

文章编号 1004-924X(2014)08-2088-08

## 基于卡尔曼滤波器的交流伺服系统自适应滑模控制

邓永停<sup>1,2</sup>, 李洪文<sup>1</sup>, 王建立<sup>1\*</sup>, 贾建禄<sup>1</sup>

- (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:** 为了减小负载转矩扰动和系统参数摄动对永磁同步电机控制系统的影响, 提出了一种基于卡尔曼滤波器的自适应滑模速度控制器。该控制器由自适应律估计参数摄动项, 用卡尔曼滤波器估计外部扰动项。设计了含积分作用的滑模面, 以保证电机转速的无静差跟踪; 采用了指数趋近律, 以提高趋近速度并削弱抖振。卡尔曼滤波器估计得到的系统外部扰动前馈补偿至控制器的输出, 用于有效降低滑模控制器的不连续切换项造成的系统抖振。实验结果显示: 跟踪设定的 600 r/min 转速时, 控制器稳态转速精度达到  $\pm 1$  r/min。电机在以 600 r/min 稳速运行时, 设计的控制器在  $1.6 \text{ N} \cdot \text{m}$  的外部转矩扰动下的最大转速波动比传统 PI 控制器的转速波动减小了 2%。仿真分析和实验数据表明基于卡尔曼滤波器的自适应滑模控制器对交流伺服控制系统具有较强的抗扰动性、鲁棒性以及良好的稳态性能。

**关键词:** 永磁同步电机; 交流伺服系统; 自适应滑模控制; 卡尔曼滤波器; 转速控制

**中图分类号:** TM351; TP273.2 **文献标识码:** A **doi:** 10.3788/OPE.20142208.2088

## Adaptive sliding mode control for AC servo system based on Kalman filter

DENG Yong-ting<sup>1,2</sup>, LI Hong-wen<sup>1</sup>, WANG Jian-li<sup>1\*</sup>, JIA Jian-lu<sup>1</sup>

- (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: wangjianli@ciomp.ac.cn*

**Abstract:** An adaptive sliding mode controller based on Kalman filter was proposed to reduce load torque ripples and the influence of varying system parameters on the Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) system. The varying system parameters were evaluated by the adaptive law, and the external disturbance was evaluated by the Kalman filter. The integral action contained in the sliding surface was designed to ensure the steady state error of tracking velocity zero, and the exponential reaching law was employed to increase the reaching speed and to suppress the chattering of sliding mode control. The external disturbance obtained by the Kalman filter was used for feed-forward compensation for the controller output, so the chattering caused by high sliding mode gains was decreased effectively. Experimental results demonstrate that the speed fluctuation is  $\pm 1$  r/min when the motor reaches the steady state of 600 r/min. Compared with the traditional PI controller, the proposed con-

收稿日期: 2013-09-09; 修订日期: 2013-10-17.

基金项目: 中国科学院长春光学精密机械与物理研究所三期创新工程资助项目 (No. 065X32CN60)

troller decreases the speed fluctuation by 2% when the torque disturbance of 1.6 N·m is added at the steady speed of 600 r/min. These data verified by simulation and experimental results indicate that the adaptive sliding mode controller based on Kalman filter has anti-disturbance performance and robustness to the AC servo control systems and shows excellent stability.

**Key words:** Permanent Magnet Synchronous Motor(PMSM); AC servo system; adaptive sliding mode control; Kalman filter; rotary speed control

## 1 引言

近年来,永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)以其优异的性能在高精度数控机床、机器人、航空航天等领域得到了广泛的应用<sup>[1-3]</sup>。目前,PMSM的控制仍普遍采用PI控制。PI控制算法具有结构简单、易于数字实现等优点<sup>[4-5]</sup>,但由于PMSM是一个多变量、非线性、强耦合的复杂控制对象,当系统受到参数摄动或外部负载扰动影响时,PI控制器的控制性能将变差,因此,需要设计一种有效的控制策略以克服系统参数摄动以及外部负载扰动对伺服控制系统的影响。

