

doi:10.3969/j.issn.2095-0411.2021.02.006

具有模糊边界层的 PMSM 改进型 滑模观测器设计

郑剑锋, 白碧超, 韩 梦, 强 浩, 孔俊涛

(常州大学 机械与轨道交通学院, 江苏 常州 213164)

摘要:针对观测器中存在的固有抖振问题, 选用斜率可变的双曲正切函数作为切换函数以削弱切换面抖振, 并为此设计了一个模糊调节器, 使其能根据系统抖振大小动态调节切换函数的斜率值以改变边界层厚度, 很好地平衡了柔滑抖振和稳态误差之间的矛盾。另外, 固定的滑模增益容易导致电机低速时抖振大, 高速时位置转速估计不精准, 在观测器满足李雅普诺夫稳定性的条件下, 设计了基于转子角速度自适应调节的滑模增益, 利用锁相环技术提取转子位置和速度信息提高了估算精度, 削弱了计算噪声。仿真及实验结果表明, 改进后的滑模观测器估计精度高、抖振小, 在永磁同步电机的宽调速范围内, 观测效果依然良好。

关键词:永磁同步电机; 滑模观测器; 双曲正切函数; 模糊边界层

中图分类号: TM 341; TM 351

文献标志码: A

文章编号: 2095-0411(2021)02-0043-09

Design of Improved Sliding Mode Observer for PMSM with Fuzzy Boundary Layer

ZHENG Jianfeng, BAI Bichao, HAN Meng, QIANG Hao, KONG Juntao

(School of Mechanical Engineering and Rail Transit, Changzhou University, Changzhou 213164, China)

Abstract: Aiming at the inherent buffeting problem in the observer, hyperbolic tangent function with variable slope is selected as the switching function to weaken the chattering of the switching surface, and a fuzzy controller is designed to dynamically adjust the slopes of the switching function according to size of system buffeting for changing the thickness of the boundary layer, which well balances the contradiction between the buffeting and the steady-state error. Furthermore, a fixed sliding mode gain is easy to cause large buffeting at low speed and inaccurate estimation of position and speed at high speed. Under the condition that the observer satisfies Lyapunov stability, the sliding mode gain based

收稿日期: 2020-12-10。

基金项目: 江苏省科技成果转化专项资金资助项目(BA2017014); 2018 年常州大学创新创业基金卓越项目(Z15)。

作者简介: 郑剑锋(1978—), 男, 江苏常州人, 硕士, 副教授。通信联系人: 强浩(1976—), E-mail: qianghao@163.

com

引用本文: 郑剑锋, 白碧超, 韩梦, 等. 具有模糊边界层的 PMSM 改进型滑模观测器设计[J]. 常州大学学报(自然科学版), 2021, 33(2): 43-51.

on the adaptive adjustment of rotor angular speed is designed, using PLL technology to extract the rotor position and speed information improves the estimation accuracy and weakens the computational noise. The simulation and experimental results show that the improved sliding mode observer has high estimation accuracy and small buffeting, and the observation effect is still good in the wide speed range of the PMSM control system.

Key words: permanent magnet synchronous motor; sliding mode observer; hyperbolic tangent function; fuzzy boundary layer

随着工业 4.0 的到来,具有高力矩、高效率、低损耗的永磁同步电机(PMSM)在智能制造中发挥的作用越来越大。PMSM 的控制需要用到转子位置信息,采用位置传感器无疑会增大安装面积,也不易维护,近年来越来越多的学者致力于无位置传感器控制的研究^[1]。目前基于 PMSM 的位置及转速估计方法主要有模型参考自适应法^[2]、扩展卡尔曼滤波法^[3-4]、高频注入法^[5-7]、滑模观测器法^[8-9]等。其中滑模观测器因其算法结构简单,易于工程实现等优点在 PMSM 无传感器控制算法中被广泛采用。而传统滑模观测器因其固有抖振及测量噪声导致反电动势中存在高频抖动信号,影响了转子位置和速度估算。虽然引入饱和函数可以降低切换面抖振^[10],但在边界层内观测精度无法保证。采用高阶滑模方法进行转子位置和速度估算具有较好的抖动抑制性能^[11-12],但高阶导数可能会增加其在数字信号处理器(DSP)上的复杂性,增加计算负担。本文针对传统滑模观测器的固有抖振导致电机转速和位置难以准确估计的问题,提出了一种改进设计方法。首先,选用斜率可变的双曲正切函数作为切换函数以削弱抖振,在此基础上利用模糊算法根据系统当前抖振大小动态调节双曲正切函数的斜率值以改变边界层厚度,使观测器能在柔滑抖振和稳态误差之间找到平衡。最后,使观测器的滑模增益根据转子角速度自适应变化,并利用锁相环(PLL)进行转子位置和速度的提取,进一步提高了系统的鲁棒性和估算精度。仿真及实验均表明此方法更能精确的估计转子位置和速度。

