

doi:10.3969/j.issn.1673-9833.2019.05.005

# 基于滑模观测器的永磁同步电机自整定调速系统

谢振球, 谭 兮, 张 阳, 何宗卿, 吴洪涛, 朱 亮, 包伟栋

(湖南工业大学 电气与信息工程学院, 湖南 株洲 412007)

**摘 要:** 针对传统滑模观测器在永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)动态变速与动态加载时调速系统超调过大, 并且在估算反电动势中产生较大抖动问题, 提出一种基于滑模观测器的永磁同步电机自整定调速方法。首先, 采用 Sigmoid 函数代替常数切换函数, 通过滑模观测器估计反电动势; 然后, 通过锁相环进行位置检测, 从估计的反电动势中提取转子位置和速度信号; 最后, 经过速度观测值与给定值的比较, 通过模糊 PI 实现参数自整定。仿真结果表明, 与传统的滑模观测器方法相比, 所提方法能够很好地消除抖动, 其跟踪性、鲁棒性较大提高。

**关键词:** 永磁同步电机; 滑模观测器; 锁相环; 模糊 PI; 自整定

**中图分类号:** TP273

**文献标志码:** A

**文章编号:** 1673-9833(2019)05-0025-07

**引文格式:** 谢振球, 谭 兮, 张 阳, 等. 基于滑模观测器的永磁同步电机自整定调速系统[J]. 湖南工业大学学报, 2019, 33(5): 25-31.

## A Self-Tuning Speed Control System of PMSM Based on the Sliding Mode Observer

XIE Zhenqiu, TAN Xi, ZHANG Yang, HE Zongqing, WU Hongtao, ZHU Liang, BAO Weidong

(College of Electrical and Informatica Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou Hunan 412007, China)

**Abstract:** In view of the overshoot of speed control system in excessive dynamic speed change and dynamic loading in the traditional sliding mode observer in permanent magnet synchronous motor (PMSM), as well as a large jitter generated in the estimation of counter electromotive force, a proposal has thus been made of a self-tuning speed control method of permanent magnet synchronous motor based on the sliding mode observer. Firstly, the Sigmoid function is used to replace the constant switching function, with the inverse EMF estimated by the sliding mode observer. Then, the rotor position and velocity signals are to be extracted from the estimated counter electromotive force by using the phase-locked loop. Finally, a comparison is to be made between the observed velocity value and the given value, thus realizing the parameter self-tuning by fuzzy PI. The simulation results show that, compared with traditional sliding mode observer method, this method helps to eliminate the jitter, thus greatly improving its tracking and robustness.

**Keywords:** permanent magnet synchronous motor (PMSM); sliding mode observer; phase-locked loop; fuzzy PI; self-tuning

收稿日期: 2019-04-28

基金项目: 湖南省教育厅基金资助项目(18C0510), 株洲市科技计划基金资助项目(株科发[2017]68号)

作者简介: 谢振球(1995-), 男, 湖南邵阳人, 湖南工业大学硕士生, 主要研究方向为永磁同步电机控制,

E-mail: 274941324@qq.com

通信作者: 张 阳(1988-), 男, 山东潍坊人, 湖南工业大学讲师, 博士, 主要从事电力电子与新能源技术方面的教学与研究, E-mail: 459387623@qq.com

## 1 研究背景

永磁同步电动机 (permanent magnet synchronous motor, PMSM) 已经在工业电机驱动应用中具有很强的竞争力, 这得益于高能永磁的发展。由于 PMSM 具有体积小、噪声低、功率因数高、力矩惯量比高, 以及结构简单和高效等优点, 已经在电动汽车、飞机、电梯等领域得到了广泛的应用<sup>[1-2]</sup>。

传统的 PMSM 控制中, 转子位置通常采用在电机上安装机械传感器进行测量, 但这些传感器不仅会增大系统的体积, 且其带来的干扰会降低 PMSM 驱动器的性能, 也会使成本增加, 这导致无位置传感器控制方式应运而生。

目前, 常用的无位置传感器控制方法主要有电机反电动势估算法、高频注入法、状态观测器法、卡尔曼滤波器法、滑模观测器法等<sup>[3-4]</sup>。利用电机反电动势的估算方法较为简单, 但是这类方法只在电机高速运行时有效, 而在电机低速或者零速启动时会造成很大的误差。基于状态观测器、卡尔曼滤波器的估算方法, 虽然在使用过程中具有较好的鲁棒性且在高速中都有很好的控制效果, 但是在使用过程中存在计算量大、对参数变化敏感等缺点<sup>[5-6]</sup>。滑模观测器具有独特的非线性控制特点, 得到了国内外学者们的广泛关注<sup>[7]</sup>。且其具有实现简单、抗干扰能力较强、对参数变化不敏感等优点, 但是使用滑模观测器时会引入抖动问题, 并且这些抖动都是不能消除的。可见, 在使用滑模观测器时, 鲁棒性和抖动问题是一个共存体, 因而在使用这种方法的过程中需要保证系统的收敛性、鲁棒性, 同时又要求避免过大的抖动。

