

# 基于二阶终端滑模优化的电流环滑模控制

黄宴委, 刘喆怡, 熊少华, 陈少斌

(福州大学 电气工程与自动化学院 福建 福州 350116)

**摘要:** 针对永磁同步电机电流环存在参数摄动、干扰等不确定因素,提出了一种基于二阶终端滑模优化的电流滑模控制。借助常规滑模控制的设计简单、容易实现等优点,计算得到电机电流环的等效控制量。利用二阶终端滑模设计不确定量的控制量,并引入自适应指数趋近律抑制系统参数摄动和干扰等不确定量。所提出的电流环滑模控制系统进行了稳定性分析,理论上可获得自适应零增益切换函数控制,达到有效抑制“抖振”,具有很好的鲁棒性。对仿真和实验波形的计算结果表明:所提出的控制方法提高了电流稳态精度,获得更好的调速性能,且设计简单。

**关键词:** 永磁同步电机; 电流环; 滑模控制; 二阶终端滑模; 自适应增益

**DOI:** 10.15938/j.emc.2018.03.010

中图分类号: TM 341, TP 273

文献标志码: A

文章编号: 1007-449X(2018)03-0074-08

## Sliding mode control for current loop by second order terminal sliding mode

HUANG Yan-wei, LIU Zhe-yi, XIONG Shao-hua, CHEN Shao-bin

(College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350116, China)

**Abstract:** In order to suppress uncertainties caused by parameteric variations and disturbances, a sliding mode control (SMC) optimized by a second order terminal sliding mode control (STSMC) was derived to control current loops in a permanent magnet synchronous motor (PMSM). The equivalent control quantity for the current loop is easily obtained by SMC. The switching control for uncertainties was deduced by STSMC integrated with an adaptive exponential function law. Moreover, the stability of STSMC system was analyzed for current loops, and the gain of the switching function in STSMC can be set small, even to be set theoretic zero. STSMC is effective to suppress the “chattering” and retains the system robustness. The comparative results of simulations and experiments indicate that the current loop control system by STSMC improves the steady state accuracy of the current with the result in a better performance of speed regulation for PMSM, and is easy to implement.

**Keywords:** permanent magnet synchronous motor; current loops; sliding mode control; second order terminal sliding mode; adaptive gain

收稿日期: 2016-05-18

基金项目: 国家自然科学基金(61174051); 福建省自然科学基金(2015J01245)

作者简介: 黄宴委(1976—),男,博士,教授,研究方向为运动控制研究;

刘喆怡(1992—),男,硕士,研究方向为嵌入式系统设计;

熊少华(1988—),男,硕士,研究方向为电机控制策略研究;

陈少斌(1975—),男,博士,副教授,研究方向为智能运动控制。

通信作者: 陈少斌

## 0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM) 伺服系统利用矢量控制技术使得定子电流与电机输出转矩之间成线性关系, 使其在数控、运动伺服系统得到了广泛应用<sup>[1]</sup>。定子电流性能将直接影响 PMSM 输出转矩的性能, 也使得定子电流控制成为矢量控制的关键技术之一<sup>[2-3]</sup>。但是, PMSM 模型存在着 d-q 轴电流耦合、反电动势等非线性因素, 且依赖于电机参数和工作点<sup>[4]</sup>, 难以获得准确的 PMSM 数学模型, 使得单纯比例积分控制器很难获得高动态和稳态性能的电流, 进而难以获得准确快速的输出转矩, 限制了 PMSM 在高精度高性能工业场合的应用<sup>[5]</sup>。近年来, 一些先进的控制方法被广泛地应用于 PMSM 电流控制。比如, 在比例积分控制器的基础上引入谐波调节器作为前馈补偿来抑制电流谐波<sup>[6]</sup>; 在 PMSM 电流预测控制模型基础上, 引入 d 轴电流误差积分控制并动态调节磁链参数来消除由于电机模型参数不准确引起的电流静差<sup>[7-8]</sup>; 改进迟滞电流控制<sup>[9]</sup>、预置电流控制<sup>[10]</sup>、无源电流控制<sup>[11]</sup>、鲁棒滑模电流控制<sup>[12]</sup>等等。在这些先进电流控制方法中, 滑模控制(sliding mode control, SMC) 是一种结构简单、响应快的非线性控制, 对外界干扰和参数摄动等不确定性具有很强的鲁棒性, 被广泛应用于运动伺服控制系统中<sup>[13]</sup>。SMC 利用非连续控制逻辑之间的切换来迫使控制系统在滑模面上运动, 保持控制系统的鲁棒性, 进而抑制系统的不确定因素, 缺点是切换运动导致了控制系统的高频“抖振”。同时, 由于实际系统的不确定量和干扰往往是未知的, 导致非连续控制逻辑的增益难以准确设定。为了保证系统的稳定性, 通常采用大增益控制, 会加剧 SMC 系统的“抖振”<sup>[14]</sup>。为了消除高频“抖振”现象, 文献[15]利用平滑函数估计代替符号函数使得系统进入滑模面后不再进行切换运动, 虽然减轻了“抖振”现象, 但也弱化的系统的鲁棒性。文献[12]提出在滑模电流控制的基础上, 设计一个简单观测器估计参数摄动量和干扰作为前馈补偿量, 减小符号函数的增益, 减轻控制系统的“抖振”现象, 提高了电流稳态精度。这种利用观测器实现自适应增益的方法可有效减轻“抖振”现象, 又能保持较好的鲁棒性, 但是系统设计比较复杂, 稳定性难以分析与保证。

