

基于加权积分型增益的永磁同步电机滑模控制^{*}

王红艳¹, 陈景文², 李英春²

(1. 陕西科技大学 信息与网络管理中心, 陕西 西安 710021;

2. 陕西科技大学 电气与控制工程学院, 陕西 西安 710021)

摘要: 针对传统滑模控制器(SMC)存在抖振、动静特性不佳的问题, 提出一种基于加权积分型增益的SMC。新型趋近律在传统指数趋近律的基础上引入加权积分型增益, 并经过李雅普诺夫定理验证滑模面的可达性。将加权积分型增益SMC与传统、积分型增益SMC进行对比。仿真结果表明, 所提加权积分型增益SMC能够改善传统SMC的抖振, 减小滑模观测器的估算偏差, 并且具有快速性和对外部干扰的不敏感性, 证明了所提控制策略的有效性与优越性。

关键词: 永磁同步电机; 滑模控制器; 新型趋近律; 抖振抑制

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)05-0021-05

doi: 10.12177/emca.2021.006

Sliding Mode Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Weighted Integral Gain^{*}

WANG Hongyan¹, CHEN Jingwen², LI Yingchun²

(1. Information and Network Management Center, Shaanxi University of Science & Technology, Xi'an 710021, China;

2. School of Electrical and Control Engineering, Shaanxi University of Science & Technology, Xi'an 710021, China)

Abstract: Aiming at the problems of chattering and poor dynamic and static characteristics of traditional sliding mode controller (SMC), an SMC based on weighted integral gain is proposed. Based on the traditional exponential reaching law, the new reaching law introduces the weighted integral gain, and the accessibility of the sliding mode surface is verified by Lyapunov theorem. The weighted integral gain SMC, the traditional SMC and the integral gain SMC are compared. The simulation results show that the proposed weighted integral gain SMC can suppress the chattering of SMC and reduce the sliding mode observer estimation variance, and it has quickness and the insensitivity of external interference. The effectiveness and superiority of the control strategy are proved.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); sliding mode controller (SMC); new reaching law; chattering suppression

0 引言

永磁同步电机(PMSM)矢量控制系统中的速度控制一般采用PI控制器,但在运行过程中会因

自身参数的改变或受到外部干扰而导致无法完成系统指标。滑模控制(SMC)具有响应快速性和扰动不敏感性,但往往会给系统带来抖振。为减小抖振,提高系统的动静特性,国内外学者进行了

收稿日期: 2021-01-11; 收到修改稿日期: 2021-02-25

^{*} 基金项目: 陕西省自然科学基金基础研究计划项目(2020JM-511)

作者简介: 王红艳(1980—),女,高级工程师,研究方向为控制理论与控制工程。

陈景文(1978—),男,博士,副教授,研究方向为微电网、电机控制等。

大量研究。文献[1]设计了一种变结构积分型 SMC 控制器,利用所设计的负载转矩观测器减小负载带来的干扰,仿真结果表明有效减小了抖振。文献[2-3]提出了一种自适应 SMC 策略,此 SMC 基于非线性滑模面,控制增益经自适应参数精确校正后,减小了系统的抖振。文献[4]采用双电机驱动的伺服控制系统,通过间隙函数建立了新的数学模型,提出了一种反步 SMC 算法来解决高阶动力系统的问題,该算法消除了系统的抖动,效果优异,并设计了滑模观测器来估算参数,仿真结果证明了该方法在速度估算方面的优越性。文献[5-7]通过卡尔曼滤波器估计外部干扰并补偿给控制器输出,在考虑滑模抖振和扰动补偿的前提下,设计了基于干扰观测器的自适应 SMC 控制器,该观测器能较好地满足轨迹跟踪要求。文献[8]设计了一种双滑模直接转矩控制系统,利用无速度传感器滑模观测器将其观测值反馈到磁链与转矩 SMC 控制器削弱转矩脉动,提高鲁棒性。文献[9]针对一类不确定非线性单输入系统的鲁棒性问题,提出一阶 SMC 和基于降阶滑模函数的转矩控制方法。该控制方法保证了整个系统的渐近稳定性,仿真结果表明控制效果良好。文献[10]提出了一种带有非线性扰动观测器的新型 SMC 控制器,有效补偿了系统的扰动,改善了系统的抖振,试验结果表明控制效果较好。文献[11]利用时变 SMC 和积分 SMC 的全局滑模特性,提出了 2 种高效自适应 SMC 方法,结果表明该控制方法响应速度快,系统抖振有效减小。文献[12]提出了一种主动 SMC 控制器,该控制器引入动态输出反馈滑模面,在闭环系统中不需要速度状态。试验结果表明,该方法能很好地抑制抖动,具有鲁棒性和实用性。文献[13]结合模糊控制设计了新型趋近律,通过新型 SMC 控制器改善传统 SMC 控制器的抖振缺陷,并用仿真和试验验证了新型 SMC 控制器的有效性。

