

基于模糊滑模控制器和两级滤波观测器的永磁同步电机无位置传感器混合控制

赵 峰, 罗 雯[†], 高峰阳, 余佳乐

(兰州交通大学 自动化与电气工程学院, 甘肃 兰州 730070)

摘要: 针对传统带有滑模观测器的永磁同步电机控制系统中的转矩脉动大、抖振明显、反电动势估计精度差等问题, 在速度环提出了基于双曲正弦函数的新型趋近率, 结合模糊控制思想对趋近率参数实现自整定, 设计了一种基于新型趋近率的模糊积分滑模速度环控制器; 同时, 在滑模观测器中提出基于变截止频率低通滤波器和修正反电动势观测器的两级滤波结构来抑制反电动势中的高频分量和纹波分量, 并对转子位置进行合理补偿, 设计了两级滤波滑模观测器; 通过Lyapunov判据对本文提出的控制策略的稳定性进行了推导证明. 仿真结果表明, 与传统滑模观测器相比, 本文控制器可使电机在启动和受到外部扰动时系统响应良好.

关键词: 永磁同步电机; 新型趋近率; 模糊积分滑模控制器; 两级滤波; 滑模观测器

引用格式: 赵峰, 罗雯, 高峰阳, 等. 基于模糊滑模控制器和两级滤波观测器的永磁同步电机无位置传感器混合控制. 控制理论与应用, 2020, 37(8): 1865 – 1872

DOI: 10.7641/CTA.2020.90781

Sensorless hybrid control for permanent magnet synchronous motor using fuzzy sliding mode controller and two-stage filter observer

ZHAO Feng, LUO Wen[†], GAO Feng-yang, YU Jia-le

(School of Automation and Electrical Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou Gansu 730070, China)

Abstract: Aimed at the problems of large torque ripple, obvious chattering and poor estimation accuracy of back-EMFs in traditional PMSM (permanent magnet synchronous motor) control system with sliding mode observer, a novel reaching law based on hyperbolic sine function is suggested in the speed loop, and fuzzy control thought is used to achieve the self-turning of the parameter for the reaching law. Thus a fuzzy integral sliding mode controller based on the novel reaching law is designed in speed loop. Meanwhile, aiming to restrain the high frequency components and ripple components of back-EMFs in sliding mode observer, a two-stage filter structure based on a variable cut-off frequency low-pass filter and a modified back-EMFs observer is proposed, and the rotor position is compensated reasonably. As a result, a sliding mode observer based on the two-stage filter is designed. The stability of the proposed control strategy is proved by Lyapunov Criterion. The simulation results show that, compared with traditional sliding mode observer (SMO), the controller suggested above can obtain very nice system respond when the motor starts and is subjected to external disturbances.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); novel reaching law; fuzzy integral sliding mode controller; two-stage filter; sliding mode observer

Citation: ZHAO Feng, LUO Wen, GAO Fenyang, et al. Sensorless hybrid control for permanent magnet synchronous motor using fuzzy sliding mode controller and two-stage filter observer. *Control Theory & Applications*, 2020, 37(8): 1865 – 1872

1 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)属于交流电机, 与其他交流电机相比较, 永磁同步电机的转子由永磁体构成, 无需励磁电流, 具有更高的功率因数和更大的转矩惯性比; 同时

永磁同步电机体积小、机械强度高且没有齿轮箱, 可以将电机整体安装到轮轴上. 因此, 永磁同步电机在交流伺服领域已得到了广泛发展与应用, 在轨道交通领域也受到了高度的关注, 而对电机控制性能的要求也在不断提升. 在PMSM中采用的传统滑模速度环控

收稿日期: 2019-09-18; 录用日期: 2020-03-26.

[†]通信作者. E-mail: 851635252@qq.com; Tel.: +86 13730354876.

本文责任编辑: 徐胜元.

国家重点研发计划项目(2018YFB1201602)资助.

Supported by the National Key R&D Program of China (2018YFB1201602).

制中存在转矩脉动大、抖振明显、抗扰动能力差等问题;同时基于传统滑模观测器的PMSM控制系统采用截止频率固定的低通滤波器对反电动势进行滤波,无法消除反电动势中的纹波分量,严重影响转速的估计精度.为提高永磁同步电机系统性能,PMSM的无位置传感器控制被各国学者广泛研究^[1-6].

文献[7-8]提出了一种新型指数趋近率,对滑模抖振问题进行了抑制.但系统控制结构单一,当电机受到外部扰动时,PMSM转速和转矩会出现一定的超调和抖动.文献[9]设计了基于滑模控制(sliding mode control, SMC)和最大转矩电流比(maximum torque per ampere, MTPA)的混合控制策略,其主要针对三相电流谐波进行抑制,有效降低了PMSM的启动电流和谐波率,但相位估计出现滞后,转速估计精度有待提高.文献[10]提出了基于锁相环(phase locked loop, PLL)的双滑模直接转矩控制策略,主要针对传统永磁同步电机直接转矩控制(direct torque control, DTC)中的磁链脉动进行了改善,但对转子位置补偿精度不足,观测转速存在明显抖振和超调,误差较大.文献[11]在滑模观测器的滤波环节采用了两个低通滤波器,使观测器能够较快速和准确的跟踪转子位置,但滤波器截止频率固定,在反电动势高频分量变化时自适应能力较差.文献[12]提出一种分段指数型函数以取代传统滑模观测器中的符号函数,是削弱滑模抖振的方法之一,有效提高了系统电流响应,但缺乏自适应能力,应对扰动时转矩响应仍有明显超调和脉动.文献[13]使用遗传算法来改进电流环增益,保证电机在全范围内稳定运行.文献[14-15]设计了基于模型参考自适应的电机参数辨识系统,有效降低了电机运行时参数变化对控制系统性能的影响.

