

基于新型趋近律和扰动观测器的永磁同步电机滑模控制

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, 长春 130033 2) 中国科学院大学, 北京 100039

✉ 通信作者, E-mail: dyt0612@163.com

摘要 为了提高永磁同步电机的转速控制性能, 克服扰动对伺服控制的影响, 提出了一种基于新型趋近律和扰动观测器的滑模控制方法。设计了一种新型趋近律, 以解决传统趋近律滑模面趋近时间和系统抖振之间的矛盾, 提高系统响应快速性。综合考虑系统存在内部参数摄动和外部负载扰动, 设计了滑模扰动观测器, 并将观测值前馈补偿到速度控制器输出端; 将观测器切换增益设计为扰动观测误差的函数, 以削弱滑模观测值抖振。仿真结果显示, 与传统趋近律相比, 采用新型趋近律可有效提高系统的响应速度, 快速准确的跟踪速度阶跃信号; 滑模观测器可准确的观测系统扰动的变化; 当系统加入负载扰动时, PI 控制最大转速波动值为 $75 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$, 而基于新型趋近律和扰动观测器的滑模控制最大转速波动值较小为 $30 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$, 鲁棒性更好。实验结果显示, 采用基于新型趋近律和扰动观测器的滑模控制方法可以快速跟踪 $400 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 的速度指令, 调节时间为 0.12 s , 稳态跟踪误差为 $\pm 4 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$, 且转速无超调; 滑模观测器可准确无超调的估计系统扰动值, 进一步提高系统的抗扰动性能; 当电机以 $400 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 稳速运行时, 加入 $0.6 \text{ N} \cdot \text{m}$ 的负载扰动, 基于新型趋近律和扰动观测器的滑模控制方法最大转速波动为 $23 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$, 与 PI 控制相比, 转速波动减小了 8% 。上述仿真和实验结果具有较好的一致性, 表明基于新型趋近律和扰动观测器的滑模控制方法可以有效抑制滑模控制系统的抖振, 提高转速控制系统的鲁棒性和动态响应性能。

关键词 永磁同步电机; 滑模控制; 新型趋近律; 扰动观测器; 转速控制

分类号 TM301.2

PMSM sliding-mode control based on novel reaching law and disturbance observer

LIU Jing^{1 2)}, LI Hong-wen¹⁾, DENG Yong-ting¹⁾✉

1) Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China

2) University of Chinese Academy of Science, Beijing 100039, China

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

ABSTRACT To improve the performance of the speed servo system in the permanent magnet synchronous motor (PMSM) and to reduce the influence of disturbance in the control system, a sliding mode control method was proposed based on a novel reaching law and disturbance observer. A novel reaching law was presented to solve the contradiction between sliding mode surface reaching time and the system chattering in the regular reaching law, and which can simultaneously improve the system response speed. A sliding mode disturbance observer (SMDO) was employed to estimate the system's lumped disturbances, such as parameter variations and external disturbances. The estimated value was utilized as a feed-forward to compensate for the speed controller and to further increase the anti-disturbance ability of the system. The switching gain of SMDO was designed as a function of the observed error of disturbance to suppress chattering of the sliding mode estimated value. The simulation results demonstrate that the novel reaching law has an improved dynamic system response speed compared to the regular reaching law and that it can accurately and rapidly track the step

收稿日期: 2016-10-10

基金项目: 国家自然科学基金青年基金资助项目(11603024); 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(065X32CN60)

speed signal. The SMDO accurately observes the varying system disturbance. When load disturbance is added to the system, the maximum speed fluctuation under PI control is $75 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$, whereas the sliding mode control, which is based on the novel reaching law and disturbance observer, records a maximum speed fluctuation of $30 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ and guarantees better and more robust system performance. The experimental results demonstrate that the system that relied on the proposed sliding mode control method can rapidly track a speed command of $400 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ without overshoot. The regulation time is 0.12 s and the steady-state accuracy is $\pm 4 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$. The SMDO can accurately estimate the system disturbance without overshoot while also improving the system's anti-disturbance ability. When the motor is operating at a steady speed of $400 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ and then is added a $0.6 \text{ N} \cdot \text{m}$ load torque disturbance, the method based on the novel reaching law and disturbance observer gives a maximum speed fluctuation of $23 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$. This speed fluctuation represents a reduction of 8% compared to that with PI control. The simulation and experimental results are in good agreement. These results indicate that the proposed control method can improve the dynamic and robust performance of the speed servo system and effectively alleviate the chattering of the sliding mode control system.

KEY WORDS permanent magnet synchronous motor; sliding mode control; novel reaching law; disturbance observer; speed control

近年来永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)以其体积小、效率高、可靠性高等优点,得到了广泛的应用,许多应用场合对其控制性能也提出了越来越高的要求。永磁同步电机是一个多变量、非线性、强耦合的系统,对于参数摄动和外部负载扰动非常敏感^[1]。传统的PI控制方法因其算法简单、调速方便等优点,在永磁同步电机的控制系统中得到了广泛的应用。但是PI控制方法需要系统精确的数学模型,对实际系统中存在的参数摄动和负载扰动等十分敏感,进而难以获得理想的高精度控制性能。因此,很多非线性的控制方法被应用到了永磁同步电机的控制系统中,包括鲁棒控制^[2]、自适应控制^[3-4]、预测控制^[4-6]、滑模控制^[7-11]、Back-stepping方法^[12]、智能控制^[13]等。其中滑模控制(sliding mode control, SMC)以其快速性、强鲁棒性和简单可行的优点而被广泛应用。

但是,在滑模控制系统中不可避免会出现抖振现象,如何抑制抖振是滑模控制方法应用的研究关键^[1]。目前已有研究人员提出了一些解决方法,例如边界层法^[14]、模糊、神经滑模控制^[15]、高阶滑模控制^[16]、趋近律方法^[17-22]等。由于抖振现象是系统轨迹对滑模面趋近结果的不理想而导致的,而趋近律方法是直接与趋近过程相关的,因此本文选取趋近律方法来抑制系统抖振。

传统的趋近律可以达到削弱抖振的要求,但却存在系统抖振和滑模面趋近时间之间的矛盾。Zhang等^[19]设计了一种新型指数趋近律,切换增益是一个常量和系统状态的函数,解决了传统趋近律无法快速准确到达滑模面的问题,但是当系统到达滑模面时,系统抖动仍然很大。Zhao等^[20]设计了一个新的指数趋近律,进行速度和电流环控制器的设计。Wasu等^[21]在传统趋近律的基础上设计了一种可变增益趋近律,达到了削弱系统抖动的效果。但是上述趋近律在系统趋近滑模面的过程中,切换增益迅速减小,导致在系统到达

滑模面时,鲁棒性较差,趋近时间也增大。合理的趋近律设计是能够保证系统轨迹在离滑模切换面较远时,运动点趋向滑模面的速度足够大,减小滑模面趋近时间,以满足系统动态响应的快速性;在接近滑模面时,其速度渐近于零,以减小系统抖振。

在滑模控制系统中,当系统出现扰动时,要满足滑模面存在性和可达性条件,同时有效抑制扰动,控制增益必须随着扰动的增加而增大。但是,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。扰动观测器的提出,可以很好地解决这一问题。刘颖等^[23]设计了常规开环扰动观测器,具有结构简单的优点,但是扰动观测误差并没有作为反馈对观测值进行校正,进而无法保证扰动观测器收敛性及收敛速度。鲁文其等^[24]与Leu等^[25]设计了常规闭环扰动观测器进行扰动观测,能够保证观测系统的稳定,但是需要大量的在线运算对系统时变参数进行辨识。而滑模观测器结构简单,易于实现,得到了大量实际应用。张晓光等^[1, 26]、王志宇等^[27]、许永宾^[28]设计了滑模观测器,准确估计了系统扰动转矩,提高了系统抗扰动性能,但是对于滑模观测器中观测值滑模抖振的抑制未做考虑。

基于上述问题,本文将设计基于新型趋近律和扰动观测器的滑模控制方法。在传统趋近律(regular reaching law)的基础上,通过选取指数项、系统状态、可变项、终端项和线性增益,进行新型趋近律(novel reaching law)的设计,以解决系统抖振和滑模面趋近时间的矛盾。利用新型趋近律进行速度环滑模控制器设计,电流环选用PI控制器。为了进一步提高系统的鲁棒性,设计滑模扰动观测器(sliding mode disturbance observer, SMDO),并将观测值反馈补偿到速度控制器。滑模扰动观测器将速度和扰动同时作为观测对象,观测器切换增益设计为扰动观测误差的函数,保证系统的稳定性和鲁棒性,抑制观测值滑模抖振。滑模扰动观测器可有效地减小系统的控制增益,进一步抑制系统抖振,提高永磁同步电机转速控制系统的控制

性能.

