

# PMSM 双闭环平滑非奇异终端滑模控制

王艳敏, 牛子铭, 买永锋, 葛杨

(哈尔滨工业大学 电气工程及自动化学院, 哈尔滨 150001)

**摘要:**针对传统滑模控制中高频切换控制特性不适用于永磁同步电机的双闭环矢量控制的问题, 针对 PMSM 转速控制系统, 提出一种基于鲁棒微分估计器的新型平滑非奇异终端 SMC 方法, 理论上可完全克服抖振现象对 PMSM 的性能影响, 提高系统的动静态特性。同时考虑到 PMSM 控制系统的非线性饱和特性造成的 Windup 现象, 借鉴 Anti-reset Windup PI 控制, 将转速 SNTSM 控制器的输入与输出电流之差作为反馈信号, 克服 Windup 现象诱发的超调量、动静态性能变差等影响。基于李雅普诺夫稳定性理论, 证明控制器的稳定性。通过仿真和实验验证所提控制方法的可行性和有效性, 实现将 SMC 应用于 PMSM 的双闭环控制系统中, 解决了交轴最大电流限幅造成的 Windup 问题, 响应速度、无超调量、鲁棒性等性能得到优化。

**关键词:**滑模控制; 永磁同步电机; 非奇异终端滑模控制; 抖振; windup

**DOI:**10.15938/j.emc.2020.03.017

**中图分类号:**TM 351

**文献标志码:**A

**文章编号:**1007-449X(2020)03-0138-09

## Double closed-loop smooth non-singular terminal sliding mode control of PMSM based on anti-windup method

WANG Yan-min, NIU Zi-ming, MAI Yong-feng, GE Yang

(School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

**Abstract:** The traditional sliding mode control (SMC) is not suitable for the double closed-loop vector control of permanent magnet synchronous motors (PMSM), due to its high-frequency switching control characteristics. For the speed control system of PMSM, a smooth double closed-loop non-singular terminal sliding mode (SNTSM) control scheme based on a robust differential estimator is proposed. It could realize the free-chattering SMC, overcome the influences of chattering problem on PMSM and improve the robustness and the response speed of the system. Focused on the windup phenomenon caused by nonlinear saturation characteristics of PMSM system, the difference between the input current and output current of speed SNTSM controller was taken as a feedback signal, as Anti-reset Windup PI controller does, to overcome the influence such as overshoot, bad dynamic and static performances. Based on the Lyapunov theorem, the stability of controllers was proved. Simulation and experiment results proved the proposed method.

**Keywords:** sliding mode control; permanent magnet synchronous motor; non-singular terminal sliding mode; chattering; windup

收稿日期: 2019-04-12

基金项目: 国家自然科学基金(51307035, 61673132)

作者简介: 王艳敏(1979—), 女, 博士, 讲师, 研究方向为滑模控制理论与应用研究;

牛子铭(1997—), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁同步电机滑模控制;

买永锋(1998—), 男, 本科生, 研究方向为电力电子非线性控制;

葛杨(1998—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子非线性控制。

通信作者: 王艳敏

## 0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motors, PMSM)以其效率高、运行可靠、力能指标好、质量轻、体积小等优点,目前在汽车船舶、风机水泵、医疗器械等领域应用前景广阔<sup>[1-2]</sup>。然而,PMSM的转速、电流、电压等输入/输出量之间存在复杂的影响关系,尽管利用矢量控制技术可实现PMSM的模型解耦,但是耦合作用不等于简单的干扰,PMSM的内部参数摄动和负载等外部扰动,仍对系统的稳定性及各项动静态性能指标产生严重影响。如何实现强鲁棒性、高性能的PMSM控制策略研究仍具有重要的研究价值<sup>[3-5]</sup>。

大量文献表明滑模控制(sliding mode control, SMC)以其实现简单、抗干扰能力强等优点而成为一种有效控制非线性系统的手段<sup>[6-7]</sup>。目前,SMC在PMSM中的应用仍以传统SMC为主,其中应用最为广泛的方法包括线性滑模<sup>[6]</sup>、终端滑模<sup>[8]</sup>和非奇异终端滑模(non-singular terminal sliding mode, NTSM)<sup>[9]</sup>,例如文献[10-11]。一方面,抖振问题<sup>[6]</sup>严重制约其实际应用。考虑到实际系统硬件电路的实现,理论上无限快的SMC切换控制 $\text{sgn}(\cdot)$ 只能通过有限频率的功率器件实现,进而诱发高频抖振现象,使得实际PMSM控制器输出表现为光滑的理论计算值与有限频率和幅值的锯齿信号的叠加,从而降低系统的动静态性能,造成电机磨损和发热,甚至破坏其稳定性。另一方面,尽管采用诸如滞环调制、积分器/低通滤波等多种措施可以有效抑制高频抖振信号,然而传统的SMC在PMSM的应用多采用诸如“外环PI+内环SMC”的复合形式,难以扩展到双闭环SMC控制。从理论上分析,外环SMC控制器的输出 $\text{sgn}(\cdot)$ 作为输入送到内环,即意味着内环SMC控制器设计时需要高频切换信号 $\text{sgn}(\cdot)$ 求导,这显然是个难题。