目前, 高阶滑模控制既能有效抑制“抖振”现象

又能保持鲁棒性。其中, 二阶滑模控制将不连续控制作用在滑模量的二阶导数上, 保证滑模量及其一阶微分在有限时间内收敛到零, 有效消除“抖振”现象。相对其它高阶滑模控制而言, 二阶滑模以设计简单且对高阶信息需求量小而被广泛应用于工业场合<sup>[16]</sup>。但是, 基于线性滑模面的二阶滑模虽然能够很好地抑制“抖振”现象, 但是很难在有限时间内令滑模量收敛到零<sup>[17]</sup>。文献[18]为了提高最优控制方法的鲁棒性, 提出一种基于两种滑模面的二阶滑模控制技术, 特点是设计高阶滑模面可保证滑模量从任意初始状态收敛于高阶滑模面, 再趋近线性滑模面, 实现改进型二阶滑模控制有限时间内收敛。

本文提出一种基于二阶终端(second-order terminal, ST) 滑模优化的 PMSM 电流环滑模控制(second-order terminal sliding mode control, STSMC)。考虑系统参数摄动和干扰等不确定因素条件下, 建立 PMSM 的电流环数学模型。借助 SMC 的设计简单、容易实现等优点来获得 PMSM 电流环的等效控制量。然后, 针对系统参数摄动和干扰等不确定量, 利用二阶终端滑模设计不确定量的控制量, 即二阶终端滑模趋近律的控制量, 引入自适应指数趋近律<sup>[19]</sup>, 理论上可获得自适应零增益切换函数控制, 达到有效减小“抖振”, 能很好地抑制系统不确定量。同时, 对 PMSM 的电流环 STSMC 系统进行了稳定性分析, 通过仿真与实验说明 STSMC 的控制性能。

## 1 永磁同步电机的数学模型

在 d-q 轴正交坐标系下, 矢量变换的 PMSM 非线性数学模型为<sup>[20]</sup>:

$$L_q \dot{i}_q = -R_s i_q + u_q - L_d w_e i_d - w_e \phi, \quad (1)$$

$$L_d \dot{i}_d = -R_s i_d + u_d + L_q w_e i_q, \quad (2)$$

$$Jw + Bw + T_L = T_e = 1.5p\phi i_q. \quad (3)$$

式中:  $w_e$  为电角速度;  $R_s$  为定子阻抗;  $L_d$  和  $L_q$  分别为 d-q 轴电感;  $\phi$  为永磁体与定子交链的磁链;  $i_d$  和  $i_q$  分别为 d-q 轴定子电流;  $u_d$  和  $u_q$  为 d-q 轴定子电压;  $J$  为转子转动惯量;  $B$  为转子粘性摩擦系数;  $T_L$  为负载转矩;  $T_e$  为电机转矩;  $w$  为转子角速度;  $p$  为磁极对数  $\mu_e = pw$ 。

由式(1)和式(2)可见模型的准确度依赖于系统参数。当实际系统发生可加性的参数摄动和干扰时, 电流环模型可重新表示为:

$$L_{q0}\dot{i}_q = -R_{s0}i_q + u_q - L_{d0}w_e\dot{i}_d - w_e\phi_o - d_q, \quad (4)$$

$$L_{d0}\dot{i}_d = -R_{s0}i_d + u_d + L_{q0}w_e\dot{i}_q - d_d, \quad (5)$$

$$d_q = \varepsilon_q + \Delta L_q\dot{i}_q + \Delta R_s i_q + \Delta L_d w_e \dot{i}_d + w_e \Delta \phi, \quad (6)$$

$$d_d = \varepsilon_d + \Delta L_d \dot{i}_d + \Delta R_s i_d - \Delta L_q i_q w_e. \quad (7)$$

式中:  $d_q$  和  $d_d$  表示系统的不确定量;  $\varepsilon_q$  和  $\varepsilon_d$  为不可测干扰;  $\Delta L_q = L_q - L_{q0}$ ;  $\Delta L_d = L_d - L_{d0}$ ;  $\Delta R_s = R_s - R_{s0}$  和  $\Delta \phi = \phi - \phi_o$ , 分别表示系统参数实际值  $L_q$   $L_d$   $R_s$  和  $\phi$  与额定值  $L_{q0}$   $L_{d0}$   $R_{s0}$  和  $\phi_o$  之间的偏差量。

令  $x = [i_q, i_d]^T$   $\mu = [u_q, u_d]^T$ , 式(4) ~ 式(7)的状态方程为

$$\dot{x} = Ax + Bu + C + D. \quad (8)$$

其中  $A = [-R_{s0}/L_{q0}, 0; 0, -R_{s0}/L_{d0}]$   $B = [1/L_{q0}, 0; 0, 1/L_{d0}]$   $C = [-L_{d0}w_e\dot{i}_d/L_{q0} - w_e\phi_o/L_{q0}, L_{q0}w_e\dot{i}_q/L_{d0}]^T$  为耦合量和反电动势  $D = [-d_q/L_{q0}, -d_d/L_{d0}]^T$  为系统不确定量。

