

考虑系统扰动的永磁同步电机复合控制策略^{*}

韦汉培^{1,2}, 魏海峰^{1,2}, 张 懿^{1,2}

(1. 江苏科技大学 电子信息学院, 江苏 镇江 212003;

2. 江苏开璇智能科技有限公司, 江苏 苏州 215000)

摘 要: 提出一种结合滑模速度控制和扩展滑模扰动观测器的永磁同步电机复合控制策略。滑模速度控制采用新型趋近律设计, 扩展滑模扰动观测器对系统内部参数摄动以及外部负载干扰进行准确估计。所设计的复合控制器通过系统扰动估计环节对控制系统中的综合扰动项进行实时估计, 用以对速度控制环节进行前馈补偿, 实现控制系统自抗扰控制。试验结果验证了所提出控制策略的有效性和可行性。

关键词: 永磁同步电机; 滑模速度控制; 扩展滑模扰动观测器; 复合控制

中图分类号: TM 351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)03-0011-06

Composite Control Strategy of Permanent Magnet Synchronous Motor Considering System Disturbance^{*}

WEI Hanpei^{1,2}, WEI Haifeng^{1,2}, ZHANG Yi^{1,2}

(1. Jiangsu University of Science and Technology, Zhenjiang 212003, China;

2. Jiangsu Kai Xuan Intelligent Technology Co., Ltd., Suzhou 215000, China)

Abstract: A composite control strategy of permanent magnet synchronous motor combined with sliding mode speed control and extended sliding mode disturbance observer was proposed. The new approximation law design was adopted by the sliding mode speed control, and the extended sliding mode disturbance observer could accurately estimate the inner parameters perturbation and external load interference. The real-time estimation of the integrated disturbance items in the control system through the system disturbance estimation link was realized, then the estimated value was used to do the feedforward compensation for the speed control link, and the active disturbance rejection control of the system was realized. The experimental results verify the validity and feasibility of the proposed control strategy.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); sliding mode speed control; extended sliding mode disturbance observer; composite control

0 引 言

永 磁 同 步 电 机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 由于非线性、多变量、强耦合等特点, 加上其控制系统受电机参数摄动、负载扰动以及非线性动态等因素影响, 使得获得高性能的 PMSM 控制系统变得尤为困难, 电机转速跟踪性能差。要想获得稳定性高、动态性能良

好且控制精度高的 PMSM 交流控制系统, 其抗扰动性能的优良成为关键。因此, 将自抗扰控制策略融入 PMSM 交流控制系统成为近年来 PMSM 控制领域的研究热点^[1-2]。

自抗扰控制 (Active Disturbance Rejection Controller, ADRC), 以韩京清先生 1989 年对控制理论的反思为开端^[3], 在继承经典 PID 控制优点的基础上, 通过改进经典 PID 固有缺陷而

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(61503161); 江苏省产学研前瞻性联合研究项目(BY2016073-01)

