

本文全文线上首发由
上海电机系统节能工程技术
研究中心有限公司
支持

梁传栋, 许刘超, 潘志恒, 鲁敏.
一种改进型滑模变结构控制永磁同步电
机直接转矩控制.
电机与控制应用, 2022, 49(3): 1.



SEARI
上电科

NCMS
上科电机

www.nems.com.cn

掌握电机行业制造核心技术,
辐射智能制造产业发展



· 业务范围 ·



异步电机装配线



永磁电机装配线



悬挂链电机喷漆线

上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司 www.nems.com.cn

地址: 上海市武宁路505号 手机: 18918357509 电话: 021-62574990-436

传真: 021-62163904 邮箱: wangcj@seari.com.cn

一种改进型滑模变结构控制永磁同步电机 直接转矩控制*

梁传栋, 许刘超, 潘志恒, 鲁敏

(石河子大学机械电气工程学院, 新疆 石河子 832003)

摘要: 为降低永磁同步电机(PMSM)在趋近参考转速时运动状态的波动,提升控制系统稳定性,设计了一种基于新型指数趋近律的滑模速度控制算法。基于传统的指数趋近律,引入在原点处更为平滑的函数替代原有的符号函数,实现控制算法在电机趋近运动时的平滑过渡,并通过 Lyapunov 函数验证了算法的稳定性。基于新型控制算法,搭建 PMSM 直接转矩控制的滑模控制器并在 MATLAB/Simulink 中进行仿真。仿真结果表明,提出的算法可较好实现 PMSM 控制,与传统指数趋近律控制系统相比,所设计的系统可有效降低系统抖振,增强鲁棒性。

关键词: 永磁同步电机; 指数趋近律; 滑模控制; 直接转矩控制

中图分类号: TM341 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2022)03-0001-06

doi: 10.12177/emca.2021.194

An Improved Sliding Mode Variable Structure Control Direct Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor*

LIANG Chuandong, XU Liuchao, PAN Zhiheng, LU Min

(College of Mechanical and Electrical Engineering, Shihezi University, Shihezi 832003, China)

Abstract: In order to reduce the fluctuation of permanent magnet synchronous motor (PMSM) in approach motion status and improve the stability of the control system, a new sliding mode speed control algorithm based on exponential approaching law is designed. Based on the traditional exponential approaching law, a smoother function at the origin is introduced to replace the original symbolic function. The smooth transition of the control algorithm is expected to be realized when the motor runs in the approach motion status. The stability of the algorithm is verified by Lyapunov function. Based on the new control algorithm, a new sliding mode controller is built using MATLAB/Simulink software. The simulation results show that the proposed algorithm can better realize the control of PMSM. Compared with the traditional exponential approaching law control system, the designed system can effectively reduce the system chattering and enhance the robustness.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); exponential approaching law; sliding mode control; direct torque control

0 引言

与传统的同步电机相比,永磁同步电机(PMSM)具有运行可靠、结构可塑性强、高效率等

优点,近年来,在军事、民用等领域等到了广泛应用^[1-2]。同时,PMSM 具有强耦合、非线性等特点,在外界环境变化的情况下,需要更优的控制器以及控制策略维持电机的稳定运行。传统的 PI

收稿日期: 2021-11-25; 收到修改稿日期: 2022-01-24

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(51675354);石河子大学国际合作项目(GJHZ202003)

作者简介: 梁传栋(1998—),男,硕士研究生,研究方向为电动机械控制与能量优化。

控制很难满足实际的高性能控制要求^[3-5],滑模变结构控制对外界扰动阻尼性较好,而且响应速度较快,在 PMSM 的控制领域应用日益广泛,诸多研究学者针对相关的控制策略优化展开研究^[6-9]。

王宾等^[10]设计了一种变结构直接转矩控制系统,降低了转矩波动,增强系统鲁棒性,但系统在趋近运动状态抖振较大。罗志伟等^[11]设计了一种积分性滑模变结构控制器,采用幂次函数平滑处理,减小抖振,但幂次函数在远离原点时数值波动较大,不利于系统稳定性。文献[12-15]设计了变指数趋近律的控制算法,分别引入双曲正切和变指数函数、幂次项、速度误差绝对值项,在一定程度上加快了滑模控制器的收敛速度,增强系统抗抖振能力,但算法均较为复杂,不利于实际应用。