同时,Windup现象也是影响PMSM系统控制性能的一个突出问题。PMSM控制系统包含复杂的非线性饱和特性,例如逆变器的限幅作用等,使得控制器参考输入值和反馈值不相等,进而出现Windup现象,造成超调量过大,甚至系统失稳的现象。相比于PI控制的Anti-Windup方法<sup>[12]</sup>,例如条件作用技术和系统综合法,目前在PMSM滑模控制系统的研究还略显薄弱,但Windup问题依然存在,有必要在SMC控制器设计时进行考虑。

本文以NTSM方法为例,研究抖振和Windup两

个问题在PMSM双闭环SMC控制系统中的解决。利用王艳敏等人基于高阶滑模<sup>[13-14]</sup>的去抖振原理所提出的一种新型平滑非奇异终端滑模(smooth non-singular terminal sliding Mode, SNTSM)控制方法<sup>[15]</sup>,将其扩展应用到PMSM的双闭环控制结构中,引入鲁棒微分估计器技术<sup>[16]</sup>实时获得系统状态微分,增加虚拟控制项以提高系统的相对阶,使得SMC的切换控制 $\text{sgn}(\cdot)$ 经过算法积分而处处连续,理论上可实现无抖振NTSM控制,提高PMSM系统的控制性能。借鉴Anti-reset Windup PI方法对Windup现象的抑制机理,将转速环SNTSM控制器的输入与输出电流之差作为反馈信号构成反馈支路,使得系统自动退出饱和区。给出转速环和电流环各控制器的设计和稳定性分析。最后,通过Simulink仿真和DSP实验平台验证所提控制策略的有效性。

特别地,本文所提SNTSM方法对抖振和Windup两个问题的解决机理具有普遍性,可拓展到线性滑模和终端滑模等其他传统SMC方法及在PMSM系统中的应用。

## 1 PMSM 平滑非奇异终端滑模控制

假设磁路无饱和现象,磁滞和涡流损耗忽略不计,则在d-q坐标系下表面贴式PMSM数学模型<sup>[10]</sup>可表示为:

$$\left. \begin{aligned} \dot{i}_d &= -\frac{R_s}{L}i_d + p\omega i_q + \frac{u_d}{L}, \\ \dot{i}_q &= -p\omega i_d - \frac{R_s}{L}i_q - \frac{p\psi_f}{L}\omega + \frac{u_q}{L}, \\ \dot{\omega} &= \frac{3p\psi_f}{2J}i_q - \frac{B}{J}\omega - \frac{T_L}{J}. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

其中: $\omega$ 为电机角速度; $u_d$ 和 $u_q$ ; $i_d$ 和 $i_q$ 为定子电压、电流的直交轴分量; $L$ 和 $R_s$ 为绕组电感和电阻; $p$ 和 $\psi_f$ 为极对数和磁链; $J$ 为转动惯量; $T_L$ 为负载转矩; $B$ 为摩擦系数。

### 1.1 PMSM 的双闭环滑模控制

这里将文献[15]所提SNTSM方法扩展应用于PMSM转速控制系统(1)。为简化控制系统设计,克服转速、电流、电压等输入/输出量与电机参数之间的耦合影响,引入 $i_d^* = 0$ 控制方式<sup>[17]</sup>,提出如下转速/电流双闭环SNTSM解耦控制方案。

SNTSM控制信号的连续平滑和鲁棒微分估计器<sup>[16]</sup>的应用使得PMSM双闭环SMC的设计与实现成为可能。具体如图1所示,外环转速环控制器,将



$\dot{V} = 0$ ; 而点 ( $\dot{e}_\omega = 0, e_\omega \neq 0$ ) 显然是一些孤立的暂态点, 显然在切换控制  $v_{iqn}$  作用下  $\dot{V} = 0$  不可能一直保持。因此系统(2)将在有限时间内收敛到平衡点  $e_\omega = \dot{e}_\omega = 0$ 。对式(3)  $l_\omega = 0$  进行求解, 可算出系统的有限收敛时间为

$$t_{\text{sntsm}} = \frac{\beta_1 p_1}{p_1 - q_1} x(0)^{\frac{p_1}{p_1 - q_1}} \quad (12)$$

其中  $e_\omega(0)$  为转速误差变量初值。

将式(6)、式(9)和式(10)代入式(5), 得到转速环 SNTSM 控制律, 可见, SNTSM 可视为平滑的 NTSM 方法, 在继承传统 NTSM 的鲁棒性、有限时间收敛等优点基础上, 理论上可完全消除抖振现象。