## 2 PMSM 的电流环 STSMC

### 2.1 电流环滑模控制

定义电流的跟踪误差为

$$E = x^* - x = [i_q^* - i_q, i_d^* - i_d]^T = [e_q, e_d]^T. \quad (9)$$

其中  $x^*$   $i_q^*$  和  $i_d^*$  分别为参考输入信号。同时定义一阶比例积分滑模面为

$$S = E + k \int_0^t E d\tau. \quad (10)$$

式中:  $S$  为滑模面矢量,  $S = [s_q, s_d]^T$ ;  $k$  为正实数。假设控制系统可得到适当的控制律, 能保证在有限时间内到达滑模段, 则滑模面有

$$\dot{S} = \dot{E} + kE = 0. \quad (11)$$

由电机状态模型式(8)中, 在不考虑不确定量  $D$  时, 由式(11)可得到电压等效控制律为

$$u^* = B^{-1}((A + k)E + \dot{x}^* - Ax^* - C). \quad (12)$$

式中:  $k = \text{diag}(k, k)$ 。式(12)可得到电机电流环的电压等效控制律  $u^*$ 。但是, 仅靠等效控制律式(12)是无法抑制不确定因素  $D$  而获得良好的电流性能。

为抑制不确定量  $D$ , 需要设计不确定量的控制量  $\Delta u$ 。由式(9)求导和式(8)得到误差导数为

$$\dot{E} = AE - B(u^* + \Delta u) - C - D + \dot{x}^* - Ax^*. \quad (13)$$

重新定义一阶比例积分滑模面  $S$  为

$$S = E - \int_0^t Z d\tau, \quad (14)$$

式中:  $Z = AE - Bu^* - C + \dot{x}^* - Ax^*$ 。

则滑模面  $S$  的一阶微分为

$$\dot{S} = \dot{E} - Z. \quad (15)$$

由式(13)、式(14)和式(15)可得到

$$\dot{S} = -B\Delta u - D. \quad (16)$$

考虑系统状态偏离滑模面时的可到达性, 针对

式(16)在满足  $S^T \dot{S} < 0$  前提下, 设计各种基于趋近律的控制量  $\Delta u$ 。比如, 采用指数趋近律  $S = -\lambda S - \eta \text{sgn}(S)$ , 则  $\Delta u = B^{-1}(\lambda S + \eta \text{sgn}(S) - D)$ 。在电机滑模控制系统中, 参数摄动和干扰  $D$  是未知且非线性的, 为了保证电流环控制系统的稳定, 需要设置足够大的趋近律增益  $\eta$  作为不确定量的上界值:  $\eta \geq |D|$ , 则  $\Delta u = B^{-1}(\lambda S + \eta \text{sgn}(S))$ , 导致电流环高频抖振严重, 降低了电流稳态精度<sup>[12]</sup>。

### 2.2 二阶终端滑模的趋近律控制量

高阶滑模控制能很好地抑制滑模控制高频抖动和提高到达段性能。其中二阶滑模以其设计简单, 且对高阶信息依赖性少, 被广泛应用于工业场合。二阶滑模优点是将不连续控制作用在滑模面的二阶导数上, 保证滑模面及其一阶导数能够在有限时间内收敛到 0, 有效消除了抖振。但是, 在滑模面式(10)和式(14)可知, 控制量  $\Delta u$  不需要式(10)的积分初始条件, 而控制系统的初始状态往往处于滑模面之外, 导致收敛慢。终端滑模控制却能保证在有限时间内从任意初始状态收敛到滑模面。因此, 在式(14)的基础上, 构造二阶非奇异终端滑模面  $\xi$ <sup>[18]</sup>有

$$\xi = S + \gamma \dot{S}^{\alpha/\beta}. \quad (17)$$

其中  $\xi = [\xi_q, \xi_d]^T$   $\gamma = \text{diag}(\gamma_q, \gamma_d) > 0$   $\alpha$  和  $\beta$  为终端滑模面参量, 满足如下条件:

$$\alpha/\beta \in \{2n+1, n=0, 1, 2, \dots\}, 1 < \alpha/\beta < 2. \quad (18)$$

由式(17)得到终端滑模面的一阶微分为

$$\dot{\xi} = \dot{S} + \gamma\alpha/\beta \dot{S}^{\alpha/\beta-1} \ddot{S} = \gamma\alpha/\beta \dot{S}^{\alpha/\beta-1} (\beta/\alpha \gamma^{-1} \ddot{S}^{2-\alpha/\beta} + \ddot{S}). \quad (19)$$

由于  $\alpha/\beta$  满足式(18), 则可得

$$\left. \begin{aligned} \dot{S}^{\alpha/\beta-1} &> 0 \quad (\dot{S} \neq 0), \\ \dot{S}^{\alpha/\beta-1} &= 0 \quad (\dot{S} = 0). \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

式(19)中  $\gamma\alpha/\beta \dot{S}^{\alpha/\beta-1}$  由常数  $\rho > 0$  代替, 则

$$\dot{\xi} = \rho(\gamma^{-1}\beta/\alpha \dot{S}^{2-\alpha/\beta} + \dot{S})。 \quad (21)$$

由文献[19]取滑模面  $\xi$  的自适应指数趋近律,

$$\dot{\xi} = -\lambda\xi - \eta\sigma\text{sgn}(\xi)。 \quad (22)$$

其中  $\lambda, \eta > 0, \sigma > 0$ 。由文献[19]满足  $\sigma(t) = |\xi|^\mu, 0 < \mu < 1$ 。 $\sigma(t)$  表示当  $\xi > 0$  时, 符号函数增益  $\eta\sigma$  变大, 随着  $\xi \rightarrow 0$  时,  $\eta\sigma \rightarrow 0$  可进一步抑制系统抖振。

由式(21)和式(22)可得,

$$\dot{S} = -\lambda_1\xi - \eta_1\sigma\text{sgn}(\xi) - \gamma^{-1}\beta/\alpha \dot{S}^{2-\alpha/\beta}。 \quad (23)$$