1 传统滑模观测器原理

假设 PMSM 的定子绕组按 Y 型接法,三相绕组呈对称分布,永磁转子产生的主磁场在定转子气隙内呈正弦分布。忽略定子铁心与转子铁心的涡流损耗和磁滞损耗,忽略电动机绕组电阻、绕组电感的参数变化。则 PMSM 在两相静止坐标系(α - β 坐标系)下的数学模型为

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = -\frac{R}{L}i_a + \frac{u_a}{L} - \frac{e_a}{L} \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R}{L}i_\beta + \frac{u_\beta}{L} - \frac{e_\beta}{L} \end{cases} \quad (1)$$

式中: L 为电机定子电感; R 为电机定子绕组阻值; i_a, i_β 为 α - β 坐标系下的电流; u_a, u_β 为输入电压; e_a, e_β 为反电动势,其值为

$$\begin{cases} e_a = -\psi_f \omega_r \sin\theta \\ e_\beta = \psi_f \omega_r \cos\theta \end{cases} \quad (2)$$

式中: ψ_f 为转子永磁体磁链; ω_r 为转子角速度; θ 为转子位置角度。定义滑模面为

$$\mathbf{s} = (\hat{i}_a \quad \hat{i}_\beta)^T = (\hat{i}_a - i_a \quad \hat{i}_\beta - i_\beta)^T \quad (3)$$

式中 \hat{i}_a, \hat{i}_β 为 α - β 坐标系下的电流观测值。选择符号函数 $\text{sgn}(x)$ 作为切换函数,则滑模观测器方程为

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_a}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{i}_a + \frac{u_a}{L} - \frac{k \operatorname{sgn}(\bar{i}_a)}{L} \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{i}_\beta + \frac{u_\beta}{L} - \frac{k \operatorname{sgn}(\bar{i}_\beta)}{L} \end{cases} \quad (4)$$

根据滑模控制理论,当滑模增益 k 满足滑模可达性条件时,滑模观测器的观测值将收敛至实际值。此时,根据等效控制理论有

$$\begin{cases} e_a = k \operatorname{sgn}(\bar{i}_a) \\ e_\beta = k \operatorname{sgn}(\bar{i}_\beta) \end{cases} \quad (5)$$

由式(5)可知,由符号函数得到的反电动势会存在高频抖振信号,需要对其进行低通滤波,经过滤波后的反电动势估计值为

$$\hat{e}_s = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} k \operatorname{sgn}(s) \quad (6)$$

式中: $\hat{e}_s = (\hat{e}_a \ \hat{e}_\beta)^T$; ω_c 为滤波器截止角频率。由式(2)可知,反电动势中包含了转子的位置信息,故可在估计的反电动势中提取到转子角度估计值为

$$\hat{\theta} = -\arctan(\hat{e}_a / \hat{e}_\beta) \quad (7)$$

由于低通滤波器会造成一定的相位滞后,需要进行滞后补偿,补偿的位置角大小为

$$\Delta\theta = \arctan(\omega_r / \omega_c) \quad (8)$$

补偿后的转子位置估计值和转速估计值为

$$\begin{cases} \hat{\theta}' = \hat{\theta} + \Delta\theta = -\arctan(\hat{e}_a / \hat{e}_\beta) + \arctan(\omega_r / \omega_c) \\ \hat{\omega}_r = \frac{\sqrt{\hat{e}_a^2 + \hat{e}_\beta^2}}{\psi_f} \end{cases} \quad (9)$$