1 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. PMSM 在 $d-q$ 轴坐标系下的数学模型为:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_e - T_L - B\Omega, \quad (1)$$

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

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - L_q p \Omega i_q, \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + L_d p \Omega i_d + p \Omega \varphi_f. \end{cases} \quad (3)$$

式中 J 为转动惯量, Ω 为机械角速度, t 为时间, T_e 为电磁转矩, T_L 为负载转矩, B 为黏滞摩擦系数, p 为磁极对数, φ_f 为永磁体磁链, i_d 、 i_q 分别为 d 、 q 轴定子电流, K_t 为转矩系数, u_d 、 u_q 分别为 d 、 q 轴定子电压, R_s 为定子电阻, L_d 、 L_q 分别为 d 、 q 轴电感. 对于表面式永磁同步电机 $L_d = L_q$.

2 新型趋近律设计

2.1 传统趋近律

通常滑模控制器的设计分为: (1) 选择合理的滑模面; (2) 设计控制律,使得系统轨迹在控制律的作用下趋近滑模面.

通常选取传统滑模面:

$$s_1 = e_1 = \Omega_{\text{ref}} - \Omega. \quad (4)$$

式中 s_1 传统为滑模面, e_1 为速度跟踪误差, Ω_{ref} 为转速给定值.

对 s_1 求导,结合式(1)可得:

$$\dot{s}_1 = \dot{\Omega}_{\text{ref}} - \dot{\Omega} = \dot{\Omega}_{\text{ref}} - \left(\frac{K_t}{J} i_q - \frac{T_L}{J} - \frac{B}{J} \Omega \right). \quad (5)$$

传统趋近律为:

$$\dot{s}_1 = -k_1 \text{sign}(s_1). \quad (6)$$

式中 k_1 为滑模控制切换增益.

结合式(5)、式(6)可得:

$$\dot{\Omega}_{\text{ref}} - \frac{K_t}{J} i_q + \frac{T_L}{J} + \frac{B}{J} \Omega = -k_1 \text{sign}(s_1). \quad (7)$$

由式(7)可得速度滑模控制律为:

$$i_q^* = \frac{J}{K_t} \left[\dot{\Omega}_{\text{ref}} + \frac{T_L}{J} + \frac{B}{J} \Omega + k_1 \text{sign}(s_1) \right]. \quad (8)$$

从式(8)可以看出,控制律中非连续项 $J/K_t k_1 \text{sign}(s_1)$ 的存在,将会导致系统抖振,并且抖振的程度直接取决于 k_1 值的大小.

由式(6)可得,系统轨迹到达滑模面所需的趋近时间为:

$$t = \frac{|s_1(0)|}{k_1}. \quad (9)$$

由式(9)可以看出,趋近时间的计算也直接与 k_1 值有关. 如果 k_1 值增大,趋近时间会减小,鲁棒性提高,但是同时系统抖振也会增大,因此,系统抖振和滑模面趋近时间之间存在矛盾^[1].

2.2 新型趋近律

基于上述传统趋近律的缺点,设计了一种新型趋近律:

$$\begin{aligned} \dot{s} &= -k_s \text{sign}(s) - k_l s, \\ k_s &= f(x_1, s) + k_l |s|^\alpha, \\ f(x_1, s) &= \frac{k}{\varepsilon + \left(\frac{1}{\lambda(|x_1|)} - \varepsilon \right) e^{-\delta|s|}}. \end{aligned} \quad (10)$$

式中: $k > 0$, $k_l > 0$, $\delta > 0$, $0 < \varepsilon < 1$, $0 < \alpha < 2$; s 为滑模面; x_1 为系统状态; k_s 为切换增益; k_l 为线性增益.

新型趋近律的设计是基于指数项 $e^{-\delta|s|}$ 、终端项 $k_l |s|^\alpha$ 、系统状态 $|x_1|$ 、可变项 $\lambda(|x_1|)$ 和线性增益 k_l 的选取. 当 $|s|$ 较大时, k_s 约等于 $k/\varepsilon + k_l |s|^\alpha$ 远远大于原始增益 k , 保证系统有更小的趋近时间和更强的鲁棒性. 终端项 $k_l |s|^\alpha$ 的加入使得系统在 $|s|$ 值比较大的情况下有更好的动态响应性能. 当 $|s|$ 较小时, $f(x_1, s)$ 约等于 $k\lambda(|x_1|)$.

定义可变项:

$$\lambda(|x_1|) = \frac{|x_1|}{|x_1| + \sigma}. \quad (11)$$

式中 $\sigma > 0$ 是可变项系数.

可变切换增益 $k\lambda(|x_1|)$ 可以一直保持小于原始增益 k , 能有效地抑制系统抖振. k_s 值约等于 $k\lambda(|x_1|) + k_l |s|^\alpha$, 在控制律的作用下系统状态 $|x_1|$ 逐渐趋近于零, k_s 就逐渐趋近于零, 系统轨迹逐渐接近滑模面. 因此, 基于该新型趋近律的控制器, 能够动态适应系统状态和滑模面 s 的变化, 可以获得更好的控制性能.

2.3 饱和函数

新型趋近律中符号函数 $\text{sign}(s)$ 可以由饱和函数 $\text{sat}(s)$ 替代, 饱和函数 $\text{sat}(s)$ 为:

$$\text{sat}(s) = \begin{cases} \text{sign}(s) & \text{if } |s| > \rho, \\ \frac{s}{\rho} & \text{if } |s| \leq \rho. \end{cases} \quad (12)$$

式中 ρ 是函数边界层值, 决定了该饱和函数的平滑度, 设计过程中需要选取一个合适的 ρ 值.

饱和函数的本质为: 在边界层外采用切换控制, 在边界层内采用线性化反馈控制. 这能够在一定程度上抑制由于滑模面切换引起的系统高频抖动^[28].

3 滑模控制器设计

3.1 速度环滑模控制器设计

速度环的作用是保证系统存在参数摄动和外部负载扰动的情况下,有良好的抗扰动性能,抑制转速波动^[29].能够快速、准确的跟踪给定速度.

定义速度跟踪误差:

$$e_t = \Omega_{\text{ref}} - \Omega \quad (13)$$

滑模面的设计决定了滑动模态的运动品质. 选用积分型滑模面,其优点是:(1) 积分型滑模面可平滑转矩;(2) 有效地消除系统稳态误差;(3) 削弱系统抖振;(4) 控制律中避免出现变量的二阶导数,增强控制器的稳定性^[30].

积分型滑模面为:

$$s = e_t + c \int_0^t e_t dt. \quad (14)$$

式中 c 为积分型滑模面的积分系数.

