

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.250465

# 基于新型趋近律的表贴式永磁同步电机抗扰滑模控制策略

王要强<sup>1,2</sup>, 陈晨<sup>1,2</sup>, 张世达<sup>1,2</sup>, 聂福全<sup>3</sup>, 张晓光<sup>4</sup>, 梁军<sup>1,5</sup>

(1. 郑州大学电气与信息工程学院, 河南 郑州 450001; 2. 河南省电力电子与电力系统工程技术研究中心, 河南 郑州 450001; 3. 河南科技学院机电学院, 河南 新乡 453003; 4. 北方工业大学电气与控制工程学院, 北京 100144; 5. 卡迪夫大学工程学院, 英国 卡迪夫 CF24 3AA)

**摘要:** 针对表贴式永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)转速环存在的负载扰动、参数失配等不确定性问题, 提出一种基于新型趋近律的抗扰滑模控制策略。首先, 提出一种新型自适应趋近律, 所提趋近律在等速项中引入系统滑模变量的自适应增益, 解决了传统指数趋近律收敛速度与滑模抖振的矛盾问题, 减小了跟踪误差, 且避免了趋近速度突变问题。然后, 基于所提新型趋近律和非奇异积分终端滑模面设计了转速环滑模控制器。最后, 为进一步提高系统的抗扰性能, 设计扩展滑模扰动观测器观测并补偿转速环的不确定性扰动。仿真与实验结果表明, 所提抗扰滑模控制策略能有效提高电机调速系统的动态性能和鲁棒性。

**关键词:** 永磁同步电机; 滑模控制; 新型趋近律; 动态性能; 鲁棒性

## Anti-disturbance sliding mode control strategy for surface-mounted permanent magnet synchronous motors based on a novel reaching law

WANG Yaoqiang<sup>1,2</sup>, CHEN Chen<sup>1,2</sup>, ZHANG Shida<sup>1,2</sup>, NIE Fuquan<sup>3</sup>, ZHANG Xiaoguang<sup>4</sup>, LIANG Jun<sup>1,5</sup>

(1. School of Electrical and Information Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China; 2. Henan Engineering Research Center of Power Electronics and Energy Systems, Zhengzhou 450001, China; 3. School of Mechanical and Electrical Engineering, Henan Institute of Science and Technology, Xinxiang 453003, China; 4. School of Electrical and Control Engineering, North China University of Technology, Beijing 100144, China; 5. School of Engineering, Cardiff University, Cardiff CF24 3AA, UK)

**Abstract:** To address uncertainties in the speed loop of surface-mounted permanent magnet synchronous motors (PMSMs), such as load disturbances and parameter mismatches, an anti-disturbance sliding mode control strategy based on a novel reaching law is proposed. First, a new adaptive reaching law is formulated, in which an adaptive gain of the system sliding variables is introduced into the constant-speed term. This design resolves the traditional conflict between convergence speed and chattering in exponential reaching laws, reduces tracking errors, and avoids abrupt changes in reaching speed. Subsequently, a speed-loop sliding mode controller is designed by integrating the proposed reaching law with a nonsingular integral terminal sliding surface. To further enhance disturbance-rejection capability, an extended sliding mode disturbance observer is implemented finally to estimate and compensate for speed-loop uncertainties. Simulation and experimental results indicate that the proposed anti-disturbance sliding mode control strategy significantly improves the dynamic response and robustness of the motor speed control system.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 51507155).

**Key words:** permanent magnet synchronous motor; sliding mode control; novel reaching law; dynamic performance; robustness

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(51507155); 中央引导地方科技发展资金项目资助(2022ZY0134)

## 0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)因其高效率、高功率密度、宽调速范围等优点,在电动汽车、数控机床和航空航天等领域得到了广泛应用<sup>[1-3]</sup>。传统比例积分(proportional integral, PI)控制是普遍应用于PMSM矢量控制和直接转矩控制调速系统的一种线性控制策略,其具有算法简单、易于实现的特点。然而,PMSM是一个非线性、强耦合、多变量的复杂系统,当系统受到外部扰动或电机发生参数失配等不确定性问题时,传统PI控制难以满足PMSM调速系统的高性能控制需求<sup>[4]</sup>。

针对此问题,近年来国内外学者进行了大量研究:诸如自抗扰控制<sup>[5]</sup>、滑模控制<sup>[6-7]</sup>、预测控制<sup>[8-9]</sup>、无模型控制<sup>[10]</sup>等策略相继被提出,并成功应用至PMSM调速系统。其中,滑模控制(sliding mode control, SMC)以其出色的动态响应性能和抗扰能力,得到了国内外学者的广泛关注。SMC理论在PMSM调速系统中的应用主要包括两个方面:1)将其直接用于转速环和电流环控制器的设计;2)将其设计为滑模观测器的形式,并应用于PMSM的无传感器控制<sup>[11]</sup>、扰动观测补偿<sup>[12]</sup>、机械参数辨识<sup>[13]</sup>等。然而,尽管SMC具有诸多优点,但其不连续的开关特性导致了系统存在固有的抖振问题。因此,如何抑制抖振成为了SMC领域中的一个研究热点。

滑模抖振现象可视为由系统轨迹未能理想地趋近至滑模面而造成<sup>[14]</sup>,由于滑模趋近律与这一过程密切相关,因此设计高性能的趋近律对于抑制滑模抖振、改善动态性能具有重要意义。文献[15]在指数趋近律(exponent reaching law, ERL)中引入系统状态变量和变幂次指数项,既显著抑制了滑模抖振,又同时提高了系统状态在远离和接近滑模面两阶段的收敛速度。然而,变幂次指数项中符号函数的引入产生了额外的不可导点,这会导致趋近速度在该点处发生不连续的突变,进而引发抖振<sup>[16]</sup>。文献[16]针对此现象,设计一种连续型自适应增益函数,在消除速度突变的同时优化了趋近律的动态响应性能。文献[17]使用连续的双曲正切函数代替指数项中的符号函数,有效规避了该问题的出现。文献[18]基于文献[15]的设计思路,在指数项中加入所设计的对勾函数,进一步提高了趋近律的收敛速度,且未引入额外的不可导点。文献[19]在所提趋近律的幂次项指数中加入基于系统状态变量的变增益项,克服了传统幂次趋近律在滑模面远离阶段收敛缓慢的问题。文献[20]提出一种新型切换函数,并

在所设计趋近律中用其代替传统符号函数,有效抑制了系统稳态抖振。

SMC的强鲁棒性主要依赖于增大切换增益。然而,大的切换增益虽然可以提升抗扰性能并加快收敛速度,但同时也会加剧系统的抖振现象。为缓解该问题,越来越多的学者提出将扰动观测器与SMC相结合。文献[21]设计一种全局快速终端滑模观测器估计负载转矩扰动,提高了调速系统的抗扰能力。文献[22]采用三阶超螺旋滑模观测器对永磁直线同步电机系统的扰动进行观测与补偿,从而提高了系统的跟踪精度和抗扰能力。文献[23]通过设计扩展状态观测器,估计并补偿PMSM转速环中的集总扰动,有效增强了系统的鲁棒性。

基于上述研究,本文提出一种新型抗扰滑模控制(new anti-disturbance sliding mode control, NASMC)策略。首先提出一种新型自适应趋近律(new adaptive reaching law, NRL),与传统ERL相比,所提趋近律通过引入自适应的等速项增益,实现了抖振抑制与收敛速度的协同优化,降低了稳态跟踪误差,同时避免了趋近速度突变问题;为进一步提高系统的抗扰性能,设计扩展滑模扰动观测器(extended sliding mode disturbance observer, ESMDO)估计PMSM转速环系统中的不确定性扰动,并前馈补偿至滑模控制器。最后,通过仿真与实验对所提控制策略的有效性进行验证。

