

文章编号:1671-251X(2014)03-0064-06

DOI:

刘慧博,李朝阳. 无刷直流电动机积分反演模糊滑模控制[J]. 工矿自动化,2014,40(3):64-69.

无刷直流电动机积分反演模糊滑模控制

刘慧博, 李朝阳

(内蒙古科技大学 信息工程学院, 内蒙古 包头 014010)

摘要:针对普通的无刷直流电动机控制策略受电动机本身因素影响,难以达到理想效果的问题,介绍了一种积分反演自适应滑模变结构控制和模糊控制相结合的控制策略。该控制器在滑模面中加入积分项,实现了对速度信号的无静差跟踪,提高了系统的稳态精度;用模糊控制器来解决切换控制增益设定只能靠经验的问题;采用模糊控制算法对不确定性进行估计,有效地减小了滑模控制方法带来的抖振;为了进一步提高控制性能,重新设计了趋近律。仿真结果表明,该控制器能够大幅提升无刷直流电动机控制系统的性能。

关键词:无刷直流电动机;积分反演控制;滑模变结构;自适应控制;模糊控制

中图分类号:TD614

文献标志码:A

网络出版时间:

网络出版地址:

Integral inversion fuzzy sliding mode control of brushless DC motor

LIU Huibo, LI Zhaoyang

(School of Information Engineering, Inner Mongolia University of Science and Technology, Baotou 014010, China)

Abstract: In view of problem that general control strategies of brushless DC motor are difficult to achieve desired effect affected by motor itself, the paper introduced a controller combined with integral inversion adaptive sliding mode variable structure control and fuzzy control. The controller adds integral term to sliding surface to realize tracking without static error, and improves steady precision of control system. It uses fuzzy controller to solve the problem that gain setting of switching control can only rely on experience, and estimates uncertainty by fuzzy control algorithm, which effectively reduces chattering brought by sliding mode control method. Reaching law was redesigned to further improve control performance. The simulation results show that the controller can significantly improve performance of control system of brushless DC motor.

Key words: brushless DC motor; integral inversion control; sliding mode variable structure; adaptive control; fuzzy control

0 引言

滑模变结构控制具有响应快速、控制精度高及物理实现简单等特点,但是其存在抖振现象,影响了控制系统的平稳性和稳态精度,在系统中突加负载后,存在明显的静差^[1]。大量研究对传统滑模控制方法进行改进以消除抖振,提出如边界层方法、滑模

控制器后加积分环节、动态滑模控制等方法,但这些方法都需要在系统的跟踪精度和鲁棒性之间折衷^[2]。反演控制方法是一种非线性的控制方法,其在交流电动机调速系统中的应用日益普遍。反演控制通过引入虚拟的控制量,将复杂的非线性系统分解为简单和阶数更低的系统,然后选择适当的Lypunov函数来保证系统的稳定性,并逐步导出最

收稿日期:2013-07-28;修回日期:2014-01-09;责任编辑:胡娟。

基金项目:内蒙古自治区高等学校科学研究项目(NJZY12104)。

作者简介:刘慧博(1972—),女,内蒙古包头人,副教授,硕士研究生导师,博士,从事导航制导研究工作,E-mail:lzyzcsn@163.com。

终的控制律及参数自适应律,实现对系统的有效控制。利用反演算法设计控制器具有很高的灵活性和鲁棒性,尤其对于非线性系统的控制器的设计很有效。

本文将积分反演自适应滑模变结构控制和模糊控制相结合,设计了一种积分反演自适应模糊滑模控制器:①在设计滑模面时引入积分项,这样只需知道被跟踪信号即可,消除了滑模控制中被跟踪信号的一阶及高阶导数已知的假设,同时使跟定速度实现了无静差跟踪。②引入自适应控制。自适应控制不需知道参数的界,利用自适应律对系统参数进行在线辨识,并以此来改变控制器的控制参数,使控制系统对参数变化具有抗干扰能力,且自适应律是连续的,从而也减弱了系统的抖振。③针对滑模控制中切换控制律的控制增益,用模糊控制进行估计,实现了增益在线调整,达到了减小抖振的效果。④趋近方法中趋近律的设计对于减小抖振也很重要。设计滑模变结构控制律时常用的趋近律包括等速趋近律、指数趋近律、幂次趋近律、一般趋近律等4种,但这些趋近律各有缺点,因此,本文重新设计了趋近律^[3]。