随着国内外学者对PMSM的应用研究,众多先进的控制策略被应用于PMSM控制中,例如鲁棒控制<sup>[6]</sup>,自适应控制<sup>[7]</sup>,预测控制<sup>[8]</sup>,智能控制<sup>[9]</sup>,滑模控制<sup>[10]</sup>等。在众多控制策略中,滑模控制(Sliding Mode Control, SMC)以其对模型精度要求不高,对参数摄动和外部扰动鲁棒性较强等优点成为研究的热点<sup>[11-12]</sup>。在常规的滑模控制中,通常需要很大的切换增益来消除不确定项和外部扰动,而切换增益的增大会增强滑模控制固有的抖振现象,降低系统的性能<sup>[13]</sup>。利用干扰观测器来估计不确定项和外部扰动,并加以前馈补偿成为解决抖振问题的重要方法<sup>[14-16]</sup>。文献<sup>[14]</sup>设计了基于扩展状态观测器的串联滑模控制器,很好地克制了各种非线性因素的影响,有效地抑制了传统滑模控制的抖振问题,改善了控制系统的性能。文献<sup>[15]</sup>提出了反步控制与滑模控制相结合的控制策略,同时设计了扩展状态观测器,可实时估计外部负载扰动,增强了系统的抗扰动能力,提高了转速跟踪精度。文献<sup>[16]</sup>将滑模控制与自适应控制相结合形成自适应滑模控制(Adaptive Sliding Mode Control, ASMC),较好地解决了参数摄动和系统外部扰动引起的控制器抖

振问题,具有快速的动态响应和较高的稳态精度。

卡尔曼滤波器作为一种最优的状态估计器,通常应用于强噪声环境的动态系统,利用卡尔曼滤波器对外部扰动转矩进行估计,不仅可降低过程噪声和测量噪声对系统性能的影响,而且可提高扰动转矩的估计精度<sup>[17]</sup>。文献<sup>[16]</sup>提出的滑模控制器设计思想具有较好地抖振抑制效果,本文在其基础上采用积分型滑模面和指数趋近律进行速度控制器的设计。首先将系统扰动分为参数摄动引起的不确定性扰动和外部负载扰动,然后通过自适应方法估计参数摄动引起的扰动,利用卡尔曼滤波器估计外部负载扰动,并进行了控制量的前馈补偿,以降低控制器中不连续项的幅值,有效地抑制抖振,提高系统的抗扰动性和鲁棒性。

## 2 PMSM 数学模型

为了简化分析,作如下假设:(1)转子永磁磁场在轴向气隙空间成正弦分布,定子电枢绕组中的感应电动势也为正弦分布;(2)忽略定子铁心饱和,认为磁路线性,电感参数不变;(3)不计铁心涡流和磁滞损耗;(4)转子上无阻尼绕组。采用 $i_d = 0$ 的矢量控制方式,PMSM控制系统如图1所示,PMSM在 $d, q$ 轴坐标系下的数学模型为:

$$\begin{cases} u_d = Ri_d - \omega L_q i_q + L_d \frac{di_d}{dt} \\ u_q = Ri_q + \omega L_d i_d + \omega \psi_a + L_q \frac{di_q}{dt} \end{cases}, \quad (1)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p \psi_a i_q, \quad (2)$$

$$K_t = \frac{3}{2} p \psi_a, \quad (3)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_e - B\omega - T_l, \quad (4)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega, \quad (5)$$

式中: $u_d, u_q$ 分别为 $d, q$ 轴电压; $i_d, i_q$ 分别为 $d, q$

轴电流;对于表面式 PMSM 的电感满足  $L_d = L_q = L$ ,  $L_d$ 、 $L_q$  分别为  $d$ 、 $q$  轴电感;  $R$  为定子电阻;  $p$  为极对数;  $\omega$  为转子机械角速度;  $J$  为转动惯量;  $T_e$  为电磁转矩;  $T_l$  为负载转矩;  $B$  为摩擦系数;  $K_t$  为转矩系数;  $\psi_a$  为永磁体励磁磁链,  $\theta$  为转子机械角位置。

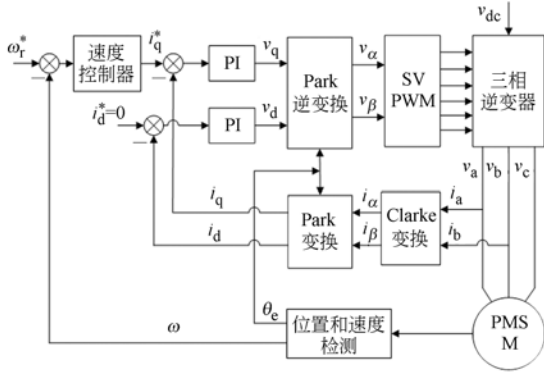


图 1 PMSM 控制系统框图

Fig. 1 Block diagram of PMSM control system

### 3 自适应滑模控制器设计

在考虑电机参数摄动和电流跟踪误差的条件下,式(4)可以表达为:

$$\dot{\omega} = (a + \Delta a) i_q - (b + \Delta b) \omega - (c + \Delta c) T_l, \quad (6)$$