对 s 求导,可得:

$$\dot{s} = \dot{e}_t + ce_t = \dot{\Omega}_{\text{ref}} - \dot{\Omega} + ce_t. \quad (15)$$

永磁同步电机的动态方程为

$$\dot{\Omega} = ai_q - bT_L - h\Omega. \quad (16)$$

式中 $a = K_t/J$ $b = 1/J$ $h = B/J$.

考虑系统内部参数摄动和外部负载扰动可得:

$$\dot{\Omega} = ai_q - bd(t) - h\Omega. \quad (17)$$

式中 $d(t)$ 代表系统总扰动包括内部参数摄动和外部负载扰动.

结合式(10)、式(15)、式(17),设计滑模控制律:

$$i_q^* = a^{-1} [\dot{\Omega}_{\text{ref}} + h\Omega + bd(t) + ce_t + k_s \text{sat}(s) + k_1 s]. \quad (18)$$

从式(18)可看出,不确定项 $d(t)$ 的存在对系统控制性能有很大的影响.然而,在实际的应用中,系统的扰动是无法测量的.因此,设计观测器来实时观测扰动 $d(t)$ 的变化.

定义李亚普诺夫函数:

$$V_c = \frac{1}{2}s^2. \quad (19)$$

对 V_c 进行求导可得:

$$\dot{V}_c = s\dot{s}. \quad (20)$$

结合式(15)、式(16)、式(18)可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_c = s\dot{s} &= s(ce_t + \dot{\Omega}_{\text{ref}} - (ai_q^* - bd(t) - h\Omega)) = \\ &= s(-k_s \text{sat}(s) - k_1 s) = \\ &\begin{cases} -k_s |s| - k_1 s^2 & |s| > \rho, \\ -\frac{k_s}{\rho} s^2 - k_1 s^2 & |s| \leq \rho. \end{cases} \end{aligned} \quad (21)$$

由式(21)可得:

$$\dot{V}_c = s\dot{s} \leq 0. \quad (22)$$

根据李亚普诺夫稳定性理论,采用该滑模控制器的系统是稳定的,并且任何跟踪误差都能在有限时间内趋近于零.

3.2 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.考虑滑模观测值的抖振问题,对常规滑模扰动观测器做了进一步改进.结构框图如图1所示.

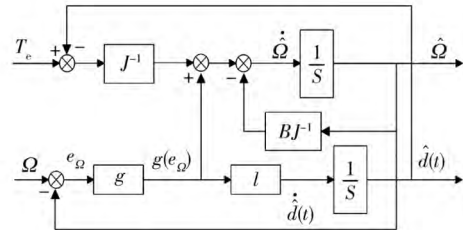


图1 滑模扰动观测器结构框图

Fig. 1 Structural diagram of sliding mode disturbance observer

在 PMSM 控制系统中,负载扰动转矩相对于其他系统状态信号是缓慢变化的,其一阶导数为零:

$$\frac{dT_L}{dt} = 0. \quad (23)$$

由式(23)扰动 $d(t)$ 的一阶导数为零:

$$\dot{d}(t) = 0. \quad (24)$$

将机械角速度 Ω 和系统总扰动 $d(t)$ 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:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\Omega} \\ \dot{d} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -B/J & -1/J \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega \\ d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/J \\ 0 \end{bmatrix} T_e, \\ y &= [1 \quad 0] \begin{bmatrix} \Omega \\ d \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (25)$$

将机械角速度 Ω 和系统总扰动 $d(t)$ 作为观测对象,由式(25)可得滑模观测器方程:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\Omega}} \\ \dot{\hat{d}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -B/J & -1/J \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\Omega} \\ \hat{d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/J \\ 0 \end{bmatrix} T_e + \begin{bmatrix} 1 \\ l \end{bmatrix} g(e_\Omega). \quad (26)$$

式中 l 是观测器增益, $g(e_\Omega)$ 表示对应于观测误差 $e_\Omega = \Omega - \hat{\Omega}$ 的滑模控制律.

由式(25)、式(26)可得扰动观测器的误差方程:

$$\begin{cases} \dot{e}_\Omega = -\frac{B}{J}e_\Omega - \frac{1}{J}e_T - g(e_\Omega), \\ \dot{e}_T = -le_\Omega. \end{cases} \quad (27)$$

式中, $e_\Omega = \Omega - \hat{\Omega}$ 为速度观测误差, $e_T = d - \hat{d}$ 为扰动观测误差.

选取滑模面:

$$s_\Omega = e_\Omega + c_\Omega \int_0^t e_\Omega dt. \quad (28)$$

对 s_Ω 求导,可得:

$$\dot{s}_\Omega = \dot{e}_\Omega + c_\Omega e_\Omega \quad (29)$$

选取趋近律:

$$\dot{s}_\Omega = -\varepsilon_\Omega \text{sign}(s_\Omega) \quad (30)$$

式中 ε_Ω 为切换增益.

结合式(27)、式(29)、(30), 同时将 $-\frac{e_T}{J}$ 项作为扰动项, 设计滑模扰动观测器的控制律:

$$g(e_\Omega) = \left(c_\Omega - \frac{B}{J}\right)e_\Omega + \varepsilon_\Omega \text{sign}(s_\Omega) \quad (31)$$

在控制律的作用下, 系统轨迹可在有限时间内到达并停留在滑模面上. 可得:

$$s_\Omega = \dot{s}_\Omega = 0 \quad (32)$$

$$e_\Omega = \dot{e}_\Omega \quad (33)$$

由式(27)可得:

$$\begin{cases} \dot{e}_T = -Jg(e_\Omega) \\ \dot{e}_T = -lg(e_\Omega) \end{cases} \quad (34)$$

由式(34)可得:

$$e_T = c_T e^{+T} \quad (35)$$

式中 c_T 是一个常数, 为了保证扰动观测误差 e_T 能够趋近于零, 参数 l 必须满足:

$$l < 0 \quad (36)$$

扰动观测误差趋近于零的速度直接取决于 l 值大小. 定义李亚普诺夫函数:

$$V_o = \frac{1}{2}s_\Omega^2 \quad (37)$$

对 V_o 进行求导可得:

$$\dot{V}_o = s_\Omega \dot{s}_\Omega \quad (38)$$

结合式(27)、式(29)、式(31)可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_o &= s_\Omega \dot{s}_\Omega = s_\Omega \left(ce_\Omega - \frac{B}{J}e_\Omega - \frac{1}{J}e_T - g(e_\Omega) \right) = \\ &= s_\Omega \left(-\varepsilon_\Omega \text{sign}(s_\Omega) - \frac{e_T}{J} \right) \end{aligned} \quad (39)$$

根据李雅普诺夫稳定性理论, 滑模面存在和可达的条件为

$$\dot{V}_o = s_\Omega \dot{s}_\Omega < 0 \quad (40)$$

由式(40)可得:

$$\varepsilon_\Omega > \frac{|e_T|}{J} \quad (41)$$

上式表明, 当负载扰动观测误差很大时, 观测器切换增益需相应增大, 这也导致观测值抖振增强.

为解决上述问题, 将观测器的切换增益设计为扰动观测误差 e_T 的函数:

$$\varepsilon_\Omega = f_\varepsilon \frac{|e_T|}{J} \quad (42)$$

式中 f_ε 是一个大于 1 的常数. 当负载扰动观测误差 e_T 很大时, 切换增益 ε_Ω 也相应增大, 保证系统的鲁棒性. 当 e_T 趋近于 0 时, 切换增益 ε_Ω 也趋近于 0, 以削弱观测值的滑模抖振现象.