针对 PMSM 传统 SMC 控制器存在抖振和动态特性不佳的问题,本文在传统趋近律的基础上引入加权积分型增益设计一种新型 SMC 控制器。该控制器不但能够削弱传统趋近律 SMC 控制器和滑模观测器带来的抖振,而且改善了系统的动态特性。

1 数学模型

以 d - q 坐标系下的电机数学模型为对象,其定子电压方程可以表示为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + \frac{d}{dt}\psi_d - \omega_e\psi_q \\ u_q = Ri_q + \frac{d}{dt}\psi_q + \omega_e\psi_d \end{cases} \quad (1)$$

定子磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2)$$

将式(2)代入式(1),可将定子电压方程写为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \frac{d}{dt}i_d - \omega_e L_q i_q \\ u_q = Ri_q + L_q \frac{d}{dt}i_q + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (3)$$

电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2} p i_q [i_d (L_d - L_q) + \psi_f] \quad (4)$$

式(1)~式(4)中: p 为极对数; u_d 、 u_q 为 d 轴和 q 轴的定子电压; i_d 、 i_q 为 d 轴和 q 轴的定子电流; R 为定子电阻; ψ_d 、 ψ_q 为 d 轴和 q 轴的磁链; ω_e 为电角速度; L_d 、 L_q 为 d 轴和 q 轴电感; ψ_f 为永磁体磁链。

2 改进 SMC 控制器

2.1 传统指数趋近律

指数趋近律的表达式为

$$\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - ks, \varepsilon > 0, k > 0 \quad (5)$$

式中: s 为滑模面; $-\varepsilon \operatorname{sgn}(s)$ 为等速趋近项; $\operatorname{sgn}(s)$ 为符号函数; $-ks$ 为指数趋近项。

传统指数趋近律趋近速率慢,鲁棒性不足,且因为等速趋近项存在带状切换面,控制系统无法趋近原点,所以会在原点附近产生抖振,削弱控制系统的动态特性。针对此类问题,设计了新型指数趋近律。

2.2 新型指数趋近律

设计的新型指数趋近律为

$$\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - qs - K_a |\rho| \operatorname{sgn}(s) \quad (6)$$

式中: $\varepsilon > 0, q > 0, K_a > 0$; K_a 、 K_b 为待调参数; ρ 为积分函数, $\rho = \int_0^t (K_b \rho + s) d\tau$ 。

将加权积分型增益引入指数趋近律中,不但可以消除外部干扰带来的稳态误差,还能够减小系统抖振。新型指数趋近律的系统如下所述:

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (7)$$

将系统的滑模面函数定义为

$$s = Cx \quad (8)$$

式中: A 、 B 和 C 为系统系数矩阵; C 满足滑模稳定条件且 $CB > 0$ 。

定义李雅普诺夫函数:

$$V = \frac{1}{2}s^2 \quad (9)$$

由式(7)~式(9)可得:

$$\dot{V} = s\dot{s} = sC(Ax + Bu) \quad (10)$$

为实现 SMC 需有滑动模态,而李雅普诺夫函数型滑模面有滑动模态的前提条件是:滑模面以外的任意点在有限时间达到滑模面,即

$$V = s\dot{s} < 0 \quad (11)$$

$\dot{s} = 0$, 系统到达最优 SMC 时,系统在滑动模态内的同等控制为 u_{eq} (u 的解)。由式(7)可得:

$$u_{eq} = -(CB)^{-1}CAx \quad (12)$$

引入加权积分型增益,系统控制律如下:

$$u = u_{eq} + u_d \quad (13)$$

$$u_d = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - qs - K_a |\rho| \operatorname{sgn}(s) \quad (14)$$