式中:  $a = \frac{K_t}{J}$ ;  $b = \frac{B}{J}$ ;  $c = \frac{1}{J}$ ;  $\Delta a$ ,  $\Delta b$ ,  $\Delta c$  为电机参数摄动值。

令

$$d = a(i_q - i_q^*) - b\omega - cT_l, \quad (7)$$

$$f = \Delta a i_q - \Delta b \omega - \Delta c T_l, \quad (8)$$

式中:  $i_q^*$  为控制输入,  $d$  为系统外部扰动, 包括电流跟踪误差、摩擦转矩扰动和外部负载转矩扰动;  $f$  为系统参数摄动引起的扰动。外部扰动  $d$  采用卡尔曼滤波器观测估计并进行前馈补偿, 参数摄动扰动  $f$  通过设计自适应控制器进行抑制。

根据式(7)、(8), 式(4)表示为:

$$\dot{\omega} = a i_q^* + d + f. \quad (9)$$

定义转速误差:  $e = \omega^* - \omega$ , 其中:  $\omega^*$  为参考转速,  $\omega$  为实际转速。系统的动态方程为:

$$\dot{e} = \dot{\omega}^* - \dot{\omega} = \dot{\omega}^* - a i_q^* - d - f. \quad (10)$$

设计以转速误差为自变量的积分型滑模面:

$$s = e + k_1 \int_0^t e(\tau) d\tau, \quad k_1 \text{ 为积分项系数, 则:}$$

$$\dot{s} = \dot{e} + k_1 e, \quad (11)$$

将式(9)代入(11)得:

$$\dot{s} = \dot{\omega}^* - a i_q^* - d - f + k_1 e. \quad (12)$$

实际控制器设计中, 需要用估计值  $\hat{f}$  代替式中的  $f$ 。单纯的指数趋近, 运动点逼近切换是一个渐近过程, 不能保证有限时间内到达切换面, 因此增加一个等速趋近环节构成指数趋近律<sup>[18]</sup>。指数趋近律表达式为:

$$\dot{s} = -\epsilon \text{sgn}(s) - k_2 s, \quad (13)$$

其中:  $\epsilon$  为等速趋近项系数,  $k_2$  为指数趋近项系数。由式(12)和(13)得到控制律:

$$i_q^* = \frac{1}{a} (\dot{\omega}^* - d - \hat{f} + k_1 e + \epsilon \text{sgn}(s) + k_2 s), \quad (14)$$

式中:  $\hat{f}$  为自适应控制器对参数摄动引起扰动的估计值;  $d$  为卡尔曼滤波器对外部扰动的估计值。

设计如下自适应控制律:

$$\dot{\hat{f}} = -\gamma s, \quad (15)$$

式中:  $\gamma > 0$ ; 对自适应控制器进行稳定性分析, 定义 Lyapunov 函数:

$$V_1 = \frac{1}{2} s^2 + \frac{1}{2\gamma} \tilde{f}^2, \quad (16)$$

式中:  $\tilde{f} = f - \hat{f}$ , 在参数摄动变化相对缓慢的情况下, 可以近似认为  $\dot{\tilde{f}} = \dot{\hat{f}}$ :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= s\dot{s} + \frac{1}{\gamma} \tilde{f} \dot{\tilde{f}} = s(\dot{\omega}^* - a i_q^* - d - f) + \frac{1}{\gamma} \tilde{f} \dot{\tilde{f}} = \\ &= s(\dot{\omega}^* - a i_q^* - d - \hat{f} + k_1 e + \epsilon \text{sgn}(s) + k_2 s + \\ &\quad \hat{f} - f - s \text{sgn}(s) - k_2 s) + \frac{1}{\gamma} \tilde{f} \dot{\tilde{f}} = \\ &= s(\dot{s} - \tilde{f}) + \frac{1}{\gamma} \tilde{f} (-\dot{\hat{f}}) = s(\dot{s} - \tilde{f}) + s\tilde{f} = s\dot{s} \leq 0. \end{aligned} \quad (17)$$

