

基于新型趋近律和 EKF 的 PMSM 滑模控制器设计<sup>\*</sup>

黎心慰 马家庆 陈昌盛 何志琴 吴钦木

(贵州大学电气工程学院 贵阳 550025)

**摘要:** 针对永磁同步电机矢量控制系统在应用传统滑模趋近律控制时存在的  $d$ - $q$  轴电流波动大, 控制系统中动态性能指标达不到预期等问题, 提出了一种基于新型趋近律的滑模控制策略。首先, 结合一般幂次趋近律和转速误差幂函数设计一种新型滑模趋近律(NSMRL)算法, 并通过 Lyapunov 函数证明其稳定性。其次, 为进一步降低永磁同步电机的电流谐波占比, 改善电流脉动问题, 本文提出将扩展卡尔曼滤波器(EKF)结合设计的新型趋近律, 在最小方差意义上获得电流的最优预测。仿真结果表明, 与传统滑模控制趋近律相比, 采用 NSMRL 的控制器在启动过程中超调减少 21.73% 突加负载后转速降落减少 31 r/min。引入 EKF 后  $d$ - $q$  轴电流波动相较于 NSMRL 减少 92%, EKF 有效降低了电流脉动现象。

**关键词:** 永磁同步电机; 滑模控制; 幂次趋近律; 扩展卡尔曼滤波器; 电流预测

**中图分类号:** TM341; TN60 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8010

## Design of PMSM sliding mode controller based on a new reaching law and EKF

Li Xinwei Ma Jiaqing Chen Changsheng He Zhiqin Wu Qinmu

(College of Electrical Engineering, Guizhou University, Guiyang 550025, China)

**Abstract:** In order to solve the problems that the  $d$ - $q$  axis current fluctuates greatly when the traditional sliding mode reach law control is applied to the vector control system of permanent magnet synchronous motor, a new sliding mode control strategy based on the reaching law is proposed. Firstly, a new sliding mode reaching law (NSMRL) algorithm is designed by combining the general power reaching law and the power function of speed error, and its stability is proved by Lyapunov function. Secondly, in order to further reduce the current harmonic proportion of permanent magnet synchronous motor and improve the current pulsation problem, this paper proposes to combine the extended Kalman filter (EKF) with a new reaching law to obtain the optimal current prediction in the sense of minimum variance. The simulation results show that compared with the traditional sliding mode control reaching law, the controller using NSMRL can reduce overshoot by 21.73% during startup and speed drop by 31 r/min after sudden loading. After the introduction of EKF, the  $d$ - $q$  axis current fluctuation is reduced by 92% compared with NSMRL.

**Keywords:** permanent magnet synchronous motor; sliding mode control; power reaching law; extended Kalman filter; current prediction

## 0 引言

与直流电机相比, 永磁同步电机(PMSM)以其独特的优势, 例如体积小, 功率密度高和输出转矩大的特点占据很大市场<sup>[1]</sup>。以永磁同步电机为核心的控制驱动领域正在不断创新, 如今已经广泛应用于高精度数控机床, 电动汽车, 工业机器人等领域<sup>[2-3]</sup>。有效的控制策略在电机驱动中必不可少, 然而, 永磁同步电机内部的参数复杂易变, 而且耦合性强, 因此需要设计高效的控制策略使电机在运行过程

中实现迅速启动, 快速到达指定转速和高效率的转矩输出性能。经典的线性控制理论诸如比例积分(PI)实现简单并且可靠性高, 广泛应用于永磁同步电机调速系统中, 然而这种控制方法比较依赖系统模型的精确性, 高效的控制精度只能在一定范围内实现<sup>[4]</sup>。

滑模控制作为一种非线性控制理论, 已经成功应用于永磁同步电机速度控制器设计。这种算法模型精度依赖性低, 对于内部参数复杂多变的控制系统具有较强的鲁棒性, 在各种伺服系统中广泛应用<sup>[5-6]</sup>。然而 SMC 固有的开

收稿日期: 2024-12-19

<sup>\*</sup> 基金项目: 国家自然科学基金(62163006, 52267003)、贵州省科技厅支撑计划项目(QKHZ[2021]G442, QKHZ[2022]G264, QKHZ[2023]G096, QKHZ[2023]G179)、贵州省科技厅计划项目(QKHCG-LH[2024]Z028)资助