传统滑模观测器结构框图如图 1 所示。

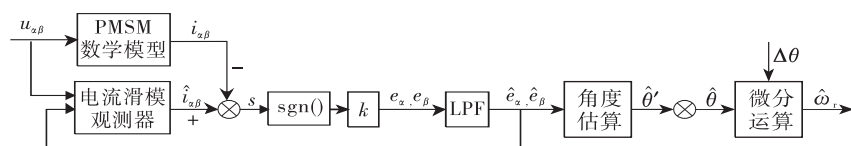


图 1 传统滑模观测器结构框图

Fig.1 Structural block diagram of traditional sliding mode observer

2 改进型滑模观测器的设计

2.1 基于双曲正切函数的切换函数

传统滑模观测器中选择符号函数作为切换函数,该函数的不连续性会因为系统的惯性延时等因素导致观测值存在锯齿状的抖振^[13]。为此,本文选用光滑连续且斜率可变的双曲正切函数代替传统观测器中的符号函数。定义该函数表达式为

$$F(x) = \frac{e^{ax} - e^{-ax}}{e^{ax} + e^{-ax}} \quad (10)$$

式中 a 为可变斜率,当 a 越大时,函数曲线越近似于符号函数^[14]。重构后的电流观测器方程为

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_a}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{i}_a + \frac{u_a}{L} - \frac{kF(\bar{i}_a)}{L} \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{i}_\beta + \frac{u_\beta}{L} - \frac{kF(\bar{i}_\beta)}{L} \end{cases} \quad (11)$$

由式(11)减去式(1)得

$$\begin{cases} \frac{d\bar{i}_a}{dt} = -\frac{R}{L}\bar{i}_a + \frac{e_a}{L} - \frac{kF(\bar{i}_a)}{L} \\ \frac{d\bar{i}_\beta}{dt} = -\frac{R}{L}\bar{i}_\beta + \frac{e_\beta}{L} - \frac{kF(\bar{i}_\beta)}{L} \end{cases} \quad (12)$$

则重构后的观测器下反电动势等效值为

$$\begin{cases} e_a = kF(\bar{i}_a) \\ e_\beta = kF(\bar{i}_\beta) \end{cases} \quad (13)$$

为对重构的观测器的稳定性进行分析,定义李雅普诺夫函数为

$$V = \frac{1}{2} \mathbf{s}^T \mathbf{s} \quad (14)$$

由式(3)、式(12)、式(14)可得

$$\dot{V} = \mathbf{s}^T \dot{\mathbf{s}} = -\frac{R}{L}(\bar{i}_a^2 + \bar{i}_\beta^2) + \frac{\bar{i}_a}{L}(e_a - kF(\bar{i}_a)) + \frac{\bar{i}_\beta}{L}(e_\beta - kF(\bar{i}_\beta)) \quad (15)$$

根据李雅普诺夫稳定性判据,为使观测器稳定,需保证 $\dot{V} \leq 0$, 即

$$k \geq \frac{\max(\mathbf{e}_s)}{F(s)} \quad (16)$$

式中 $\mathbf{e}_s = (e_a \ e_\beta)^T$ 。由于 $F(x)$ 的值在 -1 至 1 内连续变化,则 $k > \max(\mathbf{e}_s)$ 不能保证观测器的渐进稳定。当 $F(s)$ 随 s 达到 -1 或 1 之前, s 存在 1 个

不同厚度的边界层 ϕ , 在 ϕ 内, 不能保证 $\dot{V} \leq 0$ 。 ϕ 的存在给切换函数的切换处加入了一段缓冲区以柔滑高频切换引起的抖振,但同时由于边界层内为非滑模控制,会导致观测误差的增大。为了使观测值的抖振较小、波形柔滑且同时稳态精度较高,边界层厚度应随系统状态自动调整。由于引入新的切换函数后,边界层厚度随斜率 a 的增大而减小,如图 2 所示,即调节 a 值即可。本文采用模糊控制方法动态调节 a 值,让系统能在柔化抖振和稳态误差之间找到平衡。

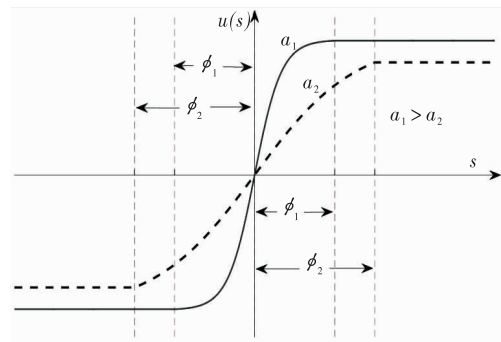


图 2 不同的 a 对应的边界层厚度

Fig.2 Boundary layer thickness at different a

2.2 可变斜率的模糊规则设计

固定边界层的方法往往不能使观测器最优。 ϕ 越小,相当于控制增益变大,系统能快速进入滑动模态,但较大的控制增益加剧了系统抖振。而 ϕ 越大,能使系统的抖振减小,但同时降低了系统的鲁棒性和稳态精度。为了使观测值的抖振较小的同时稳态精度较高,则观测器需要在系统抖振的极限下进行位置和速度辨识,以获得最佳的观测性能。系统抖振可从当前滑动变量状态和估计值抖振大小来反映,由于 PMSM 最终估计值常为电机转速 n ,其表达式为

$$n=\frac{30\omega_r}{\pi P}$$

(17)

