

DOI: 10.13382/j.jemi.B2103929

# 基于改进 SMO 的永磁同步电机全速段位置估算研究\*

张 港<sup>1</sup> 高文根<sup>1</sup> 杭孟荀<sup>2</sup> 李鹏飞<sup>1</sup> 裴 同<sup>1</sup>

(1. 安徽工程大学 检测技术与节能装置安徽省重点实验室 芜湖 241000;

2. 奇瑞新能源汽车股份有限公司 芜湖 241002)

**摘要:**为了改善传统滑模观测器(sliding mode observer, SMO)存在高频抖振、相位延迟、低速段失效等问题,提出一种改进 SMO 控制策略。该方法在低通滤波器之前引入一个放大因子,放大反电动势信号以便于提取估计;采用双曲正切函数替换符号函数,减少系统的高频抖振与信号干扰;采用自适应滤波器来提高检测精度,减小相位延迟。通过 MATLAB/Simulink 仿真分析比较了改进 SMO 和传统 SMO 两种策略,结果显示改进 SMO 相较于传统 SMO 相位延迟时间缩短了 97.5%,并且能够显著减少抖振现象,精准估计 20 r/min 以下的电机转速,实现在全速段保持良好的估算性能,表明改进 SMO 策略具有更优的估算精度和适应性。

**关键词:** 永磁同步电机;滑模观测器;双曲正切函数;放大因子  $K$ ;自适应滤波器;仿真分析

**中图分类号:** TM351 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.80

## Research on position estimation of permanent magnet synchronous motor at full speed based on improved SMO

Zhang Gang<sup>1</sup> Gao Wengen<sup>1</sup> Hang Mengxun<sup>2</sup> Li Pengfei<sup>1</sup> Pei Tong<sup>1</sup>

(1. Key Laboratory of Detection Technology and Energy Saving Devices of Anhui Province,

Anhui Polytechnic University, Wuhu 241000, China;

2. Chery New Energy Automobile Co., Ltd, Wuhu 241002, China)

**Abstract:** In order to improve the problems of high-frequency chattering, phase delay, and low-speed failure in traditional sliding mode observers (SMO), this paper proposes an improved SMO control strategy. This method introduces an amplification factor before the low-pass filter to amplify the back-EMF signal for easy extraction and estimation; adopts the hyperbolic tangent function as the sign function to reduce the high-frequency chattering and signal interference of the system; adopts an adaptive filter to improve detection accuracy, reduce phase delay. Through MATLAB/Simulink simulation analysis, the two strategies of improved SMO and traditional SMO are compared. The results show that the improved SMO reduces the phase delay time by 97.5% compared with the traditional SMO, and it can significantly reduce chattering phenomenon, and accurately estimate the motor below the speed of 20 r/min., to achieve good estimation performance at full speed, indicating that the improved SMO strategy has better estimation accuracy and adaptability.

**Keywords:** permanent magnet synchronous motor; sliding mode observer; hyperbolic tangent function; amplification factor  $K$ ; adaptive filter; simulation analysis

## 0 引言

展规划(2021–2035年),文件中指出我国未来15年对新能源汽车产业的支持与发展。其中表贴式永磁同步电机(surface permanent magnet synchronous motor, SPMSM)由于其转动惯量小、成本低廉、结构简单等优点,成为新能

2020年11月2日,国务院印发了新能源汽车产业发

收稿日期: 2021-01-22 Received Date: 2021-01-22

\* 基金项目:安徽省重点研究与开发计划项目(201904a05020007)、安徽省支持新能源汽车产业创新发展和推广应用项目、国家级大学生创新创业训练计划项目(202010363026)资助

源电动汽车的主要驱动之一<sup>[1-2]</sup>。位置传感器作为检测电机的常用装置,不仅占用汽车内部空间、增加安装难度、提高汽车成本,而且易受外界环境的干扰,产生检测误差,引发安全事故,影响整车的安全性能<sup>[3-4]</sup>。因此,无传感器控制技术应运而生。

永磁同步电机的无传感器估算方法主要分为低速段、高速段、全速段<sup>[4-5]</sup>。低速段常用的方法有脉振高频电压注入法<sup>[6-7]</sup>、旋转高频电压注入法<sup>[8-9]</sup>。高速段常用基波数学模型的控制策略<sup>[4]</sup>。常用的方法有滑模观测器(sliding mode observer, SMO)<sup>[10-15]</sup>、模型参考自适应观测器<sup>[16-17]</sup>、扩展卡尔曼滤波器观测器<sup>[18-19]</sup>等。全速段常用混合控制策略。

众多无传感器控制策略中,传统 SMO 具备收敛速率快、鲁棒性强等优点。但传统 SMO 由于其切换函数在零点处的突变,导致系统出现高频抖振现象。低通滤波器的使用,会引发相位延迟现象。此外由于反电动势信号在电机低速运转时难以提取,使得传统 SMO 在低速段估计误差较大。本文提出一种新型改进 SMO,首先在传统低通滤波器之前引入一个放大系数  $K$ ,将反电动势信号放大。用  $\tanh(s)$  函数代替传统 SMO 中的 signum 函数。引入递归最小二乘(RLS)自适应滤波器,替换传统的低通滤波器。最后在反正切运算模块中引入  $1/K$  来还原估算数值的实际性。并在 MATLAB/Simulink 中搭建仿真模型进行验证,得出转速和转子位置的估计值与真实值的对比图。证明了新型改进 SMO 能够极大地降低抖振和相位延迟现象,并解决了传统 SMO 控制策略在低速段难以提取反电动势信号的难题,实现了使用单一控制策略满足全速段的估算要求。