将积分反演模糊滑模控制方法应用到无刷直流电动机(Brushless Direct Current Motor, BLDCM)调速系统中,并与PID控制方法进行了比较,仿真结果表明,系统采用积分反演滑模自适应控制后,具有更好的控制性能及更强的抗干扰性。

1 BLDCM 系统描述

以两相导通星形三相六状态为例,分析BLDCM的数学模型及电磁转矩特性。假设电动机磁路不饱和,不计涡流和磁滞损耗,三相绕组完全对称,忽略齿槽、换相过程和电枢反应的影响,且反电势波形为120电角度的梯形波^[4],则三相绕组的电压平衡方程式为

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dx} \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: U_a, U_b, U_c 为电动机三相绕组的相电压; R 为绕组电阻; i_a, i_b, i_c 为电动机三相绕组的相电流; $L = L_s - M$,其中 L_s 为三相绕组的自感, M 为绕组间的互感; E_a, E_b, E_c 为电动机三相绕组的相反电势。

永磁无刷直流电动机的电磁转矩是由定子绕组中的电流与转子磁钢产生的磁场相互作用而产生的。定子绕组产生的电磁转矩为

$$T_e = \frac{E_a i_a + E_b i_b + E_c i_c}{\omega} \quad (2)$$

式中: ω 为电动机机械角速度。

当电动机运行在120°导通模式下时,不考虑换相的暂过程,三相Y形接线的定子绕组中只有两相是导通的,其电流大小相等、方向相反,因此,式(2)可以简化为

$$T_e = K_T i \quad (3)$$

式中: K_T 为转矩系数; i 为电枢绕组电流。

机械运动方程为

$$T_e = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + T_L \quad (4)$$

式中: J 为转动惯量; ω_m 为电动机转动的角速度; B 为阻尼系数; T_L 为负载转矩。

忽略无刷电动机绕组中因换向引起的电流波动以及二极管的压降和续流,同时把电动机看成一个整体,则BLDCM的电压平衡方程式可表示为

$$U = r_a i + L_a \frac{di}{dt} + k_e \omega \quad (5)$$

式中: U 为电动机绕组端头的电压值; r_a 和 L_a 分别为电枢绕组的电阻和电感; k_e 为反电势系数。

根据式(3)一式(5)及BLDCM原理,推导出BLDCM的二阶动力学模型,设状态变量 $x_1 = \omega$, $x_2 = \dot{\omega}$, $\dot{\omega}$ 为 ω 的一阶导数,则状态方程为^[5]

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{(r_a J + B L_a)}{L_a J} x_2 - \frac{(B r_a + k_e K_T)}{L_a J} x_1 + \frac{K_T}{L_a J} u - \frac{r_a T_L}{L_a J} \end{cases} \quad (6)$$

2 积分反演自适应模糊滑模控制器设计

积分反演自适应模糊滑模控制器的设计包括积分反演自适应滑模控制器和模糊控制器2个部分。设计反演自适应滑模控制器的基本思想:将复杂的非线性系统分解成不超过系统阶数的子系统,然后为子系统分别设计Lyapunov函数和中间虚拟控制量,采用反向递推的思路,利用中间虚拟控制量,将一个已知的Lyapunov函数的镇定函数与系统状态的变化以及参数的调节联系起来,实现系统在Lyapunov意义下的渐近稳定,从而推导出控制律函数,实现系统的高精度控制,完成控制器的设计。模糊控制器设计:设计模糊系统来逼近系统中的不确