3.3 扰动补偿

扰动观测值 $\hat{d}$ 在速度滑模控制器的输出端进行补偿. 根据式(18), 可得速度滑模控制律:

$$i_q^* = a^{-1} [\dot{\Omega}_{\text{ref}} + h\Omega + b\hat{d} + ce_i + k_s \text{sat}(s) + k_1 s] \quad (43)$$

由式(43)可看出, 系统扰动作为已知量反馈到控制律中, 当系统出现扰动时, 控制器能及时响应转矩变化, 从而无需较大的控制增益便能取得较好的抗扰动性能, 在一定程度上削弱了系统抖振.

4 仿真和实验分析

为了验证本文提出控制方法的有效性, 进行了仿真和实验研究, PMSM 参数如表 1 所示. 使用 MATLAB/Simulink 建立模型并进行仿真, 搭建了基于 DSP 和 FPGA 的硬件控制平台进行实验. PMSM 滑模控制系统结构框图如图 2 所示.

表 1 永磁同步电机参数

Table 1 Parameters of PMSM

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

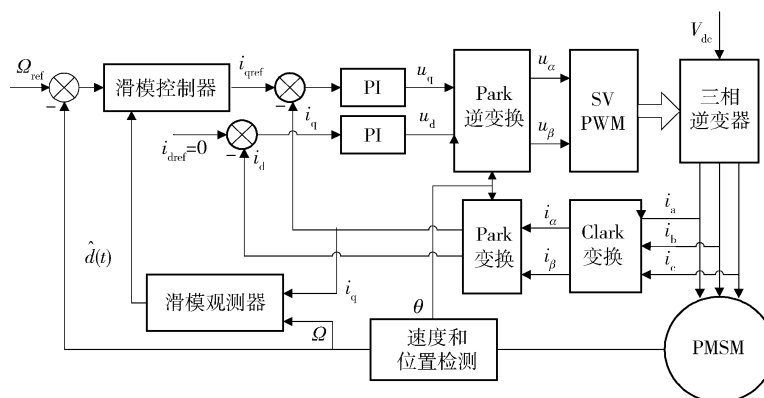


图 2 PMSM 滑模控制系统结构框图

Fig. 2 Structure diagram of PMSM sliding mode control system

4.1 仿真分析

为了说明新型趋近律的有效性,将基于新型趋近律的滑模控制(NSMC)与基于传统趋近律的滑模控制(RSMC)及PI控制性能进行对比仿真.前提条件是上述3种方法的电流环均采用PI控制器,并且参数相同.仿真结果如图3所示.

为了说明滑模扰动观测器的有效性,将PI、NSMC、基于新型趋近律和扰动观测器的滑模控制NSMC+SMDO 3种控制方法的控制性能进行了对比仿真,电流环均采用PI控制器,且参数相同.仿真结果如图4所示.

PI控制仿真参数为:速度控制器比例增益 $K_p = 0.02$,积分增益 $K_i = 0.003$;电流控制器d、q轴相同 $K_p = 5.0$, $K_i = 0.05$.速度控制器为带有Anti-windup

策略的PI控制器,来解决windup现象导致的系统超调量大和调节时间长的问题^[31].

滑模控制仿真参数:传统趋近律速度控制器: $c = 5$, $k = 800$;新型趋近律速度控制器: $x_1 = e_1$, $\rho = 0.05$, $c = 5$, $\varepsilon = 0.1$, $k = 80$, $k_1 = 90$, $k_2 = 60$, $\delta = 10$, $\sigma = 0.65$, $\alpha = 1.2$;电流控制器 $K_p = 5.0$, $K_i = 0.05$.滑模扰动观测器: $c_\Omega = 2$, $l = -0.8$, $\varepsilon_\Omega = 1800$, $f_e = 1.5$.

如图3(a)所示当系统从静止跟踪 $300 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 速度,再阶跃到 $450 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 时,RSMC、NSMC控制的仿真速度响应曲线.可看出与RSMC控制相比,NSMC控制调节时间更小,快速性更好,且无超调.如图3(b)所示为滑模面 s 的动态响应曲线,可以看出,相比于RSMC控制,采用NSMC控制方法可有效提高系统滑模面的趋近速度,同时可抑制系统抖振.

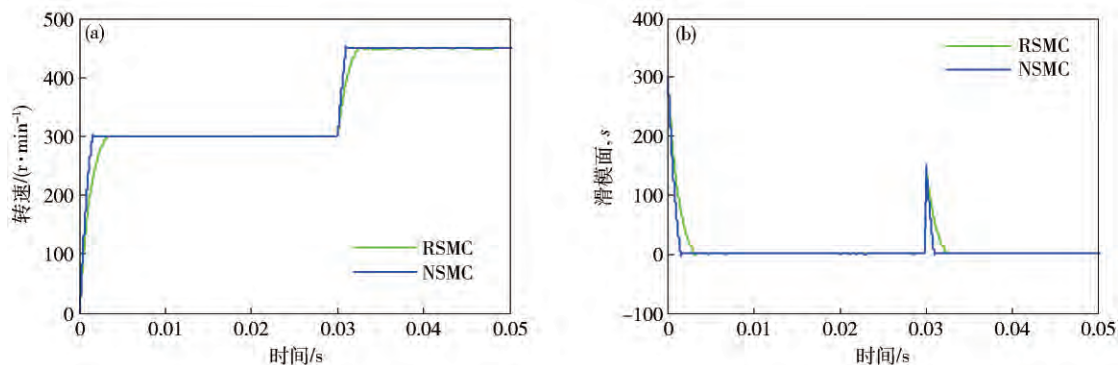


图3 仿真结果曲线。(a)速度响应曲线;(b)滑模面响应曲线

Fig.3 Simulation results curve: (a) speed response curve; (b) sliding mode surface response curve

跟踪 $400 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 的速度指令,在 $t = 0.05 \text{ s}$ 加入扰动转矩 $0.6 \text{ N} \cdot \text{m}$,在 $t = 0.1 \text{ s}$ 卸去 $0.6 \text{ N} \cdot \text{m}$ 扰动转矩,仿真结果如图4所示.由图4(a)、(c)可以看出采用NSMC+SMDO控制,转速和转矩响应最快,动态响应性能最好.由图4(b)可以看出,PI控制具有更大的转速波动,最大转速波动值可达 $75 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$;NSMC控制的最大转速波动值为 $55 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$;而NSMC+SMDO控制的最大转速波动值为 $30 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$,且很快恢复到给定转速,有良好的鲁棒性.图5为滑模扰动观测器的仿真结果,可以看出改进的滑模观测器相比与常规滑模观测器,响应更快,无明显超调,同时可以准确地对扰动值进行估计.

仿真结果表明,NSMC+SMDO控制,可以快速,无超调的跟踪给定速度指令,同时具有良好的抗扰动性能.

4.2 实验分析

PMSM转速伺服控制系统硬件结构框图如图6所示.搭建了如图7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数字信号处理器

(Digital signal processor, DSP)——(TMS320F28335)和现场可编程门阵列(Field Programmable Gate Array, 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 0.144° ,经FPGA四倍频后实际分辨率为 0.036° .设置速度环采样频率为 1 kHz ,电流环采样频率为 15 kHz .负载扰动通过控制磁粉制动器的励磁电流来实现.

PI控制实验参数为:速度控制器具有Anti-windup策略,防止积分饱和现象;q轴电流输出限幅 $\pm 3 \text{ A}$;速度环 $K_p = 0.02$, $K_i = 0.003$;电流控制器d、q轴相同 $K_p = 5.0$, $K_i = 0.05$.

