

基于改进双滑模的永磁同步电机无传感器控制^{*}

陈德海^{1,2} 李明¹ 曾东红¹ 李志远¹ 赖正贵¹

(1. 江西理工大学电气工程与自动化学院 赣州 341000; 2. 中国科学院赣江创新研究院 赣州 341000)

摘要:针对永磁同步电机中速度环传统比例积分控制(proportional integral, PI)超调量过大与传统滑模观测器(sliding mode observer, SMO)存在的高频抖振等问题,提出一种基于新型微积分滑模控制器及新型滑模观测器的无感控制方法。该方法用新型微积分滑模控制器代替PI控制器,采用连续函数代替开关函数以减轻抖振,用指数趋近律设计滑模观测器并估计反电动势,并根据反电动势设计自适应律以避免低通滤波器的使用,得到较为精确的转子位置。最后通过MATLAB/Simulink搭建模型,结果表明该方法具有削弱抖振、无超调、准确估计转子位置的特点,转速最大误差从18下降至2.5 r/min,转子位置误差从0.048下降至0.021 rad。

关键词:永磁同步电机;积分微分滑模控制器;改进滑模观测器;无位置传感器

中图分类号: TM351 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8

Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on improved dual sliding mode

Chen Dehai^{1,2} Li Ming¹ Zeng Donghong¹ Li Zhiyuan¹ Lai Zhenggui¹

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Jiangxi University of Science and Technology, Ganzhou 341000, China; 2. Ganjiang Innovation Research Institute, Chinese Academy of Sciences, Ganzhou 341000, China)

Abstract: A new inductorless control method based on a new integral differential sliding mode controller and a new sliding mode observer is proposed to address the problems of excessive overshoot of the speed loop proportional-integral control (PI) and high-frequency jitter of the conventional sliding mode observer (SMO) in permanent magnet synchronous motors. The method replaces the PI controller with a new differential-integral sliding mode controller, uses continuous function instead of switching function to reduce jitter, designs the sliding mode observer with exponential convergence law and estimates the counter-electromotive force, and designs the adaptive law according to the counter-electromotive force to avoid the use of low-pass filter to obtain more accurate rotor position. Finally, the model is built by MATLAB/Simulink, and the results show that the method has the characteristics of jitter reduction, no overshoot, and accurate rotor position estimation, and the maximum error of speed is reduced from 18 to 2.5 r/min, and the error of rotor position is reduced from 0.048 to 0.021 rad.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; integral differential sliding mode controller; modified sliding mode observer; no position sensor

0 引言

永磁同步电机(PMSM)因其具有体积小、运行效率高、可靠性好等优点,而被普遍应用于民用和军事等领域^[1-2]。传统PMSM的高性能控制依赖于速度传感器提供的转子位置与速度,然而速度传感器的使用不仅增加了