本文在文献[10-11]设计思路的基础上,针对 PMSM 直接转矩控制中的滑模变结构控制算法进行优化,提出在原点处采用更为平滑且鲁棒性更好的激活函数 $\tanh$ 构成滑模控制器,可以有效减弱系统在参考转速附近的抖振现象,提高电机的动态性能。基于 MATLAB/ Simulink 搭建 PMSM 直接转矩控制的仿真模型,在定子电流 $i_d = 0$ 的情况下研究滑模控制器在不同激活函数作用下控制系统对电机转速的影响。仿真结果表明,与传统指数趋近律以及传统 PI 控制、传统直接转矩控制系统的仿真波形相比,该控制系统具有较强的鲁棒性。

1 PMSM 数学模型

在 PMSM 实际使用过程中,参数会发生细微改变。为了便于研究分析,本文对 PMSM 做如下假设^[16]:

- (1) 忽略电机铁心的饱和;
- (2) 不计电机中的涡流和磁滞损耗;
- (3) 电机中的电流为对称的相正弦波电流。

基于同步旋转坐标系 $d-q$ 建立数学模型设计 PMSM 控制器。构建定子电压方程如下:

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

式中: u_d 、 u_q 为定子电压的 d - q 轴分量; R 为定子电阻; i_d 、 i_q 为定子电流的 d - q 轴分量; ψ_d 、 ψ_q 为定子磁链的 d - q 轴分量; ω_e 为电机的电角速度。

构建定子磁链方程如下:

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

式中: L_d 、 L_q 为定子电感的 d - q 轴分量; ψ_f 为永磁体的磁链。

联立式(1)、式(2),改进定子电压方程如下:

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

基于表贴式 PMSM 的转子结构具有易于实现永磁磁极的最优设计、提高电机运行性能的特点,本文针对表贴式 PMSM 研究,则定子电感满足如下关系式:

$$L_s = L_d = L_q \quad (4)$$

综合式(3)、式(4),可得电磁转矩方程如下:

$$T_e = 1.5p\psi_f i_q \quad (5)$$

式中: p 为极对数。

2 滑模速度控制器设计

2.1 滑模控制器模型

滑模控制(SMC)是变结构控制系统的一种控制策略,特点在于控制的间断性,即呈现出开关特性。使用 SMC 的系统具有较强的鲁棒性。

针对表贴式 PMSM,建立同步旋转坐标系 $d-q$ 下的数学模型如下:

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_s \frac{di_d}{dt} - p\omega_m L_s i_q \\ u_q = Ri_q + L_s \frac{di_q}{dt} + p\omega_m L_s i_d + p\omega_m \psi_f \\ J \frac{d\omega_m}{dt} = 1.5p\psi_f i_q - T_L \end{cases} \quad (6)$$

式中: J 为转动惯量, L_s 为定子电感; ω_m 为电机的实际转速。

本文中采用 $i_d = 0$ 的转子磁场定向控制策略,故式(6)变为

$$\begin{cases} \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_s}(-Ri_q - p\psi_f \omega_m + u_q) \\ \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J}\left(-T_L + \frac{3p\psi_f}{2}i_q\right) \end{cases} \quad (7)$$

定义 PMSM 系统的状态变量如下:

$$\begin{cases} x_1 = \omega_{\text{ref}} - \omega_m \\ x_2 = \dot{x}_1 = -\dot{\omega}_m \end{cases} \quad (8)$$

式中: ω_{ref} 为电机的参考转速, 本文设定的参考转速为 1 000 r/min。

综合式(7)和式(8), 对状态变量改进如下:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\dot{\omega}_m = \frac{1}{J} \left(T_L - \frac{3p\psi_f}{2} i_q \right) \\ \dot{x}_2 = -\dot{\omega}_m = -\frac{3p\psi_f}{2J} i_q \end{cases} \quad (9)$$

定义滑模面函数如下:

$$s = cx_1 + x_2 \quad (10)$$

式中: c 为控制器待设定参数。

c 参数的设定数值对 PMSM 的转速、转矩有较大影响; c 参数设定数值较小时, 电机转速的超调较小, 但稳定时间较长; c 参数设定数值较大时, 电机转速可以较快达到稳定值, 但转速的超调较大; c 参数对于转矩的影响同理。因此在本文仿真过程中, c 参数随转速进行调节。设定 c 参数的初始值较小, 降低转速的超调量; 随后调高 c 参数数值, 使转速迅速达到稳定值; 在 0.2 s 电机加入负载之前, 适当调小 c 参数数值, 保证转速鲁棒性的同时抑制转矩的波动。 c 参数数值如图 1 所示。