定函数,并设计模糊系统的参数自适应律,使模糊系统的参数能够随被控对象参数的变化而自动调节,从而实现控制系统的控制目标。BLDCM 控制原理如图 1 所示。

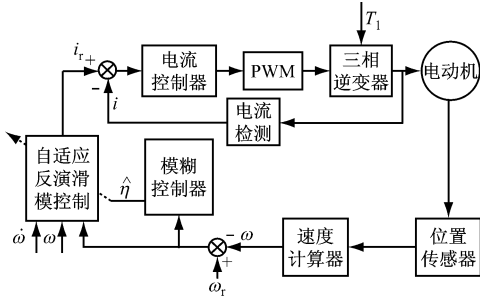


图 1 BLDCM 控制原理

2.1 积分反演自适应滑模控制器设计

为了便于推导证明,设 BLDCM 的二阶非线性系统模型为^[4]

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x) + \beta u + d(t) \end{cases} \quad (7)$$

式中: $f(x) = -\frac{(Br_a + k_c K_T)}{L_a J} x_1 - \frac{(r_a J + BL_a)}{L_a J} x_2$,

为不确定项; $\beta = \frac{K_T}{L_a J}$; u 为系统输入; $d(t)$ 表示系统的外部干扰。

将式(7)改写为 $\dot{x}_2 = f(x) + \beta u + F$, $F = \Delta f(x) + \Delta \beta u - d(t)$,其中 $\Delta f(x)$, $\Delta \beta$ 分别表示系统建模时的不确定部分。

设计一个跟踪器使被控对象的期望输出值即给定值和被控对象的实际输出值之间的误差为零,即 $\lim_{t \rightarrow \infty} (\omega_r - \omega_d) = 0$,其中 ω_d 为电动机转速的给定值,即期望输出值, ω_r 为电动机实际转速的输出值。

跟踪器设计步骤:

(1) 定义跟踪误差 $z_1 = x_1 - x_d$,则 $\dot{z}_1 = x_2 - \dot{x}_d$,定义 Lyapunov 函数为

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (8)$$

定义 $x_2 = z_2 + \dot{x}_d - c_1 z_1$,其中 c_1 为正常数, z_2 为虚拟控制项, $z_2 = x_2 - \dot{x}_d + c_1 z_1$,则 $\dot{z}_1 = x_2 - \dot{x}_d = z_2 - c_1 z_1$,且 $\dot{V}_1 = z_1 \dot{z}_1 = z_1 z_2 - c_1 z_1^2$ 。设计积分切换函数:

$$\sigma = k_0 \int_0^t z_1(t) dt + k_1 z_1 + z_2 \quad (9)$$

式中: k_0, k_1 为大于零的常数。

由于 $\dot{z}_1 = z_2 - c_1 z_1$,则

$$\sigma = k_0 \int_0^t z_1(t) dt + k_1 z_1 + z_2 =$$

$$\begin{aligned} & k_0 \int_0^t z_1(t) dt + k_1 z_1 + \dot{z}_1 + c_1 z_1 = \\ & k_0 \int_0^t z_1(t) dt + (k_1 + c_1) z_1 + \dot{z}_1 \end{aligned}$$

式中: $k_1 + c_1$ 为大于零的常数。

(2) 设计 Lyapunov 函数:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} \sigma^2 \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + \sigma \dot{\sigma} = z_1 z_2 - c_1 z_1^2 + \sigma \dot{\sigma} = z_1 z_2 - c_1 z_1^2 + \\ & \sigma(k_0 z_1 + k_1 \dot{z}_1 + \dot{z}_2) = z_1 z_2 - c_1 z_1^2 + \sigma[k_0 z_1 + \\ & k_1(z_2 - c_1 z_1) + \dot{z}_2 - \ddot{x}_d + c_1 \dot{z}_1] = z_1 z_2 - \\ & c_1 z_1^2 + \sigma[k_0 z_1 + k_1(z_2 - c_1 z_1) + f(x) + \\ & \beta u + F(t) - \ddot{x}_d + c_1 \dot{z}_1] \end{aligned}$$