关特性导致控制系统存在抖振,为了改善滑模控制中的抖振问题,各种形式的滑模控制被不断提出,如非奇异终端滑模,自适应积分滑模,分数阶滑模<sup>[7-9]</sup>。也有学者将其他算法和滑模控制结合,文献[10]中设计出一种超扭曲算法,并通过粒子群算法优化 STA 增益,电流抖动得到有效抑制,但是转速跟踪不能满足高精度控制需求。文献[11]在滑模控制中结合神经网络方法获取最优参数,该方法提高速度的跟踪的精度。滑模趋近律设计是一种直接驱动系统状态轨迹趋近滑模面的滑模控制方法,传统趋近律控制在实际运用中的趋近速度缓慢,为了提高趋近速律,文献[12]提出一种自适应的终端滑模趋近律,该趋近律使系统状态轨迹在有限的时间内收敛,但运行过程中没考虑到测量噪声、温度漂移等环境干扰对控制系统带来的影响。文献[13]在幂次趋近律的基础上加以改进,设计出了一种收敛速度快的改进幂次趋近律(APRL),一定程度上提高了控制精度,但控制过程中的抖振现象比较明显。文献[14]中基于传统指数趋近律的方法上,当滑模运动趋稳定的时间段设计反正弦饱和函数代替开关函数,抖振问题得到有效改善,但是趋近速律较慢。除了上述提到的滑模控制方法外,扰动观测器同样是一种直接有效的控制手段,它在系统受到扰动被用于干扰估计补偿,是 PMSM 控制中最热门的领域之一<sup>[15]</sup>。许多观测器被成功应用到 PMSM 的干扰估计补偿,如滑模观测器<sup>[16]</sup>、卡尔曼滤波器<sup>[17]</sup>、广义比例积分观测器<sup>[18]</sup>。总之,在提高趋近速率的同时,往往会增加状态变量在滑模面的切换幅度,导致系统存在较大的抖振现象。因此,在综合性能提升方面仍需深入研究。

为了提升永磁同步电机应用滑模控制的性能指标,同时削弱趋近过程中存在的抖振,本文提出了一种基于新型滑模趋近律(NSMRL)的动态性能优化方法。相比于 Tan 等<sup>[13]</sup>提出的方案,设计的 NSMRL 有效加快系统状态趋近滑模面的速度,在电机启动和突加负载过程中转速响应速度快,转矩和电流波动小。考虑到滑模控制中存在的电流波动较大的问题,本文在基于 NSMRL 的控制系统中引入扩展卡尔曼滤波器(EKF)作为电流反馈补偿,进一步稳定了电机在运行时的 d-q 轴电流,有效抑制滑模控制的抖振现象。

## 1 滑模速度控制器设计

### 1.1 永磁同步电机数学模型

理想情况下,PMSM 定子绕组在 d-q 旋转坐标系下的电压方程如下:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - p_n \omega_m \psi_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} - p_n \omega_m \psi_d \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $u_d$ 、 $u_q$ 、 $i_d$ 、 $i_q$  分别表示旋转坐标系中 d、q 轴上的电

压轴上的等效电感;  $\psi_d$ 、 $\psi_q$  表示 d、q 轴等效磁链分量;  $P_n$  为极对数,  $\omega_m$  表示电机转速。

磁链方程如下:

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $\psi_f$  表示永磁体磁链。

对于表贴式 PMSM,电机的机械运动方程如下:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = 1.5 p_n \psi_f i_q - B \omega_m - T_L \quad (3)$$

式中:  $J$  为转动惯量;  $T_L$  为负载转矩;  $\omega_m$  为机械角速度;  $B$  代表粘滞系数。

采用  $i_d = 0$  的转子磁场定向控制此略,根据式(1)~(3)可得如下的数学模型:

$$\begin{cases} \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_s} (-R_s i_q - p_n \psi_f \omega_e + u_q) \\ \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (1.5 p_n \psi_f i_q - T_L) \end{cases} \quad (4)$$

### 1.2 滑模趋近律设计

SMC 本质上是一种变结构控制,主要特点表现在控制律和控制系统的结构在滑模面上的切换是不连续的。稳定性条件并不能反映状态轨迹如何趋近滑模面,而采用趋近律的方法可以控制状态向量快速收敛至原点,选择合适的趋近律可以加速距离滑模面远的状态向量的趋近速度,以保证系统快速响应。传统趋近律可表示为:

$$\frac{ds}{dt} = -\epsilon \operatorname{sgn}(s) - ks, \quad \epsilon > 0, k > 0 \quad (5)$$

式中:  $\epsilon \operatorname{sgn}(s)$  代表等速到达项,  $ks$  代表指数到达项,  $s$  为滑模面。

令  $s > 0$  则通过式(5)可计算出从 0 s 到  $t$  时刻的到达  $s(t) = 0$  的时间由式(6)所示。

$$t^* = \frac{1}{k} \left\{ \ln \left[ s(0) + \frac{\epsilon}{k} \right] - \ln \frac{\epsilon}{k} \right\} \quad (6)$$

通过式(6)可以得出:为了提高系统趋近的速度往往会增加  $k$  的值,从而提高效率;然而较大的  $k$  值会导致滑模面附近的状态变量抖振较大,不利于系统的稳定运行。为了解决加速到达速度和减轻抖振现象之间的矛盾,本文提出了一种基于幂函数和系统状态点与滑模面距离相结合的新型滑模趋近律(NSMRL)。

NSMRL 是基于快速幂次趋近律实现的,该趋近律根据状态变化快速趋近滑模面,NSMRL 表示如下:

$$\dot{s} = -\epsilon |x_1|^\sigma \operatorname{sgn}(s) - k_1 |x_1|^{\alpha_1} s^{\beta_1} - k_2 |x_1|^{\alpha_2} s^{\beta_2} \quad (7)$$

式中:  $0 < \beta_1 < 1$ ,  $0 < \beta_2 < 1$ ,  $k_1$ 、 $k_2$ 、 $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ 、 $\epsilon$ 、 $\sigma$  都是大于零的带设计参数,  $x_1$  为系统的状态变量;分析式(7)中的趋近规律,可以得出如下结论:

在滑模控制的过程中,系统不再通过等速到达规律趋近滑模面,而是和状态变量的绝对值相关。状态离滑模面

较远时,  $s$  和  $|x_1|$  的值较大, 此时系统将通过由快速然后逐渐变缓缓的趋近规律向滑模面变速逼近。相比于传统趋近律, 由于引入了含有状态变量的幂函数, 状态变量的趋近速度得到提升。随着系统趋于稳定,  $|s|$  的值较小时, 系统将主要以  $-\varepsilon |x_1|^{\sigma} \text{sgn}(s)$  的规律渐进趋近滑模面, 趋近速率更加柔和。这将减少状态轨迹在滑模面上切换的幅度, 从而抑制了抖振现象。

### 1.3 NSMRL 的稳定性证明

为了验证提出 NSMRL 算法的有效性, 需对其进行稳定性分析。可构造 Lyapunov 函数为:

$$V = \frac{1}{2} S^2 \quad (8)$$

对式(8)求导可得  $\dot{V} = s\dot{s}$ , 根据 Lyapunov 稳定性判据, 但满足式(9)时, 所提出的 NSMRL 算法满足稳定性。

$$\dot{V} = s\dot{s} \leq 0 \quad (9)$$

将式(7)带入式(9), 得出:

$$\dot{V} = s\dot{s} = s[-|x_1|^{\sigma} \text{sgn}(s) - k_1 |x_1|^{\alpha_1} s^{\beta_1} - k_2 |x_1|^{\alpha_2} s^{\beta_2}] \quad (10)$$

式中:  $\text{sgn}(s)$  和  $s$  同号, 同时满足  $k_1, k_2$  大于 0, 可得  $\dot{V} \leq 0$ , 该趋近律满足 Lyapunov 稳定性条件, 所设计的控制系统是趋于稳定的。

### 1.4 基于 NSMRL 的速度控制器设计

定义 PMSM 系统的状态变量:

$$\begin{cases} x_1 = \omega_{ref} - \omega_m \\ x_2 = \dot{x}_1 = -\dot{\omega}_m \end{cases} \quad (11)$$

式中:  $x_1, x_2$  代表系统状态变量,  $\omega_{ref}$  表示给定转速,  $\omega_m$  表示实际转速, 根据式(4)、(11)可推出:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\dot{\omega}_m = \frac{1}{J}(T_L - 1.5p_n\psi_f i_q) \\ \dot{x}_2 = -\ddot{\omega}_m = -\frac{1.5p_n\psi_f}{J} i_q \end{cases} \quad (12)$$

为了便于计算, 取  $D = 3p_n\psi_f/2J, u = \dot{i}_q$ , 则系统的状态表达式为:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -D \end{bmatrix} u \quad (13)$$

定义滑模面函数为:

$$s = cx_1 + x_2, c > 0 \quad (14)$$

式中:  $c$  为滑模面参数。对式(14)求导, 将式(13)带入得:

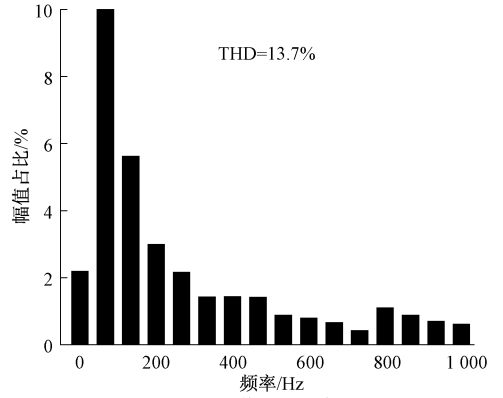
$$\dot{s} = cx_2 - Du \quad (15)$$

基于新的趋近律, 根据式(7)和式(15), 改进的滑模控制规律如下:

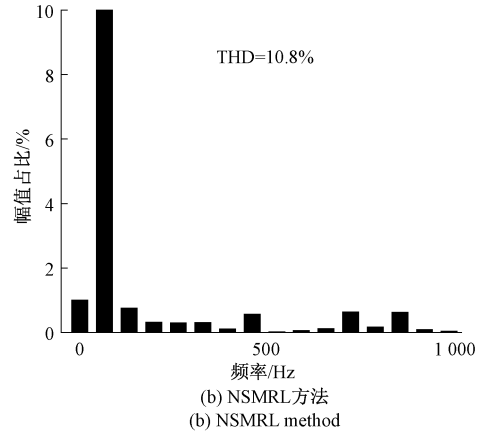
$$u(t) = \frac{1}{D} \int_0^t [cx_2 + \varepsilon |x_1|^{\sigma} \text{sgn}(s) + k_1 |x_1|^{\alpha_1} s^{\beta_1} + k_2 |x_1|^{\alpha_2} s^{\beta_2}] \quad (16)$$

控制器分别选用传统 SMC 和 NSMRL 方法时, 选取系统三相电流中的 A 相在 0.1 s 时进行快速傅里叶变换并进

行 THD 分析, 得到的结果如图 1 所示。对比结果表明, NSMRL 的电流谐波幅值占比明显低于传统 SMRL, 抑制了抖振引起的电流谐波影响。本文提出的 NSMRL 具有更优秀的抗抖振性能。