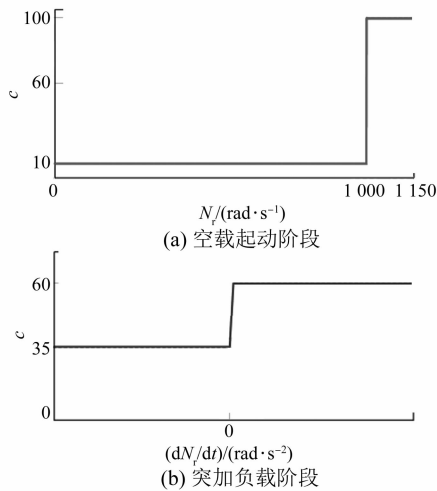


图 1 c 参数数值

式(10)求导, 可得如下关系式:

$$\dot{s} = c\dot{x}_1 + \dot{x}_2 = cx_2 - \frac{3p\psi_f}{2J} i_q \quad (11)$$

依据 SMC 理论, 在电机正常运行状态需要满足如下条件:

$$s\dot{s} < 0 \quad (12)$$

为保证电机良好的动态性能, 本文设计了基于指数趋近律的控制器。

传统的指数趋近律表达式如下:

$$\dot{s} = -\varepsilon \text{sgn}(s) - qs, \varepsilon, q > 0 \quad (13)$$

观察式(13)中的符号函数 sgn 图像, 该函数在原点附近不能实现很好的平滑过渡, 故电机在参考转速附近会出现运动抖振。为更好地减弱抖振现象, 本文设计在原点附近采用更为平滑的 $\tanh$ 函数以及 sat 函数替代传统指数趋近律中的 sgn 函数。三种函数在原点附近的图像如图 2 所示。

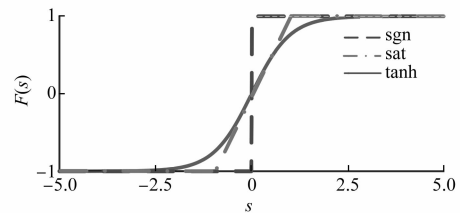


图 2 sgn 、 sat 和 $\tanh$ 函数图像

观察三种函数图像在原点附近的平滑程度: $\tanh(s) > \text{sat}(s) > \text{sgn}(s)$, 据此本文得出如下推论: 利用 $\tanh$ 函数搭建的滑模控制器具有较强的鲁棒性。

基于式(11)、式(13), 推导控制器的数学关系式如下:

$$u = \dot{i}_q = \frac{2J}{3p\psi_f} \cdot [cx_2 + \varepsilon F(s) + qs] \quad (14)$$

式中: $F(s)$ 函数对应 $\text{sgn}(s)$ 、 $\tanh(s)$ 、 $\text{sat}(s)$ 函数的三种情况。

进一步得出 q 轴电流的参考值如下:

$$i_q^* = \frac{2J}{3p\psi_f} \int_0^t (cx_2 + \varepsilon F(s) + qs) d\tau \quad (15)$$

结合式(5), 可得电磁转矩参考值如下:

$$T_e^* = 1.5p\psi_f i_q^* \quad (16)$$

2.2 滑模控制器稳定性分析

为保证系统的轨线收敛到滑模面, 选取 Lyapunov 函数对系统稳定性进行分析, 函数如下:

$$V(x) = \frac{s^2}{2} \quad (17)$$

对式(17)求导, 得:

$$\dot{V}(x) = s\dot{s} = -s[\varepsilon F(s) + qs] \quad (18)$$

针对式(18)分情况讨论: 当 $s < 0$ 时, $F(s) <$

0, $\varepsilon F(s) + qs < 0$, 故 $\dot{V}(x) < 0$; 当 $s > 0$ 时, $F(s) > 0$, $\varepsilon F(s) + qs > 0$, 故 $\dot{V}(x) < 0$ 。综上, 该控制系统满足 $\dot{V}(x) = s\dot{s} < 0$ 的条件, 满足滑动模态的可达性条件, 保证系统运行稳定性。