作者简介: 韦汉培(1992—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机驱动控制。

魏海峰(1981—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电机驱动控制以及复杂控制系统。

形成的新型控制算法,该算法简单,鲁棒性强,能够自动检测并补偿控制对象的内外扰动^[4-5]。为提高系统鲁棒性,达到自抗扰控制的目的,文献[6]结合广义预测控制理论和扩张状态观测器,提出新型转速跟踪控制方法,对系统扰动量进行实时补偿。Wang Bo 等人^[7]提出具有在线干扰估计的鲁棒预测电流控制(Robust Predictive Current Control, RPCC),以实现电机驱动器的高性能电流反馈控制。在建模中考虑了由参数变化引起的干扰,采用离散的 Luenberger 观测器估计定子电流和系统扰动,有效降低了系统扰动引起的稳态电流误差。为优化具有模型参数不匹配和控制延迟的 PMSM 驱动系统的电流控制性能,Zhang Xiaoguang 等人^[8]提出一种改进无节拍预测电流控制(Deadbeat Predictive Current Control, DPCC)算法,分析了当存在参数不匹配时常规预测电流控制的性能,提出基于滑模指数逼近定律的定子电流和扰动观测器(Stator Current and Disturbance Observer, SCDO),同时预测定子电流和由实时参数失配引起的系统干扰。Sabin-Constantin Carpiuc 等人^[9]开发了一种基于 Lyapunov 理论的超前预测控制律,使用二次约束的多元近似来降低复杂度,通过多参数线性规划获得分段控制律,使用二次 Lyapunov 函数设计状态和扰动观测器,以保证估计误差系统的渐近稳定性。为克服低通滤波器引起的时间延迟,Kim Hongryel 等人^[10]采用 S 型函数代替符号函数,并且通过估计定子电阻变化改善滑模观测器对于参数波动的鲁棒性,使用 Lyapunov 第二法验证系统稳定性。与此同时,Zhang Xiaoguang 等人^[11]提出一种扩展滑模机械参数观测器(Extended Sliding-mode Mechanical Parameter Observer, ESMMPPO)估计驱动系统的机械参数,实时跟踪系统扰动^[11]。文献[12]针对传统整数阶滑模控制系统中存在的抖振问题,将传统滑模控制器中的开关函数由作用在整数阶导数面推广到其分数阶导数面,有效削减抖振。文献[13]提出了一种智能滑模转速控制器,用于实现 PMSM 驱动器良好的解耦控制和高精度速度跟踪性能。构建鲁棒小波神经网络滑模控制器(Robust Wavelet Neural Network Sliding Mode Controller, RWNSMC),将

滑模控制器的优点与鲁棒特性相结合,人工神经网络在线学习能力和小波神经网络控制器(Wavelet Neural Network Controller, WNNC)的识别能力相结合,为负载扰动和参数不确定性提供强大的鲁棒性能和精确响应。

为获得 PMSM 控制系统自抗扰能力,提高系统鲁棒性,本文提出了一种结合滑模速度控制和扩展滑模扰动观测器的 PMSM 复合控制策略。所设计的复合控制器通过系统扰动估计环节对控制系统中的内部参数摄动以及外部负载干扰进行实时估计,用以对速度控制环节进行前馈补偿,实时更新系统扰动量,实现控制系统自抗扰控制。试验结果验证了所提出控制策略的有效性和可行性。

1 PMSM 系统扰动估计

1.1 扩展滑模扰动观测器设计

PMSM 机械运动方程为

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{3p^2}{2J}\psi_f i_q - \frac{p}{J}B\omega - \frac{p}{J}T_L \quad (1)$$

式中: ω ——转子电角速度;

p ——极对数;

J ——转动惯量;

ψ_f ——转子给定磁链;

i_q —— dq 轴上的转矩电流;

B ——粘滞摩擦因数;

T_L ——负载转矩。

考虑系统内部参数摄动以及外部负载扰动,

式(1)改写为

$$\begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} &= ai_q - bT_L - c\omega = a_n i_q - b_n T_L - \\ &c_n \omega + \Delta a i_q - \Delta b T_L - \Delta c \omega = \\ &a_n i_q - c_n \omega + r(t) \end{aligned} \quad (2)$$

式中: Δa 、 Δb 、 Δc ——系统内部参数摄动量;

a_n 、 b_n 、 c_n ——系统常规参数变量;

$r(t)$ ——系统综合扰动量,具体包括系统内部参数摄动以及外部负载扰动等。

其中, $a = a_n + \Delta a = \frac{3p^2\psi_f}{2J}$, $b = b_n + \Delta b = \frac{p}{J}$,

$c = c_n + \Delta c = \frac{B}{J}$ 。

假设系统综合扰动满足:

$$|r(t)| \leq l \quad (3)$$

式中: l ——系统综合扰动的限定值。

根据式(2),将系统综合扰动作为系统扩展状态变量,得到基于 PMSM 系统综合扰动的扩展状态方程为

$$\begin{cases} \frac{d\omega}{dt} = a_n i_q - c_n \omega + r(t) \\ \frac{dr(t)}{dt} = d(t) \end{cases} \quad (4)$$

式中: $d(t)$ ——系统综合扰动量的变化率。

相应地,系统扩展滑模扰动观测器构建为

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\omega}}{dt} = a_n i_q - c_n \hat{\omega} + \hat{r}(t) + u_{smo} \\ \frac{d\hat{r}(t)}{dt} = g u_{smo} \end{cases} \quad (5)$$