## 1 SPMSM 的数学模型

根据永磁同步电机中的永磁体转子位置不同可以分为内置式电机、表贴式电机。本文选取 SPMSM 进行研究。SPMSM 在静止坐标系( $\alpha\beta$ 坐标系)下的数学状态方程<sup>[20]</sup>如下:

$$\begin{cases} \frac{di_{\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_{\alpha} - \frac{e_{\alpha}}{L_s} + \frac{u_{\alpha}}{L_s} \\ \frac{di_{\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_{\beta} - \frac{e_{\beta}}{L_s} + \frac{u_{\beta}}{L_s} \end{cases} \quad (1)$$

其中:

$$\begin{cases} e_{\alpha} = [-\Psi\omega\sin\theta] \\ e_{\beta} = [\Psi\omega\cos\theta] \end{cases} \quad (2)$$

式中: $u_{\alpha}$ 、 $u_{\beta}$ 为两相定子电压; $i_{\alpha}$ 、 $i_{\beta}$ 为两相定子电流; $e_{\alpha}$ 、 $e_{\beta}$ 为两相反电动势; $R_s$ 为定子电阻; $\theta$ 为转子位置角; $L_s$ 为定子电感; $\omega$ 为转子角速度; $\Psi$ 为转子磁链;

根据式(2)可得出 SPMSM 的转子位置、转速方程

如下:

$$\begin{cases} \theta = -\arctan \frac{e_{\alpha}}{e_{\beta}} \\ \omega = \frac{\sqrt{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2}}{\Psi} \end{cases} \quad (3)$$

## 2 传统 SMO 的分析

### 2.1 传统 SMO 设计

传统 SMO 的方程为:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_{\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_{\alpha} + \frac{u_{\alpha}}{L_s} - \frac{K}{L_s}\text{sign}(\hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha}) \\ \frac{d\hat{i}_{\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_{\beta} + \frac{u_{\beta}}{L_s} - \frac{K}{L_s}\text{sign}(\hat{i}_{\beta} - i_{\beta}) \end{cases} \quad (4)$$

式中: $\hat{i}_{\alpha}$ 、 $\hat{i}_{\beta}$ 为两相定子电流估计值; $\text{sign}(x)$ 为开关函数; $K$ 为增益系数。

用式(4)减式(1)可得到 SPMSM 的电流误差方程:

$$\begin{cases} \frac{d(\hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha})}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}(\hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha}) + \frac{e_{\alpha}}{L_s} - \frac{K}{L_s}\text{sign}(\hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha}) \\ \frac{d(\hat{i}_{\beta} - i_{\beta})}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}(\hat{i}_{\beta} - i_{\beta}) + \frac{e_{\beta}}{L_s} - \frac{K}{L_s}\text{sign}(\hat{i}_{\beta} - i_{\beta}) \end{cases} \quad (5)$$

对式(3)进行分析,可以得出结论,要想对 SPMSM 的转子位置、转速信息进行估算,需要先得到相应时刻的反电动势。传统 SMO 控制策略通过一个低通滤波器来采集和估算出连续的反电动势信号。估算反电动势 $\hat{e}_{\alpha}$ 、 $\hat{e}_{\beta}$ 的公式如下:

$$\begin{cases} \hat{e}_{\alpha} = \frac{\omega_c}{\omega_c + S}Z_{\alpha} \\ \hat{e}_{\beta} = \frac{\omega_c}{\omega_c + S}Z_{\beta} \end{cases} \quad (6)$$

式中: $\omega_c$ 为设定的低通滤波器截止频率。

根据式(3)可以得出 SPMSM 转子位置和转速的估算值为:

$$\begin{cases} \hat{\theta}_{eq} = -\arctan \frac{\hat{e}_{\alpha}}{\hat{e}_{\beta}} \\ \hat{\omega} = \frac{\sqrt{\hat{e}_{\alpha}^2 + \hat{e}_{\beta}^2}}{\Psi} \end{cases} \quad (7)$$

但是引入低通滤波器就会不可避免地导致系统出现相位延迟现象,使得电机转子位置的估算值和实际值误差较大。为了解决这个问题,通常在转子位置估算之后再添加一个角度补偿,使得估算值更贴合实际值。最终

转角估计值  $\hat{\theta}_e$  的方程如下:

$$\hat{\theta}_e = -\arctan \frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta} + \arctan \frac{\hat{\omega}}{\omega_c} \quad (8)$$

### 2.2 传统 SMO 控制仿真分析

为了更直观地展示传统 SMO 的性能,本文在 MATLAB/Simulink 进行仿真测试,并通过图形来进行展示说明。系统设定仿真总时长为 0.1 s,其中为了验证系统的抗干扰能力和收敛性,在 0.05 s 时刻设定电机转速突变。其中表贴式永磁同步电机的参数如表 1 所示。

表 1 SPMSM 参数

Table 1 SPMSM parameters

参数	单位	取值
定子电阻 $R$	$\Omega$	2.875
磁链 $\Psi$	Wb	0.175
转动惯量 $J$	$\text{kg} \cdot \text{m}^2$	0.001
极对数 $P_n$	—	4
定子电感 $L_s$	mH	8.5

图 1 和 2 所示分别为 SPMSM 在系统高速运行状态下,电机的转速、转子位置实际值和传统 SMO 估计值的曲线对比图。电机转速和转子位置的实际值用实线表示,估计值用虚线表示。给定 SPMSM 初始转速为 300 r/min 在 0.05 s 时转速突变为 800 r/min。

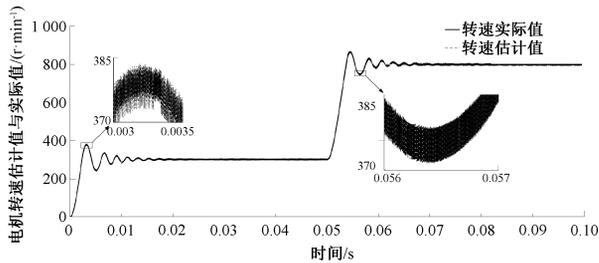


图 1 传统 SMO 在高速时的电机转速对比  
Fig. 1 SMO Comparison of motor speed of traditional SMO at high speed

