

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2210934

永磁同步电机改进滑模观测器矢量控制<sup>\*</sup>李昂<sup>1</sup> 袁佳俊<sup>1</sup> 赵峰<sup>2</sup> 董锋斌<sup>1</sup>

(1. 陕西理工大学电气工程学院 汉中 723000; 2. 中国科学院电工研究所 北京 100190)

**摘要:** 针对滑模观测器在永磁同步电机无位置传感器控制系统存在的高抖振、收敛速度较慢、观测精度差等问题,提出一种基于自适应滑模增益的变幂次趋近律的新型滑模观测器,该趋近律在幂次趋近律的基础上,增加由观测转速、磁链和外部输入预期目标电流误差组成的自适应滑模增益变指数项,自适应滑模增益变指数项具有时变的较快收敛速度,有效解决原有趋近律趋近模态时间过长的问题,使用李雅普诺夫稳定判据对系统进行了稳定性分析。通过新型滑模观测器和传统滑模观测器进行对照实验,结果表明,相对比较而言所提出的新型滑模观测器收敛速度更快,高频抖振削弱和带载能力加强,自适应滑模增益能有效控制电流误差幅值,最后观测精度提高了20%以上。

**关键词:** 永磁同步电机;滑模观测器;自适应滑模增益;变幂次趋近律

**中图分类号:** TP273;TM341 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8020

## Improved sliding mode observer vector control for permanent magnet synchronous motors

Li Ang<sup>1</sup> Yuan Jiajun<sup>1</sup> Zhao Feng<sup>2</sup> Dong Fengbin<sup>1</sup>

(1. School of Electrical Engineering, Shaanxi University of Technology, Hanzhong 723000, China;

2. Institute of Electrical Engineering, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

**Abstract:** Aiming at the problems of high chattering, slow convergence speed and poor observation accuracy of sliding mode observer in permanent magnet synchronous motor position sensorless control system, a new sliding mode observer based on adaptive sliding mode gain variable power reaching law is proposed. Sliding mode observer, this reaching law adds an adaptive sliding mode gain variable exponential term consisting of the observed rotational speed, flux linkage and external input expected target current error on the basis of the power reaching law. The exponential term has a fast time-varying convergence rate, which effectively solves the problem that the original reaching law takes too long to reach the modal. The stability of the system is analyzed by Lyapunov stability criterion. Control experiments were carried out with the new sliding mode observer and the traditional sliding mode observer, the results show that the proposed new sliding mode observer has faster convergence speed, it can weaken high-frequency chattering and enhance load carrying capacity, and the adaptive sliding mode gain can effectively control the current error amplitude. Finally, the observation accuracy is improved by more than 20 percent.

**Keywords:** permanent magnet synchronous motor; sliding mode observer; adaptive sliding mode gain; variable power reaching law

## 0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)具有效率高、良好的调速性能等优点,已经被广泛应用于氢能汽车等应用领域<sup>[1-2]</sup>。PMSM常用两种控制方法,磁场定向控制和直接转矩控制<sup>[3-5]</sup>。PMSM矢量控制利用转子角度位置形成闭环控制,目前采用的安装编码

器等位置传感器提供转子位置,实现闭环运行。一方面会增加电机驱动体积、成本,另一方面受工作环境的影响,而无位置观测器能有效避免上述问题,从而无位置控制也成为电机控制领域研究热点。

滑模观测器(sliding mode observer, SMO)实质是根据滑模变结构控制特性,根据系统结构来构造滑模面和趋近律,利用开关信号高频切换使系统结构不断变化,使系统运

收稿日期:2022-08-02

<sup>\*</sup> 基金项目:陕西省教育厅专项科研计划项目(15JK1125)资助

动到滑模面上,输出稳定的反电动势。相较于上述其他两种方法,SMO 的参数不敏感性,因此具有较快的动态响应和参数鲁棒性。因为滑模变结构控制固有特性,导致 SMO 产生高频抖振且位置信息容易受到转速的影响,观测精度也受到影响<sup>[6-8]</sup>。因而针对削弱高频抖振成为国内外学者研究的热点。