(a) 传统 SMC 方法  
(a) Conventional SMC method



(b) NSMRL 方法  
(b) NSMRL method

图 1 PMSM 的相电流 FFT 分析

Fig. 1 Phase current FFT analysis of PMSM

## 2 扩展卡尔曼滤波器设计

卡尔曼滤波器通过持续观测系统的输入和输出数据, 在最小方差意义上获得状态的最优估计。传统的卡尔曼滤波模型在线性的控制系统中实现状态预测和校正, 而 PMSM 为非线性多变量系统, 本文通过 EKF 实现卡尔曼滤波器在非线性系统中的应用。

选取  $\alpha\beta$  坐标轴上的电流为状态变量  $x = [i_\alpha \ i_\beta]^T$ ,

$u = [u_\alpha \ u_\beta]^T, y = [\hat{i}_\alpha \ \hat{i}_\beta]^T$ , PMSM 的数学模型表示为:

$$\begin{cases} x' = f(x) + Bu + r \\ y = Hx + \rho \end{cases} \quad (17)$$

式中:  $B = \text{diag}\left\{\frac{1}{L_s}, \frac{1}{L_s}\right\}, c = \text{diag}\{1, 1\}$ 。

$$f(x) = \left[ -\frac{R}{L} i_\alpha + \frac{\omega\psi_f}{L} \sin\theta - \frac{R}{L} i_\beta - \frac{\omega\psi_f}{L} \cos\theta \right]^T \quad (18)$$

对 PMSM 数学模型进行离散化,建立扩展卡尔曼预测方程和状态测量方程如下:

$$\begin{cases} x_k = f(x_{k|k-1}) + Bu_{k-1} + r_k \\ y = H_k x_{k|k-1} + \nu_k \end{cases} \quad (19)$$

式中:  $k | k-1$  表示从  $k-1$  时刻到  $k$  时刻的状态迁移,  $r_k$  为系统噪声,  $\nu_k$  为测量噪声,  $T_s$  为采样时间。

在此基础上 EKF 的算法可分为 2 个阶段:

1) EKF 的状态预测阶段:  $\hat{x}$  的状态预测估计  $\hat{x}_{k|k-1}$  和协方差估计  $P_{k|k-1}$  如式(20)和(21)所示。

$$\hat{x}_k = \hat{x}_{k|k-1} + [f(x_{k|k-1}) + Bu]T_s; \quad (20)$$

$$\begin{cases} \mathbf{P}_{k|k-1} = \boldsymbol{\phi}_{k|k-1} \mathbf{P}_{k-1|k-1} \boldsymbol{\phi}_{k|k-1}^T + \mathbf{Q} \\ \boldsymbol{\phi}_{k|k-1} = \mathbf{I} + \mathbf{T}_s \mathbf{F}_{k|k-1} \end{cases} \quad (21)$$

式中:上标“ $\wedge$ ”代表估计值, $\mathbf{Q}$ 为误差 $r_k$ 的协方差矩阵, $\mathbf{Q} = \text{diag}\{q_1, q_2\}$ ,  $q_1, q_2$ 为常数。 $\mathbf{F}_k$ 为式(18)对 $x$ 求得出的雅可比矩阵,  $\mathbf{F}_k = \left[ \frac{\partial f(x)}{\partial x} \right]_{x=\hat{x}_{k-1}}$ 。

2) EKF 的矫正阶段: 卡尔曼滤波器增益计算值如下:

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_{k|k-1} \mathbf{H}_k^\top (\mathbf{H}_k^\top \mathbf{P}_{k|k-1} \mathbf{H}_k^\top + \mathbf{R}_d)^{-1} \quad (22)$$

误差协方差更新如下:

$$\mathbf{P}_{k|k} = \mathbf{P}_{k|k-1} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k \mathbf{P}_{k|k-1} \quad (23)$$

状态估计值的矫正如式(24)所示。

$$\hat{\mathbf{x}}_{k|k} = \hat{\mathbf{x}}_{k|k-1} + \mathbf{K}_k (\mathbf{y}_k - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}) \quad (24)$$

### 3 仿真实验分析

在这一部分中,通过仿真和实验验证基于 EKF 的 NSMRL 的永磁同步电机调速系统性能,控制系统的结构如图 2 所示,由图 2 可以看出 EKF 对电流 Clark 变换后的  $i_a, i_b$  在最小方差意义上进行最优化估计,并将结果输出到 Park 变换中,而转速控制模块采用所提出的 NSMRL 取代传统的 PI 控制器。

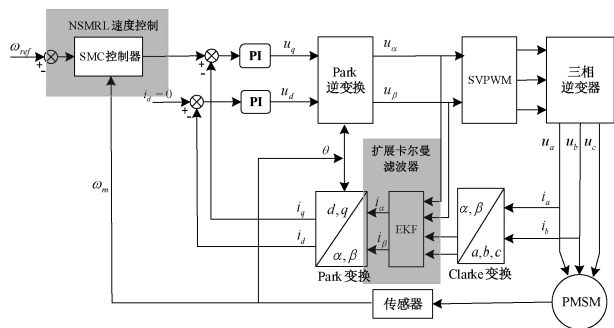


图 2 PMSM 控制系统结构框图

Fig. 2 PMSM control system structure block diagram

仿真采用  $i_d = 0$  的矢量控制策略,在 MATLAB/Simulink 环境下建立仿真模型,为了验证所提出方法的有效性,对不同控制策略下的性能进行比较。