其中  $\lambda_1 = \lambda/\rho, \eta_1 = \eta/\rho$ 。

对式(16)再求导, 有

$$\dot{S} = -B\Delta\dot{u} - \dot{D}。 \quad (24)$$

式(24)代入式(23)可得不确定量的控制律为

$$\Delta u = \int B^{-1}(\lambda_1\xi + \eta_1\sigma\text{sgn}(\xi) + \gamma^{-1}\beta/\alpha \dot{S}^{2-\alpha/\beta} - \dot{D}) dt。 \quad (25)$$

其中  $\eta_1\sigma > |\dot{D}|$ 。式(25)表示  $\Delta u$  受到符号函数的积分影响, 可以避免电机系统抖振。同时, 文献[21-22]指出在电机伺服系统中  $D$  为参数摄动和干扰等不确定因素总量, 由于控制系统的采样频率远大于不确定量  $D$  的变化率。因此, 可认为  $\dot{D} = 0$ , 即: 理论上可选择符号函数增益  $\eta_1 \geq 0$ , 也进一步抑制了系统高频抖振, 提高了电流的稳态精度。进而由式(25)可得到不确定量的控制量  $\Delta u$  为

$$\Delta u = \int B^{-1}(\lambda_1\xi + \eta_1\sigma\text{sgn}(\xi) + \gamma^{-1}\beta/\alpha \dot{S}^{2-\alpha/\beta}) dt。 \quad (26)$$

### 2.3 系统稳定性与收敛性能分析

由式(12)和式(26)可知, 系统总控制量为

$$u = u^* + \Delta u。 \quad (27)$$

定义李雅普诺夫函数  $V$  为

$$V = \xi^T\xi/2。 \quad (28)$$

李雅普诺夫函数  $V$  对时间求导为

$$\dot{V} = \xi^T\dot{\xi} = \xi^T(\dot{S} + \gamma\alpha/\beta \dot{S}^{\alpha/\beta-1}\dot{S})。$$

由式(24)和式(26)则

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \xi(\dot{S} + \gamma\alpha/\beta \dot{S}^{\alpha/\beta-1}(-B\Delta\dot{u} - \dot{D})) = \\ &\xi(\dot{S} + \gamma\alpha/\beta \dot{S}^{\alpha/\beta-1}(-(\lambda_1\xi + \eta_1\sigma\text{sgn}(\xi) + \\ &\gamma^{-1}\beta/\alpha \dot{S}^{2-\alpha/\beta}) - \dot{D})) = \\ &\gamma\alpha/\beta \dot{S}^{\alpha/\beta-1}(-\lambda_1\xi^T\xi - \eta_1\sigma\text{sgn}(\xi) - \xi^T\dot{D}) \leq \\ &\gamma\alpha/\beta \dot{S}^{\alpha/\beta-1}(-\eta_1\sigma|\xi| - \xi^T\dot{D})。 \end{aligned} \quad (29)$$

式(29)只要满足  $\eta_1\sigma > |\dot{D}| > 0$ , 则系统是稳定的。由于  $D$  为电机电流环的参数摄动和不可测的干扰, 在一个控制系统采样频率内可认为不确定量  $D$  是不变的。因此, 可认为  $D$  的变化率  $\dot{D} = 0$ , 则增益  $\eta_1$  可取为无限小的正实数就能保证控制系统稳定, 达到抑制系统抖振的目的。

为了研究滑模控制到达段的收敛效果, 由于系统是稳定的, 在时间  $t_r$  内, 滑模面  $\xi$  从初始状态  $\xi(0) \neq 0$  运动到  $\xi(t_r) = 0$ , 且  $t \geq t_r$  时, 始终保持在  $\xi(t) = 0$  滑模面上。那么  $S(t_r)$  从  $\xi(t_r) = 0$  运动到  $S(t_c) = 0$  时, 控制系统才进入滑模面  $S = 0$ , 则  $t_c$  为滑模到达段总收敛时间。

令式(17)为  $S + \gamma\dot{S}^{\alpha/\beta} = 0$ , 则

$$-\dot{S} = S^{\beta/\alpha}/\gamma^{\beta/\alpha}。 \quad (30)$$

由于  $\alpha, \beta$  满足式(18), 可得

$$S^{\beta/\alpha} = -\gamma^{\beta/\alpha} \frac{dS}{dt},$$

$$\int_{t_r}^{t_c} dt = -\gamma^{\beta/\alpha} \int_{S(t_r)}^{S(t_c)} S^{-\beta/\alpha} dS,$$

$$t_c - t_r = -\frac{\alpha}{\alpha - \beta} \gamma^{\beta/\alpha} [S(t_c)^{\alpha-\beta/\alpha} - S(t_r)^{\alpha-\beta/\alpha}]。$$

在  $t_c$  时刻滑模面  $S(t_c) = 0$ , 则收敛时间为

$$t_c = t_r + \frac{\alpha}{\alpha - \beta} \gamma^{\beta/\alpha} S(t_r)^{\alpha-\beta/\alpha}。$$

## 3 仿真与实验

PMSM 实验伺服平台如图1所示, 由4大模块组成: PMSM + 磁粉制动器、DSP 控制子系统、电源逆变器和计算机。PMSM 型号: 60CB020C; 额定电压: AC220 V; 额定功率: 200 W; 额定电流: 1.27 A; 额定转速: 3 000 r/min; 极对数:  $p = 4$ ; 额定转矩:  $0.64 \text{ N} \cdot \text{m}$ ; 定子电阻:  $R_s = 13 \Omega$ ; 电感:  $L_{q0} = L_{d0} = L_o = 0.032 \text{ H}$ ; 磁链系数:  $\phi_o = 0.119 \text{ Wb}$ ; 转动惯量  $J_m = 0.000 15 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ ; 滑动摩擦系数  $B_m = 0.000 1 \text{ Nm} \cdot \text{s/rad}$ ; 磁粉制动器型号为 CZ02; 额定转矩为  $2 \text{ N} \cdot \text{m}$ ; 额定电流为  $0.5 \text{ A}$ ; 滑差功率为  $0.15 \text{ kW}$ 。控制策略均在 DSP 控制系统中实现, DSP 型号为 TMS320F2812。