为了改善滑模观测器的性能, 本研究提出在无位置传感器矢量控制系统中, 采用滑模观测器结合锁相环, 使用 Sigmoid 函数代替常规的开关函数, 以期能较大程度上消除滑模观测器本身带来的抖动。同时, 利用电机的电压和电流信息估算转子的位置和速度, 在转速环采用模糊 PI 进行参数自整定, 结合电流 PI 控制和电压矢量脉宽调制, 进一步控制永磁同步电机的运行状态, 以提高估算的准确性。

## 2 PMSM 数学模型

由电机理论可得面装式 PMSM 在  $\alpha$ - $\beta$  坐标系下的电压方程如下:

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

式 (1) 中:  $u_{\alpha}$ 、 $u_{\beta}$  分别为  $\alpha$ 、 $\beta$  轴的定子电压;

$i_{\alpha}$ 、 $i_{\beta}$  分别为  $\alpha$ 、 $\beta$  轴的定子电流;

$R_s$ 、 $L$  分别为定子电阻以及定子电感;

$e_{\alpha}$ 、 $e_{\beta}$  分别为  $\alpha$ 、 $\beta$  轴的反电动势, 具体为

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

其中,  $\omega_r$  为转子转速,  $\psi_f$  为转子永磁体磁链,  $\theta$  为转子角位置。

由式 (1) 可以得出 PMSM 在  $\alpha$ - $\beta$  坐标系下的电流模型如下:

$$\begin{cases} \frac{di_{\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L} i_{\alpha} + \frac{1}{L} u_{\alpha} - \frac{1}{L} e_{\alpha}, \\ \frac{di_{\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L} i_{\beta} + \frac{1}{L} u_{\beta} - \frac{1}{L} e_{\beta}. \end{cases} \quad (3)$$

## 3 滑模观测器的设计

滑模观测器的构建, 就是选定一个理想的滑模面, 然后通过不断改变系统结构, 使状态变量轨线不断趋近于滑模面, 且随着滑模面不断移动。根据数学模型和滑模变结构理论定义切换函数为

$$S(X) = \hat{i}_s - i_s. \quad (4)$$

式中:  $\hat{i}_s$  为电流估计值, 且  $\hat{i}_s = [\hat{i}_{\alpha} \ \hat{i}_{\beta}]^T$ , 其中  $\hat{i}_{\alpha}$ 、 $\hat{i}_{\beta}$  为  $\alpha$ - $\beta$  坐标系下的定子估算电流;

$i_s$  为电流实际值, 且  $i_s = [i_{\alpha} \ i_{\beta}]^T$ 。

故选取切换面为

$$S(X) = \hat{i}_s - i_s = 0. \quad (5)$$

### 3.1 电流滑模观测器的搭建

根据滑模变结构控制理论及状态方程 (3), 构造如式 (6) 所示电流滑模观测器的状态方程:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_{\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L} \hat{i}_{\alpha} + \frac{1}{L} u_{\alpha} - \frac{k}{L} F(x), \\ \frac{d\hat{i}_{\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L} \hat{i}_{\beta} + \frac{1}{L} u_{\beta} - \frac{k}{L} F(x). \end{cases} \quad (6)$$

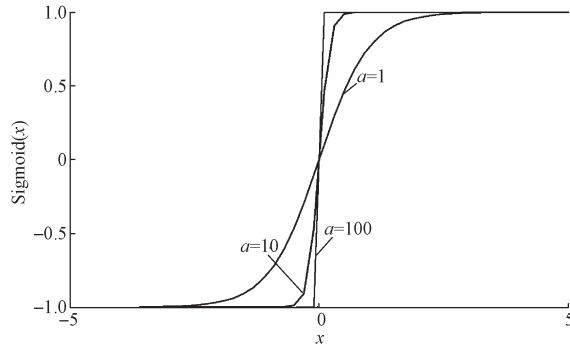
式中:  $k$  为滑模系数, 其值会直接影响系统的稳定性;

$F(x)$  为 Sigmoid 函数, 表达式为

$$F(x) = \frac{2}{1 + e^{ax}} - 1, \quad (7)$$

式中  $a$  为可调参数。

与传统的开关函数相比, 使用 Sigmoid 函数作为开关函数可很大程度地减小系统的抖动, 曲线斜率和系统的稳定性可以通过改变常数  $a$  值来变动, 使开关函数在区间  $[-1, 1]$  连续变化, 不同  $a$  值下的 Sigmoid 函数图形如图 1 所示。

图1 不同  $a$  值下的 Sigmoid 函数Fig. 1 Sigmoid functions with different  $a$  values

将式(6)减去式(3)可得如下电流误差估计方程:

$$\begin{cases} \frac{d\bar{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L}\bar{i}_\alpha + \frac{1}{L}e_\alpha - \frac{k}{L}F(\bar{i}_\alpha), \\ \frac{d\bar{i}_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L}\bar{i}_\beta + \frac{1}{L}e_\beta - \frac{k}{L}F(\bar{i}_\beta). \end{cases} \quad (8)$$

