

doi: 10.3969/j.issn.1674-8425(z).2020.05.026

本文引用格式: 叶超, 李洪文, 邓永停, 等. 基于新型饱和函数和 PI 观测器的 PMSM 滑模控制 [J]. 重庆理工大学学报(自然科学) 2020, 34(5): 204-213.

Citation format: YE Chao, LI Hongwen, DENG Yongting, et al. PMSM Sliding Mode Control Based on Novel Saturation Function and PI Observer [J]. Journal of Chongqing University of Technology(Natural Science) 2020, 34(5): 204-213.

基于新型饱和函数和 PI 观测器的 PMSM 滑模控制

叶超^{1,2}, 李洪文¹, 邓永停¹, 刘京¹, 邵蒙^{1,2}, 费强^{1,2}

(1. 中国科学院 长春光学精密机械与物理研究所, 长春 130033;
2. 中国科学院大学, 北京 100039)

摘 要: 针对滑模变结构控制存在的抖振问题, 分析了抖振产生原因, 提出了利用新型反正切饱和函数减小系统抖振的方法; 为了克服扰动对永磁同步电机转速的影响, 设计了基于 Luenberger 观测理论的比例积分观测器(PIO), 利用线性系统理论中的可观性证明了观测器误差动态方程收敛为零, 实现对未知扰动的观测; 并采用前馈补偿结构, 抑制了扰动对转速的影响, 进一步提高了系统鲁棒性。仿真和实验结果验证了所提方法的有效性。

关键词: 永磁同步电机; 滑模控制; 饱和函数; 抖振; PI 观测器; 鲁棒性

中图分类号: TM351

文献标识码: A

文章编号: 1674-8425(2020)05-0204-10

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



PMSM Sliding Mode Control Based on Novel Saturation Function and PI Observer

YE Chao^{1,2}, LI Hongwen¹, DENG Yongting¹, LIU Jing¹,
SHAO Meng^{1,2}, FEI Qiang^{1,2}

(1. Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics,
Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China;
2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)

Abstract: Aiming at the problem of chattering in sliding mode variable structure control, after analyzing the causes of chattering, a new method of reducing chattering by arc tangent saturation function is proposed. At the same time, in order to overcome the influence of disturbance on the

收稿日期: 2019-05-09

基金项目: 国家自然科学基金项目(11603024); 长春市科技发展计划资助项目: 新能源电动汽车电机驱动控制器开发(18SS007)

作者简介: 叶超, 男, 硕士, 主要从事伺服控制技术研究, E-mail: yechao_2011@163.com; 通讯作者 李洪文, 男, 博士, 研究员, 主要从事精密跟踪控制技术及电子学设计研究, E-mail: lihongwen1970@sohu.com。

speed of permanent magnet synchronous motor, a proportional integral observer (PIO) based on Luenberger observation theory is designed, the observability in the linear system theory is used to prove that the observer error dynamic equation converges to zero, and then the observation of the unknown disturbance is realized. The feedforward compensation structure is used to offset the influence of the disturbance on the rotational speed, which further improved the system robustness. The effectiveness of the proposed method is verified by simulation and experiment.

Key words: PMSM; sliding mode control; saturation function; chattering; PI observer; robustness

近年来,永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)因具有转动惯量比大、功率密度高、调速范围宽、可靠性高等优点^[1]在电动汽车、机器人、数控机床、伺服转台等不同领域得到了广泛应用。

永磁同步电机控制系统是多变量、强耦合、非线性系统。传统的PID控制器因参数整定简单而在工业系统中被大量应用,但由于其对控制对象参数敏感、鲁棒性不强等原因,吸引众多研究者探索鲁棒性更强的控制律。滑模控制(sliding mode control, SMC)本质上是1种变结构控制,具有对控制对象参数变化不敏感、鲁棒性强等优点^[2],在PMSM控制系统中大量应用。然而滑模变结构会带来系统抖振问题,滑模的抖振问题一直是研究的热点,近年来,许多研究者基于趋近律方法^[3-5]、边界层^[6-7]方法、模糊-滑模控制法^[8-9]、终端滑模^[10]、高阶滑模^[11]等方法进行研究,都能有效减小滑模抖振。滑模变结构^[12]本质是1种变结构控制,本文以具有平滑性和有界性的反正切函数为新型饱和函数代替传统的符号开关函数,新型饱和函数含有边界层信息,使滑模面在边界层外为滑模变结构控制,在边界层内为可以降低抖振的连续反馈控制。另一方面,滑模控制器输出项包含负载,实际中负载扰动为慢时变信号,影响控制系统精度,通过增大系统增益可以抑制扰动,但也造成了系统更大的抖振,分析抖振和增益大小之间的矛盾后,设计了基于Luenberger观测器的比例积分观测器^[13-14](proportional integral observer, PIO)来观测未知扰动的大小,采用前馈补偿的方法将扰动补偿到电流环,减小扰动造成的转矩波动,使整个滑模控制系统具有强鲁棒性