滑模控制实验参数如下,传统趋近律速度控制器: $c = 5$, $k = 800$;新型趋近律速度控制器: $x_1 = e_1$, $\rho = 0.05$, $c = 5$, $\varepsilon = 0.1$, $k = 85$, $k_1 = 90$, $k_2 = 80$, $\delta = 12$, $\sigma = 0.5$, $\alpha = 1.2$;电流控制器 $K_p = 5.0$, $K_i = 0.05$.滑模扰动观测器 $c_\Omega = 2$, $l = -0.8$, $\varepsilon_\Omega = 1800$, $f_e = 1.5$.

图8(a)为当转速设定为 $300 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 阶跃到 $450 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$,电机空载条件下,RSMC以及NSMC控制

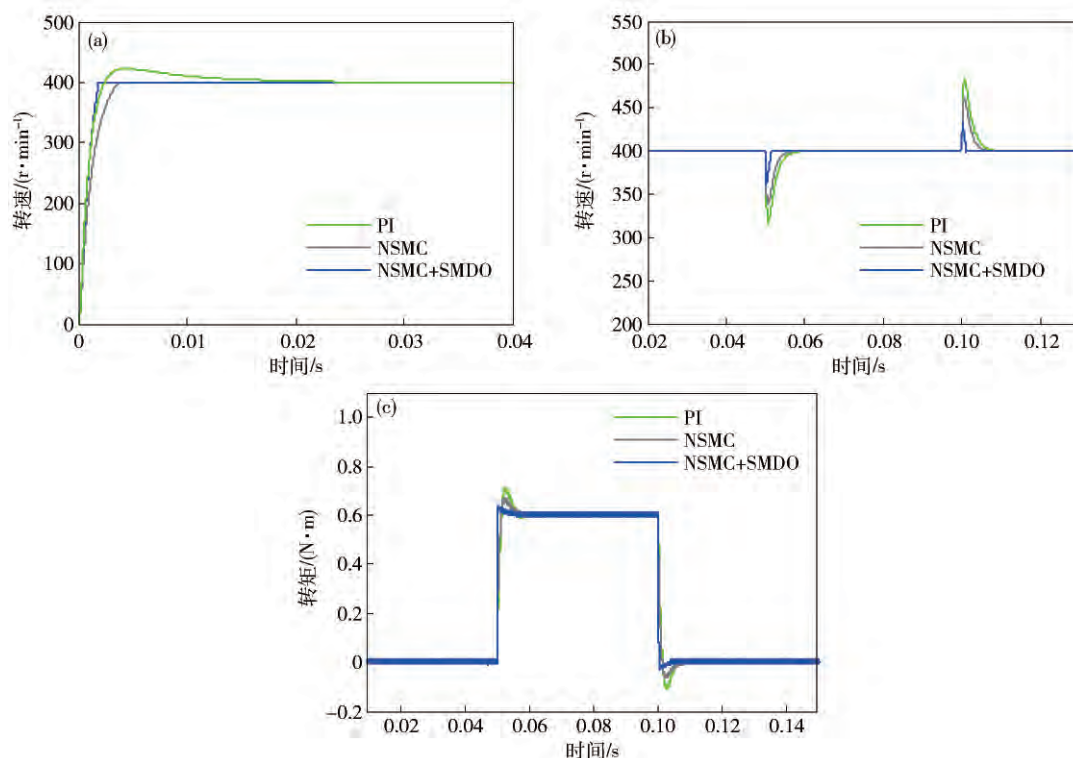


图4 仿真结果曲线。(a) 启动时速度响应曲线;(b) 负载变化时速度响应曲线;(c) 负载变化时转矩响应曲线

Fig. 4 Simulation results curve: (a) speed response when system is starting; (b) speed response when the load varies; (c) torque response when the load varies

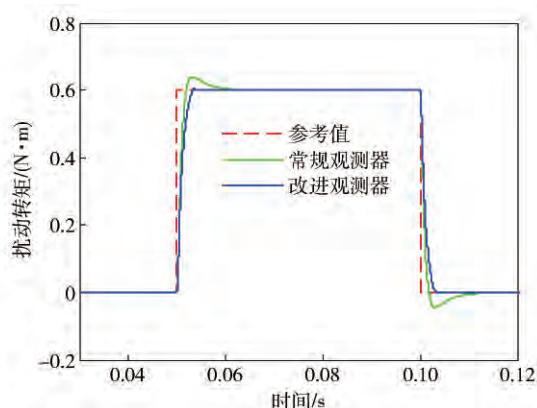


图5 滑模扰动观测器仿真结果

Fig. 5 Simulation results of sliding mode disturbance observer

方法的速度响应曲线。RSMC 控制方法速度响应调节时间为 0.3 s,与之相比 NSMC 控制方法调节时间更短为 0.16 s,响应快、无超调;图 8(b)所示为采用 RSMC 及 NSMC 控制方法滑模面 s 的响应曲线,可以看出 NSMC 控制方法可有效提高滑模面的趋近速度。以上实验结果证明了新型趋近律的有效性。

通过控制磁粉制动器来实现负载扰动,首先加入 $0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$ 的负载扰动转矩,再卸去 $0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$ 的扰动转矩。速度和转矩响应曲线如图 9~图 11 所示。由

图 9(a)、图 10(a) 和图 11(a) 可以看出,在电机空载条件下,跟踪 $400 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 的速度指令,系统启动时,PI 控制调节时间为 0.7 s、转速有超调,NSMC 控制调节时间为 0.18 s,NSMC + SMDO 控制调节时间为 0.12 s、无转速超调。由以上结果可得,NSMC + SMDO 控制稳态误差为 $\pm 4 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$,在一个码值(编码器分辨率 0.036° ,采用差分的方法得到转速,一个码值代表 $6 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$)的误差允许范围内,可以快速准确地跟踪给定速度指令。

在进行负载扰动的过程中,由图 9(b)、图 10(b) 和图 11(b) 可以看出 PI 控制的最大转速波动值达 $55 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$; NSMC 控制的最大转速波动值为 $30 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$;而 NSMC + SMDO 控制将转速波动最大值减小到 $23 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$,同时转速恢复较快。由图 9(c)、图 10(c) 和图 11(c) 可以看出与 PI 和 NSMC 相比,NSMC + SMDO 控制方法的转矩响应更快,超调更小。图 12 为滑模扰动观测器的实验结果,可以看出相比常规滑模观测器,改进的滑模观测器响应更快,无明显超调,获得良好的观测性能。以上结果表明扰动观测器能够准确估计系统扰动,并对速度控制器做前馈补偿,提高了系统的鲁棒性和转速控制性能。

