

永磁同步电机的高阶终端滑模控制方法

郑剑飞, 冯 勇, 陆启良

(哈尔滨工业大学 电气工程系, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要: 提出一种基于高阶终端滑模的永磁同步电机转速控制方法, 提高了系统的鲁棒性和响应速度. 根据矢量控制原理, 设计了非奇异终端滑模面, 使得电机转速、直轴电流、交轴电流在有限时间内达到给定值. 同时, 采用高阶滑模消除抖振, 保证系统的稳定性. 仿真结果表明, 和PI控制方法相比, 电机转速能够更快地跟踪给定值, 并且, 系统对于负载扰动具有较强的鲁棒性.

关键词: 永磁同步电机; 高阶滑模; 终端滑模; 矢量控制

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

High-order terminal sliding-mode control for permanent magnet synchronous motor

ZHENG Jian-fei, FENG Yong, LU Qi-liang

(Department of Electrical Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin Heilongjiang 150001, China)

Abstract: A permanent magnet synchronous motor speed control based on high-order terminal sliding mode is proposed to improve the robustness and the response speed of the system. Based on the vector control principle, nonsingular terminal sliding modes are designed to make the motor speed, the d-axis current and the q-axis current reach the given values in a finite period of time. Meanwhile, high-order sliding modes are utilized to eliminate the chattering phenomenon, and to guarantee the stability of the system. The simulation results show that the motor speed can reach the given value more rapidly than that of a proportional integral(PI) control; and the system is robust with respect to the load disturbances.

Key words: permanent magnet synchronous motor; high-order sliding mode; terminal sliding mode; vector control

1 引言(Introduction)

永磁同步电机是一个多变量、强耦合的非线性系统, 同时存在着参数摄动、负载扰动等不确定性. 目前很多方法可以提高系统的鲁棒性和动态性能, 如自适应控制^[1]、模糊控制^[2]、神经网络^[3]、自抗扰控制^[4]等. 其中, 滑模变结构控制对系统数学模型精度要求不高, 对系统参数摄动、外部扰动具有强鲁棒性. 但是, 传统滑模控制下系统的状态在无限时间后到达平衡点, 并且控制量存在抖振. 近期提出的非奇异终端滑模能够使系统状态在有限时间内到达平衡点, 稳态跟踪精度高^[5], 但仍存在抖振. 常用的准滑模方法^[6]在去除抖振的同时会造成较大的跟踪误差. 而近年提出的高阶滑模控制将高频切换控制加到滑模变量的高阶导数上, 有效消除了抖振, 同时保留着传统滑模的良好特性^[7].

本文结合高阶滑模和非奇异终端滑模的优点, 提出一种基于高阶终端滑模的永磁同步电机转速控制

方法, 在消除控制量抖振的同时, 实现了电机转速的快速收敛, 并且对负载扰动具有较强的鲁棒性. 仿真结果验证了该方法的有效性.

2 永磁同步电机高阶终端滑模控制器设计(High-order terminal sliding mode controller design for PMSM)

假设磁路不饱和, 空间磁场呈正弦分布, 不计磁滞和涡流损耗影响, 面贴式永磁同步电动机在 $d-q$ 坐标系下的状态方程为

$$\begin{cases} \dot{i}_d = (-R_s i_d + L_p \omega i_q + u_d)/L, \\ \dot{i}_q = (-L_p \omega i_d - R_s i_q - p \psi_f \omega + u_q)/L, \\ \dot{\omega} = (1.5 p \psi_f i_q - B \omega - T_L)/J, \\ \dot{\theta} = \omega, \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d, u_q, i_d, i_q 分别为定子电压和电流的 d, q 轴分量, L 和 R_s 为绕组等效电感和电阻, ψ_f 为每对磁极磁链, p 为磁极对数, ω 和 θ 分别为电机转子的角速度

和角位置, T_L 为负载转矩, J 为转动惯量, B 为摩擦系数. 本文根据矢量控制原理^[1~3], 将高阶滑模和终端滑模控制方法相结合, 分别设计了电机转速、交轴及直轴电流控制器.

