

# 电动汽车永磁同步电机无位置传感器 分数阶滑模控制技术仿真研究

张亚葛<sup>1</sup>, 刘杜娟<sup>2</sup>, 相里康<sup>3</sup>

(1. 西安中飞航空测试技术发展有限公司, 西安 710089;  
2. 西安航空职业技术学院, 西安 710089; 3. 陕西汽车集团股份有限公司, 西安 710200)

**摘要:** 针对无位置传感器永磁同步电机控制系统在启动时电机转速较低, 电机的反电动势较小, 信噪比太低无法满足精确估计条件的问题, 采用一种分段启动控制策略, 当系统转速较低或刚开始启动时, 通过他控恒转矩启动方式; 当电机转速较高时, 通过建立分数阶滑模观测器来实现转子位置的准确预测, 并通过分数阶滑模控制器实现对电机的控制; 通过在 Matlab/Simulink 平台中的仿真, 直流电压 311 V, 开关频率设为 5 kHz, 给定初始参考转速为 600 r/min, 在 0.2 s 突加 1.5 N·m 转矩, 分数阶观测器能够实现电机的平滑启动, 且达到良好的静态和动态控制性能, 从而使电动汽车能够更加安全可靠, 为汽车产业的可持续发展提供技术支持。

**关键词:** 永磁同步电机; 分数阶微积分; 滑模控制; 无位置传感器控制; 闭环控制

## Fractional-Order Sliding Mode Control Simulation Of Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor For Electric Vehicle

ZHANG Yage<sup>1</sup>, LIU Dujuan<sup>2</sup>, XIANG Likang<sup>3</sup>

(1. Xi'an Zhongfei Aviation Test Technology Development Co., Ltd., Xi'an 710089, China;  
2. Xi'an Aeronautical Polytechnic Institute, Xi'an 710089, China;  
3. Shaanxi Automobile Group Co., Ltd., Xi'an 710200, China)

**Abstract:** Aiming at the problem that the motor speed is low, the back electromotive force of the motor is small, and the signal to noise ratio is too low to meet the condition of accurate estimation when the permanent magnet synchronous motor control system without a position sensor starts, a sectional starting control strategy is adopted, when the system speed is low or the system just starts, a constant torque starting mode controlled by others is adopted; When the motor speed is high, the fractional order sliding mode observer is established to accurately predict the rotor position, and the fractional order sliding mode controller is used to control the motor. Through the simulation in Matlab/Simulink platform, the fractional order observer can realize the smooth start of the motor and achieve good static and dynamic control performance when the DC voltage is 311 V, the switching frequency is set to 5 kHz, the initial reference speed is 600 R/min, and the torque of 1.5 N·m is suddenly applied in 0.2 s. So that the electric vehicle can be safer and more reliable, and provide technical support for the sustainable development of the automotive industry.

**Keywords:** permanent magnet synchronous motor; fractional calculus; sliding mode control; position sensorless control; closed loop control

## 0 引言

随着人们对汽车需求的增加以及社会和政府对于节能减排日益紧迫的要求, 电动汽车的零排放和无污染便有了巨大的发展空间, 大力发展新能源电动汽车也成为保证经济可持续发展的重要举措。在汽车产业链中, 永磁同步电机因其体积小, 效率高等优点, 越来越得到人们的重视<sup>[1-4]</sup>。作为一种强耦合、非线性的控制对象, 难以准确描述其数

学模型, 在实际运行过程中电机的各项参数可能会发生改变, 容易受到各种随机的干扰。因此, 设计出鲁棒性强, 在各种不确定因素干扰下仍然能使电机稳定运行的控制器具有工程实践意义。

分数阶控制器可以更加灵活地控制受控目标, 达到更加理想的控制效果<sup>[5]</sup>。李大宇<sup>[6]</sup>, 王飞<sup>[7]</sup>等研究并总结了中各个参数与控制系统性能的联系, 并提出通过频域整定和遗传算法对分数阶最优参数进行整定, 得到了良好的跟踪

收稿日期: 2022-03-15; 修回日期: 2022-03-24。

基金项目: 陕西省科技重大专项课题(2020zdzx06-01-01); “双高”计划下高职院校汽车专业与区域经济协调发展研究(18XHJG-005); 陕西省自然科学基金研究计划(2021JQ-251)。

作者简介: 张亚葛(1986-), 男, 陕西渭南人, 工程师, 主要从事机载测试设备、通用测试设备方向的研究。

引用格式: 张亚葛, 刘杜娟, 相里康. 电动汽车永磁同步电机无位置传感器分数阶滑模控制技术仿真研究[J]. 计算机测量与控制, 2022, 30(5): 121-126, 155.