式中: $\hat{\omega}$ ——电机转子电角速度估计;

$\hat{r}(t)$ ——系统综合扰动估计;

g ——滑模系数;

u_{smo} ——开关函数。

其中,

$$u_{smo} = \eta \cdot \text{sgn}(S) \quad (6)$$

式中: η ——开关系数,且 $\eta < 0$;

S ——滑模切换平面,且 $S = e_1 = \hat{\omega} - \omega$ 。

得到系统扩展滑模扰动观测器原理框图如图 1 所示。

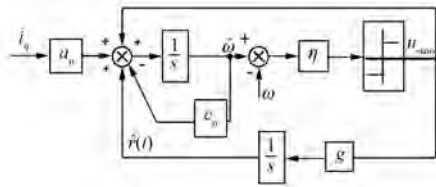


图 1 扩展滑模扰动观测器原理框图

将式(5)与式(4)相减得到误差状态方程为

$$\begin{cases} \frac{de_1}{dt} = -c_n e_1 + e_2 + u_{smo} \\ \frac{de_2}{dt} = g u_{smo} - d(t) \end{cases} \quad (7)$$

式中: e_1 ——转子角速度估计误差,且 $e_1 = \hat{\omega} - \omega$;

e_2 ——系统综合扰动估计误差, $e_2 = \hat{r}(t) - r(t)$ 。

1.2 扩展滑模扰动观测器参数选取

根据 Lyapunov 稳定性判据,为使滑模系统稳

定,则需满足

$$e_1 \cdot \frac{de_1}{dt} = e_1(-c_n e_1 + e_2 + u_{smo}) =$$

$$e_1[(e_2 - c_n e_1) + \eta \cdot \text{sgn}(e_1)] < 0 \quad (8)$$

为保证式(8)成立,则参数 η 需满足

$$\eta < -|e_2 - c_n e_1| \quad (9)$$

实际工程中可根据式(10)对参数 η 进行合理选取:

$$\eta = -m|e_2 - c_n e_1|, m > 1 \quad (10)$$

式中: m ——滑模安全因子, $m=2$ 。

当系统滑动模态产生时,有:

$$\frac{de_1}{dt} = e_1 = 0 \quad (11)$$

将式(11)代入式(7),得:

$$\begin{cases} e_2 = -u_{smo} \\ \frac{de_2}{dt} = g u_{smo} - d(t) \end{cases} \quad (12)$$

将式(12)进一步简化为

$$\frac{de_2}{dt} + g e_2 + d(t) = 0 \quad (13)$$

对式(13)有关系统综合扰动误差的微分方程进行求解,得到系统综合扰动误差表达式为

$$e_2 = e^{-gt} \left[C + \int d(t) \cdot e^{gt} dt \right] \quad (14)$$

式中: C ——常数。

根据式(14)可得,为保证系统综合扰动误差渐近收敛于零,滑模参数 g 应取:

$$g > 0 \quad (15)$$

其参数给定大小直接影响系统误差收敛速度。

1.3 扩展滑模扰动观测器抖振问题分析

考虑滑模固有抖振对扩展滑模扰动观测器的影响,将误差方程(12)中的 e_2 表达式改写为

$$e_2 = -u_{smo} + Z \quad (16)$$

式中: Z ——滑模抖振信号。

将式(16)代入误差方程(12)中的 e_2 微分方程,得:

$$\frac{de_2}{dt} + g e_2 = g Z - d(t) \quad (17)$$

根据式(17),得到系统综合扰动观测误差 e_2 的传递函数表达式为

$$F(s) = \frac{e_2}{Z - Td(t)} = \frac{1}{T_s + 1} \quad (18)$$

根据式(18),扰动观测误差传递函数 $F(s)$ 能够有效抑制滑模抖振的高频信号,起到低通滤波器的作用。该滤波器的截止频率为

$$\omega_c = \frac{1}{T} = g \quad (19)$$

相应的扩展滑模扰动观测器抖振抑制结构图如图2所示。

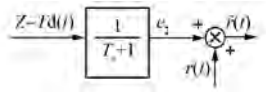


图2 扩展滑模扰动观测器抖振抑制结构图

根据图2抖振抑制结构图,扩展滑模扰动观测器高频抖振信号能够被式(18)误差传递函数 $F(s)$ 有效抑制,避免了额外低通滤波器的使用,保证相应系统扰动估计 $\hat{r}(t)$ 的相位和幅值不变。此外,在综合考虑系统收敛速度的情况下,可通过调整滑模参数 g 的大小来改变系统截止频率,以满足实际工程需求。