且抖振较小。

1 永磁同步电机数学模型

首先建立理想PMSM数学模型^[15],作如下假设:

1) 气隙磁场呈标准的正弦分布,电机定子中的电流为三相对称正弦波形,反电动势也为正弦波形。

2) 忽略电机定子铁心饱和,定子硅钢片中的磁链为线性变化。

3) 不计转子铁心涡流和磁滞损耗。则PMSM在 $d-q$ 轴坐标系下的电压方程为

$$\begin{cases} u_d = R \cdot i_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega_e \cdot \lambda_q \\ u_q = R \cdot i_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + \omega_e \cdot \lambda_d \end{cases} \quad (1)$$

式中: $\lambda_d = L_d i_d + \psi_d$, $\lambda_q = L_q i_q + \psi_q$ 分别为 $d-q$ 轴总磁链; ψ_q, ψ_d ($\psi_q = 0$) 分别为 $d-q$ 轴永磁体磁链; ω_e 为电角速度; u_d, u_q 分别为 $d-q$ 轴定子电压; i_d, i_q 分别为 $d-q$ 轴定子电流; R 为三相定子绕组中的电阻; L_d, L_q 分别为 $d-q$ 轴电感,对于表贴式永磁同步电机有 $L_d = L_q = L$ 。

PMSM转子机械运动方程如下:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_d - B \cdot \omega_m \quad (2)$$

式中: ω_m 为机械角速度; J 为转动惯量; T_e 为电磁转矩; T_d 为负载转矩; B 为摩擦因数。

PMSM转子电磁力矩方程:

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} P_n (\lambda_d \cdot i_q - \lambda_q \cdot i_d) = \\ &= \frac{3}{2} P_n (\psi_d \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q) = \\ &= \frac{3}{2} P_n \cdot \psi_d \cdot i_q = K_t \cdot i_q \end{aligned} \quad (3)$$

式中: K_t 为电机转矩常数; p_n 为转子的磁极对数。

2 速度环滑模控制器设计

为了便于实现类似直流电机优越的调速性能, 表贴式永磁同步电机采用 $i_d = 0$ 的控制方式,

此时也是最大力矩电流比控制, 具有较好的控制性能和较高的效率。在速度环中, 控制器输入为速度误差 e_ω , 输出为 $u = i_q^*$, 整个控制系统结构如图 1 所示。

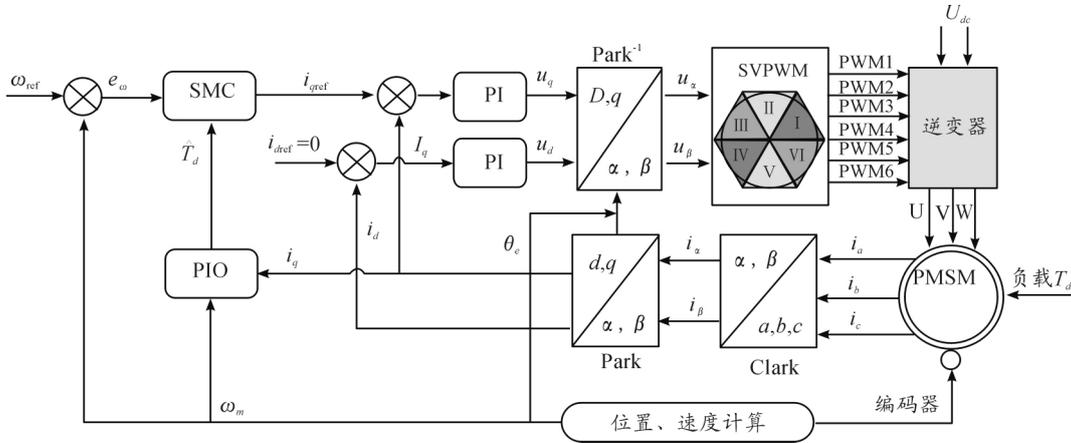


图 1 速度环、电流环控制结构框

传统的 PI 控制对参数变化敏感、动态响应差, 无法满足高性能伺服系统的要求。滑模控制是变结构控制, 因具有强鲁棒性、与系统参数变化无关等优点, 近年来成为电机控制中控制器设计的研究热点。其开关函数的存在是具有与控制参数变化无关优点的关键所在。然而开关函数也带来了输出量的抖振问题, 分析如下。

传统的滑模控制律设计如下:

设计滑模面为

$$s = e + c \cdot \int e dt \quad (4)$$

设计趋近律为

$$\dot{s} = -\varepsilon \cdot \text{sign}(s) - k \cdot s \quad (5)$$

式中: $c > 0$, $e = \omega_{ref} - \omega_m$, ε 为等速趋近律系数, k 为指数趋近律系数, k 的存在使滑模面 s 按照指数规律快速到达滑模面, 当到达滑模面附近时, 趋近速度较慢, 渐近趋近滑模面, 因此在指数趋近律基础上添加等速趋近律, 使相轨迹在靠近滑模面附近时能较快到达滑模面^[16]。

