永磁同步电机的自抗扰滑模复合控制器设计

黄 宇[1]，田大鹏[2]

（1.内蒙古科技大学，内蒙古 包头 014010；2.中国科学院长春光学精密机械与物理研究所，吉林 长春 130033）

摘 要：为了提高永磁同步电机控制系统的稳定性，针对滑模控制存在的抖振现象以及系统运行时易受参数变化的扰动问题，提出了一种基于自抗扰的滑模电流复合控制方案。首先，建立考虑扰动的永磁同步电机动力学模型。其次，基于自抗扰控制架构，设计扩张状态观测器和改进滑模控制律，以降低模型依赖程度，提高永磁同步电机驱动系统的响应速度和抗扰性能。由仿真对比分析，所设计的自抗扰滑模复合控制器改善了稳态和瞬态电流跟踪性能，增强了对内部干扰的鲁棒性。

关键词：永磁同步电机；自抗扰控制；滑模控制

中图分类号：TM383.6 **DOI**：10.19768/j.cnki.dgjs.2021.16.008

Design of Active Disturbance Rejection Sliding Mode Composite Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor

HUANG Yu[1], TIAN Dapeng[2]

(1. Inner Mongolia University of Science and Technology, Baotou 014010, China;
2. Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China)

Abstract: In order to improve the stability of the permanent magnet synchronous motor control system, in view of the chattering phenomenon in sliding mode control and the disturbance problem that the system is susceptible to parameter changes during operation, a sliding mode current composite control scheme based on active disturbance rejection is proposed. First, a dynamic model of permanent magnet synchronous motor considering disturbance is established. Secondly, based on the active disturbance rejection control architecture, the extended state observer is designed and the sliding mode control law is improved to reduce the model dependence and improve the response speed and disturbance rejection performance of the permanent magnet synchronous motor drive system. Based on simulation comparison and analysis, the designed active-disturbance-rejection sliding-mode composite controller improves the steady-state and transient current tracking performance and enhances its robustness to internal disturbances.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); active disturbance rejection control (ADRC); sliding mode control (SMC)

0 引言

永磁同步电机（Permanent Magnet Synchronous Motor，PMSM）具有体积小、成本低、寿命长、效率高、功率密度高和扭矩/惯性比高等优点[1]，与无刷直流电机相比，具有较小的转矩脉动，因此广泛应用于数控机床、航天航空等高精度控制领域[2]。传统 PMSM 调速方法普遍使用 PI 控制器实现，尽管 PI 控制器配置简单，但其鲁棒性较差。

近年来，国内外众多学者针对如何处理 PMSM 电流控制系统的内部扰动和模型不确定性等问题展开了深入研究。文献[3]通过对 PMSM 系统负载转矩的估计来计算期望的相电流，从而产生期望的电磁转矩以控制速度，使电机能够无超调启动。文献[4]中，通过设计一个电流和转矩的鲁棒控制系统来补偿反电动势，满足了系统的动态性能，增强了鲁棒性。文献[5]中，基于线性扩张状态观测器的复合控制器被应用于电流和速度控制系统以补偿集总干扰。文献[6]中，提出了一种模糊逻辑控制器，用于减小电流和速度控制系统的转矩脉动，削弱了系统抖振，从而提高了系统扰动精度。文献[7]中，在电流控制系统上设计了一个广义预测控制器来补偿模型的不确定性和干扰。上述先进控制器均有效提高了 PMSM 电流控制系统的整体性能。

自抗扰控制（Active Disturbance Rejection Control，ADRC）是韩京清教授所提出的一种非线性控制律，是一种对系统依赖程度低，作用于各种内外扰动，具备强鲁棒性的控制策略，该控制策略主要由跟踪微分器（Tracking Differentiator，TD）、扩张状态观测器（Extended State Observer，ESO）和非线性状态误差反馈控制律构成[8]。

收稿日期：2021-01-09

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

其特点是通过 ESO 对系统输入和输出的测量，实现对状态和扰动快速的实时估计。因此，在环境实时变化、易受各种干扰、系统模型复杂的情况下，ADRC 具有得天独厚的优势。然而，传统 ADRC 参数整定个数多，鲁棒性方面缺乏成熟的理论体系和实验证明[9]。滑模控制（Sliding Mode Control，SMC）是一种非线性控制，是一种对系统参数变化和扰动不敏感的控制方法[10]，具有良好的跟踪性和鲁棒性。然而，当系统模态在滑模面附近变化时，传统 SMC 容易产生抖振问题从而引起控制效果不佳。