设计 Lyapunov 函数:

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2\gamma} \tilde{F}^2 \quad (11)$$

式中: $\tilde{F}$ 为估计误差,即估计值 $\hat{F}$ 与 F 之间的误差; γ 为正常数。

则

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \dot{V}_2 - \frac{1}{\gamma} \tilde{F} \dot{\tilde{F}} = z_1 z_2 - c_1 z_1^2 + \sigma[k_0 z_1 + k_1(z_2 - \\ & c_1 z_1) + f(x) + \beta u + F - \ddot{x}_d + c_1 \dot{z}_1] - \frac{1}{\gamma} \tilde{F} \dot{\tilde{F}} = \\ & z_1 z_2 - c_1 z_1^2 + \sigma[k_0 z_1 + k_1(z_2 - c_1 z_1) + f(x) + \\ & \beta u + \hat{F} - \ddot{x}_d + c_1 \dot{z}_1] - \frac{1}{\gamma} \tilde{F} (\dot{\hat{F}} + \gamma \sigma) \end{aligned} \quad (12)$$

设计控制律:

$$\begin{aligned} u &= \frac{1}{\beta} \{ -k_0 z_1 - k_1(z_2 - c_1 z_1) - f(x) - \hat{F} + \ddot{x}_d - \\ & c_1 \dot{z}_1 + \eta[\sigma + h \operatorname{sgn}(\sigma)] \} \end{aligned} \quad (13)$$

式中: η 为保证系统运动达到滑模面的切换增益; h 为趋近律参数。

设置 η 的目的是为了消除系统不确定性的影响。 η 设置得过大 会使系统的抖振过大,设置得过小则达不到抗干扰的效果,所以本文在 2.2 节提出了设置模糊切换增益的方法。

自适应律为

$$\dot{\hat{F}} = -\gamma \sigma \quad (14)$$

将式(13)和式(14)代入式(12),得 $\dot{V}_3 = z_1 z_2 -$

$$c_1 z_1^2 - h \sigma^2 - h \beta |\sigma|。取 Q = \begin{bmatrix} c_1 + h k_1^2 & h k_1 - \frac{1}{2} \\ h k_1 - \frac{1}{2} & h \end{bmatrix},$$

可得

$$\begin{aligned} Z^T Q Z &= \begin{bmatrix} z_1 & z_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 + h k_1^2 & h k_1 - \frac{1}{2} \\ h k_1 - \frac{1}{2} & h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 & z_2 \end{bmatrix}^T = \\ &= c_1 z_1^2 - z_1 z_2 + h k_1^2 z_1^2 + 2 h k_1 z_1 z_2 + h z_2^2 = \\ &= c_1 z_1^2 - z_1 z_2 + h \sigma^2 \end{aligned} \tag{15}$$

保证 Q 为正定的条件为 $\dot{V}_3 = -Z^T Q Z - h\beta|\sigma| < 0, |Q| = h(c_1 + k_1) - \frac{1}{4}$ 。通过选取 h, c_1, k_1 的值,即可保证 $|Q|$ 为大于零的数,从而保证 Q 为正定的。

2.2 模糊控制器

滑模控制律可表示为 $u = u_{eq} + u_{sw}$,其中 u_{eq} 表示等效控制, u_{sw} 表示切换控制。为了获得更好的控制效果,提高控制精度,减小滑模控制过程中的抖振,切换控制律中的切换增益的选取很重要。但由于干扰是未知量,很难确定,在实际应用中往往是根据设计者的经验来设定切换增益,这样设计出来的控制器就比较保守。如果切换增益选得太大,会产生很大的抖振;如果切换增益选得过小,则会造成系统不稳定。