仿真使用的 PMSM 模块具体参数如表 1 所示。设计

的滑模控制器的参数为  $\epsilon = 800$ 、 $\sigma = 0.5$ 、 $k_1 = 80$ 、 $k_2 = 10$ 、 $\alpha_1 = 1.45$ 、 $\alpha_2 = 0.8$ 、 $\beta_1 = 0.77$ 、 $\beta_2 = 0.7$ 。

表 1 PMSM 仿真实验参数

**Table 1** Parameters of PMSM simulation experiment

参数名称	符号	参数值
极对数	$P_n$	4
永磁体磁链	$\psi_f$	0.175 Wb
定子电阻	$R_s$	2.875 $\Omega$
直轴电感	$L_d$	8.2 mH
交轴电感	$L_q$	8.2 mH
转动惯量	$J$	0.003 kg $\cdot$ m <sup>2</sup>

设置额定转速为 1 000 r/min,为了模拟负载扰动时的动态响应,在电机运行到 0.2 s 时突加 10 N·m 的负载转矩。

图 3 为 NSMRL 方法下 PMSM 三相电流对应的 d 轴电流响应曲线图。从图 3 可知, NSMRL 控制策略相较于传统 SMC 而言, 有效抑制电机启动瞬间的 d 轴电流起伏。

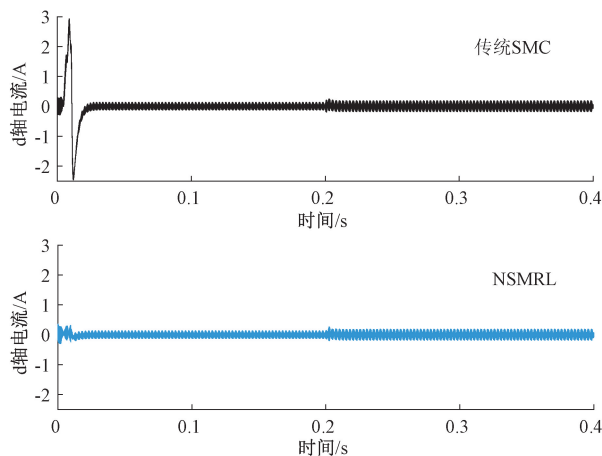
图 3 无 EKF 的  $d$  轴电流比较

Fig. 3 Comparison of  $d$ -axis current of NSMRL without EKF

图4为NSMRL的基础上,加入扩展卡尔曼滤波器之后得到的*d*轴电流响应曲线图。值得注意的是,NSMRL+EKF控制器在0.2 s前后的*d*轴的电流波动都远小于其他3种控制器。在0.1~0.2 s内NSMRL+EKF的电流波动在0.01 A之间,小于传统SMC的0.14 A以及Tan等<sup>[13]</sup>提出APRL中的0.13 A,电流波动相较于传统SMC减少了92%。

图 5 所示为对三相电流进行快速傅里叶变换得到的电流 THD 分析图。由图 5 可知,当引入扩展卡尔曼滤波器以后,电流稳定时的 PHD 值相较于无扩展卡尔曼滤波器而言减少了 5.3%。说明了扩展卡尔曼滤波器的引入能有效降低谐波幅值占比。