式中 P 为电机磁极对数。由式(9)、式(13)和式(17)可知, n 的估计值曲线中含有抖振量。故可选用转速估计值的导数的绝对值 $|\dot{n}|$ 来衡量抖振的大小, $|\dot{n}|$ 的值随观测器抖振剧烈程度的增强而增大。

模糊规则的设计从以下 4 点来考虑:①当系统抖振剧烈时,应增加边界层厚度,使控制输入更平滑。②当滑模控制活性较低时,应减少边界层厚度。因为要获得最佳的跟踪性能,需要一定的控制活性,低的控制活性可以通过 $|\dot{n}|$ 的小值 $|\dot{n}|_{\text{PS}}$ 来识别。③当 $|s|$ 较小时,即趋近于 $|s|_{\text{PS}}$ 时,相位轨迹离滑动线较近,应避免过窄边界层可能引发的强烈抖振。④当 $|s|$ 较大时,即趋近于 $|s|_{\text{PB}}$ 时,相位轨迹远离滑动线,因此需要较窄的边界层来减少到达滑模面的持续时间。而边界层厚度可通过调节 a 值来改变,故可建立用于观测器调优的 4 条模糊规则,如表 1、表 2 和图 3 所示。其中, Δa_{NB} 为负大, Δa_{NS} 为负小, Δa_{PB} 为正大。

表 1 模糊规则库

Table 1 The fuzzy rule base

$\Delta\alpha$		$ \dot{n} $	
		PS	PB
$ s $	PS	NB	NS
	PB	0	PB

表 2 规则库参数值

Table 2 Rule base parameter values

参数	$ s _{\text{PS}}$	$ s _{\text{PB}}$	$ \dot{n} _{\text{PS}}$	$ \dot{n} _{\text{PB}}$	Δa_{PB}	Δa_{NB}	Δa_{NS}
数值	0	1	0	10^7	0.1	-0.1	-0.05

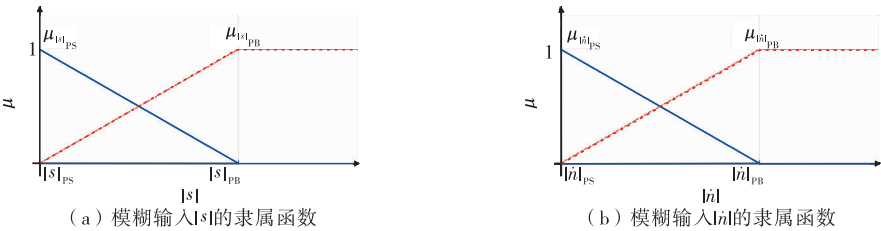


图 3 模糊输入变量的隶属函数

Fig.3 The fuzzy membership functions of input variables

去模糊化由式(18)得

$$\Delta a=\frac{\mu_{|s|_{\text{PB}}}\mu_{|\dot{n}|_{\text{PS}}}\Delta a_{\text{NB}}+\mu_{|s|_{\text{PB}}}\mu_{|\dot{n}|_{\text{PB}}}\Delta a_{\text{NS}}+\mu_{|s|_{\text{PS}}}\mu_{|\dot{n}|_{\text{PB}}}\Delta a_{\text{PB}}}{\mu_{|s|_{\text{PB}}}\mu_{|\dot{n}|_{\text{PS}}}+\mu_{|s|_{\text{PB}}}\mu_{|\dot{n}|_{\text{PB}}}+\mu_{|s|_{\text{PS}}}\mu_{|\dot{n}|_{\text{PB}}}+\mu_{|s|_{\text{PS}}}\mu_{|\dot{n}|_{\text{PS}}}}$$

(18)

观测器在第 i 个控制周期的切换函数斜率值 $a(i)$ 为

$$a(i)=a(i-1)+\Delta a(i-1)$$

(19)

式中 $a(i-1)$ 和 $\Delta a(i-1)$ 分别为系统上一控制周期计算出的切换函数斜率值及斜率调值。

2.3 可变滑模增益的设计及位置转速估计

PMSM 在实际应用中往往要求在较宽速度范围内运行。为研究观测器在宽调速范围内的稳定性,根据式(2)、式(3)、式(10)和式(16)可得

$$k\frac{e^{as}-e^{-as}}{e^{as}+e^{-as}}\geqslant\psi_f\omega_r$$

(20)