式中:  $\bar{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha$ ,  $\bar{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$ , 分别为  $\alpha$ 、 $\beta$  轴上的电流误差, 当系统达到滑动状态且在全局范围内趋近于稳定时, 有

$$\mathbf{S}(X) = \hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s = \mathbf{0}.$$

此时可以得出反电动势方程为

$$\begin{cases} e_\alpha = k \cdot F(\bar{i}_\alpha), \\ e_\beta = k \cdot F(\bar{i}_\beta). \end{cases} \quad (9)$$

### 3.2 稳定性证明

设定李雅普诺夫函数为<sup>[8]</sup>

$$V = \frac{1}{2} \mathbf{S}(x)^T \mathbf{S}(x); \quad (10)$$

稳定条件为

$$\dot{V} = \mathbf{S}(x)^T \dot{\mathbf{S}}(x) \leq 0; \quad (11)$$

即有

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \mathbf{S}(x)^T \dot{\mathbf{S}}(x) = S_\alpha \dot{\hat{i}}_\alpha + S_\beta \dot{\hat{i}}_\beta = \\ &= \frac{1}{L} [(\hat{i}_\alpha - i_\alpha)e_\alpha - k(\hat{i}_\alpha - i_\alpha)F(\hat{i}_\alpha - i_\alpha)] + \\ &= \frac{1}{L} [(\hat{i}_\beta - i_\beta)e_\beta - k(\hat{i}_\beta - i_\beta)F(\hat{i}_\beta - i_\beta)] - \\ &= \frac{R_s}{L} [(\hat{i}_\alpha - i_\alpha)^2 - (\hat{i}_\beta - i_\beta)^2] \leq 0. \end{aligned} \quad (12)$$

式中  $S_\alpha$ 、 $S_\beta$  分别为  $\bar{i}_\alpha$ 、 $\bar{i}_\beta$ 。

可知  $-\frac{R_s}{L} [(\hat{i}_\alpha - i_\alpha)^2 - (\hat{i}_\beta - i_\beta)^2] < 0$ , 可以推出滑模观测器的稳定条件如下:

$$k > \max(|e_\alpha|, |e_\beta|). \quad (13)$$

式(13)满足时可保证  $\dot{V} < 0$ , 系统执行设计的滑模运动, 确保滑模观测器收敛。

### 3.3 PLL 系统设计

PLL 是一个典型的闭环相位负反馈系统, 在信号处理过程中, 能够实现输出信号自动跟踪输入信号频率, 锁相环由鉴相器 (PD)、环路滤波器 (LF) 及压控振荡器 (VCO) 3 部分构成<sup>[9]</sup>, 其 PLL 结构原理如图 2 所示。

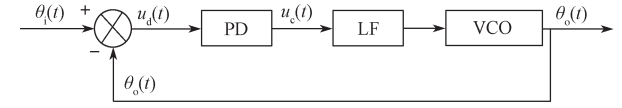


图2 PLL 结构原理图

Fig. 2 A schematic diagram of PLL structure

PD 将输入信号  $\theta_i(t)$  与输出信号  $\theta_o(t)$  进行比较, 将其相位差  $u_d(t)$  转换为电压信号  $u_c(t)$  传送给 LF。LF 具有低通特性, 可消除高频干扰和其他不稳定因素的影响, 保留基频信号。LF 在实际应用中, 需要考虑引入较轻的相位滞后, 根据控制系统的实际工作环境需求选取恰当的比例积分低通滤波器。此次设计中选取比例积分低通滤波器为  $F(s) = (1 + \tau_2 s) / \tau_1 s$ 。VCO 实际上是一个频率变换装置, 因为在无位置传感器控制中需同时获得转子的速度和位置。在此次设计中, 选取纯积分环节作为频率变换装置。基于 PLL 环路理论搭建的观测 PLL 结构如图 3 所示。

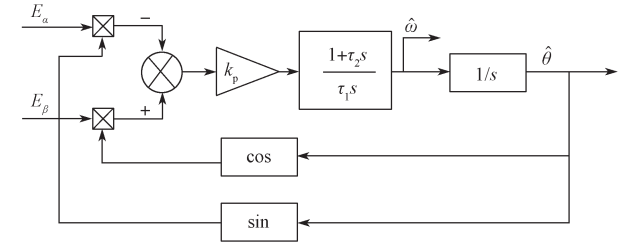


图3 基于 PLL 环路理论搭建的观测 PLL 结构图

Fig. 3 Observation PLL structure diagram based on PLL theory

当  $\hat{\theta}_e - \hat{\theta} < \pi/8$  时,  $\sin(\hat{\theta}_e - \hat{\theta}) \approx \hat{\theta}_e - \hat{\theta}$ , 其中  $\hat{\theta}_e$ 、 $\hat{\theta}$  分别为输入信号与输出信号, 通过近似处理, 两者差值的误差不超过 5%。此时动态系统的开环传递函数  $G(s)$ 、闭环传递函数  $H(s)$  分别如下:

$$G(s) = \frac{k_p(1 + \tau_2 s)}{\tau_1 s^2}; \quad (14)$$

式中:  $k_p$ 、 $\tau$  分别为比例放大系数和时间常数。

$$H(s) = \frac{k_p \tau_2 s + k_p}{\tau_1 s^2 + k_p \tau_2 s + k_p}. \quad (15)$$