## 1 新型趋近律的设计

### 1.1 传统指数趋近律

经典的ERL可被设计为<sup>[24]</sup>

$$\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - ks \tag{1}$$

式中: $s$ 、 $\dot{s}$ 分别为滑模面函数及其微分; $\varepsilon$ 、 $k$ 分别为等速项、指数项增益, $\varepsilon > 0$ , $k > 0$ ; $\operatorname{sgn}(\cdot)$ 为符号函数。

当 $s(t_1) = 0$ 时,对式(1)两侧从0到 $t_1$ 时刻积分,可得到系统到达滑模面所需时间 $t_1$ 为

$$t_1 = \frac{1}{k} \ln \left( 1 + \frac{k}{\varepsilon} |s_0| \right) \tag{2}$$

式中: $s_0$ 为滑模面函数初值。

根据式(1)和式(2),增大 $\varepsilon$ 、 $k$ 的值可以加快ERL的收敛速度,但较大的指数项增益 $k$ 会加剧系统的滑模抖振;此外,当系统状态接近滑模面时,等速项增益 $\varepsilon$ 的值无法随系统状态自适应调节,系统状态仍会以较大的固定增益运动至滑模面,这也会引起系统的高频抖振现象。

因此,传统的ERL难以同时兼顾抑制滑模抖振

和加快收敛速度, 这限制了 PMSM 滑模控制调速系统的动态性能和稳定性的提高。

### 1.2 新型趋近律的提出

为解决传统 ERL 存在的上述问题, 同时保证滑模控制系统的快速响应能力和抖振抑制能力, 本文提出一种新型自适应趋近律, 即

$$\begin{cases} \dot{s} = -\delta |s|^\alpha \tanh(qs) - ks \\ \delta = \varepsilon(\lambda \operatorname{sech}(s) + |s|) \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $\delta$  为自适应增益;  $\alpha$ 、 $q$ 、 $k$ 、 $\varepsilon$ 、 $\lambda$  为待设计的趋近律参数,  $0 < \alpha < 1$ ,  $q > 0$ ,  $k > 0$ ,  $\varepsilon > 0$ ,  $\lambda > 0$ ;  $\tanh(\cdot)$  为双曲正切函数;  $\operatorname{sech}(\cdot)$  为双曲正割函数。两种函数的表达式为

$$\begin{cases} \tanh(qs) = \frac{e^{qs} - e^{-qs}}{e^{qs} + e^{-qs}} \\ \operatorname{sech}(s) = \frac{2}{e^s + e^{-s}} \end{cases} \quad (4)$$

所提趋近律可分为两部分: 含有自适应增益  $\delta$  的变幂次项  $-\delta |s|^\alpha \tanh(qs)$  和指数项  $-ks$ 。当系统状态离滑模面较远时, 由于  $\operatorname{sech}(s)$  趋于 0,  $\delta$  的值主要受  $|s|$  的影响, 此时  $\varepsilon |s|^\alpha (\lambda \operatorname{sech}(s) + |s|) > \varepsilon$ , 这表明在该阶段 NRL 拥有快于 ERL 的收敛速度, 可保证系统状态快速向滑模面收敛。当系统状态接近滑模面, 即  $0 < |s| < 1$  时,  $\delta$  的值主要由  $\lambda \operatorname{sech}(s)$  决定, 可选取适当大小的参数  $\lambda$  以保证该阶段相对较快的收敛速度, 同时  $\lambda \operatorname{sech}(s)$  存在上界  $\lambda$ , 避免了此阶段过大的抖振现象; 当系统状态即将到达滑模面时,  $|s|$  和  $\operatorname{sech}(s)$  的值将分别趋近于 0 和 1,  $\delta |s|^\alpha$  将逐渐收敛至 0, 有效抑制了 ERL 中增益值固定的  $\varepsilon$  在该阶段引发的较大抖振。另一方面, 除  $s = 0$  外, 该趋近律选取的自适应增益函数在定义域内均连续可导, 由此规避了趋近速度突变问题。此外, 采用双曲正切函数  $\tanh(qs)$  代替传统符号函数  $\operatorname{sgn}(s)$  以进一步抑制系统抖振, 两种切换函数的对比如图 1 所示。

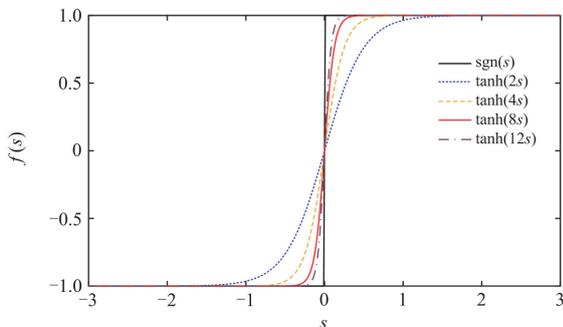


图 1 两种切换函数对比

Fig. 1 Comparison of two switching functions

### 1.3 新型趋近律抖振抑制性能分析

当系统状态接近滑模面时, 将所提 NRL 进行离散化得到

$$s(n+1) - s(n) = -\varepsilon T_s (\lambda \operatorname{sech}(s(n)) + |s(n)|) |s(n)|^\alpha \tanh(qs(n)) \quad (5)$$

式中:  $s(n)$  为  $n$  时刻的  $s$  值;  $T_s$  为采样周期。

假设系统状态从  $s > 0$  一侧到达滑模面, 即  $s(n) = 0^+$ ; 结合  $\tanh(qs)$  和  $\operatorname{sgn}(s)$  的函数图像和性质可得  $|\tanh(qs)| < |\operatorname{sgn}(s)|$ , 对式(5)进行不等式放缩, 在下一个采样周期可以得到

$$s(n+1) > -\varepsilon T_s (\lambda \operatorname{sech}(s(n)) + |s(n)|) |s(n)|^\alpha \quad (6)$$

假设系统状态从  $s < 0$  一侧到达滑模面, 即  $s(n) = 0^-$ ; 此时有  $\tanh(qs) > \operatorname{sgn}(s)$ , 同样利用不等式放缩, 在下一个采样周期可得

$$s(n+1) < \varepsilon T_s (\lambda \operatorname{sech}(s(n)) + |s(n)|) |s(n)|^\alpha \quad (7)$$

结合式(6)和式(7)可以推导得到 NRL 的离散滑模带宽度  $\zeta_{\text{NRL}}$  满足

$$\zeta_{\text{NRL}} < 2\varepsilon T_s (\lambda \operatorname{sech}(s(n)) + |s(n)|) |s(n)|^\alpha \quad (8)$$

由于双曲正割函数  $\operatorname{sech}(s(n))$  的上界为 1, 式(8)可进一步简化为

$$\zeta_{\text{NRL}} \leq 2\varepsilon T_s |s(n)|^\alpha (\lambda + |s(n)|) \quad (9)$$

同理, 将 ERL 的表达式进行离散化, 可以得到

$$s(n+1) - s(n) = -\varepsilon T_s \operatorname{sgn}(s(n)) \quad (10)$$

计算 ERL 的离散滑模带宽度  $\zeta_{\text{ERL}}$ , 得到

$$\zeta_{\text{ERL}} = 2\varepsilon T_s \quad (11)$$

对比式(9)和式(11)可知, ERL 的离散滑模带宽度  $\zeta_{\text{ERL}}$  为固定值, 这会导致系统状态无法达到平衡点, 并在  $(-\varepsilon T_s, \varepsilon T_s)$  之间产生抖振; 而所提 NRL 的滑模带宽  $\zeta_{\text{NRL}}$  的上界可以跟随  $|s(n)|^\alpha$  收敛至 0, 系统状态最终将收敛于平衡点。这表明 NRL 的抖振幅值会随着系统滑模变量的减小而缩小。因此, NRL 相较于 ERL 具有更好的抖振抑制性能。