上述自适应滑模控制器是渐进稳定的, 系统状态快速、稳定到达滑模面的同时能够自适应估计、补偿参数摄动扰动的影响。

### 4 卡尔曼滤波器的设计

由式(14)可知, 当外部扰动增大时, 如果不对扰动进行估计和补偿, 要准确跟踪转速, 需要增大趋近律参数  $\epsilon$  和  $k_2$ , 而趋近律参数的增大会引起较大的抖振, 因此需要设计卡尔曼滤波器对扰动转矩进行估计, 从而达到抑制滑模控制器抖振, 减小转速波动的效果。

相比于 PMSM 电流环的采样频率,扰动转矩为慢时变信号,  $\dot{d}$  比较小,因此认为  $\frac{dd(t)}{dt} = 0$ , 根据电机的运动方程得到状态方程:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = \mathbf{A}x + \mathbf{B}u \\ y = \mathbf{C}x \end{cases}, \quad (18)$$

式中:  $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & 0 & \frac{1}{J} \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ ,  $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{K_t}{J} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$ ,

$\mathbf{C} = [0 \ 1 \ 0]$ ,  $x = [\omega \ \theta \ d]^T$ ;  $u$  为输入参考电流,  $\omega$  为电机角速度,  $\theta$  为电机角位置,  $d$  为扰动转矩,  $y$  为电机角位置输出。

在考虑过程激励噪声和测量噪声的条件下, 状态方程(18)表达为:

$$\begin{cases} \dot{x} = \mathbf{A}x + \mathbf{B}u + \mathbf{\Gamma}\xi \\ y = \mathbf{C}x + v \end{cases}, \quad (19)$$

式中  $\mathbf{\Gamma} = \begin{bmatrix} \frac{1}{J} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & u_{\max} \end{bmatrix}$ ,  $\xi = [u_{\text{noise}} \ d_{\text{noise}}]^T$ ,  $v = \theta_{\text{noise}}$ ,

$\xi$ 、 $v$  分别为过程激励噪声和观测噪声, 假设它们是相互独立, 正态分布的白色噪声:

$$\mathbf{P}(\xi) \sim N(0, \mathbf{Q}), \quad (20)$$

$$\mathbf{P}(v) \sim N(0, \mathbf{R}), \quad (21)$$

式中: 矩阵  $\mathbf{Q}$ 、 $\mathbf{R}$  为过程激励噪声协方差矩阵和观测噪声协方差矩阵;  $u_{\max}$  为最大输入电流,  $u_{\text{noise}}$  为输入控制信号中的噪声,  $d_{\text{noise}}$  为扰动转矩中的噪声,  $\theta_{\text{noise}}$  为角位置测量噪声。

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} q_{00} & 0 \\ 0 & q_{11} \end{bmatrix}, \quad (22)$$

$$\mathbf{R} = [r], \quad (23)$$

式中:  $q_{00}$  为参考转矩收敛值,  $q_{11}$  为扰动转矩收敛值,  $r$  为输出测量收敛值。

电机状态方程(19)的离散化形式为:

$$\begin{cases} \hat{x}_{k+1} = \mathbf{A}_k x_k + \mathbf{B}_k u_k + \mathbf{\Gamma}_k \xi_k \\ y_k = \mathbf{C}_k x_k + v_k \end{cases}, \quad (24)$$

式中:  $\mathbf{A}_k$ 、 $\mathbf{B}_k$ 、 $\mathbf{\Gamma}_k$ 、 $\mathbf{C}_k$  分别为式(19)中系数矩阵的离散化形式,  $\mathbf{A}_k = \mathbf{I} + \mathbf{A}T_s$ ,  $\mathbf{B}_k = \mathbf{B}T_s$ ,  $\mathbf{\Gamma}_k = \mathbf{\Gamma}T_s$ ,  $\mathbf{C}_k = \mathbf{C}$ ,  $\mathbf{I}$  为单位矩阵,  $T_s$  为电流环采样周期。

离散卡尔曼滤波器的时间更新方程为:

$$\begin{cases} \hat{x}_k^- = \mathbf{A}_{k-1} \hat{x}_{k-1} + \mathbf{B}_{k-1} u_{k-1} \\ \mathbf{P}_k^- = \mathbf{A}_{k-1} \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{A}_{k-1}^T + \mathbf{\Gamma}_{k-1} \mathbf{Q}_{k-1} \mathbf{\Gamma}_{k-1}^T \end{cases}, \quad (25)$$

式中:  $\hat{x}_k^-$  为先验状态估计值,  $\hat{x}_{k-1}$  为上一采样周期的后验状态估计值,  $\mathbf{P}_k^-$  为先验估计误差协方差矩阵,  $\mathbf{P}_{k-1}$  为上一采样周期的后验误差协方差矩阵。