2 PMSM 抗扰动复合控制

PMSM 转子速度跟踪误差定义为

$$e = \omega_{\text{ref}} - \omega \quad (20)$$

式中: ω_{ref} ——给定电机速度参考值;

ω ——电机实际运行速度。

定义滑模切换面为

$$S_1 = e = \omega_{\text{ref}} - \omega \quad (21)$$

对其进行微分运算,得到:

$$\frac{dS_1}{dt} = \frac{d\omega_{\text{ref}}}{dt} - \frac{d\omega}{dt} \quad (22)$$

将系统扰动下的永磁同步电机动态方程(2)代入式(22),得:

$$\frac{dS_1}{dt} = \frac{d\omega_{\text{ref}}}{dt} + c_n \omega - r(t) - a_n i_q \quad (23)$$

设计新型趋近律如下:

$$eq(x_1, s) = \frac{k}{\varepsilon + \left(1 + \frac{1}{|x_1|} - \varepsilon\right) e^{-\delta |s|}} \quad (24)$$

式中: x_1 ——系统状态。

其中, $k > 0, \delta > 0, 0 < \varepsilon < 1$ 。

通过使函数 $eq(x_1, s)$ 值在 0 与 k/ε 间变化,函数 $eq(x_1, s)$ 随系统状态与滑模切换面的变化而变化,在综合考虑系统收敛速度与滑模固有抖振间找到动态平衡点。

将式(24)新型趋近律代入式(23),得:

$$\begin{aligned} \frac{dS_1}{dt} = & \frac{d\omega_{\text{ref}}}{dt} + c_n \omega - r(t) - a_n i_q = \\ & -eq(x_1, S_1) \cdot \text{sgn}(S_1) \end{aligned} \quad (25)$$

对式(25)进行求解,得到 PMSM 控制转速环 q 轴转矩电流给定为

$$i_q^* = \frac{1}{a_n} \left[\frac{d\omega_{\text{ref}}}{dt} + c_n \omega - r(t) + eq(x_1, S_1) \cdot \text{sgn}(S_1) \right] \quad (26)$$

结合上述扩展滑模扰动观测器,得到 PMSM 抗扰动复合控制策略下的转速环 q 轴转矩电流给定为

$$i_q^* = \frac{1}{a_n} \left[\frac{d\omega_{\text{ref}}}{dt} + c_n \omega - \hat{r}(t) + eq(x_1, S_1) \cdot \text{sgn}(S_1) \right] \quad (27)$$

综上所述,得到考虑系统扰动的 PMSM 复合控制原理框图如图3所示。

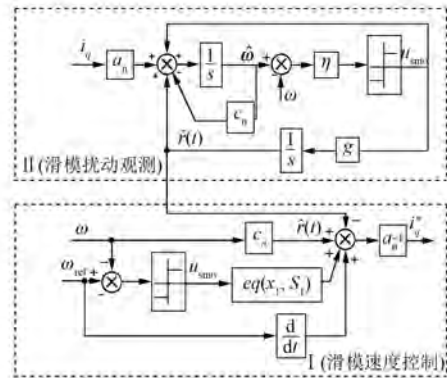


图3 考虑系统扰动的 PMSM 复合控制原理框图

根据图3所示,复合控制器包括两部分:第一部分为基于新型趋近律的滑模速度控制环节,如图3I部分所示;第二部分为基于扩展滑模扰动观测器的系统综合扰动补偿环节,如图3II部分所示。所设计的复合控制器通过图3II中的系统扰动估计环节对控制系统中的内部参数摄动和外部负载干扰进行实时估计,对图3I中的速度控制环节进行前馈补偿,实时更新系统扰动量,实现控制系统自抗扰控制。