### 1.4 趋近律参数选取分析

本文所提 NRL 包含 5 个参数:  $\alpha$ 、 $q$ 、 $k$ 、 $\varepsilon$ 、 $\lambda$ , 其选取需综合考虑收敛速度和抖振抑制的平衡关系: 参数  $\alpha$ 、 $k$ 、 $\varepsilon$  主导系统状态远离滑模面时的收敛速度, 增大其值可提高响应速度, 但需避免增益过大而导致抖振加剧。  $\lambda$  作为调节因子, 通过控制  $\operatorname{sech}(s)$  项的权重以平衡收敛速度与抖振抑制, 增大  $\lambda$  可加速系统状态接近滑模面时的收敛过程, 但也需受限于抖振水平。  $\tanh(qs)$  的斜率参数  $q$  控制切换过程的平滑度, 其取值直接影响抖振抑制效果, 但需避免取值过小而导致收敛缓慢。

### 1.5 趋近律性能对比分析

为验证所提 NRL 的性能, 建立如式(12)所示带有扰动的二阶系统。

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -25x_2 + 133u(t) + d(t) \end{cases} \quad (12)$$

式中:  $x_1$ 、 $x_2$  为状态变量;  $\dot{x}_1$ 、 $\dot{x}_2$  为状态变量微分;  $u(t)$  为控制输入;  $d(t)$  为系统扰动。

定义位置信号  $\theta(t)$  作为该系统的状态变量, 令  $x_1 = \theta(t)$ , 式(12)可以化简得到

$$\ddot{\theta}(t) = -25\dot{\theta}(t) + 133u(t) + d(t) \quad (13)$$

定义滑模面函数  $s(t)$

$$s(t) = ce(t) + \dot{e}(t) \quad (14)$$

式中:  $c$  为待设计的滑模面参数,  $c > 0$ ;  $e(t)$  为跟踪误差, 其表达式为

$$e(t) = \theta_d(t) - \theta(t) \quad (15)$$

式中:  $\theta_d(t)$  为理想位置信号。

联立式(13)一式(15), 推导得到

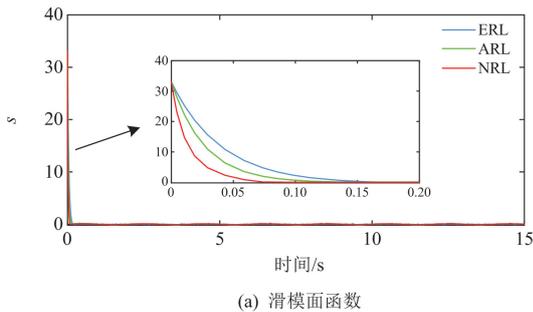
$$\begin{aligned} \dot{s}(t) &= c\dot{e}(t) + \ddot{e}(t) = c(\ddot{\theta}_d(t) - \ddot{\theta}(t)) + \\ &(\ddot{\theta}_d(t) + 25\dot{\theta}(t) - 133u(t) - d(t)) \end{aligned} \quad (16)$$

联立式(3)和式(16), 可以得到基于 NRL 的滑模控制律为

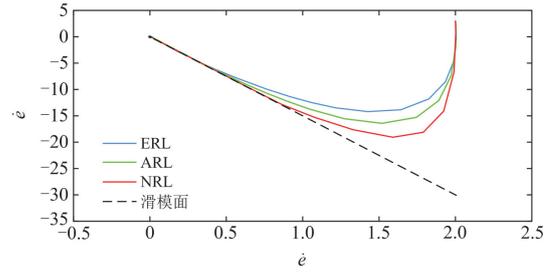
$$\begin{aligned} u(t) &= \frac{1}{133}[\varepsilon\lambda|s|^\alpha \operatorname{sech}(s) \tanh(qs) + ks + \\ &\varepsilon|s|^{1+\alpha} \tanh(qs) + c(\dot{\theta}_d(t) - \dot{\theta}(t)) + \\ &(\ddot{\theta}_d(t) + 25\dot{\theta}_d(t)) - d(t)] \end{aligned} \quad (17)$$

给定系统的理想位置信号  $\theta_d(t) = \sin t$ , 被控对象初始状态  $\mathbf{x}(0) = [x_1 \ x_2] = [-2 \ -2]$ , 系统扰动信号  $d(t) = 10\sin(\pi t)$ 。分别采用 ERL、文献[17]提出的自适应趋近律(adaptive reaching law, ARL)和本文所提 NRL, 在相同等速项和指数项增益下仿真, 其控制性能对比如图 2 所示。仿真参数设置如下:  $\varepsilon = 15$ ,  $k = 25$ ,  $\alpha = 0.4$ ,  $\lambda = 4$ ,  $q = 8$ ,  $c = 15$ , ARL 参数  $\gamma = 0.25$ 。

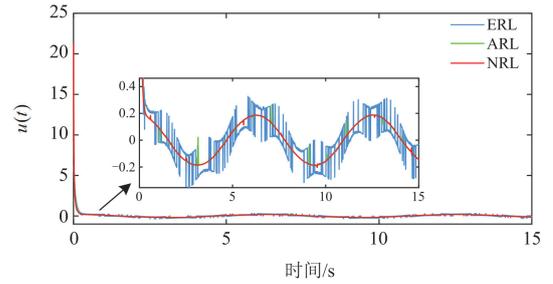
由图 2(a)和图 2(b)可知, 相较于 ERL 和 ARL, 所提 NRL 具有更快的收敛速度。从图 2(c)可以看出,



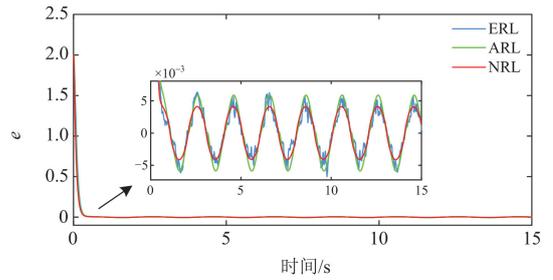
(a) 滑模面函数



(b) 相轨迹



(c) 控制输出



(d) 跟踪误差

图 2 3 种趋近律的控制性能对比

Fig. 2 Comparison of control performance for three reaching laws

NRL 的控制器输出曲线比 ERL 和 ARL 更为光滑, 表明其具备更好的抖振抑制性能。由图 2(d)可知, NRL 的位置跟踪误差比 ERL 和 ARL 更小。综上所述, NRL 在收敛速度、抖振抑制和跟踪误差方面均表现出更优越的性能。

## 2 转速环抗扰滑模控制器设计

### 2.1 表贴式 PMSM 数学模型

表贴式 PMSM 在  $dq$  坐标系下的电磁转矩方程和机械运动方程为

$$T_e = \frac{3}{2} p \psi_f i_q \quad (18)$$

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_e}{dt} + B\omega_e \quad (19)$$

式中:  $T_e$  为电磁转矩;  $p$  为电机极对数;  $\psi_f$  为永磁体磁链;  $i_q$  为  $q$  轴电流;  $T_L$  代表负载转矩;  $J$  为转

动惯量;  $\omega_e$  为电角速度;  $B$  为粘滞摩擦系数。

考虑参数失配扰动的情况下, 式(19)可进一步表示为

$$\frac{d\omega_e}{dt} = \frac{1}{J}(T_e - B\omega_e + r) \quad (20)$$

其中

$$r = -\Delta J \frac{d\omega_e}{dt} - \Delta B\omega + \frac{3}{2} p \Delta \psi_f i_q - T_L \quad (21)$$

式中:  $r$  为转速环系统总扰动;  $\Delta J$ 、 $\Delta B$  和  $\Delta \psi_f$  分别为电机参数  $J$ 、 $B$  和  $\psi_f$  发生参数失配所引起的变化量。