性和抗扰动特性，且对于参数的摄动拥有较好的鲁棒性。

滑模控制系统对电机参数摄动以及受外部干扰具有优秀的鲁棒性和较高的控制精度，然而由于惯性和时间、空间的滞后性，滑模控制系统会在滑模面两侧做高频的往复运动，出现抖振现象，影响系统的控制精度，虽然可以通过高阶滑模解决，但也增加了系统的复杂性<sup>[8-10]</sup>。

分数阶滑模控制是在传统的滑模控制理论的基础上发展起来，该理论在保留了传统滑模控制理论优良的控制性能的基础上，又继承了分数阶微积分系统削减抖振方面的优点，对控制系统中的不确定性因素与外部扰动有更加良好的鲁棒性<sup>[11]</sup>。李伟<sup>[12]</sup>将分数阶微积分与滑模控制相结合，设计了一种分数阶滑模控制器，用于解决船舶不能准确跟踪期望航向的问题，提升了船舶在复杂海流中跟踪航向的控制性能。

传统的基于机械式传感器的转子位置检测方式因安装成本高，易受温度、电磁条件干扰等缺点，发展一直受到限制，无位置传感器控制技术可以解决上述问题，而其重难点在于电机启动时准确预测电机转子位置，国内外学者提出了多种预测方法，主要包括：卡尔曼滤波法、磁链估计法、模型参考自适应法、反电动势法、各类观测器法、智能控制算法以及外部信号激励法等<sup>[13-18]</sup>。外部信号激励法可以很好地预测电机在低速状态下的转子位置，但是需要在原有电机系统上增加产生额外信号激励的装置，与无位置传感器控制方式的减少外部设备的初衷相悖。

本文根据永磁同步电机的运行特性，通过分数阶微积分理论与滑模控制理论，设计滑模观测器获取转子位置信息，并通过分数阶滑模控制器实现转速闭环控制，并通过 Matlab/Simulink 仿真，验证其可行性。

### 1 永磁同步电机无位置传感器启动运行整体方案

永磁同步电机正常运行的前提条件就是可以实时观测到转子的位置。传统的位置式传感器电机在电机运行的各个阶段都可以通过传感器得到转子信息，但无位置式传感器在低速条件下对于转子位置的预测能力大大下降，导致在整个电机运行过程中出现预测死区，但必须保证控制器配置的定子电压矢量在换相时与电机转子相契合，以避免电机失步的风险。因此需要在启动阶段与运行阶段不能使用相同的方式。图 1 为永磁同步电机无位置传感器矢量控制系统框图，其中，启动阶段，开关切换到 1，使用转子位置角发生器来为系统提供转子位置信息<sup>[19]</sup>；待电机电流中的信噪比满足观测器的观测条件时，开关切换到 2，此时滑模观测器将为系统提供电机的转子速度与位置信息，切换规则用来决定何时进行开关的切换，分数阶滑模控制器开始控制电机工作，转速误差作为输入量提供给分数阶滑模控制器，增强系统的转速相应性能，使系统控制更加精确，跟随给定转速更加平稳。

#### 1.1 启动阶段

在电机的启动阶段，电机转子的电压电流都为零，此

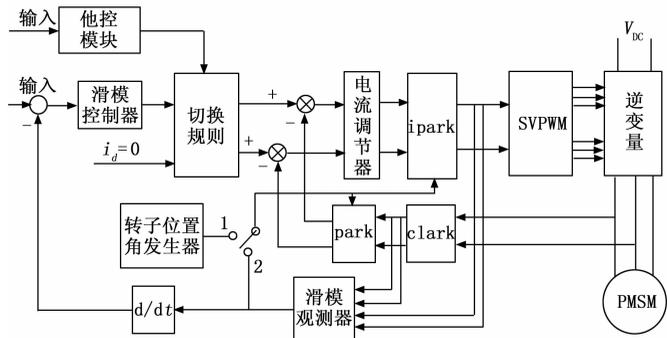


图 1 永磁同步电机无位置传感器矢量控制系统框图

时观测器无法观测到电机的初始转子位置信息。当电机启动后的初始阶段，电机的转速还很低，电流较小，所携带的转子位置信息也很少，而电机中的噪声却很大，较低的信噪比导致观测器对转子位置的预测能力很弱，完全无法使用，即这一阶段是滑模观测器的预测死区。关键的转子位置信息无法反馈到控制器中，系统实际处于开环状态，控制器无法依据电机转子位置来为转子磁极配置相应的旋转磁场，只能由系统独立提供电压矢量使电机启动与逐渐升速。电机启动方案规划具体实现方式如图 2 所示。

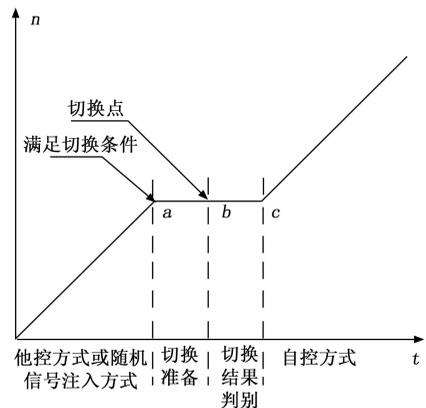


图 2 电机启动方案规划

电机启动需要采用额外的方式进行启动，有两种比较合适的方式：以恒定加速度开环启动的他控启动方式以及利用随机信号注入预测转子位置，本文采用他控启动方式，电机以恒定的加速度启动，定子的反电动势与电机的转速成正比，为保证电机以恒定的加速度启动，需保证电机的输出恒定的机械转矩，电压矢量  $u_q$  为了平衡线性增加的定子反电动势也必须线性增加，则电机定子电压空间矢量变化如图 3 所示。 $\alpha$  轴与  $\beta$  轴分别表示电压空间矢量在静止坐标系的分量；虚线圆表示电压空间矢量在大小不变的情况下旋转一周后的运动轨迹，两个圆的半径差代表电压空间矢量在运动过程中的幅值增量； $U_1 \rightarrow U_6$  表示电机转子以逆时针方向加速启动时在六个扇区内的电压空间矢量。在电机启动前，电枢反电动势为零，则电压平衡方程式可表示为：