注2: 由式(3)和式(12)可见, 系统会与传统 NTSM 控制系统一样存在距离平衡点越远, 收敛速度越慢的问题<sup>[9]</sup>。为使转速系统状态运动至滑模面时尽量接近平衡点, 通常使用减小  $\beta_1$  或  $p_1/q_1$  大小的方法, 但减小  $p_1/q_1$  将造成平衡点附近系统收敛特性变差的问题, 因此要进行折衷考虑。

与转速 SNTSM 控制器的设计过程类似, 为论述简单, 下面直接给出交直流控制器的设计。

### 1.3 交轴电流 SNTSM 控制器的设计

定义交轴电流误差变量  $e_q = i_q^* - i_q$ , 其中  $i_q^*$  由式(5)得到, 并由式(1), 得到相应交轴电流误差系统为

$$\dot{e}_q = i_q^* + p\omega i_d + \frac{R_s}{L} i_q + \frac{p\psi_f}{L} \omega - \frac{u_q}{L} \quad (13)$$

针对系统(13), SNTSM 滑模面设计为

$$s_q = e_q + \beta_2 \dot{e}_q^{p_2/q_2} \quad (14)$$

其中: 设计参数  $\beta_2 > 0, 1 < p_2/q_2 < 2, p_2$  和  $q_2$  为奇数, 类似地微分  $\dot{e}_q$  由式(4)鲁棒微分估计器求取。

与转速环平滑鲁棒控制律的设计过程类似, 基于 SMC 的等效控制和 Lyapunov 稳定定理, 交轴电流控制律为:

$$\left. \begin{aligned} u_q &= u_{qeq} + u_{qns} \\ u_{qns} &= Lu_{qns} = L \int_0^t \left[ \frac{1}{\beta_2} \frac{q_2}{p_2} e_q^{2-p_2/q_2} + \eta_2 \text{sgn}(s_q) \right] dt \\ u_{qeq} &= Li_q^* + Lp\omega i_d + R_s i_d + p\psi_f \omega \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

其中:  $u_{qns}$  和  $u_{qeq}$  分别为  $u_q$  的切换和等效控制项, 切换增益  $\eta_2 > 0$ 。

### 1.4 直轴电流 SNTSM 控制器的设计

由图 1, 通常解耦后的直轴电流环对式(1) PMSM 调速性能影响不大<sup>[17]</sup>。直轴电流误差可表

示为  $e_d = i_d^* - i_d$ , 对应直轴电流误差系统为

$$\dot{e}_d = -p\omega i_q + \frac{R_s}{L} i_d - \frac{u_d}{L} \quad (16)$$

类似地, 直轴电流 SNTSM 控制器为:

$$\left. \begin{aligned} s_d &= e_d + \beta_3 \dot{e}_d^{p_3/q_3} \\ u_d &= u_{deq} + u_{dns} \\ u_{deq} &= -Lp\omega i_q + R_s i_d \\ u_{dns} &= L \int_0^t \left[ \frac{1}{\beta_3} \frac{q_3}{p_3} e_d^{2-p_3/q_3} + \eta_3 \text{sgn}(s_d) \right] dt \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

其中:  $s_d$  为滑模面,  $u_{dns}$  和  $u_{deq}$  分别为  $u_d$  的切换和等效控制项; 设计参数  $\beta_3 > 0, 1 < p_3/q_3 < 2, p_3$  和  $q_3$  为奇数, 切换控制增益  $\eta_3 > 0$ , 微分  $\dot{e}_d$  由式(4)鲁棒微分估计器求取。

## 2 基于 Anti-Windup 的控制器改进

在实际 PMSM 双闭环 SNTSM 控制系统中, Windup 问题依然存在<sup>[19-20]</sup>。当电机达到或维持在转速额定值时, 逆变器容量有限问题使得允许的最大电流  $I_{qm}$  也被限制, 通常在转速环输出量  $i_q^*$  之后增加一个限幅环节, 即

$$i_q^r = \text{sat}(i_q^*) = \begin{cases} I_{qm}; & \text{if } i_q^* > I_{qm}, \\ i_q^*; & \text{if } -I_{qm} \leq i_q^* \leq I_{qm}, \\ -I_{qm}; & \text{if } i_q^* < -I_{qm}. \end{cases} \quad (18)$$

使得转速环的实际输出  $i_q^r$  和计算值  $i_q^*$  不相等, 进而导致 Windup 现象产生。

### 2.1 Anti-reset Windup PI 算法分析

图 2 是 PI 控制中常用的 Anti-reset Windup 方法原理图<sup>[21]</sup>, 其思路是将转速输出给定  $i_q^*$  与逆变器限幅输出值  $i_q^r$  的差作为反馈信号构成反馈支路, 经过放大返回积分项。其中:  $k_p$  是比例系数;  $k_c$  是反馈补偿系数, 根据经验其大小通常设为  $\tau_i \leq k_c \leq 8\tau_i$ 。