图2为 PMSM 实验平台伺服控制系统结构图。采用定向磁场控制方式以及速度环和电流环串级控制。速度环采用传统比例积分(PI)控制, 在给定速度指令输入  $w^*$  下, 速度环经过饱和环节约束后得到  $q$  轴电流的指令输入  $i_q^*$ , 饱和环节限幅值为  $\pm 1.8 \text{ A}$ , 同时设定  $d$  轴电流指令输入  $i_d^* = 0$ 。电流

采用由式(12)和式(26)构成的 STSMC 控制器对电流环进行调节,式(12)计算 d-q 轴的等效控制电压量  $u^*$ ,式(26)计算 d-q 轴的趋近律控制电压量  $\Delta u$ 。电机电压控制量  $u = u^* + \Delta u$  经过矢量变换后控制 PMSM 转速响应  $w$ 。

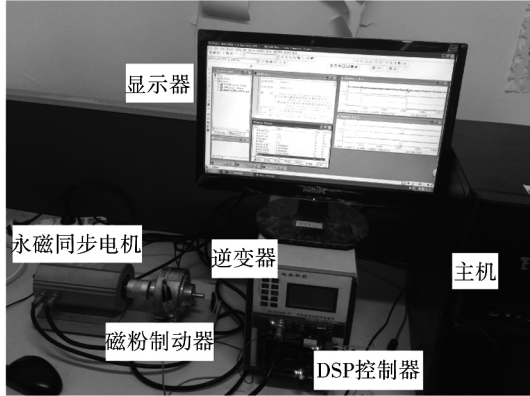


图1 PMSM 实验平台

Fig. 1 PMSM experiment platform

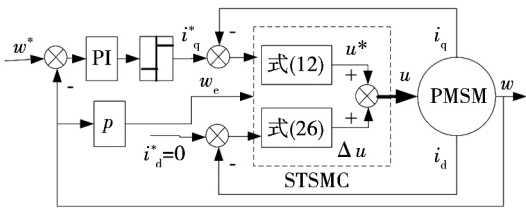


图2 PMSM 控制系统结构示意图

Fig. 2 Diagram of PMSM control system

控制器参数: PI 速度控制器参数为  $k_p = 0.025$  和  $k_i = 0.0155$ 。STSMC 电流控制器参数为  $\alpha = 5$ ,  $\beta = 3$ ,  $k = \text{diag}(300, 300)$ ,  $\gamma = \text{diag}(0.002, 0.002)$ ,  $\lambda_1 = 500$ ,  $\eta_1 = 1.0$ ,  $\mu = 1/3$ 。同时,在相同 PI 速度控制器作用下,将 STSMC 与 SMC 电流控制进行对比,SMC 参数为:一阶比例积分滑模面式(10)参数  $k = \text{diag}(300, 300)$ ,指数趋近律  $-\lambda S - \eta \text{sgn}(S)$  其中  $\lambda = 500$ ,  $\eta = 1.0$ 。

### 3.1 仿真验证

在仿真过程中,设定负载转矩为  $T_L = 0.5 \text{ N}\cdot\text{m}$ ,加入不确定量为  $\Delta R_s = 0.2\delta R_{s0} (\Omega)$ ,  $\Delta L_s = 0.2 \times \delta L_{s0} (\text{H})$ ,  $\Delta \phi = 0.2\delta \phi (\text{Wb})$ ,不可测量干扰为  $\varepsilon_q = \varepsilon_d = 5\delta (\text{V})$ ,其中  $\delta$  为 0 均值,幅值为  $\pm 1$  的均匀分布随机噪声。当  $0 \leq t \leq 0.5 \text{ s}$  时,设定角速度  $w^* = 40\pi \text{ rad/s}$ ;在  $0.5 \leq t \leq 1.0 \text{ s}$  时,设定角速度  $w^* = 60\pi \text{ rad/s}$ ;在  $1.0 \leq t \leq 1.5 \text{ s}$  时,设定角速度  $w^* = 40\pi \text{ rad/s}$ 。图3 为电流 STSMC 方式下,角速度  $w^*$ 、

$w$ 、 $i_q$  和  $i_d$  响应;图4 为电流 STSMC 方式下,所得到的 q 轴控制量  $u_q$  和滑模量  $s_q$ ;图5 为电流 SMC 方式下,角速度  $w^*$ 、 $w$ 、 $i_q$  和  $i_d$  响应;图6 为电流 SMC 方式下,所得到的 q 轴控制量  $u_q$  和滑模量  $s_q$ 。对比图3 和图5 可知,两者的速度响应时间均约为 50 ms,STSMC 速度稳态误差  $< 0.5 \text{ rad/s}$ ,远小于 SMC 速度稳态误差约为 2 rad/s。同时,STSMC 的 d-q 轴电流稳态误差均小于 SMC 的 d-q 轴电流 50% 稳态误差。对比图4 和图6 可知,在滑模段,STSMC 的滑模量抖振范围约为 SMC 的滑模量抖振范围的 25%。