对式(4)中 s 求导, 联立式(2)可得

$$\dot{e} = \dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega}_m =$$

$$\dot{\omega}_{ref} - \left(\frac{K_t}{J} i_q - \frac{T_L}{J} - \frac{B}{J} \omega_m \right) \quad (6)$$

结合趋近律公式(5)速度环控制器输出, 即

$$i_q^* = \frac{J}{K_t} \left[\dot{\omega}_{ref} + \frac{T_L}{J} + \frac{B}{J} \omega_m + c \cdot e + \varepsilon \cdot \text{sign}(s) + k \cdot s \right] \quad (7)$$

分析控制器输出不难发现: 滑模控制器输出项包含 1 个造成控制量抖振的量 $J/K_t \cdot \varepsilon \cdot \text{sign}(s)$, 虽然可以通过减小 ε 值来减弱滑模控制器的抖振, 但前面分析得知, 这会降低相轨迹到达滑模面的趋近速度, 增大系统稳定的时间, 使系统对扰动的抑制能力减弱, 即减小了系统的鲁棒性, 降低了系统的控制性能。

很多研究者通过设计不同的饱和函数 $\text{sat}(s)$ 代替符号函数 $\text{sign}(s)$, 取得了不错的效果, 但参数的选择较多^[17], 实现起来较复杂。本文在其他参数不变的情况下, 加入 c_0 ($c_0 > 0$) 系数, 设计新的开关函数: $\text{sat}(s) = \arctan(c_0 \cdot s)$, 即反正切函数。

反正切函数图形如图 2 所示, 可以看出: 随着 s 绝对值增大输出有界, 值域为 $(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2})$ 。

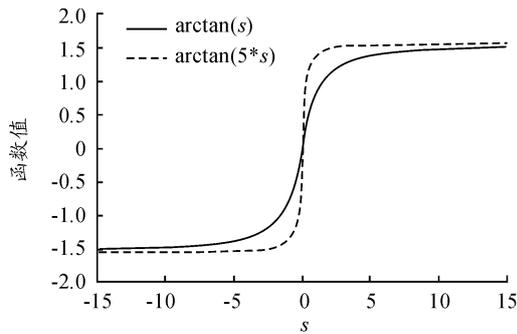


图2 新型反正切函数曲线

从图2中可以看出: 新的开关函数曲线非常光滑, 在 s 靠近 0 的过程中其值逐渐减小, 最后为 0, 在 $|s|$ 逐渐变大的过程中, 其值域能迅速变为值域上下界。在等速趋近律 ε 系数取值较大的情况下, 这种设计利用了新反正切函数曲线的有界性和平滑性, 减小抖振的本质是与系数 ε 相乘改变了等速趋近律的增益, 在滑模面 s 的值很大时, 系统增益为大的设定值, 在靠近滑模面时, 系统增益随着饱和函数值变小而减小。这样的设计既保持了靠近滑模面的滑动速率, 又减小了滑动过程控制量的波动, 减弱了滑模控制律的抖振。结构简单, 利于工程化实现。

定义 Lyapunov 稳定性方程:

$$V = \frac{1}{2}s^2 \quad (8)$$

对 V 求导得

$$\dot{V} = s \cdot \dot{s} \quad (9)$$

由式(5) 联立可得

$$\dot{V} = s \cdot \dot{s} = s(-\varepsilon \cdot \arctan(c_0 \cdot s) - k \cdot s) = -s \cdot \varepsilon \cdot \arctan(c_0 \cdot s) - k \cdot s^2 \quad (10)$$

其中 $k > 0, c_0 > 0, \varepsilon > 0$, 又由于 \arctan 函数为奇函数, 则当 $s > 0$ 时: $\arctan(c_0 \cdot s) > 0, -\varepsilon \cdot s \cdot \arctan(c_0 \cdot s) < 0, -k \cdot s^2 < 0$; 当 $s < 0$ 时: $\arctan(c_0 \cdot s) < 0, -\varepsilon \cdot s \cdot \arctan(c_0 \cdot s) < 0, -k \cdot s^2 < 0$ 。

综上所述, $\dot{V} = s \cdot \dot{s} < 0$, 根据 Lyapunov 稳定性定理, 系统是稳定的, 滑模面 s 最终收敛为零。

通过以上分析可以得到改进的滑模控制器输出为

$$i_q^* = \frac{J}{K_t} \left[\dot{\omega}_{ref} + \frac{B}{J} \omega_m + \frac{T_L}{J} + c \cdot e + \varepsilon \cdot \text{sat}(s) + k \cdot s \right] \quad (11)$$

其中 $\text{sat}(s) = \arctan(c_0 \cdot s)$ 。

从式中可以看出: 控制器输出与名义负载转矩 T_L 呈比例关系, 实际上真实的负载转矩是一个变化的转矩, 这也是造成速度波动的主要因素, 如果能够观测出这个变化量, 进而在速度环输出端补偿扰动, 可以改善速度的波动。