从图 1 可以看到,估计曲线在对实际曲线进行追踪时,估计曲线存在明显的毛刺和抖振,趋于稳定所需时间较长。说明传统 SMO 在系统高速运行存在较大的高频抖振和收敛速率较慢等问题。

从图 2 可以看到,估计曲线在对实际曲线进行追踪时,两者之间存在较大的时间间隔。说明传统 SMO 在系统高速运行时存在较大的相位延迟现象。

图 3 所示为传统 SMO 在系统低速运行时电机转速的实际值与估计值的曲线对比图。其中给定 SPMSM 转速为 20 r/min。

从图 3 可以看出,估计和实际曲线完全不重合,并且

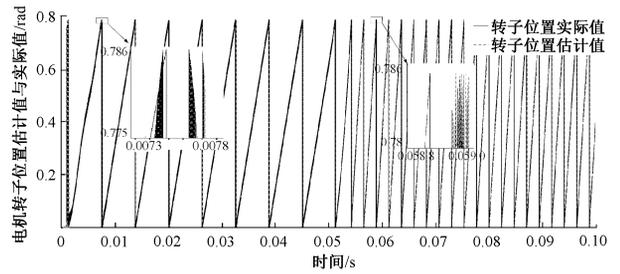


图 2 传统 SMO 在高速时的电机转子位置对比  
Fig. 2 SMO Comparison diagram of motor rotor position of traditional SMO at high speed

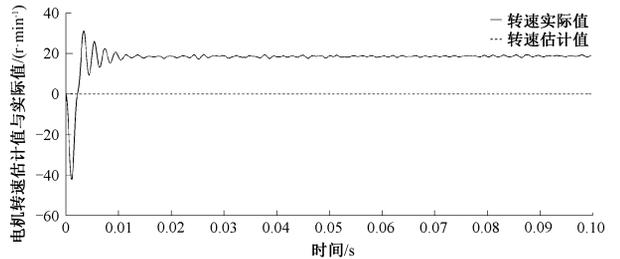


图 3 传统 SMO 在低速时的电机转速对比  
Fig. 3 Comparison chart of motor speed of traditional SMO at low speed

转速估计值始终为 0,说明传统 SMO 无法在低速情况下对电机转速和转子位置信息进行估算。结合式(6)和(7)可得出以下结论,以传统 SMO 为例的基波模型控制策略需要依靠反电动势信号来对电机的转速和转子位置信息进行估算。由于电机在低速,特别是接近零速运行时,反电动势信号微弱,难以提取,导致传统 SMO 无法对电机的转速和转子位置信息进行估算。

## 3 新型改进 SMO 控制策略

### 3.1 切换函数的改进

通过对传统 SMO 的学习和研究,可以将其缺陷大致归纳为如下 4 点。

- 1) 由于切换函数在零点处的突变,导致了系统出现高频抖振现象。
- 2) 由于引入了低通滤波器,不可避免地带来了相位延迟问题。
- 3) 系统的收敛速率不高。
- 4) 当永磁同步电机低速运转时,无法对电机转速和转子位置的估算,只适用于电机中高速运行。

针对切换函数在零点处的突变,所引发的高频抖振现象,国内外的许多学者进行了研究和改进。用饱和函数  $\text{sat}(s)$ 、连续函数  $\text{theta}(s)$ 、反正切函数  $\text{atan}(s)$ 、双曲

正切函数  $\tanh(s)$ 、sigmoid(s) 函数来代替传统 SMO 中的符号函数  $\text{signum}(s)$ 。各种切换函数的曲线如图 4 所示。

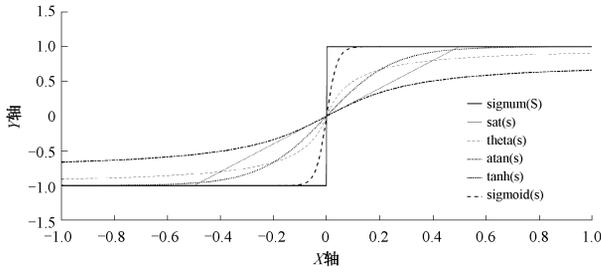


图 4 不同函数的曲线对比

Fig. 4 Comparison of curves of different functions

从图 4 可以看到,符号函数  $\text{signum}(s)$  在过零点时的数值从  $-1$  突变为  $1$ ,这种函数本身所具有突变特性使得整个系统出现了高频抖振现象。为了改善这个问题,应选取在零点处过度更为平滑,收敛速率较快的函数。从图 4 不难看出  $\text{sigmoid}(s)$  函数相较于其他函数收敛速率最快,且过度相对平滑。但是  $\text{sigmoid}(s)$  函数本身带有高次指数,需要处理器进行大量的指数运算,这不仅需要在系统中配备高性能处理器,同时运算时间也相对较长。

本文采用了函数结构简单,且过度更为平滑的双曲正切函数  $\tanh(s)$  来代替传统滑模控制策略中的符号函数。

双曲正切函数  $\tanh(s)$  的表达式为:

$$\tanh(s) = \frac{\exp(s) - \exp(-s)}{\exp(s) + \exp(-s)} \quad (9)$$

设计新型改进 SMO 的数学方程如下:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\alpha + \frac{u_\alpha}{L_s} - \frac{K_s}{L_s}\tanh(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\beta + \frac{u_\beta}{L_s} - \frac{K_s}{L_s}\tanh(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{cases} \quad (10)$$

式中:  $K_s$  为优化后的函数增益。

根据式(1)~(10)可以得出,新型改进 SMO 的 SPMSM 电流误差方程为:

$$\begin{cases} \frac{d(\hat{i}_\alpha - i_\alpha)}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) + \frac{e_\alpha}{L_s} - \frac{K_s}{L_s}\tanh(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \frac{d(\hat{i}_\beta - i_\beta)}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}(\hat{i}_\beta - i_\beta) + \frac{e_\beta}{L_s} - \frac{K_s}{L_s}\tanh(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{cases} \quad (11)$$