为验证系统稳定性,选取 Lyapunov 函数为 $V=S_1^2/2$,根据 Lyapunov 稳定性判据,当式(28)成立时,系统渐近稳定。

$$\frac{dV}{dt} = S_1 \cdot \frac{dS_1}{dt} \leq 0 \tag{28}$$

结合式(2)和式(21),得:

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= S_1 \cdot \frac{dS_1}{dt} = \\ S_1 \left[\frac{d\omega_{ref}}{dt} + c_n \omega - r(t) - a_n i_q \right] &= \\ S_1 [-eq(x_1, S_1) \cdot \text{sgn}(S_1)] &= \\ -|S_1|eq(x_1, S_1) &\leq 0 \end{aligned} \tag{29}$$

根据式(29)可知所设计的复合控制系统渐近稳定。

综上所述,得到考虑系统扰动的 PMSM 双闭环复合控制策略结构框图如图 4 所示。

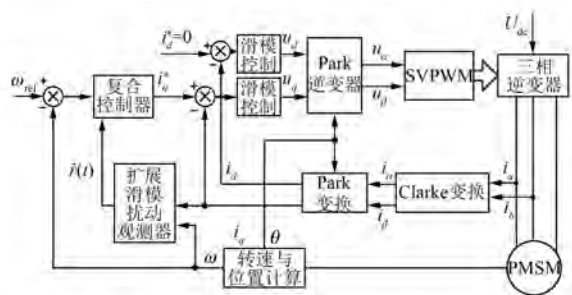


图 4 考虑系统扰动的 PMSM 双闭环复合控制策略结构框图

3 试验验证与分析

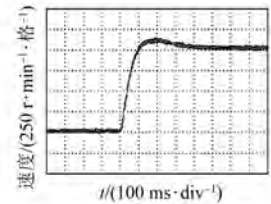
在 PMSM 交流调速试验平台上,对本文提出的 PMSM 复合控制策略进行了相应的验证。试验电机参数如表 1 所示。

表 1 试验电机参数

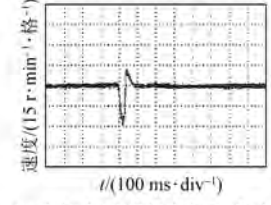
试验电机参数名称	额定值
额定转速/(r·min ⁻¹)	2 000
额定电流/A	2.5
额定转矩/(N·m)	3
定子电阻 R _s /Ω	3
定子电感 L/mH	11.5
转子磁链 ψ _f /Wb	0.178
极对数 p	3

为更直观地体现本文提出复合控制策略的优势所在,分别在传统 PI 控制与复合控制下进行试验。试验过程包括电机起动阶段和稳态运行阶段。其中,稳态运行阶段选择突加负载和突减负载两类外部扰动进行研究。

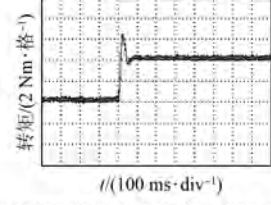
图 5 和图 6 分别为传统 PI 控制下和复合控制策略下的试验波形。图 5(a)和图 6(a)为给定电机 1 000 r/min 转速时,两种控制策略下的电机起动速度响应波形。由图 5(a)可知,传统 PI 控制策略下的电机起动速度上升超调为 100 r/min,经过 400 ms 速度稳定;由图 6(a)可知,新型复合控制策略下的电机起动速度上升超调为