由式(20)可知,观测器稳定性由 k, ω_r, a 三者共同决定,当 k 和 a 不变时,增大 ω_r 相当于增加了边界层的厚度,导致稳态精度降低。特别地,当 $k\leqslant\psi_f\omega_r$ 时,利用模糊规则调节也不能保证满足式(23)。

故为使模糊规则在电机高速运行时也能较好适用,则需保证 $k \leq \psi_f \omega_r$ 。传统滑模观测器往往设置了较大的 k 值以增强系统的鲁棒性,但过高的 k 值同样会引起系统的抖振,滑模增益 k 的设置应该随转子角速度自适应变化。当转速提升时,需要对 k 进行一定补偿,以满足边界层外滑模存在条件,当转速下降时,要降低 k 值以减小抖振。改进的滑模观测器中,定义与转子角速度相关的自适应滑模增益为

$$l = c |\omega_r| + \epsilon \quad (21)$$

式中 c 为反馈增益系数。

根据式(21),其取值可为比 ψ_f 稍大一点的值,因为电机在实际运行中,受温度、湿度等多方面因素的影响, ψ_f 不是一个定值。 ϵ 是为了保证电机在接近零速时,为满足边界层外滑模存在条件而设置的滑模增益的小值,为一常数,可据经验设定。

以 l 代替 k ,则改进后的观测器的反电动势估计值为

$$\begin{cases} \hat{E}_a = lF(\hat{i}_a) \\ \hat{E}_\beta = lF(\hat{i}_\beta) \end{cases} \quad (22)$$

传统滑模观测器采用一阶低通滤波器会造成幅值衰减和相位滞后,基于反正切的转子位置估算会将误差进一步扩大。因此,本文采用 PLL 技术进行转子位置和速度估计,PLL 可以保证输出频率的自动跟踪,其实现框图如图 4 所示。为了得到理想的频率特性, K_p, K_i 的取值为

$$\begin{cases} K_p = \frac{\xi \omega_n^2}{\psi_f \hat{\omega}_r} \\ K_i = \frac{\omega_n^2}{\psi_f \hat{\omega}_r} \end{cases} \quad (23)$$

改进后滑模观测器结构框图如图 5 所示。

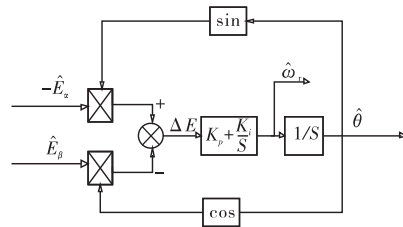


图 4 PLL 结构原理框图

Fig.4 Block diagram of the PLL structure

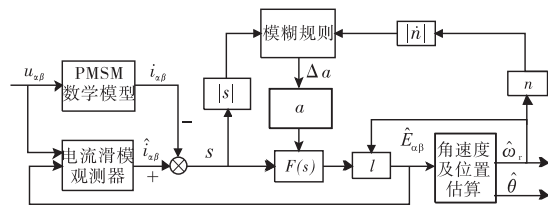


图 5 改进型滑模观测器结构图

Fig.5 Structure diagram of new sliding mode observer

3 仿真与实验

3.1 仿真结果

为验证所提方法的正确性,在 Matlab/simulink 环境下搭建 PMSM 矢量控制模型,分别对传统滑模观测器和改进型滑模观测器进行仿真,PMSM 矢量控制框图如图 6 所示。系统采用 $i_d^* = 0$ 控制策略,速度环和电流环均采用 PI 控制器。其中传统滑模观测器滑模增益 k 设置为 100。新型滑模观测器中,双曲正切函数斜率值 a 初始值设置为 10,反馈增益系数 c 设置为 0.2, ϵ 设置为 5。仿真所用 PMSM 电机参数见表 3,分析讨论将重点放在反电动势波形、转子位置波形和转速波形对比上。

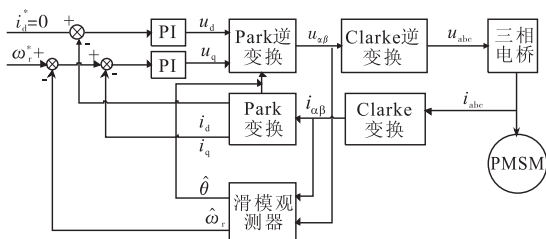


图 6 PMSM 矢量控制框图

Fig.6 Vector control block diagram of PMSM

表 3 PMSM 参数

Table 3 Parameters of PMSM

参数	数值
定子电阻/ Ω	2.875
定子电感/H	0.008 5
转子磁通/Wb	0.175
磁极对数	4
转动惯量/ $(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.005