3 PMSM 直接转矩控制滑模控制器设计

直接转矩控制(DTC)采用滞环控制实现对逆变器开关状态的最优控制,从而获得最佳转矩。其有控制结构简单、运算速度快等优点,近年来在交流变频调速技术中得以广泛应用。

在传统的 DTC 系统中,由于逆变器开关频率较低,有效电压矢量无法与期望电压矢量保持匹配,电机转矩脉动较大。本文采用 SMC 与 DTC 相配合的方案 (SMC-DTC),以降低电机转矩脉动。

依据式(5),当定子磁链矢量方向与 d 轴同向时,磁链的幅值如下:

$$\psi_r = \int (u_d - Ri_d) dt \quad (19)$$

定义磁链的滑模面函数如下:

$$s_{\psi} = \psi_{\Gamma}^* - \psi_{\Gamma} \quad (20)$$

式中: ψ_r^* 为给定磁链数值; ψ_r 为电机运行反馈磁链数值。

采用超螺旋算法的 SMC 原理^[17],磁链控制器数学模型如下:

$$\begin{cases} u_d^* = K_p |s_\psi|^r \text{sgn}(s_\psi) + u_{sd} \\ \frac{d}{dt} u_{sd} = K_i \text{sgn}(s_\psi) \end{cases} \quad (21)$$

式中: K_p 、 K_i 为控制器设计参数,为保证算法在有限时间内收敛至原点,需要满足如下约束关系式:

$$\begin{cases} K_p > \frac{H}{F} \\ K_i \geq \frac{4HF(K_p + H)}{f^3(K_p - H)} \end{cases} \quad (22)$$

式(22)中, H 、 F 、 f 满足如下关系式:

$$\begin{cases} H \geq |A| \\ F \geq B \geq f \end{cases} \quad (23)$$

且有：

$$\frac{d^2 s_\psi}{dt^2} = A + B \frac{du}{dt} \quad (24)$$

假设定子磁链 ψ_r 的幅值为常数, 结合式 (5), 电磁转矩 T_e 的微分表达式如下:

$$\frac{d}{dt}T_e = 1.5p\psi_f \frac{d}{dt}i_q \quad (25)$$

定义转矩的滑模面函数如下:

$$s_T = T_e^* - T_e \quad (26)$$

式中: T_e^* 为给定转矩数值; T_e 为电机运行反馈转矩数值。

同磁链控制器一样,采用超螺旋算法的 SMC 原理,转矩控制器的数学模型如下:

$$\begin{cases} u_q^* = K_p |s_T|^r \text{sgn}(s_T) + u_{sq} \\ \frac{d}{dt} u_{sq} = K_i \text{sgn}(s_T) \end{cases} \quad (27)$$

式中: K_p 、 K_i 为控制器设计参数。

同式(22)~式(24),其中对于参数 A 、 B 的约束有不同,如下:

$$\frac{d^2 s_T}{dt^2} = A + B \frac{du}{dt} \quad (28)$$

4 系统仿真与结果分析

本文利用 MATLAB/Simulink 模块搭建 PMSM DTC 的仿真模型。调速控制系统结构框图如图 3 所示。

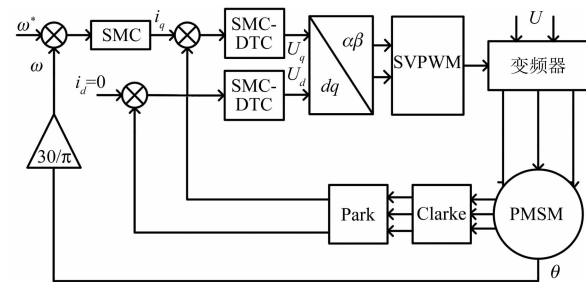


图 3 DTC 结构框图

电机参数如下:极对数 $p=4$, 定子电感 $L_s=8.5\text{ mH}$, 定子电阻 $R=2.875\text{ }\Omega$, 磁链 $\psi_f=0.175\text{ Wb}$, 转动惯量 $J=0.003\text{ kg}\cdot\text{m}^2$, 阻尼系数 $B=0.008\text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$ 。设置直流侧电压 311 V , 采用变步长 ode23tb 算法, 总仿真时长 0.4 s , 电机在 0.2 s 加入负载。

