

文章编号 1004-924X(2017)05-1229-13

基于扰动观测器的永磁同步电机 电流环自适应滑模控制

刘 京^{1,2}, 李洪文¹, 邓永停^{1*}

(1. 中国科学院 长春光学精密机械与物理研究所, 吉林 长春 130033;

2. 中国科学院大学, 北京 100039)

摘要:针对扰动对永磁同步电机转速伺服系统性能的影响,提出了基于扰动观测器的电流环自适应滑模控制方法。设计了自适应律在线估计系统的内部参数摄动以补偿模型不确定性扰动。同时,设计了滑模扰动观测器实时估计系统外部负载扰动,并将观测值前馈补偿到电流环自适应滑模控制器,在提高系统鲁棒性的同时降低滑模控制系统的抖振。实验结果显示,采用基于扰动观测器的电流环自适应滑模控制方法,系统可快速、准确、无超调地跟踪 900 r/min 的速度指令,调节时间为 0.08 s,稳态误差为 ± 5 r/min。加入 0.6 N·m 的负载扰动,该控制方法的最大转速波动为 21 r/min,比 PI 控制方法的转速波动减小了 3.4%。仿真和实验结果表明,基于扰动观测器的电流环自适应控制方法提高了永磁同步电机转速伺服系统的鲁棒性和动态响应性能,同时可有效抑制滑模控制系统的抖振。

关键词:永磁同步电机;自适应滑模控制;扰动观测器;电流控制

中图分类号:TM351;TP273 **文献标识码:**A **doi:**10.3788/OPE.20172505.1229

Current adaptive sliding mode control based on disturbance observer for permanent magnet synchronous motor

LIU Jing^{1,2}, LI Hong-wen¹, DENG Yong-ting^{1*}

(1. *Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics,
Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China;*

2. *University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)*

* *Corresponding author, E-mail: dyt0612@163.com*

Abstract: A current adaptive sliding mode control method based on a disturbance observer was proposed in consideration of the influence of disturbance on the performance of speed servo system in a Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM). An adaptive law was derived to estimate the internal parameter variations and to compensate the disturbance of the model uncertainty. Then, a Sliding Mode Disturbance Observer (SDOB) was designed to estimate the external load disturbance in real time. The estimated values were designed as a feed-forward to compensate the current adaptive sliding mode controller and to further increase the resist-disturbance capacity of the system. The experimental results demonstrate that the system based on the current adaptive sliding mode control

收稿日期:2016-06-23;修订日期:2016-08-21.

基金项目:国家自然科学基金青年基金资助项目(No. 11603024)

and disturbance observer could track the speed command of 900 r/min rapidly and accurately without overshoot, the regulation time is 0.08 s, and the steady-state accuracy is ± 5 r/min. When a $0.6 \text{ N} \cdot \text{m}$ load torque disturbance is added, the method based on current adaptive sliding mode control and disturbance observer gives a maximum speed fluctuation of 21 r/min. As compared with PI control, the speed fluctuation is reduced by 3.4%. The simulation and experimental results indicate that the proposed control method improves the dynamic response and robust performance of the speed servo system and alleviate the chattering of sliding mode control system effectively.

Key words: Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM); adaptive sliding mode control; disturbance observer; current control

1 引言

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)具有转动惯量比高、功率密度高、可靠性高、调速范围宽等优点^[1],近年来在机器人、高精度数控机床、光电转台、航空航天等不同的领域得到了广泛的应用。PMSM 是一个多变量,非线性,强耦合系统,对于系统扰动非常敏感,通常采用磁场定向控制方法(Field Orientation Control, FOC)来实现 d - q 轴解耦控制,以便使其获得与直流电机相似的转矩控制性能。因此,PMSM 电流环控制性能直接影响系统的控制性能。

传统的 PMSM 转速伺服系统多应用 PI 控制方法,该方法在一定程度上能够满足控制要求。但是 PI 控制要求有系统准确的数学模型,当系统出现较大的外界扰动或电机内部参数摄动时,很难进行及时有效的抑制,无法获得理想的高精度控制性能。近年来,国内外研究人员对 PMSM 的应用进行了大量的研究,提出了很多先进的控制策略,包括模型参考自适应控制^[2-3]、模糊控制^[4-5]、神经网络控制^[6]、预测控制^[7-8]、滑模控制^[9-17]等。其中,滑模控制(Sliding Mode Control, SMC)以其响应快速,强鲁棒,对系统模型精度要求不高,物理实现简单等优点而成为研究热点^[9]。实际应用研究显示,滑模控制过程中系统状态轨迹到达滑模面后,难以严格地沿着滑模面向平衡点滑动,而是在滑模面两侧来回穿越,不可避免会出现抖振现象。因此,抖振现象的抑制是滑模控制方法应用的研究关键。由于抖振现

象是系统状态轨迹对滑模面的趋近结果不理想而导致的,而趋近律方法与趋近过程直接相关,因此,合理地设计趋近律可以有效抑制滑模抖振。文献[9-12]设计控制律时采用新型的趋近律,不仅提高了系统响应速度,并且有效降低了滑模抖振。

当滑模控制系统存在扰动时,控制增益必须随着扰动值的增大而增大才能满足滑模面存在性和可达性条件,有效抑制扰动。但是,系统扰动的上界值一般难以确定,同时大的控制增益往往会激发系统高频抖振,严重影响系统的控制性能。扰动观测器(Disturbance Observer, DOB)的提出,很好地解决了这一问题。文献[13]设计了基于扩张状态观测器的滑模控制,很好地抑制了各种非线性因素的影响,有效地减小了滑模控制系统抖振。文献[14]设计了卡尔曼滤波器估计系统扰动,对速度控制器的输出端进行补偿,减小了转速波动,提高了系统鲁棒性。文献[15]将滑模控制和自适应控制相结合构成自适应滑模控制(Adaptive Sliding Mode Control, ASMC),较好地解决了参数摄动引起的扰动,具有快速的动态响应和较高的稳态精度。近年来,滑模扰动观测器在永磁同步电机控制系统的扰动观测补偿方面表现出良好的应用性能。文献[10]设计了滑模观测器对系统扰动转矩进行估计,并对电流控制器进行补偿,获得了良好鲁棒性,同时有效地抑制了系统抖振。文献[9,16-17]利用滑模观测器对系统外部负载扰动进行实时观测,并对速度控制器做前馈补偿,有效提高了系统的动态响应速度以及抗扰动性能。

基于上述问题,本文设计了基于扰动观测器的电流环自适应滑模控制方法(ASMC+DOB)。考虑PMSM存在内部参数摄动和外部负载扰动,设计了自适应律来估计参数摄动导致的模型不确定性扰动。利用滑模扰动观测器对系统的外部负载扰动进行实时观测,并将观测值前馈补偿到电流环滑模控制器,在提高永磁同步电机电流环控制鲁棒性的同时,有效地减小了滑模控制的切换增益,抑制了滑模抖振现象。

2 永磁同步电机的数学模型

为了简化分析,在建立PMSM数学模型时,做如下假设:(1)忽略电机定子铁心饱和,认为磁路是线性的,电感参数不变;(2)不计铁心涡流和磁滞损耗;(3)转子永磁材料的电导率为零;(4)转子上没有阻尼绕组;(5)电机定子中的电流为三相对称正弦波形。基于上述假设,建立了PMSM在 d - q 轴坐标系下的数学模型。

电压方程为:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{u_d}{L_d} + p\omega i_q \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}i_q + \frac{u_q}{L_q} - p\omega i_d - \frac{p\omega\varphi_f}{L_q} \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d, u_q 分别为 d - q 轴定子电压; i_d, i_q 分别为

$$\begin{cases} (L_{s0} + \Delta L_s)i_q + (R_{s0} + \Delta R_s)i_q = u_q - p\omega(L_{s0} + \Delta L_s)i_d - p\omega(\varphi_{f0} + \Delta\varphi_f) \\ (L_{s0} + \Delta L_s)i_d + (R_{s0} + \Delta R_s)i_d = u_d + p\omega(L_{s0} + \Delta L_s)i_q \end{cases} \quad (5)$$