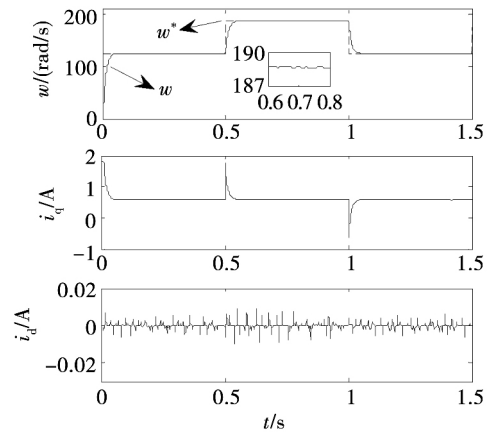


图3 STSMC 的  $w$ 、 $i_q$  和  $i_d$  仿真响应

Fig. 3 Response of  $w$ ,  $i_q$  and  $i_d$  by STSMC in simulations

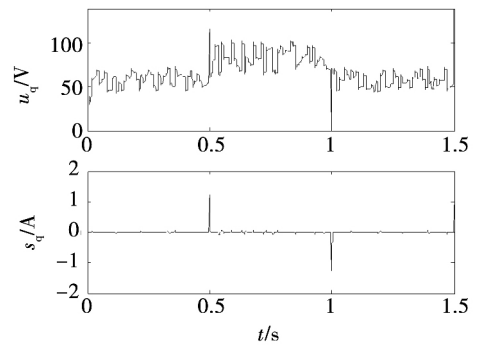


图4 STSMC 的控制量  $u_q$  和滑模量  $s_q$

Fig. 4 q axis control voltage  $u_q$  and sliding variable  $s_q$  by STSMC

### 3.2 实验对比

在 PMSM 伺服实验平台中,由 C 语言编程实现 STSMC 策略完成实验。设定 DSP 控制系统的电流环采样频率为 20 kHz,速度环采样频率为 200 Hz,设定磁粉制动器的输入电流为 0.12 A,此时制动器产生负载转矩约为  $T_L = 0.5 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。当  $0 \leq t \leq 0.2 \text{ s}$  时,设定角速度  $w^* = 40\pi \text{ rad/s}$ ;  $0.2 \leq t \leq 0.7 \text{ s}$  时,

设定角速度  $w^* = 60\pi \text{ rad/s}$ ;  $0.7 \leq t \leq 1.0 \text{ s}$  时, 设定角速度  $w^* = 40\pi \text{ rad/s}$ 。将实验数据导出并利用 Matlab 绘制。图 7 为 STSMC 所得到的角速度  $w^*$ 、 $w$ 、 $i_q$ 、 $i_d$ 。图 8 为 STSMC 所得到的 A 相电流  $i_A$  以及  $i_A$  的  $0 \leq t \leq 0.4 \text{ s}$  局部放大图; 图 9 为 STSMC 所得到的 q 轴滑模量  $s_q$ 、控制量  $u_q$  以及  $u_q$  的分量  $u_q^*$  和  $\Delta u_q$ 。

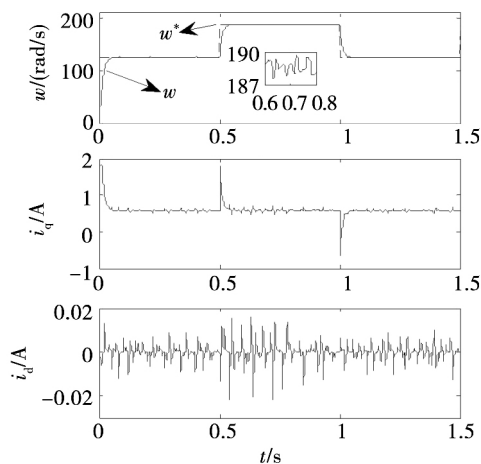


图 5 SMC 的  $w$ 、 $i_q$  和  $i_d$  仿真响应

Fig. 5 Response of  $w$   $i_q$  and  $i_d$  in simulations

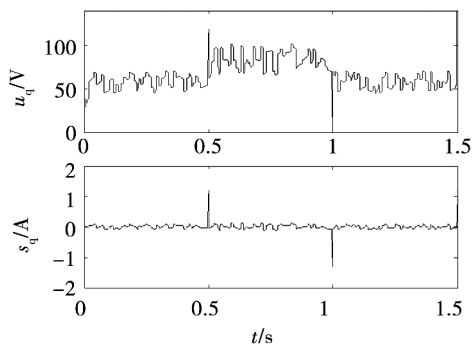


图 6 SMC 的控制量  $u_q$  和滑模量  $s_q$

Fig. 6 q axis control voltage  $u_q$  and sliding variable  $s_q$  by SMC

图 10 为 SMC 所得到的角速度  $w^*$ 、 $w$ 、 $i_q$ 、 $i_d$ ; 图 11 为 SMC 所得到的 A 相电流  $i_A$  以及  $i_A$  的  $0.2 \leq t \leq 0.35 \text{ s}$  局部放大图; 图 12 为 SMC 所得到的 q 轴滑模量  $s_q$ 、控制量  $u_q$ 。对比图 7 与图 10 可知, 角速度响应时间均约为  $110 \text{ ms}$ , 电流响应时间大约为  $10 \text{ ms}$ 。STSMC 所得到的速度稳态误差约为  $0.7\%$ , 电流  $i_q$  稳态误差约  $0.05 \text{ A}$ ; 而 SMC 所得到的速度稳态误差约为  $1.1\%$ , 电流  $i_q$  稳态误差约为  $0.1 \text{ A}$ 。对比图 8 与图 11 可知, STSMC 所得到的  $i_A$  比 SMC 所