$$u_q(t) = R_s i_q(t) + L \frac{di_q(t)}{dt} \quad (1)$$

定子电流在电机启动阶段可以迅速增大, 则在电机刚启动一小段时间内, 电机定子的反电势仍可以忽略, 则可通过式 (1) 求得定子电流  $i_q(t)$  的表达式为:

$$i_q(t) = \frac{u_q(t)}{R_s} (1 - e^{-R_s \cdot t}) \quad (2)$$

随着电机继续启动, 电机的转速逐渐提高, 则转子的反电势将无法忽略, 式 (2) 不再适用; 电机恒加速过程中因电磁转矩保持恒定不变, 则式  $u_q = R_s i_q + L \frac{di_q}{dt} + e_q$  中的微分项可以忽略, 则可以得到在某一特定转速时定子电压值为:

$$u_q(t) = R_s i_q(t) + e_q(t) \quad (3)$$

根据定子电压的初值与终值, 可以得到电机在他控启动的过程中定子电压的随时间变化的近似规律。根据定子反电势的期望变化趋势, 转子位置角发生器可以推算出电机转子的实时位置  $\hat{\theta}^*(t)$ 。

$$\hat{\theta}^*(t) = \int \omega^*(t) dt = \frac{1}{C_c} \int e_q(t) dt$$

$$e_q(t) = \int \Delta e_q(t) dt \quad (4)$$

式 (4) 中,  $\omega^*(t)$  为电机转速期望值, 电机可以根据给定值  $\Delta e_q(t)$  按照设定的线性或非线性方式启动,  $C_c$  为电磁时间常数。

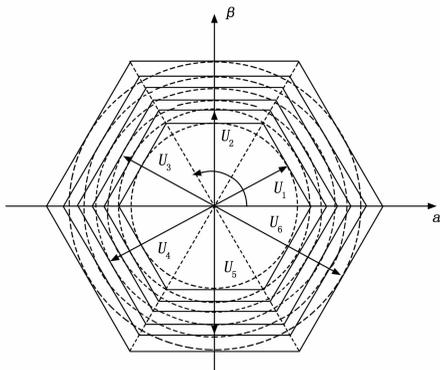


图 3 定子电压空间矢量变化示意图

### 1.2 切换阶段

在整个电机开始启动后, 切换规则模块就开始比较分数阶滑模观测器的观测值与转子位置角发生器所产生的转子位置设定值的差值, 即观测器观测值的误差  $\Delta\hat{\theta} = \hat{\theta} - \hat{\theta}^*$ , 当其在接受范围内, 则可以切换到自控模式。当该误差减小到一定限度一下, 就表明观测器的观测数据可以用到控制器中, 即系统到达图 2 中的 a 点, 系统开始准备切换。

为了保证他控与自控模式切换的平滑性, 在电机运行至图 2 的 a 点后电机输出与负载相同的转矩, 恒速运行, 由于他控模式为开环, 只知道转子位置的设定值, 而无法知道实际值, 采用庞加莱映射<sup>[20]</sup>近似估算电机的转速, 采用功角闭环, 保证功角始终维持在稳定工作区域内。

电机恒速阶段对应的转子位置波形如图 4 所示, 其中该坐标系中的原点对应与图 2 的 a 点, 从第二个周期开始

分析, 当  $\Delta t_2 = \Delta t_3$  时, 则认定此时电机已到达有效切换时所对应的转速, 可以开始进行模式切换, 对应于图 2 中的 b 点。若  $\Delta t_2 \neq \Delta t_3$ , 认为无法满足切换条件, 电机继续加速等待下次尝试。

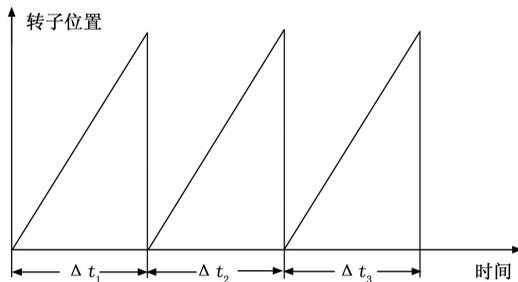


图 4 转子位置预测复核过程

进行模式切换的另一个条件是判断电流控制量是否与实际值一致, 滑模观测器根据转子位置的预测值来计算电流控制量。在图 2 中的 a 点之前, 滑模观测器的计算值不准确, 不能用于控制系统, 只有当转子位置预测误差较小时, 滑模观测器的预测值才可用来和电流实际值比较。