参数摄动导致系统模型存在不确定性。假设以上参数摄动有界,即 $|\Delta R_s| \leq b_1, |\Delta L_s| \leq b_2, |\Delta\varphi_f| \leq b_3$ 。

q 轴控制电压模型不确定性可表示为:

$$f_q = b_2 |i_q| + b_2 |p\omega| |i_d| + b_1 |i_q| + b_3 |p\omega| \quad (6)$$

d 轴控制电压模型不确定性可表示为:

$$f_d = b_2 |i_d| + b_2 |p\omega| |i_q| + b_1 |i_q| \quad (7)$$

可得:

$$\begin{cases} u_q = R_{s0}i_q + L_{s0}\dot{i}_q + p\omega L_{s0}i_d + p\omega\varphi_{f0} + f_q \\ u_d = R_{s0}i_d + L_{s0}\dot{i}_d - p\omega L_{s0}i_q + f_d \end{cases} \quad (8)$$

3.2 自适应滑模控制器设计

定义电流跟踪误差:

d - q 轴电流; R_s 为定子电阻; L_d, L_q 分别为 d - q 轴电感; φ_f 为永磁体励磁磁链; ω 为机械角速度; p 为磁极对数。

转矩方程为:

$$T_e = 1.5p[\varphi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q],$$

式中: T_e 为电磁转矩。对于表面式永磁同步电机 $L_d = L_q = L_s$,所以转矩方程可简化为:

$$T_e = 1.5p\varphi_f i_q = K_t \cdot i_q \quad (2)$$

运动方程为:

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_L - B\omega, \quad (3)$$

式中: T_L 为负载转矩; J 为转动惯量; B 为黏滞摩擦系数。

3 电流环自适应滑模控制器设计

3.1 电流控制模型

电流环的主要作用是实现快速的动态响应,保持电流在动态响应过程中不出现过度超调^[10]。

考虑系统参数摄动,做如下定义:

$$\begin{cases} R_s = R_{s0} + \Delta R_s \\ L_s = L_{s0} + \Delta L_s \\ \varphi_f = \varphi_{f0} + \Delta\varphi_f \end{cases} \quad (4)$$

式中: $R_{s0}, L_{s0}, \varphi_{f0}$ 为参数额定值, $\Delta R_s, \Delta L_s, \Delta\varphi_f$ 分别表示 R_s, L_s, φ_f 的参数摄动。可得:

$$\begin{cases} e_q = i_{qref} - i_q \\ e_d = i_{dref} - i_d \end{cases} \quad (9)$$

式中: i_{dref} 和 i_{qref} 是 d - q 轴电流给定值。

选取电流跟踪误差 e_q 和 e_d 为状态变量, u_q 和 u_d 为控制输入,可得电流环状态空间方程:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_q \\ \dot{e}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & A_2 \\ A_3 & A_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_q \\ e_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 & 0 \\ 0 & B_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_q \\ u_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中: $A_1 = -R_{s0}/L_{s0}, A_2 = -p\omega, A_3 = p\omega, A_4 = -R_{s0}/L_{s0}, B_1 = -1/L_{s0}, B_2 = -1/L_{s0}, C_1 = E_1 + f_q/L_{s0}, C_2 = E_2 + f_d/L_{s0}, E_1 = R_{s0}/L_{s0} i_{qref} + p\omega\varphi_{f0}/L_{s0}, E_2 = -p\omega i_{qref}, E_1$ 和 E_2 看作扰动项。

定义如下积分型滑模面:

$$\begin{bmatrix} s_q \\ s_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_q + c_1 \int_0^t e_q d\tau \\ e_d + c_2 \int_0^t e_d d\tau \end{bmatrix}, \quad (11)$$

式中: $c_1 > 0, c_2 > 0$ 为积分系数。积分型滑模面可以避免微分作用引入噪声,提高系统的稳定性^[18]。

当系统状态轨迹到达滑模面时,可得:

$$\begin{cases} s_q = 0, \dot{s}_q = 0 \\ s_d = 0, \dot{s}_d = 0 \end{cases} \quad (12)$$

由式(12)可得:

$$\begin{cases} \dot{e}_q + c_1 e_q = 0 \\ \dot{e}_d + c_2 e_d = 0 \end{cases} \quad (13)$$

由上式可看出 c_1, c_2 值的大小决定了跟踪误差 e_q, e_d 趋近于 0 的速度。

$$\begin{cases} \dot{s}_q = -g_q \text{sign}(s_q) = -(k_q \eta(x_q) + k_{kq} |s_q|^{\alpha_1}) \text{sign}(s_q) \\ \dot{s}_d = -g_d \text{sign}(s_d) = -(k_d \eta(x_d) + k_{kd} |s_d|^{\alpha_2}) \text{sign}(s_d) \end{cases}, \quad (15)$$

式中: $x_q = e_q, x_d = e_d, k_q > 0, k_d > 0, k_{kq} > 0, k_{kd} > 0, 1 < \alpha_1 < 2, 1 < \alpha_2 < 2$ 。

$\eta(x)$ 为可变量,表示如下:

$$\eta(x) = \frac{|x|}{|x| + \delta}, \quad (16)$$

式中 δ 为可变量系数。 $\eta(x)$ 在系统状态轨迹趋近并到达滑模切换面的过程中,逐渐减小并趋近于零,保证了在滑模面边界层 δ 内,可变切换增益 $k_q \eta(x_q)$ 和 $k_d \eta(x_d)$ 一直小于原始切换增益 k_q 和 k_d ,因此可以减小系统抖振。

$k_{kq} |s_q|^{\alpha_1}, k_{kd} |s_d|^{\alpha_2}$ 两项的加入,保证了在 $|s_q|$ 和 $|s_d|$ 较大的情况下,系统有更好的动态响应性能。

结合式(10)、式(14)、式(15),可得电流环控制律:

$$\begin{cases} u_q^* = L_{\sigma} \left[\left(c_1 - \frac{R_{\sigma}}{L_{\sigma}} \right) e_q - p\omega e_d + \frac{f_q}{L_{\sigma}} + g_q \text{sign}(s_q) \right] \\ u_d^* = L_{\sigma} \left[\left(c_2 - \frac{R_{\sigma}}{L_{\sigma}} \right) e_d + p\omega e_q + \frac{f_d}{L_{\sigma}} + g_d \text{sign}(s_d) \right] \end{cases} \quad (17)$$

在实际的控制系统中,参数摄动是不可测量的。因此采用自适应算法,在线实时估计内部参数摄动导致的模型不确定性扰动。

$$\dot{V}_q = s_q \dot{s}_q + \beta_1 \tilde{f}_q \dot{\tilde{f}}_q = s_q \left[\left(c_1 - \frac{R_{\sigma}}{L_{\sigma}} \right) e_q - \frac{u_q^*}{L_{\sigma}} - p\omega e_d + E_1 + \frac{f_q}{L_{\sigma}} \right] + \beta_1 (\hat{f}_q - f_q) \dot{\tilde{f}}_q, \quad (21)$$

$$\dot{V}_d = s_d \dot{s}_d + \beta_2 \tilde{f}_d \dot{\tilde{f}}_d = s_d \left[\left(c_2 - \frac{R_{\sigma}}{L_{\sigma}} \right) e_d - \frac{u_d^*}{L_{\sigma}} + p\omega e_q + E_2 + \frac{f_d}{L_{\sigma}} \right] + \beta_2 (\hat{f}_d - f_d) \dot{\tilde{f}}_d. \quad (22)$$

对 s 求导,可得:

$$\begin{bmatrix} \dot{s}_q \\ \dot{s}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{e}_q + c_1 e_q \\ \dot{e}_d + c_2 e_d \end{bmatrix}. \quad (14)$$

在滑模控制系统中,系统的运动分为趋近运动和滑模运动两个阶段。第一阶段系统从任意初始状态趋向滑模切换面,直到到达滑模切换面,即 $s \rightarrow 0$ 的过程。第二阶段系统在控制律的作用下保持滑模运动。滑模可达性条件仅保证由状态空间任意位置运动点在有限时间内到达滑模切换面的要求,而对于趋近运动的具体轨迹未做任何限制。采用趋近律的方法可以改善趋近运动的动态品质,有效提高系统的动态响应性能。

设计如下趋近律:

设计如下自适应律:

$$\begin{cases} \dot{\hat{f}}_q = \frac{1}{\beta_1} s_q \\ \dot{\hat{f}}_d = \frac{1}{\beta_2} s_d \end{cases}, \quad (18)$$

式中 $\beta_1 > 0, \beta_2 > 0$ 是自适应估计增益,决定自适应估计速度。

得到电流环控制律:

$$\begin{cases} u_q^* = L_{\sigma} \left[\left(c_1 - \frac{R_{\sigma}}{L_{\sigma}} \right) e_q - p\omega e_d + \frac{\hat{f}_q}{L_{\sigma}} + g_q \text{sign}(s_q) \right] \\ u_d^* = L_{\sigma} \left[\left(c_2 - \frac{R_{\sigma}}{L_{\sigma}} \right) e_d + p\omega e_q + \frac{\hat{f}_d}{L_{\sigma}} + g_d \text{sign}(s_d) \right] \end{cases}, \quad (19)$$

式中 \hat{f}_q 和 \hat{f}_d 分别是 f_q 和 f_d 的自适应估计值。估计误差 $\tilde{f}_q = \hat{f}_q - f_q, \tilde{f}_d = \hat{f}_d - f_d$ 。

定义 Lyapunov 函数为:

$$\begin{cases} V_q = \frac{1}{2} s_q^2 + \frac{1}{2} \beta_1 \tilde{f}_q^2 \\ V_d = \frac{1}{2} s_d^2 + \frac{1}{2} \beta_2 \tilde{f}_d^2 \end{cases}. \quad (20)$$

在电流环每个采样周期内, f_q, f_d 的变化率趋近于零,即 $\dot{f}_q = 0, \dot{f}_d = 0$ 。

由式(20)可得:

由式(19),可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_q &= s_q(f_q - \hat{f}_q + E_1 - g_q \text{sign}(s_q)) + \beta_1(\hat{f}_q - f_q)\dot{\hat{f}}_q = \\ &-s_q\tilde{f}_q + s_q(E_1 - g_q \text{sign}(s_q)) + \beta_1\dot{\hat{f}}_q\tilde{f}_q = s_q(E_1 - g_q \text{sign}(s_q)), \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_d &= s_d(f_d - \hat{f}_d + E_2 - g_d \text{sign}(s_d)) + \beta_2(\hat{f}_d - f_d)\dot{\hat{f}}_d = \\ &-s_d\tilde{f}_d + s_d(E_2 - g_d \text{sign}(s_d)) + \beta_2\dot{\hat{f}}_d\tilde{f}_d = s_d(E_2 - g_d \text{sign}(s_d)). \end{aligned} \quad (24)$$

基于 Lyapunov 稳定性理论,滑模面存在和可达的条件为:

$$\dot{V} < 0, \quad (25)$$

结合式(23)、式(24)、式(25)可得:

$$g_q > |E_1|, g_d > |E_2|. \quad (26)$$

式(26)表明滑模控制切换增益必须随着扰动值的增大而增大。然而大的切换增益会导致系统抖振加剧,无法获得较好的控制性能。

4 扰动观测器设计

4.1 滑模扰动观测器设计

为了进一步提高系统的抗扰动性能,设计了滑模扰动观测器,结构框图如图1所示。

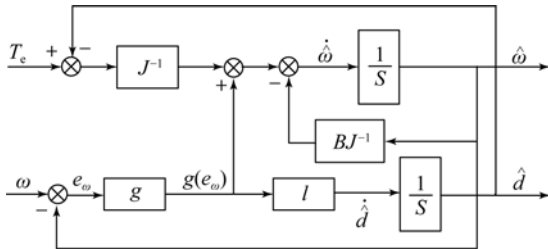


图1 滑模扰动观测器结构框图

Fig. 1 Structural diagram of sliding mode disturbance observer

由式(2)、式(3)可得:

$$\dot{\omega} = \frac{K_t}{J}i_q - \frac{1}{J}T_L - \frac{B}{J}\omega, \quad (27)$$

由式(27)可得:

$$\dot{\omega} = \frac{K_t}{J}i_q - \frac{1}{J}d(t) - \frac{B}{J}\omega, \quad (28)$$

式中 $d(t)$ 代表外部负载扰动。

在实际的 PMSM 控制系统中,与其他系统状态信号相比,负载扰动转矩在速度环采样周期内变化缓慢,其一阶导数为零。可得:

$$\dot{d}(t) = 0, \quad (29)$$

将机械角速度 ω 和外部负载扰动 $d(t)$ 作为

状态变量,电磁转矩 T_e 作为系统输入,机械角速度 ω 作为系统输出,增广状态空间方程为:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\omega} \\ \dot{d} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -B/J & -1/J \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega \\ d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/J \\ 0 \end{bmatrix} T_e, \\ y &= [1 \quad 0] \begin{bmatrix} \omega \\ d \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (30)$$

将机械角速度 ω 和外部负载扰动 $d(t)$ 作为观测对象,由式(30)可得滑模观测器方程:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\hat{\omega}} \\ \dot{\hat{d}} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -B/J & -1/J \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\omega} \\ \hat{d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/J \\ 0 \end{bmatrix} T_e + \begin{bmatrix} 1 \\ l \end{bmatrix} g(e_\omega), \end{aligned} \quad (31)$$

式中: l 是观测器增益, $g(e_\omega)$ 表示对应于速度观测误差 $e_\omega = \omega - \hat{\omega}$ 的滑模控制律。

由式(30)、式(31)可得扰动观测器的误差方程:

$$\begin{cases} \dot{e}_\omega = -\frac{B}{J}e_\omega - \frac{1}{J}e_T - g(e_\omega), \\ \dot{e}_T = -l \cdot g(e_\omega) \end{cases}, \quad (32)$$

式中: $e_\omega = \omega - \hat{\omega}$ 为速度观测误差, $e_T = d - \hat{d}$ 为负载扰动转矩观测误差。

选取滑模面:

$$s_\omega = e_\omega + c_\omega \int_0^t e_\omega d\tau. \quad (33)$$

设计趋近律:

$$\dot{s}_\omega = \dot{e}_\omega + c_\omega e_\omega = -\epsilon_\omega \cdot \eta(|x_\omega|) \cdot \text{sign}(s_\omega), \quad (34)$$

式中: ϵ_ω 为切换增益, $x_\omega = e_\omega$, 可变量 $\eta(|x_\omega|)$ 用来抑制系统抖振。

结合式(32)、式(34),同时将 $-\frac{e_T}{J}$ 项作为扰动项,可得滑模扰动观测器的控制律:

$$g(e_\omega) = \left[c_\omega - \frac{B}{J} \right] \cdot e_\omega + \epsilon_\omega \eta(x_\omega) \text{sign}(s_\omega). \quad (35)$$

在控制律的作用下,系统状态轨迹可在有限时间内到达并停留在滑模面上,可得:

$$s_\omega = \dot{s}_\omega = 0, \quad (36)$$

$$e_\omega = \dot{e}_\omega = 0. \quad (37)$$

结合式(32)和式(37)可得:

$$\begin{cases} e_T = -J \cdot g(e_\omega) \\ \dot{e}_T = -l \cdot g(e_\omega) \end{cases} \quad (38)$$

由式(38)可得:

$$e_T = c_T \cdot e^{\frac{l}{J} \cdot t}, \quad (39)$$

式中 c_T 是一个常数。为了保证负载扰动转矩观测误差 e_T 能够趋近于零,参数 l 必须满足:

$$l < 0. \quad (40)$$

负载扰动转矩观测误差趋近于零的速度直接取决于 l 值大小。

定义 Lyapunov 函数为:

$$V = \frac{1}{2} s_\omega^2. \quad (41)$$

结合式(25)、式(35)可得:

$$\begin{cases} u_{q1}^* = L_{s0} \left[\left(c_1 - \frac{R_{s0}}{L_{s0}} \right) e_q - p\omega e_d + \frac{\hat{f}_q}{L_{s0}} + g_q \text{sign}(s_q) + k_{cq} \hat{d} \right] \\ u_{d1}^* = L_{s0} \left[\left(c_2 - \frac{R_{s0}}{L_{s0}} \right) e_d + p\omega e_q + \frac{\hat{f}_d}{L_{s0}} + g_d \text{sign}(s_d) + k_{cd} \hat{d} \right] \end{cases}, \quad (44)$$