应对上述文献中,滤波结构简单、观测反电动势谐波含量高、自适应能力差等问题,本文以基于 $i_d = 0$ 的表贴式永磁同步电机矢量控制系统为背景,在速度环设计基于新型趋近率的积分滑模结构,并通过模糊控制对趋近率参数实现自整定.在滑模观测器中采用变截止频率低通滤波器和修正反电动势观测器对反电动势实现两级滤波,并针对转子位置估计进行合理补偿.完成了基于模糊滑模控制器和两级滤波观测器的PMSM无位置传感器混合控制策略的设计.最终,通过仿真实验验证了本文控制策略的优越性.

2 模糊积分滑模速度环控制器

2.1 PMSM数学模型

在表贴式永磁同步电机中 $L_d = L_q = L_s$,可将其在 α - β 坐标系下的电压方程表述为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_s & 0 \\ 0 & R + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix}, \quad (1)$$

其中: $[u_\alpha \ u_\beta]^T$ 为定子电压; $[i_\alpha \ i_\beta]^T$ 为定子电流; p

为微分算子; R 为定子电阻; L_s 为定子电感; $[e_\alpha \ e_\beta]^T$ 为扩展反电动势,且满足

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \omega_e \psi_f \begin{bmatrix} -\sin \theta_e \\ \cos \theta_e \end{bmatrix}, \quad (2)$$

其中: ω_e 为电角速度; ψ_f 为永磁磁链幅值; θ_e 为静止坐标系和旋转坐标系的空间位置角.

由式(2)可得

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \omega_e \begin{bmatrix} -e_\beta \\ e_\alpha \end{bmatrix}. \quad (3)$$

由式(3)可以看出,通过对反电动势进行估算,进而可以提取出转子位置信息.

在 d - q 坐标系下的电机转矩方程和运动方程如下:

$$\begin{cases} T_e = \frac{3n_p \psi_f i_q}{2}, \\ T_e = T_L + \frac{J}{n_p} \frac{d\omega_e}{dt} + B\omega, \end{cases} \quad (4)$$

其中: ω 为机械角速度, $\omega_e = \frac{\omega}{n_p}$; B 为阻尼系数; J 为转动惯量; T_L 为负载转矩; n_p 为极对数.

2.2 基于新型趋近率的模糊积分滑模速度环控制器

2.2.1 新型趋近率

本文设计一种新型变速趋近率:

$$\begin{cases} \dot{s} = -\varepsilon \sinh(a|s|)f(s) - ks, \quad \varepsilon < 0, \quad k < 0, \\ f(s) = \frac{2}{1 + e^{-bs}} - 1, \end{cases} \quad (5)$$

其中: s 是滑模面; $-\varepsilon \sinh(a|s|)f(s)$ 是变速趋近项; $-ks$ 是指数趋近项; a, b 均是可调正数; $f(s)$ 是sigmoid函数,可使控制信号更加平滑.

为改善趋近速度和抑制抖振,本文将系统状态变量 $|s|$ 的双曲正弦函数与趋近速度相关联.当系统远离滑模面时, $|s|$ 较大,此时系统处于趋近运动状态,系统会在变速项 $-\varepsilon \sinh(a|s|)f(s)$ 和指数项 $-ks$ 的共同作用之下快速向滑模面趋近;当系统接近滑模面时,此时系统处于滑模运动状态,主要作用由变速项 $-\varepsilon \sinh(a|s|)f(s)$ 承担,在滑模控制率的作用之下系统向原点趋近,同时,因变速项不断减小,最终在原点稳定,可极大减小了系统的抖振.

将本文提出的新型趋近率和指数趋近率进行对比,其仿真结果如图1所示.可知,本文设计的新型变速趋近率与指数趋近率相比,趋近速度略有提升.

2.2.2 基于新型趋近率的积分滑模控制器

取PMSM系统状态变量为

$$\begin{cases} x_1 = \omega^* - \omega, \\ x_2 = \int_{-\infty}^t (\omega^* - \omega) dt, \end{cases} \quad (6)$$

其中: ω^* 为电机转速给定; ω 为电机实际转速.

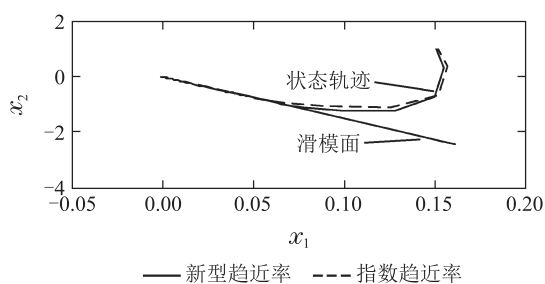


图1 趋近率相轨迹对比

Fig. 1 Comparison of reaching laws' phase trajectories

为提高系统动态性能,在滑模面设计中采用积分滑模面,相比于微分滑模面,可高效减小高频噪声的干扰,滑模面 s 为

$$s = x_1 + cx_2, \quad (7)$$

其中 c 为可调正数.