离散卡尔曼滤波器的状态更新方程为:

$$\begin{cases} \mathbf{K}_k = \mathbf{P}_k^- \mathbf{C}_k^T (\mathbf{C}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{C}_k^T + \mathbf{R}_k)^{-1} \\ \hat{x}_k = \hat{x}_k^- + \mathbf{K}_k (y_k - \mathbf{C}_k \hat{x}_k^-) \\ \mathbf{P}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{C}_k) \mathbf{P}_k^- \end{cases}, \quad (26)$$

式中:  $\mathbf{K}_k$  为残余增益系数矩阵。

在卡尔曼滤波器设计完成后, 基于卡尔曼滤波器的永磁同步电机自适应滑模控制结构如图 2 所示, 通过式(25)和(26)估计观测到的状态  $\hat{\omega}$  作为 ASMC 的速度反馈值; 观测到的状态  $\hat{\theta}$  作为电流环矢量控制的电角位置; 观测到的状态扰动  $\hat{d}$  前馈到电流给定, 以减小自适应滑模控制器的负担, 从而不需要增大趋近律参数  $\epsilon$  和  $k_2$  就可以提供负载扰动所需要的电流给定值。因此, 该扰动自适应调节和补偿方案不仅可以克服外部扰动影响, 而且能够进一步削弱系统抖振, 提高转速稳态精度。

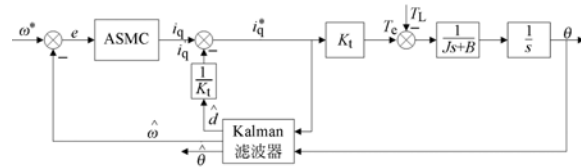


图 2 基于 ASMC+ kalman filter 的永磁同步电机控制结构框图

Fig. 2 Schematic diagram of PMSM servo system based on ASMC+kalman filter

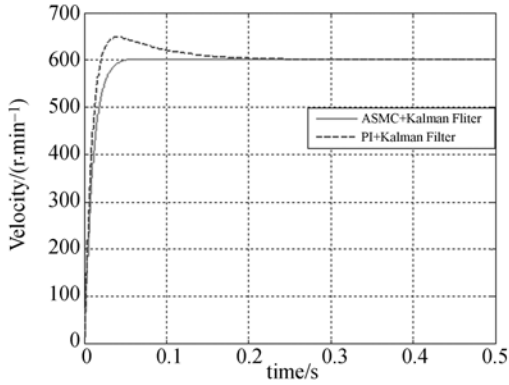
## 5 仿真与实验

为了验证控制方案的有效性, 对基于卡尔曼滤波器的 PI 控制器和基于卡尔曼滤波器的 ASMC 控制器进行仿真和实验对比。在 Matlab 中建立仿真模型并进行仿真, PMSM 实验平台是基于 TMS320F28335 DSP 和 EP3C40F324 FP-GA 的控制器结构。

### 5.1 仿真分析

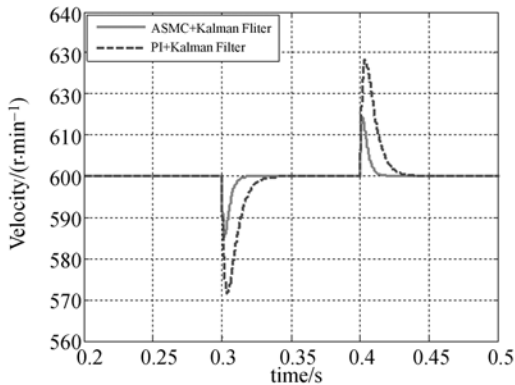
电机参数如下:  $K_t = 1.6 \text{ N} \cdot \text{m}/\text{A}$ ,  $J = 2.52 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ ,  $B = 3.0 \times 10^{-4} \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}/\text{rad}$ ,  $p=4$ 。PI 速度控制器参数为:  $K_p = 0.80$ ,  $K_i = 0.006$ ; ASMC 速度控制器参数为:  $k_1 = 0.015$ ,

$k_2 = 50, \epsilon = 5, \gamma = 0$ ; 卡尔曼滤波器参数为:  $q_{00} = 10, q_{11} = 10, r = 1.0 \times 10^{-5}$ 。两种控制方法的电流环参数设置相同,且电流限幅均为  $\pm 10$  A。