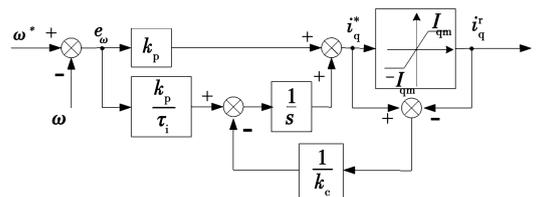


图 2 Anti-reset Windup PI 控制框图

Fig. 2 Diagram of Anti-reset Windup PI control

由图2,传递函数可推导为

$$i_q^* = k_p e_\omega + \left[ e_\omega \frac{k_p}{\tau_i} - \frac{1}{k_c} (i_q^* - i_q^r) \right] \frac{1}{s} = \frac{k_c k_p \tau_i s + 1}{\tau_i k_c s + 1} e_\omega + \frac{1}{k_c s + 1} i_q^r \quad (19)$$

## 2.2 转速环 SNTSM 控制器的改进

基于图2的 Anti-reset Windup PI 控制的积分抑制机理,下面对转速 SNTSM 控制器进行 Anti-windup 性能改进。这里将转速环的饱和偏差  $\Delta i_q^* = i_q^* - i_q^r$ , 经过放大反馈到包含积分作用的切换控制  $i_{qm}^*$  中,  $k_{\omega m} > 0$  为反馈系数,改进后 SNTSM 控制框图如图3所示。

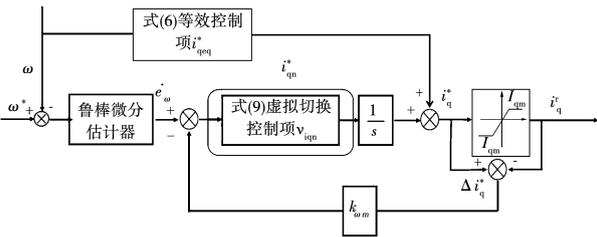


图3 Anti-windup SNTSM 控制框图

Fig. 3 Diagram of Anti-windup SNTSM

由式(2)和图3,转速跟踪误差系统变为

$$\dot{e}_\omega = \dot{e}_\omega - \Delta i_q^* = \dot{\omega}^* - \frac{3p\psi_f i_q^*}{2J} + \frac{B}{J} \omega + \frac{T_L}{J} - k_{\omega m} \Delta i_q^* \quad (20)$$

这意味着在饱和偏差反馈  $\Delta i_q^*$  可视为外部扰动,此时相比于 PI 控制, SNTSM 鲁棒性的优越性就体现出来,只需调节式(9)切换控制项  $i_{qm}^*$  中的增益系数,而等效控制项(6)  $i_{qeq}^*$  保持不变。

具体地,式(9)切换控制项  $\text{sgn}(\cdot)$  的增益系数调节过程如下。由式(20),假设饱和偏差反馈项  $\Delta i_q^*$  可微,且有  $|k_{\omega m} \Delta i_q^*| \leq \eta_1'$ , 则相应的 SNTSM 切换控制项设计为

$$v_{iqm}^* = \frac{2J}{3p\psi_f} \left[ \frac{q_1}{\beta_1 p_1} e_\omega^{2-p_1/q_1} + (\eta_1 + \eta_1') \text{sgn}(l_\omega) \right] \quad (21)$$

对比式(9)和式(21),可见切换控制项  $\text{sgn}(\cdot)$  的增益系数增加了一项  $\eta_1'$ , 用以克服式(20)中的饱和偏差反馈扰动项  $k_{\omega m} \Delta i_q^*$ 。

注3:由式(18),饱和偏差反馈  $\Delta i_q^*$  的可微且有界约束条件是可以保证的。可分为两种情况讨论:1)当  $-I_{qm} \leq i_q^* \leq I_{qm}$  时,此时对应无 Windup 问题出现,也就无需  $\Delta i_q^*$  约束条件;2)当  $i_q^* > I_{qm}$  或  $i_q^* <$

$-I_{qm}$  时,  $\Delta i_q^*$  的可微且有界的约束条件只与  $i_q^*$  有关,由式(6)、式(9)和式(10),由于采用新型 SNTSM 方法,显然切换控制项  $i_{qm}^*$  和等效控制  $i_{qeq}^*$  都可满足  $\Delta i_q^*$  可微且有界这一约束条件。

借鉴式(8)和式(11)的 Lyapunov 稳定性分析,代入式(21),有

$$\dot{V} = l_\omega \left( \frac{\beta_1 p_1}{q_1} e_\omega^{2-p_1/q_1} \right) \left( \frac{-3p\psi_f}{2J} v_{iqm}^* + \frac{q_1}{\beta_1 p_1} e_\omega^{2-p_1/q_1} - k_{\omega m} \Delta i_q^* \right) \leq - \left( \frac{\beta_1 p_1}{q_1} e_\omega^{2-p_1/q_1} \right) \eta_1 |l_\omega| \quad (22)$$