式中: k_{cq} 、 k_{cd} 为补偿系数。在 PMSM 正常正转运行过程中 $i_q > 0$, i_d 接近于 0。 $k_{cq} \hat{d}$ 、 $k_{cd} \hat{d}$ 分别对式(8)电压方程中的 $p\omega i_d + p\omega \varphi_{p0} / L_{s0}$ 和 $-p\omega i_q$ 两项

$$\dot{V}_q = s_q \left[\left(c_1 - \frac{R_{s0}}{L_{s0}} \right) e_q - \frac{u_{q1}^*}{L_{s0}} - p\omega e_d + E_1 + \frac{f_q}{L_{s0}} \right] + \beta_1 (\hat{f}_q - f_q) \dot{\hat{f}}_q < 0, \quad (45)$$

$$\dot{V}_d = s_d \left[\left(c_2 - \frac{R_{s0}}{L_{s0}} \right) e_d - \frac{u_{d1}^*}{L_{s0}} + p\omega e_q + E_2 + \frac{f_d}{L_{s0}} \right] + \beta_2 (\hat{f}_d - f_d) \dot{\hat{f}}_d < 0. \quad (46)$$

结合式(44),可得:

$$\dot{V}_q = -s_q \tilde{f}_q + s_q (E_1 - k_{cq} \hat{d} - g_q \text{sign}(s_q)) + \beta_1 \dot{\hat{f}}_q \tilde{f}_q = s_q (E_1 - k_{cq} \hat{d} - g_q \text{sign}(s_q)) < 0, \quad (47)$$

$$\dot{V}_d = -s_d \tilde{f}_d + s_d (E_2 - k_{cd} \hat{d} - g_d \text{sign}(s_d)) + \beta_2 \dot{\hat{f}}_d \tilde{f}_d = s_d (E_2 - k_{cd} \hat{d} - g_d \text{sign}(s_d)) < 0. \quad (48)$$

由式(47)、式(48)可得:

$$g_q > |E_1 - k_{cq} \hat{d}|, g_d > |E_2 - k_{cd} \hat{d}|. \quad (49)$$

由式(44)、(49)可以看出,滑模扰动观测器对系统外部负载扰动进行观测并作前馈补偿。当系统出现扰动时,控制器能及时响应负载转矩变化,无需较大的切换控制增益便可满足滑模面存在和可达条件,在提高系统的鲁棒性的同时,可有效降低系统抖振。

5 仿真和实验分析

为了验证 ASMC+DOB 控制方法的有效性,进行了仿真和实验研究。选用 PMSM 为和利时公司的 60CB020C,参数如表 1 所示。使用

$$\begin{aligned} \dot{V} = s_\omega \cdot \dot{s}_\omega = s_\omega \left[-\frac{B}{J} e_\omega - \frac{1}{J} e_T - g(e_\omega) + c_\omega e_\omega \right] = \\ s_\omega \left[-\frac{1}{J} e_T - \epsilon_\omega \eta(x_\omega) \text{sign}(s_\omega) \right] < 0. \quad (42) \end{aligned}$$

由(42)可得:

$$\epsilon_\omega > \frac{1}{J} |e_T|. \quad (43)$$

切换增益 ϵ_ω 满足式(43),则采用该控制律的滑模扰动观测器是稳定的,并且任何观测误差可在有限时间内趋近于零。

4.2 外部负载扰动补偿

外部负载扰动的观测值 \hat{d} 在电流控制器的输出端对扰动进行补偿。根据式(19),可得电流环自适应滑模控制律:

进行补偿。可得 $k_{cq} > 0$, $k_{cd} < 0$ 。

基于 Lyapunov 稳定性理论,结合式(20)系统的 Lyapunov 函数,结合式(21)、式(22)可得:

MATLAB/Simulink 建立控制系统模型并进行仿真,搭建了基于数字信号处理器(DSP)和现场可编程门阵列(FPGA)的硬件平台进行实验。基于 ASMC+DOB 控制方法的 PMSM 转速伺服系统结构框图如图 2 所示。

表 1 永磁同步电机参数
Tab. 1 Parameters of PMSM

参数	数值
相电感 L/mH	30.08
定子电阻 R/Ω	15.42
转矩系数 $K_t/(\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{A}^{-1})$	0.41
磁极对数 p	4
转动惯量 $J/(\text{kg} \cdot \text{cm}^2)$	0.138

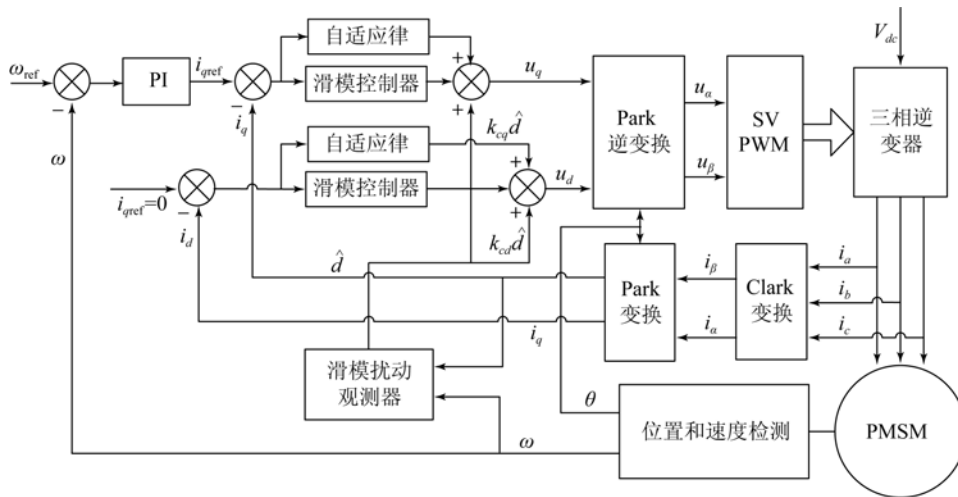


图 2 基于 ASMC+DOB 控制方法的 PMSM 转速控制系统结构框图

Fig. 2 Structure diagram of PMSM speed servo system based on ASMC+DOB control method

5.1 仿真分析

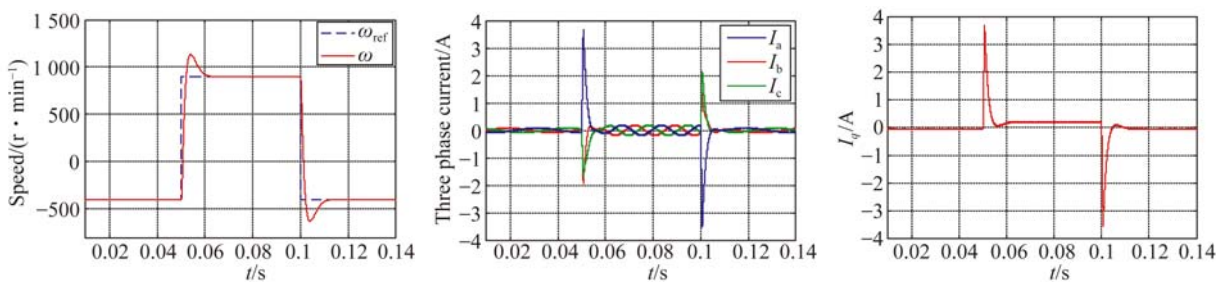
为了说明 ASMC+DOB 控制方法的有效性,对 PI,ASMC 和 ASMC+DOB 3 种方法的控制性能进行了仿真对比。为了便于对比,前提条件是上述 3 种方法的速度环控制器均选用 PI 控制器,且参数相同。

PI 控制仿真参数为:速度控制器 $K_p = 0.012, K_i = 0.0004$;电流控制器 $d-q$ 轴相同, $K_p = 5.0, K_i = 0.15$ 。

ASMC 控制仿真参数为:速度控制器 $K_p = 0.012, K_i = 0.0004$;电流控制器 $d-q$ 轴相同, $\alpha_1 = \alpha_2 = 1.2, k_d = k_q = 2500, k_{td} = k_{tq} = 90, 1/\beta_1 = 1/\beta_2 = 0.0002, c_1 = c_2 = 5, \delta_d = \delta_q = 3$ 。