对式(6)求导得

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{3n_p\psi_f}{2J}i_q + \frac{B}{J}\omega + \frac{1}{J}T_L, \\ \dot{x}_2 = x_1. \end{cases} \quad (8)$$

对式(7)中 s 求导得

$$\dot{s} = \dot{x}_1 + cx_2. \quad (9)$$

结合式(8)–(9)得滑模输出方程

$$i_q = (\varepsilon \sinh(a|s|)f(s) + ks + cx_1 + \frac{B}{J}\omega + \frac{1}{J}T_L) \frac{2J}{3n_p\psi_f}. \quad (10)$$

稳定性分析: 为验证本文提出的新型趋近率在滑模控制系统中的稳定性. 定义Lyapunov方程为

$$V = \frac{1}{2}s^2, \quad (11)$$

对式(11)求导得

$$\dot{V} = s\dot{s} = -(\varepsilon \sinh(a|s|)f(s) \cdot s + ks^2), \quad (12)$$

其中: a, ε, k 均为可调正数, 由函数性质可知 $\sinh(a|s|)$ 和 $f(s)$ 均为单调递增奇函数, $a|s| \geq 0$, 故 $\sinh(a|s|) \geq 0$ 且 $f(s) \cdot s \geq 0$, 明显有 $\dot{V} \leq 0$. 由Lyapunov稳定性判据可知, 本文提出的新型趋近率控制系统是稳定的.

2.2.3 模糊滑模控制器

滑模控制系统处于趋近运动状态和滑模运动状态时, 趋近率变速项均参与滑模控制系统运动. 为提高滑模控制系统鲁棒性, 针对趋近率变速项参数 ε 实现自整定, 具体策略如下: 在速度环设计一种基于新型趋近率的模糊积分滑模结构. 输入信号为距滑模面距离 s 和滑模面趋近速度 $\dot{s}$, 输出信号为新型趋近率参数 $\varepsilon (\varepsilon \leq 0)$.

根据模糊控制原理, 定义模糊集合为

$$s = \{PB, PS, ZO, NS, NB\},$$

$$\dot{s} = \{P, ZO, N\},$$

$$\varepsilon = \{PS, PM, NB\}.$$

模糊控制规则如表1所示; 输入信号隶属度函数如图2–3所示. 最终, 采用重心法进行解模糊. 其中, 速度环控制器结构图如图4所示.

表1 模糊控制规则

Table 1 Fuzzy control rules

$\dot{s}$	s				
	NB	NS	ZO	PS	PB
N	PB	PM	PM	PS	PB
ZO	PB	PM	PS	PM	PB
P	PB	PS	PM	PM	PB

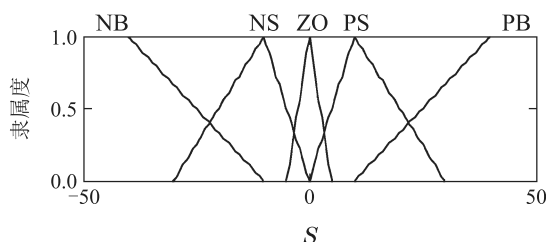


图2 模糊输入 s 隶属度函数

Fig. 2 Input membership function of s

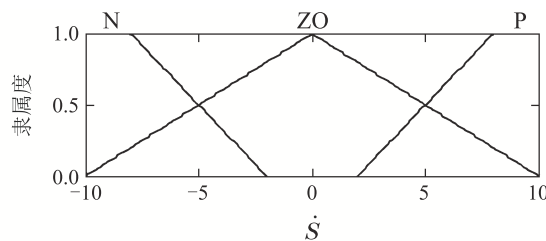


图3 模糊输入 $\dot{s}$ 隶属度函数

Fig. 3 Input membership function of $\dot{s}$

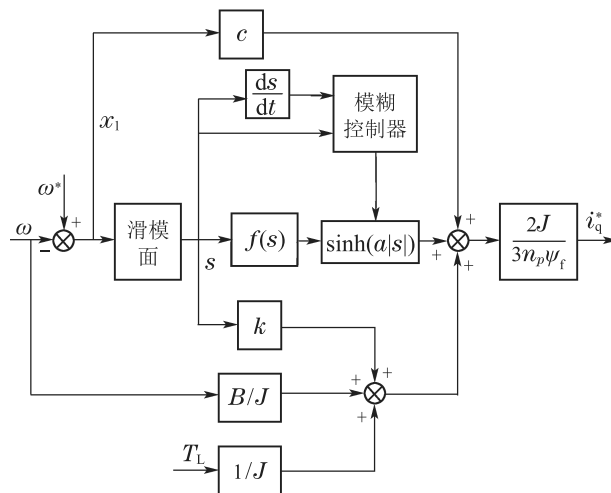


图4 速度环控制器结构图

Fig. 4 Structure diagram of speed loop controller

3 两级滤波滑模观测器

3.1 滑模观测器设计

为了便于应用SMO来观测扩展反电动势, 将式(1)中的电压方程改写为电流状态方程

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix}, \quad (13)$$

$$\text{其中 } A = \begin{bmatrix} -R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix}.$$

针对扩展反电动势进行估计, 构造滑模观测器为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} \nu_\alpha \\ \nu_\beta \end{bmatrix}, \quad (14)$$

其中: $\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$ 分别是定子电流观测值, ν_α, ν_β 分别是滑模观测器的输入变量。