实验结果表明,采用 NSMC + SMDO 的控制方法,

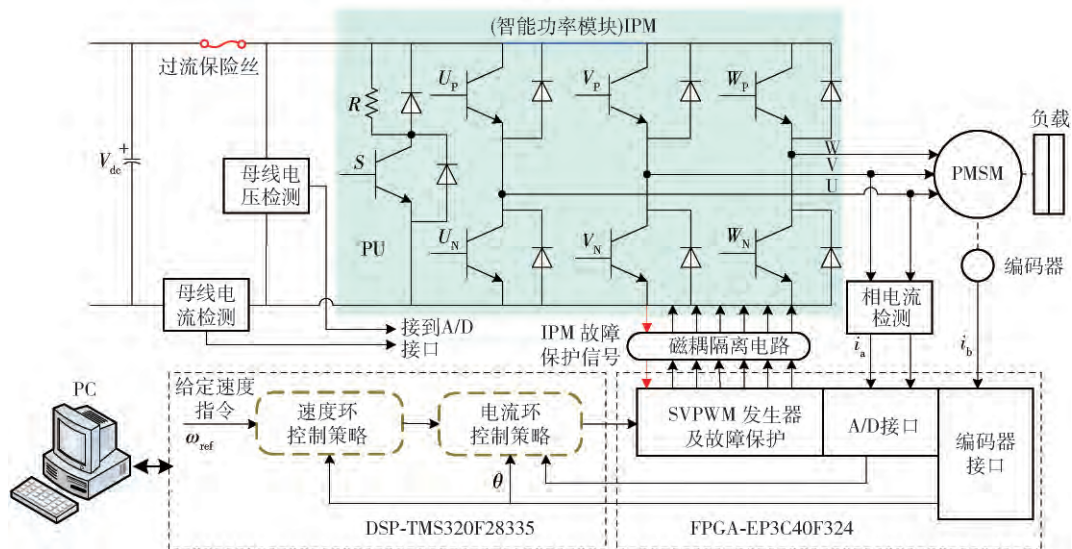


图6 PMSM 转速伺服控制系统硬件结构框图

Fig. 6 Hardware configuration of the PMSM speed servo control system

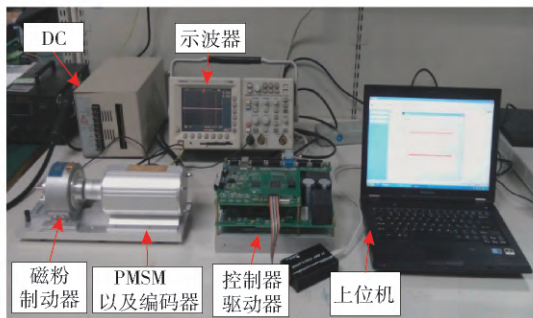


图7 硬件实验装置

Fig. 7 Hardware experimental installation

可有效地提高转速控制系统的动态响应性能,增强系统的抗扰动能力。

仿真和实验结果对比如表2所示,由表2可以看出:与传统趋近律相比,新型趋近律提高了系统的响应速度,调节时间较短;在相同负载扰动的情况下,

NSMC + SMDO 控制方法获得了更优的抗扰动性能。仿真和实验结果具有较好的一致性,以上结果表明:采用 NSMC + SMDO 的控制方法,可有效地提高 PMSM 转速伺服系统的控制性能,增强系统的鲁棒性。

5 结论

(1) 新型趋近律在抑制系统抖振的同时可有效减少滑模面的趋近时间,提高系统响应速度。

(2) 滑模观测器切换增益设计为扰动观测误差的函数,可抑制滑模观测值的抖振,改进观测器性能;采用滑模观测器对系统的扰动进行估计,将观测值前馈补偿到速度控制器,提高了系统的抗扰动性能。

(3) 仿真结果表明:与传统趋近律相比,采用新型趋近律跟踪阶跃速度信号,调节时间较短,可提高系统的动态响应速度;滑模扰动观测器可准确的对系统扰

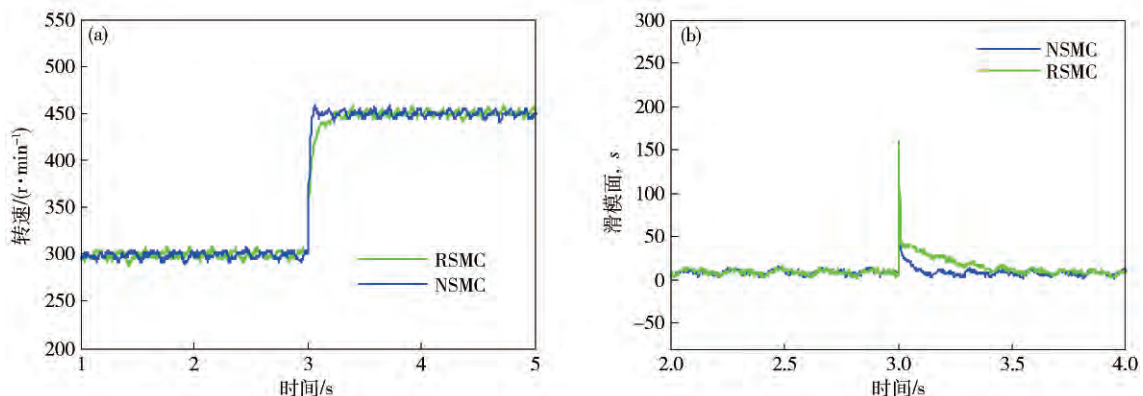


图8 实验结果曲线。(a) 速度阶跃响应曲线;(b) 滑模面s响应曲线

Fig. 8 Experimental results curve: (a) step-speed response curve; (b) sliding mode surface response curve

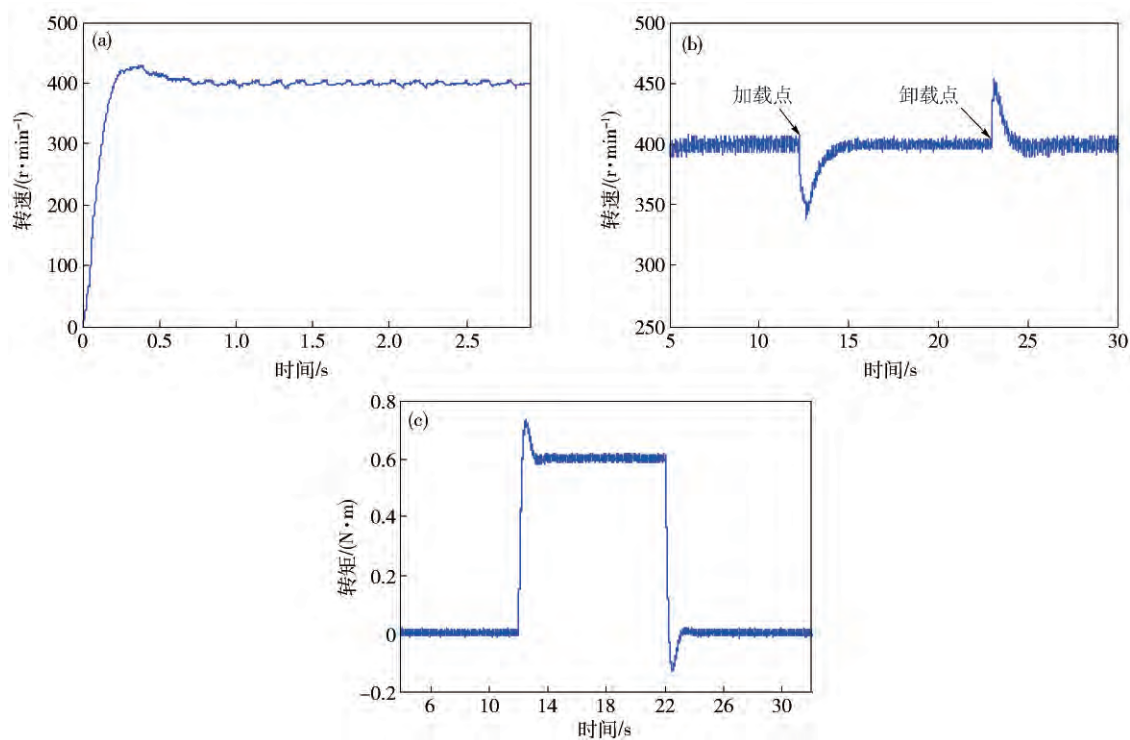


图9 PI控制实验结果。(a)启动时速度响应曲线;(b)负载变化时速度响应曲线;(c)负载变化时转矩响应曲线

Fig. 9 Experimental results with PI method: (a) speed response when system is starting; (b) speed response when the load varies; (c) torque response when the load varies