## 2.2 基于新型趋近律的转速环滑模控制器设计

定义滑模控制器系统的状态变量  $x$  为

$$x = \omega_e^* - \omega_e \quad (22)$$

式中:  $\omega_e^*$  为电角速度  $\omega_e$  的给定值。

为了消除稳态误差, 保证系统状态可在有限时间内收敛, 采用非奇异积分终端滑模面<sup>[12]</sup>, 即

$$s = x + \int_0^t (c_1 x + c_2 x^\sigma) d\tau \quad (23)$$

式中:  $c_1$ 、 $c_2$  和  $\sigma$  为待设计的滑模面参数,  $c_1 > 0$ ,  $c_2 > 0$ ,  $0 < \sigma < 1$ 。

为实现控制目标, 将系统的控制律  $u_c$  设计为

$$u_c = u_{eq} + u_{sw} \quad (24)$$

式中:  $u_{eq}$  为等效控制律;  $u_{sw}$  为切换控制律。

令  $\dot{s} = 0$ , 联立式(20)、式(22)和式(23), 可设计等效控制律  $u_{eq}$  为

$$u_{eq} = \frac{2J}{3p\psi_f} (\dot{\omega}_e^* + c_1 x + c_2 x^\sigma + \frac{B\omega_e}{J} - \frac{\hat{r}}{J}) \quad (25)$$

式中:  $\dot{\omega}_e^*$  为  $\omega_e^*$  的微分;  $\hat{r}$  为扰动  $r$  的观测值, 由扰动观测器估计。

根据所提 NRL, 设计切换控制律  $u_{sw}$  为

$$u_{sw} = \frac{2J}{3p\psi_f} \left[ \frac{\varepsilon \lambda |s|^\alpha \operatorname{sech}(s) \tanh(qs) + \varepsilon |s|^{1+\alpha} \tanh(qs) + ks}{\varepsilon |s|^{1+\alpha} \tanh(qs) + ks} \right] \quad (26)$$

结合式(24)一式(26)可以得出所设计滑模控制器的表达式为

$$i_q^* = \frac{2J}{3p\psi_f} (\varepsilon \lambda |s|^\alpha \operatorname{sech}(s) \tanh(qs) + \varepsilon |s|^{1+\alpha} \tanh(qs) + ks + \dot{\omega}_e^* + c_1 x + \frac{B\omega_e}{J} - \frac{\hat{r}}{J} + c_2 x^\sigma) \quad (27)$$

式中:  $i_q^*$  为  $q$  轴电流给定值。

所设计滑模控制器的结构框图如图 3 所示。

## 2.3 稳定性证明

构造 Lyapunov 函数  $V_1$ , 如式(28)所示。

$$V_1 = \frac{1}{2} s^2 \quad (28)$$

对式(28)求导, 可得

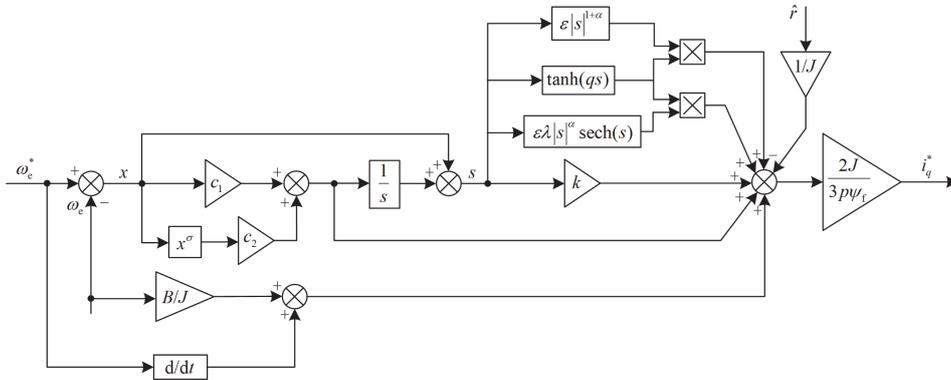


图 3 新型趋近律转速环滑模控制器的结构框图

Fig. 3 Diagram of the new reaching law-based speed-loop sliding mode controller

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = s\dot{s} &= s(\dot{x} + c_1 x + c_2 x^\sigma) = s \left[ \dot{\omega}_e^* - \frac{2J}{3p\psi_f} (u_{eq} + u_{sw}) + \frac{B\omega_e}{J} - \frac{r}{J} + c_1 x + c_2 x^\sigma \right] = \\ & s \left[ -\varepsilon \lambda |s|^\alpha \operatorname{sech}(s) \tanh(qs) + \frac{\hat{r}}{J} - \frac{r}{J} - \varepsilon |s|^{1+\alpha} \tanh(qs) - ks \right] = -\varepsilon \lambda |s|^\alpha \operatorname{sech}(s) \tanh(qs) - \\ & ks^2 - \varepsilon |s|^{1+\alpha} \tanh(qs) + \frac{s}{J} \tilde{r} \end{aligned} \quad (29)$$

式中:  $\tilde{r}$  为扰动观测误差,  $\tilde{r} = \hat{r} - r$ , 且有界可导。

由文献[10]可知, 对于任意给定的  $s$ , 双曲正切函数  $\tanh(qs)$  满足式(30)。

$$s \tanh(qs) = |s| |\tanh(qs)| \geq 0 \quad (30)$$

当观测器精准估计系统扰动时,  $\tilde{r} = 0$ , 结合式(29)和式(30)可得到

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= -\varepsilon \lambda \operatorname{sech}(s) |s|^{1+\alpha} |\tanh(qs)| - ks^2 - \\ &\varepsilon |s|^{2+\alpha} |\tanh(qs)| \leq 0 \end{aligned} \quad (31)$$

根据 Lyapunov 稳定性判别定理, 可知系统状态将会在有限时间内收敛到 0, 所设计控制器可达到稳定条件。

### 3 扰动观测器设计

#### 3.1 ESMDO 设计

将扰动  $r$  扩展为新的状态变量, 根据式(20)构造状态空间方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega}_e \\ \dot{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -B & 1 \\ J & J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_e \\ r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ J \end{bmatrix} T_c \quad (32)$$

由式(32)可构造扰动观测器的状态空间方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\omega}}_e \\ \dot{\hat{r}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -B & 1 \\ J & J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\omega}_e \\ \hat{r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ J \end{bmatrix} T_c + \begin{bmatrix} 1 \\ J \end{bmatrix} u_{\text{smo}} + \begin{bmatrix} 1 \\ g \end{bmatrix} \quad (33)$$

式中:  $\hat{\omega}_e$  为  $\omega_e$  的观测值;  $u_{\text{smo}}$  为扰动观测器的滑模控制律;  $g$  为待设计的滑模系数。

联立式(32)和式(33), 可得观测器的误差方程为

$$\begin{cases} \dot{e}_\omega = \frac{1}{J}(-Be_\omega + \tilde{r}) \\ \dot{\tilde{r}} = gu_{\text{smo}} \end{cases} \quad (34)$$

其中

$$e_\omega = \hat{\omega}_e - \omega_e \quad (35)$$

式中:  $e_\omega$  为电角速度观测误差。

对观测器选取积分型滑模面, 如式(36)所示。

$$s_\omega = e_\omega + c_a \int_0^t e_\omega d\tau \quad (36)$$

式中:  $s_\omega$  为滑模面函数;  $c_a$  为待设计的滑模面参数,  $c_a > 0$ 。

定义滑模观测器系统的状态变量  $x_1 = e_\omega$ , 对观测器选取改进型双幂次趋近律<sup>[20]</sup>, 如式(37)所示。

$$\dot{s}_\omega = -k_1 (|x_1| |s_\omega|)^{1-a} \operatorname{sgn}(s_\omega) - k_2 |s_\omega|^{1+a} \operatorname{sgn}(s_\omega) \quad (37)$$

