β 坐标系下的电流

和电压分量; E_α 、 E_β 是 α - β 坐标系下的扩展反电动势分量; θ_e 是电角度。

2 PMSM 无传感器控制系统设计

本文采用基于改进跟踪微分器和反步鲁棒控制来构建 PMSM 无传感器控制系统。该控制方法利用鲁棒控制对反步控制进行改进, 并利用双曲正切跟踪微分器对负载扰动进行观测并将其补偿给控制输入, 达到提高其控制性能的目的。同时利用改进的跟踪微分器观测控制中所需的转子转速和位置信号。本文对 PMSM 采用的无传感器控制如图 1 所示。

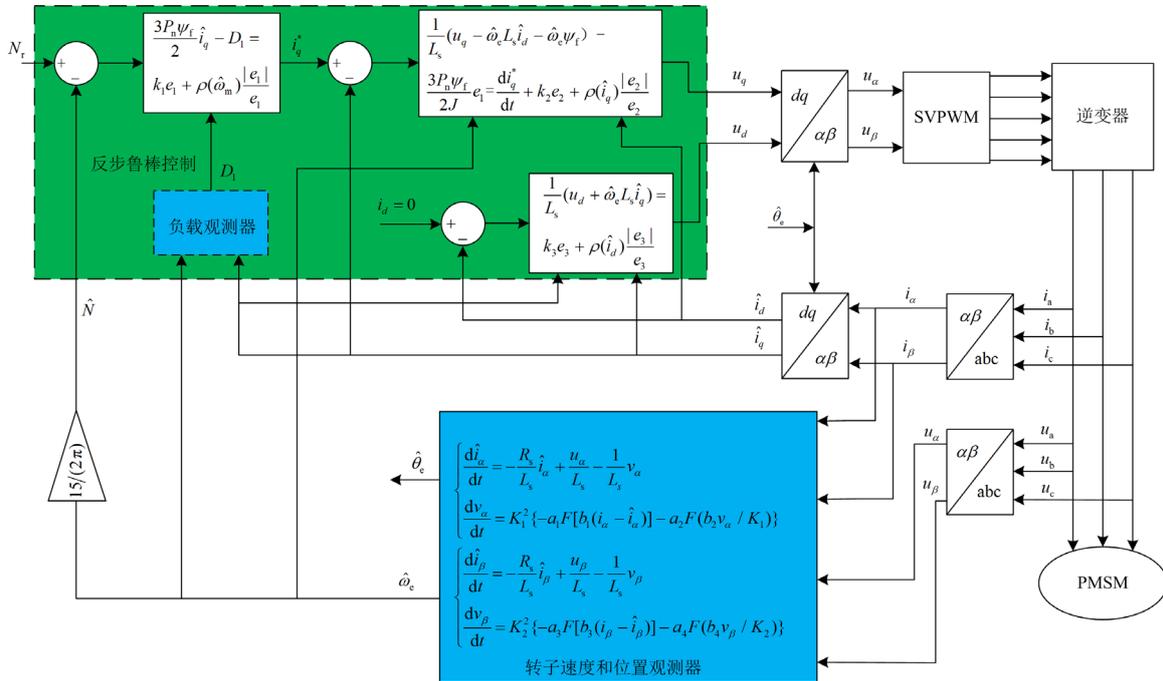


图 1 永磁同步电机无传感器控制结构系统框图

Fig. 1 Block diagram of sensorless control structure system of permanent magnet synchronous motor

2.1 基于改进跟踪微分器的观测器设计

为了提高 PMSM 转子位置和速度的观测精度, 本文提出了一种基于改进跟踪微分器的 PMSM 转子转速与位置观测方法, 采用基于 Sigmoid 函数的跟踪微分器来观测反电动势, 能有效削弱系统的抖振, 其跟踪效果较好, 稳定性高, 适用于估测不同类型的扰动。

从式(3)可以看出, 转子的转速和位置信息只存在反电动势的表达式中, 所以可通过检测反电动势的信号, 估计出转子速度和位置的信息。

基于 PMSM 的数学模型式(3), 可以构造如下干扰观测器。

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\alpha + \frac{u_\alpha}{L_s} - \frac{1}{L_s}v_\alpha \\ \frac{dv_\alpha}{dt} = K_1^2 \{-a_1 F[b_1(i_\alpha - \hat{i}_\alpha)] - a_2 F(b_2 v_\alpha / K_1)\} \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\beta + \frac{u_\beta}{L_s} - \frac{1}{L_s}v_\beta \\ \frac{dv_\beta}{dt} = K_2^2 \{-a_3 F[b_3(i_\beta - \hat{i}_\beta)] - a_4 F(b_4 v_\beta / K_2)\} \end{cases} \quad (5)$$

式中: v_α 、 v_β 为扩展反电动势的观测值; \hat{i}_α 、 \hat{i}_β 为 i_α 、 i_β 的观测值; K_1 、 K_2 、 a_1 、 a_2 、 a_3 、 a_4 、 b_1 、 b_2 、 b_3 、 b_4 为设计参数, 且均大于 0。