将式(13)–(14)作差, 能够得到定子电流的观测误差方程

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} e_\alpha - \nu_\alpha \\ e_\beta - \nu_\beta \end{bmatrix}, \quad (15)$$

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。

文献[12]提出一种分段指数型函数以取代传统滑模控制率中的符号函数。本文在此基础上设计了基于分段指数型函数的两级滤波滑模观测器。分段指数型函数如式(16)所示:

$$y(x) = \begin{cases} 1, & x \geq a, \\ \frac{x^2}{a^2}, & 0 \leq x < a, \\ -\frac{x^2}{a^2}, & -a < x < 0, \\ -1, & x \leq -a. \end{cases} \quad (16)$$

$y(x)$ 在边界层厚度范围之内, 即状态变量在 $0 \leq x < a$ 和 $-a < x < 0$ 范围之内, $y(x)$ 的变化方式为指数形式, 因此, $y(x)$ 可以使电流误差值饱和, 并使电机在应对扰动时, 观测反电动势更加稳定。

故设计滑模控制率为

$$\begin{bmatrix} \nu_\alpha \\ \nu_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_s y(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ k_s y(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix}. \quad (17)$$

当滑模观测器状态变量进入滑模运动状态之后, 有 $\tilde{i}_\alpha = 0, \tilde{i}_\beta = 0$ 。滑模观测器状态将维持在滑模面之上。则有

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_s y(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ k_s y(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix}. \quad (18)$$

3.2 两级滤波器设计

电机在运行过程中, 会受到外部扰动, 引起转速发生变化, 致使滑模观测器观测量中的高频分量发生改变。由于传统滑模观测器采用截止频率为定值的低通

滤波器, 在高频分量变化时其自适应能力较差, 故本文采用变截止频率低通滤波器替代传统滑模观测器中的滤波器。其中, 基于传统滑模观测器的控制系统原理图如图5所示。

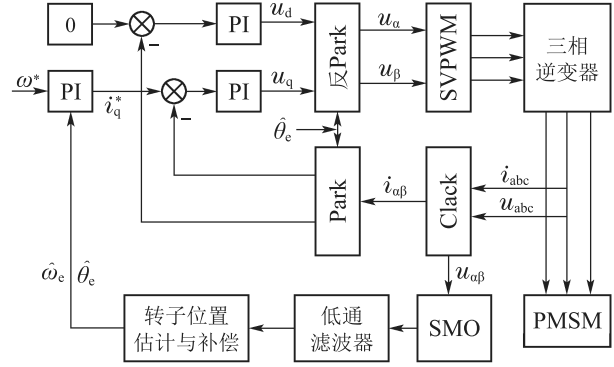


图5 基于传统滑模观测器的PMSM控制系统原理图

Fig. 5 Schematic diagram of control system for PMSM based on traditional SMO

为提高低通滤波器自适应能力, 本文设计变截止频率低通滤波器的截止频率为

$$\hat{\omega}_c = k_f \omega_e + k_e, \quad (19)$$

其中 k_f, k_e 均为可调正数。

由此设计变截止频率低通滤波器为

$$H(j\omega_e) = \frac{\hat{\omega}_c}{j\omega_e + \hat{\omega}_c}, \quad (20)$$

变截止频率低通滤波器的反电动势观测值为

$$\begin{bmatrix} \hat{z}_\alpha \\ \hat{z}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\hat{\omega}_c}{s + \hat{\omega}_c} e_\alpha \\ \frac{\hat{\omega}_c}{s + \hat{\omega}_c} e_\beta \end{bmatrix}, \quad (21)$$

其中 $\hat{z}_\alpha, \hat{z}_\beta$ 为经变截止频率低通滤波器滤波后的反电动势观测值。

经低通滤波处理后, 高频分量被有效滤除。但在反电动势观测值中仍含有纹波分量, 若直接通过反正切函数进行转子位置估计会导致误差。故考虑对反电动势观测器进行修正并二次滤波, 由此得到更加平滑的反电动势观测信号, 从而提高转子位置估计精度。故本文设计了基于低通滤波器和修正反电动势观测器的两级滤波结构。

根据式(3)设计修正反电动势观测器状态方程为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{E}_\alpha \\ \hat{E}_\beta \\ \hat{\omega}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\hat{\omega}_e \hat{E}_\beta - K_1 \hat{E}_\alpha \\ \hat{\omega}_e \hat{E}_\alpha - K_1 \hat{E}_\beta \\ \hat{E}_\alpha \hat{E}_\beta - \hat{E}_\beta \hat{E}_\alpha \end{bmatrix}, \quad (22)$$

其中: K_1 为系统增益; $\hat{E}_\alpha, \hat{E}_\beta$ 反电动势最终观测值; $\tilde{E}_\alpha = \hat{E}_\alpha - \hat{z}_\alpha, \tilde{E}_\beta = \hat{E}_\beta - \hat{z}_\beta$ 。

3.3 系统稳定性分析

首先, 为保证本文设计的滑模观测器具有稳定性,

根据滑动模态到达条件($s\dot{s} < 0$), 定义Lyapunov方程为

$$V = \frac{1}{2}(\tilde{i}_\alpha^2 + \tilde{i}_\beta^2). \quad (23)$$

根据式(13)和式(14)得到误差方程为

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\tilde{i}_\alpha &= \frac{d}{dt}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) = \\ &= -\frac{R}{L_s}\tilde{i}_\alpha + \frac{1}{L_s}e_\alpha - \frac{1}{L_s}k_s y(\tilde{i}_\alpha), \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\tilde{i}_\beta &= \frac{d}{dt}(\hat{i}_\beta - i_\beta) = \\ &= -\frac{R}{L_s}\tilde{i}_\beta + \frac{1}{L_s}e_\beta - \frac{1}{L_s}k_s y(\tilde{i}_\beta). \end{aligned} \quad (25)$$