式中:  $k_1$ 、 $a$ 、 $k_2$  为待设计参数,  $k_1 > 0$ ,  $0 < a < 1$ ,  $k_2 > 0$ ;  $\lim_{t \rightarrow \infty} |x_1| = 0$ 。

联立式(34)一(37), 可得

$$\frac{1}{J}(-Be_\omega + \tilde{r} + u_{\text{smo}}) + c_a e_\omega = \quad (38)$$

$$-k_1 (|e_\omega| |s_\omega|)^{1-a} \operatorname{sgn}(s_\omega) - k_2 |s_\omega|^{1+a} \operatorname{sgn}(s_\omega)$$

将式(38)中的  $\tilde{r}$  看作所设计滑模控制律  $u_{\text{smo}}$  中的干扰因素, 可得到  $u_{\text{smo}}$  的表达式为

$$\begin{aligned} u_{\text{smo}} &= J \left[ -c_a e_\omega - k_1 (|e_\omega| |s_\omega|)^{1-a} \operatorname{sgn}(s_\omega) - \right. \\ &\left. k_2 |s_\omega|^{1+a} \operatorname{sgn}(s_\omega) \right] + Be_\omega \end{aligned} \quad (39)$$

#### 3.2 稳定性证明

构造 Lyapunov 函数  $V_2$ , 如式(40)所示。

$$V_2 = \frac{1}{2} s_\omega^2 \quad (40)$$

对式(40)求导, 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= s_\omega \dot{s}_\omega = s_\omega (\dot{e}_\omega + c e_\omega) = \\ &s_\omega \left[ \frac{1}{J}(-Be_\omega + \tilde{r} + u_{\text{smo}}) + c e_\omega \right] = \\ &s_\omega \left[ \frac{\tilde{r}}{J} - k_1 (|e_\omega| |s_\omega|)^{1-a} \operatorname{sgn}(s_\omega) - \right. \\ &\left. k_2 |s_\omega|^{1+a} \operatorname{sgn}(s_\omega) \right] = \end{aligned} \quad (41)$$

$$\frac{\tilde{r}}{J} s_\omega - k_1 |e_\omega|^{1-a} |s_\omega|^{2-a} - k_2 |s_\omega|^{2+a}$$

式(41)可转化为式(42)和式(43)两种形式。

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &\leq \frac{|\tilde{r}|}{J} |s_\omega| - k_1 |e_\omega|^{1-a} |s_\omega|^{2-a} - k_2 |s_\omega|^{2+a} = \\ &-k_1 |e_\omega|^{1-a} |s_\omega|^{2-a} - |s_\omega| \left( k_2 |s_\omega|^{1+a} - \frac{|\tilde{r}|}{J} \right) \end{aligned} \quad (42)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &\leq \frac{|\tilde{r}|}{J} |s_\omega| - k_1 |e_\omega|^{1-a} |s_\omega|^{2-a} - k_2 |s_\omega|^{2+a} = \\ &-k_2 |s_\omega|^{2+a} - |s_\omega| \left( k_1 (|e_\omega| |s_\omega|)^{1-a} - \frac{|\tilde{r}|}{J} \right) \end{aligned} \quad (43)$$

假设  $|\tilde{r}| \leq R$ ,  $R \geq 0$ , 当  $k_2 |s_\omega|^{1+a} \geq \frac{|\tilde{r}|}{J}$  时, 可得

$$\dot{V}_2 \leq -k_1 |e_\omega|^{1-a} |s_\omega|^{2-a} \leq -k_1 |e_\omega|^{1-a} V_2^{\frac{2-a}{2}} \leq 0 \quad (44)$$

同理, 当  $k_1 (|e_\omega| |s_\omega|)^{1-a} \geq \frac{|\tilde{r}|}{J}$  时, 可得

$$\dot{V}_2 \leq -k_2 |s_\omega|^{2+a} \leq -k_2 V_2^{\frac{2+a}{2}} \leq 0 \quad (45)$$

根据 Lyapunov 稳定性判别定理和文献[21]引理 1, 系统状态可在有限时间内收敛到平衡点, 扰动观测器系统可达到稳定条件。所设计 ESMDO 的结构框图如图 4 所示。

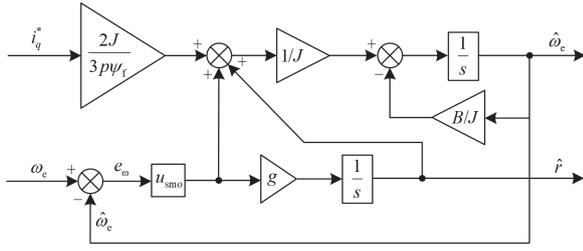


图 4 滑模扰动观测器结构框图

Fig. 4 Diagram of sliding mode disturbance observer

本文提出基于NASMC策略的表贴式PMSM调速系统框图如图5所示,其中表贴式PMSM采用 $i_d^* = 0$ 控制方法。由图5可知,所设计抗扰滑模控制器由两部分组成:新型趋近律滑模控制器(new reaching law sliding mode controller, NSMC)部分和基于ESMDO的扰动观测补偿部分。当系统受到扰动时,ESMDO将观测到的扰动值 $\hat{r}$ 前馈补偿至NSMC,以提高系统的鲁棒性。

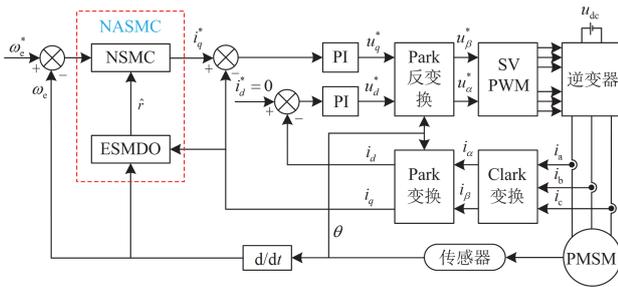


图 5 基于 NASMC 策略的表贴式 PMSM 调速系统框图

Fig. 5 Diagram of the surface-mounted PMSM speed control system based on NASMC strategy

## 4 仿真与实验验证

### 4.1 仿真分析

为验证所提NASMC方法的有效性和优越性,在MATLAB/Simulink仿真环境下搭建PMSM矢量控制调速系统模型,仿真所用电机参数如表1所示。对基于ERL、ARL的滑模控制方法和本文所提NASMC方法进行了仿真对比。仿真中转速环各控制器参数见表2。

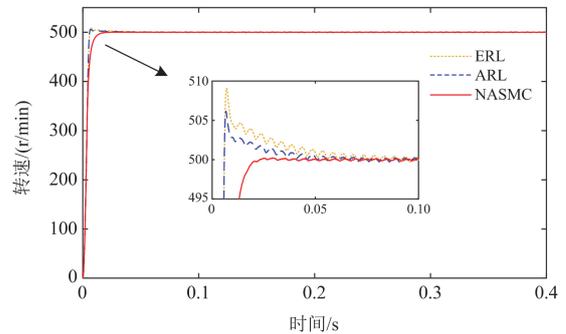
图6给出了空载启动的工况下3种控制方法的性能对比,仿真中电机给定转速500 r/min。从图6(a)可见,相较于ERL和ARL方法,采用所提NASMC方法时转速启动超调得到有效抑制,且调节时间更短,能够更快进入稳态。图6(b)进一步显示,所提方法的转矩脉动相较于ERL和ARL方法更小,这表明在该工况下所提方法对转矩脉动具有更显著的抑制效果。