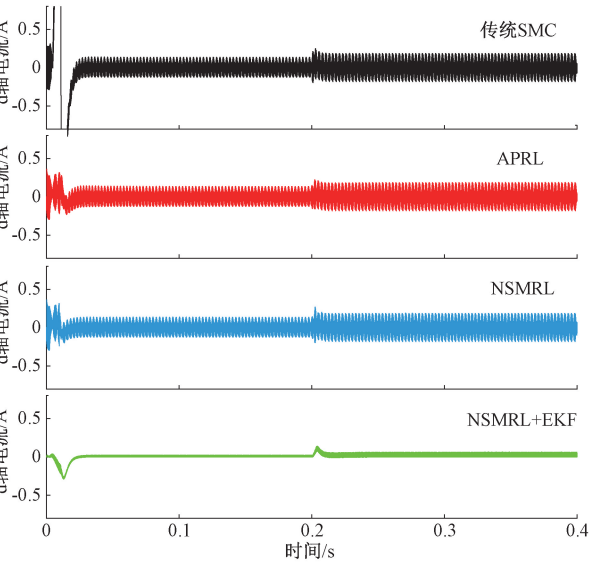


图 4 引入 EKF 的 NSMRL 与其他方法的 d 轴电流比较

Fig. 4 NSMRL with EKF is compared with d-axis current of other methods

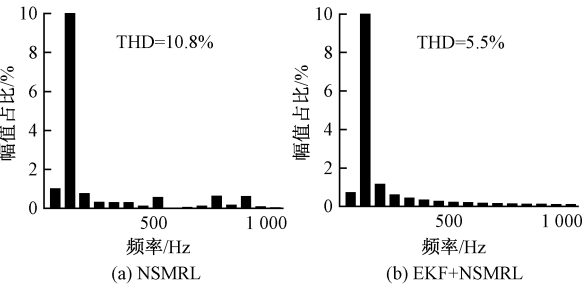


图 5 PMSM 的相电流 FFT 分析

Fig. 5 Phase current FFT analysis of PMSM

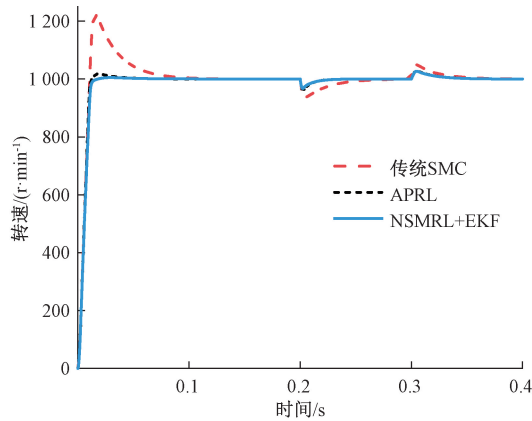


图 6 不同控制策略下 PMSM 的转速对比

Fig. 6 Comparison of PMSM speed under different control strategies

系统空载启动和负载扰动时的速度曲线如图 6~7 所示,在 0.2 s 突加负载,并在 0.3 s 时负载突减。由图 7 可

知,增加负载阶段,基于 EKF 的 NSMRL 控制器在电机启动时的超调仅为 0.37%,调节时间也最短,相比之下,使用传统 SMC 和 APRL 控制方法的系统超调较大,分别为 22.1%和 16.9%。在 0.3 s 负载突减之后,所提出的控制方法具有良好的跟踪能力,转速波动仅为 27 r/min。突减负载后稳定时间表现优秀。从启动和负载扰动的转速响应来看,相比传统的滑模控制以及 Tan 等<sup>[13]</sup>提出的 APRL 而言,本文提出的 NSMRL 具有较快而且稳定的趋近速律。

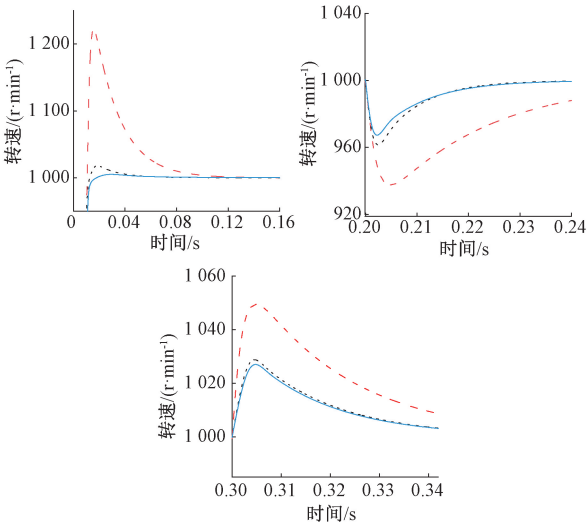


图 7 启动和负载扰动转速对比

Fig. 7 Comparison of starting and loading disturbance speed

图 8 表示的是控制系统变速运行的转速响应曲线图,在 0.1 s 给定转速为 200 r/min,并在 0.25 s 给定转速 500 r/min。由图 8 可知在 0.15 s 转速下降阶段基于 EKF 的 NSMRL 控制器转速超调相较于传统 SMC 控制器减少了 145 r/min,为 3 种控制方式中最优,调速过程中的稳定时间相较于 Tan 等<sup>[13]</sup>提出的 APRL 有所提升。

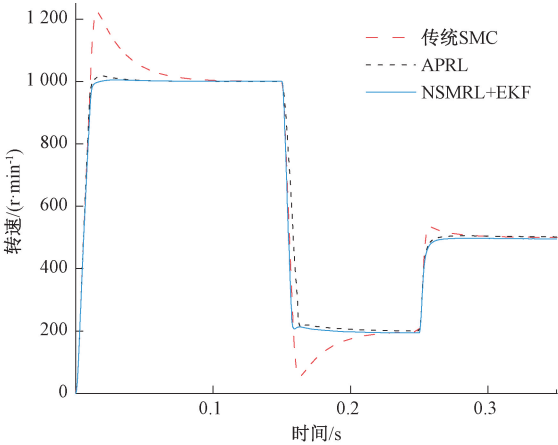


图 8 PMSM 调速过程的转速响应

Fig. 8 Speed response of PMSM speed regulation process



考虑到 PMSM 在实际运行过程中受到环境干扰,为测试控制策略的抗干扰能力,仿真实验中引入测量噪声干扰,得到的结果如图 9 所示。对比引入测量误差的转速响应曲线可知,传统 SMC 控制器存在明显抖振现象,本文提出的 NSMRL 转速波动和稳定误差小于 APRL 控制器。