选取滑模面为  $S_h = [\hat{i}_\alpha - i_\alpha \quad \hat{i}_\beta - i_\beta]^T$ , 根据滑模变结构控制策略,定义  $S_h = 0$  为系统的滑模面。当系统不断地在滑模面上上下进行高频率、小幅度运动,并最终近似和滑模面重合时,可以认定估计电流的数值为实际值。

而其中的关键控制因素为系统运行时所产生的反电动势信号。

### 3.2 滤波器的改进

针对传统 SMO,在电机低速运转情况下,反电动势信号微弱难以提取,导致无法对电机转速和转子位置信息进行估算的问题。本文在低通滤波器前增加一个放大因子  $K$ ,增大反电动势信号以便于滤波器采集, $K$  的取值为工程上不超过系统阈值的合理范围内。此时两相反电动势  $e_\alpha$ 、 $e_\beta$  的方程如下:

$$\begin{cases} e_\alpha = K \begin{bmatrix} -\Psi\omega\sin\theta \\ \Psi\omega\cos\theta \end{bmatrix} \end{cases} \quad (12)$$

式中:  $K$  为正实数。

此外,为了从众多干扰信号中提取出更精确的反电动势信号,本文舍弃了传统 SMO 中固定截止频率的低通滤波器,采用了 RLS 算法自适应滤波器。

固定截止频率的低通滤波器,由于其不能实时的根据输入信号的变化来进行适当的滤波调整,导致提取信号中包含较多的干扰信号,使得系统出现抖振和相位延迟现象,同时也严重影响了系统的收敛速率。而 RLS 自适应滤波器通过递归最小二乘算法来实时地计算和更新 FIR 滤波器的权重和系数,将输入滤波器的信号通过自适应权值控制策略来过滤出最优波形,极大改善了系统的高频抖振、相位延迟现象,同时也提高了系统的收敛速率。

RLS 自适应滤波器的矩阵方程表达式如下:

$$\mathbf{K}(n) = \frac{\lambda^{-1}\mathbf{P}(n-1)\mathbf{u}(n)}{1 + \lambda^H\mathbf{P}(n-1)\mathbf{u}(n)} \quad (13)$$

$$\mathbf{y}(n) = \boldsymbol{\omega}(n-1)\mathbf{u}(n) \quad (14)$$

$$\mathbf{e}(n) = \mathbf{d}(n) - \mathbf{y}(n) \quad (15)$$

$$\boldsymbol{\omega}(n) = \boldsymbol{\omega}(n-1) + \mathbf{k}^H(n)\mathbf{e}(n) \quad (16)$$

$$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1}\mathbf{P}(n-1) - \lambda^{-1}\mathbf{k}(n)\mathbf{u}^H\mathbf{P}(n-1) \quad (17)$$

式中:  $n$  为当前时间索引;  $\mathbf{u}(n)$  为第  $n$  步缓冲输入样本的向量;  $\mathbf{P}(n)$  为第  $n$  步的逆协方差矩阵;  $\mathbf{k}(n)$  为步骤  $n$  处的增益向量;  $\boldsymbol{\omega}(n)$  为第  $n$  步滤波器抽头估计的向量;  $\mathbf{y}(n)$  为步骤  $n$  处的滤波输出;  $\mathbf{e}(n)$  为  $n$  步估计误差;  $\mathbf{d}(n)$  为步骤  $n$  处的期望响应;  $\lambda$  为遗忘因子。

$\mathbf{u}(n)$ 、 $\mathbf{d}(n)$  对应滑模观测器中的电流误差输入样本,  $\mathbf{y}(n)$  为 RLS 自适应滤波器输出的反电动势估计值,  $\lambda$  取 1。

RLS 自适应滤波器的观测器框图和信号流程图如图 5、6 所示。

根据 RLS 自适应滤波器,提取出由放大因子  $K$  增强之后的反电动势信号。再对其进行反正切运算,即可得到 SPMSM 转子位置和转速的估算值为:

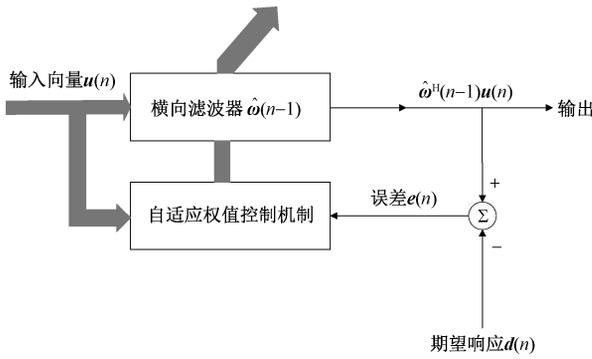


图 5 RLS 观测器框图

Fig. 5 RLS algorithm block diagram

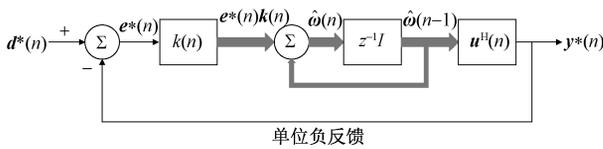


图 6 RLS 信号流程图

Fig. 6 RLS signal flow diagram

$$\begin{cases} \hat{\theta}_{eq} = -\arctan \frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta} \\ \hat{\omega} = \frac{\sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}}{K\Psi} \end{cases} \quad (18)$$

虽然 RLS 自适应滤波器相较于传统低通滤波器各方面性能有了极大的提升,但也会不可避免地带来一些相位延迟问题。通常在转子位置估计值之后再添加一定的角度补偿来降低估算值与实际值的误差。转角  $\hat{\theta}_e$  的最终估计值为:

$$\hat{\theta}_e = -\arctan \frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta} + \arctan N\hat{\omega} \quad (19)$$