文献[9]利用饱和函数代替传统滑模观测器中 sgn 函数,该方法采用线性连续函数来优化开关函数所带来的高频抖振,在此新型滑模观测器的思想上,继续提出了转子位置自适应控制方法,通过自适应反馈增益将等效函数调整为与转子磁链相等的恒定值。文献[10]利于 sigmoid 函数的指数变化特性,有效地削弱了开关函数不连续所导致高频抖振,并省去了滤波环节。文献[11]采用分段指数型函数在选取合适的边界层厚度的条件下,在边界层内呈指数形式变化,在边界层外呈饱和特性,有效的减弱了高频抖动使反电动势更加稳定。文献[12-13]分别采用新型二阶广义积分器(second-order generalized integrator, SOGI)、低通滤波器(low pass filter, LPF)和反电动势自适应估计环节代替传统的 LPF,来削弱抖振。文献[14-15]为了削弱抖振,采用非奇异快速终端滑模面,结合快速幂次趋近律,双曲正切函数代替传统 sgn 函数。文献[16]采用扩展卡尔曼滤波和滑模观测器相结合的方式代替传统滑模观测器来实现参数在线调整,减少参数估算误差,提高抗扰性,减少系统抖振。文献[17]通过模糊控制规则自适应调节滑模增益大小,省掉低通滤波器,简化了系统,可削弱抖振,提高系统稳定性及跟踪准确性。文献[18]设计系统状态变量的幂函数与传统趋近率的开关函数部分的增益建立联系,得到增益随系统状态进行自适应变化的滑模控制律,抑制了系统的固有抖振,减小了电机稳定运行时转子位置估计的误差。

本文主要从改变滑模面和设计自适应滑模增益参数的变幂次趋近律两方面,提出了一种新型 SMO 算法来解决收敛速度较慢的问题,削弱抖振;通过李雅普诺夫(Lyapunov)方程进行了稳定性判定;最后对新型 SMO 进行了仿真分析及实物实验验证,证明本文提出的新型 SMO 在观测性能上的优势。

### 1 永磁同步电机数学模型

PMSM 是一个强耦合、多变量、复杂的非线性系统,在两相静止坐标系下数学模型为:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_e(L_d - L_q) \\ -\omega_e(L_d - L_q) & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中,  $L_d, L_q$  为 d 轴、q 轴电感;  $\omega_e$  为电角速度;  $R$  为定子电阻;  $p = \frac{d}{dt}$  微分算子;  $[u_\alpha \ u_\beta]^T$  为定子电压;  $[i_\alpha \ i_\beta]^T$  为定子电流;  $[E_\alpha \ E_\beta]^T$  为扩展反电动势(EMF),且满足:

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = [(L_d - L_q)(\omega_e i_d - p i_q) + \omega_e \psi_f] \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中,  $\psi_f$  为磁链。

对于表贴式三相 PMSM ( $L_d = L_q = L_s$ ), 则能从式 (2) 提取转子电角速度  $\omega_e$  和电角度  $\theta_e$ , 即:

$$\begin{cases} \theta_e = -\arctan \frac{E_\alpha}{E_\beta} \\ \omega_e = \frac{d\theta_e}{dt} \end{cases} \quad (3)$$

## 2 传统滑模观测器

### 2.1 静止坐标系下滑模观测器构造

为了通过构建 SMO 来观测扩展反电动势,将式 (1) 的电压方程改写成电流的状态方程形式:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中,  $\mathbf{A} = \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R & -\omega_e(L_d - L_q) \\ \omega_e(L_d - L_q) & -R \end{bmatrix}$ ,  $\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$  为观测定子电流;  $u_\alpha, u_\beta$  为观测器的控制输入;  $v_\alpha, v_\beta$  为反电动势的观测值。

根据式 (4) 做差得到电流误差方程:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} E_\alpha - v_\alpha \\ E_\beta - v_\beta \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中,  $\tilde{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha, \tilde{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$  为电流观测误差。

设计滑模面函数:

$$s = \tilde{i} \quad (6)$$

其中,  $\tilde{i} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix}$  为电流观测误差;

设计滑模控制律,根据滑模变结构控制的等效控制原理可得:

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K \operatorname{sgn}(s_\alpha) \\ K \operatorname{sgn}(s_\beta) \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中滑模增益:

$$K > \max \{-R |\tilde{i}_\alpha| + E_\alpha \operatorname{sgn}(s_\alpha), -R |\tilde{i}_\beta| + E_\beta \operatorname{sgn}(s_\beta)\}$$

综上所述,传统 SMO 算法的实现原理框图如图 1 所示。

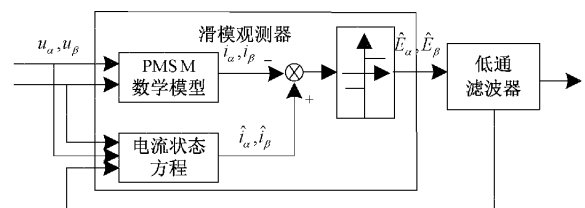


图 1 传统滑模观测器框图

## 2.2 传统饱和函数滑模观测器相平面分析

根据式 (5)、(7) 改为微分方程:

$$\begin{cases} \dot{s} = -\frac{R}{L_d}s + \frac{1}{L_d}(E - K \text{sat}(s)), & |s| > \Delta \\ \dot{s} = -\frac{R}{L_d}s + \frac{1}{L_d}(E - nKs), & |s| \leq \Delta \end{cases} \quad (8)$$