系统的成本与体积,并且极易被外界环境所干扰,从而导致系统运行稳定性降低。为解决此类问题,无传感器控制技术成为研究热点^[3-4]。

获取转子位置与速度的方法有模型参考自适应法^[5]、扩展卡尔曼滤波器法^[6]和滑模观测器法等^[7]。滑模观测器法因其具有方法简单、鲁棒性好和响应速度较快等特

收稿日期:2023-02-28

^{*} 基金项目:国家自然科学基金(52167005)项目资助

点得到了广泛应用。其利用开关信号进行高频切换,以不断对反电动势值进行修改,因此系统存在严重的抖振现象。文献[8]针对此问题设计了新型分段函数代替开关函数,有效减弱了系统的高频抖振,但启动时转速误差仍较大。文献[9]设计了一种指数型自适应滑模观测器,避免了低通滤波器的使用,使得转子位置具有更高的观测精度。文献[10]设计了一种新型双界层的切换函数,并使用无模型自适应的控制方法,有效地削弱抖振,提高系统稳定性。文献[11]提出了一种双滑模控制系统,将滑模控制器与高阶滑模观测器相结合,使得转速超调与抖振减小,提高了观测精度,但仍存在一定的超调与抖振现象。文献[12]构建了一种边界层可变的正弦饱和函数,达到了快速收敛的同时,减小系统抖振现象的目的。文献[13]提出了锁相环结构自适应滑模观测器,消除了转速变化带来的影响,减小了反电动势的观测误差,达到了提高转子位置观测精度的目的。文献[14]使用自适应扰动观测器,降低了电机参数依赖性的同时,避免了系统的抖振,具有较强的鲁棒性。文献[15]采用变指数趋近律和锁相环相结合的方法,抑制磁链脉动,准确估计转速与转子位置。文献[16]设计了基于自适应积分滑模控制器,同时对电机负载扰动进行观测,实时观测系统扰动,有效提高电机抗扰能力与控制精度。

为提高 PMSM 转速跟踪与转子位置估计能力,本文提出了一种基于改进双滑模的永磁同步电机无感控制,使用新型微分积分滑模控制(new differential-integral sliding mode controller, NSMC)取代传统的 PI 控制,并采用连续函数代替符号函数以减轻系统的抖振,用新型滑模观测器(new type sliding mode observer, NSMO)取代常规滑模观测器,并根据反电动势设计自适应律减小转子位置误差,使得系统在无超调的同时,提升转子位置估计精度。

1 永磁同步电机数学模型

为了便于滑模控制器的设计,选取 $d-q$ 坐标轴建立表贴式 PMSM 数学模型:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_s \frac{d}{dt} i_d - p_n \omega_m L_s i_q \\ u_q = R_s i_q + L_s \frac{d}{dt} i_q + p_n \omega_m L_s i_d + p_n \omega_m \psi_f \\ T_e = \frac{3}{2} p_n \psi_f i_q \end{cases} \quad (1)$$

式中: L_s 为定子电感; R_s 为电阻; u_d 、 u_q 和 i_d 、 i_q 分别为 d 、 q 轴电压与电流; t 为时间; p_n 为电机极对数; ω_m 为转子机械角速度; ψ_f 为永磁体磁链; T_e 为电磁转矩。

PMSM 的机械运动方程为:

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

式中: J 为转动惯量; B 为阻尼系数; T_L 为负载转矩。

2 基于新型微分积分滑模控制的设计

永磁同步电机系统的状态变量:

$$\begin{cases} x_1 = \omega_{ref} - \omega_m \\ x_2 = \dot{x}_1 = -\dot{\omega}_m \end{cases} \quad (3)$$

式中: ω_{ref} 为期望转速; ω_m 为实际转速。

由式(1)~(3)可得:

$$\dot{\omega}_m = \frac{3p_n \psi_f}{2J} i_q - \frac{B}{J} \omega_m - \frac{T_L}{J} \quad (4)$$

根据传统指数趋近律可知,滑模控制不仅要使得系统能够快速趋近滑模面,同时也需要在控制律的作用下能够维持运动而不发生剧烈抖振^[17]。

因此采用如下滑模面,可有效改善转速超调现象,同时减弱系统的抖振。

令微分积分滑模面为:

$$s = c_1 x_1 + x_2 + c_2 \int x_1 dt \quad (5)$$

式中: $c_1 > 0, c_2 > 0$ 。

对式(5)求导,可得:

$$\dot{s} = c_1 x_2 + \dot{x}_2 + c_2 x_1 \quad (6)$$

根据系统控制要求,设计了一种新型微分积分滑模面的趋近律:

$$\dot{s} = -F(s) \text{sign}(s) - qs \quad (7)$$

$$F(s) = \left[\frac{k_1}{k_2 + \left(\frac{1}{\lambda |s|} + 1 \right) e^{-\gamma|s|}} + k_3 |s|^\beta \right] \quad (8)$$