本文将 ADRC 和 SMC 两种控制方法相结合，提出了一种应用于 PMSM 系统的新型自抗扰滑模复合控制器，以提高其抗扰能力及动稳态电流跟踪性能。系统中考虑到电阻、电感等内部扰动变化，且内部扰动都有上界，由 ESO 实时估计，然后通过在前馈通道中使用由 ESO 估计的内部扰动来实时更新 SMC 控制律，以减小稳态和瞬态条件下扰动对电流跟踪性能的影响，从而实现对电流的快速跟踪。最后，通过李亚普诺夫稳定判据证明基于自抗扰滑模复合控制的 PMSM 系统的稳定性。

1 永磁同步电机数学模型

d-q 两相旋转坐标系下考虑扰动的 PMSM 定子电流方程为：

$$\begin{cases} pi_d=(u_d-R_{s0}i_d+\omega_e L_{q0}i_{sq})/L_{d0}+d_d \\ pi_q=[u_q-R_{s0}i_q-\omega_e(L_{d0}i_d+\psi_{f0})]/L_{q0}+d_q \end{cases} \tag{1}$$

式中，i_d、i_q 分别为电机定子电流 d、q 轴分量；u_d、u_q 为定子电压 d、q 轴分量；R_{s0} 为定子电阻；L_{d0}、L_{q0} 分别为定子电感 d、q 轴分量；ω_e 为电机转子电角速度；ψ_{f0} 为永磁体磁链；p 为时间求导符号；d_d、d_q 分别为 d、q 轴包含参数变化的内部扰动。

d_d、d_q 的定义如下：

$$\begin{cases} d_d=(-\Delta R_s i_d-\Delta L_d pi_d+\omega_e\Delta L_q i_q)/L_{d0} \\ d_q=[-\Delta R_s i_q-\Delta L_q pi_q-\omega_e(\Delta L_d i_d+\Delta\psi_f)]/L_{q0} \end{cases} \tag{2}$$

式中，$\Delta R_s=R_s-R_{s0}$；$\Delta L_d=L_d-L_{d0}$；$\Delta L_q=L_q-L_{q0}$；$\Delta\psi_f=\psi_f-\psi_{f0}$；$R_s$、$L_d$、$L_q$ 和 ψ_f 分别表示实际参数值，此外 $|\Delta R_s|$、$|\Delta L_d|$、$|\Delta L_q|$ 和 $|\psi_f|$ 表示的参数增量均有上界，故 d_d、d_q 为有界函数。

2 自抗扰滑模复合控制器设计

在 FOC 策略中，d 相电流必须被驱动到零，一个 PI 控制器可以达到这个控制目标，然而 q 相电流中包括反电动势引起的非线性量，PI 控制器无法补偿这种非线性量引起的内部扰动。因此，本节针对 q 相电流环设计自抗扰滑模复合控制器，其主要由跟踪微分器（TD）、扩张状态观测器（ESO）及非线性误差反馈控制率构成。自抗扰滑模复合控制器具体结构框图如图 1 所示，x_g 为给定信号，Z_{11} 为 x_g 的跟踪信号，Z_{21} 为系统状态的观测值，Z_{22} 为系统扩张状态的观测值，u、y 分别为系统的输入和输出。

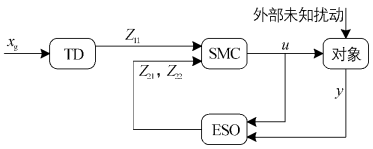

图 1 自抗扰滑模复合控制器结构框图

2.1 最速跟踪微分器设计

采用一阶非线性跟踪微分器安排过渡过程：

$$\begin{cases} e=i_{qt}-i_{qr} \\ pi_{qt}=-rfal(e,\alpha,\delta) \end{cases} \tag{3}$$

式中，i_{qt} 为 q 轴参考电流值 i_{qr} 的跟踪信号；r 为跟踪速度因子。

r 决定了跟踪微分器的带宽 ω_1，满足如下关系：

$$\omega_1=1.14\sqrt{r} \tag{4}$$

ω_1 需要参考电机的输出力矩、响应速度及位置传感器的频率特性等，适当增大跟踪速度因子 r，能提高系统快速性，过大则会影响系统稳定性。

fal 函数为原点附近具有线性段的连续幂次函数，可有效抑制信号的高频抖振现象，其表示为：

$$fal(e,\alpha,\delta)=\begin{cases} e\delta^{\alpha-1}, & |e|\leqslant\delta \\ |e|^{\alpha}sign(e), & |e|>\delta \end{cases} \tag{5}$$