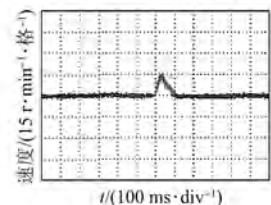
(a) 电机起动时的速度响应



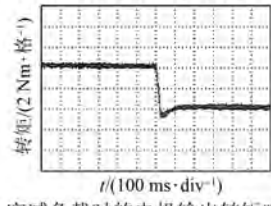
(b) 突加负载时的电机速度响应



(c) 突加负载时的电机输出转矩响应



(d) 突减负载时的电机速度响应



(e) 突减负载时的电机输出转矩响应

图 5 传统 PI 控制下的试验波形

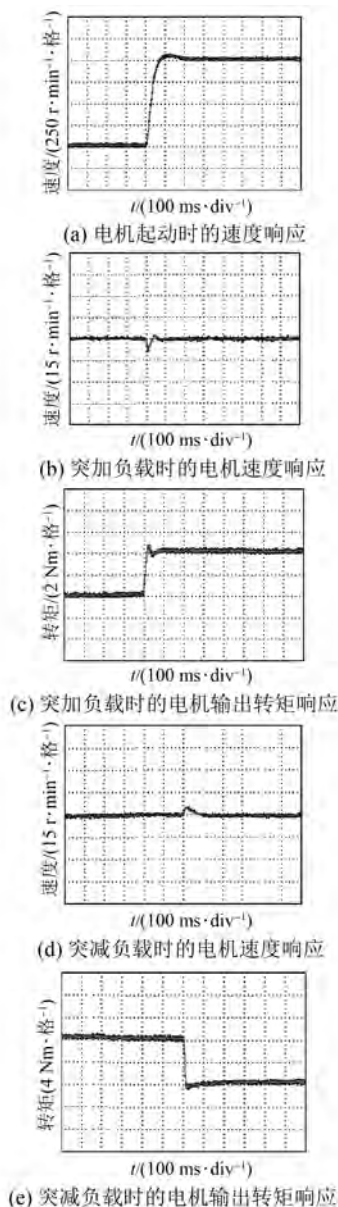


图6 复合控制策略下的试验波形

50 r/min, 经过 200 ms 速度稳定。对比图 5(a) 和图 6(a), 新型复合控制在电机起动阶段的快速性和平稳性方面有着明显的优势。

图 5(b) 和图 5(c) 分别为传统 PI 控制下, 突加 4 N·m 负载转矩时的电机速度响应和输出转矩响应; 图 6(b) 和图 6(c) 分别为新型复合控制下响应的电机速度和输出转矩响应波形。传统 PI 控制下, 电机速度出现 30 r/min 的向下抖动, 经过 100 ms 趋于稳定, 电机输出转矩出现 2.2 N·m 的超调量, 经过 80 ms 趋于稳定。对比新型复合控制策略下的响应波形, 电机速度出现

7 r/min 的向下抖动, 经过约 50 ms 趋于稳定, 电机输出转矩超调仅为 0.8 N·m, 经过 60 ms 趋于稳定, 新型复合控制下的 PMSM 抗扰动性能得以体现。

图 5(d) 和图 5(e) 分别为传统 PI 控制下, 突减 4 N·m 负载转矩时的电机速度响应和输出转矩响应, 图 6(d) 和图 6(e) 分别为新型复合控制下响应的电机速度和输出转矩响应波形。传统 PI 控制下, 电机速度出现 15 r/min 的向上抖动, 经过 100 ms 趋于稳定, 电机输出转矩出现 0.3 N·m 的超调量, 经过 80 ms 趋于稳定。对比新型复合控制策略下的响应波形, 电机速度出现 4 r/min 的向上抖动, 经过约 100 ms 趋于稳定, 电机输出转矩几乎无超调。

综合对比图 5 和图 6, 传统 PI 控制下, 系统出现负载扰动时, PMSM 的速度以及输出转矩均出现较大波动, 严重影响了控制系统的性能。相比于复合控制策略下的控制响应曲线, PMSM 的速度以及输出转矩波动较小, 对扰动具有一定的鲁棒性。试验结果验证了新型复合控制策略的抗扰动优势。

4 结 语

提出一种考虑系统扰动的 PMSM 复合控制策略。该控制策略结合滑模速度控制和扩展滑模扰动观测器。对扩展滑模扰动观测器的参数选取原则以及抖振问题进行分析, 所设计的复合控制器通过系统扰动估计环节对控制系统中的综合扰动项进行实时估计, 用以对速度控制环节进行前馈补偿, 实时更新系统扰动量, 实现控制系统自抗扰控制。分别在传统 PI 控制与复合控制下进行了试验研究, 对比试验结果显示新型复合控制策略相对于传统 PI 控制具有更好的抗扰动性能, 在 PMSM 高性能控制领域有着广阔的前景。