DOB 仿真参数: $c_\omega = 2, l = -0.8, \epsilon_\omega = 1200, \sigma_\omega = 2, k_{cq} = 150, k_{cd} = -120$ 。

电机空载跟踪反转 400 r/min(-400 r/min)的速度指令,在 $t=0.05$ s 阶跃到正转 900 r/min(+900 r/min),在 $t=0.1$ s 再次阶跃到-400 r/min。速度响应、 q 轴电流响应、三相电流响应的仿真结果如图 3、图 4、图 5 所示。由图 3(a)、图 4(a)、图 5(a)可以看出,在跟踪阶跃速度指令时,相比于 PI 和 ASMC 控制方法,ASMC+DOB 控制速度响应最快且无超调。由图 3(b)(c)、图 4(b)(c)、图 5(b)(c)可以看出,ASMC+DOB 控制下的相电流 I_a 和 q 轴电流响应最快,电流波动最小,具有最优的动态响应性能。



(a)速度响应曲线 (b)三相电流响应曲线 (c) q 轴电流响应曲线
(a)Speed response curves (b) Three phase current response curves (c) q axis current response curve

图 3 PI 控制阶跃响应结果

Fig. 3 Step responses with PI method

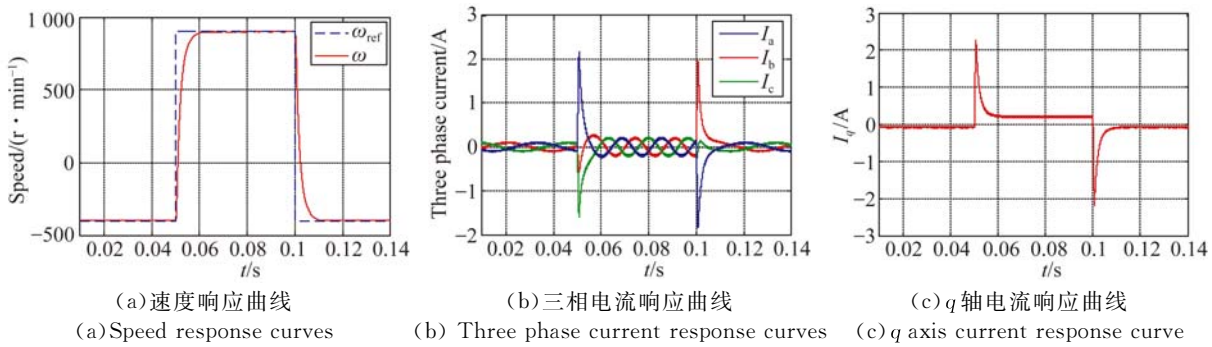


图 4 ASMC 控制阶跃响应结果

Fig. 4 Step responses with ASMC method

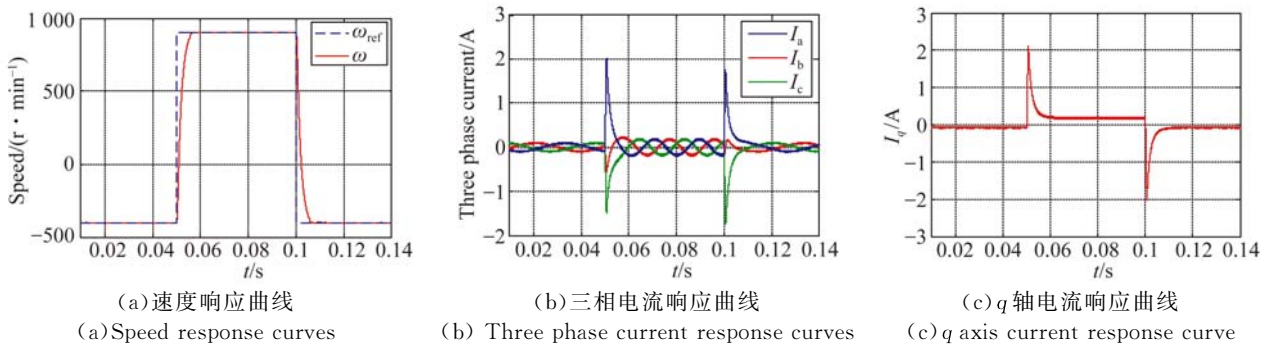


图 5 ASMC+DOB 控制阶跃响应结果

Fig. 5 Step responses with ASMC+DOB method

电机空载跟踪 900 r/min 的速度指令,在 $t=0.05$ s 加入 $0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$ 的负载扰动转矩,在 $t=0.1$ s 卸去 $0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$ 的负载扰动转矩,速度响应、 q 轴电流响应、三相电流响应的仿真结果如图 6、图 7、图 8 所示。由图 6(a)、图 7(a)、图 8(a) 可看出,加入 $0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$ 负载扰动时,PI 控制的最大转速波动值可达 50 r/min ,同时恢复到给定转速的时间最长;ASMC 控制最大转速波动值为 35 r/min ,转速恢复时间较 PI 更短;而 ASMC+DOB 控制的最大转速波动值最小为 22 r/min ,且很快恢复到给定转速值,具有良好的鲁棒性。由图 6(b)、图 7(b)、图 8(b) 可看出,当出现负载扰动时,

ASMC+DOB 控制方法的相电流 I_a 响应最快,电流波动最小,ASMC 控制方法次之。PI 控制方法的相电流 I_a 响应最慢,电流波动最大,故转速波动较大,且转速恢复也较慢。由图 6(c)、图 7(c)、图 8(c) 可看出,当出现负载扰动时,PI 控制的 q 轴电流超调最大,且恢复时间最长。相比 PI,ASMC 控制的 q 轴电流超调更小,恢复时间更短。而 ASMC+DOB 控制 q 轴电流超调最小,且很快恢复到电流给定值。滑模观测器估计外部负载扰动的仿真结果如图 9 所示。仿真结果表明,电流环采用 ASMC+DOB 控制,系统获得良好的电流和速度控制性能,有效提高了系统的抗扰动能力。