首先设定 PMSM 初始速度 ω 为 1 000 r/min, 仿真时间 0.05 s, 得到 PMSM 在 α - β 坐标系下两种观测器的反电动势波形图, 如图 7 所示。

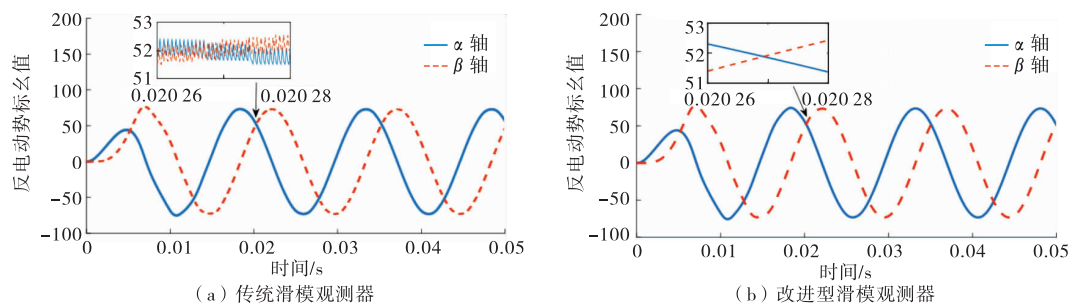


图7 反电动势波形

Fig.7 Waveform of Back-EMF

由图 7(a)可知,传统滑模观测器中的反电动势波形存在包络线,波形存在剧烈抖振,这是符号函数在滑模面的高速切换引起的。而改进型滑模观测器中,引入斜率随抖振调整的双曲正切函数能有效降低抖振,其反电势波形光滑,更接近真实值。更精准的反电势估计也使得位置估计更精确。图 8(a)和图 8(b)分别给出了 0~0.05 s 时间段内,两种观测器的转子位置估计波形图。其中, θ_{re} 为转子实际位置, θ_{es} 为转子估计位置。由图 8 可知,相比传统滑模观测器,改进型滑模观测器位置估计值较传统方式波形抖动很小,估计值也接近真实值。

为分析转速估计情况,首先给定 PMSM 初始转速为 1 000 r/min,然后在 0.03 s 给定电机目标转速为 1 500 r/min,得到两种观测器转速估计曲线分别如图 9(a)和图 9(b)所示。其中, n_{re} 为电机实际转速, n_{es} 为电机估计转速。