显然满足 Lyapunov 稳定定理,同式(12)有限时间内实现系统(20)收敛,且可克服 Windup 现象产生。

## 3 仿真与实验验证

针对 PMSM 转速控制系统,为验证所提双闭环 SNTSM 控制方案的有效性以及对 Windup 问题的解决,从仿真和实验两方面进行分析。

### 3.1 仿真分析

PMSM 参数为:额定转速  $n_e = 2\,000$  r/min,极对数  $p_n = 3$ ,磁链  $\psi_f = 0.8$  Wb,绕组电感  $L = 0.033$  H,电阻  $R_s = 2.875$   $\Omega$ ,转动惯量  $J = 0.011$  kg  $\cdot$  m<sup>2</sup>,摩擦系数  $B = 0.002$  N  $\cdot$  m  $\cdot$  s,负载转矩给定值  $T_L = 2$  N  $\cdot$  m,交轴最大电流  $I_{qm} = 6$  A,转速阶跃给定  $n^* = 1\,000$  r/min。

当不考虑交轴最大电流  $I_{qm}$  限制,即暂不考虑 Windup 问题时,转速环 SNTSM 控制器设计参数  $p_1 = 7, q_1 = 5, \beta_1 = 0.002, \eta_1 = 100$ ,微分估计器设计参数  $\lambda_{01} = 900$  和  $\lambda_{11} = 10\,000$ ;交轴电流 SNTSM 控制器设计参数  $p_2 = 5, q_2 = 3, \beta_2 = 0.01, \eta_2 = 3\,000$ ,微分估计器设计参数  $\lambda_{02} = 40$  和  $\lambda_{12} = 200$ ;直轴电流 SNTSM 控制器设计参数  $p_3 = 5, q_3 = 3, \beta_3 = 0.01, \eta_3 = 10\,000$ ,微分估计器设计参数  $\lambda_{03} = 18$  和  $\lambda_{13} = 10$ 。

由图4(a)可见,转速跟踪误差  $e_\omega$  与通过鲁棒微分估计器(4)实时获得的微分  $\dot{e}_\omega$  皆有限时间内收敛为零,且相比于理想微分值  $de_\omega/dt$ ,鲁棒微分估计器的应用会使得系统启动阶段尖峰信号明显下降,这将对实际系统具有重要的应用价值。图4(b)为 PMSM 转速响应曲线,0.3 s 左右收敛到期望转速 1 000 r/min,响应速度快且无超调量。图4(c)和图4(d)分别为交直轴的电压和电流,皆平滑无抖振,直轴电流  $i_d$  维持在给定零值,交轴电流  $i_q$  在 0.43 s 达到稳态。

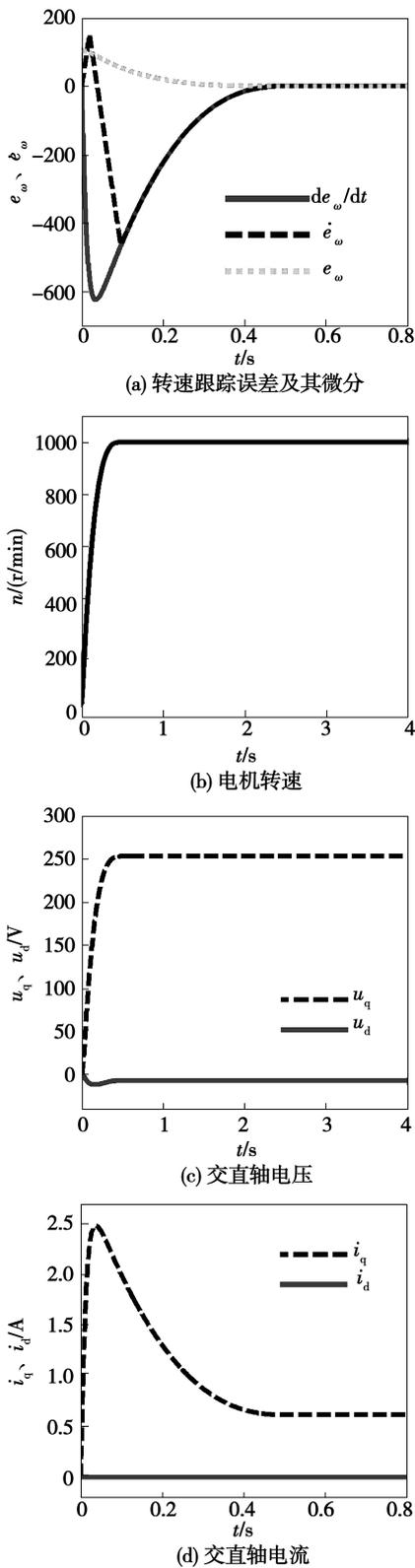


图4 未考虑 Windup 双闭环 SNTSM 控制系统仿真结果  
Fig.4 Simulation results of double closed-loop SNTSM control system without Windup