$F(x)$ 定义为 Sigmoid 函数, 表达式为

$$F(x) = \frac{2}{1 + e^{-\mu x}} - 1 \quad (6)$$

式中, μ 是待设计参数。

在式(4)中, 对任意常数 $T > 0$, $v_\alpha = \int_0^T K_1 \{-a_1 F[b_1(i_\alpha - \hat{i}_\alpha)] - a_2 F(b_2 v_\alpha / K_1)\} dt$ 。在 PMSM 控制系统中, 控制输入的范围和变化率是有界的, 当

$$K_1、a_1、b_1 \text{ 的取值足够大时, } \frac{-R_s \hat{i}_\alpha + u_\alpha - v_\alpha}{K_1} \approx -\frac{v_\alpha}{K_1},$$

$$\frac{d(-R_s \hat{i}_\alpha + u_\alpha - v_\alpha)}{dt} \approx -\frac{dv_\alpha}{dt}, \text{ 故在式(4)中可以令}$$

$$-R_s \hat{i}_\alpha + u_\alpha - v_\alpha = -v_\alpha, \quad \frac{d(-R_s \hat{i}_\alpha + u_\alpha - v_\alpha)}{dt} \approx -\frac{dv_\alpha}{dt}。$$

然后根据文献[25-27]可知式(4)是渐进稳定的, 即 \hat{i}_α 收敛于 i_α , v_α 收敛于 E_α 。同理, 式(5)是渐进稳定的, \hat{i}_β 收敛于 i_β , v_β 收敛于 E_β 。

利用式(4)、式(5)可以观测扩展反电动势的值, 但由于积分存在滞后性, 扩展反电动势观测值的相位和幅值会发生变化, 故可以在计算出的转子位置上补偿一个角度, 用来弥补由于积分滞后所造成的误差。由此可得

$$\begin{cases} \hat{\theta}_e = \arctan\left(\frac{v_\alpha}{v_\beta}\right) + \theta_{eq} \\ \hat{\omega}_e = \frac{\sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}}{\psi_f} \end{cases} \quad (7)$$

式中: $\hat{\theta}_e$ 是电角度的观测值; $\hat{\omega}_e$ 是电角速度的观测值; θ_{eq} 是转子位置的角度补偿, $\theta_{eq} = 2 \arctan(\hat{\omega}_e RC)$, R 和 C 是积分常数。

2.2 反步鲁棒控制设计

反步控制策略是一种新型的非线性控制策略, 其算法简单, 而且适用于工业控制。为了解决控制律参数过大引起的转速超调问题以及外部负载扰动的影响, 设计了反步鲁棒控制。在设计反步鲁棒控制的过程中, 需要考虑外界负载扰动对系统的影响, 所以需要设计观测器实时观测外界负载, 并实时补偿给控制输入。

反步鲁棒控制的思想为: 首先利用机械速度的期望值 ω_r 与观测值 $\hat{\omega}_m$ 计算跟踪误差, 并设计鲁棒控制, 推导出 q 轴控制电流。然后计算 q 轴电流跟踪误差, 求出 q 轴控制输入 u_q 。最后采用 $i_d = 0$ 的矢量控制, 计算 d 轴电流跟踪误差, 同理可求出 d 轴控制输入 u_d 。

1) PMSM 控制器设计

假设参考转速为 N_r , 实际转速为 \hat{N} , 则速度跟踪误差为

$$e_1 = \omega_r - \hat{\omega}_m = (N_r - \hat{N})\pi/30 \quad (8)$$

对式(8)进行求导, 并结合式(1)和式(2)得

$$\frac{de_1}{dt} = -\frac{1}{J} \left(\frac{3P_n \psi_f}{2} \hat{i}_q - D_1 - B\hat{\omega}_m \right) \quad (9)$$

式中: \hat{i}_q 是 i_q 的观测值; D_1 是 T_L 的观测值。

为了使跟踪误差趋近于 0, 采用鲁棒控制, 令

$$\frac{3P_n \psi_f}{2} \hat{i}_q - D_1 = k_1 e_1 + \rho(\hat{\omega}_m) \frac{|e_1|}{e_1} \quad (10)$$

式中: k_1 为控制器的设计参数, $k_1 > 0$; $\rho(\hat{\omega}_m)$ 是 $B|\hat{\omega}_m|$ 的上界, 为了方便求导, 令 $\rho(\hat{\omega}_m) = 1$ 。

构造速度环的 Lyapunov 函数, 如式(11)所示。

$$V(e_1) = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (11)$$

对式(11)求导得

$$\frac{dV(e_1)}{dt} = e_1 \frac{de_1}{dt} \quad (12)$$

将式(9)代入式(12)得

$$\frac{dV(e_1)}{dt} = e_1 \left[-\frac{1}{J} \left(\frac{3P_n \psi_f}{2} \hat{i}_q - D_1 - B\hat{\omega}_m \right) \right] \quad (13)$$

将式(10)代入式(13)并整理得

$$\frac{dV(e_1)}{dt} = -\frac{1}{J} (k_1 e_1^2 + \rho(\hat{\omega}_m) |e_1| - B\hat{\omega}_m e_1) \leq -\frac{1}{J} [k_1 e_1^2 + \rho(\hat{\omega}_m) |e_1| - |B\hat{\omega}_m| |e_1|] \quad (14)$$

因为 $-\rho(\hat{\omega}_m) |e_1| + |B\hat{\omega}_m| |e_1| \leq 0$, 故 $\frac{dV(e_1)}{dt} \leq -\frac{k_1 e_1^2}{J}$, 仅当 $e_1 = 0$ 时, $\frac{dV(e_1)}{dt} = 0$ 。由此可知, 转速误差 e_1 渐近稳定。

由式(10)可得

$$\hat{i}_q = \frac{2}{3P_n \psi_f} (k_1 e_1 + \rho(\hat{\omega}_m) \frac{|e_1|}{e_1} + D_1) \quad (15)$$