3 PI 观测器设计及补偿

通过以上分析可知: 只要观测出负载扰动力矩的大小, 进行前馈补偿, 便可进一步提高系统的鲁棒性, 减小转矩电流脉动。基于此, 设计比例积分观测器。比例积分观测器是基于 Luenberger 状态观测器将未知的输入扰动作为状态量, 组成新的可观测系统, 实现转速和扰动转矩的观测系统。

3.1 Luenberger 观测器原理

Luenberger 观测器是观测系统状态, 不能够观测出未知扰动的大小^[18]。

对于如下没有扰动输入的线性系统:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (12)$$

设计 Luenberger 观测器状态方程如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + H(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (13)$$

其中: x, u, y 为系统的 $n \times 1$ 状态向量; $q \times 1$ 为已知输入向量; $p \times 1$ 为系统输出向量; A, B, C 为相应维数的矩阵; \hat{x}, \hat{y} 为观测器相应的状态估计向量、输出估计向量; H 为观测器增益矩阵。

Luenberger 观测器结构框图如图 3 所示。

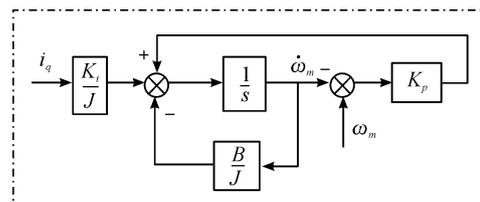


图3 Luenberger 观测器结构

定义观测误差: $e_o = x - \hat{x}$, 得误差系统方程为

$$\dot{e}_o = (A - HC) e_o \quad (14)$$

通过极点配置的方法使等效系统的特征值都在左复半平面上, 估计出系统的各个初始状态值。

式(15)(16)与 Luenberger 结构类似, 由之前所述 Luenberger 观测器误差方程可得 PI 观测器观测误差方程:

$$\dot{e}_{obv} = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} - K_{op} & -\frac{1}{J} \\ -K_{oi} & 0 \end{bmatrix} e_{obv} \quad (19)$$

其中 $e_{obv} = \begin{bmatrix} e_{\omega} \\ e_{T_d} \end{bmatrix}$, $e_{\omega} = \omega - \hat{\omega}$; $e_{T_d} = T_d - \hat{T}_d$ 。

依据特征值在左复半平面条件可得增益参数范围为: $K_{op} > -\frac{B}{J}$, $K_{oi} < 0$ 。为了获得观测器较好的动态性和稳定性, 可以在这个范围内设定 K_{op} 、 K_{oi} 的大小。

以上过程证明了 PI 观测器的观测误差收敛为零, 即可以观测出转速以及未知扰动的转矩。由式(17)可得观测的扰动力矩为

$$\hat{T}_d = K_i \int (\omega - \hat{\omega}) dt = T_d \quad (20)$$

含有新型饱和函数的滑模控制器作为速度环控制器, 将观测得到的负载扰动力矩前馈补偿到滑模控制器的输出端, 得到相应的补偿电流控制量。此控制策略不仅减少了滑模控制带来的抖振, 而且提高了系统对负载扰动的鲁棒性。

4 仿真与实验分析

为了验证本文提出改进策略的有效性, 进行了仿真以及实验验证。

所用 PMSM 参数如表 1 所示, 在 Matlab/Simulink 模块中搭建仿真系统, PMSM 控制系统仿真模块如图 5 所示。

表 1 永磁同步电机参数

参数	数值
定子电阻 R/Ω	13.0
相电感 L/mH	31.87
磁极对数 P_n	4
转矩系数 $K_t/(N \cdot m \cdot A^{-1})$	0.712
转动惯量 $(J \cdot (kg \cdot cm^2)^{-1})$	0.17