对式(23)求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -\frac{R}{L_s}(\tilde{i}_\alpha^2 + \tilde{i}_\beta^2) + \frac{1}{L_s}(e_\alpha \tilde{i}_\alpha - k_s \tilde{i}_\alpha y(\tilde{i}_\alpha)) + \\ &+ \frac{1}{L_s}(e_\beta \tilde{i}_\beta - k_s \tilde{i}_\beta y(\tilde{i}_\beta)). \end{aligned} \quad (26)$$

因此, 为满足滑动模态到达条件, Lyapunov方程应满足($\dot{V} < 0$), 即根据式(26)观测器稳定条件可表述为

$$k_s \geq \max(|e_\alpha|, |e_\beta|). \quad (27)$$

故根据Lyapunov稳定性判据可知, 当参数 k_s 满足式(27)的要求时, 本文设计的滑模观测器是稳定的.

其次, 为保证本文设计的修正反电动势观测器具有稳定性, 定义Lyapunov方程为

$$V = \frac{1}{2}(\tilde{E}_\alpha^2 + \tilde{E}_\beta^2 + \tilde{\omega}_e^2), \quad (28)$$

其中 $\tilde{\omega}_e = \hat{\omega}_e - \omega_e$.

因为机械时间常数远大于电气时间常数, 可以视转速在一个周期内不变, 则由式(22)可得反电动势观测误差方程为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{E}_\alpha \\ \tilde{E}_\beta \\ \tilde{\omega}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\hat{\omega}_e \tilde{E}_\beta + \hat{\omega}_e \tilde{E}_\alpha - K_1 \tilde{E}_\alpha \\ \hat{\omega}_e \tilde{E}_\alpha - \hat{\omega}_e \tilde{E}_\beta - K_1 \tilde{E}_\beta \\ \tilde{E}_\alpha \tilde{E}_\beta - \tilde{E}_\beta \tilde{E}_\alpha \end{bmatrix}. \quad (29)$$

对式(28)求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \tilde{E}_\alpha \frac{d}{dt} \tilde{E}_\alpha + \tilde{E}_\beta \frac{d}{dt} \tilde{E}_\beta + \tilde{\omega}_e \frac{d}{dt} \tilde{\omega}_e = \\ &= -K_1(\tilde{E}_\alpha^2 + \tilde{E}_\beta^2) \leq 0. \end{aligned} \quad (30)$$

故根据Lyapunov稳定性判据可知, 本文设计的修正反电动势观测器是稳定的.

3.4 转子位置估计与补偿

因扩展反电动势估计值的幅值和相位会发生变化, 故多数情况下可以通过反正切函数获得转子位置信息, 即

$$\hat{\theta}_{eq} = -\arctan\left(\frac{\hat{E}_\alpha}{\hat{E}_\beta}\right). \quad (31)$$

在滤波环节使用了低通滤波器, 其获得的反电动势估计值分量会出现相位延迟的问题. 因此, 需要通过一定的角度补偿来提高转子位置的估计精度, 即

$$\hat{\theta}_e = \hat{\theta}_{eq} + \arctan\left(\frac{\hat{\omega}_e}{\hat{\omega}_c}\right). \quad (32)$$

通过对式(32)进行微分运算, 可得到PMSM的电角速度表达式, 进而得到电机转速信息. 电角速度表达式为

$$\hat{\omega}_e = \frac{\sqrt{\hat{E}_\alpha^2 + \hat{E}_\beta^2}}{\psi_f}. \quad (33)$$

综上所述, 两级滤波滑模观测器原理如图6所示.

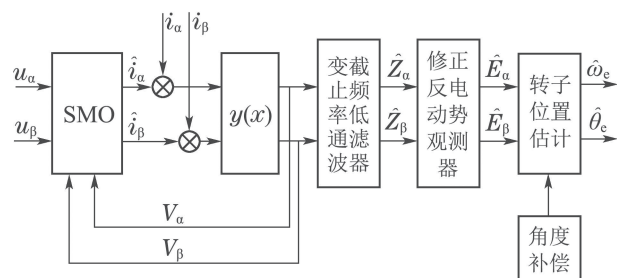


图6 两级滤波滑模观测器原理图

Fig. 6 Schematic diagram of SMO based on two-stage filter

4 仿真实验

通过MATLAB/Simulink仿真来验证本文提出控制策略的优越性和合理性. 控制方案采取基于 $i_d=0$ 的矢量控制. 将本文提出的混合控制策略(图中均称为混合控制策略)和只经一次低通滤波器滤波的传统滑模观测器控制策略进行仿真对比. 其中, 本文提出的混合控制策略系统控制模型如图7所示; 仿真实验中电机参数如表2所示.