电机转速微分为:

$$\frac{d\dot{\omega}(t)}{dt} = \frac{-B_m}{J} \dot{\omega}(t) + \frac{k_M}{J} i_q(t) - \frac{1}{J} T_L \quad (5)$$

假设给定转速为  $\omega^*(t)$ , 并定义速度误差值为  $\tilde{\omega}(t) = \omega(t) - \omega^*(t)$ , 对其求导, 可得:

$$\dot{\tilde{\omega}}(t) = \frac{-B_m}{J} \tilde{\omega}(t) + \frac{k_M}{J} i_q(t) - \frac{1}{J} T_L - \dot{\omega}^*(t) - \frac{B_m}{J} \omega^*(t) \quad (6)$$

设他控启动时电机转速为线性上升, 给定信号为斜坡信号, 即  $\omega^*(t) = at$ , 其中 a 为常数。代入式 (6) 中得:

$$\dot{\tilde{\omega}}(t) = \frac{-B_m}{J} \tilde{\omega}(t) + \frac{k_M}{J} i_q(t) - \frac{B_m}{J} at - \frac{1}{J} T_L - a \quad (7)$$

斜坡给定信号和反馈信号的初始误差在电机启动瞬间的值为:

$$\tilde{\omega}(0) = \omega^*(0) - \omega_{smo}(0) \quad (8)$$

式 (8) 中,  $\omega_{smo}$  为系统估测装置对电机转速的估测值。为缩短甚至消除滑模控制中趋紧运动的过程, 使电机切换时的运行转速尽量降低, 提高系统的鲁棒性, 在此引入变项  $\sigma_1(t)$ , 构造时变滑模面为:

$$s = \tilde{\omega}(t) + k_1 \int \tilde{\omega}(t) dt - \sigma_1(t) \quad (9)$$

式 (9) 中,  $k_1$  为滑模面增益; 当  $t \rightarrow t_0$ ,  $\sigma_1(t) \rightarrow 0$ , 其中  $t_0$  为切换时间。

令  $\sigma_1(t) = \xi^{-t/\tau} - 1$ , 其中  $\xi, \tau$  为常数, 且满足  $\tau > 0$ 。  $\sigma_1(t)$  的收敛速度随  $\tau$  的减小而增大。为使系统的初始状态时的相轨迹处于时变滑模面上, 令  $s(0) = 0$ , 可得到:

$$\sigma_1(0) = \xi^{0/\tau} - 1 = \tilde{\omega}(0) + k_1 \int \tilde{\omega}(0) dt \quad (10)$$

由式 (10) 可得:

$$\xi = \exp \left[ \frac{\ln(1 + \tilde{\omega}(0) + k_1 \int \tilde{\omega}(0) dt)}{t_0/\tau} \right] \quad (11)$$

采用等速趋近率以保证系统中的任意初始状态都可以满足在有限时间内到达滑模面:

$$\begin{aligned} \dot{s} = -\varepsilon_1 \operatorname{sgn}(s) &= k_1 \bar{\omega}(t) + \dot{\bar{\omega}}(t) - \dot{\sigma}_1(t) = \\ &\left(k_1 - \frac{B_m}{J}\right) \bar{\omega}(t) + \frac{k_M}{J} i_q(t) - \frac{B_m}{J} at - \frac{1}{J} T_L - \\ &\quad a - \dot{\sigma}_1(t) \end{aligned} \quad (12)$$

求解可得控制律为:

$$i_q(t) = \frac{1}{k_M} \left\{ \frac{(B_m - k_1 J) \bar{\omega}(t) + B_m at + T_L + J[a + \dot{\sigma}_1(t) - \varepsilon_1 \operatorname{sgn}(s)]}{k_M} \right\} \quad (13)$$

在完成之前的准备工作后,系统开始进行两种控制模式的切换,对应图 2 中的  $b$  点。模式切换的流程为:首先移除他控模块,将滑模控制器的输出接入控制系统控制电机运行,使整个电机控制系统工作在转速-电流双环控制之下。在这种切换方式下认为切换前后电机电流的被控部分不发生突变,则系统运行正常。但是,受各种无法预测的干扰影响,即使被控电流满足切换要求,系统仍然可能会发生跳变。针对此问题,一种解决方式是在系统开始切换行为后,仍然驱动电机恒速运行一小会,若电机在这段时间内平稳运行,表明系统控制模式切换成功,之后系统将按照图 2 中  $c$  点之后的轨迹继续运行。若电机在这段时间内发生大幅度跳变,则系统切回他控模式,等待下次切换。

### 1.3 自控运行

考虑到电机在工作期间需要多次启停,且在反转时也要要求平滑过渡,将给定转速设置为:  $\omega^*(t) = b \sin(\lambda t)$ , 其中  $\lambda, t$  均为常数,代入式 (14) 中得:

$$\begin{aligned} \dot{\bar{\omega}}(t) &= \frac{-B_m}{J} \bar{\omega}(t) + \\ &\frac{k_M}{J} i_q(t) - \frac{1}{J} T_L - b\lambda \cos(\lambda t) - \frac{B_m}{J} \omega^*(t) b \sin(\lambda t) \end{aligned} \quad (14)$$