【参考文献】

- [1] 张德民, 徐仕源. 基于自抗扰的自适应控制在永磁同步电机控制中的应用[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(4): 70-73.
- [2] 薛薇, 路鸦立. 永磁同步电机调速系统的模糊自抗扰控制[J]. 电机与控制应用, 2013, 40(8): 57-60.
- [3] 韩京清. 控制理论—模型论还是控制论[J]. 系统科学与数学, 1989, 9(4): 328-335.
- [4] 韩京清. 从 PID 技术到“自抗扰控制”技术[J]. 控制工程, 2002, 9(3): 13-18. (下转第 45 页)

常快,控制精度高。在转矩突变比较大的情况下依然能够快速到达稳态,鲁棒性较强。

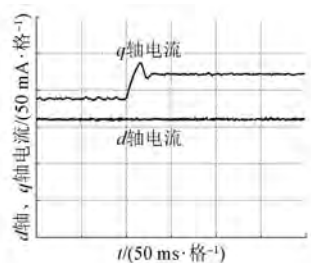


图 11 负载转矩突变下 i_d 、 i_q

4 结 语

针对传统 PID 或其改进算法的鲁棒性偏低问题,提出了 PMSM 的自适应云模型控制算法研究。在分析了自适应云模型结构后设计了 PMSM 自适应云模型控制器;分析了 PMSM 电流闭环系统的情况下,将自适应云模型结构应用于 PMSM 电流闭环系统,并搭建基于自适应云模型控制算法的 PMSM 试验平台。试验结果表明提出的 PMSM 的自适应云模型控制算法精度高、性能稳定。

【参 考 文 献】

- [1] 王同旭,马鸿雁,聂沐晗.电梯用永磁同步电机 BP 神经网络 PID 调速控制方法的研究[J].电工技术学报,2015,30(增刊1): 43-47.
- [2] 王东文,李崇坚,吴尧,等.永磁同步电机的模型预测电流控制器研究[J].电工技术学报,2014,29(增刊1): 73-79.
- [3] 崔家瑞,李擎,张波,等.永磁同步电机变论域自适应模糊 PID 控制[J].中国电机工程学报,2013,33(增刊1): 190-194.
- [4] 西佳军,孙斌,赵化启.永磁同步电机单神经元自适应 PID 控制[J].电力自动化设备,2003,23(10): 59-61.
- [5] 欧峰,陈洪,陈胜来.基于模糊 PID 控制的永磁同步电机控制器研究[J].计算机测量与控制,2017,25(4): 40-43.
- [6] 梁中华,韩殷,法乃光.永磁同步电机伺服控制系统的灰色 PID 控制[J].沈阳工业大学学报,2008,30(6): 619-622,638.

收稿日期: 2017 -08 -16

(上接第 16 页)

- [5] 高志强.自抗扰控制思想探究[J].控制理论与应用,2013,30(12): 1498-1510.
- [6] 刘旭东,李珂,孙静,等.基于广义预测控制和扩展状态观测器的永磁同步电机控制[J].控制理论与应用,2015,32(12): 1613-1619.
- [7] WANG B, CHEN X, YU Y, et al. Robust predictive current control with online disturbance estimation for induction machine drives[J].IEEE Transactions on Power Electronics,2017,32(6): 4663-4674.
- [8] ZHANG X, HOU B, MEI Y. Deadbeat predictive current control of permanent magnet synchronous motors with stator current and disturbance observer[J].IEEE Transactions on Power Electronics,2017,32(5): 3818-3834.
- [9] CARPIUC S C, LAZAR C. Fast real-time constrained predictive current control in permanent magnet synchronous machine-based automotive traction drives[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification,2015,1(4): 326-335.
- [10] KIM H, SON J, LEE J. A high speed sliding mode observer for the sensorless speed control of a PMSM[J].IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011,58(9): 4069-4077.
- [11] 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): 5732-5745.
- [12] 张碧陶,皮佑国.基于分数阶滑模控制技术的永磁同步电机控制[J].控制理论与应用,2012,29(9): 1193-1197.
- [13] EL-SOUSY F F M. Robust wavelet-neural-network sliding-mode control system for permanent magnet synchronous motor drive[J].IET Electric Power Applications,2011,5(1): 113-132.

收稿日期: 2017 -07 -10