根据式 (8) 对系统运行过程进行划分为 3 个不同阶段, 边界层外的动态收敛一阶段、边界内动态收敛二阶段及稳态过程三阶段, 分别推导出不同阶段过程中相轨迹表达式。

对边界层外的动态收敛一阶段相轨迹图进行分析, 对边界层外的电流误差进行求导得:

$$\dot{s}(t) = \dot{i}(t) = -\frac{R}{L_d}ce^{-\frac{R}{L_d}t}, \quad |s| > \Delta \quad (9)$$

由式 (9) 可得相轨迹表达式:

$$\frac{R}{L_d}s + \dot{s} = \frac{E + K \text{sat}(s)}{R} \quad (10)$$

边界层内的电流误差表达式根据收敛时间分为动态过程和稳态过程两个部分:

$$\begin{cases} s(t) = ce^{-\frac{R-nK}{L_d}t} + \frac{E}{R+nK} & t \leq T \\ s(t) = ce^{-\frac{R-nK}{L_d}t} - \frac{\omega_e \psi_f}{R+nK} \sin \theta_e & t > T \end{cases} \quad (11)$$

其中,  $t$  为系统运行时间;  $T$  为系统动态过程收敛时间。

对式 (11) 中收敛时间内电流误差进行求导, 得边界内动态收敛二阶段相轨迹表达式:

$$\dot{s}(t) = -\frac{R+nK}{L_d}ce^{-\frac{R+nK}{L_d}t} \quad (12)$$

$$\frac{R+nK}{L_d}s + \dot{s} = \frac{E}{R+nK}$$

稳态过程三阶段电流误差理论推导:

根据式 (12) 推导当系统稳定运行时, 反电动势也随着稳定如式 (13) 所示

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \omega_e \psi_f \begin{bmatrix} -\sin \theta_e \\ \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$N_r = \frac{30}{\pi} \omega_m, \quad \omega_m = n_p \omega_e, \quad \theta_e = \int \omega_e dt \quad (14)$$

其中,  $N_r$  为参考转速;  $\omega_m$  机械角速度;  $n_p$  电机极对数;  $\omega_e$  电角速度;  $\theta_e$  电角度;  $\psi_f$  磁链。

综合式 (11)、(13)、(14) 求解稳态过程中电流误差表达式:

$$s(t) = ce^{-\frac{R+nK}{L_d}t} - \frac{\omega_e \psi_f}{R+nK} \sin \omega_e t, \quad t > T \quad (15)$$

对式 (15) 进行对时间求导, 得到相轨迹表达式:

$$\dot{s}(t) = -\frac{R+nK}{L_d}ce^{-\frac{R+nK}{L_d}t} - \frac{\omega_e \psi_f}{R+nK} \times \omega_e \cos \omega_e t \quad (16)$$

从二阶段过渡到三阶段的相轨迹表达式:

$$\frac{R+nK}{L_d}s + \dot{s} = -\sqrt{M^2 + N^2} \sin(\omega_e t + \varphi) \quad (17)$$

$$\tan \varphi = \frac{M}{N} = \frac{L_d}{\omega_e(R+nK)}$$

$$M = -\frac{\omega_e \psi_f}{L_d}; N = -\frac{\omega_e^2 \psi_f}{R+nK} \quad (18)$$

稳态过程中处于收敛时间之外, 随着时间不断得增大,  $e^{-\frac{R+nK}{L_d}t}$  无限趋近于 0 所以可将式 (17)、(18) 改为:

$$s(t) = -\frac{\omega_e \psi_f}{R+nK} \sin \omega_e t \quad (19)$$

$$\dot{s}(t) = -\frac{\omega_e \psi_f}{R+nK} \times \omega_e \cos \omega_e t$$

根据式 (19) 得到三阶段相轨迹图的表达式 (20):

$$\frac{s^2}{a^2} + \frac{\dot{s}^2}{b^2} = 1 \quad (20)$$

$$\text{其中, } a = \frac{\omega_e \psi_f}{R+nK}, b = \frac{\omega_e \psi_f}{R+nK} \times \omega_e$$

由相轨迹表达式 (20) 得出系统三阶段相轨迹为一个长轴为  $a$ 、短轴为  $b$  的椭圆, 最终稳态状态是与电流误差波形、电流误差导数有关; 控制目的是椭圆轨迹无限接近原点处。

根据式 (9)、(12)、(20); 绘制系统相轨迹如图 2 所示, 传统 SMO 在滑模运动过程中收敛速度受到电机参数的影响, 系统观测精度受到滑模增益系数的影响; 因此有学者为了提高收敛速度、稳定性和观测精度, 分别从设计新型趋近律和优化滑模增益两个方面进行研究。