分析系统相平面($e, \dot{e}$)可得,系统运动点到滑模面的距离为 $s(x)/\sqrt{1+k_1^2}$,对其求导可得点靠近滑模面的速度,系统的相点通过滑模面速度 $\dot{s}$ 直接影响系统的抖振程度。因此,在相点接近滑模面时要尽量减小通过速度,当相点离滑模面较远时,应尽量增大切换控制律的切换增益,这样可以保证系统的鲁棒性和可达性^[6]。根据以上分析,选择 $s, \dot{s}$ 作为模糊控制系统的输入,输入论域为 $[-15 \ 15]$,输出量 $\Delta\eta$ 的论域为 $[-1.5 \ 1.5]$,语言变量取{NB, NM, NS, ZE, PS, PM, PB}。模糊输入及模糊输出的隶属度函数分别如图 2、图 3 所示。

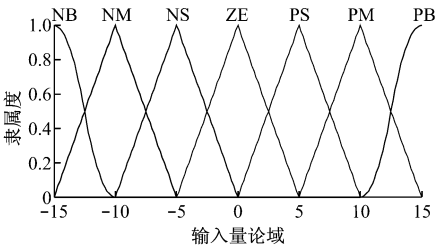


图 2 模糊输入的隶属度函数

进行模糊推理时,采用 2 个输入、1 个输出的二维模糊控制器结构。模糊控制设计规则:① 保证滑模存在且到达条件成立;② 在相点离滑模面较远时,取较大的切换控制幅值;而在相点距滑模面较近时,取较小的切换控制幅值,以尽量减小相轨迹穿越

滑模面 $s=0$ 的速度。

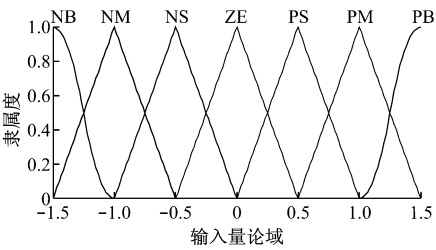


图 3 模糊输出的隶属度函数

去模糊化时采用重心法,以隶属度为加权系数求出加权平均值,并以此作为控制输出的精确量。采用积分法对 $\hat{\eta}(t)$ 的上界进行估计:

$$\hat{\eta}(t) = G \int_0^t \Delta\eta dt \tag{16}$$

式中: G 为比例系数,是正常数。

控制律最终可表示为

$$\begin{aligned} u &= \frac{1}{\beta} \{ -k_0 z_1 - k_1 (z_2 - c_1 z_1) - f(x) - \hat{F} + \\ &\quad \ddot{x}_d - c_1 \dot{z}_1 + \hat{\eta}(t) [\sigma + h \operatorname{sgn}(\sigma)] \} \end{aligned} \tag{17}$$

2.3 趋近律优化

为了获得更好的调节特性,重新设计趋近律。研究表明,通过调整趋近律的参数 h ,会导致滑动模态到达滑模面过程的动态品质与高频抖振之间的矛盾。通过研究,结合幂次趋近律得出新的趋近律 $\dot{\sigma} = -\sigma^2 |\sigma| \operatorname{sgn}(\sigma) - h\sigma$,其中 $\sigma^2 |\sigma|$ 起平滑作用, $h\sigma$ 保证了趋近速度。新的控制律可表示为

$$\begin{aligned} u &= \frac{1}{\beta} \{ -k_0 z_1 - k_1 (z_2 - c_1 z_1) - f(x) - \hat{F} + \ddot{x}_d - \\ &\quad c_1 \dot{z}_1 + \hat{\eta}(t) [-\sigma^2 |\sigma| \operatorname{sgn}(\sigma) - h\sigma] \} \end{aligned} \tag{18}$$