表 1 PMSM 参数

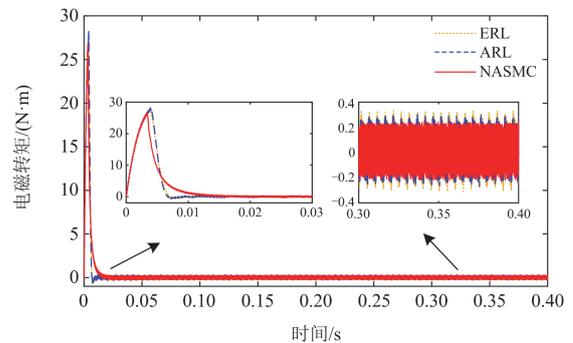
Table 1 Parameters of the PMSM	
参数	数值
额定功率 $P_N$ /kW	1.5
额定电压 $U_N$ /V	220
额定电流 $I_N$ /A	6.0
额定转速 $n_N$ /(r/min)	1500
极对数 $p$	4
定子电阻 $R/\Omega$	1.5
$dq$ 轴电感 $L_d, L_q$ /mH	4.37, 4.37
永磁体磁链 $\psi_f$ /Wb	0.133 85
转动惯量 $J$ /(kg·m <sup>2</sup> )	0.001 94

表 2 转速环控制器参数

Table 2 Parameters of speed-loop controller		
ERL	ARL	NASMC
$\varepsilon = 20$	$q = 8$	$\alpha = 0.5$
$k = 55$	$\gamma = 0.25$	$\lambda = 2$
$c_1 = 10$	—	$k_1 = 10\ 000$
$c_2 = 50$	—	$k_2 = 2000$
$\sigma = 0.6$	—	$a = 0.8$
—	—	$c_\alpha = 80$
—	—	$g = 30\ 000$



(a) 转速波形对比



(b) 转矩波形对比

图 6 3 种方法在空载启动工况下的仿真性能对比

Fig. 6 Comparison of simulation performance of three methods under no-load start condition

图 7 给出了突增负载的工况下 3 种方法的控制性能对比。仿真中电机转速给定并保持 500 r/min，负载在 0.2 s 时加载至 4.2 N·m。3 种方法在该工况下性能的数值对比如表 3 所示，其中的转矩脉动误差是由仿真中转矩纹波的最大值减去转矩给定值计算得到。由图 7(a)可知，与 ERL 和 ARL 方法相比，所提 NASMC 方法在突增负载工况下表现出更强的抗扰动力和动态性能：负载加载后转速下降更小，且能够更快恢复至给定转速。基于表 3 数据可推导出，所提方法在加载后的转速下降分别为 ERL 方法和 ARL 方法的 24.81%和 30.23%。从图 7(b)可以看出，在 4.2 N·m 负载转矩下，所提方法在该工况下具有更小的稳态转矩脉动；结合表 3 可计算其转矩脉动误差分别为 ERL 和 ARL 方法的 65.96%和 79.49%。

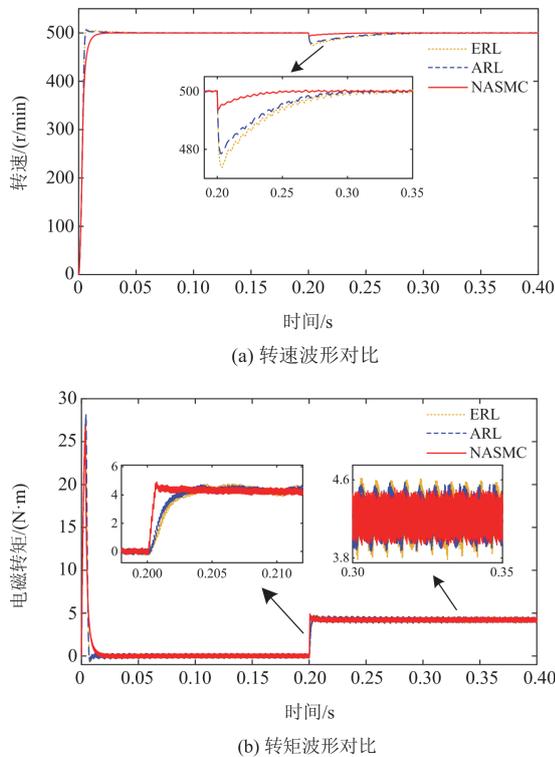


图 7 3 种方法在突增负载工况下的仿真性能对比

Fig. 7 Comparison of simulation performance of three methods under sudden load increase condition

表 3 3 种方法在突增负载工况下的仿真性能数值比较

Table 3 Simulation performance numerical comparison of three methods under sudden load increase condition

性能指标	ERL	ARL	NASMC
转速下降/(r/min)	26.2	21.5	6.5
转速调节时间/ms	114	108	73
转矩脉动误差/(N·m)	0.47	0.39	0.31
转矩上升时间/ms	4.5	3.9	1.7

图 8 在机械参数失配的工况下对比了 3 种方法的控制性能。仿真电机转速给定并保持 500 r/min，负载转矩在 0.2 s 时加载至 4.2 N·m，电机转动惯量  $J$  在 0.4 s 时发生参数失配并突变为  $0.5J$ 。表 4 给出了该工况下 3 种方法性能的数值对比。由图 8(a)可见，在 4.2 N·m 负载下发生参数失配时，所提 NASMC 方法较 ERL 和 ARL 方法能更快恢复至给定转速，且转速下降幅度较小；由图 8(b)可知，相较于 ERL 和 ARL 方法，所提方法在发生参数突变时的转矩下降更小。结合表 4 数据计算，所提方法在参数失配后转速下降分别为 ERL 和 ARL 方法的 32.25%和 41.75%；转矩下降分别为 ERL 和 ARL 方法的 25.93%和 29.17%。结果表明，所提 NASMC 方法在机械参数失配工况下具有较强的鲁棒性。

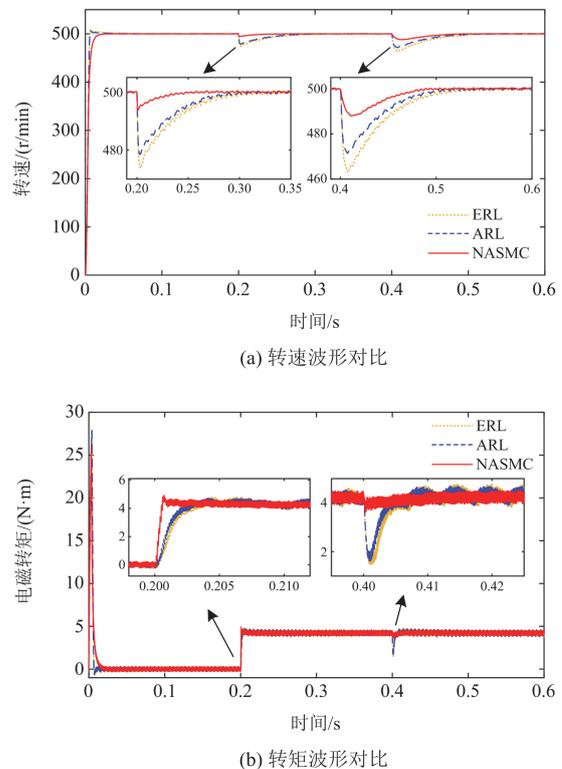


图 8 3 种方法在机械参数失配工况下的仿真性能比较

Fig. 8 Comparison of simulation performance of three methods under mechanical parameter mismatch condition

表 4 3 种方法在机械参数失配工况下的仿真性能数值比较

Table 4 Simulation performance numerical comparison of three methods under mechanical parameter mismatch condition

性能指标	ERL	ARL	NASMC
转速下降/(r/min)	36.9	28.5	11.9
转速调节时间/ms	141	116	95
转矩下降/(N·m)	2.7	2.4	0.7

### 4.2 实验验证

为进一步验证本文所提方法的有效性和优越性, 在以 RTU-BOX204 为控制核心的实验平台上进行实验验证, 如图 9 所示。其中主控制器采用 TI 公司的 TMS320C28346 处理器。实验采用电机驱动系统的等效电路如图 10 所示<sup>[25]</sup>。实验中电机和控制器的参数与仿真参数一致。

