

一种削弱积分型滑模结构的永磁同步电机 矢量控制系统

沈 维¹, 孙 磊¹, 司宾强², 张 军¹

(1. 盐城工学院 机械工程学院, 江苏 盐城 224051;

2. 北京信息科技大学 自动化学院, 北京 100096)

摘 要: 为了改善传统积分滑模控制(SMC)结构的永磁同步电机(PMSM)由于转换动作不连续而造成的稳态误差和超调,提升系统的稳定性,设计了一种新型的积分削弱型 SMC 结构。基于传统的积分型 SMC 结构,引入边界层概念,在层外对积分进行削弱,柔化电机的趋近运动,通过 Lyapunov 函数验证了此种方式的优越性。基于积分削弱型结构设计思路,在 MATLAB/Simulink 中分别搭建出新旧 2 种控制器的 PMSM 矢量控制模型进行对比验证。最后,通过仿真分析对比 2 种控制结果转速图和电磁转矩图,与传统的积分型滑模控制相比,所设计的新型 SMC 结构可以有效改善系统稳态误差和稳定性。

关键词: 永磁同步电机; 积分削弱; 调节因子; 边界层分化; 稳态误差

中图分类号: TM341 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2022)09-0022-07

doi: 10. 12177/emca. 2022. 077

A Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motor with Integral Weakening Sliding Mode Control Structure

SHEN Wei¹, SUN Lei¹, SI Binqiang², ZHANG Jun¹

(1. School of Mechanical Engineering, Yancheng Institute of Technology, Yancheng 224051, China;

2. School of Automation, Beijing Information Science and Technology University, Beijing 100096, China)

Abstract: To improve the stability of permanent magnet synchronous motor (PMSM) with traditional integral sliding mode control (SMC) structure and improve the stability of the system, a new integral weakening SMC structure is designed. Based on the traditional integral SMC structure, the boundary layer concept is introduced to weaken the integral outside the layer and soften the approaching motion of the motor. The advantages of this method are verified by Lyapunov function. Based on the integral weakening structure, the PMSM vector control models of the traditional and novel controllers are respectively built in MATLAB/Simulink for comparison and verification. The simulation analysis results show that, compared with the traditional integral sliding mode control, the designed SMC structure can effectively improve the steady-state error and stability of the system.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); integral weakening; regulatory factor; boundary layer differentiation; steady state error

收稿日期: 2022-05-07; 收到修改稿日期: 2022-07-13

作者简介: 沈 维(1998—),男,硕士研究生,研究方向伺服电动机控制系统。

孙 磊(1973—),男,博士,教授,研究方向为计算机应用。

司宾强(1980—),男,博士,研究员,研究方向为高可靠精密伺服控制技术。

0 引言

传动系统已广泛应用于工业生产,随着电力电子科学技术、操控理论研究及其微电子技术的发展,交流永磁同步电机(PMSM)凭借其优越的控制性能,广泛用于高精密度数控机床、激光切割、纺织等对系统精度和可靠性要求严格的领域^[1]。然而 PMSM 是一个复杂非线性系统,在实际运行中无法忽略电机参数随运行环境的变化,从而影响控制器的调节性能。关于此现象,国内外研究者提供了多种优秀的先进算法以提高 PMSM 的调节特性,包括 PID 调节^[2]、模糊控制^[3]、自适应控制^[4]以及滑模控制(SMC)^[5]等。

基于 SMC 的 PMSM 控制系统实质上是一个非线性控制系统,与常规控制策略不同在于,其控制过程是不连续的,通过根据控制系统当前状态不断切换起动开关进行变化,使控制系统在特定条件下沿着预设的滑模面轨迹作高频小幅的趋向运动,而 SMC 所处的滑动状态则对控制系统参数和扰动均有较好的鲁棒性^[6]。但在实际工作环境中,因为切换式起动开关的惯性影响,滑动模型无法正确到达所选择的滑模面上,极易造成系统抖振,使得此架构在实际应用中受到制约,因此大量的国内外学者致力于无抖振滑动模型架构的研究。文献[7]引用了“内外层”概念,外层采取正常滑模调节,在内层采取连续反馈调节以此减弱抖振。文献[8]使用了一种可变率滑动模型架构有效地抑制了抖振。文献[9-10]使用了一种自适应增益的滑模调节方法,利用等效原理判断滑模动态,并以此切换增益函数值,减弱抖振,增强系统的鲁棒性;文献[10]更在此理论上提出了快速自适应调整增益。文献[11-13]均使用了将积分项引入滑模面的设计工作中,以增加对传统滑模控制的鲁棒性。但是,这种方法的主要改进在于快速的负载变换将会产生面积饱和,从而导致超调量增大,执行机构无法进行下一步动作,引起系统不稳定甚至崩溃。