式中:  $N$  为工程上对于滤波器相位角补偿的常用系数。

基于  $\tanh(s)$  函数、放大因子  $N$  和 RLS 自适应滤波器的新型改进滑模观测器,相比于传统滑模观测器,提高了系统的收敛速率,优化了高频抖振、相位延迟现象,提高了反电动势信号的提取精度,解决了在低速段难以提取反电动势信号的问题。改进后的 SMO 原理框图如图 7 所示。

本文提出了一种新型改进 SMO。针对传统 SMO 中的高频抖振现象,将双曲正切函数  $\tanh(s)$  代替的符号函数,使其过度更平滑;对于相位延迟问题的解决方案为,用可变截止频率的,RLS 自适应滤波器来替换固定截止频率的低通滤波器;对于在低速段反电动势信号微弱难以提取,导致估算失真问题的解决方案为,在 RLS 自适应滤波器之前增加一个  $K$  倍的放大模块,先将反电动

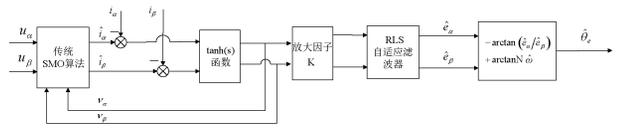


图 7 新型改进 SMO 原理框图

Fig. 7 Principle block diagram of a new improved SMO

势信号放大之后,再通过 RLS 自适应滤波器滤出所需要的反电动势信号,经反正切算法估算出转子位置和转速信息之后,再将得到的估算值缩小  $K$  倍来保证估算值的实际性,使得新型改进 SMO 能够在系统低速运行时,对电机转子位置和转速信息进行精准估计。同时也实现了,使用单一控制策略能够适用于电机全速段,对其转速和转子位置的估算功能。

### 4 系统仿真结果分析

为了验证所提出的新型改进 SMO 的可行性及具体效果,在 MATLAB/Simulink 中搭建了新型改进 SMO 的仿真模型进行仿真分析,通过图形来对比说明。系统设定仿真总时长为 0.1 s,其中为了验证系统的抗干扰能力和收敛性,在系统中间某时刻对转速进行突变。其中表贴式永磁同步电机的参数同表 1。

图 8 和 9 所示分别给出了新型改进 SMO 电机转速实际值与估计值,转子位置的实际值与估计值的曲线对比。给定电机初始转速为 300 r/min 在 0.05 s 时转速突变为 800 r/min。

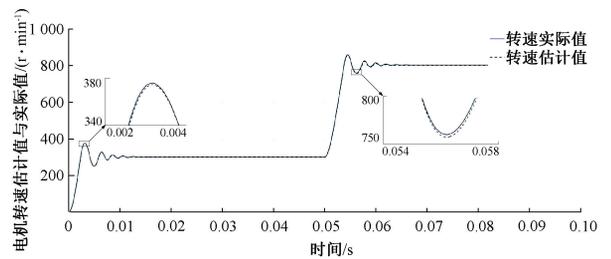


图 8 新型改进 SMO 在高速时的电机转速对比

Fig. 8 Comparison chart of motor speed of new and improved SMO at high speed

分别对比图 8 和 1、图 9 和 2 可以看出,新型改进 SMO 相较于传统 SMO,对于高频抖振和相位延迟现象有了较大的改善,并且曲线收敛速度更快,估算精度更高。对比图 2 和 9 的局部放大图,不难看出传统 SMO 和新型改进 SMO 的相位延迟时间为别为 0.000 1 和 0.004 s 相位延迟时间缩短了 97.5%。

新型改进 SMO 在低速条件下电机转速和转子位置的实际值与估计值的曲线对比图,如图 10 和 11 所示。

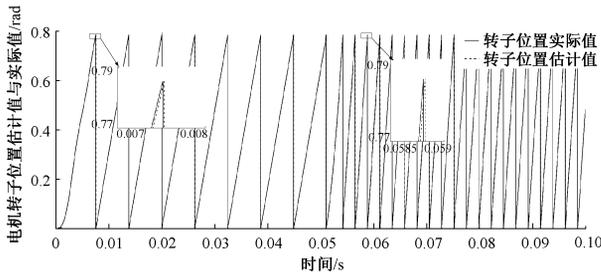


图 9 新型改进 SMO 在高速时的电机转子位置对比  
Fig. 9 Comparison of the position of the motor rotor of the new and improved SMO at high speed

给定电机转速为 10 r/min 在 0.05 s 时转速突变为 150 r/min。

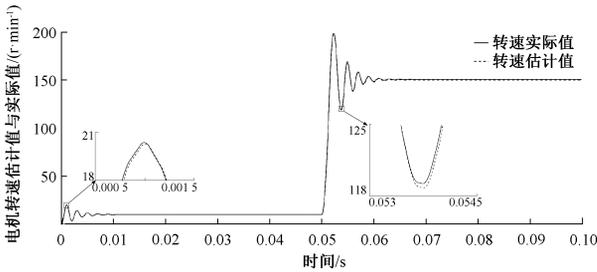


图 10 新型改进 SMO 在低速时的电机转速对比  
Fig. 10 The comparison chart of the motor speed of the new and improved SMO at low speed

对比图 10 和 3 可以看出,新型改进 SMO 不仅解决了传统 SMO 在低速段失效的问题,而且能够精准估计 20 r/min 以下的电机转速,系统运行时所出现的高频抖动现象也有极大改善。

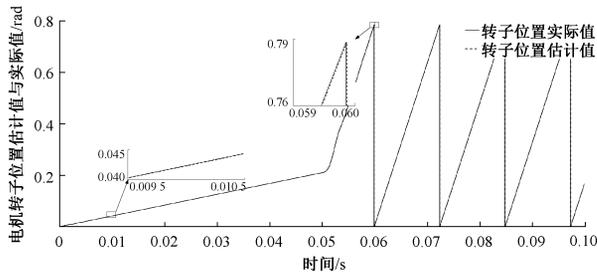


图 11 新型改进 SMO 在低速时的电机转子位置对比  
Fig. 11 Comparison of the position of the motor rotor at low speed of the new and improved SMO