令参考电流 $i_q^* = \frac{2}{3P_n \psi_f} (k_1 e_1 + \rho(\hat{\omega}_m) \frac{|e_1|}{e_1} + D_1)$ 。

q 轴电流误差为

$$e_2 = (i_q^* - \hat{i}_q) \quad (16)$$

对式(16)进行求导, 并结合式(1)、式(2)得

$$\frac{de_2}{dt} = \frac{di_q^*}{dt} - \frac{1}{L_s} (u_q - R_s \hat{i}_q - \hat{\omega}_e L_s \hat{i}_d - \hat{\omega}_e \psi_f) \quad (17)$$

式中, \hat{i}_d 为 i_d 的观测值。

为了使 q 轴电流误差系统稳定, 构建 Lyapunov

函数, 如式(18)所示。

$$V(e_1, e_2) = V(e_1) + \frac{1}{2}e_2^2 \quad (18)$$

对式(18)求导得

$$\frac{dV(e_1, e_2)}{dt} = e_1 \frac{de_1}{dt} + e_2 \frac{de_2}{dt} \quad (19)$$

结合式(16)、式(17)、式(19)可得

$$\begin{aligned} \frac{dV(e_1, e_2)}{dt} &= \frac{1}{J}(-k_1 e_1^2 - \rho(\hat{\omega}_m)|e_1| + B\hat{\omega}_m e_1 + \\ &\frac{3P_n \psi_f}{2J} e_1 e_2) + e_2 \frac{de_2}{dt} = -\frac{1}{J}(k_1 e_1^2 + \rho(\hat{\omega}_m)|e_1| - B\hat{\omega}_m e_1) + \\ &\frac{3P_n \psi_f}{2J} e_1 e_2 + e_2 \left(\frac{3P_n \psi_f}{2J} e_1 + \frac{de_2}{dt} \right) \leq -\frac{k_1 e_1^2}{J} + e_2 \left(\frac{3P_n \psi_f}{2J} e_1 + \frac{de_2}{dt} \right) \end{aligned} \quad (20)$$

为了满足 $\frac{dV(e_1, e_2)}{dt} < 0$, 采用鲁棒控制, 令

$$\begin{aligned} \frac{1}{L_s}(u_q - \hat{\omega}_c L_s \hat{i}_d - \hat{\omega}_c \psi_f) - \frac{3P_n \psi_f}{2J} e_1 = \\ \frac{di_q^*}{dt} + k_2 e_2 + \rho(\hat{i}_q) \frac{|e_2|}{e_2} \end{aligned} \quad (21)$$

式中: k_2 为控制器的设计参数, $k_2 > 0$; $\rho(\hat{i}_q)$ 是 $\frac{R_s}{L_s}|\hat{i}_q|$ 的上界, 令 $\rho(\hat{i}_q) = \frac{R_s}{L_s}|\hat{i}_q| + \frac{1}{L_s}$ 。

对于 PMSM 来说, 负载的变化缓慢^[28], 故可以将负载变化率近似为 0。则

$$\begin{aligned} e_2 \left(\frac{3P_n \psi_f}{2J} e_1 + \frac{de_2}{dt} \right) &= e_2 \left(\frac{3P_n \psi_f}{2J} e_1 + \frac{di_q^*}{dt} - \frac{di_q^*}{dt} \right) = \\ e_2 \left[\frac{3P_n \psi_f}{2J} e_1 + \frac{di_q^*}{dt} - \frac{1}{L_s}(u_q - R_s \hat{i}_q - \hat{\omega}_c L_s \hat{i}_d - \hat{\omega}_c \psi_f) \right] &= \\ e_2 \left(\frac{3P_n \psi_f}{2J} e_1 + \frac{di_q^*}{dt} - \frac{R_s}{L_s} \hat{i}_q - \frac{di_q^*}{dt} - k_2 e_2 - \rho(\hat{i}_q) \frac{|e_2|}{e_2} - \right. & \\ \left. \frac{3P_n \psi_f}{2J} e_1 \right) &= -k_2 e_2^2 - \rho(\hat{i}_q)|e_2| - \frac{R_s}{L_s} \hat{i}_q e_2 \leq \\ -k_2 e_2^2 - \rho(\hat{i}_q)|e_2| + \frac{R_s}{L_s} \hat{i}_q |e_2| &\leq -k_2 e_2^2 \end{aligned} \quad (22)$$

故

$$\frac{dV(e_1, e_2)}{dt} \leq \frac{dV(e_1)}{dt} - k_2 e_2^2 \quad (23)$$

仅当 $e_1 = e_2 = 0$ 时, $\frac{dV(e_1, e_2)}{dt} = 0$ 。

由此可知, 式(16)渐近稳定。

整理式(21)得 q 轴控制电压为

$$\begin{aligned} u_q &= L_s \frac{di_q^*}{dt} + \rho(\hat{i}_q) L_s \frac{|e_2|}{e_2} + \hat{\omega}_c \psi_f + \hat{\omega}_c L_s \hat{i}_d + \\ \frac{3P_n \psi_f}{2J} L_s e_1 + k_2 L_s e_2 &= \frac{2k_1 J}{3P_n \psi_f} \frac{de_1}{dt} + \rho(\hat{i}_q) L_s \frac{|e_2|}{e_2} + \\ \hat{\omega}_c \psi_f + \hat{\omega}_c L_s \hat{i}_d + \frac{3P_n \psi_f}{2J} L_s e_1 + k_2 L_s e_2 &= \\ -\frac{2k_1}{3P_n \psi_f} \left(\frac{3P_n \psi_f}{2} \hat{i}_q - D_1 - B\hat{\omega}_m \right) + \rho(\hat{i}_q) L_s \frac{|e_2|}{e_2} + \\ \hat{\omega}_c \psi_f + \hat{\omega}_c L_s \hat{i}_d + \frac{3P_n \psi_f}{2J} L_s e_1 + k_2 L_s e_2 \end{aligned} \quad (24)$$