2.1 电机转速控制器设计(Motor speed controller design)

转速控制器用于精确跟踪速度给定, 并且对负载扰动具有鲁棒性. 设速度给定信号为 ω^* , 并且假设 ω^* 足够平滑, 几乎处处具有2阶连续导数, 定义误差状态为 $e_\omega = \omega^* - \omega$, 则转速误差系统的方程为

$$\dot{e}_\omega = \dot{\omega}^* - (1.5p\psi_f i_q^* - B\omega - T_L)/J. \quad (2)$$

转速误差系统的相对阶为1^[7], 因此可通过2阶滑模控制消除抖振. 为了提高电机转速的响应速度和跟踪精度, 本文提出如下非奇异终端滑模面:

$$l_\omega = e_\omega + \gamma_1 \dot{e}_\omega^{p_1/q_1}, \quad (3)$$

式中: $\gamma_1 > 0$, p_1, q_1 为奇数, 且 $1 < p_1/q_1 < 2$.

假设在 t_r 时刻, $l_\omega(t_r) = 0$, 则 e_ω 和 \dot{e}_ω 将在有限时间内收敛为零, 收敛时刻为

$$t_s = t_r + \gamma_1^{q_1/p_1} \frac{p_1}{(p_1 - q_1)} |e_\omega(t_r)|^{p_1/q_1}, \quad (4)$$

之后, 误差系统进入2阶滑模状态 $e_\omega = \dot{e}_\omega = 0$.

定理 1 选取非奇异终端滑模面式(3), 并设计如下控制律, 则电机转速将在有限时间收敛:

$$i_q^* = i_{qeq} + i_{qn}, \quad (5)$$

$$i_{qeq} = \frac{J}{1.5p\psi_f} (\dot{\omega}^* + \frac{B}{J}\omega), \quad (6)$$

$$i_{qn} = \frac{J}{1.5p\psi_f} \int_0^t \left[\frac{q_1}{\gamma_1 p_1} \dot{e}_\omega^{2-p_1/q_1} + (k_1 + \eta_{10}) \text{sgn } l_\omega + \eta_{11} l_\omega \right] d\tau, \quad (7)$$

式中: $k_1 > |\dot{T}_L/J|$, $\eta_{10} > 0$, $\eta_{11} > 0$ 为设计参数.

证 选取李雅普诺夫函数为 $V_\omega(t) = 0.5l_\omega^2(t)$, 则 $V_\omega(t)$ 对时间求导得

$$\begin{aligned} \dot{V}_\omega(t) &= l_\omega(t) \dot{l}_\omega(t) = \\ &= \frac{l_\omega \gamma_1 p_1}{q_1} \dot{e}_\omega^{p_1/q_1 - 1} [\dot{e}_\omega + \left(\frac{q_1}{\gamma_1 p_1}\right) \dot{e}_\omega^{2-p_1/q_1}] = \\ &= \frac{l_\omega \gamma_1 p_1}{q_1} \dot{e}_\omega^{p_1/q_1 - 1} \left[-(k_1 + \eta_{10}) \text{sgn } l_\omega + \frac{\dot{T}_L}{J} - \eta_{11} l_\omega \right] \leq \\ &= -\gamma_1 (p_1/q_1) \dot{e}_\omega^{p_1/q_1 - 1} (\eta_{10} |l_\omega| + \eta_{11} l_\omega^2). \end{aligned}$$

可见, 当 $l_\omega \neq 0$ 时, 由于 $\dot{e}_\omega^{p_1/q_1 - 1} \geq 0$, 故 $\dot{V}_\omega \leq 0$, 当且仅当 $\dot{e}_\omega = 0$ 时, $\dot{V}_\omega = 0$. 而 $\dot{e}_\omega = 0$, $e_\omega \neq 0$ 可以证明并不是一个稳定的状态, 即 $\dot{V}_\omega = 0$ 不可能一直保持^[5]. 因此, 系统将在有限时间到达并保持非奇异

终端滑模 $l_\omega = 0$ ^[5], 则 e_ω 也将在有限时间内收敛.

证毕.

注 1 实际应用时, 可以通过 η_{11} 调节滑模 l_ω 收敛的速度, 通过 η_{10} 调节 l_ω 对负载扰动的抑制能力. 根据式(4), 可以选择参数 p_1, q_1 和 γ_1 调节转速误差 e_ω 的收敛速度.