当考虑交轴最大电流  $I_{qm} = 6$  A 限幅时,将图3 Anti-windup SNTSM 法与图2 Anti-reset Windup PI

控制进行对比。其中,式(21)设计参数  $\eta_1 + \eta_1' = 1000, k_{om} = 500$ ,其他设计参数与图4相同;转速PI控制器设计参数  $k_{p1} = 0.3, \tau_{i1} = 0.0582, k_{e1} = 0.02$ ;交轴电流PI控制器  $k_{2p} = 2, \tau_{i2} = 0.005$ ;直轴电流PI控制器  $k_{p3} = 20, \tau_{i3} = 2$ 。

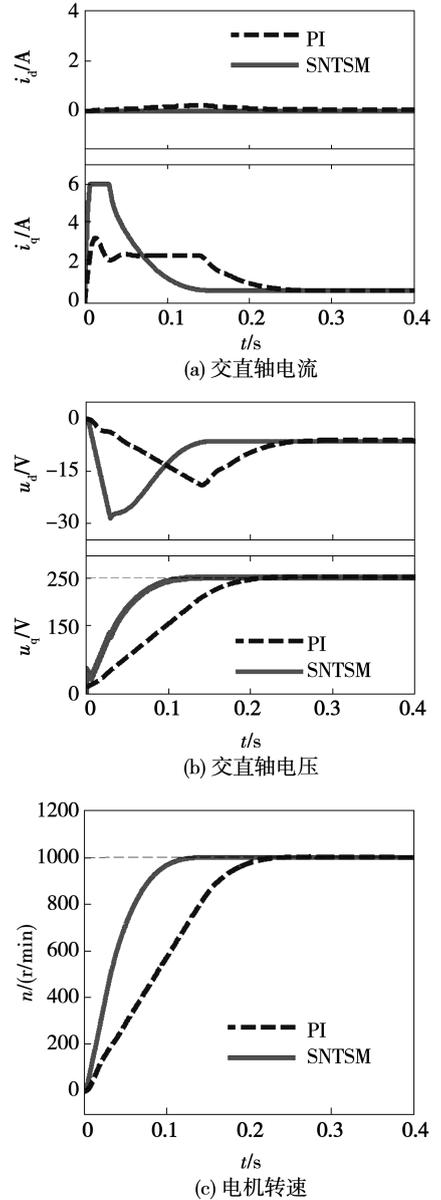


图5 考虑 Windup 时 SNTSM 与 PI 控制性能对比  
Fig.5 Simulation comparisons of SNTSM with PI with Windup

由图5(a)可见,SNTSM 控制下的直轴电流  $i_d$  基本稳定在给定零值,但PI控制下的直轴电流稍有偏离;PI控制下的交轴电流  $i_q$  无法达到饱和值6 A,其原因归咎于反电势  $p_n \psi_f \omega$  的存在,且随着转速增大,反电势呈线性增长,但对于 SNTSM 方法,却可以利用其包含的切换控制的鲁棒性,有效克服反电势的

影响,使得实际电流跟踪精确,并最终达到6 A。

图5(b)为交直流电压输出曲线,与图4一样平滑无抖振,但SNTSM控制响应速度明显快于PI控制。图5(c)为电机转速性能对比,皆能达到给定转速1 000 r/min,但SNTSM控制下的转速阶跃响应速度明显快于PI控制约0.1 s。

综合以上仿真结果分析,可见SNTSM控制实现了PMSM的双闭环SMC控制,理论上可完全消除抖振现象,响应速度快,无超调量,利用其包含的切换控制提供的鲁棒性即可克服Windup现象的影响,且简单易实现,控制性能优越。

### 3.2 实验验证

为进一步验证所提双闭环SNTSM的控制性能,将算法移植到DSP TMS320F28335的PMSM硬件平台上进行实验验证,其中图6(a)为硬件系统构成,图6(b)为数据采集界面。

这里分别设置转速阶跃给定 $n^*$ 为500、800、1 000、1 200、1 500和1 800 r/min等6种情况,其实验性能对比如图7和表1所示,可见除了500 r/min低速时,相对稳态误差为12.00%性能不佳,而其他转速时稳态性能均可满足实际PMSM系统的性能要求。