选择 d 轴电流跟踪误差为 $e_3 = i_d - \hat{i}_d$, 对 e_3 求导得

$$\frac{de_3}{dt} = -\frac{di_d}{dt} \quad (25)$$

为了使 d 轴电流误差系统稳定, 构建新的 Lyapunov 函数, 如式(26)所示。

$$V(e_3) = \frac{1}{2}e_3^2 \quad (26)$$

对式(26)求导得

$$\frac{dV(e_3)}{dt} = e_3 \frac{de_3}{dt} = \frac{e_3}{L_s} (R_s \hat{i}_d - u_d - \hat{\omega}_c L_s \hat{i}_q) \quad (27)$$

为了满足 $\frac{dV(e_3)}{dt} < 0$, 采用鲁棒控制, 令

$$\frac{1}{L_s}(u_d + \hat{\omega}_c L_s \hat{i}_q) = k_3 e_3 + \rho(\hat{i}_d) \frac{|e_3|}{e_3} \quad (28)$$

式中: k_3 为控制器的设计参数, $k_3 > 0$; $\rho(\hat{i}_d)$ 是 $\frac{R_s}{L_s}|\hat{i}_d|$ 的上界, 令 $\rho(\hat{i}_d) = \frac{R_s}{L_s}|\hat{i}_d| + \frac{1}{L_s}$ 。

将式(25)代入式(27)可得

$$\begin{aligned} \frac{dV(e_3)}{dt} &= \frac{e_3}{L_s} (R_s \hat{i}_d - k_3 e_3 - \rho(\hat{i}_d) \frac{|e_3|}{e_3}) = \\ \frac{1}{L_s} (R_s \hat{i}_d e_3 - k_3 e_3^2 - \rho(\hat{i}_d)|e_3|) &\leq -\frac{1}{L_s} k_3 e_3^2 \end{aligned} \quad (29)$$

仅当 $e_3 = 0$ 时, $\frac{dV(e_3)}{dt} = 0$ 。由此可知, d 轴电

流误差 e_3 渐近稳定。

由式(28)可得 d 轴控制电压为

$$u_d = k_3 L_s e_3 + \rho(\hat{i}_d) L_s \frac{|e_3|}{e_3} - \hat{\omega}_c L_s \hat{i}_q \quad (30)$$

结合式(18)、式(26)可得整个系统的 Lyapunov 函数为

$$V(e_1, e_2, e_3) = V(e_1, e_2) + V(e_3) \quad (31)$$

$$\frac{dV(e_1, e_2, e_3)}{dt} = \frac{dV(e_1, e_2)}{dt} + \frac{dV(e_3)}{dt} \leq 0 \quad (32)$$

仅当 $e_1 = e_2 = e_3 = 0$ 时, $\frac{dV(e_1, e_2, e_3)}{dt} = 0$ 。

综上, 本文实际的反步鲁棒控制能使系统转速和电流跟踪误差趋近于 0, 同时满足整个永磁同步电机控制系统的全局稳定。

2) 负载观测器设计及稳定性分析

为了考虑外界负载对控制性能的影响, 根据双曲正切跟踪微分器设计了负载观测器, 并将观测值实时补偿给控制输入。

根据式(1)和式(2)得

$$\frac{d\omega_m}{dt} = -\frac{B}{J}\omega_m + \frac{3}{2J}P_n\psi_f i_q - \frac{T_L}{J} \quad (33)$$

构建负载观测器, 如式(34)所示。

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\omega}_1}{dt} = -B\omega_1/J + \frac{3}{2J}P_n\psi_f \hat{i}_q - D_1/J \\ \frac{dD_1}{dt} = K_3^2 [-a_5 \tanh b_5 (\omega_1 - \hat{\omega}_1) - a_6 \tanh(b_6 D_1/K_3)] \end{cases} \quad (34)$$

式中: $\omega_1 = \hat{\omega}_m$, $\hat{\omega}_1$ 是 ω_1 的反馈信号; 设计参数 K_3 、 a_5 、 a_6 、 b_5 、 b_6 均大于 0。

由 2.1 节的证明过程可知 $\hat{\omega}_1$ 收敛于 ω_1 , D_1 收敛于 T_L 。

3 实验与分析

为了验证本文所提出的无传感器控制策略的有效性, 以上位机、驱动箱和永磁同步电机等为基础, 搭建了基于 TMS320F28335 芯片的硬件实验平台, 如图 2 所示。



图 2 电机实验台架
Fig. 2 Motor test bench

首先在 Matlab/Simulink 中搭建系统的控制模型, 然后利用 CCS6.2 代码编译后输入驱动箱中, 实现对永磁同步电机进行控制。最后通过上位机对数据进行收集处理, 得到实验结果。实验工况为: 在 0~0.5 s, PMSM 期望转速设定为 1000 r/min, 在

0.5~1 s, 期望转速设定为 1200 r/min。同时, 电机启动时, 负载转矩为 0, 在 $t = 0.2$ s 时突加负载扰动 10 N·m, 在 0.8 s 时恢复空载, 实验结果如图 3—图 12 所示。电机模块参数见表 1。

表 1 电机模块参数

Table 1 Parameters of motor module

| 参数 | 数值 |
|---|----------------------|
| d 轴电感/H | 8.5×10^{-3} |
| q 轴电感/H | 8.5×10^{-3} |
| 定子电阻/ Ω | 2.875 |
| 转动惯量/($\text{kg} \cdot \text{m}^2$) | 3×10^{-3} |
| 永磁体磁链/Wb | 0.175 |
| 摩擦系数/($\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$) | 8×10^{-3} |
| 额定功率/kW | 1.2 |
| 额定转速/(r/min) | 1500 |
| 极对数 | 4 |