从图 11 可以看出,新型改进 SMO 在系统低速段运行时,能够对于电机转子位置进行精准估计。

从图 10 和 11 可以看出,新型改进 SMO 解决了以滑模观测器为例的基波模型控制策略在低速段的失效问题。

为了更直观的展现新型改进 SMO 相较于传统 SMO

对于电机转速和转子位置估计精度性能的提升,特选择在反电动势较小的低速段进行仿真测试。

图 12 和 13 所示分别为传统 SMO 和新型改进 SMO 在系统低速运行条件下,对电机转速估计误差的变化曲线。设定电机转速为 150 r/min。

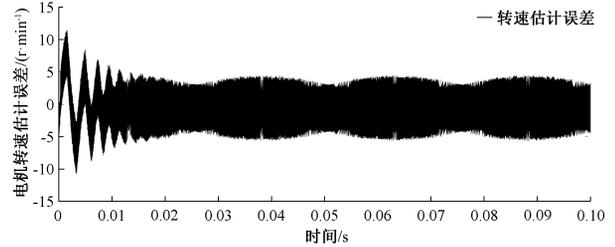


图 12 传统 SMO 在低速时转速估计误差的变化曲线  
Fig. 12 Variation curve of speed estimation error of traditional SMO at low speed

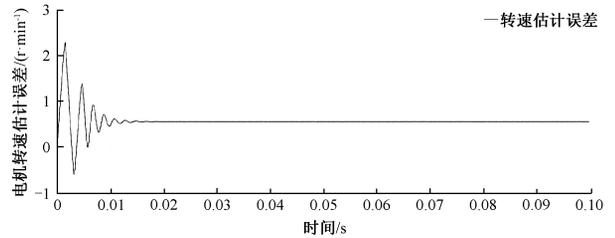


图 13 新型改进 SMO 在低速时转速估计误差的变化曲线  
Fig. 13 Change curve of speed estimation error of a new improved SMO at low speed

对比图 12 和 13 可以看出,传统 SMO 的转速估计误差约  $\pm 5$  r/min,新型改进 SMO 的转速估计误差约 0.5 r/min。证明了,新型改进 SMO 针对电机转速估计精度进行了优化。

图 14 和 15 所示分别为传统 SMO 和新型改进 SMO 在系统低速运行条件下,对电机转子位置估计误差的变化曲线。设定电机转速为 150 r/min。

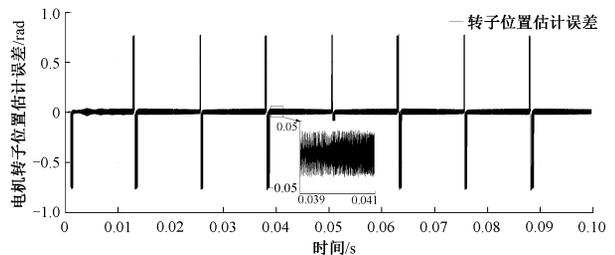


图 14 传统 SMO 在低速时转子位置估计误差的变化曲线  
Fig. 14 Variation curve of rotor position estimation error of traditional SMO at low speed

对比图 14 和 15 可以看出,传统 SMO 的转子位置估

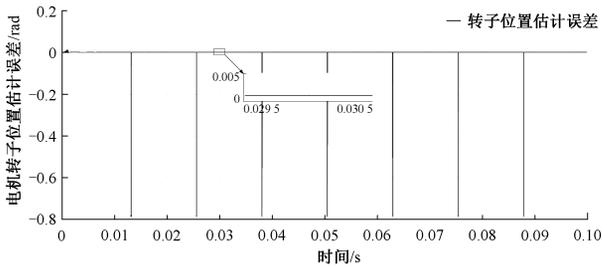


图 15 新型改进 SMO 在低速时转子位置估计误差的变化曲线

Fig. 15 Variation curve of rotor position estimation error of a new improved SMO at low speed

计误差约  $\pm 0.05$  rad, 新型改进 SMO 的转子位置估计误差约 0.001 rad。证明了, 新型改进 SMO 针对电机转子位置的估计精度进行了优化。

图 16 和 17 所示分别为传统 SMO 和新型改进 SMO 在系统低速运行条件下, 对电机两相反电动势估计值的变化曲线 (虚线为  $\hat{e}_\alpha$ , 实线为  $\hat{e}_\beta$ )。设定电机转速为 150 r/min。

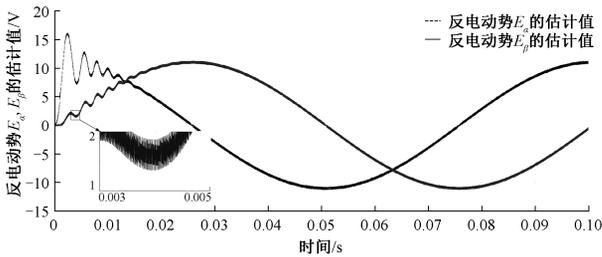


图 16 传统 SMO 在低速时两相反电动势估计值的变化曲线  
Fig. 16 The change curve of two opposite electromotive force estimators of traditional SMO at low speed

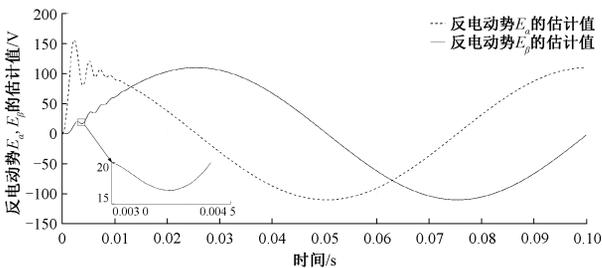


图 17 新型改进 SMO 在低速时两相反电动势估计值的变化曲线

Fig. 17 Change curve of two opposite electromotive force estimators of a new improved SMO at low speed