3 仿真研究

为了验证积分反演模糊滑模控制方法的有效性,在 Matlab/Simulink 平台搭建 BLDCM 调速系统进行仿真。系统参数设置: $J=0.000 \ 3 \text{ kg} \cdot \text{m}^2, B=0.000 \ 1, K_T=0.93 \text{ N} \cdot \text{m/A}, L=0.006, k_e=0.95 \text{ V}/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$,定子绕组电阻值 $R=2.3 \ \Omega$ 。转速误差变化如图 4 所示,其中误差即设定转速与实际转速的差值。相轨迹如图 5 所示,其中纵坐标表示误差对时间的导数。可以看出,积分反演模糊滑模控制方法调节速度很快。

积分反演自适应模糊滑模控制与普通 PID 控制的速度控制曲线如图 6 所示。从图 6 可以看出,采用积分反演自适应模糊滑模控制时电动机启动更快,在突加 10 N 负载时,能很快地回复到原来的转速,而且几乎没有静差。

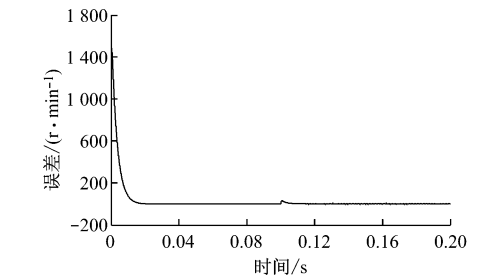


图 4 转速误差变化曲线

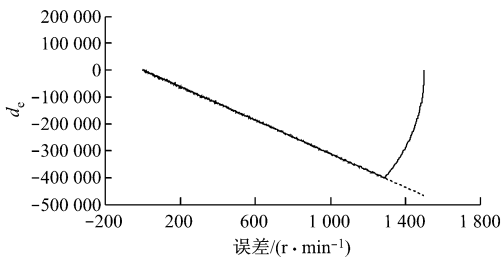


图 5 相轨迹

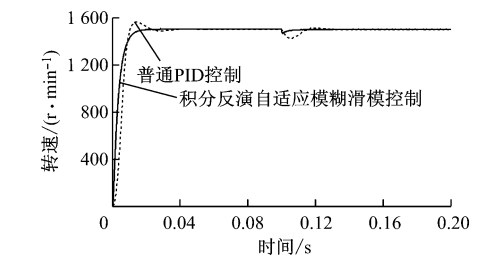


图 6 积分反演自适应模糊滑模控制与普通 PID 控制的速度控制曲线

积分反演自适应模糊滑模控制与普通滑模控制的速度控制曲线如图 7 所示。从图 7 可以看出,采用普通滑模控制时,曲线虽然没有超调,但是调节时间明显要慢,而且在加入负载后不能完全地回到原来设定的转速,存在一定的静差,而积分反演自适应模糊滑模控制则几乎没有静差,调节时间也比普通滑模控制快很多。