3.1 双曲正切跟踪微分器观测器验证

为了验证本文设计的双曲正切跟踪微分器能有效观测负载转矩, 将本文设计的负载观测器和滑模观测器(sliding mode observer, SMO)进行对比。选取实验参数 $R_3^2 = 1000$, $a_5 = a_6 = 100$, $b_5 = 1$, $b_6 = 0.1$, 实验结果如图 3 所示。

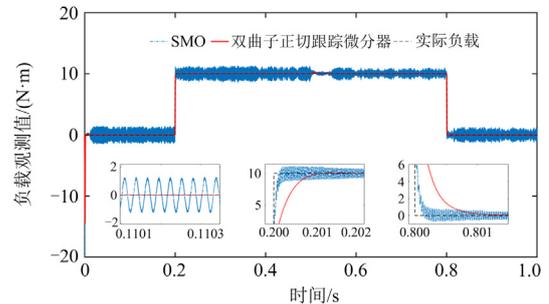


图 3 负载观测值

Fig. 3 Load observations

由图 3 可以看出, 在电机空载启动时, SMO 抖动比较明显, 观测误差较大, 在 ± 1.5 N·m 以内; 双曲正切跟踪微分器观测误差小, 观测值几乎和实际负载重合。在突加负载和卸载时, SMO 响应速度快, 但是误差较大, 并伴随有高频波动; 双曲正切跟踪微分器虽然调节稍慢, 但观测值变化平缓, 没有高频波动, 且稳定后精度较 SMO 高。由此可知, 本文设计的负载观测器能精确地观测负载转矩。

3.2 转子转速与位置观测算法验证

为了验证转子位置和转速观测方法的有效性, 将本文设计的观测器和滑模观测器进行比较。选取仿真参数 $R_1^2 = R_2^2 = 1600$, $a_1 = a_3 = 500$, $a_2 = a_4 = 500$, $b_1 = b_3 = 500$, $b_2 = b_4 = 500$ 。利用不同 μ 值

下的转速误差来确定 μ 值, 如图 4 所示。由图 4 可知, 当 $\mu=0.5$ 时, 转速误差最小。因此, 在本文后续实验中, 所设计的跟踪微分器中的 μ 值为 0.5, 实验结果如图 5—图 11 所示。

图 5 为两种观测器的转速观测值, 图 6 和图 7 分别为两种观测器的转速观测误差。由图 5—图 7 可以看出, 电机空载启动时, 滑模观测器转速观测误差达到 15 r/min, 当系统稳定时, 误差在 ± 10 r/min 以内; 而本文设计的改进跟踪微分器的转速观测误差一直保持在 ± 0.2 r/min 以内。突加负载后, 两种观测器的转速估计误差都没有明显的变化。当转速阶跃到 1200 r/min, 滑模观测器观测误差在 ± 10 r/min 以内;

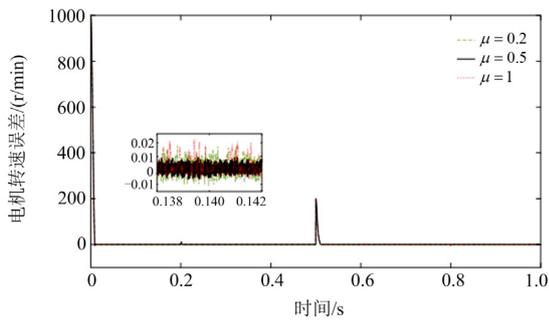


图 4 电机转速误差仿真图

Fig. 4 Simulation diagram of motor speed error

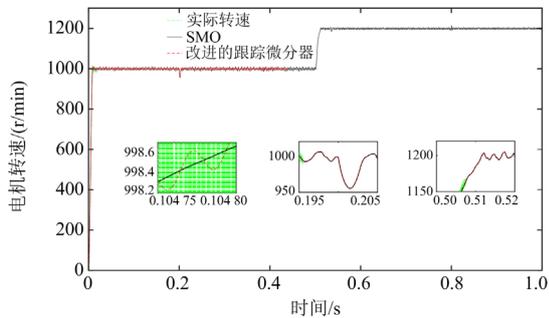


图 5 转子转速观测值

Fig. 5 Rotor speed observations

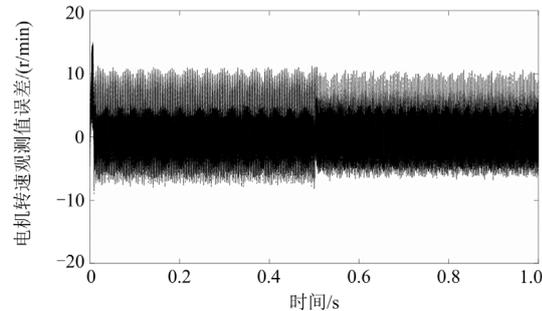


图 6 滑模观测器的转速观测误差

Fig. 6 Observation error of a sliding mode observer

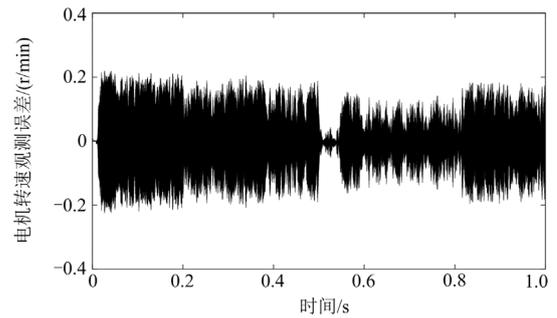


图 7 改进跟踪微分器的转速观测误差

Fig. 7 Rotational speed observation error of the improved tracking differentiator