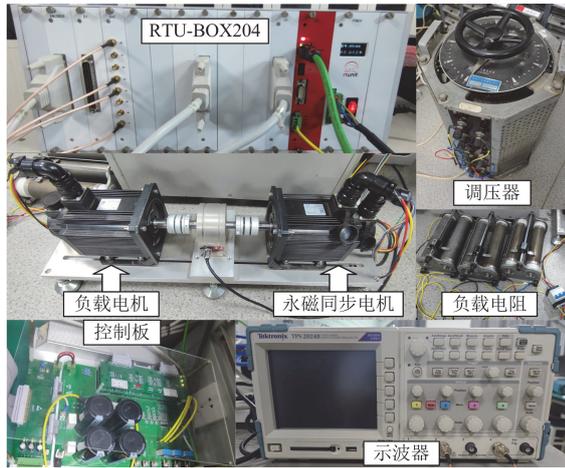


图 9 实验平台

Fig. 9 Experimental platform

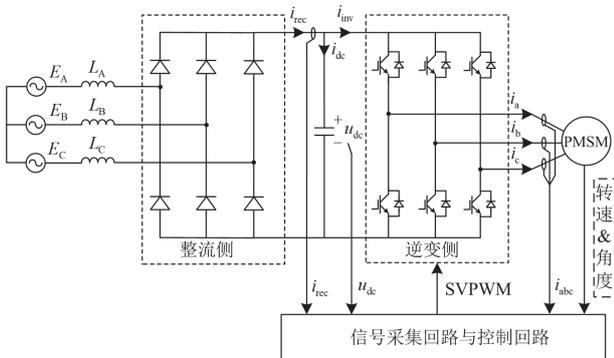


图 10 电机驱动系统的等效电路

Fig. 10 Equivalent circuit of motor drive system

图 11 给出了空载启动工况下 3 种控制方法的转速实验波形。由图 11 可知, 在系统给定转速为 500 r/min 时, 基于 ERL 和 ARL 的控制方法均出现了部分转速超调, 且调节时间较长; 而所提 NASMC 方法的调节时间最短, 且能够无超调地稳定达到给定转速。这表明所提方法可有效提高系统的动态性能。

图 12 给出了系统在 3 种控制方法下进入稳态后的  $q$  轴电流波形。由图 12 可知, 与 ERL 和 ARL 方法相比, NASMC 方法控制下的  $q$  轴电流的脉动幅度更小, 减小了系统的抖振。

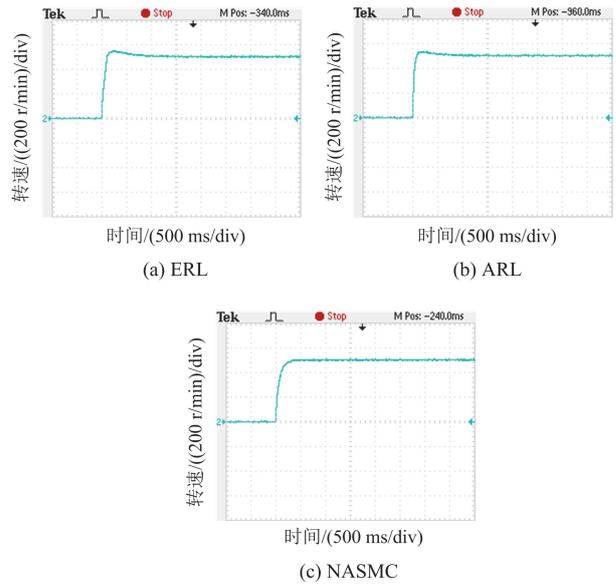


图 11 系统空载启动实验结果

Fig. 11 Experimental results of system no-load start

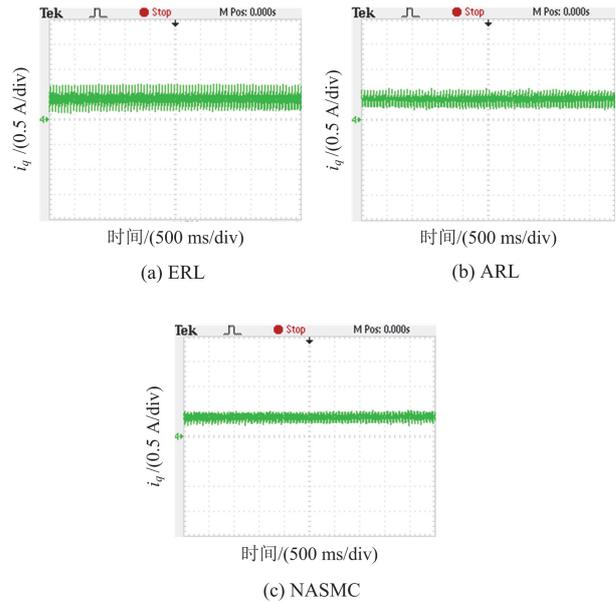


图 12 系统稳态  $q$  轴电流波形

Fig. 12 Steady state  $q$ -axis current waveform of the system

图 13 为突增负载工况下 3 种控制方法的转速实验波形。由图 13 可知, 在系统转速给定并保持在 500 r/min, 某一时刻突增约 4.2 N·m 的负载转矩时, 采用 ERL 和 ARL 控制方法转速分别出现 121 r/min 和 107 r/min 的下降, 并分别经过 1.46 s 和 1.24 s 后恢复至给定转速; 而所提 NASMC 方法的转速下降仅为 95 r/min, 恢复至给定转速时间仅为 0.86 s。实验表明, 所提方法具有较好的抗扰性能。

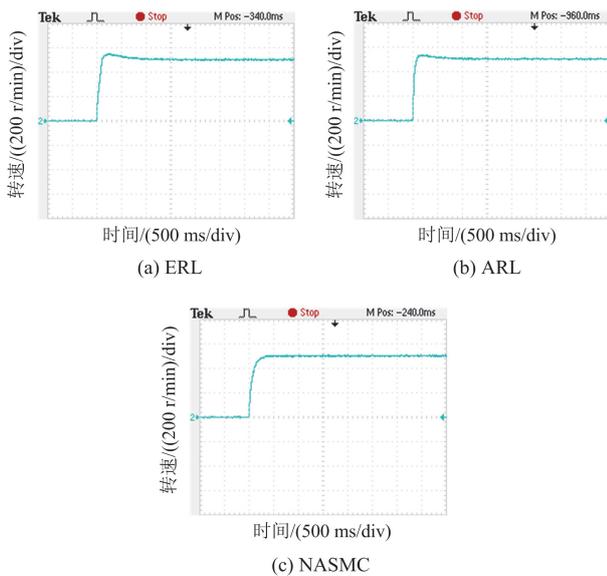


图 13 系统突增负载实验结果

Fig. 13 Experimental results of system under sudden increase of load

## 5 结论

针对表贴式 PMSM 调速系统转速环存在的不确定性扰动问题, 本文提出一种基于新型趋近律的 NASMC 策略。通过理论分析和仿真实验验证, 得出以下结论。

1) 相较于传统趋近律, 所提新型趋近律有效提高了收敛速度, 降低了滑模抖振和稳态跟踪误差, 同时避免了趋近速度突变问题。

2) 设计了 ESMDO 观测不确定性扰动, 并将观测值前馈至基于新型趋近律设计的 NSMC, 提高了系统的鲁棒性。

3) 与两种基于传统趋近律的 SMC 方法相比, 所提 NASMC 方法有效提高了系统的动态性能与抗扰能力。

## 参考文献

[1] 赵凯辉, 易金武, 刘文昌, 等. 一种永磁同步电机无模型超螺旋快速终端滑模控制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(22): 88-98.  
ZHAO Kaihui, YI Jinwu, LIU Wenchang, et al. A model-free super-twisting fast terminal sliding mode control method for a permanent magnet synchronous motor[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(22): 88-98.