本文在原有研究基础上在积分滑模中引入积分削弱调节因子 φ ,同时引入边界层概念,更加方便柔化整个控制过程,对层内的电机转速采样精度影响可以忽略,保持了滑模控制的鲁棒性特点,

大大降低了滑模抖振效应,同时采用了 Lyapunov 函数去验证此种设计结构的优越性。最后,进行优化前后的模型数据对比,从仿真分析的角度验证该方法的正确性。

1 扰动分析

PMSM 使用了矢量控制方法,在旋转 dq 坐标系下的 PMSM 数学模型为^[12]

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{u_d}{L_d} - \frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{\omega_e L_q}{L_d}i_q \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{u_q}{L_q} - \frac{R_s}{L_q}i_q - \frac{\omega_e L_d}{L_q}i_d - \frac{\omega_e \psi_f}{L_q} \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{T_e - T_L - u_f \omega_r}{J} \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d, u_q, i_d, i_q 分别为定子在同转速坐标系下 d, q 两轴的电压和电流; L_d, L_q 分别为定子在同坐标系下两轴的电感; R_s, ψ_f, ω_e 和 ω_r 分别为定子相的电枢电阻、永磁体磁链、转子角速度和机械角速度; u_f 和 J 分别为摩擦系数和转动惯量; T_L, T_e 分别为负载转矩和 J 电磁转矩。

旋转 dq 坐标系定义为在静止坐标系下,转子的运行电角度为 θ ,为了保持相对静止,设定电机定子产生的旋转磁场角速度和转子旋转角速度相同,该坐标系为 dq 旋转坐标系,与坐标系的图解关系如图 1 所示。

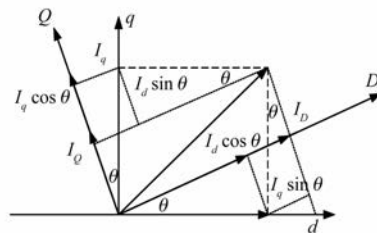


图1 旋转 dq 坐标系与静止坐标系关系图

在这种状态下,设计滑模面方程,根据式(1)定义 PMSM 系统状态量:

$$\begin{cases} x_1 = \omega_{ref} - \omega_e \\ x_2 = \dot{x}_1 = -\dot{\omega}_e \end{cases} \quad (2)$$

式中: x_1, x_2 分别为定子的位置和速度; x_1^* 为定子滑模设定参考位置。

根据文献[14]设计滑模面,定义状态量如下:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \mathbf{X}(t) + \mathbf{c}(t)\mathbf{u}(t) + \mathbf{d}(t) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (3)$$

式中: $\mathbf{X}(t)$ 为模糊的有界函数, 设其估计量为 $\hat{\theta}[\mathbf{X}(t)]$; $\mathbf{u}(t)$ 为滑模控制器的输入式, 假设 $\mathbf{c}(t)$ 为已知有界函数 $\mathbf{d}(t)$ 视为外界扰动; y 为系统的输出。

定义以下变量和成立条件为

$$\begin{cases} \Delta \mathbf{X}(t) = \mathbf{X}(t) - \hat{\theta}[\mathbf{X}(t)] \\ \mathbf{X}(t) = \mathbf{X} = [x_1 \quad x_2]^T = [x \quad \dot{x}]^T \\ |\Delta \mathbf{X}(t)| \leq \int \mathbf{X}(t) dt \end{cases} \quad (4)$$

$\mathbf{d}(t)$ 是外界扰动, 且有如下条件成立:

$$|\mathbf{d}(t)| \leq \int \mathbf{d}(t) dt \quad (5)$$

$\mathbf{X}(t)$ 在与外界扰动 $\mathbf{d}(t)$ 进行滑模修正, 定义跟踪误差为

$$\sigma = y(t) - y_{\text{ref}}(t) = x_1 - x_1^* \quad (6)$$

采用传统滑模面:

$$S(t) = \left(\frac{d}{dt} + \mu \right) e = \frac{d}{dt} e + \mu e \quad (7)$$

式中: μ 为滑模面斜率, 且 $\mu > 0$ 。

通过滑模动态修正, 使输出 $y(t)$ 跟踪参考信号, $y_{\text{ref}}(t)$ 取式(1)的系统方程, 取式(7)滑模面设计, 控制信号取为

$$\mathbf{u}(t) = \hat{\theta}[\mathbf{X}(t)] [\mathbf{Q} - \mathbf{C}\mathbf{X}(t) \text{sgn}(s)] \quad (8)$$