式(15)中, 令自然振荡频率  $\omega_n = \sqrt{k_p / \tau_1}$ , 阻尼比  $\xi = \omega_n \tau_2 / 2$ , 将其代入式(15)中, 有

$$H(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}. \quad (16)$$

根据式(15)可以看出, PLL的动态模型近似一个常规的二阶线性系统, 可通过改变 $k_p$ 、 $\tau_1$ 、 $\tau_2$  3个参数值来调节系统的响应时间、超调与误差。

#### 4 模糊 PI 控制器设计

模糊控制是以模糊集合论、模糊语言变量和模糊逻辑推理为基础的一种计算机数字控制技术<sup>[10]</sup>。因为模糊控制不依赖被控对象的精准数学模型, 可以通过控制规则描述系统变量间的关系, 且算法容易控制, 具有较好的系统适应性、鲁棒性和较强的容错能力。模糊控制系统的结构如图4所示, 模糊PI结构图如图5所示。

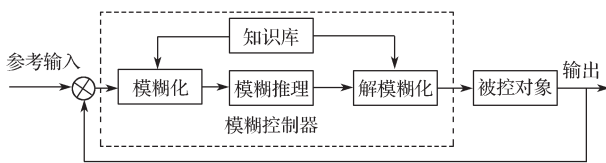


图4 模糊控制结构框图

Fig. 4 Structure diagram of fuzzy control system

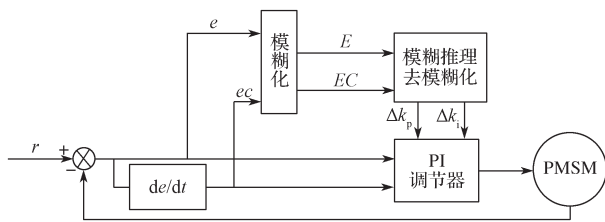


图5 模糊PI结构图

Fig. 5 Fuzzy PI structure diagram

模糊PI控制算法将模糊算法和PI控制器相结合: 输出反馈值与输入给定值 $r$ 相比较产生的误差值 $e$ 与误差变化率 $ec$ 作为模糊控制器输入量, 再根据相应的模糊规则进行模糊推理, 以去模糊化输出 $\Delta k_p$ 和 $\Delta k_i$ 作为PI参数的修正量, 不断对PI控制器的参数进行调节, 达到PI参数自整定的目的。模糊控制器中一般用IF A THEN B的模糊条件语句描述控制规则, 选择{负大, 负中, 负小, 零, 正小, 正中, 正大}, 用英文简写即{NB, NM, NS, ZO, PS, PM, PB}作为输入与输出的模糊变量状态<sup>[11-12]</sup>。由于系统在实际应用中需要函数容易实现和对数据的快速处理, 故选择隶属函数为三角形函数, 隶属函数曲线如图6所示。

其中PI控制器的参数为

$$\begin{cases} k_p = k_{p0} + \Delta k_p, \\ k_i = k_{i0} + \Delta k_i. \end{cases} \quad (17)$$

式(17)中:  $k_{p0}$ 、 $k_{i0}$ 为PI控制器的初始值;

$k_p$ 、 $k_i$ 为修正后的参数。

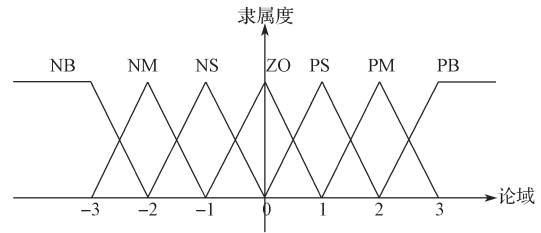


图6 三角形的隶属函数曲线

Fig. 6 Triangular membership function curves

为建立模糊PI控制系统的模糊规则, 对PI控制各个参数的作用进行分析。

比例调节控制器主要就是放大倍数可调的放大器, 主要是调节系统的响应,  $k_p$ 越大则系统响应越快, 且系统对偏差的辨识度也越高; 但是响应过快会出现系统超调, 此时系统会产生静态误差。 $k_p$ 取值太小, 会延长系统的响应时间, 误差辨识度下降, 延长系统调节时间。

积分调节主要用于消除系统的稳态误差。系统稳态误差消除的时间与 $k_i$ 的取值成正比, 但是 $k_i$ 取值过大会使系统产生积分饱和现象, 此时系统会出现较大超调; 若 $k_i$ 过小, 则系统的稳态误差不能彻底消除, 此时系统的精度变差。