根据李雅普诺夫函数型达到滑动模态的前提,把设计的控制律代入式(11),可得:

$$\begin{aligned} \dot{V} = s\dot{s} = sC(Ax + Bu) &= sCAx + sCBu = \\ sCAx + sCB[-(CB)^{-1}CAx - \varepsilon \operatorname{sgn}(s) - & \\ qs - K_w |\rho| \operatorname{sgn}(s)] &= \\ -\varepsilon CB|s| - qs^2 CB - K_w CB|\rho||s| < 0 \end{aligned} \quad (15)$$

根据李雅普诺夫稳定定理知,所提新型趋近律可以使系统进入滑动模态。

2.3 改进的滑模速度控制器设计

根据式(3)、式(4),以表贴式 PMSM ($L_d = L_q = L_s$, L_s 为定子电感) 为例重写 d - q 坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_s \frac{d}{dt}i_d - p\omega_m L_s i_q \\ u_q = Ri_q + L_s \frac{d}{dt}i_q + p\omega_m (L_s i_d + \psi_f) \\ J \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3}{2}p\psi_f i_q - T_L \end{cases} \quad (16)$$

式中: ω_m 为电机的实际角速度。

表贴式 PMSM 利用转子磁场定向控制,此控制方式 $i_d = 0$,则式(16)可化为如下数学模型:

$$\begin{cases} \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_s}(-Ri_q - p\psi_f \omega_m + u_q) \\ \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J}\left(-T_L + \frac{3p\psi_f}{2}i_q\right) \end{cases} \quad (17)$$

定义 PMSM 的状态变量:

$$\begin{cases} x_1 = \omega_{ref} - \omega_m \\ x_2 = \dot{x}_1 = -\dot{\omega}_m \end{cases} \quad (18)$$

式中: ω_{ref} 为电机的设定角速度。

根据式(17)、式(18)可知:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\dot{\omega}_m = \frac{1}{J}\left(T_L - \frac{3p\psi_f}{2}i_q\right) \\ \dot{x}_2 = -\ddot{\omega}_m = -\frac{3p\psi_f}{2J}i_q \end{cases} \quad (19)$$

定义 $u = i_q$, $D = \frac{3p\psi_f}{2J}$, 则式(19)可变为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -D \end{bmatrix} u \quad (20)$$

将滑模面函数定义为

$$s = kx_1 + x_2 \quad (21)$$

式中: $k > 0$ 为待设计参数。

对式(21)求导,得:

$$\dot{s} = k\dot{x}_1 + \dot{x}_2 = kx_2 + \dot{x}_2 = kx_2 - Du \quad (22)$$

采用新型趋近律方法,可得控制器的表达式为

$$u = \frac{1}{D}[kx_2 + \varepsilon \operatorname{sgn}(s) + qs + K_a |\rho| \operatorname{sgn}(s)] \quad (23)$$

从而可得 q 轴的参考电流为

$$i_q^* = \frac{1}{D} \int_0^t [kx_2 + \varepsilon \operatorname{sgn}(s) + qs + K_a |\rho| \operatorname{sgn}(s)] d\tau \quad (24)$$