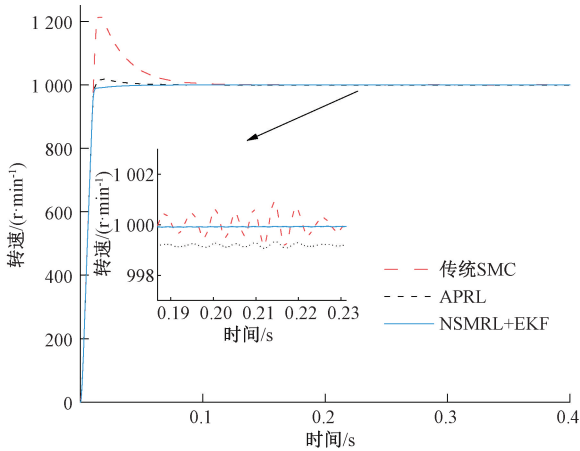


图 9 引入测量误差的 PMSM 转速响应

Fig. 9 PMSM speed response with introduced measurement error

图 10 为采用不同控制策略时系统的电磁转矩响应。从图 10 中电磁转矩曲线可以看出,NSMRL+EKF 方法中电机启动瞬间转矩波动仅为  $34.8\text{ N}\cdot\text{m}$ ,低于传统趋近律以及 APRL 中的  $54.6$  和  $37.6\text{ N}\cdot\text{m}$ 。在  $0.2\text{ s}$  添加负载干扰后,3 种算法电磁转矩都能稳定在给定的  $10\text{ N}\cdot\text{m}$ ,但是 NSMRL+EKF 方法中的转矩稳定时间更快。

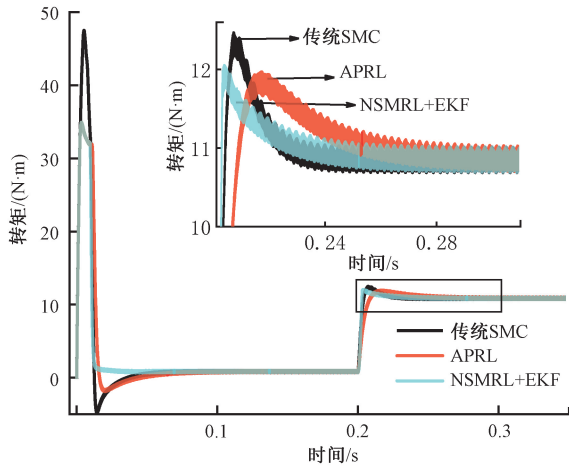


图 10 电磁转矩响应曲线

Fig. 10 Electromagnetic torque response curve

15~60 ms 之间 PMSM 的三相电流响应曲线如图 11 所示。由图 11 可知,在电机启动瞬间,传统 SMRL 控制器中的电流起伏较大,其次是 APRL,而基于 EKF 的 NSMRL 控制器下的电流表现出较平稳的特点。

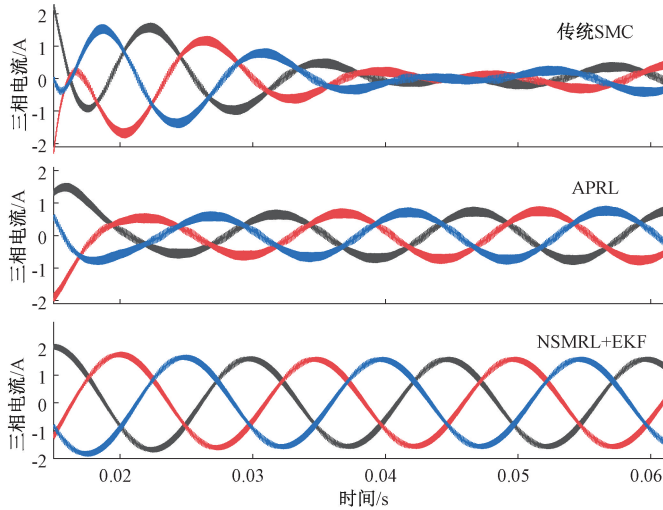


图 11 PMSM 电子三相电流比较

Fig. 11 Comparison of electron three-phase currents in PMSM

4 结 论

本文提出了一种新的滑模趋近律 (NSMRL) 来提高 PMSM 驱动系统的动态性能指标,在 NSMRL 的基础上设计滑模速度控制器来取代传统的 SMC 控制器。与传统的滑模趋近律相比,本文提出的 NSMRL 在电机启动和负载改变过程中具有较快的趋近速度,有效抑制抖振现象。为进一步增强抗扰能力,抑制开关高增益引起的抖振现象,本文将提出的 NSMRL 与 EKF 结合,提出了一种结合 EKF 的 NSMRL 的滑模速度控制器,通过对电流 Clark 变换后的  $i_\alpha, i_\beta$  在最小方差意义上进行最优估计并将结果输出到 Park 变换中。详细比较提出的 NSMRL+EKF,传统 SMRL 以及现有的 APRL 方法在启动,负载扰动和调速过程中的鲁棒性,结果表明,引入扩展卡尔曼滤波器之后, $d$  轴的电流波动实现大幅度改善,电流的谐波幅值占比相比 NSMRL 降低  $5.3\%$ 。

参考文献

[1] 李智鹤,刘曰涛,贺磊,等. 基于改进滑模控制器的 PMSM 调速系统[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2023, 10(18): 81-84.  
LI ZH H, LIU Y T, HE L, et al. PMSM speed regulation system based on improved sliding mode controller [J]. Modular Machine Tool Automatic Manufacturing Technique, 2023, 10(18): 81-84.  
[2] 李昂,袁俊俊,赵峰,等. 永磁同步电机改进滑模观测器矢量控制[J]. 电子测量技术, 2023, 46(6): 37-43.  
LI ANG, YUAN J J, ZHAO F, et al. Improved sliding mode observer vector control for permanent magnet synchronous motors [J]. Electronic Measurement Technology, 2023, 46(6): 37-43.  
[3] 赵凯辉,谯梦洁,吕玉映,等. PMSM 无模型超螺旋快速积分终端滑模控制[J]. 电子测量与仪器学报,