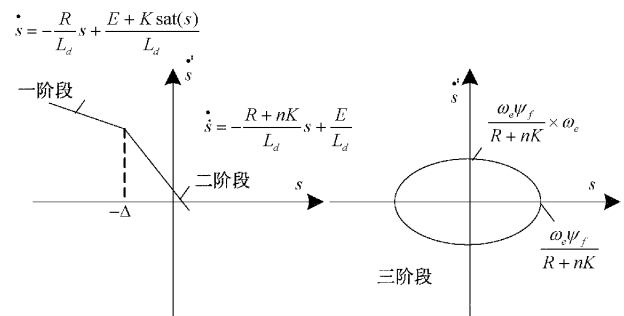


图 2 系统相轨迹图

本文提出一种自适应滑模增益的变幂次趋近律, 通过反馈回来的转速实时来调节滑模增益, 在动态收敛过程一、二阶段中随着转速实时调节滑模增益寻优来缩短来收敛时间, 在稳态过程三阶段转速稳定后, 通过调节预期电流误差值来调节反电动增益来提高观测精度。

## 3 新型滑模观测器

### 3.1 SMO 自适应滑模增益参数设计

滑模观测器实质是使观测器的状态变量达到滑模面:  $\tilde{i}_\alpha = 0, \tilde{i}_\beta = 0$ , 此时认为观测反电动势与实际反电动势达到等效。结合式 (7)、(13) 得到滑模增益参数  $K$  选取

设定:

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \omega_e \psi_f \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K \text{sat}(s_\alpha)_{eq} \\ K \text{sat}(s_\beta)_{eq} \end{bmatrix} \quad (21)$$

根据基于 sat 函数的滑模观测器式 (21) 进行改写得滑模增益参数自适应表达式:

$$K = \begin{cases} \frac{|\omega_e \psi_f|}{\text{sat}(s)} \\ \frac{|\omega_e \psi_f|}{|\tilde{i}|} \end{cases} \quad (22)$$

从式(22)中分析得,滑模增益参数自适应表达式有两种设定形式,一种是通过观测  $\omega_e$  和实时输入的  $\text{sat}(s)$  组成;另外一种是通过观测  $\omega_e$  和外部输入预期稳态电流误差的幅值,本文采用第二种自适应滑模增益参数。

将式(22)中自适应滑模增益设定代入式(20)得到:

$$\begin{aligned} a &= \frac{\omega_e \psi_f}{n \frac{\omega_e \psi_f}{|\tilde{i}|}} = \frac{|\tilde{i}|}{n} \\ b &= \frac{\omega_e \psi_f}{n \frac{\omega_e \psi_f}{|\tilde{i}|}} \times \omega_e = \frac{|\tilde{i}| \omega_e}{n} \end{aligned} \quad (23)$$

由式(23)可知,如果按照自适应滑模增益得到的  $a$ 、 $b$  参数简化为只与电流误差和转速的量,可以通过控制预期电流误差值来使三阶段相轨迹椭圆越接近原点,达到系统稳态性能更好。由式(21)中观测反电动势与电流误差为比例关系,当电流误差幅值为 0 时,观测反电动势也为 0,导致系统失步;预期电流误差不能过小,导致滑模增益过大,引起高频抖振。

### 3.2 新型滑模观测器设计

根据传统滑模观测器的局限性,稳态电流误差较大,导致速度跟踪精度不够,设计一种新型 SMO 算法来优化。

$$\dot{x} = bu(t) + f(x) \quad (24)$$

其中,  $u(t)$  为控制输入。

本文针对式 (24) 典型一阶系统,引入积分设计滑模函数和指数趋近律的组合,来解决传统滑模面比例关系所存在的局限性,采用式 (25) 时可以将预期电流误差降低,且控制律不会出现变量的二阶导数,增强观测器的稳定性即:

$$s = c_1 \tilde{i} + c_2 \int \tilde{i} dt \quad (25)$$

其中,  $c_1 > 0, c_2 > 0$ 。本文选取  $c_1 = 20, c_2 = 1000$ 。

趋近律控制方法是滑模函数的运动规律,确定系统在连续控制作用下的运动,从而使系统状态具有期望的趋近特性,且尽量缩短趋近运动阶段的时间。

指数趋近律:

$$\dot{s} = -\epsilon \text{sgn}(s) - qs, \epsilon, q > 0 \quad (26)$$

幂次趋近律:

$$\dot{s} = -\epsilon |s|^\alpha \text{sgn}(s), \epsilon > 0, 0 < \alpha < 1 \quad (27)$$

变幂次趋近律:

$$\dot{s} = -\epsilon |s|^\alpha \text{sgn}(s) - Ks, \epsilon > 0, 0 < \alpha < 1 \quad (28)$$