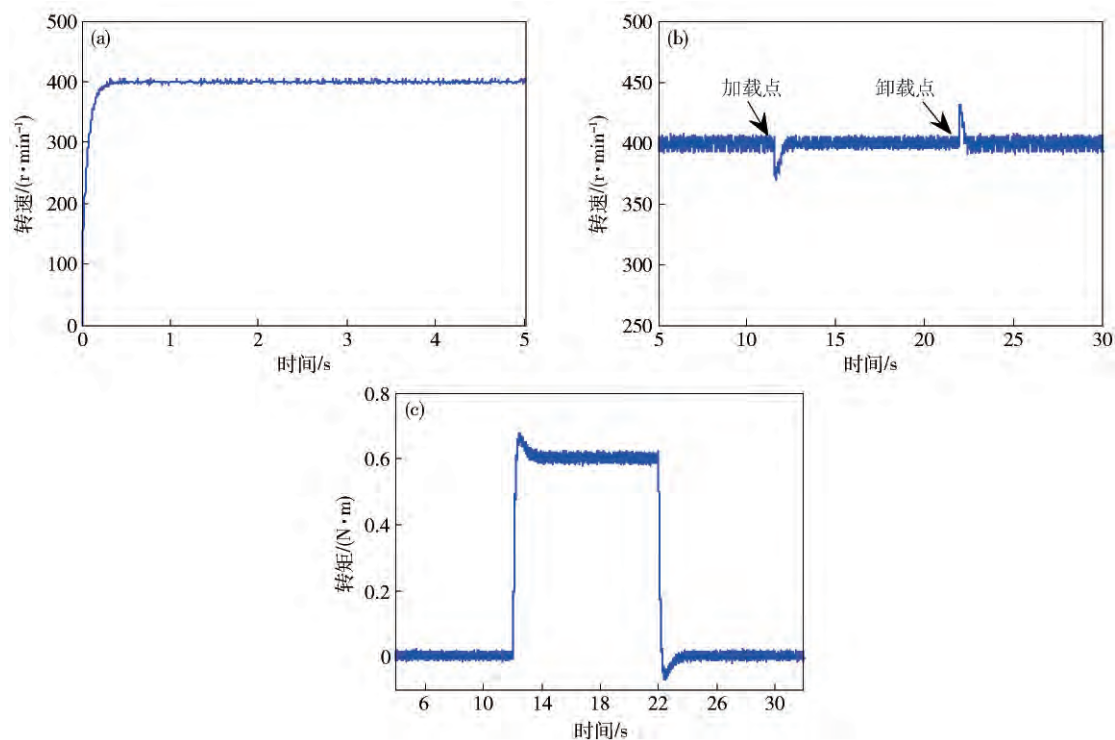


图10 NSMC控制实验结果。(a)启动时速度响应曲线;(b)负载变化时速度响应曲线;(c)负载变化时转矩响应曲线

Fig. 10 Experimental results with NSMC method: (a) speed response when system is starting; (b) speed response when the load varies; (c) torque response when the load varies

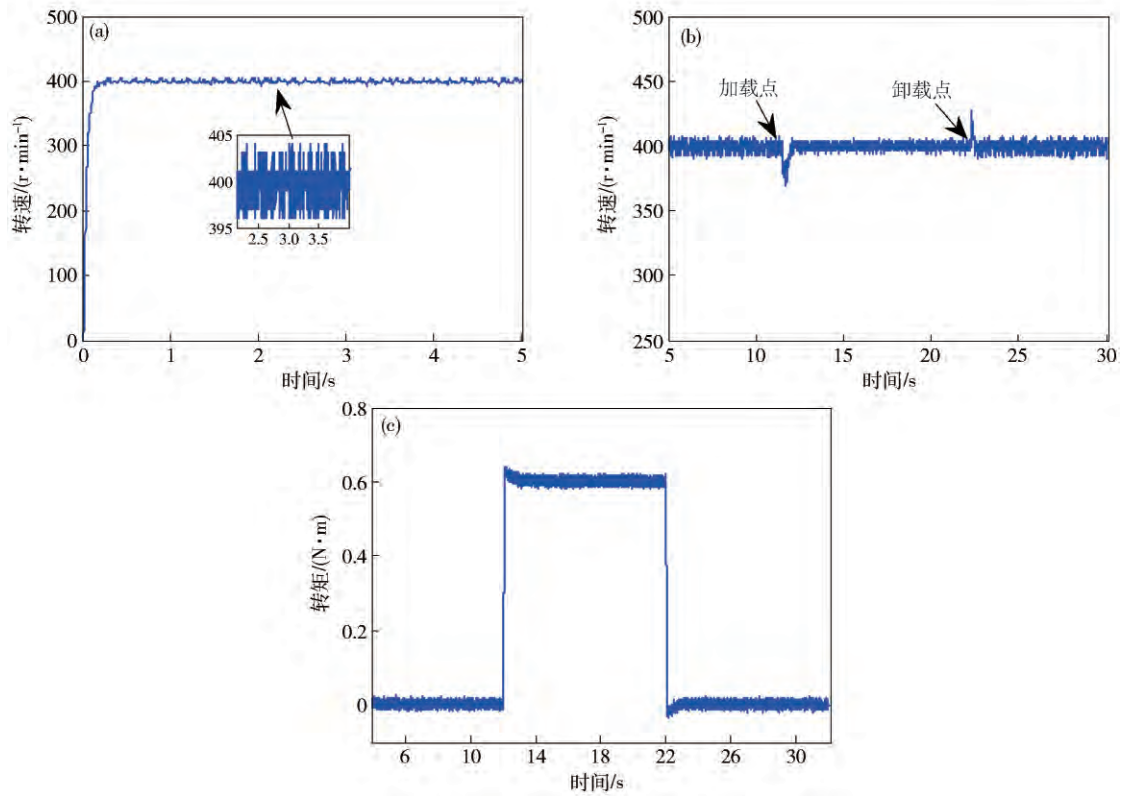


图 11 NSMC + SMDO 控制实验结果. (a) 启动时速度响应曲线; (b) 负载变化时速度响应曲线; (c) 负载变化时转矩响应曲线

Fig. 11 Experimental results with NSMC + SMDO method: (a) speed response when system is starting; (b) speed response when the load varies; (c) torque response when the load varies

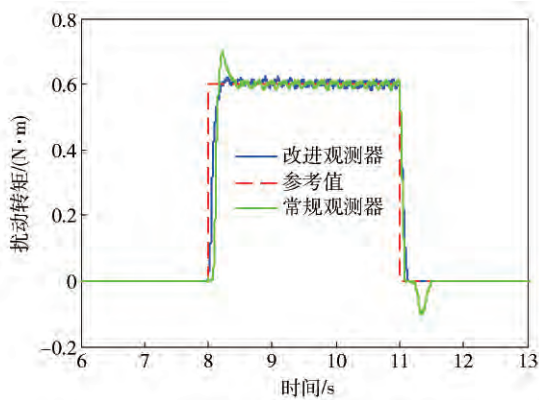


图 12 滑模扰动观测器实验结果

Fig. 12 Experimental results of sliding mode disturbance observer

动进行估计;当加入 $0.6\text{ N}\cdot\text{m}$ 负载扰动时,PI 控制最大转速波动值为 $75\text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$,NSMC + SMDO 控制最大转速波动值为 $30\text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$,NSMC + SMDO 控制获得了较好的抗扰动性能.

(4) 实验结果表明:采用 NSMC + SMDO 控制方法跟踪 $400\text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 的速度时,转速没有超调,调节时间为 0.12 s ,稳态精度为 $\pm 4\text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$;滑模扰动观测器可准确、无超调的对系统扰动值进行估计,进一步提高系统的抗扰动性能.当电机以 $400\text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 稳速运行时,加入 $0.6\text{ N}\cdot\text{m}$ 的负载扰动,采用 NSMC + SMDO 控制方法的转速波动最大值为 $23\text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$,相比 PI 控制方法最大转速波动减小了 8% .