注 2 实际电机转速控制器输出信号之后通常串联一个饱和函数环节限流. 只要电流限幅值 I_{qm} 等参数满足稳定条件^[8], 即使控制量 i_q^* 达到限幅值, 也可以退出饱和, 则滑模收敛条件仍可以满足. 根据传统PI控制器Anti-reset Windup方法的思想^[8,9], 设限幅环节输入和输出的信号为 i_q^* 和 i_q^r , 两者做差后补偿到式(7)的积分作用, 可以有效减小控制量饱和引起的转速超调量, 即

$$i_{qn} = \frac{J}{1.5p\psi_f} \int_0^t \left[\frac{q_1}{\gamma_1 p_1} \dot{e}_\omega^{2-p_1/q_1} + (k_1 + \eta_{10}) \text{sgn } l_\omega + \eta_{11} l_\omega - k_{\omega m} (i_q^* - i_q^r) \right] d\tau, \quad (8)$$

式中 $k_{\omega m} > 0$ 为补偿系数.

2.2 交轴电流控制器设计(Q-axis current controller design)

交轴电流控制器用于精确跟踪交轴电流给定 i_q^* (考虑转速控制器输出饱和时, 则跟踪 i_q^r), 并且对反电动势 $p\psi_f\omega$ 等扰动具有鲁棒性. 定义交轴电流误差状态为 $e_q = i_q^* - i_q$. 同样设计如下非奇异终端滑模面, 实现2阶滑模控制:

$$s_q = e_q + \gamma_2 \dot{e}_q^{p_2/q_2}, \quad (9)$$

式中: $\gamma_2 > 0$, p_2, q_2 为奇数, 且 $1 < p_2/q_2 < 2$.

定理 2 选取非奇异终端滑模面式(9), 并设计如下控制律, 则交轴电流在有限时间内收敛:

$$u_q = u_{qeq} + u_{qn}, \quad (10)$$

$$u_{qeq} = L \dot{i}_q^* + Lp\omega i_d + R_s i_q + p\psi_f\omega, \quad (11)$$

$$u_{qn} = L \int_0^t \left[\frac{q_2}{\gamma_2 p_2} \dot{e}_q^{2-p_2/q_2} + k_{20} \text{sgn } s_q + k_{21} s_q \right] d\tau, \quad (12)$$

式中: $k_{20} > 0, k_{21} > 0$ 为设计参数.

证 略, 和定理1的证明过程类似.

注 3 由于 i_q^* 中包含了符号函数, 为了使电流控制器输出电压更加平滑, 可以对 i_q^* 进行低通滤波后再用于等效控制中. 滤波时间常数 τ_0 可以通过试凑法来确定.

2.3 直轴电流控制器设计(D-axis current controller design)

由于 $i_d^* = 0$, 电流误差状态

$$e_d = i_d^* - i_d = -i_d.$$

设计如下非奇异终端滑模面:

$$s_d = e_d + \gamma_3 \dot{e}_d^{p_3/q_3}, \quad (13)$$

式中: $\gamma_3 > 0$, p_3, q_3 为奇数, 且 $1 < p_3/q_3 < 2$.

定理 3 选取非奇异终端滑模面式(13), 并设计如下控制律, 则直轴电流将在有限时间内收敛:

$$u_d = u_{deq} + u_{dn}, \quad (14)$$

$$u_{deq} = -Lp\omega i_q + R_s i_d, \quad (15)$$

$$u_{dn} = L \int_0^t \left[\frac{q_3}{\gamma_3 p_3} \dot{e}_d^{2-p_3/q_3} + k_3 \operatorname{sgn} s_d \right] d\tau, \quad (16)$$

式中 $k_3 > 0$ 为设计参数.

证 略, 和定理1的证明过程类似.