得到的  $i_A$  电流波形更整齐, 幅值更一致; 对比图 9 和图 12 可见, STSMC 的 q 轴控制量  $u_q$  和滑模量  $s_q$  稳态误差大约为 SMC 的  $50\%$ 。

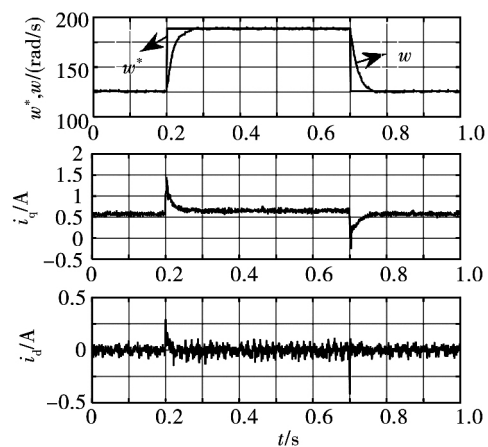


图 7 STSMC 的  $w$ 、 $i_q$  和  $i_d$

Fig. 7 Response of  $w$   $i_q$  and  $i_d$  by STSMC

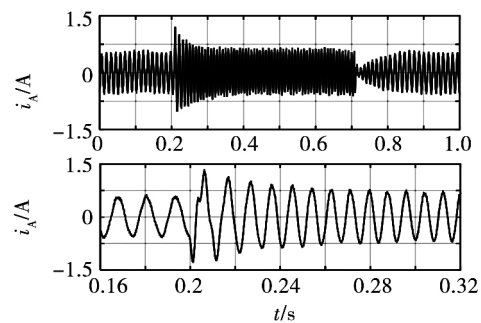


图 8 STSMC 的  $i_A$  及其局部放大

Fig. 8  $i_A$  and its detail view by STSMC

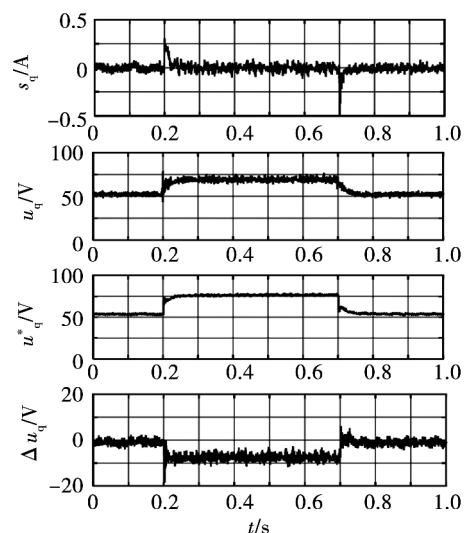
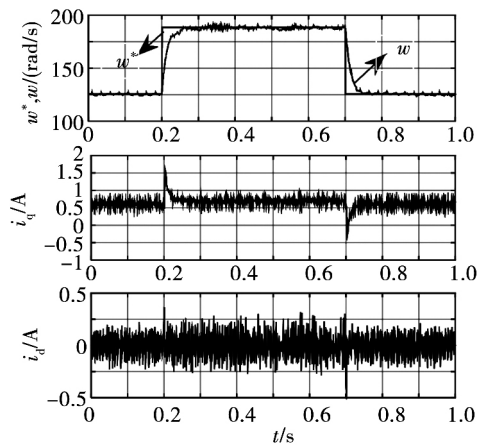
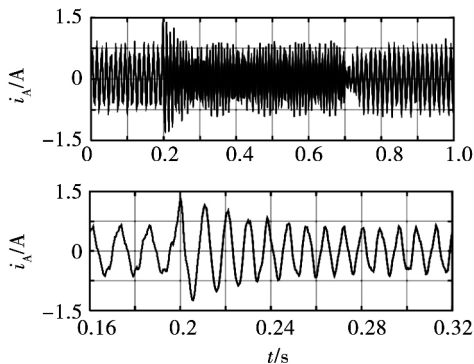
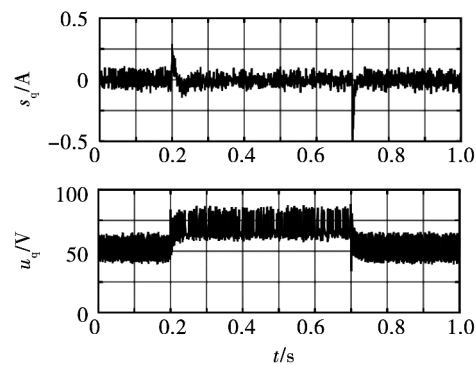


图 9 STSMC 的  $s_q$ 、 $u_q$ 、 $u_q^*$  和  $\Delta u_q$

Fig. 9  $s_q$   $u_q$   $u_q^*$  and  $\Delta u_q$  by STSMC

图10 SMC的 $w$ 、 $i_q$ 和 $i_d$ Fig. 10 Response of  $w$ ,  $i_q$  and  $i_d$  by SMC图11 SMC的 $i_a$ 及其局部放大图Fig. 11  $i_a$  and its detail view by SMC图12 SMC的 $s_q$ 和 $u_q$ Fig. 12  $s_q$  and  $u_q$  by SMC

## 4 结 论

本文针对 PMSM 的电流环存在参数摄动、干扰等不确定因素,提出以 STSMC 对电流环进行精准控制。STSMC 具有几个特点: 1) 由 SMC 很容易计算

电流环的等效控制量; 2) 由二阶终端滑模推导不确定量的控制量,为不连续切换函数的积分,可有效抑制“抖振”现象; 3) 在一个控制采样周期内, PMSM 伺服系统的不确定量可认为保持不变的,在理论上,可设置切换增益为 0,达到消除“抖振”; 4) 仿真与实验结果均表明 STSMC 电流控制方法获得电流和速度稳态误差比 SMC 降低约 50%。