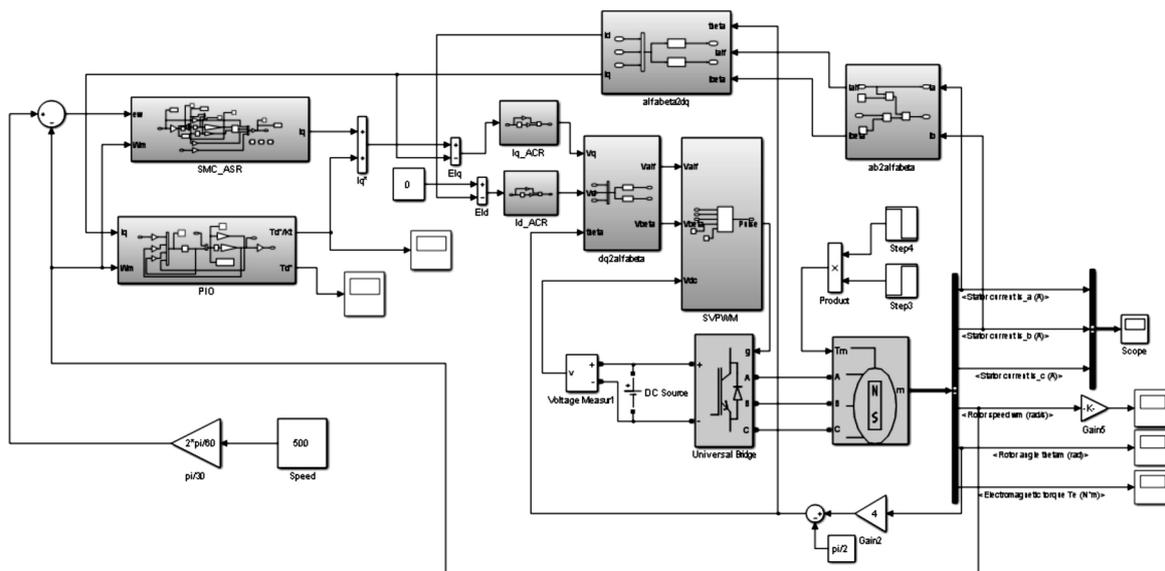


图 5 PMSM 控制系统仿真模块

仿真分为 2 个部分, 首先验证所提出改进型趋近律中开关函数对抖振抑制的有效性, 再验证所设计的 PI 观测器能否有效观测出扰动力矩以

及补偿后的速度响应曲线。电流环为传统的 PI 控制器, 控制器参数为 $K_{pc} = 1200$, $K_{ic} = 120$; 速度环采用 2 种不同的控制律来跟踪阶跃速度信号。

4.1 新型饱和函数的滑模控制器仿真分析

在系统控制框图中设计 1 个用反正切函数作为开关函数的滑模速度控制器,为了更加严谨,在其他参数不变的情况下,反正切函数后边乘以 $2/\pi$ 的系数。给定系统 1 个 500 r/min 的阶跃信号,在速度稳定后,与传统的以符号函数为开关函数的滑模控制律比较速度的波动情况,仿真参数为 $c = 800$, $\varepsilon = 3\ 000$, $c_0 = 100$, $k = 1\ 000$,仿真结果如图 6~9 所示。