3 仿真研究(Simulation research)

本节分别采用PI控制方法和高阶终端滑模控制方法对永磁同步电机矢量控制系统进行仿真. 永磁同步电机的参数为

$$P_N = 1.5 \text{ kW}, n_N = 1000 \text{ r/min},$$

$$I_N = 3.5 \text{ A}, U_N = 380 \text{ V},$$

$$p = 3, R_s = 2.875 \Omega,$$

$$L = 33 \text{ mH}, J = 0.011 \text{ kgm}^2,$$

$$B = 0.002 \text{ Nms}, \psi_f = 0.8 \text{ Wb}.$$

交轴电流限幅值 $I_{qm} = 4 \text{ A}$. 高阶终端滑模控制器参数为

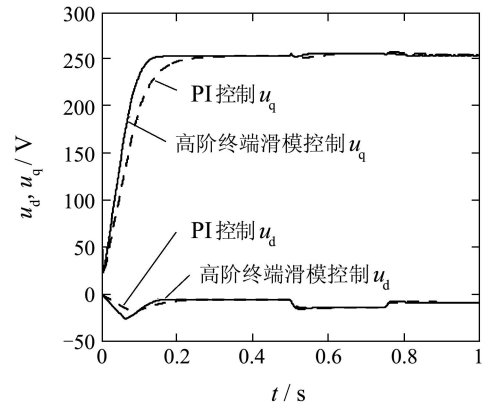
$$p_1 = 7, q_1 = 5, \gamma_1 = 0.002, k_1 = 910, \eta_{10} = 90,$$

$$\eta_{11} = 5000, k_{\omega m} = 500, p_2 = 5, q_2 = 3,$$

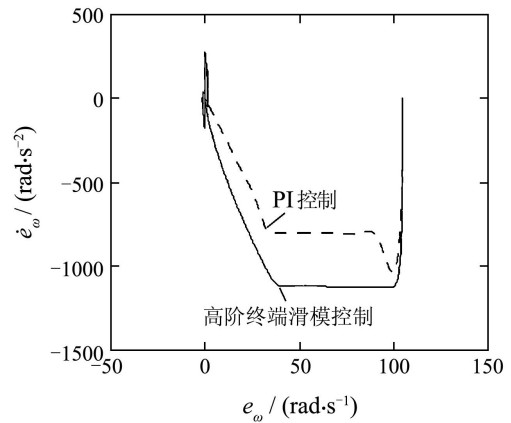
$$\gamma_2 = 0.01, k_{20} = 200, k_{21} = 0, \tau_0 = 0.001,$$

$$p_3 = 5, q_3 = 3, \gamma_3 = 0.01, k_3 = 0.1.$$

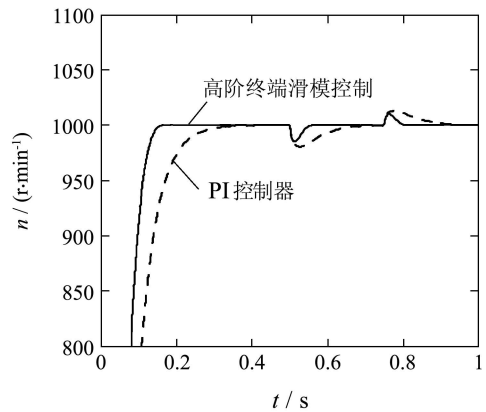
PI控制器采用传统的Anti-reset Windup方法^[9]整定参数, 速度环参数为: $k_{p1} = 0.3, \tau_{i1} = 0.067, k_{c1} = 0.02$; 交轴电流环参数为: $k_{p2} = 2, \tau_{i2} = 0.005$; 直轴电流环参数为: $k_{p3} = 20, \tau_{i3} = 4$. 仿真结果见图1所示.