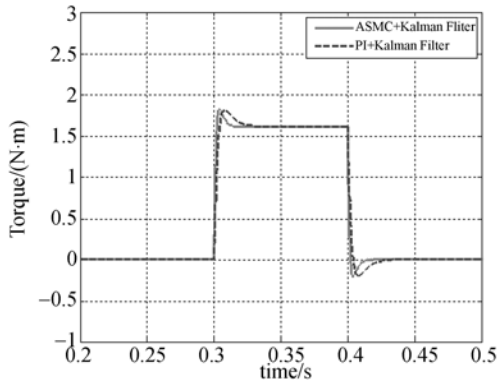
(a) 两种控制方法的速度仿真响应曲线

(a) Simulation speed responses under two control methods



(b) 两种控制方法在负载扰动条件下的速度仿真曲线

(b) Simulation speed responses under two control methods in the case of load disturbance



(c) 两种控制方法在负载扰动条件下的转矩仿真响应曲线

(c) Simulation torque responses under two control methods in the case of load disturbance

图 3 两种控制方法的仿真结果

Fig. 3 Simulation results under two control methods

仿真结果如图 3 所示,由图 3(a)可以看出:当转速设定为 600 r/min 时,与 PI+kalman filter 控制方法相比较,ASMC+kalman filter 方法具有较小的超调量和较短的调节时间。在  $t=0.3$  s 时刻加入负载转矩  $T_1=1.6$  N·m,然后在  $t=0.4$  s 时刻减去负载转矩,转速和转矩响应曲线如图 3(b)和(c)所示,由图可以看出:ASMC+kalman filter 方法在负载扰动条件下,具有较小的转速波动和较短的转矩响应时间。

### 5.2 实验研究

搭建了如图 4 所示的硬件平台进行 PMSM 实验,电机参数如仿真部分所述,设置电流环的采样频率为 15 kHz,速度环采样频率为 1 kHz,位置传感器采用光电编码器(分辨率为 2 500 ppr),A、B 脉冲经过 FPGA 四倍频后,实际位置分辨率可达到 10 000 ppr。

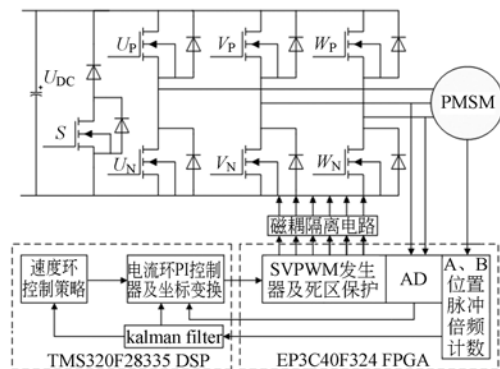
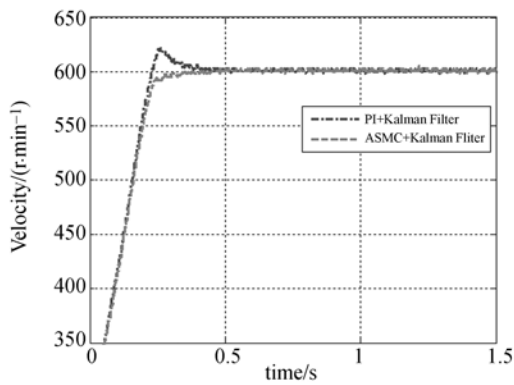


图 4 伺服控制系统硬件平台原理框图

Fig 4 Hardware circuit block diagram of PMSM control system

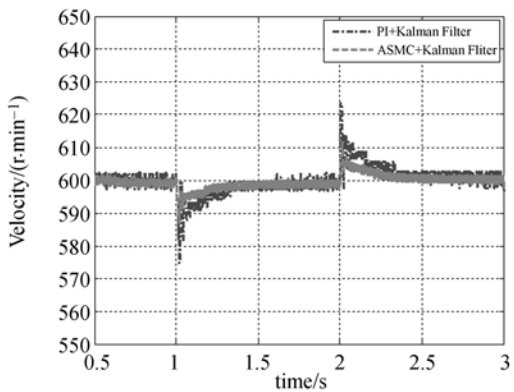
PI 速度控制器参数为:  $K_p = 0.50, K_i = 0.001$ ;ASMC 速度控制器参数为:  $k_1 = 0.010, k_2 = 30, \epsilon = 4, \gamma = 0.1$ ;卡尔曼滤波器参数为:  $q_{00} = 15, q_{11} = 10, r = 0.0008$ 。两种控制方法的电流环参数设置相同,并且电流限幅均为  $\pm 10$  A。