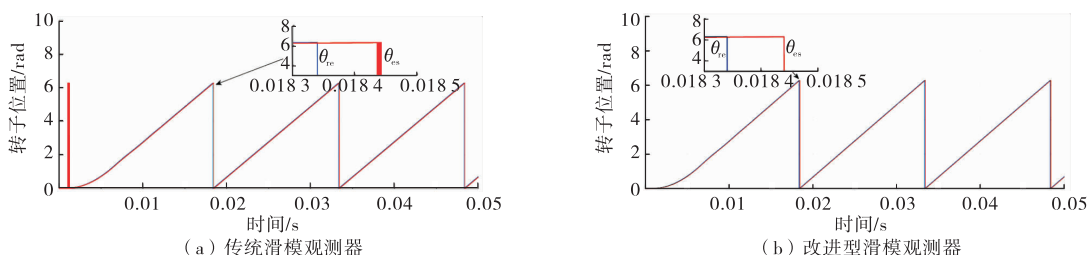


图8 转子位置估计

Fig.8 Rotor position estimation

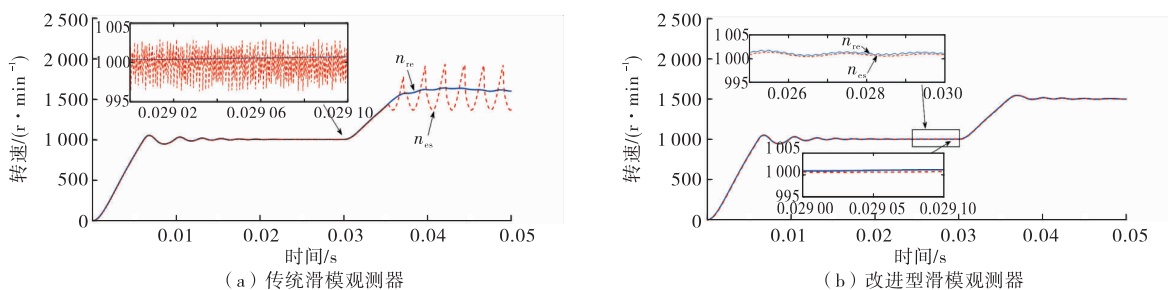


图9 电机转速估计

Fig.9 Motor speed estimation

由图 9(a)可知,传统滑模观测器转速估计值抖振剧烈,稳态时转速估计误差在 5 r/min 内。给定速度阶跃信号后,由于传统滑模观测器滑模增益 k 不变,随着转速的增大,边界层厚度增大,转速估计误差超过 300 r/min。采用改进型滑模观测器后,由于在滑模切换处引入了缓冲区,转速波形更为平滑。由于系统能根据转速估计值的抖振大小自适应调整边界层厚度,不会因为过厚的边界层导致观测误差的

变大,稳态时转速估计误差在 1 r/min 内,观测器能较好的平衡了观测误差和柔滑抖振之间的矛盾,验证了模糊算法的有效性。同时,由于改进型滑模观测器用可变滑模增益 l 代替固定的 k ,滑模增益随转速的增大而增大,电机高速运行时转速估计效果依然良好,说明改进型滑模观测器能适用于较宽的转速范围,观测器有较好的动态性能。

3.2 实验测试

为进一步验证所提方法的实用性,搭建了实验平台,在一台 PMSM 上进行了实验,电机额定电压 24 V ,额定功率 32 W 。电机驱动系统采用了基于 STM32F103RCT6 的控制器,磁场定向控制平台的开关频率设置为 1.5 kHz 。实验平台如图 10 所示。

首先设定电机初始转速为 1000 r/min ,待速度稳定后,给定速度信号为 1500 r/min ,采集转速阶跃前后两种观测器下的电机相关数据,电机实际转速及位置信息通过霍尔传感器得到。图 11(a)为电机在传统滑模观测器下测得的三相电流及转子估计位置 and 实际位置波形图,图 11(b)为电机在改进型滑模观测器下测得的三相电流及转子估计位置 and 实际位置波形图。图 12 为两种观测器的转速跟踪波形。