根据 $k_p$ 、 $k_i$ 的调整规则,  $\Delta k_p$ 和 $\Delta k_i$ 的模糊控制规则表如表1和表2所示。

表1  $\Delta k_p$ 的模糊控制规则表

Table 1  $\Delta k_p$  table of fuzzy control rules

$e$	$ec$						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PM	PM	PS	PS	ZO
NM	PB	PB	PM	PS	PS	ZO	NS
NS	PM	PB	PM	PB	ZO	NS	NM
ZO	PB	PB	PS	ZO	PS	PM	PB
PS	NM	NM	ZO	PS	PS	PS	PM
PM	PS	PS	NS	NS	PB	PM	PM
PB	PB	PB	PS	PM	PM	ZO	ZO

表2  $\Delta k_i$ 的模糊控制规则表

Table 1  $\Delta k_i$  table of fuzzy control rules

$e$	$ec$						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PM	PM	NS	NM	NB
NM	PB	PB	PM	NS	PS	NS	NM
NS	PB	PM	PM	NS	ZO	NS	NM
ZO	PB	PM	PS	ZO	PS	PM	PB
PS	NM	NM	ZO	PS	PM	PB	PB
PM	NM	NS	PS	PS	PM	PB	PB
PB	NB	NM	NS	PM	PM	PB	PB



## 5 控制系统建模仿真与分析

### 5.1 仿真模型的搭建

为验证文中算法的正确性, 在 Matlab/Simulink 环境下搭建仿真模型, 改进的滑模观测器结合模糊 PI 的永磁同步电机调速系统控制框图如图 7 所示。

基于改进的滑模观测器结合模糊 PI 的永磁同步电机调速系统仿真模型如图 8 所示, 其中, 改进的滑模观测器中使用 Sigmoid 函数部分仿真图如图 9 所示。电机参数设置如下:  $R_s=2.875\ \Omega$ , 电感  $L_d=L_q=8.5e^{-3}\text{ H}$ , 转动惯量  $J=0.000\ 1\text{ kg}\cdot\text{m}^2$ ,  $\psi_f=0.175\text{ Wb}$ , 磁极对数  $P_n=2$ , 阻尼系数  $B=0.01$ 。其中的仿真条件为  $V_{dc}=300\text{ V}$ , SVPWM 开关频率为

10 kHz, 时间常数  $T_s=2\ \mu\text{s}$ 。

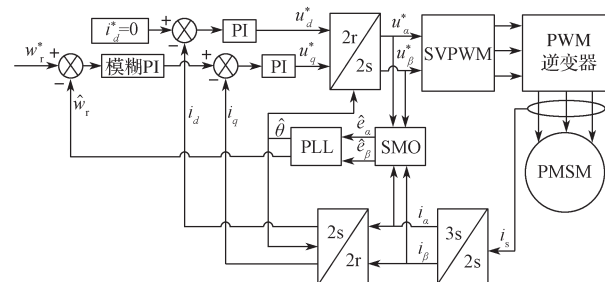


图 7 改进的滑模观测器结合模糊 PI 的永磁同步电机调速系统控制框图

Fig. 7 Control block diagram of improved sliding mode observer combined with fuzzy PI for permanent magnet synchronous motor speed control system

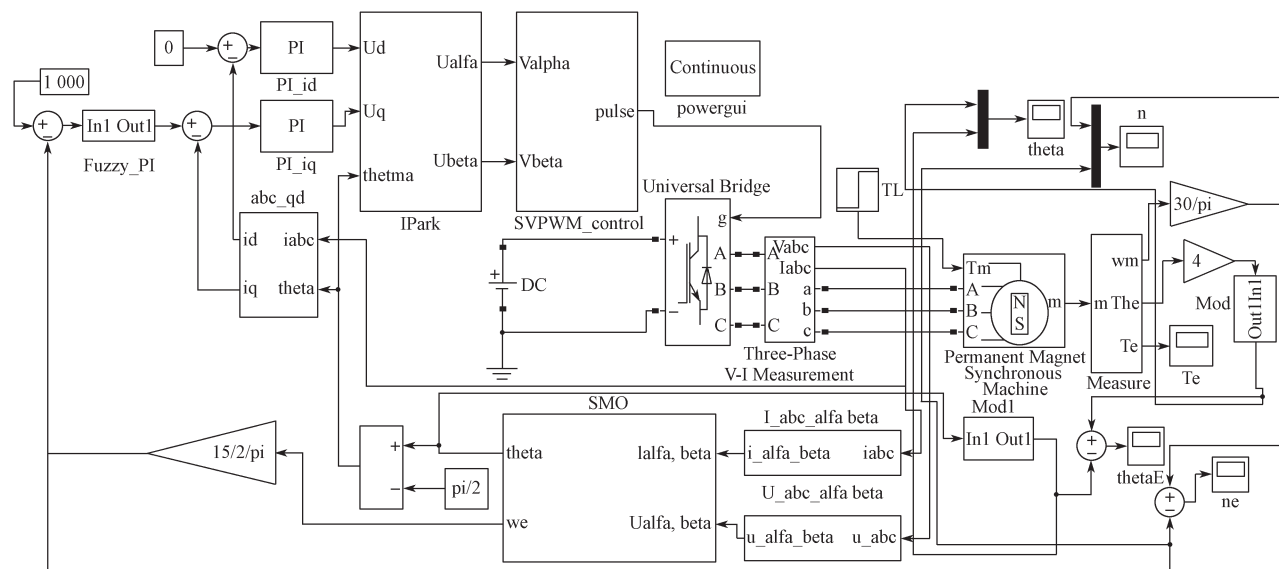


图 8 基于改进滑模观测器结合模糊 PI 的永磁同步电机调速系统仿真模型

Fig. 8 Simulation model of PMSM speed regulation system based on improved sliding mode observer and fuzzy PI