根据式(14)~式(16),在 DTC 系统的控制器中搭建三种函数对应的 SMC 仿真模型如图 4 所示。

结合式(21)、式(27),选定参数 $r=0.5$,搭建磁链控制器、转矩控制器如图5所示。

对三种滑模控制器构成的 DTC 系统进行仿

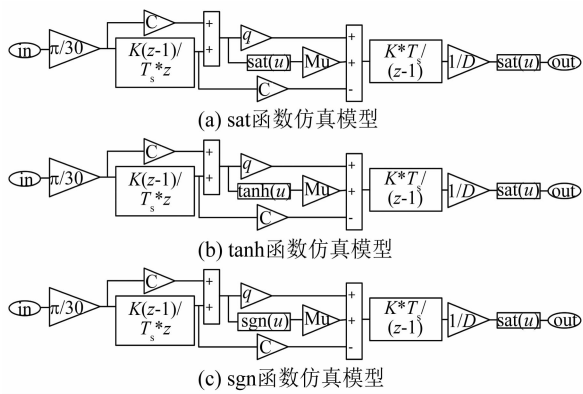


图4 三种函数对应的 SMC 仿真模型

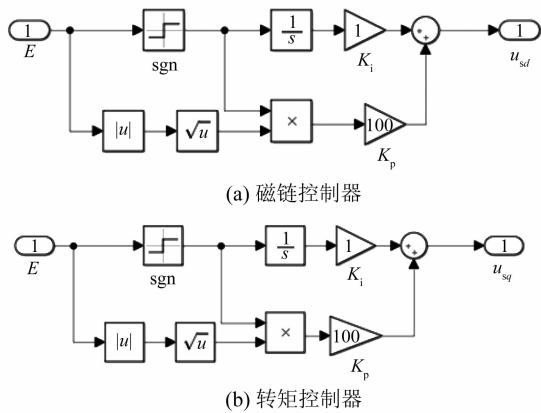


图5 磁链、转矩控制器仿真模型

真,三种函数对应的 SMC 模型控制电机转速波形如图 6 所示。

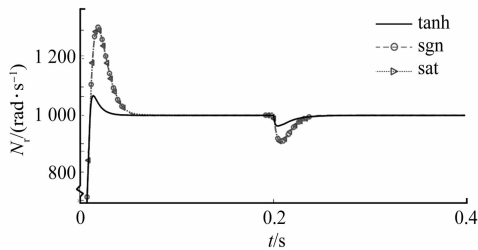


图6 三种控制系统转速波形

观察三种转速波形,采用 tanh 函数优化的控制器搭建的电机控制模型,在电机空载启动时转速超调较小,且较快达到稳定;在突加负载时,转速降落较小,且较快达到稳定。

取误差带为 2%,在电机空载启动时,三种函数所搭建的控制器对应的转速超调量以及过渡过程时间如表 1 所示。

表 1 三种函数空载启动时转速超调量和过渡过程时间

函数类型	转速超调量/%	过渡过程时间/s
tanh	6.65	0.025
sgn	31.11	0.047
sat	30.88	0.048

观察表 1 数据,tanh 函数搭建的控制器所对应的转速超调量以及过渡过程时间均较小。

取误差带为 2%,在 0.2 s 时突加负载时,三种函数所搭建的控制器对应的转速超调量以及过渡过程时间(在 0.2 s 开始计算)如表 2 所示。观察表 2 数据,tanh 函数搭建的控制器所对应的转速超调量以及过渡过程时间均较小。

表 2 三种函数突加负载时转速超调量和过渡过程时间

函数类型	转速超调量/%	过渡过程时间/s
tanh	3.74	0.017
sgn	9.39	0.027
sat	9.29	0.028

三种函数对应的 SMC 模型控制电机转矩波形如图 7 所示。

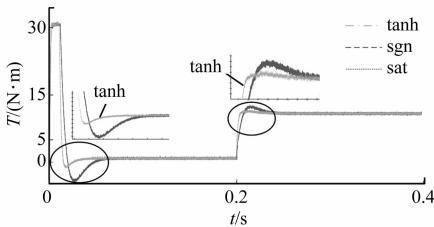


图7 三种控制系统转矩波形

观察三种转矩波形,采用 tanh 函数优化的控制器搭建的电机控制模型,在电机空载启动后恢复稳定时超调量较小,且可以较快达到稳定;在 0.2 s 突加负载时,亦可以实现较小超调量且较快达到稳定。