表 2 仿真和实验结果对比

Table 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	$75\text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$	$55\text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$
	NSMC	$55\text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$	$30\text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$
	NSMC + SMDO	$30\text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$	$23\text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$
阶跃响应($300\sim 450\text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$)	RSMC	无超调,响应较慢	无超调,调节时间 0.3 s
	NSMC	无超调,响应较快	无超调,调节时间 0.16 s

(5) 仿真和实验结果具有较好的一致性, NSMC + SMDO 控制方法在转速控制系统存在扰动的条件下, 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, 提高转速控制精度.

参 考 文 献

- [1] Zhang X G, Sun L Z, Zhao K, et al. Nonlinear speed control for PMSM system using sliding-mode control and disturbance compensation techniques. *IEEE Trans Power Electron*, 2013, 28(3): 1358
- [2] Feng G, Liu Y F, Huang L P. A new robust algorithm to improve the dynamic performance on the speed control of induction motor drive. *IEEE Trans Power Electron*, 2004, 19(6): 1614
- [3] Choi H H, Vu N T T, Jung J W. Digital implementation of an adaptive speed regulator for a PMSM. *IEEE Trans Power Electron*, 2011, 26(1): 3
- [4] Deng Y T, Li H W, Wang J L, et al. Adaptive sliding mode control for AC servo system based on Kalman filter. *Opt Precision Eng*, 2014, 22(8): 2088
(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. 光学精密工程, 2014, 22(8): 2088)
- [5] Zhi D W, Xu L, Williams B W. Model-based predictive direct power control of doubly fed induction generators. *IEEE Trans Power Electron*, 2010, 25(2): 341
- [6] Deng Y T, Li H W, Wang J L, et al. Speed control for PMSM based on predictive functional control and disturbance observer. *Opt Precision Eng*, 2014, 22(6): 1598
(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. 光学精密工程, 2014, 22(6): 1598)
- [7] Fnaiech M A, Betin F, Capolino G A, et al. Fuzzy logic and sliding-mode controls applied to six-phase induction machine with open phases. *IEEE Trans Ind Electron*, 2010, 57(1): 354
- [8] Feng Y, Zheng J F, Yu X H, et al. Hybrid terminal sliding-mode observer design method for a permanent-magnet synchronous motor control system. *IEEE Trans Ind Electron*, 2009, 56(9): 3424
- [9] Foo G H B, Rahman M F. Direct torque control of an IPM-Synchronous motor drive at very low speed using a sliding-mode stator flux observer. *IEEE Trans Power Electron*, 2010, 25(4): 933
- [10] Li S H, Zhou M M, Yu X H. Design and implementation of terminal sliding mode control method for PMSM speed regulation system. *IEEE Trans Ind Informatics*, 2013, 9(4): 1879
- [11] Li B Q, Chen X L, Lin H, et al. Terminal sliding mode control for mechatronic servo systems with backlash nonlinearity compensation. *Trans China Electrotech Soc*, 2016, 31(9): 162
(李兵强, 陈晓雷, 林辉, 等. 机电伺服系统齿隙补偿及终端滑模控制. 电工技术学报, 2016, 31(9): 162)
- [12] Wai R J, Chang H H. Backstepping wavelet neural network control for indirect field-oriented induction motor drive. *IEEE Trans Neural Networks*, 2004, 15(2): 367
- [13] Lin F J, Hwang J C, Chou P H, et al. FPGA-based intelligent-complementary sliding-mode control for PMSM servo-drive system. *IEEE Trans Power Electron*, 2010, 25(10): 2573
- [14] Chen M S, Hwang Y R, Tomizuka M. A state-dependent boundary layer design for sliding mode control. *IEEE Trans Autom Control*, 2002, 47(10): 1677
- [15] Singh M, Chandra A. Application of adaptive network-based fuzzy inference system for sensorless control of PMSG-based wind turbine with nonlinear-load-compensation capabilities. *IEEE Trans Power Electron*, 2011, 26(1): 165
- [16] Chiu J Y C, Leung K K S, Chung H S H. High-order switching surface in boundary control of inverters. *IEEE Trans Power Electron*, 2007, 22(5): 1753
- [17] Tong K W, Zhang X, Zhang Y, et al. Sliding mode variable structure control of permanent magnet synchronous machine based on a novel reaching law. *Proc CSEE*, 2008, 28(21): 102
(童克文, 张兴, 张昱, 等. 基于新型趋近律的永磁同步电动机滑模变结构控制. 中国电机工程学报, 2008, 28(21): 102)
- [18] Fallaha C J, Saad M, Kanaan H Y, et al. Sliding-mode robot control with exponential reaching law. *IEEE Trans Ind Electron*, 2011, 58(2): 600
- [19] Zhang X G, Zhao K, Sun L. A PMSM sliding mode control system based on a novel reaching law // 2011 *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. IEEE, 2011
- [20] Zhao K, Zhang X G, Sun L, et al. Sliding mode control of high-speed PMSM based on precision linearization control // 2011 *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. IEEE, 2011
- [21] Wasu S M, Sarode U B, Bahavalkar M P. Speed control of PMSM system using improved reaching law based sliding mode control and disturbance observer technique. *Int J Adv Comput Res*, 2013, 3(4): 312
- [22] Jin N Z, Wang X D, Wu X G. Current sliding mode control with a load sliding mode observer for permanent magnet synchronous machines. *J Power Electron*, 2014, 14(1): 105
- [23] Liu Y, Zhou B, Fang S C. Sliding mode control of PMSM based on a novel disturbance observer. *Proc CSEE*, 2010, 30(9): 80
(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. 中国电机工程学报, 2010, 30(9): 80)
- [24] Lu W Q, Hu Y W, Liang J Y, et al. Anti-disturbance adaptive control for permanent magnet synchronous motor servo system. *Proc CSEE*, 2011, 31(3): 75
(鲁文其, 胡育文, 梁骄雁, 等. 永磁同步电机伺服系统抗扰动自适应控制. 中国电机工程学报, 2011, 31(3): 75)
- [25] Leu V Q, Choi H H, Jung J W. Fuzzy sliding mode speed controller for PM synchronous motors with a load torque observer. *IEEE Trans Power Electron*, 2012, 27(3): 1530
- [26] Zhang X G, Sun L, Zhao K. Sliding mode control of PMSM based on a novel load torque sliding mode observer. *Proc CSEE*, 2012, 32(3): 111

- (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. 中国电机工程学报, 2012, 32(3): 111)
- [27] Wang Z Y, Wang C S, Qi X, et al. Study on MRAS sliding-mode load torque observer based on PMSM. *Electric Machines Control*, 2012, 16(1): 45
- (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. 电机与控制学报, 2012, 16(1): 45)
- [28] Xu Y B. *Research on Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Sliding Mode Observer* [Dissertation]. Nanjing: Southeast University, 2013
- (许永宾. 基于滑模观测器的永磁同步电机矢量控制研究 [学位论文]. 南京: 东南大学, 2013)
- [29] Deng Y T, Li H W, Wang J L, et al. Design of telescope servo system based on DSP and FPGA. *Infrared Laser Eng*, 2014, 43(3): 908
- (邓永停, 李洪文, 王建立, 等. 基于 DSP 和 FPGA 的望远镜伺服控制系统设计. 红外与激光工程, 2014, 43(3): 908)
- [30] Li Z, Hu G D, Cui J R, et al. Sliding-mode variable structure control with integral action for permanent magnet synchronous motor. *Proc CSEE*, 2014, 34(3): 431
- (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. 中国电机工程学报, 2014, 34(3): 431)
- [31] Li H W, Deng Y T, Wang J L. Digital integration of PMSM speed controller based on FPGA. *Opt Precision Eng*, 2015, 23(4): 1105
- (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. 光学精密工程, 2015, 23(4): 1105)