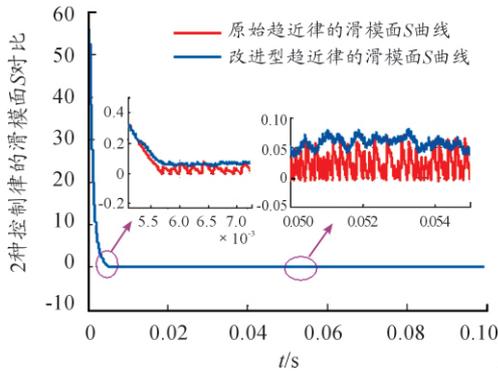


图 6 2 种 SMC 滑模面的对比

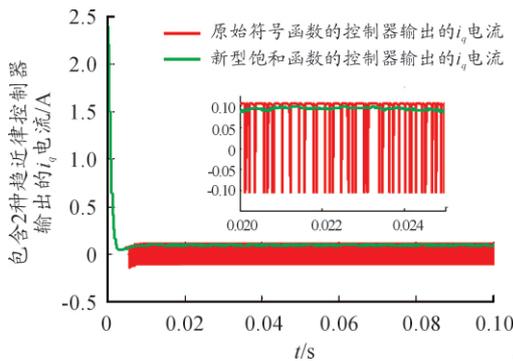


图 7 2 种开关函数的 SMC 输出电流 i_d 抖振对比

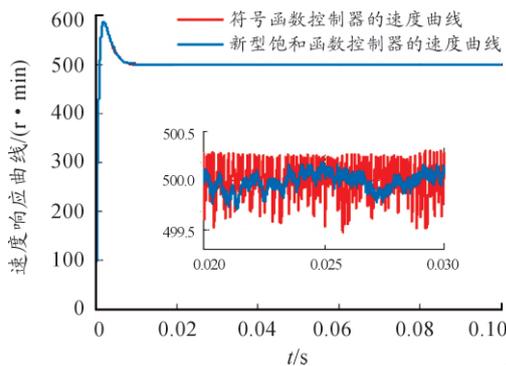


图 8 2 种开关函数的 SMC 速度响应曲线

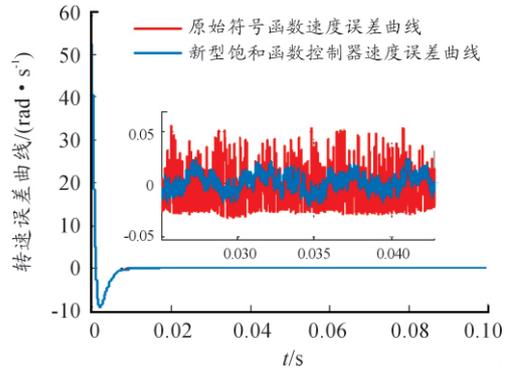


图 9 2 种滑模控制器速度误差曲线

从图 6 可以看出:滑模面 s 函数值在趋近阶段响应相同,在到达滑模面附近时,采用符号函数为切换函数的趋近律为等速趋近律, s 函数值变化较快,在 $s = 0$ 附近来回穿越即抖振。采用新型饱和函数的控制器由于在将要到达滑模面时原始的等速趋近速率和平滑减小的 $\arctan(c_0 \cdot s)$ 相乘,使趋近增益也平滑地减小。在饱和函数 $\arctan(c_0 \cdot s)$ 中 c_0 决定了滑模面宽度的大小,本系统可以看出:滑模面宽度 $\Delta = 0.05$,在滑模面以外仍然近似等效为变结构控制,当滑模面函数 s 到达宽度 $s = 0.05$ 以内时,整个控制器变为连续控制,滑模面函数渐近稳定在 0 附近。由于是连续控制,所以穿越滑模面的次数较少,减小了滑模面的波动。从图 7 可以看到:包含符号函数趋近律控制器得到的输出电流和包含改进型开关函数趋近律控制器得到的输出电流在趋近阶段(包括幅值和时间)几乎一样,但在稳态后差别很大,前者在 $-0.1 \sim 0.1$ A 不停地切换变化,每个控制周期的切换时间是随误差变动的,类似于斩波的占空比原理;后者在 0.095 A 附近波动,输出 i_d 的波动较小。

得到电流变化的情况后,不难理解图 8 的速度响应曲线。可以直观看出:传统趋近律的滑模控制器输出的速度波动明显大于改进型趋近律的滑模控制器输出的速度波动,二者速度响应的超调量一样,都为 17.4%。从图 9 误差曲线可以看出:前者稳态的速度波动在 ± 0.3 r/min,后者稳态速度波动在 ± 0.2 r/min 且速度波动的频次较前者低。

从仿真结果可以得出结论:包含新型符号函

数趋近律的滑模控制器结构简单,容易调节参数,而且效果较好,能在一定程度上减小滑模控制律的抖振。

4.2 PI观测器及补偿仿真

为了提高伺服系统的鲁棒性,针对以上参数的PMSM系统,设计了1个PI观测器,将观测的扰动力矩动态补偿到速度环的输出端。取 $K_{op} = 35\ 000$, $K_{oi} = -4\ 500$,在0.04 s时对电机施加一个 $0.4\ \text{N}\cdot\text{m}$ 的阶跃负载扰动,0.06 s后卸载此扰动,滑模速度控制器各个参数不变。为了便于对比,设计传统的PI速度控制器,参数为 $K_p = 0.06$, $K_i = 50$,电流环参数与滑模控制系统电流环的参数一致。观测的扰动力矩曲线如图10所示,可以看出PI观测器能准确估计出负载力矩的大小。以此估计的力矩大小,前馈补偿到速度控制器输出端,使速度较快地稳定在给定值,提高系统的鲁棒性。将观测结果补偿到控制器输出端的速度响应曲线如图11所示。其与传统的PI控制系统比较如图12所示。

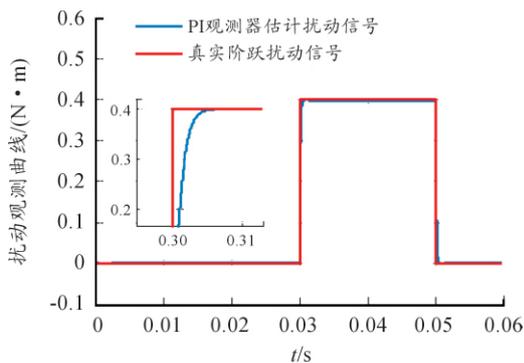


图10 PI观测器观测负载扰动曲线

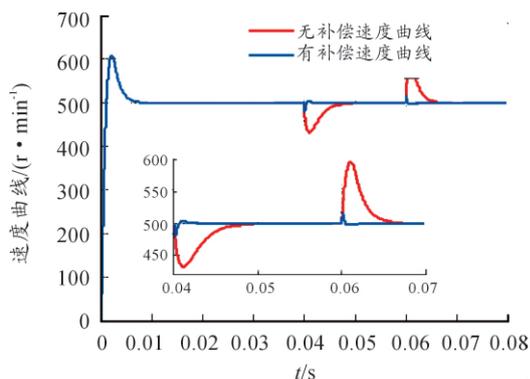


图11 PIO观测扰动补偿后滑模速度环响应曲线

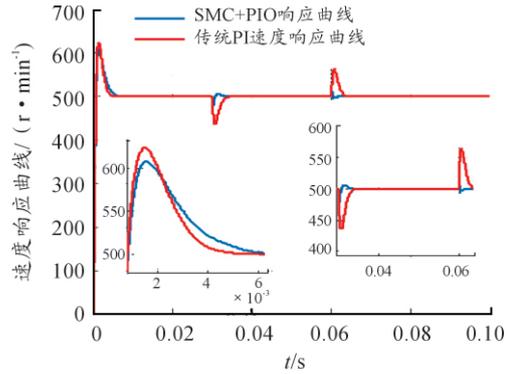


图12 传统PI速度控制器与SMC+PIO策略速度对比

将观测值补偿到控制器的输出端后,速度响应快速稳定在了给定值。整个速度波动很小,无补偿的扰动造成的波动在 $60\ \text{r}/\text{min}$,补偿后在 $20\ \text{r}/\text{min}$,改善了66.7%,且稳定时间变小。整个基于新型饱和函数和PI观测器的PMSM滑模速度控制系统比传统的PI速度控制系统速度响应的超调量小,负载变动时系统的抗扰动能力增强。