式中: $k_1 > 0, k_2 > 0, k_3 > 0, \beta > 0, 0 < \lambda < 1, \gamma > 0$ 。

当系统远离滑模面时,即 $|s|$ 较大时,切换项为 $k_1/k_2 + k_3 |s|^\beta$,能够使系统以较快的速度收敛稳定;当系统靠近滑模面时,即 $|s|$ 较小时,切换项为 $k_1/(k_2 + 1)$ 。通过选取合适的参数值可以达到快速趋近稳定的效果。

对新型积分微分滑模控制律采用 Lyapunov 函数证明其稳定性:

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

对式(9)求导可得:

$$\dot{V} = s\dot{s} = -F(s) - qs^2 \quad (10)$$

由于 $F(s) > 0$,故 $\dot{V} < 0$,因此该控制律满足稳定性原理,误差能够在有限的时间内收敛趋近于 0。

令 $D = 3p_n \psi_f / 2J$,可知 q 轴控制电流为:

$$i_q^* = \frac{1}{D} \int F(s) + qs + c_1 x_2 + c_2 x_1 dt \quad (11)$$

3 滑模观测器设计

3.1 传统滑模观测器设计

表贴式永磁同步电机在静止 $\alpha\beta$ 坐标系下的表达式为:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}i_\alpha = -\frac{R_s}{L_s}i_\alpha + \frac{u_\alpha}{L_s} - \frac{E_\alpha}{L_s} \\ \frac{d}{dt}i_\beta = -\frac{R_s}{L_s}i_\beta + \frac{u_\beta}{L_s} - \frac{E_\beta}{L_s} \end{cases} \quad (12)$$

式中： i_α, i_β 为永磁同步电机定子电流在 α, β 轴的分量； u_α, u_β 为滑模观测器的控制输入； E_α, E_β 分别为扩展反电动势在 α, β 轴的分量。式(12)中永磁同步电机反电动势满足式(13)。

$$\begin{cases} E_\alpha = -\omega_r \psi_f \sin\theta_r \\ E_\beta = \omega_r \psi_f \cos\theta_r \end{cases} \quad (13)$$

式中： ω_r 为电角速度； ψ_f 为永磁体磁链； θ_r 为转子位置角度。

传统滑模观测器构造为：

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\hat{i}_\alpha = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\alpha + \frac{u_\alpha}{L_s} - \frac{k\operatorname{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha)}{L_s} \\ \frac{d}{dt}\hat{i}_\beta = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\beta + \frac{u_\beta}{L_s} - \frac{k\operatorname{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta)}{L_s} \end{cases} \quad (14)$$

式中： $\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$ 分别为 α, β 轴上的电流估计值； k 为滑模增益； $\operatorname{sgn}(s)$ 为符号函数。

将式(14)与(12)相减，整理得到电流误差方程为：

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\check{i}_\alpha = -\frac{R_s}{L_s}\check{i}_\alpha + \frac{E_\alpha}{L_s} - \frac{k\operatorname{sgn}(\check{i}_\alpha)}{L_s} \\ \frac{d}{dt}\check{i}_\beta = -\frac{R_s}{L_s}\check{i}_\beta + \frac{E_\beta}{L_s} - \frac{k\operatorname{sgn}(\check{i}_\beta)}{L_s} \end{cases} \quad (15)$$

式中： $\check{i}_\alpha, \check{i}_\beta$ 为定子电流观测误差。

设计滑模面为：

$$s = \check{i}_s = \hat{i}_s - i_s \quad (16)$$

当滑模面收敛的时候， $\check{i}_\alpha, \check{i}_\beta$ 及其导数均为 0，此时可得反电动势的估计值为：

$$\begin{cases} E_\alpha = k\operatorname{sgn}(\check{i}_\alpha) \\ E_\beta = k\operatorname{sgn}(\check{i}_\beta) \end{cases} \quad (17)$$

式(17)由于反电动势中包含符号函数，因此需要使用低通滤波器对高频信号进行滤除：

$$\begin{cases} \hat{E}_\alpha = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} V_\alpha \\ \hat{E}_\beta = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} V_\beta \end{cases} \quad (18)$$