在切换控制模式时反馈信号与给定正弦信号的误差为:

$$\bar{\omega}(t_0) = b \sin(\lambda t_0) - \omega_{smo}(t_0) \quad (15)$$

在此引入时变项  $\sigma_2(t)$ , 则可构造时变滑模面为:

$$s = \bar{\omega}(t) + k_2 \int \bar{\omega}(t) dt - \sigma_2(t) \quad (16)$$

式 (16) 中,  $k_2$  为滑模面增益;  $\lim_{t \rightarrow \infty} \sigma_2(t) = 0$ 。

令  $\sigma_2(t) = m e^{-t-t_0/n}$ , 其中  $n, m$  均为常数,且  $n > 0$ 。 $\sigma_2(t)$  的收敛速度随  $n$  的减小而增大。为使初始状态时系统的相轨迹处于时变滑模面上,令  $s(t_0) = 0$ , 可以得出:

$$\sigma_2(t_0) = m = \bar{\omega}(t_0) + k_2 \int \bar{\omega}(t_0) dt \quad (17)$$

采用等速趋近率:

$$\begin{aligned} \dot{s} = -\varepsilon_2 \operatorname{sgn}(s) &= k_2 \bar{\omega}(t) + \dot{\bar{\omega}}(t) - \dot{\sigma}_2(t) = \\ &\left(k_2 - \frac{B_m}{J}\right) \bar{\omega}(t) + \frac{k_M}{J} i_q(t) - \frac{B_m}{J} b \sin(\lambda t) - \frac{1}{J} T_L - \\ &\quad b\lambda \cos(\lambda t) - \dot{\sigma}_2(t) \end{aligned} \quad (18)$$

求解可得控制律为:

$$i_q(t) = \frac{1}{k_M} \left\{ \frac{(B_m - k_2 J) \bar{\omega}(t) + B_m \sin(\lambda t) + T_L + J[b\lambda \cos(\lambda t) + \dot{\sigma}_2(t) - \varepsilon_2 \operatorname{sgn}(s)]}{k_M} \right\} \quad (19)$$

## 2 基于分数阶滑膜观测器的转子位置预测方式

为解决传统滑模观测器中存在的抖振问题,提出一种新的观测器设计如下:

$$\frac{d\tilde{i}_s}{dt} = \frac{-R_s}{L_s} \tilde{i}_s + \frac{1}{L_s} u_s - \frac{1}{L_s} v \quad (20)$$

其中:  $v = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}$  表示控制器的控制律。

定子电流的误差观测方程为:

$$\frac{d\tilde{i}_s}{dt} = \frac{-R_s}{L_s} \tilde{i}_s + \frac{1}{L_s} (e_s - v) \quad (21)$$

设计分数阶滑模切换面为:

$$s = k_1 \tilde{i}_s + k_2 D^{-\alpha} \tilde{i}_s \quad (22)$$

其中:  $\tilde{i}_s = \hat{i}_s - i_s$  表示电流的观测值与实际值误差,  $k_1, k_2$  表示滑模参数,且都大于 0,  $D^{-\alpha}$  表示  $\alpha$  阶分数阶积分算子。设计滑模控制律为:  $v$  为:

$$v = -R_s \tilde{i}_s + \frac{k_2 L_s}{k_1} D^{-(\alpha+1)} \tilde{i}_s + (\gamma + \lambda) \operatorname{sgn}(s) \quad (23)$$

通过利用 Lyapunov 函数  $V_x = \frac{1}{2} s_x^2$  ( $x = \alpha, \beta$ ) 来对滑模观测器进行稳定分析,当满足  $\dot{V}_x = s_x \dot{s}_x \leq 0$  时,观测器渐进稳定。可得:

$$\dot{V}_x = s_x \frac{k_1}{L_s} [e_x - (\gamma + \lambda) \operatorname{sgn}(s_x)] \quad (24)$$

当  $\gamma > |e_x|$  时,有:

$$\dot{V}_x \leq -\frac{k_1 \lambda |s_x|}{L_s} \leq 0 \quad (25)$$

要满足渐进稳定,应使  $\gamma$  满足以下条件:

$$\gamma = m \cdot \max(|e_\alpha|, |e_\beta|) \quad (26)$$

其中:  $m > 1$ 。

## 3 基于分数阶滑膜控制器的转速闭环控制方式

针对速度环的分数阶滑模控制器,终端滑模控制的滑模面为非线性,在保证系统能够稳定运行的前提下,同时要使系统在有限的时间内有对目标较好的跟踪能力。

$$\dot{x} = F(x, t) + G(x, t)u(t) + d(x, t) \quad (27)$$

其中:  $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]$ ,  $d(x, t)$  表示系统因内部不确定因素与外部随机干扰造成的扰动总和。设计分数阶滑模面为:

$$s = D^\alpha x + cx + k \operatorname{sig}^\alpha(x) \quad (28)$$

其中:  $0 < \alpha < 1, c > 0, k > 0, \operatorname{sig}^\alpha(x) = |x|^a \operatorname{sgn}(x)$ , 其中  $a > 1$ 。