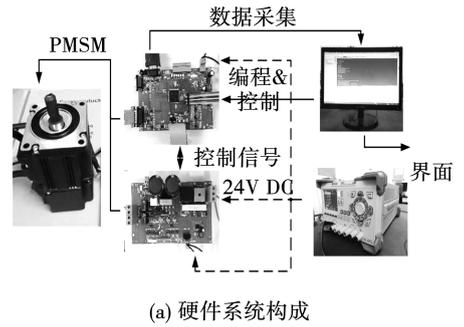


图6 基于DSP的PMSM实验平台  
Fig. 6 DSP-based experimental platform

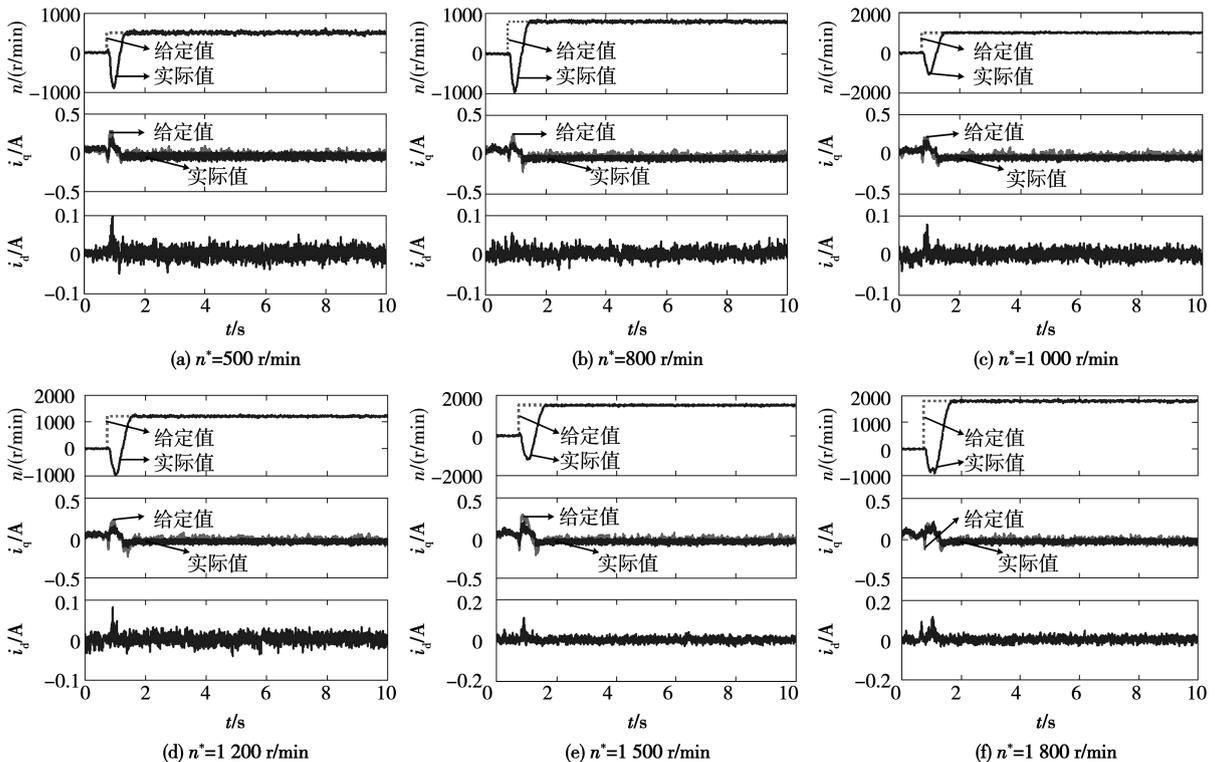


图7 不同转速阶跃给定的PMSM实验性能

Fig. 7 Experimental performances of different given step speed of PMSM

表1 不同转速阶跃给定时 PMSM 的性能对比

Table 1 Performance comparison of different given step speed

转速阶跃给定值/(r/min)	启动时间/s	最大转速误差/(r/min)	相对稳态误差/%
500	1.40	60	12.00
800	1.45	36	4.50
1 000	1.49	38	3.80
1 200	1.57	40	3.33
1 500	1.63	43	2.86
1 800	1.72	48	2.67

以上研究价值体现在复杂 SNTSM 双闭环 SMC 在 DSP 的实验化,相对于目前普遍应用的“外环 PI + 内环 SMC”的复合形式,实现了 SMC 在转速控制系统内、外环的拓展应用;然而,尽管借助于鲁棒微分估计解决了微分信号的求取,相比于目前查表法的 DSP 算法实现更便捷和数据真实,但由图 7(a) ~ 图 7(f)应注意到:SNTSM 转速控制器会在不同给定转速启动过程均出现较大的反向转速,之后再快速跟踪上给定值,其原因归咎于零初始速度启动时,式(3)和式(21)转速环 SNTSM 包含的幂次微分  $\dot{e}_{\omega}^{p_1/q_1}$  和  $\dot{e}_{\omega}^{2-p_1/q_1}$  值较大;而对于交轴和直轴电流 SNTSM 控制器,却没有这种问题出现。

## 4 结论

本文针对 PMSM 转速控制系统,提出一种基于鲁棒微分估计器和 Anti-Windup 方法的双闭环 SNTSM 矢量控制方案,拓展 SMC 方法在 PMSM 双闭环控制结构中的实现,且利用算法本身包含的切换控制提供的鲁棒性直接解决交轴最大电流限幅造成的 Windup 问题,在鲁棒性、响应时间、无超调等方面具有明显的性能改善。