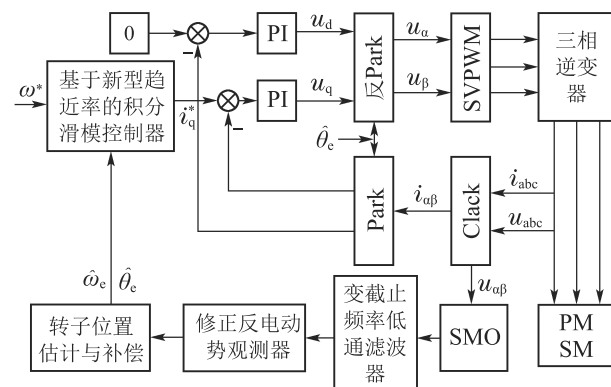


图7 混合控制策略系统原理图

Fig. 7 Schematic diagram of system in the hybrid control strategy

其中, 基于传统滑模观测器的PMSM控制系统参数如下: $k_p=1$, $k_i=0.2$, $\omega_c=20000$, $k_s=200$. 在本

文控制策略中, 趋近率参数 $k = 500$, ε 为模糊算法自整定参数; 两级滤波滑模观测器参数: $k_s = 200$, $k_f = 8$, $k_e = 3000$, $K_1 = 1000$.

表 2 永磁同步电机参数

Table 2 Parameters of the PMSM

参数变量	数值
额定转速 $n/(\text{r} \cdot \text{min}^{-1})$	1000
极对数 n_p	4
定子电感 L_s/mH	8.5
定子电阻 R/Ω	2.875
磁链 ψ_f/Wb	0.175
转动惯量 $J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.003
阻尼系数 $B/(\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s})$	0.008

为检验本文控制策略的启动性能和抗扰动性能, 电机采用空载启动方式, 给定转速 1000 r/min; 在 0.07 s 时转速提高到 1200 r/min; 0.14 s 时负载转矩提高到 5 N·m.

由图8–9可知, 经两级滤波后, 本文观测器的 α 轴反电动势失真程度均低于传统滑模观测器, 且改进后观测器的 α 轴反电动势更接近正弦波.

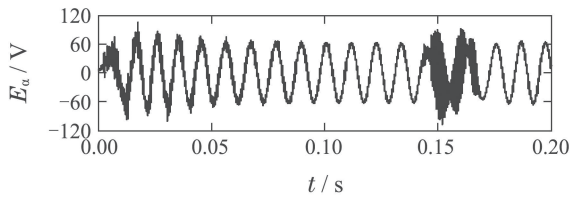


图 8 传统滑模观测器 α 轴反电动势

Fig. 8 Back-EMF of traditional SMO in α axis

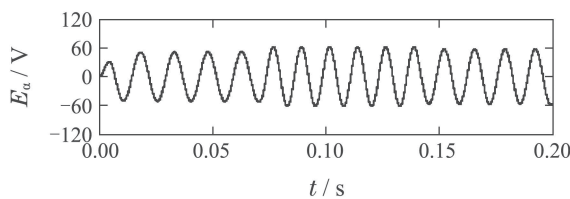


图 9 两级滤波观测器 α 轴反电动势

Fig. 9 Back-EMF of the two-stage filter observer in α axis

由图10–11可知, 相比于传统滑模观测器, 混合控制策略的转速响应在 0.07 s 时, 响应时间出现微量延长(延长时间约在 2×10^{-3} s), 但整体转速响应更加稳定, 抖振问题被有效抑制, 在启动时能够更加快速稳定于给定转速, 应对扰动时, 转速波动幅度更小.

由图12–13可知, 传统滑模观测器稳态时转速误差在 $-8 \sim 10$ r/min 之间剧烈抖动, 抖振明显; 然而在混合控制策略中, 稳态时转速误差范围在 $-2 \sim 3$ r/min 之间, 抖振有明显削弱, 且应对外部扰动时, 转速误差变化较低. 故本文混合控制策略的转速估计精度和鲁棒性整体优于传统滑模观测器.