因为式(24)中的积分项,该控制器不但能减小系统的抖振,还能消除相关的稳态误差,系统的动静态特性得到改善。

3 仿真实验

为验证所提控制策略的可行性和高效性,基于 MATLAB/Simulink 平台对 PMSM 模型进行仿真分析。图 1 为基于新型 SMC 控制器和滑模面

测器的 PMSM 矢量控制系统框图。

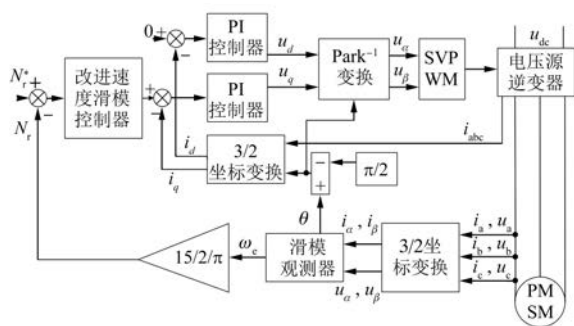


图1 基于新型 SMC 控制器的 PMSM 矢量控制系统

PMSM 的有关参数如下: $L_d = L_q = 0.0085 \text{ H}$, $R = 2.875 \Omega$, $\psi_f = 0.175 \text{ Wb}$, $p = 4$, $J = 0.003 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。仿真条件设置: 逆变器直流电压 $U = 311 \text{ V}$, 脉宽调制开关频率参数设置为 $f = 10 \text{ kHz}$, 周期设置为 $T_s = 100 \mu\text{s}$, 仿真时间设置为 0.2 s 。传统指数趋近律控制器参数设置: $k = 60$, $\varepsilon = 200$, $q = 300$; 新型趋近律控制器参数设置: $k = 60$, $\varepsilon = 200$, $q = 300$, $D = 350$, $K_a = 5000$, $K_b = -10$ 。传统、积分型增益和加权积分型增益 SMC 3 种控制策略下, PMSM 均在零速时起动, 初始转速设置成 800 r/min , 在 $t = 0.08 \text{ s}$ 时为电机突加或突卸 $10 \text{ N} \cdot \text{m}$ 的负载。

3.1 观测转速对比

图2和图3为3种控制策略下的转速波形对比。图2中A的超调最小, 在突加负载时转速恢复最快, 抗扰能力最强; C的超调最大, 在突加负载时转速恢复最慢, 抗扰能力最弱。图3中A的超调最小, 在突卸负载时转速恢复最快, 抗扰能力最强; C的超调最大, 在突卸负载时转速恢复最慢, 抗扰能力最弱。可以看出本文提出的加权积分型增益 SMC 比其他研究的积分型增益 SMC 和传统 SMC 转速超调小, 抗扰能力强, 鲁棒性好。

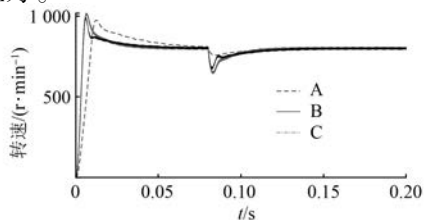


图2 突加负载时传统(C)、积分型增益(B)、加权积分型增益(A)SMC 观测转速波形对比

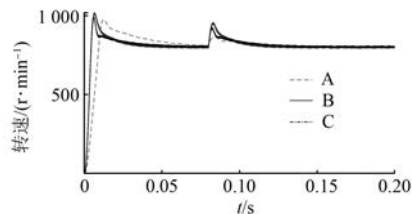


图3 突卸负载时传统(C)、积分型增益(B)、加权积分型增益(A)SMC 观测转速波形对比

3.2 转矩对比

图4和图5为3种控制策略下的转矩波形对比。观察图4和图5可知, A在初始时刻转矩较大, 有较强的起动能力, 且在突加或突卸负载时转矩超调更小, 均能更快, 更平稳地到达该时刻的转矩, 抗扰能力较强。

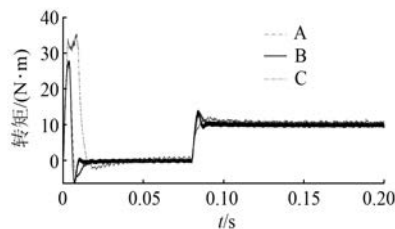


图4 突加负载时传统(C)、积分型增益(B)、加权积分型增益(A)SMC 转矩波形对比

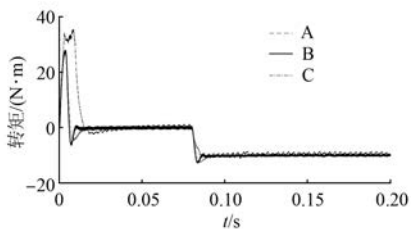


图5 突卸负载时传统(C)、积分型增益(B)、加权积分型增益(A)SMC 转矩波形对比

3.3 三相电流对比

图6~图8为3种控制策略下的三相电流。对比图6~图8可知, 基于传统 SMC 控制器的系统三相电流谐波较大, 基于积分型增益 SMC 的系统三相电流谐波波形略有改善, 但仍存在一定程度的抖振, 而基于加权积分型增益 SMC 控制器的系统整体电流响应更加稳定且更接近正弦波。