对比图 16 和 17 可以看出, 新型改进 SMO 采用的 RLS 自适应滤波器, 相较于传统 SMO 使用的低通滤波器, 对于滤波的性能有了极大提升, 能够提取出更为精准

的反电动势信号。为新型改进 SMO 在全速段, 对电机转速和转子位置信息, 实现较好的观测效果打下基础。

为了更好地模拟电动汽车在行驶过程中, 电机不断地改变转速的现象。图 18 和 19 所示分别是系统运行在全速段时, 新型改进 SMO 的电机转速和转子位置的实际值与估计值的曲线对比 (虚线为转速估计值, 实线为转速实际值)。首先给定电机转速为 10 r/min 在 0.02 s 时转速突变为 200 r/min, 在 0.04 s 时转速突变为 1 400 r/min, 在 0.07 s 时转速突变为 500 r/min。

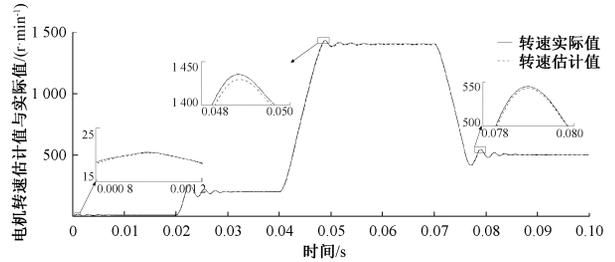


图 18 新型改进 SMO 在全速段的电机转速对比  
Fig. 18 Comparison chart of motor speed at full speed of new improved SMO

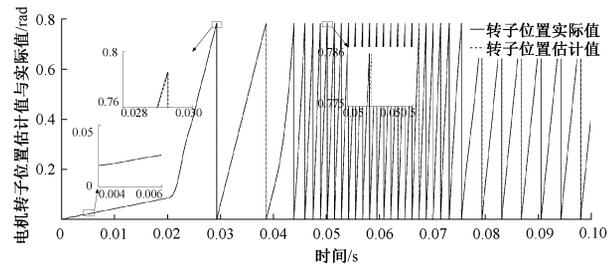


图 19 新型改进 SMO 在全速段的电机转子位置对比  
Fig. 19 Rotor position comparison of a new improved SMO at full speed

从图 18 和 19 可以看出, 新型改进 SMO 能够实现在全速段对电机转速、转子位置信息进行精准估计。

## 5 结论

本文提出了一种面向 SPMSM 的新型改进 SMO 的无传感器位置估算方法。在传统 SMO 的基础上, 将原有的符号函数  $\text{signum}(s)$  替换为双曲正切函数  $\tanh(s)$ ; 用 RLS 自适应滤波器来替换传统固定截止频率的低通滤波器; 并在 RLS 自适应滤波器之前增加一个  $K$  倍的放大模块来增强反电动势信号, 后经反正切运算估算出转子位置和转速信息之后, 再将得到的转速估算值缩小  $K$  倍来保持估算值的实际性。通过仿真对比表明, 相比传统 SMO 策略改进 SMO 策略在估算性能方面有显著提升,

具体如下:1)极大地改善了系统高频抖振现象;2)极大地降低了系统相位延迟的幅度;3)提高了滑模观测器的收敛速率;4)解决了滑模观测器无法在永磁同步电机低速运转时,对反电动势信号的提取,以及对电机转速和转子位置估算的难题;5)实现了通过单一 SMO 观测器在全速段对永磁同步电机的转速和转子位置进行估算。

## 参考文献

- [ 1 ] 李晓华,黄苏融,张琪. 电动汽车用永磁同步电机定子结构固有频率分析[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(8):2383-2391.  
LI X H, HUANG S R, ZHANG Q. Analysis of natural frequencies of stator structure of permanent magnet synchronous motors for electric vehicles [ J ]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(8):2383-2391.
- [ 2 ] 邵俊波,王辉,黄守道,等. 一种表贴式永磁同步电机无位置传感器低速控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(5):1534-1541.  
SHAO J B, WANG H, HUANG S D, et al. A position sensorless control strategy of surface-mounted permanent-magnet synchronous motors for low-speed operation [ J ]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(5):1534-1541.
- [ 3 ] 赵凯辉,陈特放,张昌凡,等. 永磁同步牵引电机无速度传感器转矩精确控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2015, 29(01):38-47.  
ZHAO K H, CHEN T F, ZHANG C F, et al. Sensorless precision torque control of PMSM for railway vehicles [ J ]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2015, 29(1):38-47.
- [ 4 ] 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.  
LIU J L, XIAO F, SHEN Y, et al. Position-sensorless control technology of permanent-magnet synchronous motor-a review [ J ]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(16):76-88.
- [ 5 ] 李浩源,张兴,杨淑英,等. 基于高频信号注入的永磁同步电机无传感器控制技术综述[J]. 电工技术学报, 2018, 33(12):2653-2664.  
LI H Y, ZHANG X, YANG SH Y, et al. Review on sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on high-frequency signal injection [ J ]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(12):2653-2664.
- [ 6 ] 李玉东,易庚,李凯存. 基于 dSPACE 的永磁同步电机低速无位置传感器控制系统[J]. 电子测量技术, 2016, 39(12):21-26.  
LI Y D, YI G, LI K C. Low speed sensorless control system of permanent magnet synchronous motor based on dSPACE [ J ]. Electronic Measurement Technology, 2016, 39(12):21-26.
- [ 7 ] 刘兵,周波. 脉振高频电压注入 SPMSM 无位置传感器控制的估计误差分析与抑制方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(14):4232-4241, 4329.  
LIU B, ZHOU B. Analysis and compensation of position estimation error in SPMSM sensor-less control based on high frequency pulsating voltage injection [ J ]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(14):4232-4241, 4329.
- [ 8 ] 樊生文,李雷,郑春雨. 两种高频信号注入法无传感器运行分析对比[J]. 控制工程, 2017, 24(10):2093-2098.  
FAN SH W, LI L, ZHENG CH Y. Comparison and analysis of sensorless control with two high frequency signal injection methods [ J ]. Control Engineering of China, 2017, 24(10):2093-2098.
- [ 9 ] 杨健,杨淑英,李浩源,等. 基于旋转高频电压注入的永磁同步电机转子初始位置辨识方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(15):3547-3555.  
YANG J, YANG SH Y, LI H Y, et al. Initial rotor position estimation for IPMSM based on high frequency rotating voltage injection [ J ]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(15):3547-3555.
- [ 10 ] 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.  
ZHANG L W, LI H, SONG P P, et al. Sensorless vector control using a new sliding mode observer for permanent magnet synchronous motor speed control system [ J ]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(S1):70-78.
- [ 11 ] 胡伟,耿亚珂. 改进滑模观测器的 BLDCM 无模型自适应控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2016, 30(3):456-464.  
HU W, GENG Y K. Model-free adaptive control of BLDCM based on improved sliding mode observer [ J ]. Journal of Electronic Measurement and Instrument, 2016, 30(3):456-464.
- [ 12 ] 陈思溢,皮佑国. 基于滑模观测器与滑模控制器的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(12):108-117.  
CHEN S Y, PI Y G. Position sensorless control for permanent magnet synchronous motor based on sliding mode observer and sliding mode controller [ J ]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(12):108-117.