本文在幂次趋近律的基础上形成变幂次趋近律,将该趋近律前半部分为纯幂次项,后半部分引入了自适应滑模增益式 (22) 成为变指数趋近项  $-Ks$ 。

1) 当系统处于任意初始状态时,按照变指数项主导趋近速率趋近滑模面,有效解决了传统幂次趋近律在趋近过程过长的问題。

2) 当系统  $s \rightarrow 0$  时,变指数项速率变慢,此时幂次项对收敛速率起主导作用,能有效停靠滑模面附近保证正常运行的品质。

$$\text{选取变幂次趋近率中参数: } \epsilon = 20, K = \frac{|\omega_e \psi_f|}{|\tilde{i}|},$$

$\alpha = 0.5$ 。

使用积分滑模函数和变幂次趋近律的组合代替传统滑模函数则,将式 (21) 改写为:

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \epsilon |s|^\alpha \text{sat}(s_\alpha) + Ks \\ \epsilon |s|^\alpha \text{sat}(s_\beta) + Ks \end{bmatrix} \quad (29)$$

由式 (29) 得到新型观测器的反电动势方程,利用饱和函数替代传统观测器的不连续的高频切换信号,得到扩展反电动势的估计值,从而省略角度补偿环节,最后提取电机位置信息。

新型滑模观测器算法的实现原理框图如图 3 所示。

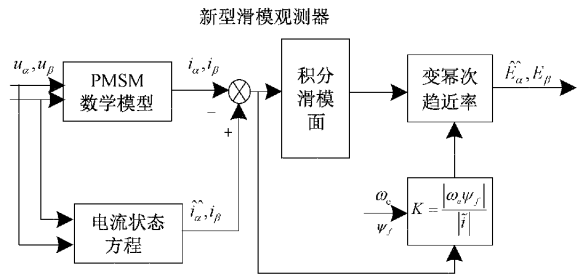


图 3 新型滑模观测器框图

### 3.3 变幂次趋近律性能分析

以式 (5) 所示的系统,对幂次趋近律、变幂次趋近律进行性能分析。

对系统选择滑模面式 (25) 求导:

$$\dot{s} = c_1 \dot{\tilde{i}} + c_2 \tilde{i} \quad (30)$$

结合所设计的趋近律,综合式 (5)、(25)、(28) 得到控制函数:

$$u = \frac{1}{b} (-\epsilon |s|^\alpha \text{sgn}(s) - Ks - c_2 \tilde{i} - \mathbf{A}\tilde{i}) \quad (31)$$

在相同参数下,对比图 4 中常规幂次趋近律、变幂次趋近律的控制效果可知,变幂次趋近律收敛更快,且在停靠滑模面上更稳定,所以穿越滑模面的次数变少,由此可知在收敛速度和抑制抖振变幂次趋近律都优于常规幂次趋近控制方式。

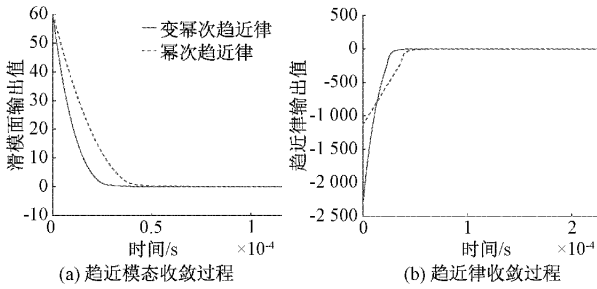


图 4 幂次趋近律和变幂次趋近律性能分析

### 3.4 李雅普诺夫稳定性分析

对于不同方式改进的滑模观测器目的基本一致，系统无论初始状态处于何位置都快速收敛至滑模面，从而需要满足滑模面存在条件。

根据李雅普诺夫(Lyapunov)稳定判据；建立 Lyapunov 稳定性方程为：

$$V = \frac{s^T s}{2} \quad (32)$$

其中,  $V$  为 Lyapunov 函数；

对式 (32) 求导得：

$$\dot{V} = s\dot{s} \quad (33)$$

其中,  $\dot{V}$  为 Lyapunov 函数的导数。

根据稳定条件, 需要满足：

$$\dot{V} = s\dot{s} < 0 \quad (34)$$

将式(30)代入式 (34)得：

$$s\dot{s} = -\epsilon |s|^s \text{sgn}(s) - Ks^2 \quad (35)$$

式中:  $K, \epsilon$  都是大于零的常数, 保证  $s$  与  $\dot{s}$  异号; 当  $s > 0$  时,  $Ks^2$  为正数系统满足稳定条件; 当  $s < 0$  时, 则  $K$  需要满足：

$$K > \max(\epsilon |s|^s) \quad (36)$$

满足上述的稳定性条件, 变幂次趋近律能保证系统进入滑动模式。

## 4 仿真实验结果与分析

### 4.1 仿真过程

搭建 MATLAB/Simulink 新型 SMO 矢量控制系统如图 5 所示。设定外部输入预期电流误差幅值为 0.1 A, 通过实验验证基于自适应滑模增益传统 SMO 能实现对稳态电流误差幅值控制, 能提高观测精度及系统稳定性。系统运动过程分为两部分: 0 到 0.005 s 是启动过程, 0.005 s 后切换到自适应滑模观测器系统运动过程, 根据图 5 矢量控制系统, 进行传统 SMO 和新型 SMO 的两种 PMSM 控制系统的对照实验。