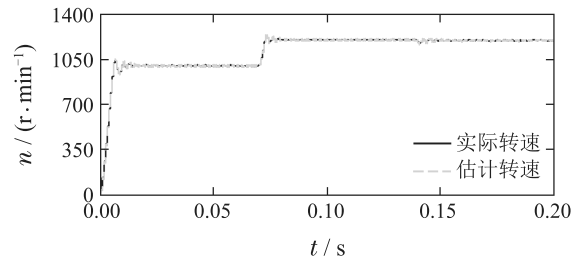


图 10 传统滑模观测器观测转速变化

Fig. 10 Observed speed variation of tradition SMO

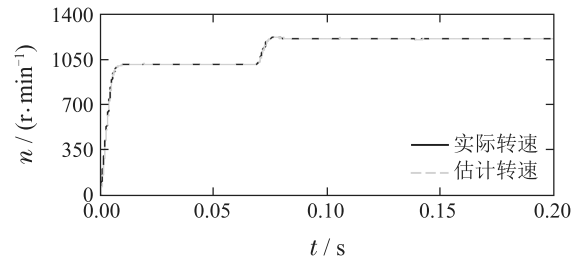


图 11 混合控制策略观测转速变化

Fig. 11 Observed speed variation of the hybrid control strategy

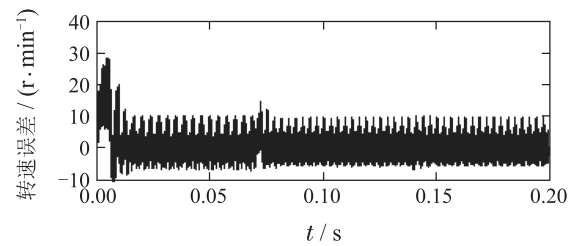


图 12 传统滑模观测器转速误差变化

Fig. 12 Speed error variation of traditional SMO

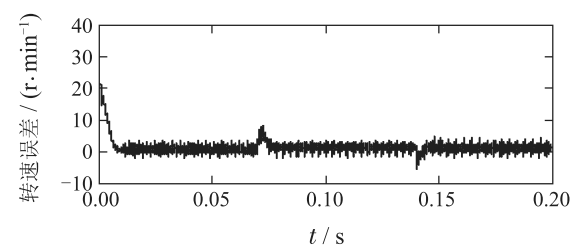


图 13 混合控制策略转速误差变化

Fig. 13 Speed error variation of the hybrid control strategy

由图14–15可知, 传统滑模观测器稳态时转矩脉动十分明显, 在启动和受到扰动时, 转矩脉动更为剧烈, 且恢复稳定时间较长. 而混合控制策略转矩响应整体更加平稳, 无明显脉动, 转矩启动性能和抗扰动性能均优于传统滑模观测器.

由图16–17可知, 传统滑模观测器的电流响应整体畸变率较高, 在启动和受到扰动时, 恢复稳定时间更长. 而混合控制策略的三相电流能过快速趋近于正弦波, 在转速和转矩突变时, 动态响应性能良好.

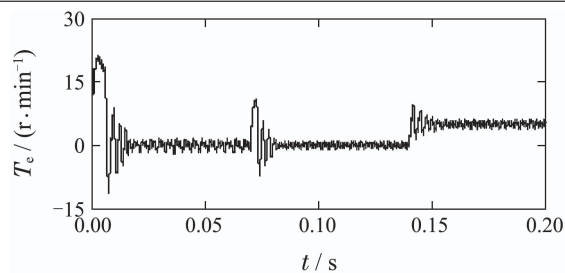


图 14 传统滑模观测器转矩变化

Fig. 14 Torque variation of traditional SMO

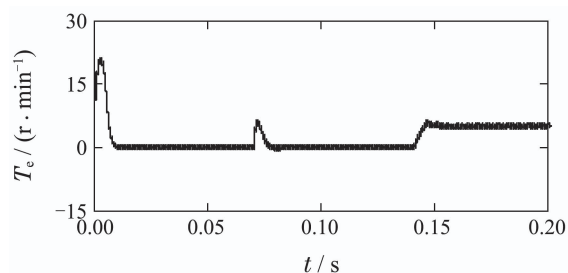


图 15 混合控制策略转矩变化

Fig. 15 Torque variation of the hybrid control strategy

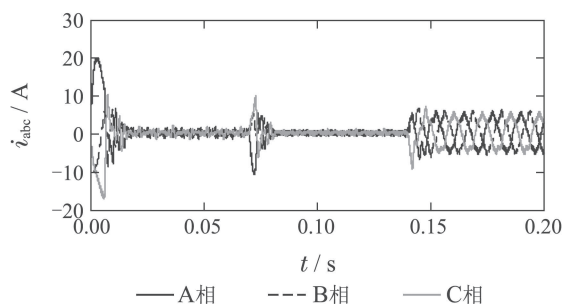


图 16 传统滑模观测器三相电流变化

Fig. 16 Three-phase currents variation of traditional SMO

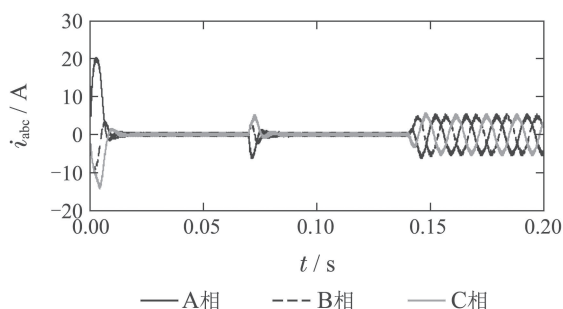


图 17 混合控制策略三相电流变化

Fig. 17 Three-phase currents variation of the hybrid control strategy

5 结论

本文设计了基于新型趋近率模糊积分滑模控制器和两级滤波观测器的PMSM混合控制策略. 首先, 设计了电机控制系统中的速度环, 采用了新型趋近率和模糊控制, 针对扰动情况下, 实现了趋近率参数自整定, 并设计了积分滑模结构, 可有效减小滑模抖振和高频噪声的干扰, 实现了对转速的精确控制.

其次, 在滑模观测器中, 采用了变截止频率低通滤波器和修正反电动势观测器对反电动势进行两级滤波, 解决了传统滑模观测器中, 截止频率为定值的低通滤波器在高频分量变化时自适应能力较差和纹波分量无法有效滤除的问题, 有效提高了观测器的自适应能力, 并滤除了观测反电动势中的高频分量和纹波分量, 提高了反电动势观测精度; 且通过对转子位置的合理补偿, 有效提高了转子位置估计精度.

最后, 通过与传统滑模观测器控制策略进行仿真实验对比. 可以看出本文提出的混合控制策略有效抑制转速响应的超调和抖振, 有效改善转矩响应的脉动现象, 且三相电流能够快速趋近于正弦波, 验证了本文混合控制策略的优越性. 但控制系统的复杂性有所增加, 致使系统运算时间有微量延长. 下一步笔者拟采用高性能DSP芯片实现本文提出的控制策略, 以改善因控制系统增加复杂性所导致的运算时间延长问题.