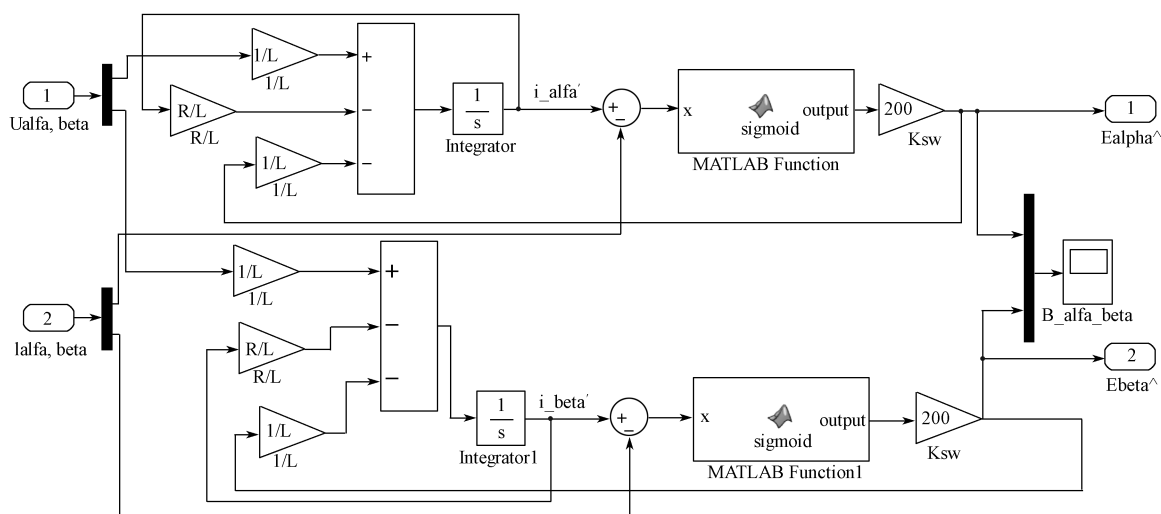


图 9 改进的滑模观测器中使用 Sigmoid 函数部分仿真图

Fig. 9 Improved sliding mode observer using Sigmoid function partial simulation diagram

## 5.2 仿真结果与分析

### 1) 传统滑模观测器结合传统 PI 控制

仿真试验包括动态变速仿真试验和动态加载仿真试验,并对仿真结果进行分析。在仿真过程中,传统滑模观测器结合传统 PI 调速系统的速度环  $k_p=1.0$ 、 $k_i=0.2$ ,电流环中  $k_p=L \cdot 2\ 000$ 、 $k_i=R_s \cdot 2\ 000$ 。此次设计的调速系统中,速度环采用模糊 PI 控制,电流环参数与传统滑模观测器调速系统中的值一样。仿真时间设定为 0.1 s,电机空载运行。在变速仿真中,给定转速初始值为 600 r/min,在 0.04 s 时,转速变为 1 000 r/min。在加载仿真中,给定的初始转速为 1 000 r/min,在 0.05 s 时突加负载转矩 5 N·m。传统滑模观测器结合传统 PI 调速系统变速时,得到的各仿真曲线如图 10 所示。其中,转子的实际转速与估测转速波形、转子实际位置与估测位置如图 10a、b 所示。在加载仿真时,转子实际转速与估测转速波形、实际位置与估测位置波形如图 10c、d 所示。