结合电机的转速、转矩波形,可以验证上述推论:利用 tanh 函数搭建的滑模控制器具有较强的鲁棒性。

采用 tanh 函数搭建的控制器与传统 PI 控制、DTC 的仿真波形如图 8 所示。

观察三种转速波形,采用 tanh 函数优化的控制器搭建的电机控制模型,在电机空载启动时转速超调较小,且较快达到稳定;在突加负载时,转

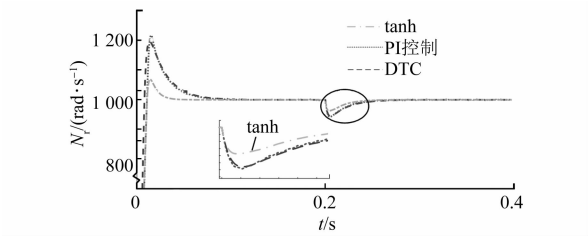


图8 tanh函数改进型与PI控制器、直接转矩控制器转速对比

速降落较小,且较快达到稳定。改进型控制器的初始转速超调较小,突加负载后转速波动较小,具有较强的鲁棒性。

取误差带为2%,在电机空载起动时,三种控制器对应的转速超调量以及过渡过程时间如表3所示。观察表3数据,tanh函数搭建的控制器所对应的转速超调量以及过渡过程时间均较小。

表3 三种控制器空载起动时转速超调量和过渡过程时间		
函数类型	转速超调量/%	过渡过程时间/s
tanh 函数	6.65	0.025
PI 控制	21.81	0.053
DTC	19.70	0.057

取误差带为2%,在0.2s时突加负载时,三种控制器对应的转速超调量以及过渡过程时间(在0.2s开始计算)如表4所示。观察表4数据,tanh函数搭建的控制器所对应的转速超调量以及过渡过程时间均较小。

表4 三种控制器突加负载时转速超调量和过渡过程时间		
控制器类型	转速超调量/%	过渡过程时间/s
tanh 函数	3.74	0.017
PI 控制	5.85	0.026
DTC	5.58	0.027

三种控制器对应的电机转矩波形如图9所示。

观察三种转矩波形,采用tanh函数优化的控制器搭建的电机控制模型,在电机空载起动后恢复稳定时超调量较小,且可以较快达到稳定;在0.2s突加负载时,亦可以实现较小超调量且较快

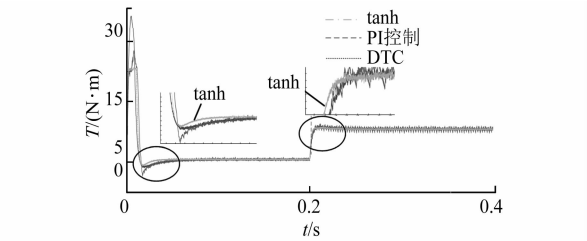


图9 tanh函数改进型与PI控制器、直接转矩控制器转矩对比

达到稳定。
综合来看,SMC中的指数趋近律算法中采用tanh函数改进较优。

5 结 语

本文在传统指数趋近律PMSM调速控制系统的基础上,提出了一种配合DTC的滑模控制器,针对其中的激活函数进行改进。该控制器中的激活函数用tanh函数替代传统指数趋近律算法中的符号函数,并以此改进滑模速度控制器,配合SMC-DTC磁链、转矩控制器,搭建电机控制系统。利用tanh函数在原点的平滑特性,有效降低了控制系统的抖振,增强系统鲁棒性。通过仿真结果,说明新型控制系统具有较好的动态性能,调速性能优于传统滑模变结构控制、PI控制和DTC,同时验证了新型控制系统的有效性。

【参考文献】

[1] 谭芳堃. 军车用30 kW六相开绕组永磁同步电动机运行机理研究[D]. 淄博: 山东理工大学, 2020.

[2] 蒋超, 乔鸣忠, 彭威. 船用一体化泵永磁电机设计与研究[J]. 电气传动, 2021, 51(16): 3.

[3] 郑泽东, 李永东, 肖曦, 等. 永磁同步电机负载转矩观测器[J]. 电工技术学报, 2010, 25(2): 30.

[4] 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.

[5] 潘文英, 屈百达, 徐保国. 基于滑模变结构MARS的PMSM速度观测器研究[J]. 机床与液压, 2013, 41(5): 26.

[6] 詹佩, 肖海峰. 永磁同步电机二阶自抗扰调速系统鲁棒性的控制[J]. 机电信息, 2021(24): 6.