$\mathbf{Q}$ 和 $\mathbf{C}$ 分别定义为

$$\begin{cases} \mathbf{Q} = \Delta \mathbf{X}(t) - \mu e + x_d \\ \mathbf{C} = \mathbf{X}(t) + \mathbf{D}(t) + \varepsilon, \varepsilon > 0 \end{cases} \quad (9)$$

式中: x_d 为模糊有界函数最后变换后的误差补偿值, 数值很小, 可以忽略不计; $\mathbf{D}(t)$ 为修正过后的外界扰动。

由此控制信号函数可知滑动模态是有界函数。

趋近律 $\dot{s}$ 在不同情况下的设计如下:

$$\begin{cases} \dot{s} = -\varepsilon \text{sgn}(s), \varepsilon > 0 \\ \dot{s} = -\varepsilon \text{sgn}(s) - ks, \varepsilon > 0, k > 0 \\ \dot{s} = -k |s|^a \text{sgn}(s), 0 < a < 1 \end{cases} \quad (10)$$

当 $s > 0$ 时, $\text{sgn}(s)$ 取 1; 当 $s < 0$ 时, $\text{sgn}(s)$ 取 -1。

取 Lyapunov 函数 2 个条件如下:

— 24 —

$$\begin{cases} V = \frac{1}{2} S^2 \\ \dot{V} = s\dot{s} = -s\varepsilon \text{sgn}(s) = -\varepsilon |s| < 0 \end{cases} \quad (11)$$

那么当 $s=0$ 时, 控制信号状态输入量即稳定滑模面上。

为了防止 SMC 出现抖振效应, 传统控制算式通常采用收敛边界层的方式来平滑控制量, 即在式(7)中重新引入一个函数进行收敛:

$$\mathbf{u}(t) = \hat{\theta}[\mathbf{X}(t)] \{ \mathbf{Q} - \mathbf{C}\mathbf{X}(t) \text{sgn}(s) \text{sat}[S(t)/\gamma] \} \quad (12)$$

式中: γ 为边界层厚度; $\text{sat}[S(t)/\gamma]$ 为与边界层有关的收敛函数。

$\text{sat}[S(t)/\gamma]$ 定义为

$$\text{sat}[S(t)/\gamma] = \begin{cases} S(t)/\gamma, |S(t)| \leq \gamma \\ \text{sgn}[S(t)], |S(t)| > \gamma \end{cases} \quad (13)$$

根据式(12)和式(13), 对 Lyapunov 函数的第 2 个条件加以调整, 使之在有限时间临界内取得了动态的稳定点。由条件 $\dot{V} \leq -\alpha V^{\frac{1}{2}}$, 对这个条件进行先分离后积分推导出:

$$V^{\frac{1}{2}} \leq -\frac{1}{2}\alpha t + V^{\frac{1}{2}}(0) \quad (14)$$

由此解出了时间 t 的临界值 $t_r \leq \frac{2V^{\frac{1}{2}}(0)}{\alpha}$, 从

不等式式(14), 分析可以知, V 可以在有限时间 t_r 内到达固定点, 如果 α 也增大, 则到达固定点的运行用时也就越短。

因 Lyapunov 条件的改变, 式(11)也要做出相应改变:

$$\begin{cases} \dot{V} = s\dot{s} = -s\varepsilon \text{sgn}(s) \\ V = \frac{1}{2} s^2 \\ \dot{V} \leq -\alpha V^{\frac{1}{2}} \end{cases} \quad (15)$$

解式(15)得出只有满足 $\varepsilon \geq \frac{\alpha}{\sqrt{2}}$ 才能实现在有

限时间 t 内达到滑模面:

$$\dot{V} = s\dot{s} = -s\varepsilon \text{sgn}(s) \leq -\alpha \frac{s}{\sqrt{2}} \Rightarrow \varepsilon \geq \frac{\alpha}{\sqrt{2}} \quad (16)$$