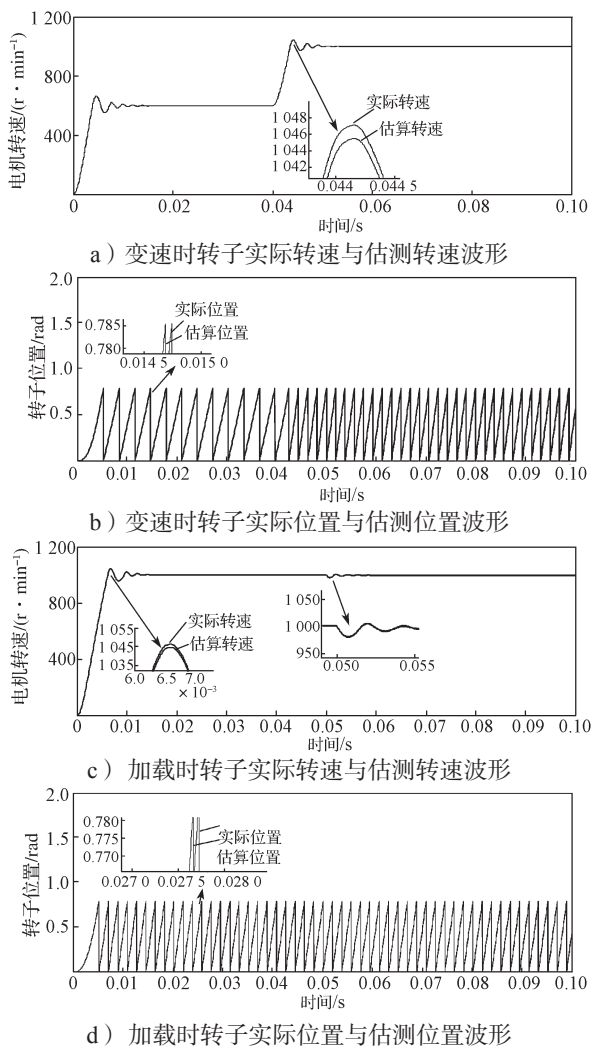


图 10 传统滑模观测器结合传统 PI 的仿真曲线

Fig. 10 Simulation curves of traditional sliding mode observer combined with traditional PI

根据图 10 所示波形可以得知,在使用传统滑模观测器结合传统 PI 仿真在动态加载过程中,超调量为  $\sigma=4.5\%$ ,调节时间为 0.016 s,稳态误差为 2,加载后 0.005 s 达到稳定值;在动态变速过程中,超调量  $\sigma=4.7\%$ ,调节时间为 0.013 s,稳态误差为 3,变速响应时间为 0.008 s。

### 2) 改进的滑模观测器结合模糊 PI 控制

此次改进的滑模观测器结合模糊 PI 调速系统仿真要求与传统的一致。变速时,转子实际转速与转子估测转速波形、转子实际位置与转子估测位置如图 11a 和 b 所示;加载时,转子实际转速与估测转速波形、实际位置与估测位置波形如图 11c、d 所示。

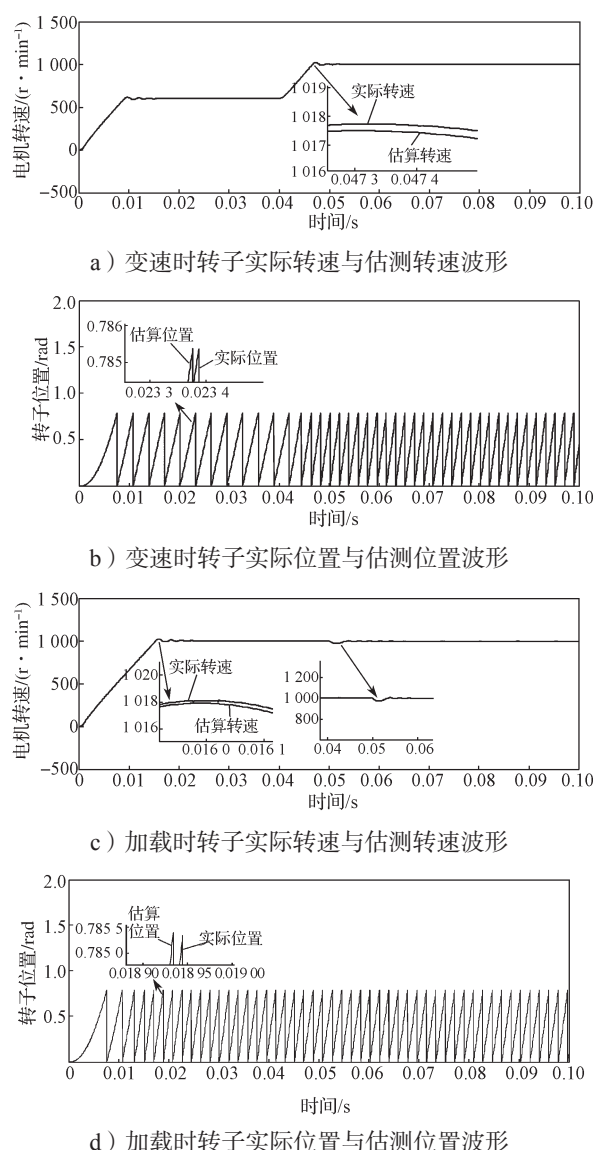


图 11 改进的滑模观测器结合模糊 PI 的仿真曲线

Fig. 11 Simulation curves of improved sliding mode observer combined with fuzzy PI

根据图 11 所示波形可以得出,在使用改进滑模观测器结合模糊 PI 仿真动态加载过程中,超调量为

$\sigma=1.8\%$ , 调节时间为 0.007 s, 稳态误差为 1, 加载后 0.003 s 达到稳定值; 在动态变速过程中, 超调量  $\sigma=1.6\%$ , 调节时间为 0.008 s, 稳态误差为 1, 变速响应时间为 0.006 s。