设计分数阶非奇异终端控制律为:

$$u = G^{-1} \left[ \frac{-1}{c} (r_1 s + r_2 \operatorname{sig}^\rho(s) + \delta \operatorname{sgn}(s)) + \left[ D^\rho \dot{x} + \bar{k} |x|^{a-1} \dot{x} \right] - F(x, t) \right] \quad (29)$$

其中:  $0 < \rho < 1$ 。

表贴式永磁同步电机满足  $L_s = L_d + L_q$ , 假设系统的阻尼系数为零的情况下,可以求得  $q$  轴控制参考电流为:

$$i_q^* = \frac{1}{A} \left[ \frac{T_L}{J} + \frac{1}{c} (r_1 s + r_2 \operatorname{sig}^\rho(s) + \delta \operatorname{sgn}(s)) + D^\rho \dot{x} + \bar{k} |x|^{a-1} \dot{x} \right] \quad (30)$$



图 7 所示为滑模观测器仿真结果波形图，其中图 7 (a) 为转速估计值与实际值变化曲线，图 7 (a) 为转速估计值的误差变化曲线，可以看出当电机速度逐渐增大，有用信号的信噪比逐渐增大，滑模观测器的误差越来越小，精度越来越高，转速在 0.1 s 后进入稳定状态；图 7 (c) 为转速估计值与实际值变化曲线，图 7 (d) 为转速估计值的误差变化曲线，可以看出转角的预测值与实际值最大差异仅为 0.4，当系统稳定运行后转角的预测值与实际值的误差保持在 0.02 内。

为验证分数阶滑膜控制器的可行性与稳定性，本文在 Simulink 中建立如图 8 所示模型，给定初始参考转速为 600 r/min，在 0.1 s 是突然增加额外转矩 1.5 Nm，以验证控制性能。图 9 (a) 所示为转速变化曲线仿真结果，启动速度在 0.02 s 左右，0.1 s 突加负载后快速恢复转速，恢复时间在 20 ms 以内，图 9 (b) 为转矩变化曲线，可以看出在负载转矩变化后，电磁转矩可以很快跟踪，且未出现超调，证明该系统拥有较好的鲁棒性和动态性能。