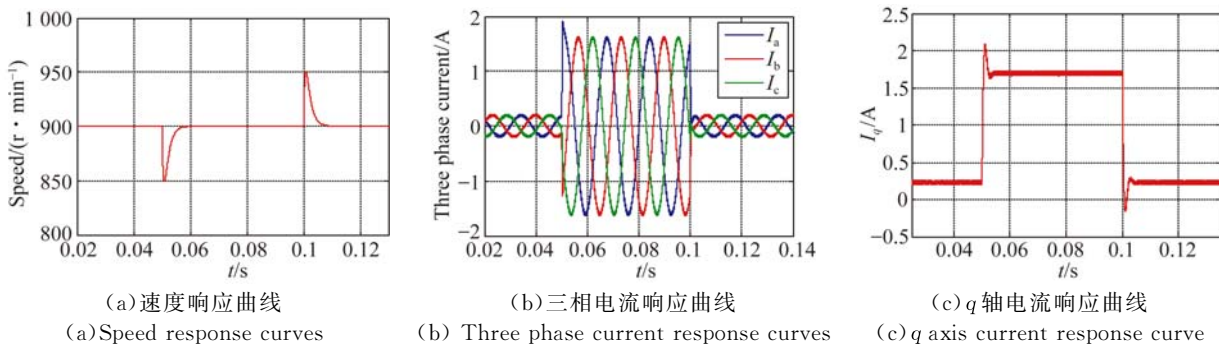


图 6 负载变化时 PI 控制仿真结果

Fig. 6 Simulation results with PI method when varying loads

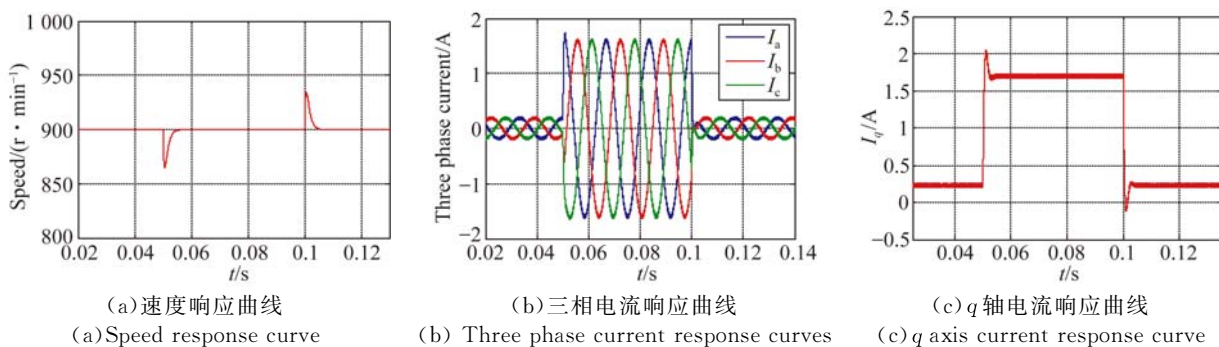


图 7 负载变化时 ASMC 控制仿真结果

Fig. 7 Simulation results with ASMC method when varying loads

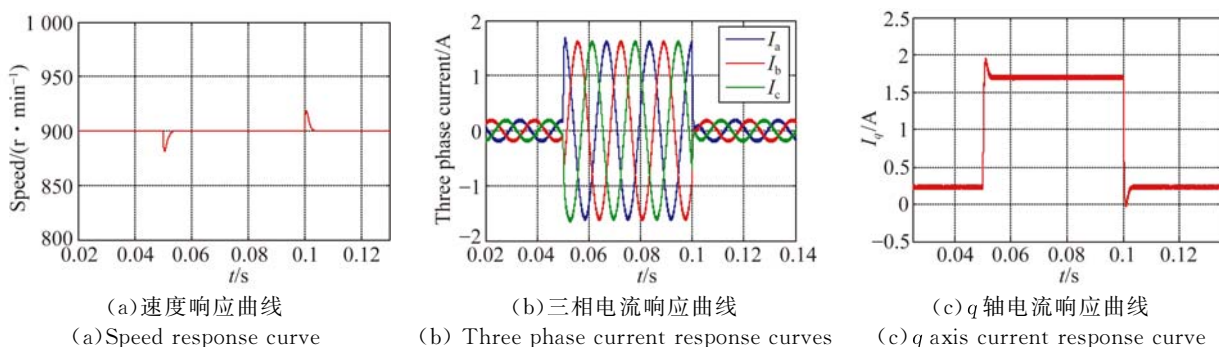


图 8 负载变化时 ASMC+DOB 控制仿真结果

Fig. 8 Simulation results with ASMC+DOB method when varying loads

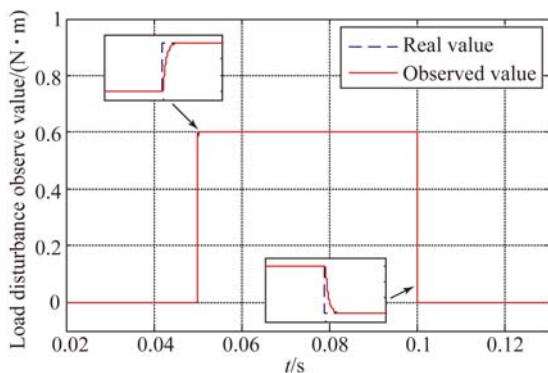


图 9 滑模扰动观测器仿真结果

Fig. 9 Simulation results of sliding mode disturbance observer

5.2 实验分析

PMSM 转速伺服控制系统硬件结构框图如图 10 所示。搭建了如图 11 所示的实验平台进行 PMSM 转速控制实验。伺服控制器由高性能的

DSP (TMS320F28335) 和 FPGA (EP3C40F324) 组成,微型控制器 DSP 是控制核心。驱动器为三菱公司的 IPM (PM75RLA120)。位置编码器为增量式光电编码器,分辨率为 2 500 pulse/r,经 FPGA 四倍频后实际分辨率为 10 000 pulse/r。设置电流环采样频率为 15 kHz,速度环采样频率为 1 kHz。

PI 控制实验参数为:速度控制器 $K_p = 0.015, K_i = 0.0005$;电流控制器 $d-q$ 轴相同, $K_p = 6.0, K_i = 0.12$, q 轴电流输出限幅为 ± 3 A。

ASMC 控制实验参数为:速度控制器 $K_p = 0.015, K_i = 0.0005$;电流控制器 $d-q$ 轴相同, $\alpha_1 = \alpha_2 = 1.2, k_d = k_q = 2200, k_{d1} = k_{q1} = 85, 1/\beta_1 = 1/\beta_2 = 0.0002, c_1 = c_2 = 6, \delta_d = \delta_q = 3$; DOB 实验参数: $c_\omega = 2, l = -0.8, \epsilon_\omega = 1250, \sigma_\omega = 2, k_{q1} = 125, k_{d1} = -108$ 。

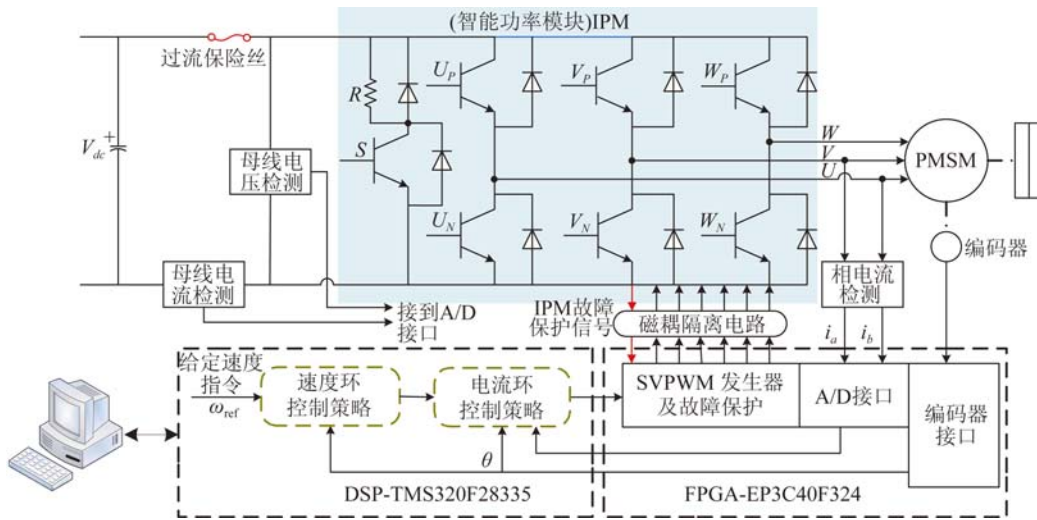


图 10 PMSM 转速伺服控制系统硬件结构框图

Fig. 10 Hardware configuration of PMSM speed servo control system

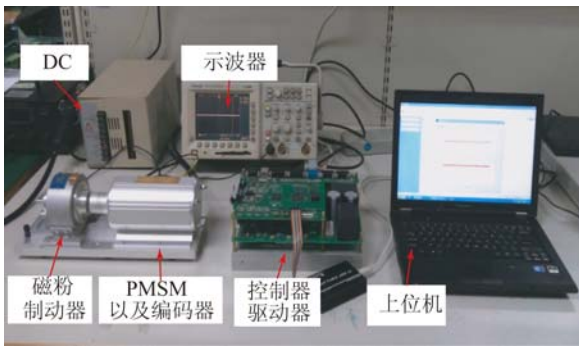


图 11 硬件实验装置

Fig. 11 Hardware experimental installation

电机空载跟踪反转 400 r/min(-400 r/min)

的速度指令,在 $t=3\text{ s}$ 阶跃到正转 900 r/min (+900 r/min),在 $t=4\text{ s}$ 再次阶跃到 -400 r/min。速度响应、 q 轴电流响应、相电流 I_a 响应的实验结果如图 12、图 13、图 14 所示。由实验结果可以看出,在跟踪阶跃速度指令时,PI 控制速度响应有超调,调节时间可达 0.3 s。同时, q 轴电流和相电流 I_a 波动较大;ASMC 控制速度响应无超调,调节时间为 0.12 s。相比 PI 控制, q 轴电流和相电流 I_a 响应更快,波动更小;ASMC+DOB 控制速度响应无超调,且调节时间最短为 0.08 s。 q 轴电流和相电流 I_a 响应最快,电流波动最小,动态响应性能最好。