得到 ε 的先决条件, 则式(7)在边界层内部 $|S(t)| \leq \mu$ 的运动轨迹可表述为

$$\dot{S}(t) = \ddot{e} + \mu e = \Delta X(t) - \mu S(t) \quad (17)$$

对 $\dot{S}(t)$ 在 $X = X_d$ 进行泰勒展开,再引入一阶低通滤波器,而 $S(t)$ 则是滤波器的输出,设其脉冲响应为 $F_1(t) = K^{-Y_1}$, K 代表一个指数增长的自数,对于有界数如 $X_d(t)$,系统的响应为

$$S(t) = \int_0^\infty |f_1(\tau)| \sigma(t-\tau) d\tau \quad (18)$$

其中, $|S(t)| \leq \int_0^\infty |f_1(\tau)| \cdot \sigma(t-\tau) d\tau \leq$

$$[F(X_d, t) + D(t)] \cdot \int_0^\infty |h_1(\tau)| d\tau =$$

$$[F(X_d, t) + D(t)] \cdot \int_0^\infty |K^{-Y_1}| d\tau =$$

$$\frac{[F(X_d, t) + D(t)]}{\mu} \leq \frac{\max_{\forall t} [F(X_d, t) + D(t)]}{\mu}。$$

由式(6)可得 $e(s) = \frac{1}{s+\mu} S(s)$, 取 Laplace 变化, 可证:

$$|e(t)| \leq \frac{\max_{\forall t} [F(X_d, t) + D(t)]}{\sigma\mu} \quad (19)$$

结论 1 由此,若 $\sigma X(t)$ 为常值,即一个有界值,当 $\lim_{t \rightarrow \infty} \sigma X(t) = M$, M 为常数,当 t 趋近于 $+\infty$, 有下式成立:

$$\begin{cases} S(t) = M/\mu \\ e(t) = l/(\sigma\mu) \end{cases} \quad (20)$$

根据式(17),通过终值定理,有下式成立:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} S(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s S(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \left[s + \frac{1}{s+\mu} \sigma(s) \right] =$$

$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s+\mu} \lim_{s \rightarrow 0} [s\sigma(s)] = \frac{1}{\mu} \quad (21)$$

同理可得:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s e(s) = l/(\sigma\mu) \quad (22)$$

由式(21)、式(22),滑模面的斜率 μ 与滑模的趋近效果有关,变化率 k 分别取 0、5、10,观察到通过增大 k 可以更快趋近滑模面,滑模扰动因素影响整个体系的稳态误差,与滑模面斜率 μ 的变化率 k 之间成反比,与边界层面积 γ 成正比,若将滑模面斜率 μ 取大,则需更多的时间在滑模面进行处理,削弱了系统结构鲁棒性;若变化率 k 取大,系统的抖振会加剧;若 γ 取小,则抖振削弱的效果较难达到。即该传统模式的积分 SMC 并不能满足系统稳定性和超调性的控制要求。图 2 为不同斜面变化率 k 值的变化相轨迹。

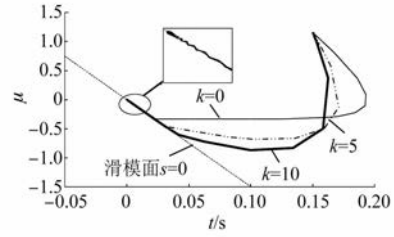


图 2 不同斜面变化率 k 值的变化相轨迹

2 带积分削弱型的 SMC 设计

2.1 抑制稳态误差

在传统滑模面设计中,引入积分项可以有效抑制 SMC 的稳态误差,引入如下积分项 $\int_0^t \varphi d\tau$, 由式(7)、式(17)得:

$$S(t) = \left(\frac{d}{dt} + \mu \right)^2 \int_0^t \varphi d\tau = \dot{e} + 2\mu e + \mu^2 \int_0^t \varphi d\tau \quad (23)$$

从结论 1 中的分析可以得出,当系统内部出现扰动的时候,对积分项的引入就会产生过饱和效应,进而产生更大的超调,甚至会引起整个系统的崩溃,所以需要对积分项进行微分削弱,并设计一个改进型的 SMC,即:

$$\begin{cases} S = \dot{e} + 2\mu e + \mu^2 \omega \\ \dot{\omega} = \frac{-\mu^2 \gamma + \omega(1+\varphi) \text{sat}(S/\gamma) - \varphi S - \dot{e}}{2\mu} \end{cases} \quad (24)$$

式中: φ 为削弱调节因子, $\varphi \geq -1$ 。

分以下情况讨论:

(1) 当 $S < -\mu$ 时,有:

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= \frac{-\mu^2 \gamma - \omega(1+\varphi) - \varphi S - \dot{e}}{2\mu} = \\ &= \frac{-\mu^2 \gamma + S - S - \omega(1+\varphi) - \varphi S - \dot{e}}{2\mu} = \\ &= \frac{2\mu - S - \omega(1+\varphi) - \varphi S}{2\mu} = \\ &= e + \frac{(|S| - \mu)(1+\varphi)}{2\mu} \end{aligned} \quad (25)$$

(2) 当 $S > \mu$ 时,有:

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= \frac{-\mu^2 \gamma + \omega(1+\varphi) - \varphi S - \dot{e}}{2\mu} = \\ &= \frac{-\mu^2 \gamma + S - S + \omega(1+\varphi) - \varphi S - \dot{e}}{2\mu} = \end{aligned}$$

$$\frac{2\mu - S + \omega(1 + \varphi) - \varphi S}{2\mu} = e - \frac{(|S| - \mu)(1 + \varphi)}{2\mu} \quad (26)$$

(3) 当 $|S| \leq \mu$ 时, 有:

$$\begin{aligned}\dot{\omega} &= \frac{-\mu^2\gamma + \omega(1 + \varphi)\text{sat}(S/\mu) - \varphi S - \dot{e}}{2\mu} = \\ &= \frac{-\mu^2\gamma + S(1 + \varphi) - \varphi S - \dot{e}}{2\mu} = \\ &= \frac{-\mu^2\gamma + S - \dot{e}}{2\mu} = e\end{aligned}\quad (27)$$

2.2 削弱调节因子设计

由式(21)~式(23)知,边界层内采用了传统积分作用 $\dot{\sigma}=\varphi$;在层外对积分的作用效果进行削弱,由式(25)~式(27)易得削弱效果可以用 $\frac{(|S|-\mu)(1+\varphi)}{2\mu}$ 来衡量,观察到削弱效果与 $(|S|-\mu)$ 成正比,即当滑模量 S 的绝对值去掉滑模厚度的差值会对削弱效果造成跳变影响,并不能对削弱效果进行单参数控制,从而,当系统面处于三倍的边界层上时,控制削弱效果不会发生跳变,这样可以通过调节因子 φ 来根据实际情况进行削弱调节。此外, φ 为 -1 情况无削弱作用,是传统积分模型。图3为削弱积分型SMC仿真模型。

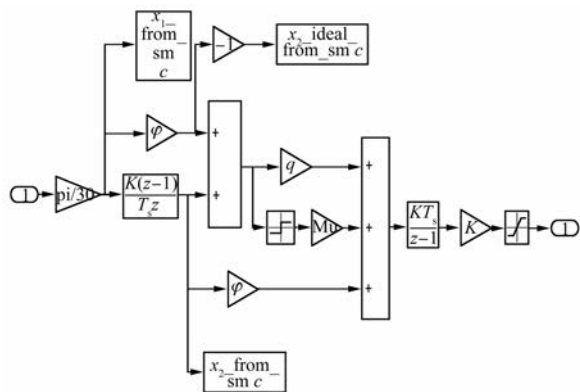


图 3 削弱积分型 SMC 仿真模型

结论 2 对于式为(1)的 PMSM 系统,取滑模面式(24),如果控制信号取式(8),当 $\lim_{t \rightarrow \infty} s(t) = k$ (k 为常数)时, $s(t) = 0$ 。在系统边界层内厚度小于 μ 时轨迹可描述为

$$\dot{S}(t) = \ddot{e} + 2\dot{\mu}e + \mu^2 = \omega(t) - \mu s(t) \quad (28)$$

用 Lyapunov 函数进行变化:

$$e(s) = \frac{s}{s^2 + 2\mu s + \mu^2} \cdot \frac{1}{s + \mu} \omega(s) \quad (29)$$

由终值定理可知:

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} (t) &= \lim_{s \rightarrow 0} \left[s \frac{s}{s^2 + 2\mu s + \mu^2} \frac{1}{s + \mu} \omega(s) \right] = \\ \lim_{s \rightarrow \infty} \left(\frac{s}{s^2 + 2\mu s + \mu^2} \frac{1}{s + \mu} \right) \lim_{s \rightarrow \infty} [s \omega(s)] &= 0 \end{aligned} \quad (30)$$

由此比较结论 1 与结论 2, 可以得出, 与传统 SMC 控制比较, 引入了削弱积分模型的 SMC 可以更有效地控制的稳态误差情况, 从而减少抖振效果, 并且由于在边界层外对积分效应做出了削弱, 也杜绝了超调情况的发生。