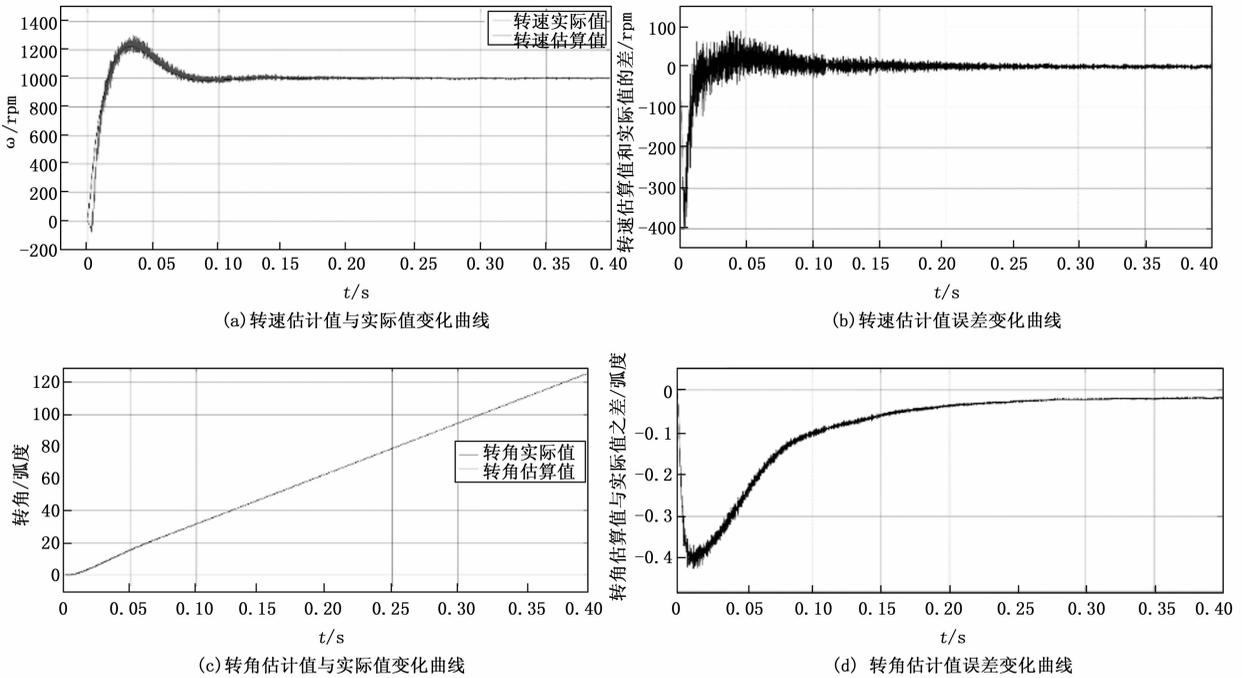


图 7 滑模观测器观测结果波形图

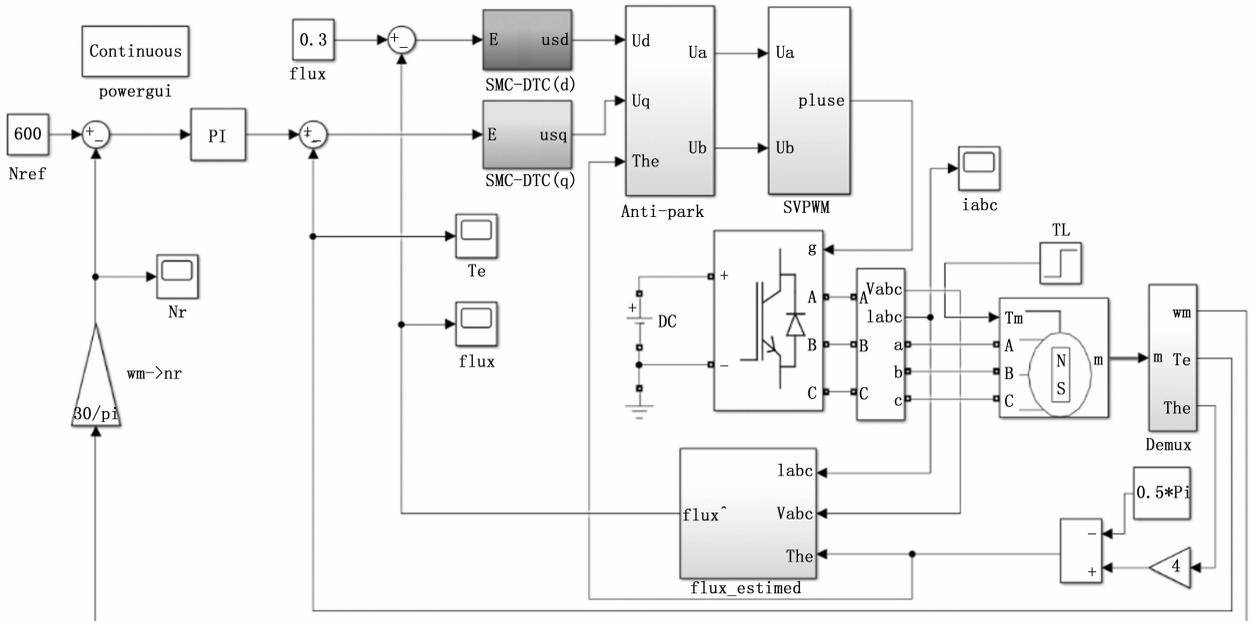
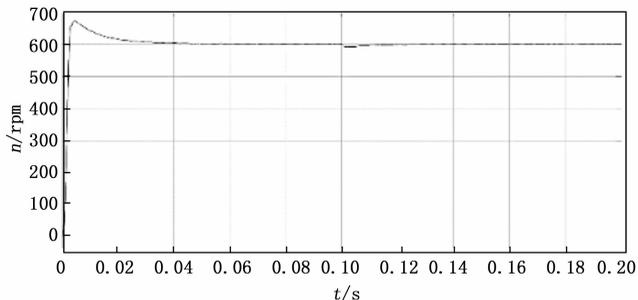


图 8 滑模控制器仿真实验

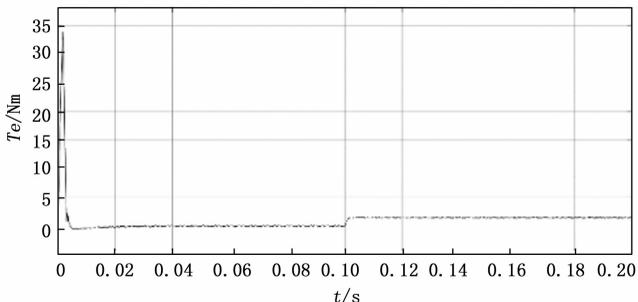
(下转第 155 页)

[17] 高 扬, 吴 娟, 吴 强, 等. 北斗终端动态组网方法研究 [J]. 测绘科学与工程, 2020, 40 (4): 51-55.  
 [18] 敖 振, 李 凤, 马 婧, 等. 基于北斗导航星座的语音与定位同传通信系统 [J]. 西北工业大学学报, 2020, 38 (5): 1010-1017.  
 [19] 周 菲, 王春梅, 林树青, 等. 基于北斗短报文的图像步进传输技术研究 [J]. 通信技术, 2018, 51 (12): 2841-2847.