本文设计的观测器的转速观测误差在 ± 0.15 r/min 以内。由此可以看出, 本文设计的观测器精度更高, 能准确观测到转速实际值。

图 8 和图 9 分别为两个观测器观测的转子位置, 图 10 和图 11 分别为两个观测器转子位置观测误差。

从图 8—图 11 可以看出, 滑模观测器转子位置抖振明显, 并且转子观测误差较大, 本文设计的改

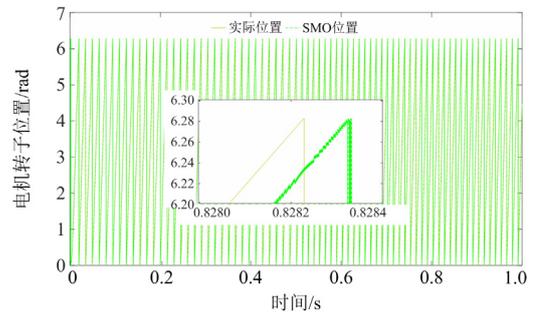


图 8 滑模观测器的转子观测位置

Fig. 8 Rotor observation position of the sliding mode observer

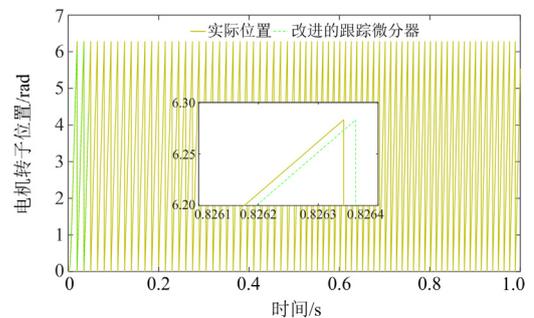


图 9 改进的跟踪微分器的转子观测位置

Fig. 9 Rotor observation position of the improved tracking differentiator

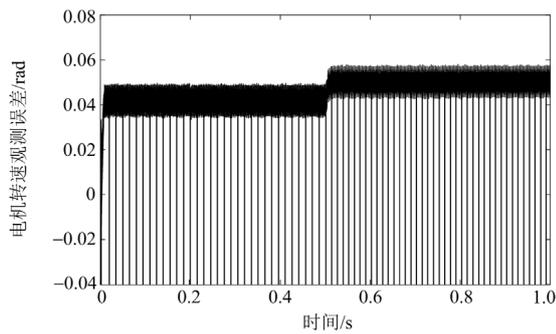


图 10 滑模观测器的转子位置观测误差

Fig. 10 Rotor position observation error of sliding mode observer

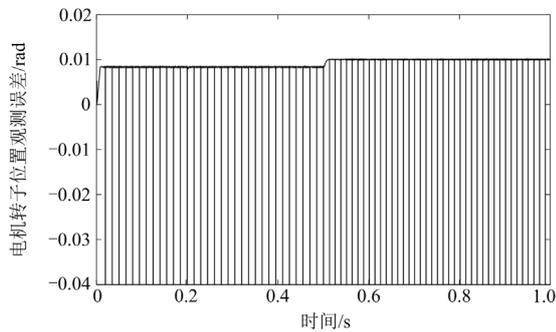


图 11 改进的跟踪微分器的转子位置观测误差

Fig. 11 Rotor position observation error of the improved tracking differentiator

进跟踪微分器观测的转子位置与实际转子重合度高，而且几乎不存在抖振；在突加负载后，两种观测器的观测误差都没有明显的变化。当转速阶跃到 1200 r/min 后，滑模观测器的观测误差上升了 0.01 rad，达到 0.06 rad；本文设计的改进跟踪微分器的观测误差上升了 0.0015 rad，达到 0.01 rad。由此可以看出，相比于滑模观测器，本文设计的观测器观测精度更高，有利于改善 PMSM 无传感器控制的性能。

3.3 PMSM 反步鲁棒无传感器控制验证

为了验证反步鲁棒控制方法的控制精度，将本文控制方法、反步控制以及 PI 控制在不同工况下进行比较，选取实验参数 $k_1 = 12$ ， $k_2 = 6000/L_s$ ， $k_3 = 500$ ，控制所需的转子转速与位置信号由本文所设计的改进跟踪微分器获得。实验结果如图 12 和图 13 所示。

由图 12 与图 13 可知，在电机启动时，PI 控制调节时间短，但存在较大的超调，达到 40 r/min；反步控制的超调量较 PI 控制要小，为 10 r/min，但其收敛速度慢，而本文提出的反步鲁棒控制方法几乎无超调，收敛速度亦较快，而且 3 种方法中误差最小。从图 13 可知，在突加负载后，PI 控制的转速下降明显，并伴随较大的波动，反步控制的转速

误差也在加载之后明显变大，本文提出的反步鲁棒控制方法则无明显变化。在转速阶跃到 1200 r/min 后，PI 控制调节快但存在超调；反步控制能有效地抑制超调但收敛速度慢；本文提出的反步鲁棒控制方法不仅无超调，而且响应速度快。