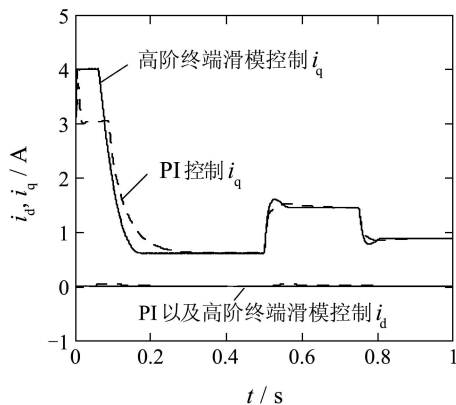
(b) 控制量 u_d 和 u_q



(c) e_ω 与其微分的相平面



(d) 电机转速 n



(a) 定子电流 i_d 和 i_q

图1 i_q 饱和时的仿真结果

Fig. 1 Simulation results when i_q is saturated

图1中: 转速给定值为 $n^* = 1000 \text{ r/min}$, 负载转矩 T_L 在 $0 \text{ s} \sim 0.5 \text{ s}$ 时保持为 2 Nm , 在 $0.5 \text{ s} \sim 0.75 \text{ s}$ 时, 突变为 5 Nm , 在 $0.75 \text{ s} \sim 1 \text{ s}$ 时, 突变为 3 Nm . 由图1(a)可知, 虽然两种控制方法的交轴电流给定信号已经饱和, 但是PI控制下电流 i_q 无法精确跟踪达到饱和值, 而高阶终端滑模控制的电流 i_q 可以精确跟踪到饱和值 4 A , 因此, 高阶终端滑模控制下的电机转速

上升到给定值要比PI控制快0.2 s, 见图1(d), 并且在负载转矩阶跃变化后恢复速度也更快. 由图1(b)知, 高阶终端滑模控制量平滑无抖振.

4 结论(Conclusions)

本文提出了一种基于高阶终端滑模的永磁同步电机转速控制方法, 分别设计了电机转速和定子电流的高阶终端滑模控制器, 并证明了系统的稳定性. 仿真结果表明, 所提出的高阶终端滑模控制方法, 消除了控制量的抖振, 使电机转速和定子电流在有限时间内收敛, 没有超调量. 和PI控制器相比, 提高了系统的响应速度, 并且对于负载扰动具有较强的鲁棒性. 因此, 该方法在工程中具有广泛的应用前景.

参考文献(References):

- [1] MOHAMED Y A R. Adaptive self-tuning speed control for permanent-magnet synchronous motor drive with dead time[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2006, 21(4): 855 – 862.
- [2] CHENG K, TZOU Y. Fuzzy optimization techniques applied to the design of a digital PMSM servo drive[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004, 19(4): 1085 – 1099.
- [3] 李鸿儒, 顾树生. 基于神经网络的PMSM自适应滑模控制[J]. *控制理论与应用*, 2005, 22(3): 461 – 464.
(LI Hongru, GU Shusheng. Neural-network-based adaptive sliding mode control for PMSM[J]. *Control Theory & Applications*, 2005, 22(3): 461 – 464.)
- [4] 雷春林, 吴捷, 陈渊睿, 等. 自抗扰控制在永磁直线电机控制中的应用[J]. *控制理论与应用*, 2005, 22(3): 423 – 428.
(LEI Chunlin, WU Jie, CHEN Yuanrui, et al. Auto-disturbance-rejection controller used in permanent- magnet linear motor control system[J]. *Control Theory & Applications*, 2005, 22(3): 423 – 428.)
- [5] FENG Y, YU X, MAN Z. Non-singular adaptive terminal sliding mode control of rigid manipulators[J]. *Automatica*, 2002, 38(12): 2159 – 2167.
- [6] CHEN M, HWANG Y, TOMIZUKA M A. State-dependent boundary layer design for sliding mode control[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2002, 47(10): 1677 – 1681.
- [7] LEVANT A. Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control[J]. *International Journal of Control*, 2003, 76(9): 924 – 941.
- [8] SHIN H B. New antiwindup PI controller for variable-speed motor drives[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1998, 45(3): 445 – 450.
- [9] 杨明, 徐殿国, 贵献国. 永磁交流速度伺服系统抗饱和设计研究[J]. *中国电机工程学报*, 2007, 27(15): 28 – 32.
(YANG Ming, XU Dianguo, GUI Xianguo. Study of AC PMSM speed servo system anti-windup design[J]. *Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering*, 2007, 27(15): 28 – 32.)

作者简介:

郑剑飞 (1982—), 男, 博士研究生, 从事滑模变结构控制、电机驱动控制等研究, E-mail: zjf6303234@163.com;

冯勇 (1962—), 男, 教授, 博士生导师, 从事非线性控制等研究, E-mail: yfeng@hit.edu.cn;

陆启良 (1983—), 男, 硕士研究生, 从事电机驱动控制等研究, E-mail: lu_regal@sohu.com.