3 仿真分析

运用 MATLAB/Simulink 搭建削弱积分型 PMSM 调速模型进行仿真验证,电机参数如下。图 4 为带削弱积分型 SMC 的 PMSM 控制系统。

表 1 仿真模型的参数

参数名称	参数值
额定电压 U/V	180
定子相电阻 R_s/Ω	2.875
电枢电感 L/mH	0.835
永磁体磁链 φ/Wb	0.125
转矩常数	1.05
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.003
黏性阻尼 $F/(N \cdot m \cdot s)$	0.008
极对数	4
静摩擦系数 $F/(N \cdot m \cdot s)$	0

设定额定转速为 2 000 r/min; 电流环、电压环采样周期分别为 200、100 μs ; 采样空间矢量脉宽调制 (SVPWM) 周期为 150 μs 。采用 2 种控制策略, 控制器采用传统的积分型滑模面控制策略, 控制器 1 取参数:

$$\begin{cases} \mu = 2 \\ S = \dot{e} + 4e + 4 \end{cases} \quad (31)$$

控制器 2 采用削弱积分型滑模控制策略,取参数:

$$\begin{cases} \mu = 2 \\ \varphi = 2 \\ S = \dot{e} + 4\dot{e} + 4\sigma \end{cases} \quad (32)$$

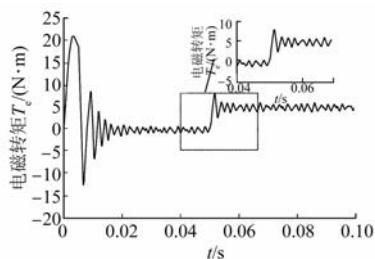


图7 传统 SMC 电磁转矩波形图

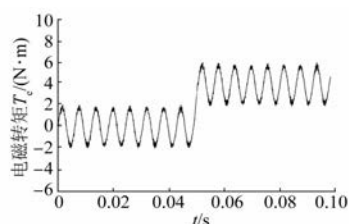


图8 削弱积分型 SMC 电磁转矩波形图

稳态误差,柔化了控制过程;(2)复杂性低,有利于后期使用级联 H 桥引入 SVPWM 控制。

【参考文献】

- [1] 张涛,蒋静坪,张国宏. 交流永磁同步电机伺服系统的线性化控制[J]. 中国电机工程学报,2001,21(6): 41.
- [2] 李庆民,张俊洪,赵镜红. 永磁直线同步电机位置伺服系统的模糊 PID 控制[J]. 船电技术,2008,28(4): 201.
- [3] 傅焕哲,王磊. 一种基于模糊 PI 控制的永磁同步电机伺服控制系统;CN111934585A[P]. 2020-11-13.
- [4] 郑超迪. 基于自适应永磁同步电机直接转矩控制系统的研究[D]. 广州:华南理工大学,2011.
- [5] ZHAO Y. Applications of sliding mode controller and linear active disturbance rejection controller to a PMSM speed system[D]. Cleveland: Cleveland State University,2013.
- [6] NIKRAZ N. Sliding mode functional observers for classes of linear and non-linear systems[D]. Perth: The University of Western Australia,2008.
- [7] ZHANG X, SUN L, ZHAO K, et al. Nonlinear speed control for PMSM system using sliding-mode control and disturbance compensation techniques[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(3): 1358.
- [8] 杨艺,秦世引. 高精度位置跟踪自适应增益调度滑模控制算法[J]. 北京航空航天大学学报,2017,43(1): 7.
- [9] KIM H, SON J, LEE J. A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011,58(9): 4069.
- [10] 黄雷,赵光宙,贺益康. PMSM 的自适应滑模观测器无传感器控制[J]. 浙江大学学报(工学版), 2007,41(7): 1107.
- [11] XU G, ZHAO S, CHENG Y. Chaotic synchronization based on improved global nonlinear integral sliding mode control[J]. Computers & Electrical Engineering,2021,96, Part A:107497.
- [12] 张晓光,孙力,赵克. 基于负载转矩滑模观测的永磁同步电机滑模控制[J]. 中国电机工程学报, 2012,32(3): 111.
- [13] CANDELO-ZULUAGA C, RIBA J, GARCIA A. PMSM parameter estimation for sensorless FOC based on differential power factor[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2021, 70: 21050810.
- [14] WU S, SU X, WANG K. Time-dependent global nonsingular fixed-time terminal sliding mode control-based speed tracking of permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Access, 2020, 8: 186408.