- 2024, 38(5): 64-74.
- ZHAO K H, QIAO M J, LYU Y Y, et al. Model-free super-twisting fast integral terminal sliding mode control for PMSM[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2024, 38(5): 64-74.
- [4] RAFAQ M S, MIDGLEY W, STEFFEN T. A review of the state of the art of torque ripple minimization techniques for permanent magnet synchronous motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2023, 20(1): 1019-1031.
- [5] 黄宜山, 唐润忠, 旷明秋, 等. 基于快速趋近律的永磁同步电机驱动系统改进无模型滑模控制[J]. 机车电传动, 2022(3): 148-155.
- HUANG Y SH, TANG R ZH, KUANG M Q, et al. Improved model-free sliding mode control of permanent magnet synchronous motor drive system based on quick reaching law[J]. Electric Drive for Locomotives, 2022(3): 148-155.
- [6] 何静, 李希宇, 贾林. 考虑磁链变化率的永磁同步电机失磁故障复合容错控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2024, 38(3): 1-11.
- HE J, LI X Y, JIA L. Compound fault-tolerant control of loss-of-excitation fault of permanent magnet synchronous motor considering flux change rate[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2024, 38(3): 1-11.
- [7] 康尔良, 于浩天, 韩康玮. 永磁同步电机非线性增益非奇异快速终端滑模控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(5): 73-81.
- KANG ER L, YU H T, HAN K W. Nonlinear gain non-singular fast terminal sliding mode control for permanent magnet synchronous motors [J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(5): 73-81.
- [8] LIU X, YU H. Continuous adaptive integral-type sliding mode control based on disturbance observer for PMSM drives [J]. Nonlinear Dynamics, 2021, 104(2), 1429-1441.
- [9] 侯利民, 李锐, 王巍, 等. 基于 ESO 分数阶滑模调节的 PMSM 模型预测转矩控制[J]. 控制工程, 2024, 31(3): 433-438.
- HOU L M, LI Y, WANG W, et al. PMSM model predictive torque control based on eso fractional sliding mode regulation [J]. Control Engineering of China 2024, 31(3): 433-438.
- [10] SONG J, ZHENG W X, NIU Y. Self-triggered sliding mode control for networked PMSM speed regulation system: A PSO-optimized super-twisting algorithm [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 69(1), 763-773.
- [11] LIU X, DENG Y, LI H, et al. Composite control based on FNTSMC and adaptive neural network for PMSM system[J]. ISA Transactions, 2024, 151(1): 198-211.
- [12] WANG Y, FENG Y, ZHANG X, 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.
- [13] TAN SH D, MA J Q. Study on influence of switching frequency on sliding mode control performance of permanent magnet synchronous motor[J]. IET Power Electronics, 2022, 15(16): 1858-1867.
- [14] 李璐, 谭草, 张玉学, 等. 新型变指数趋近律的 PMSM 滑模控制[J]. 机床与液压, 2023, 51(23): 183-187.
- LI L, TAN C, ZHANG Y X, et al. PMSM sliding mode control with a new variable exponential reaching law[J]. Machine Tool & Hydraulics, 2023, 15(23): 183-187.
- [15] XU W, QU S, ZHANG C. Fast terminal sliding mode current control with adaptive extended state disturbance observer for PMSM system [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 11(1): 418-431.
- [16] 伊建辉, 田久东, 矫利业, 等. 基于抗抖滑模观测器的 PMSM 带速启动技术研究[J]. 制造技术与机床, 2024(9): 125-131.
- YI J H, TIAN J D, JIAO L Y, et al. Research on starting technology of PMSM in rotating state based on anti vibration sliding mode observer[J]. Manufacturing Technology & Machine Tool, 2024(9): 125-131.
- [17] 许家群, 孙明翰. 永磁同步电机扩展卡尔曼滤波器电流观测方法[J]. 北京工业大学学报, 2024, 50(7): 814-822.
- XU J Q, SUN M H. Current estimation for permanent magnet synchronous motor based on extended Kalman filter[J]. Journal of Beijing University of Technology, 2024, 50(7): 814-822.
- [18] 杨帆, 赵希梅, 金鸿雁, 等. 基于广义比例积分观测器的永磁同步电机鲁棒谐振预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(10): 2995-3006.
- YANG F, ZHAO X M, JIN H Y, et al. Robust resonant predictive current control based on generalized proportional integral observer for permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(10): 2995-3006.

## 作者简介

**黎心慰**, 硕士研究生, 主要研究方向为永磁同步电机控制。

E-mail: 2119828365@qq.com

**马家庆**(通信作者), 副教授, 硕士生导师, 主要研究方向为交流电机矢量控制及电力电子器件能量传递效率、新能源并网及电力大数据、高温超导磁悬浮。

E-mail: 357287962@qq.com

**陈昌盛**, 实验师, 主要研究方向为工业机器人、嵌入式。

E-mail: 495761009@qq.com

**何志琴**, 教授, 硕士生导师, 主要研究方向为电力电子运动控制技术。

E-mail: 641443416@qq.com

**吴钦木**, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电机控制、深度学习、故障诊断。

E-mail: 505953130@qq.com