2.2 扩张状态观测器设计

ESO 设计如下，在线估计 q 轴内部扰动 d_q，其中包含未知 q 轴参数变化的信息。

$$\begin{cases} e_{sq}=\hat{i}_q-i_q \\ p\hat{i}_q=\hat{d}_q-d_q-\beta_0 e_{sq} \\ p\hat{d}_q=-\beta_1 e_{sq} \end{cases} \tag{6}$$

式中，i_q 为系统输出可测量 q 轴定子电流；$\hat{i}_q$ 是 q 轴定子电流的观测值；$\hat{d}_q$ 是 q 轴内部扰动观测值；β_0、β_1 为输出误差的校正增益。

下面对 ESO 稳定性及参数整定规律进行分析，令 $e_{mq}=[\hat{i}_q-i_q,\hat{d}_q-d_q]^{\mathrm{T}}$，为 q 轴 ESO 的跟踪误差，由式(1)和式(6)中的 q 轴电流模型得误差状态方程为：

$$pe_{mq}=A_{mq}e_{mq} \tag{7}$$

式中，$A_{mq}=\begin{bmatrix} -\beta_0 & 1 \\ -\beta_1 & 0 \end{bmatrix}$。

式(7)表明，A_{mq} 的特征值决定了 ESO 的稳定性，当且仅当 $\beta_1>0$ 时，系统渐进稳定，ESO 的参数设计应满足：

$$|\lambda E-A_{mq}|=\lambda^2+\beta_0\lambda+\beta_1=(\lambda+\omega_2)^2 \tag{8}$$

即应满足 A_{mq} 的双特征值等于 ESO 的带宽，其中 ω_2 被视为 ESO 带宽，该带宽应足够大以确保 ESO 能快速跟踪内部扰动的变化。

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

2.3 改进滑模误差反馈控制律设计

参考微分跟踪器的输出，定义 q 轴定子电流误差为：

$$e_q = i_{q^*} - i_q \tag{9}$$

选取端末积分滑模面为：

$$s_q = e_q + c_q \int e_q^{\lambda} \tag{10}$$

式中，c_q 为正数，决定 q 轴定子电流的衰减速度；$0<\lambda<1$，指数项能提高系统的收敛速度，使系统在有限时间内收敛至平衡点。

考虑估计的内部扰动，新的 SMC q 轴控制律设计如下，即新的 q 轴控制电压为：

$$u_{q^*} = L_{q0}[pi_{q^*} + (R_{s0} i_q + \omega_e L_{d0} i_d + \omega_e \psi_{f0})/L_{q0} + c_q e_q^{\lambda} + D_q \mathrm{sgn}(s_q) + \hat{d}_q] \tag{11}$$

式中，D_q 为正数，表示开关增益，其取值不宜过大以避免抖振问题。

此外设 b_q 为补偿增益，其满足：

$$b_q = s_q / p\dot{\hat{d}}_q > 0 \tag{12}$$

若 ESO 带宽足够高，则内部扰动 d_q 在每个短时采样周期内的变化几乎为零。定义内部扰动观测误差为：

$$\Delta d_q = d_q - \hat{d}_q \tag{13}$$

内部扰动误差变化率为：

$$p\Delta d_q = pd_q - p\hat{d}_q = -p\hat{d}_q \tag{14}$$

定义该控制系统 Lyapunov 函数为：

$$V = \frac{1}{2}s_q^2 + \frac{1}{2}b_q \Delta d_q^2 \tag{15}$$

将式(14)对时间求导，得：

$$\dot{V} = s_q \dot{s}_q + b_q \Delta d_q \Delta\dot{d}_q \leqslant -D_q |s_q| + (d_q - \hat{d}_q)s_q - b_q(d_q - \hat{d}_q)\dot{\hat{d}}_q = -D_q |s_q| < 0 \tag{16}$$

由此证明了闭环 q 轴电流控制的渐近稳定性。最后，结合式(6)和式(11)得到所提出的自抗扰滑模的复合控制律。

3 仿真验证

为了验证本文所设计的控制器控制效果，在 MATLAB/Simulink 环境中搭建 PMSM 控制系统，为 q 相电流环设计 ADRC-SMC 复合控制器，进行数值仿真分析，PMSM 参数值见表 1。

表 1 PMSM 系统参数值

参数	数值	参数	数值
N_r/(r·min^{-1})	1000	ψ_{f0}/Wb	0.175
R_{s0}/Ω	2.875	J/(kg·m^2)	0.003
L_{d0}/mH	0.0085	B/(N·m·s)	0.008
L_{q0}/mH	0.0085	p_n	4