根据上述的仿真曲线与分析, 应用传统滑模观测器结合传统 PI 控制产生的超调比较大, 响应时间比较长, 稳态误差比较高; 改进后的滑模观测器结合模糊 PI 控制产生的超调小, 响应时间短, 稳态误差低, 检测的相位角比传统的更准确。

## 6 结语

本文提出一种基于 Sigmoid 函数的滑模观测器加上锁相环技术再结合模糊 PI 的调速控制系统。其使用 Sigmoid 函数作为滑模观测器的开关函数, 在一定程度上减小了系统的抖动; 采用李雅普诺夫函数进行稳定性判据; 利用 PLL 技术提取转子位置和速度信号, 建立 PLL 的二阶模型; 最后, 采用模糊 PI 实现系统自整定功能。经仿真试验验证, 基于改进的滑模观测器结合模糊 PI 的永磁同步电机调速系统在电机控制中无论是超调量、调节时间还是稳态误差, 都比传统的滑模观测器结合传统 PI 调速系统更具有优势。对转子位置与转子转速具有很好的跟踪能力, 并且在试验波形中的跟踪速度比较快。在整个试验中, 系统能够很好地消除抖动, 抗扰能力和鲁棒性能增强, 从而验证了该系统的可行性和有效性。

### 参考文献:

- [1] 徐金海, 张磊, 高春侠. 一种表贴式永磁同步电机磁极性判断方法[J]. 微特电机, 2018, 46(11): 46-50.  
XU Jinhai, ZHANG Lei, GAO Chunxia. A Polarity Judgement Method of Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor[J]. Small & Special Electrical Machines, 2018, 46(11): 46-50.
- [2] 魏海峰, 韦汉培, 张懿, 等. 永磁同步电机电流控制模型的无传感器运行[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(8): 75-81.  
WEI Haifeng, WEI Hanpei, ZHANG Yi, et al. Sensorless Operation of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Current Control Model[J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(8): 75-81.
- [3] 胡庆波, 孙春媛. 永磁同步电机全速范围无速度传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(9): 73-79.  
HU Qingbo, SUN Chunyuan. Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor in Full Speed Range[J]. Electric Machines and Control, 2016, 20(9): 73-79.
- [4] 肖烨然, 刘刚, 宋欣达, 等. 基于改进滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器 I/F 起动方法[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(8): 95-102.  
XIAO Yeran, LIU Gang, SONG Xinda, et al. Sensorless I/F Startup Based on Modified Sliding Mode Observer for PMSM[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(8): 95-102.
- [5] 邱忠才, 郭冀岭, 肖建. 基于 Sigmoid 函数的 PMSM 滑模变结构位置速度观测器[J]. 电气传动, 2014, 44(3): 3-7.  
QIU Zhongcai, GUO Jiling, XIAO Jian. Sliding Mode Observer with Sigmoid Function for PMSM Speed and Rotor Position[J]. Electric Drive, 2014, 44(3): 3-7.
- [6] 黄亚军, 史旺旺. 一种考虑死区的 PMSM 无速度传感器滑模辨识及控制[J]. 大电机技术, 2018(2): 12-16.  
HUANG Yajun, SHI Wangwang. Sensorless Sliding Mode Identification and Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Considering Dead-Time[J]. Large Electric Machine and Hydraulic Turbine, 2018(2): 12-16.
- [7] SAAD N H, EL-SATTAR A A, MANSOUR E A M. A Novel Control Strategy for Grid Connected Hybrid Renewable Energy Systems Using Improved Particle Swarm Optimization[J]. Ain Shams Engineering Journal, 2018, 9(4): 2195-2214.
- [8] REN J J, LIU Y C, WANG N, et al. Sensorless Control of Ship Propulsion Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Based on a New Sliding Mode Observer[J]. ISA Transactions, 2015, 54: 15-26.
- [9] 高钦和, 董家臣, 陈志翔, 等. 基于锁相环的永磁直线同步电机无传感器控制系统设计[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(8): 1-7.  
GAO Qinhe, DONG Jiachen, CHEN Zhixiang, et al. Sensorless-Control System Design of Permanent-Magnet Linear Synchronous Motor Drives Based on PLL[J]. Electric Machines & Control Application, 2018, 45(8): 1-7.
- [10] 胡小林. 永磁同步电机控制器参数自整定技术研究[D]. 成都: 西南交通大学, 2018.  
HU Xiaolin. Research on Self-Tuning Technology of Controller Parameters of Permanent Magnet Synchronous Motor[D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2018.
- [11] YE S. Fuzzy Sliding Mode Observer with Dual SOGI-FLL in Sensorless Control of PMSM Drives[J]. ISA Transactions, 2019, 85: 161-176.
- [12] 孙旭霞, 孙伟, 樊昱琨, 等. 基于双模糊 PI 控制的交流位置伺服系统研究[J]. 电气传动, 2017, 47(11): 45-49.  
SUN Xuxia, SUN Wei, FAN Yukun, et al. Research on AC Position Servo System Based on Double Fuzzy PI Control[J]. Electric Drive, 2017, 47(11): 45-49.

(责任编辑: 廖友媛)