式中： $\hat{E}_\alpha, \hat{E}_\beta$ 分别为滤波后 α, β 轴上的反电动势观测值； ω_c 为低通滤波器的截止频率。

由于低通滤波器会导致相位延迟和幅值变化，因此需要加入相位补偿以获得精确的转子位置信息。

$$\begin{cases} \hat{\theta} = -\arctan \frac{\hat{E}_\alpha}{\hat{E}_\beta} + \arctan \frac{\hat{\omega}_r}{\omega_c} \\ \hat{\omega}_r = \frac{\sqrt{\hat{E}_\alpha^2 + \hat{E}_\beta^2}}{\psi_f} \end{cases} \quad (19)$$

式中： $\hat{\theta}$ 为转子位置的观测值； $\hat{\omega}_r$ 为转速的观测值。传统滑模观测器结构如图 1 所示。

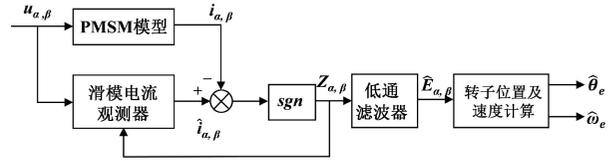


图 1 传统滑模观测器结构

3.2 改进滑模观测器设计

针对传统滑模观测器由于符号函数导致系统出现严重的抖振现象，采用连续函数 $\operatorname{sigmoid}(s)$ 代替 $\operatorname{sgn}(s)$ 减小系统的抖振。

$$\operatorname{sigmoid}(s) = \frac{2}{1 + e^{-bs}} - 1 \quad (20)$$

式中： $b > 0$ 。

该函数特性如图 2 所示，在接近零点处同时具备连续性与指数变化的特点，并且通过对 b 值的选取控制变化快慢。

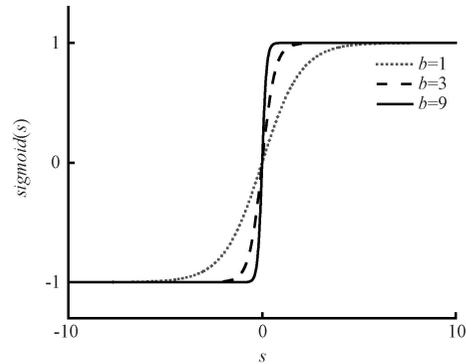


图 2 sigmoid(s) 函数曲线

为了达到较好的趋近速度以及减少抖振的目的，采用式(21)趋近律，该趋近律使得系统在距离滑模面较远时能够有着较大的趋近速度，同时在靠近滑模面时减小趋近速度，从而达到减小抖振的目的。趋近律如下：

$$\dot{s} = -\epsilon \operatorname{sigmoid}(s) - qs \quad (21)$$

式中： $\epsilon > 0, q > 0$ 。

构建式(16)滑模面。滑模观测器为：

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\hat{i}_\alpha = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\alpha + \frac{u_\alpha}{L_s} - \frac{\epsilon \operatorname{sigmoid}(s_\alpha) + qs_\alpha}{L_s} \\ \frac{d}{dt}\hat{i}_\beta = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\beta + \frac{u_\beta}{L_s} - \frac{\epsilon \operatorname{sigmoid}(s_\beta) + qs_\beta}{L_s} \end{cases} \quad (22)$$

将式(22)与(12)相减，整理得到电流误差方程：

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\check{i}_\alpha = -\frac{R_s}{L_s}\check{i}_\alpha + \frac{E_\alpha}{L_s} - \frac{\epsilon \operatorname{sigmoid}(s_\alpha) + qs_\alpha}{L_s} \\ \frac{d}{dt}\check{i}_\beta = -\frac{R_s}{L_s}\check{i}_\beta + \frac{E_\beta}{L_s} - \frac{\epsilon \operatorname{sigmoid}(s_\beta) + qs_\beta}{L_s} \end{cases} \quad (23)$$