## 参 考 文 献:

- [1] 刘彦呈, 刘么源, 王川, 等. UUV 推进电机在线参数辨识自适应控制方法研究[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(4): 34.  
LIU Yancheng, LIU Siyuan, WANG Chuan, et al. Research on online parameter identification and adaptive control of UUV propulsion motor[J]. Electric Machines and Control, 2016, 20(4): 34.
- [2] CHEN H C, CHEN K Y, CHEN W Y. High efficiency current control methods based on multidimensional feedback quantization and its application to three phase PMSM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(11): 5820.
- [3] 吴文进, 苏建徽, 刘鹏, 等. 感应电机全阶磁链观测器设计及其控制性能对比分析[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(4): 78.  
WU Wenjin, SU Jianhui, LIU Peng, et al. Design of full-order flux observer and comparison analysis for its control performance[J]. Electric Machines and Control, 2016, 20(4): 78.
- [4] 王永兴, 温旭辉, 赵峰. 多相永磁同步电机多维优化矢量控制[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(10): 2534.  
WANG Yongxing, WEN Xuhui, ZHAO Feng. Multi-dimensional optimal vector control of multi-phase permanent magnet synchronous motors[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(10): 2534.
- [5] 毛亮亮, 周凯, 王旭东. 永磁同步电机变指数趋近滑模控制[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(4): 106.  
MAO Liangliang, ZHOU Kai, WANG Xudong. Variable exponent reaching law sliding mode control of permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Machines and Control, 2016, 20(4): 106.
- [6] 李毅拓, 陆海峰, 瞿文龙, 等. 基于谐振调节器的永磁同步电机电流谐波抑制方法[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(3): 423.  
LI Yituo, LU Haifeng, QU Wenlong, et al. A permanent magnet synchronous motor current suppression method based on resonant controllers[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(3): 423.
- [7] 王庚, 杨明, 牛里, 等. 永磁同步电机电流预测控制电流静差消除算法[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(10): 2544.  
WANG Geng, YANG Ming, NIU Li, et al. A state current error elimination algorithm for PMSM predictive current control[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(10): 2544.
- [8] 王政, 郝杨, 张兵, 等. 并联逆变器馈电 PMSM 调速系统谐波和环流控制[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(12): 64.  
WANG Zheng, ZHENG Yang, HANG Bing, et al. Harmonics and

- circulating current suppression in paralleled inverters fed permanent magnet synchronous motor drive system [J]. *Electric Machines and Control* 2014 ,18( 12) : 64.
- [9] TIWARI A N , AGARWAL P , SRIVASTAVA S P. Performance investigation of modified hysteresis current controller with the permanent magnet synchronous motor drive [J]. *IET Electric Power Applications* ,2010 ,4( 2) : 101.
- [10] WU S , WANG Y , CHENG S. Optimal reset control design for current control and uncertainties estimation in permanent magnet synchronous [J]. *IET Electric Power Applications* ,2012 ,6( 2) : 122.
- [11] ACHOUR A Y , MENDIL B , BACHA S , et al. Passivity-based current controller design for a permanent magnet synchronous motor [J]. *ISA Transactions* ,2009 ,48: 336.
- [12] CHANG S H , CHEN P Y , TING Y H , et al. Robust current control-based sliding mode control with simple uncertainties estimation in permanent magnet synchronous motor drive systems [J]. *IET Electric Power Applications* ,2010 ,4( 6) : 441.
- [13] FENG Yong , YU Xinghuo , HAN Fengling. High order terminal sliding-mode observer for parameter estimation of a permanent-magnet synchronous motor [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 2013 ,60( 10) : 4272.
- [14] CHARLES J F , MAAROUF Saad , HADI Y K , et al. Sliding-mode robot control with exponential reaching law [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* ,2011 ,58( 2) : 600.
- [15] CHANG F J , TWU S H , CHANG S. Tracking control of DC motors via an improved chattering alleviation control [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* ,1992 ,39( 1) : 25.
- [16] SUNEEL Kumar Kommuri , JAGAT Jyoti Rath , KALYANA Chakravarthy Veluvolu , et al. Decoupled current control and sensor fault detection with second-order sliding mode for induction motor [J]. *IET Control Theory and Applications* ,2015 ,9( 4) : 608.
- [17] CHEN S Y , LIN F J. Robust nonsingular terminal sliding mode control for nonlinear magnetic bearing system [J]. *IEEE Transactions on Control System Technology* ,2011 ,19( 3) : 636.
- [18] DAS Madhulika , MAHANTA Chitralekha. Optimal second order sliding mode control for linear uncertain systems [J]. *ISA Transactions* ,2014 ,53: 1807.
- [19] GAO W , HUNG J C. Variable structure control of nonlinear systems: a new approach [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* ,1993 ,40( 1) : 45.
- [20] LEE Hyun , LEE Jangmyung. Design of iterative sliding mode observer for sensorless PMSM control [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 2013 ,21( 4) : 1394.
- [21] YASSER Abdel Rady Ibrahim Mohamed. Design and implementation of a robust current control scheme for a PMSM vector drive with a simple adaptive disturbance observer [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* ,2007 ,54( 4) : 1981.
- [22] KYEONG Hwa Kim , INCHEOL Baik , GUNWOO Moon , et al. A current control for a permanent magnet synchronous motor with a simple disturbance estimation scheme [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology* ,1999 ,7( 5) : 630.

( 编辑: 刘琳琳)