系统各项参数如表 1, 系统仿真时间为 0.1 s, 且仿真步长设置为  $2 \times 10^{-7}$  s。采用  $i_d = 0$  的控制策略, 参考转速设定为  $N_{ref} = 1600$  r/min, 在仿真时间 0.05 s 时突加负载 5 N·m, 观测系统仿真特性。

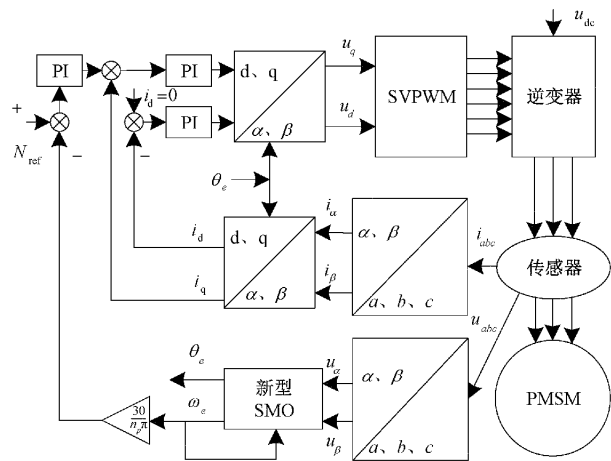


图 5 新型 SMO 系统框图

表 1 PMSM 仿真系统参数

参数	参数值设定
转速 PI 比例、积分项	1, 0.2
电流 PI 比例、积分项	17, 575 0
电机极对数	4
定子电感/H	$8.5 \times 10^{-3}$
定子电阻/ $\Omega$	2.875 0
直流侧电压/V	311
PWM 开关频率/Hz	10 000
转动惯量/( $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ )	0.001

### 4.2 仿真结果分析

根据图 7 可知, 基于自适应滑模增益的传统 SMO 算法将稳态电流误差控制在预期值 0.1 A; 图 6 中系统收敛参考转速过程中, 电机转速在 0.02 s 后趋于参数转速附近波动且观测精度较大, 稳态转速误差为 5 r/min; 当 0.05 s 突加负载后, 系统收敛时间为 0.05 s, 系统跟踪速度较慢, 波动浮动较大, 系统带载能力较弱。

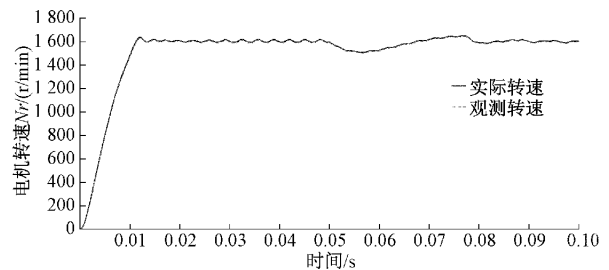


图 6 传统 SMO 转速波形

由图 9 可知新型 SMO 的稳态电流误差控制在 0.01 A 相较于外部输入稳态电流误差预期值之下, 这是由于新型 SMO 采用变幂次趋近率不是传统 SMO 的等速趋近率, 趋近速度更快允许电流误差幅值更小; 根据图 8 可知电机转

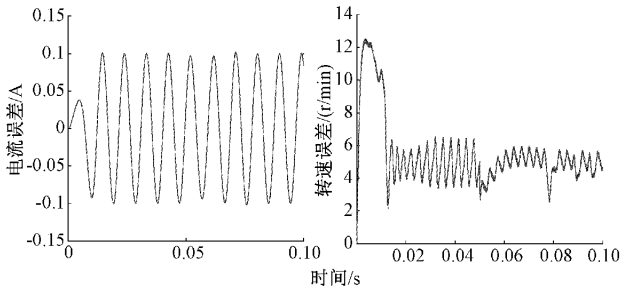


图 7 传统 SMO 电流误差和转速误差

速在 0.02 s 后趋于参数转速,且稳态转速误差为 1 r/min;当系统在 0.05 s 突加负载,经过 0.01 s 后,系统跟踪转速趋于稳定,证明系统带载能力提高。