以上仿真结果表明加权积分型增益 SMC 改善了系统的动静态特性, 提高了系统的鲁棒性。

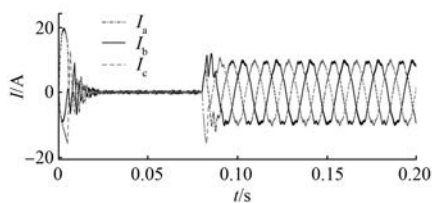


图6 传统 SMC 系统的三相电流

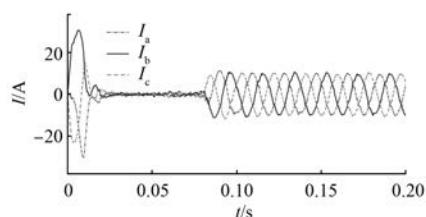


图7 积分型增益 SMC 系统的三相电流

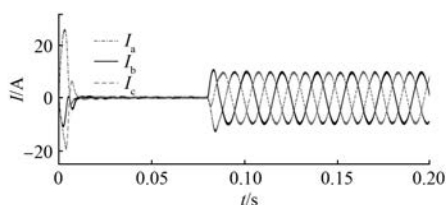


图8 加权积分型增益 SMC 系统的三相电流

4 结 语

为减小 PMSM SMC 带来的抖振,提高系统的动静特性,本文提出了一种加权积分型增益 SMC 控制器与滑模观测器结合的控制策略。设计了滑模观测器,结合反正切函数对速度进行准确的观测,实现了 PMSM 无传感器运行。提出的加权积分型增益 SMC 控制器能够精确地控制电流,并抑制传统趋近律 SMC 控制器和滑模观测器产生的系统抖振。通过仿真分析可知,加权积分型增益 SMC 控制器系统对比传统 SMC 控制器和积分型增益 SMC 控制器系统,无论从转速还是转矩来说,在突加或突卸负载时,超调量更小,抖动更小,抗扰能力较强,鲁棒性更佳,系统的动静特性和控制效果更为优异。

【参 考 文 献】

[1] 李政,胡广大,崔家瑞,等. 永磁同步电机调速系统的积分型滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报,

2014,34(3): 431.

- [2] 钱荣荣,骆敏舟,赵江海,等. 永磁同步电动机新型自适应滑模控制[J]. 控制理论与应用,2013,30(11): 1414.
- [3] 赵希梅,刘超,朱国昕. 永磁直线同步电机自适应非线性滑模控制[J]. 电机与控制学报,2020,24(7): 39.
- [4] ZAREI M, ARVAN M, VALI A, et al. Back-stepping sliding mode control of one degree of freedom flight motion table[J]. Asian Journal of Control, 2020, 22(4): 1700.
- [5] 邓永停,李洪文,王建立,等. 基于卡尔曼滤波器的交流伺服系统自适应滑模控制[J]. 光学精密工程,2014,22(8): 2088.
- [6] 聂守成,钱林方,陈志群,等. 基于干扰观测器的弹丸协调器电液伺服系统自适应滑模控制[J]. 兵工学报,2020,41(9): 1745.
- [7] 赵峰,罗雯,高峰阳,等. 考虑滑模抖振和扰动补偿的永磁同步电机改进滑模控制[J]. 西安交通大学学报,2020,54(6): 28.
- [8] 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[J]. 电工技术学报,2018,33(增刊2): 427.
- [9] KHAMANI D, PATIL M, BANDYOPADHYAY B, et al. Reduced-order sliding function design for a class of nonlinear systems[J]. Asian Journal of Control, 2020,22(4): 1437.
- [10] TUMMALAA S L V, INAPAKURTHI R, RAMANARAO P V. Observer based sliding mode frequency control for multi-machine power systems with high renewable energy[J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy,2018,6(3): 473.
- [11] CONG B L, CHEN Z, LIU X D. On adaptive sliding mode control without switching gain overestimation[J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control,2014,24(3): 515.
- [12] WAN S, LI X, SU W, et al. Active chatter suppression for milling process with sliding mode control and electromagnetic actuator[J]. Mechanical Systems and Signal Processing,2020,136: 106528.
- [13] 刘胜,郭晓杰,张兰勇. 六相永磁同步电机新型指数趋近律滑模控制[J]. 控制工程,2018,25(10): 1791.