同时，设计 ADRC-SMC 控制器并整定其参数，在相同的 PMSM 系统仿真环境下，对比分析 ADRC-SMC、PI 两种 q 相电流控制器的控制效果。

图 2 为 q 轴电流响应波形对比图，可见电流发生阶跃变化后，ADRC-SMC 的 q 轴电流响应很快趋于稳定且稳态误差较小，约为 ±0.25 A；反观 PI 的 q 轴电流响应，虽然响应时间较快但稳态误差较大，约为 ±1 A。两者的具体电流响应波形如图 2(a)和图 2(b)所示。图 2(c)和图 2(d)分别为 PI 及 ADRC-SMC 的电流跟踪误差波形，可见虽然两者在 q 轴电流突变后的建立时间差别不大，但 ADRC-SMC 的 q 轴电流跟踪误差的幅度远小于 PI 电流跟踪误差的幅度，故 ADRC-SMC 有更优越的瞬态电流跟踪性能。

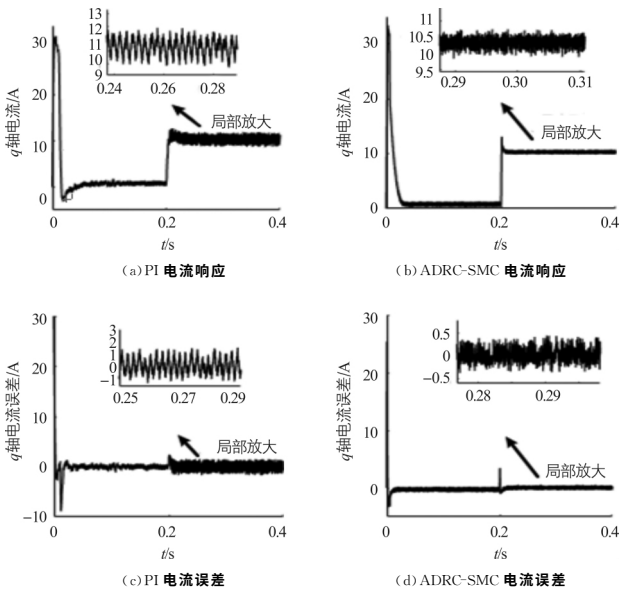

图 2 q 轴电流响应对比图

为了测试 PMSM 系统对参数变化的鲁棒效果，将 PMSM 以 10 Nm 的负载启动，并将 L_d、L_q 均下降 50%，得如图 3 所示的参数变化后的 q 轴电流响应对比图。对比图 3(a)和图 3(b)可看出，传统 PI 在参数变化前的电流稳态误差为±1.5 A，而参数变化后电流稳态误差进一步扩大为±2.25 A，因此传统 PI 应对内部参数扰动的效果不佳；对比图 3(c)和图 3(d)可看出，ADRC-SMC 在参数变化前后的电流稳态误差分别为±0.25 A、±0.3 A，故 ADRC-SMC 在电感参数不匹配时的电流响应变化较小，表现出了较强的抗干扰性能。

4 结语

针对 PMSM 易受系统不确定性影响和对模型依赖程度高等问题，本文设计了一种基于 ADRC 和 SMC 方法的 q 相电流复合控制器。首先，基于自抗扰控制框架，对 q 相电流安排过渡过程设计最速跟踪微分器。然后，提出了一种在线估计 PMSM 驱动系统内部扰动的 ESO 方法，设计了基于端末积分滑模面的 SMC 控制率并利用李雅普诺夫理论证明了考虑扰动的 PMSM 驱动系统的稳定性。经过仿真分析，结果表明基于 ADRC 和 SMC 方法的 PMSM

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

复合驱动系统具有更好的抗干扰能力，更小的电流跟踪误差以及更优的瞬态电流跟踪性能。

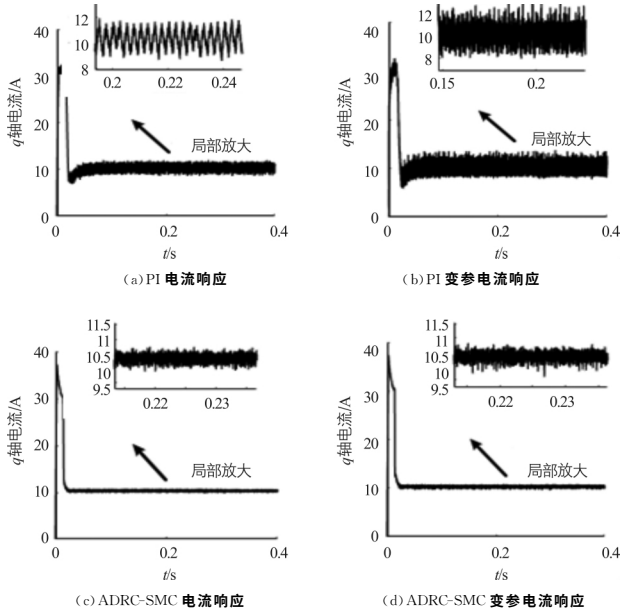

图 3 参数变化后的 q 轴电流响应对比图

参考文献

[1]J. Gieras. Permanent magnet motor technology:design and applications. 3rd ed[M]. boca raton:CRC Press,2009.