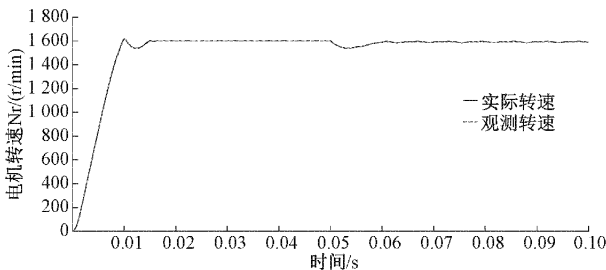


图 8 新型 SMO 转速波形

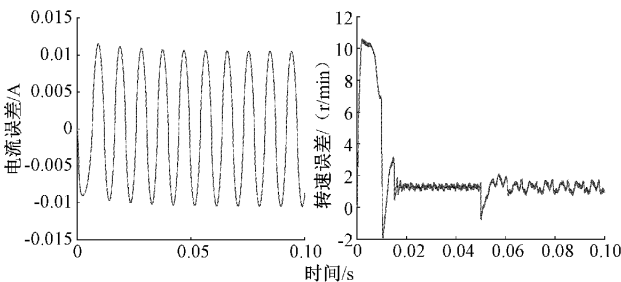


图 9 新型 SMO 电流误差和转速误差

与传统 SMO 相比较,新型 SMO 削弱观测转速的高频抖振;这是由于新型 SMO 的滑模增益是跟随转速实时变化来控制稳态电流误差,以及积分滑模面与变幂次趋近率结合将稳态电流误差幅值控制在一个更小的范围,提高观测精度系统更加稳定,相较于传统 SMO,新型 SMO 下的应对转矩突变时转速突变幅度更小,收敛更快,鲁棒性更强。

### 4.3 实验结果分析

在如图 10 所示,本文所搭建的实验平台是由采用 TI 公司的 TMS32028035s 型号芯片的有位置控制器、带有旋转变压器有位置传感器的永磁同步电机、xds100v2 仿真器、USBCAN-II 总线和笔记本电脑组成。通过上位机来进行性能分析实验,验证新型 SMO 的有效性与其可行性。

电机参数为额定功率  $P=65\text{ kW}$ ,额定电压  $U=540\text{ V}$ ,额定负载为  $200\text{ N}\cdot\text{m}$ ,额定转速为  $3\ 100\text{ r/min}$ ,电阻为  $0.02\ \Omega$ ,磁链为  $\psi_f=0.0574$ ,电感  $L_d=L_q=0.000\ 262\text{ H}$ 。

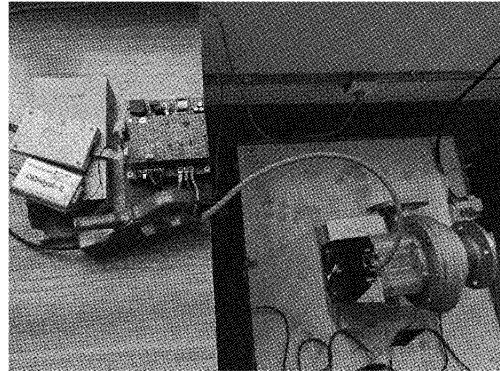


图 10 PMSM 控制平台

由图 11、12 反映了基于自适应滑模增益的传统滑模观测器在加速实验中电机转子位置误差为  $-0.05\sim-0.058\text{ rad}$ ;本文设计的新滑模观测器在加速实验中转速更加稳定,电机转子位置误差相比较于基于自适应滑模增益的传统滑模观测器提高了一  $0.01\text{ rad}$ ,由于转子位置观测精度提高了,电机估计转速波动更小,波形更加对称,系统稳定性更高。

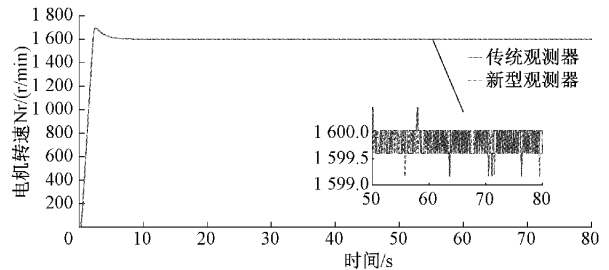


图 11 传统 SMO 和新型 SMO 实物实验估计转速波形

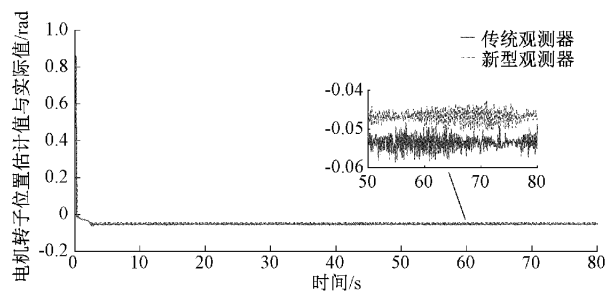


图 12 传统 SMO 和新型 SMO 实物实验角度误差波形

由两者实验波形对比可知,本文设计的新滑模观测器相较于基于自适应滑模增益的传统滑模观测器,转速波动更小,电机转子位置误差进一步降低了,证明本文所提出新滑模观测器具有更高的观测精度提高了 20%。