[7] 张柯, 曹坤洋, 孔国利. 多元干扰下永磁同步电机滑模鲁棒控制[J]. 电子器件, 2020, 43(6): 1346.

(下转第17页)

【参考文献】

- [1] 高巧玲. 兆瓦级高压电励磁同步电机无速度传感器矢量控制应用研究[J]. 电子测量技术, 2018, 41(10): 97.
- [2] 徐殿国, 李彬彬, 周少泽. 模块化多电平高压变频技术研究综述[J]. 电工技术学报, 2017, 32(20): 104.
- [3] 陈伟, 金辛海, 胡志涛. 高压永磁同步电机开环矢量控制系统研究[J]. 电气传动, 2016, 46(4): 8.
- [4] 李永东, 徐杰彦, 杨涵棣, 等. 多电平变换器拓扑结构综述及展望[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(9): 1.
- [5] 李志坚, 吴崇昊, 万洛飞, 等. 大型同步调相机的启动过程分析与启机保护实现[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(20): 148.
- [6] 李子龙, 泰荣, 余向阳, 等. 基于关断时间的静止变频器换相失败抑制技术[J]. 水电能源科学, 2021, 39(4): 178.
- [7] 段志刚, 姜一达, 张策, 等. NPC 三电平中压大功率变频器设计[J]. 电气传动, 2018, 48(3): 13.
- [8] 王奎, 郑泽东, 许烈, 等. 二极管箝位型四电平逆变器的中点电压平衡控制方法[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(3): 1.
- [9] 花雅文, 李庚, 韩国栋, 等. 混合背靠背模块化多电平变换器设计[J]. 智慧电力, 2021, 49(8): 70.
- [10] 白雪, 高瑞雪, 闻福岳, 等. 特定次谐波注入抑制模块化多电平换流器电容电压波动[J]. 电网与清洁能源, 2020, 36(9): 8.
- [11] 蔡信健, 吴振兴, 孙乐, 等. 直流电压不均衡的级联 H 桥多电平变频器载波移相 PWM 调制策略的设计[J]. 电工技术学报, 2016, 31(1): 119.
- [12] 胡志涛, 李兴鹤. 级联型高压变频器输出电压观测器研究与实现[J]. 电源学报, 2016, 14(5): 137.
- [13] REDDY B P, IQBAL A, REHAMAN S, et al. Dynamic modelling and control of pole-phase modulation based multiphase induction motor drives [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021. doi: 10. 1109/JESTPE. 2021. 3062216.
- [14] RAMAIAH V J, KEERTHIPATI S. Hybrid PWM scheme for pole-phase modulation induction motor drive using carrier-based hexagonal and octadecagonal SVPWM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(9): 7312.
- [8] JIANG J, ZHOU X, ZHAO W, et al. A model reference adaptive sliding mode control for the position control of permanent magnet synchronous motor [J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering, 2021, 235(3): 389.
- [9] 鲁文其, 胡育文, 梁骄雁. 永磁同步电机伺服系统抗扰动自适应控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(3): 75.
- [10] 王宾, 张坤, 石晓艳. 基于滑模变结构的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 安徽理工大学学报: 自然科学版, 2019, 39(5): 19.
- [11] 罗志伟, 谷爱昱, 洪俊杰, 等. 基于一种改进型滑模变结构控制的永磁同步电机伺服系统研究[J]. 机床与液压, 2017, 45(19): 18.
- [12] 林城美, 杨静. 基于变指数趋近律的永磁同步电机滑模控制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(5): 18.
- [13] 黄灿, 张远来, 李京鸿, 等. 永磁同步电机变指数快速幂次趋近律滑模控制[J]. 微特电机, 2019, 47(3): 44.
- [14] 苗敬利, 周重霞, 郑大伟. 永磁同步电机调速系统变指数趋近律控制[J]. 电气传动, 2019, 49(11): 18.
- [15] 王毅波, 曹宽, 李彪. 一种改进型指数趋近律的永磁同步电机滑模控制[J]. 微电机, 2019, 52(12): 81.
- [16] 袁雷, 胡冰新, 魏克银, 等. 现代永磁同步电机控制原理及 MATLAB 仿真[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2016.
- [17] LASCU C, BOLDEA I, BLAABJERG F. Super-twisting sliding mode control of torque and flux in permanent magnet synchronous machine drives [C] // IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2013.

(上接第 6 页)