笔者的主要目的是针对永磁同步电机的无位置传感器控制在伺服领域的应用, 提出一种有效的控制策略; 同时也希望为后期大功率永磁同步电机在轨道交通领域的应用提供探索.

参考文献:

- [1] XU Weiqi, ZHANG Bin, WEN Xue. Sensorless FCS-MPC using fractional-order sliding-mode observer for permanent magnet synchronous motor fed by three-phase eight-switch fault-tolerant inverter. *Control Theory & Applications*, 2018, 35(7): 1037 – 1049.
(许伟奇, 张斌, 汶雪. 基于分数阶滑模观测器的三相八开关容错逆变器驱动永磁同步电机系统无传感器FCS-MPC. 控制理论与应用, 2018, 35(7): 1037 – 1049.)
- [2] SUN Diansheng, ZHANG Yuejin. Sensorless control for interior permanent magnet synchronous motor based on active disturbance rejection control and high frequency signal injection technique. *Control Theory & Applications*, 2017, 34(4): 508 – 514.
(孙佃升, 章跃进. 自抗扰控制和高频信号注入的内嵌式永磁同步电机无位置传感器控制. 控制理论与应用, 2017, 34(4): 508 – 514.)
- [3] LIN F J, HUNG Y C, RUAN K C. An intelligent second-order sliding-mode control for an electric power steering system using a wavelet fuzzy neural network. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2014, 22(6): 1598 – 1611.
- [4] LI Feng, CHE Jin, LIU Daming, et al. Dynamic inductance identification method and rotor position estimation error compensation strategy for IPMSM. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2018, 33(23): 5418 – 5426.
(李峰, 车进, 刘大铭, 等. IPMSM动态电感辨识方法及转子位置估计误差补偿策略. 电工技术学报, 2018, 33(23): 5418 – 5426.)
- [5] WU Huangyuan, WANG Shuanghong, GU Chenglin, et al. An improved decoupling control strategy for the IPMSM. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2015, 30(1): 30 – 37.
(吴荒原, 王双红, 辜承林, 等. 内嵌式永磁同步电机改进型解耦控制. 电工技术学报, 2015, 30(1): 30 – 37.)
- [6] VERRELLI C, BIFARETTI S, CARFAGNA E, et al. Speed sensor fault tolerant PMSM machines: From position-sensorless to sensorless control. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2019, 55(4): 3946 – 3954.

- [7] HU Q, LIU L, YANG H. A sliding mode speed controller based on novel reaching law of permanent magnet synchronous motor system. *Chinese Automation Congress*. Jinan: IEEE, 2017: 954 – 958.
- [8] LENG J W, CHANG M. Sliding mode control for PMSM based on a novel hybrid reaching law. *Chinese Control Conference*. Wuhan: IEEE, 2018, 7: 3006 – 3011.
- [9] FAN Ying, ZHOU Xiaofei, ZHANG Xiangyang, et al. Sliding mode control of IPMSM system based on a new reaching law and a hybrid speed controller. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2017, 32(5): 9 – 18.
(樊英, 周晓飞, 张向阳, 等. 基于新型趋近律和混合速度控制器的 IPMSM 调速系统滑模变结构控制. 电工技术学报, 2017, 32(5): 9 – 18.)
- [10] PAN Feng, YAN Genglong, YUAN Weihua, et al. Research on direct torque control for permanent magnet synchronous motor based on the double sliding mode. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2018, 33(S2): 427 – 433.
(潘峰, 闫庚龙, 苑伟华, 等. 基于双滑模的永磁同步电机直接转矩控制. 电工技术学报, 2018, 33(S2): 427 – 433.)
- [11] DING Wen, LIANG Deliang, LUO Zhanqiang. Position sensorless control of PMSM using sliding mode observer with two-stage filter. *Electric Machines and Control*, 2012, 16(11): 1 – 10.
(丁文, 梁得亮, 罗战强. 两级滤波滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制. 电机与控制学报, 2012, 16(11): 1 – 10.)
- [12] ZHANG Liwei, LI Hang, SONG Peipei, et al. Sensorless vector control using a new sliding mode observer for permanent magnet synchronous motor speed control system. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2019, 34(S1): 70 – 78.
(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. 电工技术学报, 2019, 34(S1): 70 – 78.)
- [13] CHAOUI H, KHAYAMY M, OKOYE O, et al. Simplified speed control of permanent magnet synchronous motors using genetic algorithms. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(4): 3563 – 3574.
- [14] LEE, DONG-MYUNG. On-line parameter identification of SPM motors based on MRAS technique. *International Journal of Electronics*, 2017, 104(4): 593 – 607.
- [15] KIVANC O C, OZTURK S B. Sensorless PMSM drive based on stator feedforward voltage estimation improved with MRAS multi-parameter estimation. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2018, 23(3): 1326 – 1337.

作者简介:

赵峰 教授, 硕士, 目前研究方向为铁道电气化与自动化、电能质量分析、永磁同步电机控制, E-mail: zhaofeng818@mail.lzjtu.cn;

罗雯 硕士研究生, 目前研究方向为永磁同步电机控制, E-mail: 851635252@qq.com;

高锋阳 教授, 硕士, 目前研究方向为永磁同步电机控制, E-mail: 329365048@qq.com;

余佳乐 硕士研究生, 目前研究方向为永磁同步电机控制, E-mail: 452057117@qq.com.