- [13] CHEN S Y, LUO Y, PI Y G. PMSM sensorless control with separate control strategies and smooth switch from low speed to high speed [J]. ISA Transactions, 2015, 58:650-658.
- [14] 赵凯辉,陈特放,张昌凡,等. IPMSM 非奇异快速终端滑模无速度传感器转矩控制 [J]. 仪器仪表学报, 2015,36(2):294-303.  
ZHAO K H, CHEN T F, ZHANG CH F, et al. Sensorless and torque control of IPMSM applying NFTSMO [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2015,36(2):294-303.
- [15] 王帅,郎宝华. 基于滑模观测器的 PMSM 转子位置估计 [J]. 国外电子测量技术, 2020,39(11):34-38.  
WANG SH, LANG B H. PMSM rotor position estimation based on sliding mode observer [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2020,39(11):34-38.
- [16] 申永鹏,郑竹风,王耀南,等. 基于 PLL 自适应滑模观测器的 PMSM 无传感器控制 [J]. 电子测量与仪器学报, 2020,34(8):22-29.  
SHEN Y K, ZHENG ZH F, WANG Y N, et al. Adaptive sliding mode observer based on PLL in sensorless control of PMSM [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2020,34(8):22-29.
- [17] 林茂,李颖晖,吴辰,等. 基于滑模模型参考自适应系统观测器的永磁同步电机预测控制 [J]. 电工技术学报, 2017,32(6):156-163.  
LIN M, LI Y H, WU CH, et al. A model reference adaptive system based sliding mode observer for model predictive controlled permanent magnet synchronous motor drive [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017,32(6):156-163.
- [18] 杨泽斌,樊荣,孙晓东,等. 基于 EKF 的无轴承异步电机无速度传感器控制 [J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(5):1023-1030.  
YANG Z B, FAN R, SUN X D, et al. Speed-sensorless control system of bearingless induction motor based on the extended Kalman filter [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2015,36(5):1023-1030.
- [19] XU D, ZHANG S, LIU J. Very-low speed control of PMSM based on EKF estimation with closed loop optimized parameters [J]. ISA Transactions, 2013, 52(6):835-843.

- [20] 薛增涛,郭颖颖,李争. 基于改进型滑模观测器的电动汽车用永磁同步电机转子位置估算 [J]. 电机与控制应用, 2017,44(1):1-5,39.

XUE Z T, GUO Y Y, LI ZH. Estimation of permanent magnet synchronous motor rotor position for electric vehicle based on improved sliding mode observer [J].

Motor and Control Application, 2017,44(1):1-5,39.

## 作者简介



**张港**, 2019 年于安徽工程大学获得学士学位, 现为安徽工程大学硕士研究生, 主要研究方向为先进传感与检测技术。

E-mail: 15755336267@163.com

**Zhang Gang** received B. Sc. from Anhui Polytechnic University in 2011. Now he is a M. Sc. candidate at Anhui Polytechnic University. His main research interests include advanced sensing and detection technology.



**高文根**, 2008 年于安徽工程大学获得硕士学位, 现为安徽工程大学副教授, 检测技术与节能装置安徽省重点实验室副主任, 主要研究方向为智能化测控技术、新能源系统控制与优化。

E-mail: ahpuchina@ahpu.edu.cn

**Gao Wengen** received M. Sc. from Anhui Polytechnic University in 2008. Now he is currently an associate professor at Anhui Polytechnic University and deputy director of Anhui Key Laboratory of Testing Technology and Energy Saving Devices. His main research interests include intelligent measurement and control technology and new energy control technology.



**杭孟荀**, 2013 年于安徽工程大学获得硕士学位, 现为奇瑞新能源汽车股份有限公司汽车工程研究院电驱动系统科室负责人, 高级工程师, 主要研究方向为新能源汽车电驱动系统技术、新能源汽车电力变换技术。

E-mail: hangmengxun@mychery.com

**Hang Mengxun** received M. Sc. from Anhui Polytechnic University in 2013. Now he is currently the head of the electric drive system department of the Automotive Engineering Research Institute of Chery New Energy Automobile Co., Ltd. and a senior engineer. His main research interests include electric drive system technology for new energy vehicles and new energy vehicle power conversion technology.