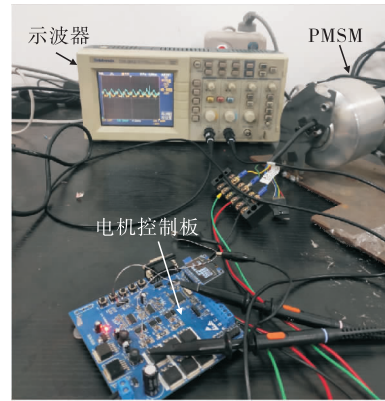


图 10 实验平台

Fig.10 Experimental platform

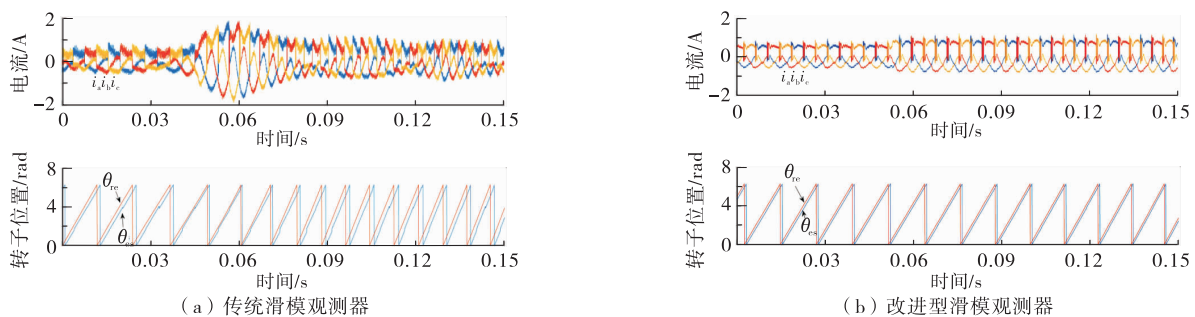


图 11 电流与转子位置波形

Fig.11 Waveform of current and rotor position

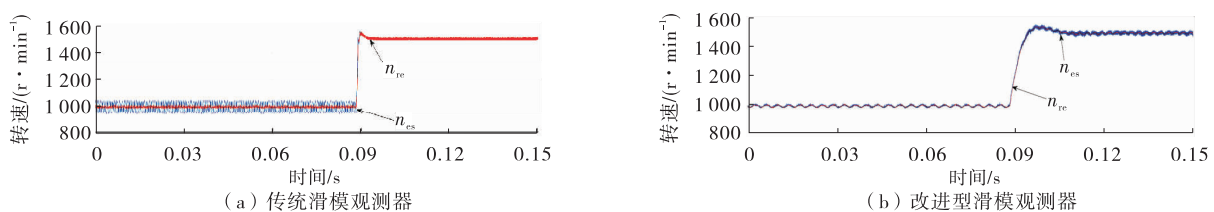


图 12 两种观测器的转速跟踪曲线

Fig.12 Speed tracking curves of two kinds of observers

由图 11 可知,传统滑模观测器下,电机电流毛刺较大,转子位置估计误差较大。给定速度阶跃信号后,转子估计误差增大明显,导致转速提升过程电机出现抖动。而运用改进型滑模观测器下的电机,在整个运行过程的电流毛刺都较小,转子位置估计也更加精准。由图 12 可知,相比传统滑模观测器,改进型滑模观测器下电机转速跟踪曲线抖振更小,只有少量纹波存在,拥有更好的动态性能。

4 结 论

本研究的主要目的是对传统滑模观测器进行改进,以实现永磁同步电机位置和转速的更精准辨识。通过引入新的切换函数,并利用模糊控制的方法动态调节边界层厚度,不仅柔滑了高频切换控制作用,且很好的缓和了柔滑抖振和稳态误差之间的矛盾。基于转子角速度的可变滑模增益的设置和基于PLL的转速、位置提取增加了系统的鲁棒性。仿真及实验结果均表明,相比传统滑模观测器,所提出改进型滑模观测器的位置和转速估计精度、抖振抑制效果均能得到很好的提升,且观测效果在电机宽调速范围内依然理想,对实际工程应用具有一定参考价值。

参考文献:

- [1]刘计龙,肖飞,沈洋,等. 永磁同步电机无位置传感器控制技术研究综述[J]. 电工技术学报, 2017, 32(16):76-88.
- [2]KHLAIEF A, BOUSSAK M, CHAARI A. A MRAS-based stator resistance and speed estimation for sensorless vector controlled IPMSM drive[J]. Electric Power Systems Research, 2014, 108: 1-15.
- [3]季传坤,钱俊兵. 基于EKF的PMSM无传感器控制研究[J]. 自动化仪表, 2019, 40(1): 11-14.
- [4]谷涛,李孟秋,黄庆,等. 基于EKF的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电源技术, 2016, 40(2): 430-433.
- [5]WU X, HUANG S D, LIU X, et al. Design of position estimation strategy of sensorless interior PMSM at standstill using minimum voltage vector injection method[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53(11): 1-4.
- [6]李文真,刘景林,陈双双. 基于高频方波信号注入法的永磁同步电机转子位置检测方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(24): 5821-5829.
- [7]MDJADJ S, DIALLO D, MOHAMMED M, et al. PMSM drive position estimation: contribution to the high-frequency injection voltage selection issue[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2015, 30(1): 349-358.
- [8]刘金琨. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真:基本理论与设计方法[M]. 北京:清华大学出版社, 2015: 4-13.
- [9]吴春秋,刘骁喈. 基于滑模观测器的永磁同步电机无速度传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(10): 34-40.
- [10]费向军,吴佳,林明耀,等. 基于滑模观测器的无刷直流电机控制系统研究[J]. 机械制造与自动化, 2016(5):178-182.
- [11]KOMMURI S K, VELUVOLU K C, DEFOORT M, et al. Higher-order sliding mode observer for speed and position estimation in PMSM[J]. Mathematical Problems in Engineering, 2014, 2014: 589109.
- [12]WANG B, LUO C, YU Y, et al. Anti-disturbance speed control for induction machine drives using high-order fast terminal sliding-mode load torque observer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(9): 7927-7937.
- [13]郭孔辉,纪云峰,庄晔,等. 分布式驱动电动车降阶滑模状态观测器设计[J]. 科学技术与工程, 2014(20): 121-125.
- [14]张海刚,胡添添,王步来,等. 一种改进的PMSM滑模变结构位置辨识策略研究[J]. 微特电机, 2018, 46(12): 42-46.
- [15]朱正伟,顾颢,何宝祥,等. 一种新型的智能重构柔性电机驱动控制器设计[J]. 常州大学学报(自然科学版), 2012, 24(1): 87-90.

(责任编辑:李艳)