## 5 结 论

设计了自适应滑模增益变幂次趋近律的新型滑模观测器,自适应滑模增益参数来控制稳态过程电流误差幅值,提高系统稳定性;使用变幂次趋近律来提高系统的动态运行品质,且达到削弱系统抖振,通过 Lyapunov 稳定性判据对

所提出的观测器进行稳定性分析, 经过自适应滑模增益控制电流误差幅值验证实验及传统和新型滑模观测器控制系统对比实验, 得出新型滑模观测器能达到控制稳态电流误差幅值, 动态收敛速度快, 在稳定运行过程中的速度观测误差波动较小, 观测精度提高了 20%。

### 参考文献

- [1] MA J H, ZHAO J, SUN J J, et al. A novel PMSM speed control scheme based on sliding-mode and fuzzy disturbance observer [C]. Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Beijing, China, 2017: 1704-1710.
- [2] FENG G, LAI C, KAR N. A closed-loop fuzzy logic based current controller for PMSM torque ripple minimization using the magnitude of speed harmonic as the feedback control signal[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(4): 2642-2653.
- [3] 刘计龙, 肖飞, 沈洋, 等. 永磁同步电机无位置传感器控制技术综述[J]. 电工技术学报, 2017, 32(16): 76-88.
- [4] 袁雷, 胡冰新, 魏克银, 等. 现代永磁同步电机控制原理及 MATLAB 仿真[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2013: 95-96.
- [5] 陶彩霞, 赵凯旋, 牛青. 考虑滑模抖振的永磁同步电机模糊超螺旋滑模观测器[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(23): 11-18.
- [6] ABDELRAHEM M, HACKL C M, KENNEL C M R. Finite position set-phase locked loop for sensorless control of direct-driven permanent-magnet synchronous generators [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(4): 3097.
- [7] 刘金琨. 滑模变结构控制 Matlab 仿真基本理论与设计方法第四版[M]. 北京: 清华大学出版社, 2019: 116-117.
- [8] 孙立明, 杨博. 基于扰动观测器的电力系统鲁棒滑模控制器设计[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(20): 124-132.
- [9] 鲁文其, 胡育文, 杜栩杨, 等. 永磁同步电机新型滑模观测器无传感器矢量控制调速系统[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(33): 78-83.
- [10] 姚艳艳, 张会娟, 刘建娟, 等. 基于自适应滑模观测器无位置传感器 PMSM 控制方法研究[J]. 微电机, 2020, 53(12): 61-65.
- [11] 张立伟, 李行, 宋佩佩, 等. 基于新型滑模观测器的永磁同步电机无传感器矢量控制系统[J]. 电工技术学报, 2019, 34(S1): 70-78.
- [12] 杨博伟, 宋桂英, 刘畅, 等. 高频信号注入 PMSM 的无传感器自适应控制算法[J]. 国外电子测量技术, 2021, 40(10): 20-27.
- [13] KIM J, LEE J. A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(9): 4069-4077.
- [14] 沐俊文, 王仲根, 聂文艳, 等. 积分型终端滑模 PMSM 无传感器控制优化[J]. 电力电子技术, 2020, 54(6): 26-29.
- [15] 闫宏亮, 张嘉楠, 龙虎林, 等. 基于改进滑模趋近律和非线性干扰观测器的 PMSM 位置跟踪[J]. 电子测量技术, 2022, 45(13): 104-108.
- [16] 曹亚丽, 曹竣奥, 宋昕, 等. 一种改进滑模观测器的 PMSM 矢量控制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(16): 104-111.
- [17] 李凡, 彭思齐, 蒋雨函, 等. 基于改进的滑模控制器和观测器的 SPMSM 控制[J]. 控制工程, 2022, 29(9): 1627-1629.
- [18] 王国平, 祝龙记. PMSM 无传感器控制新型滑模观测器设计[J]. 电力电子技术, 2021, 55(4): 13-14.

### 作者简介

李昂, 硕士, 教授, 主要研究方向为电力系统及其自动化。

E-mail: la1011@163.com

袁佳俊, 硕士研究生, 主要研究方向为永磁同步电机控制。

E-mail: yuan229101404@163.com

赵峰, 博士, 研究员, 主要研究方向为高速电机控制研究。

E-mail: zhaofeng@mail. iee. ac. cn