[2] 马建, 王建平, 孟德安, 等. 永磁同步电机故障诊断方法研究综述[J]. 电力工程技术, 2024, 43(4): 104-115.  
MA Jian, WANG Jianping, MENG De'an, et al. Review of fault diagnosis methods for permanent magnet synchronous motors[J]. Electric Power Engineering Technology, 2024, 43(4): 104-115.

[3] 程启明, 刘科, 程尹曼, 等. 基于调制系数最优法的 TLDMC-PMSM 新型直接转矩控制[J]. 电力自动化设备, 2024, 44(3): 158-165.  
CHENG Qiming, LIU Ke, CHENG Yinman, et al. New direct torque control of TLDMC-PMSM based on modulation coefficient optimization method[J]. Electric Power Automation Equipment, 2024, 44(3): 158-165.

[4] WANG Yaoqiang, ZHU Yachang, ZHANG Xiaoguang, et al. Antidisturbance sliding mode-based deadbeat direct torque control for PMSM speed regulation system[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(4): 2705-2714.

[5] 李少朋, 谢源, 张凯, 等. 基于自抗扰控制器的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 电测与仪表, 2024, 61(1): 195-200.  
LI Shaopeng, XIE Yuan, ZHANG Kai, et al. Direct torque control of permanent magnet synchronous motor based on active disturbance rejection controller [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2024, 61(1): 195-200.

[6] 王要强, 王秋旭, 聂福全, 等. 基于自适应滑模控制器的 PMSM 调速策略研究[J]. 郑州大学学报(理学版), 2025, 57(1): 88-94.  
WANG Yaoqiang, WANG Qiuxu, NIE Fuquan, et al. Research on PMSM speed control strategy based on adaptive sliding mode controller[J]. Journal of Zhengzhou University (Natural Science Edition), 2025, 57(1): 88-94.

[7] 郭成, 杨宣铭, 王林玲, 等. 基于电流内环滑模自抗扰控制的直驱风电场次同步振荡抑制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2025, 53(4): 85-95.  
GUO Cheng, YANG Xuanming, WANG Linling, et al. Sub-synchronous oscillation suppression strategy for direct-drive wind farm based on current inner loop sliding mode active disturbance rejection control[J]. Power System Protection and Control, 2025, 53(4): 85-95.

[8] SONG Dongran, YOUSAF A, NOOR J, et al. ANN-based model predictive control for hybrid energy storage systems in DC microgrid[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2025, 10(4): 1-15.

[9] 贺虎成, 邵贺, 桂浩亚, 等. 永磁同步电机改进型鲁棒模型预测转矩控制[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(4): 155-165.  
HE Hucheng, SHAO He, GUI Haoya, et al. Improved robust model predictive torque control of a permanent magnet synchronous motor[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(4): 155-165.

[10] 李争, 张梓豪, 王康涛, 等. 基于无模型的 PMLSM 改进自适应滑模自抗扰控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(1): 142-151.  
LI Zheng, ZHANG Zihao, WANG Kangtao, et al. Improved adaptive sliding mode active disturbance rejection control based on model-free PMLSM[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(1): 142-151.

[11] 王要强, 冯玉涛, 秦明, 等. 表贴式永磁同步电机全阶

- 滑模观测与控制策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(24): 5688-5699.
- WANG Yaoqiang, FENG Yutao, QIN Ming, et al. Full-order sliding mode observation and control strategy for surface permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(24): 5688-5699.
- [12] 吕玉映, 赵凯辉, 游鑫, 等. 基于双扰动观测器的永磁同步电机双惯量系统无模型递归终端滑模控制[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(21): 129-139.
- LÜ Yuying, ZHAO Kaihui, YOU Xin, et al. Model-free recursive terminal sliding mode control for a permanent magnet synchronous motor dual inertia system based on a double disturbance observer[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(21): 129-139.
- [13] TANG Shuai peng, SHI Tingna, CAO Yanfei, et al. Simultaneous identification of load torque and moment of inertia of PMSM based on variable structure extended sliding mode observer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(7): 8585-8596.
- [14] GUO Xin, HUANG Shoudao, LU Kaiyuan, et al. A fast sliding mode speed controller for PMSM based on new compound reaching law with improved sliding mode observer[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 9(2): 2955-2968.
- [15] WANG Yaoqiang, FENG Yutao, ZHANG Xiaoguang, et al. A new reaching law for antidisturbance sliding-mode control of PMSM speed regulation system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 35(4): 4117-4126.
- [16] 唐腾宇, 邓永停, 刘京, 等. 基于改进指数趋近律和自适应龙伯格观测器的PMSM速度环滑模控制[J]. 光学精密工程, 2024, 32(19): 2921-2932.
- TANG Tengyu, DENG Yongting, LIU Jing, et al. Sliding mode control strategy for PMSM speed ring based on improved exponential convergence law and adaptive Lunberger observer[J]. Optics and Precision Engineering, 2024, 32(19): 2921-2932.
- [17] 康尔良, 朱金荣, 韩康玮. 永磁同步电机新型趋近律滑模控制器设计[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(7): 112-119, 130.
- KANG Erliang, ZHU Jinrong, HAN Kangwei. Design of new reaching law of sliding mode controller for permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(7): 112-119, 130.
- [18] QU Ying, ZHANG Bin, CHU Hairong, et al. Sliding-mode anti-disturbance speed control of permanent magnet synchronous motor based on an advanced reaching law[J]. ISA Transactions, 2023, 139: 436-447.
- [19] 王要强, 朱亚昌, 冯玉涛, 等. 永磁同步电机新型趋近律滑模控制策略[J]. 电力自动化设备, 2021, 41(1): 192-198.
- WANG Yaoqiang, ZHU Yachang, FENG Yutao, et al. New reaching law sliding mode control strategy for permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(1): 192-198.
- [20] GUO Xin, HUANG Shoudao, PENG Yu, et al. An improved integral sliding mode control for PMSM drives based on new variable rate reaching law with adaptive reduced-order PI observer[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(3): 4503-4516.
- [21] 郭昕, 黄守道, 彭昱, 等. 基于改进型双幂次趋近律与全局快速终端滑模观测器的IPMSM调速系统滑模控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(1): 190-203.
- GUO Xin, HUANG Shoudao, PENG Yu, et al. Sliding mode control of IPMSM speed regulation system based on an improved double power reaching law and global fast terminal sliding mode observer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(1): 190-203.
- [22] 张艳, 王丽梅, 方馨. 基于三阶超螺旋扰动观测器的PMLSM全局自适应滑模控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(6): 76-86.
- ZHANG Yan, WANG Limei, FANG Xin. Global adaptive sliding mode control for PMLSM based on third-order super-twisting disturbance observer[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(6): 76-86.
- [23] DANG Changliang, DOU Manfeng, YAN Shuhao, et al. An improved adaptive sliding mode speed control of PMSM drives with an extended state observer[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2024, 39(4): 2349-2361.
- [24] GAO Weibing, HUNG J C. Variable structure control of nonlinear systems: a new approach[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1993, 40(1): 45-55.
- [25] 王要强, 李锐, 陈天锦, 等. 基于长周期暂态信号分析的电机驱动变换器直流母线电容在线状态监测[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(16): 120-131.
- WANG Yaoqiang, LI Rui, CHEN Tianjin, et al. Online monitoring of a DC-link capacitor for a motor drive converter based on long period transient signal analysis[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(16): 120-131.

收稿日期: 2025-04-30; 修回日期: 2025-08-18

作者简介:

王要强(1982—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为新能源与电力储能、电力系统运行与规划、综合能源分析与优化; E-mail: WangyqEE@163.com

陈晨(2001—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机控制; E-mail: zycc20011005@163.com

张世达(1992—), 男, 通信作者, 博士, 助理研究员, 研究方向为电力系统运行与控制。E-mail: zhangshida@zzu.edu.cn

(编辑 张颖)