[2]卢琴芬,孔浩,石佳蒙,等. 高速列车永磁同步牵引电机基于联合仿真模型的单脉冲控制研究[J]. 电工技术学报,2015,30(14):61-66.

[3]F. Heydari, A. Sheikholeslami, K. G. Firouzjah, et al. A new FOC technique based on predictive current control for PMSM drive[J]. World Journal of Modelling and Simulation,2008,5(4):287-294.

[4]M. Chou, C. Liaw, S. Chien, et al. Robust current and torque controls for PMSM driven satellite reaction wheel[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems,2011,47(1):58-74.

[5]S. Li, C. Xia, X. Zhou. Disturbance rejection control method for permanent magnet synchronous motor speed-regulation system[J]. Mechatronics,2012,22(6):706-714.

[6]G. Feng, C. Lai, N. C. Kar. A closed-Loop fuzzy-logic-based current controller for PMSM torque ripple minimization using the magnitude of speed harmonic as the feedback control signa[J]l. World Journal of Modelling and Simulation,2008,64(4):2642-2653.

[7]X. Liu, C. Zhang, K. Li, et al. Robust current control-based generalized predictive control with sliding mode disturbance compensation for PMSM drives[J]. World Journal of Modelling and Simulation,2017,71(2):542-552.

[8]韩京清. 自抗扰控制技术[M]. 北京:国防工业出版社,2008.

[9]孙斌,王海霞,苏涛,等. 永磁同步电机调速系统非线性自抗扰控制器设计与参数整定[J]. 中国电机工程学报,2020,40(20):6715-6726.

[10]刘金坤. 滑模变结构控制[M]. 北京:清华大学出版社,2015.

(上接第 18 页)

拉伸钢轨预热，保证钢轨焊接面温度的均匀性和深度，而焊机监控窗口能实时显示焊接的重要过程量；该程序中加热时间为 3.5 s，分开时间为 1 s，共循环预热 7 次，在预热阶段监控界面应出现相同的 7 次预热曲线。比较焊接监控曲线（如图 7 所示）与程序，并结合图 4 和图 6，发现在预热阶段的第一次预热正常，后 6 次预热不正常。通过综合分析位移、力值和电流发现，墩锻缸移动速度过慢。而焊机在时间、位移和力值控制中，只要一个条件满足，就会自动进行下个动作，这就造成了后 6 次的预热时间过短，移动速度过慢，在 4.5 s 中钢轨接触预热时间只有 1 s 左右。而在预热后的闪光阶段，钢轨还未拉开就进入了闪光步骤，在后闪光的整个过程中有段时间对钢轨进行了加热，造成钢轨过烧。在最后一步墩锻过程中出现了钢轨焊肉过大，焊接尺寸超差。通过监控曲线可直观判断焊机液压系统故障。最后检查发现，墩锻缸拉杆断裂，修复后焊肉异现象消除。

5 结语

钢轨闪光焊接的质量控制是一个极复杂的过程，在整个过程中不但要注重焊接件的质量，还要熟悉焊机的性能，要定期对焊机进行保养检修以保证焊机性能，同时也要不定期分析焊接监控曲线，及时对焊接工艺进行优化，对焊机的重要过程量进行校准和调整。

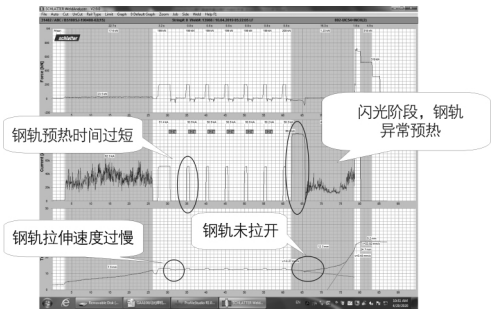

图 7 焊肉异常监控画面分析

参考文献

[1]冯来义,李琪. GAA100/580 闪光焊机的焊接过程与电气控制[J]. 电焊机,2008(5):30-33,77.

[2]丁韦,李力,赵国,等. 钢轨闪光焊灰斑缺陷形成原因及预防方法[J]. 铁道建筑,2018(10):128-131.

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net