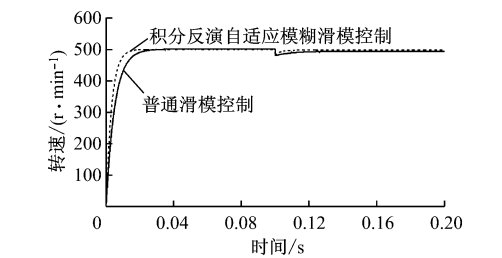


图 7 积分反演自适应模糊滑模控制与普通滑模控制的速度控制曲线

积分反演自适应模糊滑模控制与普通 PID 控制的转矩变化曲线如图 8 所示。从图 8 可以看出,采用积分反演自适应模糊滑模控制时的转矩更小。

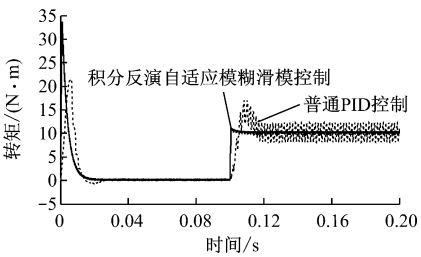


图 8 积分反演自适应模糊滑模控制与普通 PID 控制的转矩变化曲线

积分反演自适应模糊滑模控制与普通 PID 控制的电流变化曲线如图 9 所示。从图 9 可以看出,采用积分反演自适应模糊滑模控制时,定子电流更加平稳,而且在加入负载后定子电流很快达到预定值并且保持平稳,这就很大程度地降低了电动机的转矩抖动。

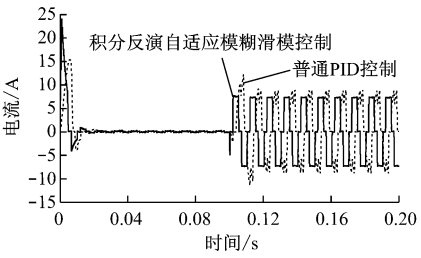


图 9 积分反演自适应模糊滑模控制与普通 PID 控制的电流变化曲线

不同控制策略的性能对比见表 2。从表 2 可以看出,积分反演自适应模糊滑模控制在控制 BLDCM 时有很大的优势,具有实际应用价值。

表 2 不同控制策略性能对比

控制策略	调节速度	超调量	抗扰能力	静差	转矩波动
积分反演模糊滑模控制	快	无	强	无	微小
普通滑模控制	较快	无	强	很小	微小
普通 PID 控制	慢	有	较强	无	较明显

4 结语

基于滑模变结构控制理论并结合反演控制、积分滑模和模糊控制等方法,设计了 BLDCM 积分反演自适应模糊滑模控制器。该控制器具有抗扰能力强、控制精度高、响应速度快等优点。仿真结果表明,该控制器用于对快速性要求很高的运动控制场合,是很有效的,且其继承了传统控制策略的优点,对系统参数变化和外界扰动表现出很强的鲁棒性,在电动机运动控制领域具有广阔的发展前景。

参考文献:

[1] 陈志梅,张井岗,曾建湖. 交流伺服系统的积分模糊滑模控制[J]. 电机与控制学报,1999,3(1):38-41.

[2] 骆再飞,吴文昌. 动态积分滑模控制及其在交流伺服系统中的应用[J]. 机电工程,2006,23(7):1-4.

[3] 高航,蒋东芳,蒋晶. 直流电动机的优化滑模变结构控制[J]. 计算机仿真,2009,26(8):341-344.

[4] 夏长亮. 无刷直流电机控制系统[M]. 北京:科学出版社,2009.

[5] 安树. 反演滑模控制在 BLDCM 伺服系统中的应用[J]. 机械工程与自动化,2008(6):161-163.

[6] 郭亚军,马大为,王晓锋,等. 反演控制在交流位置伺服系统中的应用[J]. 机床与液压,2011,39(1):74-76.

[7] 李运德,张森. 无刷直流电机的指数趋近律滑模变结构控制[J]. 电机与控制应用,2011,38(3):32-35.

[8] 刘金琨. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真[M]. 2 版. 北京:清华大学出版社,2012:339-342.

[9] GLUMINEAU A, HAMY M, LANIER C, *et al.* Robust control of a brushless servo motor via sliding mode techniques [J]. International Journal of Control,1993,58(5): 979-990.

[10] 李智,刘锡成. BLDCM 位置伺服系统的模糊滑模控制[J]. 航空计算技术,2005,35(2):105-107.

[11] 霍龙,乐贵高,胡健. 交流位置伺服系统反演滑模并行复合控制[J]. 机床与液压,2012,40(11):85-87.

[12] 赵士勉,岳继光,韩生廉. 直流无刷电机的模糊滑模变结构控制[J]. 机电工程技术,2004,33(9):60-61.