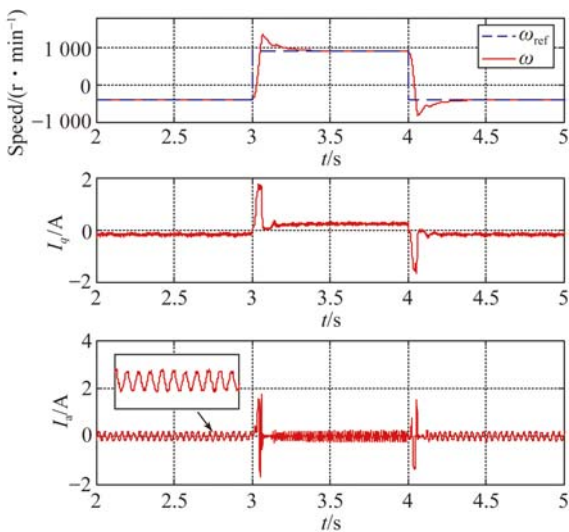


图 12 PI 控制阶跃响应结果
Fig. 12 Step responses with PI method

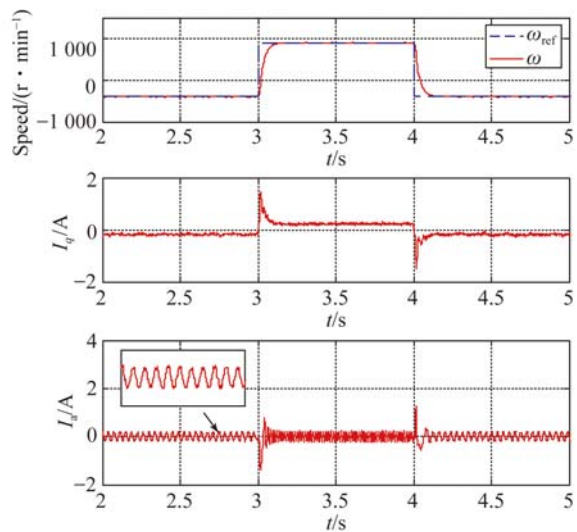


图 13 ASMC 控制阶跃响应结果
Fig. 13 Step responses with ASMC method

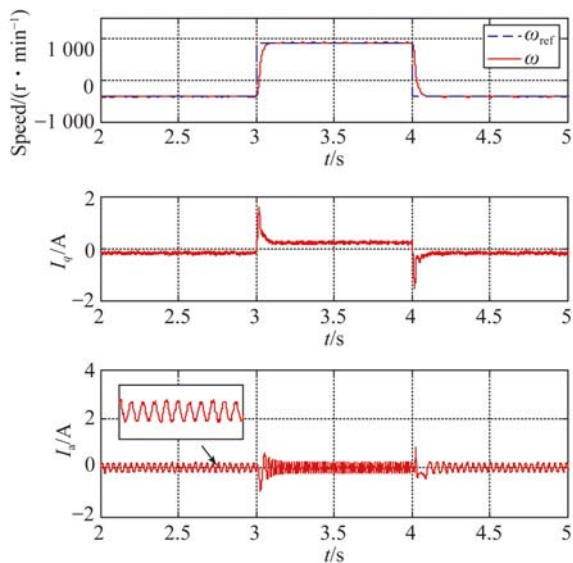


图 14 ASMC+DOB 控制阶跃响应结果

Fig. 14 Step responses with ASMC+DOB method

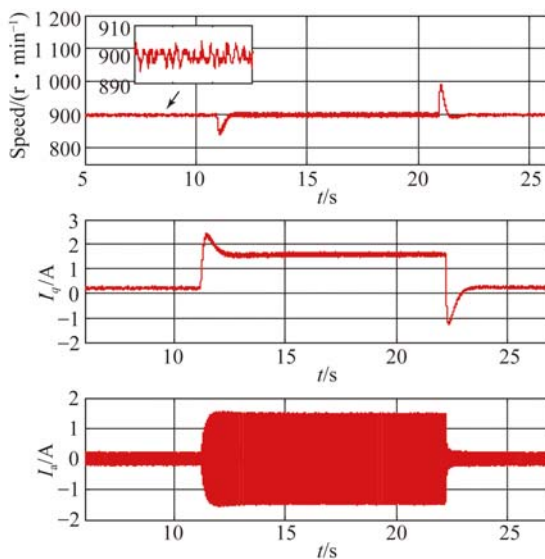


图 15 负载变化时 PI 控制实验结果

Fig. 15 Experimental results with PI method when varying loads

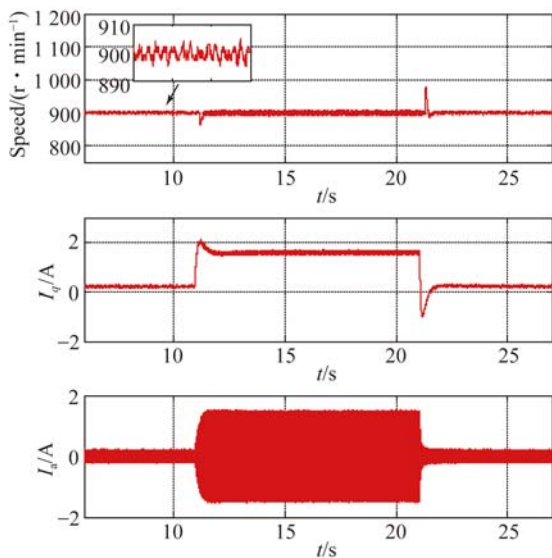


图 16 负载变化时 ASMC 控制实验结果

Fig. 16 Experimental results with ASMC method when varying loads

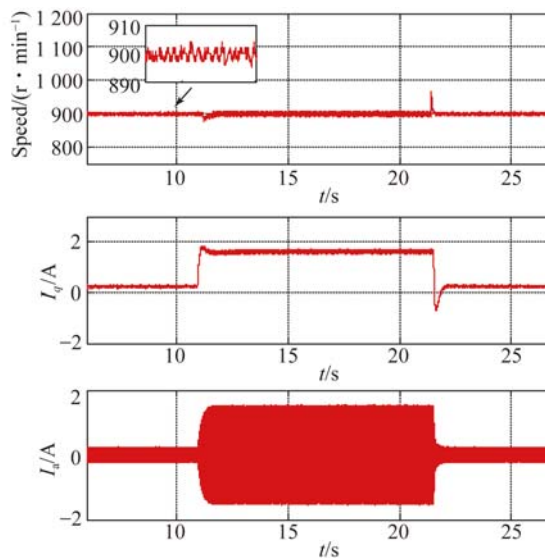


图 17 负载变化时 ASMC+DOB 控制实验结果

Fig. 17 Experimental results with ASMC+DOB method when varying loads

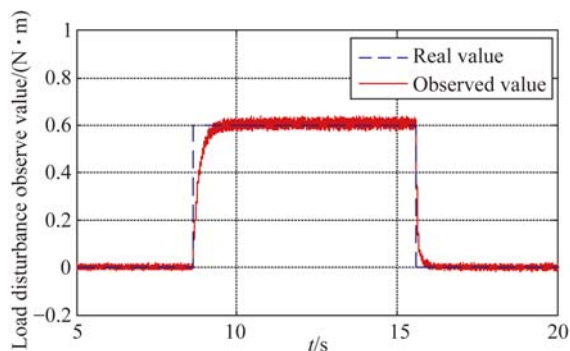


图 18 滑模扰动观测器实验结果

Fig. 18 Experimental results of sliding mode disturbance observer

本文通过控制磁粉制动器的励磁电流来实现对电机的负载扰动。电机空载跟踪 900 r/min 的速度指令,首先加入 0.6 N · m 的负载扰动转矩,加载持续 10 s,再卸去 0.6 N · m 的负载扰动转矩。速度响应、q 轴电流响应、相电流 I_a 响应的实验结果如图 15、图 16、图 17 所示。可以看出,对 PMSM 进行 0.6 N · m 的加载扰动,PI 控制的转速波动最大值为 52 r/min;ASMC 控制的转速波动最大值为 36 r/min;而 ASMC+DOB 控制的转速波动最大值为 21 r/min,且最快恢复到给定转