(上接第 126 页)



(a) 转速变化曲线



(b) 转矩变化曲线

图 9 分数阶滑模控制器输出波形图

### 5 结束语

在汽车产业链中, 永磁同步电机因其体积小, 效率高优点, 越来越得到人们的重视。本文针对永磁同步电机无位置传感器启动困难的问题, 采用了一种分段启动的方式, 保证了启动过程的平稳性, 针对启动后转子位置的获取, 提出了一种依据分数阶滑模观测器的转子位置估计算法, 针对永磁同步电机无位置传感器的速度闭环控制, 采用了基于分数阶滑模控制器的转速-转矩双闭环控制方式, 通过 Matlab/Simulink 仿真平台, 分析了仿真结果, 验证了解决方案的可用性, 具有很强的应用价值。

#### 参考文献:

[1] 王伟华, 王文楷, 冯 博, 等. 并联式混合动力汽车驱动模式切换协调控制方法 [J]. 交通运输工程学报, 2017, 17 (2): 90-97.  
 [2] 张会娟, 姚艳艳, 刘建娟, 等. 基于矢量控制的永磁同步电机控制方法研究 [J]. 计算机测量与控制, 2021, 29 (1): 77-81, 86.  
 [3] 于 海, 邓钧君, 王震坡, 等. 基于卷积神经网络的逆变器故障诊断方法 [J]. 汽车工程, 2022, 44 (1): 142-151.  
 [4] 李 真, 王 帆, 王冉璐. 永磁同步电机的自抗扰控制器参数自整定 [J]. 计算机测量与控制, 2021, 29 (5): 92-96.

[20] 张志峰, 李中学, 阮 博. 基于混合纠错技术的北斗长报文可靠传输机制设计 [J]. 计算机测量与控制, 2018, 26 (9): 283-286.  
 [21] 高昆仑, 杜 峰, 王延昭. BDS RDSS 位置信息共享系统设计 [J]. 导航定位学报, 2019, 7 (3): 57-62.  
 [22] 周 峰. 基于无速率码的卫星自适应可靠多播协议研究 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2018.  
 [5] 毕森森, 王心宇, 任培培. 基于分数阶  $PI^{\alpha}D^{\beta}$  的飞机永磁同步电机转速控制技术 [J]. 计算机测量与控制, 2020, 28 (3): 114-118.  
 [6] 李大字, 刘 展, 靳其兵, 等. 分数阶控制器参数整定策略研究 [J]. 系统仿真学报, 2007, 19 (19): 4402-4406.  
 [7] 王 飞, 雷虎民. 基于分数阶微积分  $PD^{\alpha}$  比例导引制导规律 [J]. 控制理论与应用, 2010, 27 (1): 126-130.  
 [8] 袁赣南, 左志丹, 曲桂娟, 等. 二阶滑模变结构控制系统的滑模到达条件 [J]. 华中科技大学学报 (自然科学版), 2013, 41 (6): 70-75.  
 [9] 张袅娜, 许祥军, 林晓梅. 基于二阶滑模的永磁同步电机直接转矩控制 [J]. 微电机, 2010, 43 (10): 33-35.  
 [10] 李 浩, 梁 婕, 梁海波, 等. 不确定二阶系统的非奇异快速终端滑模控制 [J]. 航天控制, 2014, 32 (4): 8-12.  
 [11] 宋申民, 邓立为, 陈兴林. 分数阶微积分在滑模控制中的应用特性 [J]. 中国惯性技术学报, 2014 (4): 439-444.  
 [12] 李 伟, 宁 君, 赵国栋, 等. 基于分数阶滑模的船舶航向保持控制 [J]. 上海海事大学学报, 2020, 41 (3): 6.  
 [13] 陈思溢, 皮佑国. 永磁同步电机的分数阶无位置传感器控制 [J]. 华南理工大学学报 (自然科学版), 2015 (4): 43-4.  
 [14] CHEN Z, ZHANG H, TU W, et al. Sensorless Control for Permanent Magnet Synchronous Motor in Rail Transit Application Using Segmented Synchronous Modulation [J]. IEEE Access, 2019, 7: 76669-76679.  
 [15] 南余荣, 姚亚楠, 钱 宁, 等. 基于 NESO 的永磁同步电机无位置传感器控制 [J]. 计算机测量与控制, 2018, 26 (9): 88-92.  
 [16] 吴 春, 傅子俊, 孙明轩, 等. 基于扩张状态观测器负载转矩补偿的永磁同步电机全速范围无位置传感器控制 [J]. 电工技术学报, 2020, 35 (z1): 172-181.  
 [17] 赵文祥, 刘 桓, 陶 涛, 等. 基于虚拟信号和高频脉振信号注入的无位置传感器内置式永磁同步电机 MTPA 控制 [J]. 电工技术学报, 2021, 36 (24): 5092-5100.  
 [18] 刘计龙, 付康壮, 麦志勤, 等. 基于双频陷波器的改进型高频脉振电压注入无位置传感器控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2021, 41 (2): 749-758.  
 [19] 肖烨然, 刘 刚, 宋欣达, 等. 基于改进滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器 I/F 启动方法 [J]. 电力自动化设备, 2015, 35 (8): 95-102.  
 [20] 张 波, 李 忠, 毛宗源, 等. Poincare 映射的数值算法及其在永磁同步电机混沌分析中的应用 [J]. 控制理论与应用, 2001, 18 (5): 796-800.  
 [21] AGHABABA M P. Design of a chatter-free terminal sliding mode controller for nonlinear fractional-order dynamical system [J]. International Journal of Control, 2013, 86 (10): 1744-1756.