本文所提 SNTSM 方法对抖振和 Windup 两个问题的改进思路,可扩展到目前常用的线性滑模和终端滑模及 PMSM 系统,特别地,目前对高级 SMC 方法在 PMSM 系统中的实验多通过诸如 DSpace 等半物理仿真设备进行,而真正的工程实现则最终还是需要通过嵌入式芯片。因此,本文基于 DSP 的 SNTSM 双闭环 PMSM 控制系统实现对 SMC 的实用化研究方法将具有重要的借鉴价值。特别地,实验结果也证明本文所提算法稳态性能可达到实际

PMSM 性能要求,但启动过程反向转速问题归源于算法非线性项使然,这为未来深入研究指明方向。

## 参考文献:

- [1] MORIMOTO S. Trend of permanent magnet synchronous machines [J]. IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2007,2(2):101.
- [2] HONDA Y, TAKEDA Y. Technical evolution of permanent magnet synchronous machines for home appliances [J]. IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2007,2(2):118.
- [3] ZHANG X, LI Z. Sliding-mode observer-based mechanical parameter estimation for permanent magnet synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016,31(8):5732.
- [4] ZHANG C, HE J, JIA L, et al. Virtual line-shafting control for permanent magnet synchronous motor systems using sliding-mode observer [J]. IET Control Theory & Applications, 2015,9(3):456.
- [5] CHEEMA M A M, FLETCHER J E, FARSHADNIA M, et al. Combined speed and direct thrust force control of linear permanent-magnet synchronous motor with sensorless speed estimation using a sliding-mode control with integral action [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017,64(5):3489.
- [6] VADIM I U. Sliding mode control in electro-mechanical system [M]. CRC Press, 2009:17-40.
- [7] BARTOLINI G, PISANO A, PUNTA E, et al. A survey of applications of second-order sliding mode control to mechanical systems [J]. Internal Journal of Control, 2003, 76(9):875.
- [8] MAN Z, YU X. Terminal sliding mode control of MIMO linear systems [C]//IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications. 1997, 44(11):1065-1070.
- [9] 冯勇, 鲍晟, 余星火. 非奇异终端滑模控制系统的设计方法 [J]. 控制与决策, 2002, 17(2):194.  
FENG Yong, BAO Sheng, YU Xinghuo. Design method of non-singular terminal sliding mode control systems [J]. Control and Decision, 2002, 17(2):194.
- [10] FENG Y, ZHENG J, YU X, et al. Hybrid terminal sliding-mode observer design method for a permanent-magnet synchronous motor control system. [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(9):3424.
- [11] LEI Q, ZHANG W. Adaptive non-singular integral terminal sliding mode tracking control for autonomous underwater vehicles [J]. IET Control Theory & Applications. 2017, 11(8):1293.
- [12] PARK J K. Control of state-constrained linear dynamical system: anti-reset windup approach [J]. IEE Proceedings Control Theory and Applications. 2000, 147(2):159.
- [13] LEVANT A. Chattering analysis [J]. IEEE Transactions on Automatic Control. 2010, 55(6):1380.
- [14] BARTOLINI G, FERRARA A, USAI E. Chattering avoidance by

- second-order sliding mode control[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1998,43(2):241.
- [15] 王艳敏,冯勇,夏红伟,等. 多输入不确定系统的平滑非奇异终端滑模控制[J]. 控制与决策,2015,31(1):161.  
WANG Yanmin, FENG Yong, XIA Hongwei, et al. Smoothnon-singular terminal sliding mode control of uncertain multi-input systems[J]. Control and Decision,2015,31(1):161.
- [16] LEVANT A, LIVNE M. Exact differentiation of signals with unbounded higher derivatives[J]. IEEE Transactions on Automatic Control,2012,57(4):1076.
- [17] IMURA A, TAKAHASHI T, FUJITSUNA M, et al. Improved PMSM model considering flux characteristics for model predictive-based current control[J]. IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering,2015, 10(1):92.
- [18] LEVANT A, FRIDMAN L M. Accuracy of homogeneous sliding mode in the presence of fast actuators[J]. IEEE Transactions on Automatic Control,2010,55(3):810.
- [19] 张兴华,聂晶,王德明. 感应电机直接转矩控制系统的变结构 anti-windup 控制器[J]. 电机与控制学报,2013,17(01):77.  
ZHANG Xinghua, NIE Jing, WANG Deming. Variable-structure anti-windup controller for direct torque controlled induction motor drives[J]. Electric Machines and Control,2013,17(01):77.
- [20] WATANABE K, OYAMORI K, SATO N. Effect of magnetic saturation on the operating characteristics of series commutatorless motor[J]. Electrical Engineering in Japan,2008,96(4):60.
- [21] 于艳君,柴凤,高宏伟等. 基于 Anti-windup 控制器的永磁同步电机控制系统设计[J]. 电工技术学报,2009,24(4):66.  
YU Yanjun, CHAI Feng, GAO Hongwei, et al. Design of PMSM system based on anti-windup controller[J]. Transactions on China Electrotechnical Society,2009,24(4):66.

(编辑:贾志超)