速值,跟踪稳态精度为 ± 5 r/min。与 PI 和 ASMC 控制相比,ASMC+DOB 控制方法的相电流 I_a 波动最小, q 轴电流超调最小,电流响应最快。滑模扰动观测器对负载扰动的观测结果如图 18 所示。以上结果表明 ASMC+DOB 控制方法获得了最优的控制性能,滑模扰动观测器能够准确估计系统外部负载扰动,并对电流控制器做前馈补偿,提高了系统的鲁棒性和动态响应性能。

表 2 仿真和实验结果对比

Tab. 2 Comparison of simulation and experimental results

描述	控制方法	仿真结果	实验结果
最大转速 波动值(加载)	PI	50 r/min	52 r/min
	ASMC	35 r/min	36 r/min
	ASMC+DOB	22 r/min	21 r/min
阶跃响应 (-400~900 r/min)	PI	有超调 响应最慢	有超调 调节时间 0.3 s
	ASMC	无超调 响应快于 PI	有超调 调节时间 0.12 s
	ASMC+DOB	无超调 响应最快	有超调 调节时间 0.08 s

仿真和实验结果对比如表 2 所示。可以看

出,仿真和实验的结果具有一致性。以上结果表明,采用 ASMC+DOB 的控制方法,可有效地提高 PMSM 转速伺服系统的控制性能,增强系统的抗扰动能力。

6 结 论

针对 PMSM 转速伺服系统,本文设计了基于扰动观测器的电流环自适应滑模控制方法。用自适应律估计系统的参数摄动,补偿系统的模型不确定性扰动。用扰动观测器估计系统的外部负载扰动,并前馈补偿到电流环控制器,进一步提高系统的鲁棒性,有效抑制滑模控制系统抖振。实验结果显示,采用 ASMC+DOB 控制方法可以快速准确地跟踪 900 r/min 的速度指令,无超调,稳态精度为 ± 5 r/min;当电机以 900 r/min 稳速运行时,加入 $0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$ 的负载扰动,采用 ASMC+DOB 控制方法的转速波动最大值为 21 r/min,比 PI 控制方法的最大转速波动值减小了 3.4%。仿真和实验结果表明,ASMC+DOB 控制方法在转速控制系统存在内部参数摄动和外部负载扰动的条件下,能够保证系统良好的动态响应性能和鲁棒性,有效抑制了滑模控制系统的抖振,提高了系统转速控制性能。

参考文献:

- [1] 李洪文,邓永停,王建立. 永磁同步电机速度控制器的全数字化集成[J]. 光学 精密工程, 2015, 23(4): 1105-1113.
LI H W, DENG Y T, WANG J L. Digital integration of PMSM speed controller based on FPGA [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2015, 23(4): 1105-1113. (in Chinese)
- [2] 王庆龙,张兴,张崇巍. 永磁同步电机矢量控制双滑模模型参考自适应系统转速辨识[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(6): 897-902.
WANG Q L, ZHANG X, ZHANG CH W. Double sliding-mode model reference adaptive system speed identification for vector control of permanent magnet synchronous motors[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2014, 34(6): 897-902. (in Chinese)
- [3] KUMAR J S V S, KUMAR P S, RAMBABU M. Model reference adaptive controller-based speed and q -axis inductance estimation for permanent magnet synchronous motor drive by utilizing reactive power [C]. *IEEE, International Conference on Energy*, Bhubaneswar, Odisha, India, 2011: 1-6.
- [4] LEU V Q, CHOI H H, JUNG J W. Fuzzy sliding mode speed controller for PM synchronous motors with a load torque observer [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, 27(3): 1530-1539.
- [5] OVEISI A, NESTOROVIC T. Robust observer-based adaptive fuzzy sliding mode controller [J]. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2016, 76-77: 58-71.
- [6] EL-SOUSY F F M. Intelligent mixed H_2/H_∞ adaptive tracking control system design using self-organizing recurrent fuzzy-wavelet-neural-network for uncertain two-axis motion control system [J]. *Applied Soft Computing*, 2016, 41: 22-50.
- [7] TARCZEWSKI T, GRZESIAK M. Constrained state feedback speed control of PMSM based on model predictive approach [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(6): 3867-3875.
- [8] 邓永停,李洪文,王建立,等. 基于预测函数控制和扰动观测器的永磁同步电机速度控制[J]. 光学 精密工程, 2014, 22(6): 1599-1605.

- DENG Y T, LI H W, WANG J L, *et al.*. Speed control for PMSM based on predictive functional control and disturbance observer[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2014,22(6):1599-1605. (in Chinese)
- [9] ZHANG X G, SUN L ZH, ZHAO K, *et al.*. Non-linear speed control for PMSM system using sliding-mode control and disturbance compensation techniques[J]. *IEEE*,2013,28(3):1358-1365.
- [10] JIN N ZH, WANG X D, WU X G. Current sliding mode control with a load sliding mode observer for permanent magnet synchronous machines [J]. *IEEE*, 2014,14(1):105-114.
- [11] WASU S M, SARODE U B, BHAVALKAR M P. Speed control of PMSM system using improved reaching law based sliding mode control and disturbance observer technique [J]. *International Journal of Advanced Computer Research*, 2013,3(4):312-318.
- [12] ZHANG X G, ZHAO K, SUN L. A PMSM sliding mode control system based on a novel reaching law [C]. *Proc. Int. Conf. Elect. Mach. Syst.*, 2011: 1-5.
- [13] 夏长亮,刘均华,俞卫,等.基于扩张状态观测器的永磁无刷直流电机滑模变结构控制[J].*中国电机工程学报*,2006,26(20):139-143.
XIA CH L, LIU J H, YU W, *et al.*. Variable structure control of BLDCM based on extended state observer [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2006,26(20):139-143. (in Chinese)
- [14] 邓永停,李洪文,王建立,等.基于卡尔曼滤波器的交流伺服系统自适应滑模控制[J].*光学精密工程*,2014,22(8):2088-2095.
- DENG Y T, LI H W, WANG J L, *et al.*. Adaptive sliding mode control for AC servo system based on Kalman filter [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2014,22(8):2088-2095. (in Chinese)
- [15] 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):441-450.
- [16] 张晓光,孙力,赵克.基于负载转矩滑模观测的永磁同步电机滑模控制[J].*中国电机工程学报*,2012,32(3):111-116.
ZHANG X G, SUN L, ZHAO K. Sliding mode control of PMSM based on a novel load torque sliding mode observer [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2012,32(3):111-116. (in Chinese)
- [17] 王志宇,王长松,齐昕,等.永磁同步电机自适应滑模负载观测器研究[J].*电机与控制学报*,2012,16(1):45-49.
WANG ZH Y, WANG CH S, QI X, *et al.*. Study on MRAS sliding-mode load torque observer based on PMSM [J]. *Electric Machines and Control*, 2012,16(1):45-49. (in Chinese)
- [18] 李政,胡广大,崔家瑞,等.永磁同步电机调速系统的积分型滑模变结构控制[J].*中国电机工程学报*,2014,34(3):431-437.
LI ZH, HU G D, CUI J R, *et al.*. Sliding-mode variable structure control with integral action for permanent magnet synchronous motor [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2014,34(3):431-437. (in Chinese)

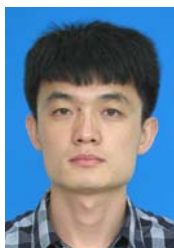
作者简介:



刘京(1991—),女,辽宁铁岭人,博士研究生,2013年于南京航空航天大学获得学士学位,主要从事望远镜精密跟踪控制方面的研究。E-mail: nuaaliujing@163.com



李洪文(1970—),男,四川乐至人,研究员,博士生导师,1996年于吉林工业大学获得硕士学位,2007年于吉林大学获得博士学位,主要从事地基高分辨率成像光电望远镜电控系统总体设计及电机控制方面的研究。E-mail: lihongwen1970@yahoo.com



邓永停(1987—),男,山东潍坊人,助理研究员,博士,2010年于中国石油大学(华东)获得学士学位,2015年于中国科学院长春光学精密机械与物理研究所获得博士学位,主要从事望远镜精密跟踪控制及电子学设计方面的研究。E-mail: dyt0612@163.com