4.3 实验分析

通过如图13中PMSM实验平台,验证设计的控制算法有效性,主控制器由高性能的DSP(TMS320F28335)及其外围电路组成,协处理器由FPGA(EP3C40F324)组成。驱动器为三菱公司的IPM(PM75RLA120)。电机光电编码器为增量式,经过FPGA四倍频后为 $100\ 000\ \text{Pulse}/\text{r}$,电流环采样率为 $10\ \text{kHz}$,速度环采样率为 $1\ \text{kHz}$ 。



图13 PMSM实验平台

电流环PI控制器参数为 d 、 q 轴相同, $K_p = 3.0$, $K_i = 0.18$, q 轴电流限幅为 $2\ \text{A}$;传统速度环PI

控制器参数为 $K_p = 0.021$, $K_i = 0.0002$; 滑模控制器参数为 $c = 10$, $\varepsilon = 60$, $\rho_0 = 100$, $k = 50$; PI 观测器参数为 $K_{op} = 20.0$, $K_{oi} = -0.9$ 。负载扰动通过磁粉制动器添加 $0.4 \text{ N} \cdot \text{m}$ 大小的阶跃力矩。观测器实测值如图 14 所示, 能较快地观测出扰动的大小。速度控制信号为 500 r/min 的阶跃信号, 传统 PI 速度控制器的速度响应如图 15 所示, 基于新型饱和函数和 PI 观测器的滑模速度控制系统响应如图 16 所示。