实验结果如图 5 所示,由图 5(a)可以看出当转速设定为 600 r/min 时,与 PI+Kalman filter 控制方法相比较,ASMC+Kalman filter 方法具有较小的超调量和较短的调节时间;首先加入负载转矩  $T_1=1.6$  N·m,然后再减去负载转矩,转速和转矩响应曲线如图 5(b)和(c)所示,由图可

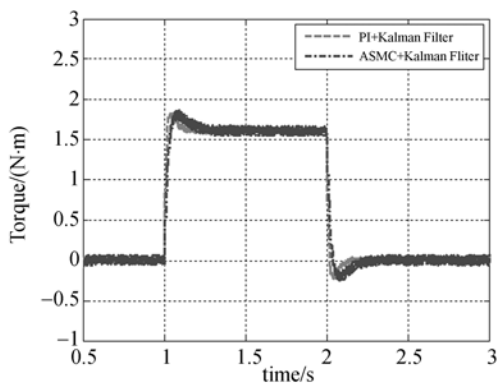


(a) 两种控制方法的速度实验响应曲线

(a) Experimental speed responses under two control methods



(b) 两种控制方法在负载扰动条件下的速度实验曲线  
(b) Experimental speed responses under two control methods in the case of load disturbance



(c) 两种控制方法在负载扰动条件下的转矩实验响应曲线  
(c) Experimental torque responses under two control methods in the case of load disturbance

图 5 两种控制方法的实验结果

Fig. 5 Experimental results under two control methods

可以看出:PI+kalman filter 控制方法的最大转速波动为 23 r/min; ASMC+kalman filter 控制方法的最大转速波动为 11 r/min, 相比于 PI+kalman filter 控制方法转速波动减小了 2%, 并且具有较短的转速恢复时间。由于卡尔曼滤波器有效地抑制了过程噪声和编码器测量噪声对转速反馈信息的影响, 因此, 将电机的稳态转速精度提高到  $\pm 1$  r/min。稳态转速曲线如图 6 所示。

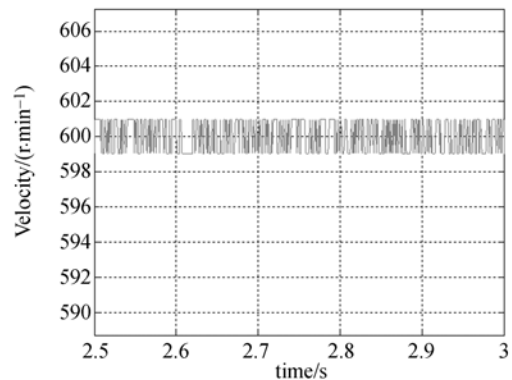


图 6 ASMC+Kalman Filter 控制方法的稳态转速  
Fig. 6 Speeds at steady state under ASMC+Kalman filter method

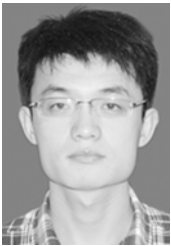
## 6 结 论

本文设计了基于卡尔曼滤波器的自适应滑模控制器, 滑模控制器中的自适应律有效地抑制了电机参数不确定项引起的扰动, 卡尔曼滤波器准确地估计出了外部转矩扰动项, 并对电流给定进行前馈补偿, 有效地降低了滑模控制器的不连续切换项造成的系统抖振, 提高了系统抗扰动能力和转速稳态精度。实验结果显示: 跟踪 600 r/min 设定转速时, 控制器稳态转速精度达到  $\pm 1$  r/min; 电机以 600 r/min 稳速运行时, 所设计的控制器在 1.6 N·m 的外部转矩扰动下的最大转速波动比传统 PI 控制器的转速波动减小了 2%。仿真分析和实验结果验证了该控制方案对交流伺服控制系统在抗扰动性、鲁棒性和稳态性能方面的有效性。