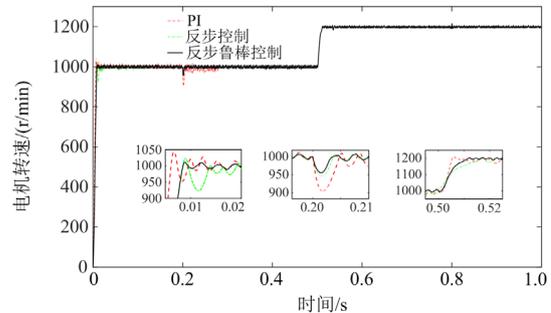


图 12 不同工况下的电机转速

Fig. 12 Motor speed under different working conditions

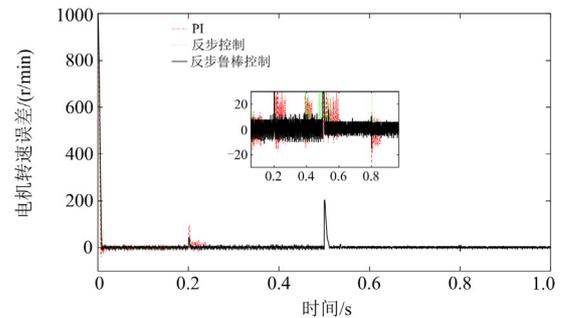


图 13 不同工况下的电机转速误差

Fig. 13 Motor speed error under different working conditions

综上所述，实验验证了本文提出的对 PMSM 的转子信息进行估计的方法，相较于传统滑模观测器有更高的估计精度以及稳定性，并且提出的反步鲁棒控制法的控制精度比传统的反步控制更高。

4 结论

为了提高 PMSM 无传感器控制效果，本文提出了基于反步鲁棒控制和改进跟踪微分器的 PMSM 无传感器控制方法。利用改进跟踪微分器实现对 PMSM 转子转速和位置的精确估计，采用 $i_d = 0$ 的控制策略，并对永磁同步电机的调速系统设计了反步鲁棒控制，最终实现对 PMSM 无传感器控制性能的改善。实验结果表明，本文提出的控制方法在电机启动时，超调小、响应快，在突加负载扰动时，抗扰能力强。该算法可以用于车载永磁同步电机，也可以用于工业领域的其他行业。

参考文献

[1] 陈汝兵, 曹太强, 郭筱瑛, 等. 基于 MRAS 的永磁同步

- 电机无速度传感器控制[J]. 电测与仪表, 2021, 58(8): 179-184.
- CHEN Rubing, CAO Taiqiang, GUO Xiaoying, et al. Speed sensorless control of permanent magnet synchronous motors based on MRAS[J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*, 2021, 58(8): 179-184.
- [2] 殷海双, 朱哲, 徐建勇, 等. 基于模糊预测技术的永磁同步潜水电机控制研究[J]. 电测与仪表, 2022, 59(8): 172-179.
- YIN Haishuang, ZHU Zhe, XU Jianyong, et al. Research on permanent magnet synchronization submersible motor control based on fuzzy prediction technology[J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*, 2022, 59(8): 172-179.
- [3] 罗雯, 赵峰, 高锋阳, 等. 基于新型指数趋近率和转子位置观测器的 PMSM 积分滑模控制[J]. 电测与仪表, 2021, 58(1): 172-176.
- LUO Wen, ZHAO Feng, GAO Fengyang, et al. The integral sliding mode control of PMSM based on a novel exponent reaching law and a rotor position observer[J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*, 2021, 58(1): 172-176.
- [4] 谷善茂, 何凤有, 谭国俊, 等. 永磁同步电动机无传感器控制技术现状与发展[J]. 电工技术学报, 2009, 24(11): 14-20.
- GU Shanmao, HE Fengyou, TAN Guojun, et al. A review of sensorless control technology of permanent magnet synchronous motor[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2009, 24(11): 14-20.
- [5] LI H, ZHANG X, YANG S, et al. Unified graphical model of high-frequency signal injection methods for PMSM sensorless control[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(6): 4411-4421.
- [6] HAN B, SHI Y, SONG X, et al. Initial rotor position detection method of SPMSM based on new high frequency voltage injection method[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(4): 3553-3562.
- [7] ORLOWSKA-KOWALSKA T, DYBKOWSKI M. Stator-current-based MRAS estimator for a wide range speed-sensorless induction-motor drive[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, 57(4): 1296-1308.
- [8] QUANG N K, HIEU N T, HA Q P. FPGA-based sensorless PMSM speed control using reduced-order extended Kalman filters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(12): 6574-6582.
- [9] TANG Mingnan, CHEN Shijun, ZHENG Xuehe, et al. Sensors deployment optimization in multi-dimensional space based on improved particle swarm optimization algorithm[J]. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 2018, 29(5): 969-982.
- [10] LIANG D, LI J, QU R. Sensorless control of permanent magnet synchronous machine based on second-order sliding-mode observer with online resistance estimation[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2017, 53(4): 3672-3682.
- [11] ZHANG Rongyun, GONG Changfu, SHI Peicheng, et al. Research on chaos control of permanent magnet synchronous motor based on the synthetical sliding mode control of inverse system decoupling[J]. *Journal of Vibration and Control*, 2021, 27(9-10): 1009-1019.
- [12] 曹亚丽, 曹竣奥, 宋昕, 等. 一种改进滑模观测器的 PMSM 矢量控制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(16): 104-111.
- CAO Yali, CAO Jun'ao, SONG Xin, et al. Research on vector control of PMSM based on an improved sliding mode observer[J]. *Power System Protection and Control*, 2021, 49(16): 104-111.
- [13] 申永鹏, 刘安康, 崔光照, 等. 扩展滑模观测器永磁同步电机无传感器矢量控制[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(8): 51-57.
- SHEN Yongpeng, LIU Ankang, CUI Guangzhao, et al. Sensorless field oriented control of permanent magnet synchronous motor based on extend sliding mode observer[J]. *Electric Machines and Control*, 2020, 24(8): 51-57.
- [14] 苗敬利, 张宇航, 秦王毓. 基于超螺旋算法的永磁同步电机无传感器控制策略[J]. 现代电子技术, 2020, 43(17): 162-165, 170.
- MIAO Jingli, ZHANG Yuhang, QIN Wangyu. PMSM sensorless control strategy based on super-twisting algorithm[J]. *Modern Electronics Technique*, 2020, 43(17): 162-165, 170.
- [15] 张攀, 石照耀, 林家春, 等. 基于双曲正切函数的改进型永磁同步电机无感矢量控制系统[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2021, 42(5): 710-718.
- ZHANG Pan, SHI Zhaoyao, LIN Jiachun, et al. Improved sensorless vector control system for permanent magnet synchronous motors based on hyperbolic tangent functions[J]. *Journal of Harbin Engineering University*, 2021, 42(5): 710-718.
- [16] 常雪剑, 彭博, 刘凌, 等. 新型非奇异终端滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制[J]. 西安交通大学学报, 2016, 50(1): 85-91, 99.
- CHANG Xuejian, PENG Bo, LIU Ling, et al. A novel nonsingular terminal sliding mode observer for sensorless control of permanent magnet synchronous motor[J]. *Journal of Xi'an Jiaotong University*, 2016, 50(1): 85-91, 99.
- [17] 王雨虹, 张威, 韩冰, 等. 基于 LMI 的永磁同步电机鲁