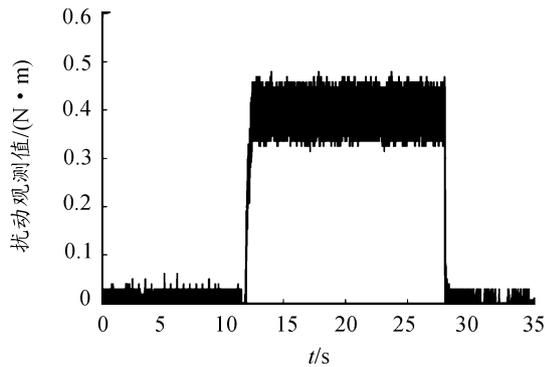


图 14 扰动观测值

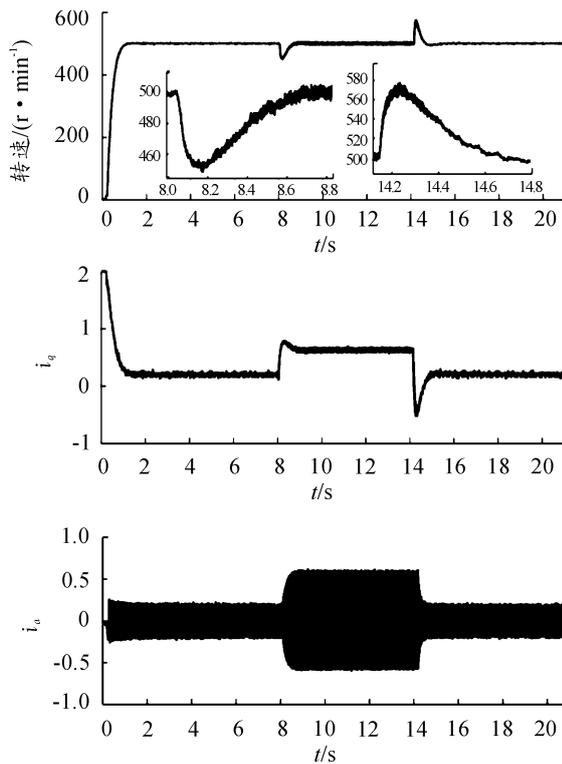


图 15 传统 PI 速度控制器的速度响应

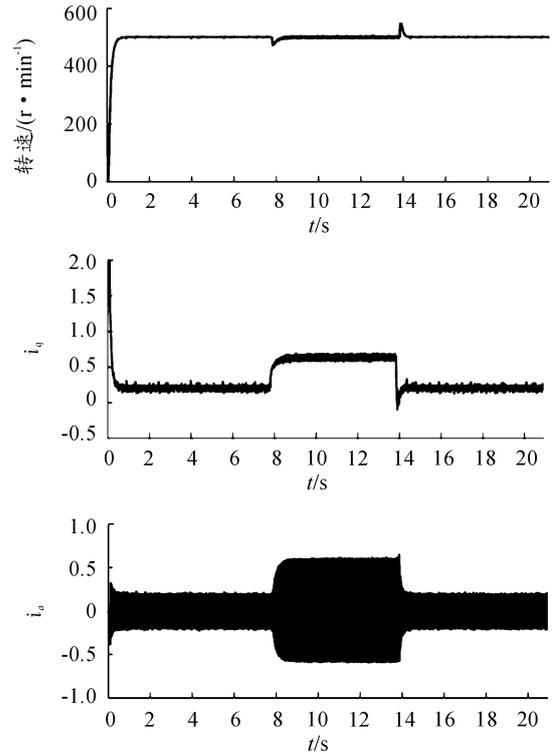


图 16 SMC + PIO 控制策略速度响应

从图中可以看出: 传统的 PI 速度控制系统上升时间较长, 需要 0.7 s , 当突加 $0.4 \text{ N} \cdot \text{m}$ 负载时速度波动较大, 下降 50 r/min , 且恢复稳定时间较长, 需要 0.5 s 才稳定在给定值; 而基于新型饱和函数和 PI 观测器的滑模速度控制系统, 上升时间较短, 需要 0.5 s 时间, 当突加同样负载时速度波动较小, 下降 30 r/min , 且恢复稳定值时间较短, 只需 0.35 s 即可稳定在给定值。综合仿真和实验结果证明: 本文提出的新型饱和函数和 PI 观测器的永磁同步电机速度环控制系统能有效减小速度波动, 提高了抗扰动性。

5 结束语

基于反正切函数的新型饱和和开关函数可有效减小滑模控制抖振, 在远离滑模面边界层时为动态响应快的滑模变结构控制。在滑模面边界层内采用平滑的饱和函数可有效抑制控制器抖振, 边界层大小可以通过参数 c_0 来调节。针对扰动问题, 基于 Luenberger 观测理论的 PI 观测器能较好

地观测出扰动值的大小,通过前馈补偿到电流环控制器,能有效减小扰动造成的速度波动,提高系统的鲁棒性。

参考文献:

- [1] 彭海涛,何志伟,余海阔.电动汽车用永磁同步电机的发展分析[J].微电机,2010,43(6):78-81.
- [2] 刘金琨,孙富春.滑模变结构控制理论及其算法研究与进展[J].控制理论与应用,2007,24(3):407-418.
- [3] FALLAHA C J, SAAD M, KANAAN H Y, et al. Sliding-mode robot control with exponential reaching law [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(2): 600-610.
- [4] ZHANG Xiaoguang, ZHAO Ke, SUN Li, et al. A PMSM sliding mode control system based on a novel reaching law [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(24): 77-82.
- [5] 张宏达,贾贵玺,郭锦波.永磁同步电机的趋近律滑模控制[J].重庆理工大学学报(自然科学),2015(3):89-94.
- [6] CHEN M S, HWANG Y R, TOMIZUKA M. A state-dependent boundary layer design for sliding mode control [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2002, 47(10): 1677-1681.
- [7] YOO D S. Integral sliding mode control with adaptive boundary of nonlinearities for robot manipulators [C]// ICCAS-SICE, USA: IEEE, 2009.
- [8] SINGH M, CHANDRA A. Application of adaptive network-based fuzzy inference system for sensorless control of PMSG-based wind turbine with nonlinear-load-compensation capabilities [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(1): 165-175.
- [9] 米林,周鹏,谭伟.基于自适应模糊滑模的开关磁阻电机控制[J].重庆理工大学学报(自然科学),2018,32(12):162-169.
- [10] 李江波,刘述喜,陈渝光.基于改进型非奇异模糊终端滑模观测器的PMSM无传感器控制[J].重庆理工大学学报(自然科学),2018,32(4):193-198.
- [11] JULIAN Y C, KELVIN K S, HENRY S H, ET AL. High-order switching surface in boundary control of inverters [C]//Power Electronics Specialists Conference, IEEE, 2007: 1753-1765.
- [12] 刘伟,居鑫,王日中,等.基于滑模变结构的双馈风力发电机网侧PWM变换器控制研究[J].重庆理工大学学报(自然科学),2018,32(3):227-235.
- [13] 蒋国平,王锁萍.具有未知输入干扰的状态估计器的设计[J].南京邮电大学学报(自然科学版),1998,18(1):90-93.
- [14] LUENBERGER D. An introduction to observers [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1971, 16(6): 596-602.
- [15] 康劲松,蒋飞,钟再敏.电动汽车用永磁同步电机弱磁控制策略综述[J].电源学报,2017(1):19-26.
- [16] 毛亮亮,周凯,王旭东.永磁同步电机变指数趋近律滑模控制[J].电机与控制学报,2016,20(4):106-111.
- [17] 杜昭平,李凯,张玉良.基于新型饱和函数滑模观测器的永磁同步电机控制系统[J].电机与控制应用,2018,45(6):6-11.
- [18] 李立毅,谭广军,刘家曦.基于Luenberger观测器的高速PMSM无传感器技术研究[J].微特电机,2013,41(4):31-34,62.
- [19] 李振营,沈毅,胡恒章.具有未知输入干扰的观测器设计[J].航空学报,2000,21(5):471-473.
- [20] 程兆林.线性系统理论[M].北京:科学出版社,2006.

(责任编辑 符有梅)