## 参考文献:

- [1] KANG D H, CURIAC P, JEONG Y H, *et al.*. Field pulse magnetization of power PMSM rotors [J]. *Electrical Engineering*, 2005, 87:295-304.
- [2] HAN H C. Adaptive control of a chaotic permanent magnet synchronous motor [J]. *Nonlinear Dyn*, 2012, 69:1311-1322.
- [3] ROY A M C, MOHAMMAD S I. Application of a sliding mode observer for position and speed estimation in switched reluctance motor drives [J]. *IEEE Transactions on Industry Application*, 2001, 37(1):51-58.
- [4] 方斯琛, 周波. 滑模控制的永磁同步电机伺服系统一体化设计 [J]. *中国电机工程学报*, 2009, 29(3):96-100.
- FANG S CH, ZHOU B. Integrated design for permanent magnet synchronous motor servo systems based on sliding mode control [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2009, 29(3):96-100. (in Chinese)
- [5] 李洪文. 基于内模 PID 控制的大型望远镜伺服系统 [J]. *光学精密工程*, 2009, 17(2):328-332.
- LI H W. Servo system of large telescope based on internal model PID control method [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2009, 17(2):328-332. (in Chinese)
- [6] ELSOUSY F F M. Hybrid H-infinity-based wavelet-neural-network tracking control for permanent magnet synchronous motor servo drives [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, 57(9):3157-3166.
- [7] LI S H, LIU Z G. Adaptive speed control for permanent-magnet synchronous motor system with variations of load inertia [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(8):3050-3059.
- [8] CORTES P, KAZMIERKOWSKI M P, KENNEL R M, *et al.*. Predictive control in power electronics and drives [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, 55(12):4312-4324.
- [9] JAN R M, TSENG C S, LIU R J. Robust PID control design for permanent magnet synchronous motor: A genetic approach [J]. *Electric Power Systems Research*, 2008, 78(7):1161-1168.
- [10] 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 Transactions on Industrial Electronics*, 2013, 28(3):1358-1365.
- [11] 魏强, 张承进, 张栋, 等. 压电陶瓷驱动器的滑模神经网络控制 [J]. *光学精密工程*, 2012, 20(5):1052-1063.
- WEI Q, ZHANG CH J, ZHANG D, *et al.*. Neural network control for piezo-actuator using sliding-mode technique [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2012, 20(5):1052-1063. (in Chinese)
- [12] 赵长荣, 邬一杰, 顾建新, 等. 用神经网络结构实现超磁致伸缩智能构件滑模控制 [J]. *光学精密工程*, 2009, 17(4):779-786.
- ZHANG ZH R, WU Y J, GU J X, *et al.*. Implementation of sliding mode control of giant magnetostrictive smart component by neural network [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2009, 17(4):779-786. (in Chinese)
- [13] 刘颖, 周波, 方斯琛. 基于新型扰动观测器的永磁同步电机滑模控制 [J]. *中国电机工程学报*, 2010, 30(9):80-85.
- LIU Y, ZHOU B, FANG S CH. Sliding mode control of PMSM based on a novel disturbance observer [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2010, 30(9):80-85. (in Chinese)
- [14] 马晓军, 袁东, 李匡成, 等. 基于扩张观测器的炮控系统串联滑模控制 [J]. *光学精密工程*, 2011, 19(10):2410-2417.
- MA X J, YUAN D, LI K CH, *et al.*. Series sliding mode control for gun control system based on extended state observer [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2011, 19(10):2410-2417. (in Chinese)
- [15] 王礼鹏, 张化光, 刘秀种, 等. 基于扩张观测器的 SPMSM 调速系统的滑模变结构反步控制 [J]. *控制与决策*, 2011, 26(4):553-557.
- WANG L P, ZHANG H G, LIU X CH, *et al.*. Backstepping controller based on sliding mode variable structure for speed control of SPMSM with extended state observer [J]. *Control and Decision*, 2011, 26(4):553-557. (in Chinese)
- [16] 侯立民, 张化光, 刘秀种. 带 ESO 的自适应滑模调节的 SPMSM 自抗扰-无源控制 [J]. *控制与决策*, 2010, 25(11):1652-1656.

- HOU L M, ZHANG H G, LIU X CH. Adaptive sliding mode controller based on extended state observer of SPMSM with active disturbance rejection-passivity-based controller[J]. *Control and Decision*, 2010,25(11):1652-1656. (in Chinese)
- [17] HEUI-WOOK KIM, SEUNG-KI SUL. A new motor speed estimator using kalman filter in low-speed range [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1996,43(4): 498-504.
- [18] 张晓光,孙立,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)

**作者简介:**

邓永停(1987-),男,山东潍坊人,博士研究生,2010年于中国石油大学(华东)获得学士学位,主要从事望远镜精密跟踪控制技术及电子学设计。E-mail: dyt0612@163.com

**导师简介:**

王建立(1971-),男,山东曲阜人,研究员,博士生导师,主要从事空间探测技术和地基高分辨率成像光电望远镜总体技术的研究。E-mail: wangjianli@ciomp.ac.cn

(版权所有 未经许可 不得转载)