- 棒 H_∞ 自补偿滑模控制[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(5): 81-90.
- WANG Yuhong, ZHANG Wei, HAN Bing, et al. Robust H_∞ self-compensation sliding mode control of a permanent magnet synchronous motor based on linear matrix inequality[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(5): 81-90.
- [18] 吴忠强, 姚源, 窦春霞. 多机电力系统模糊自适应控制[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(10): 5-10, 26.
- WU Zhongqiang, YAO Yuan, DOU Chunxia. Fuzzy adaptive control of multi-machine power system[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(10): 5-10, 26.
- [19] TAO Gang. Multivariable adaptive control: a survey[J]. Automatica, 2014, 50(11): 2737-2764.
- [20] 邵立伟, 廖晓钟, 张宇河, 等. 自抗扰控制器在永磁同步电机控制中的应用[J]. 北京理工大学学报, 2006, 26(4): 326-329.
- SHAO Liwei, LIAO Xiaozhong, ZHANG Yuhe, et al. Active disturbance rejection controller scheme for permanent magnetic synchronous motor[J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2006, 26(4): 326-329.
- [21] 李思毅, 苏健勇, 杨贵杰. 基于自抗扰控制的永磁同步电机弱磁控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(23): 6135-6144.
- LI Siyi, SU Jianyong, YANG Guijie. Flux weakening control strategy of permanent magnet synchronous motor based on active disturbance rejection control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(23): 6135-6144.
- [22] 李政, 胡广大, 崔家瑞, 等. 永磁同步电机调速系统的积分型滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(3): 431-437.
- LI Zheng, HU Guangda, CUI Jiarui, et al. Sliding-mode variable structure control with integral action for permanent magnet synchronous motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(3): 431-437.
- [23] BENDJEDDOU Y, DEBOUCHA A, BENTOUHAMI L, et al. Super twisting sliding mode approach applied to voltage orientated control of a stand-alone induction generator[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2021, 6(2): 233-241.
- [24] 朱国栋, 林辉, 王琛. 一类带有广义不确定性非线性系统的自适应模糊反演控制[J]. 科学技术与工程, 2012, 12(15): 3620-3625.
- ZHU Guodong, LIN Hui, WANG Chen. Adaptive fuzzy back-stepping control of a class of nonlinear systems with bounded uncertainties[J]. Science Technology and Engineering, 2012, 12(15): 3620-3625.
- [25] 毛海杰, 李炜, 冯小林. 基于双曲正切的非线性跟踪微分器设计[J]. 计算机应用, 2016, 36(增刊 1): 305-309.
- MAO Haijie, LI Wei, FENG Xiaolin. Design of nonlinear tracking differentiator based on hyperbolic tangent function[J]. Journal of Computer Applications, 2016, 36(S1): 305-309.
- [26] BU Xiangwei, WU Xiaoyan, CHEN Yongxi, et al. Design of a class of new nonlinear disturbance observers based on tracking differentiators for uncertain dynamic systems[J]. International Journal of Control, Automation, and Systems, 2015, 13(3): 595-602.
- [27] 卜祥伟, 吴晓燕, 张蕊, 等. 双曲正弦非线性跟踪微分器设计[J]. 西安交通大学学报, 2015, 49(1): 107-111, 138.
- BU Xiangwei, WU Xiaoyan, ZHANG Rui, et al. Design of a hyperbolic-sine-based nonlinear tracking differentiator[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2015, 49(1): 107-111, 138.
- [28] 张荣芸, 周成龙, 时培成, 等. 基于自适应积分滑模与扰动观测的多PMSM同步控制[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(20): 127-138.
- ZHANG Rongyun, ZHOU Chenglong, SHI Peicheng, et al. Multi-PMSM synchronous control based on adaptive integral sliding mode and disturbance observation[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(20): 127-138.

收稿日期: 2023-01-03; 修回日期: 2023-04-25

作者简介:

张荣芸(1985—), 男, 通信作者, 博士, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为汽车系统动力学及控制、新能源汽车电机控制; E-mail: hanfengzhiwei@163.com

邱天(1997—), 男, 硕士研究生, 研究方向为新能源汽车电机控制。E-mail: 1181482422@qq.com

(编辑 张颖)