3.3 稳定性分析

选用 Lyapunov 函数分析该趋近律的稳定性:

$$V = \frac{1}{2} s^T s \quad (24)$$

两边求导并代入式(21)可得:

$$\dot{V} = s^T \dot{s} = -\frac{R_s}{L_s} s^T s + \frac{E_s - \varepsilon \text{sigmoid}(s) - qs}{L_s} \quad (25)$$

根据稳定性条件,需满足式(26)。

$$\dot{V} \leq 0 \quad (26)$$

由于 $-\frac{R_s}{L_s} s^T s < 0$, 可知 $E_s < \varepsilon \text{sigmoid}(s) + qs$ 则可满足系统稳定性条件。即:

$$\varepsilon \gg \max(|E_\alpha|, |E_\beta|) \quad (27)$$

当式(27)成立,则滑模运动能够趋于稳定。

4 自适应律设计

传统滑模观测器得到的信号存在高频分量,通常使用低通滤波器对其进行滤除,但是低通滤波器的使用会导致相位延迟,因此需要通过实时的角速度信息对系统进行角度补偿,然而估计的角度会影响补偿性能。因此,设计自适应律使估计的反电动势波形曲线更加平滑,从而减小估计误差。

由于定子电流变化率远大于电机角速度变化率,因此由式(13)可得:

$$\begin{cases} \dot{E}_\alpha = -\omega_r E_\beta \\ \dot{E}_\beta = \omega_r E_\alpha \end{cases} \quad (28)$$

自适应律设计为:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \hat{E}_\alpha = -\hat{\omega}_r \hat{E}_\beta - g(\hat{E}_\alpha - E_\alpha) \\ \frac{d}{dt} \hat{E}_\beta = \hat{\omega}_r \hat{E}_\alpha - g(\hat{E}_\beta - E_\beta) \\ \frac{d}{dt} \hat{\omega}_r = \tilde{E}_\alpha \hat{E}_\beta - \tilde{E}_\beta \hat{E}_\alpha \end{cases} \quad (29)$$

式中: $g > 0$ 。

式(29)与(28)相减可得:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \tilde{E}_\alpha = -\hat{\omega}_r \tilde{E}_\beta - \omega_r \tilde{E}_\beta - g \tilde{E}_\alpha \\ \frac{d}{dt} \tilde{E}_\beta = \hat{\omega}_r \tilde{E}_\alpha + \omega_r \tilde{E}_\alpha - g \tilde{E}_\beta \\ \frac{d}{dt} \tilde{\omega}_r = \tilde{E}_\alpha \tilde{E}_\beta - \tilde{E}_\beta \tilde{E}_\alpha \end{cases} \quad (30)$$

取 Lyapunov 函数为:

$$V = \frac{1}{2} (\tilde{E}_\alpha^2 + \tilde{E}_\beta^2 + \tilde{\omega}_r^2) \quad (31)$$

两边求导可得:

$$\dot{V} = \tilde{E}_\alpha \dot{\tilde{E}}_\alpha + \tilde{E}_\beta \dot{\tilde{E}}_\beta + \tilde{\omega}_r \dot{\tilde{\omega}}_r \quad (32)$$

由式(30)与(32)可得:

$$\dot{V} = -g(\tilde{E}_\alpha^2 + \tilde{E}_\beta^2) \leq 0 \quad (33)$$

由式(33)与 $g > 0$ 可知,所设计的自适应律具有渐进稳定性,可以收敛至实际反电动势。改进自适应滑模观测器原理结构如图3所示。

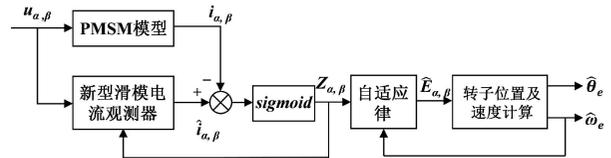


图3 改进自适应滑模观测器原理结构

5 仿真分析

为验证基于本实验方法的估算精度与准确性,利用 MATLAB/Simulink 软件搭建永磁同步电机无传感器控制系统的仿真模型如图4所示。

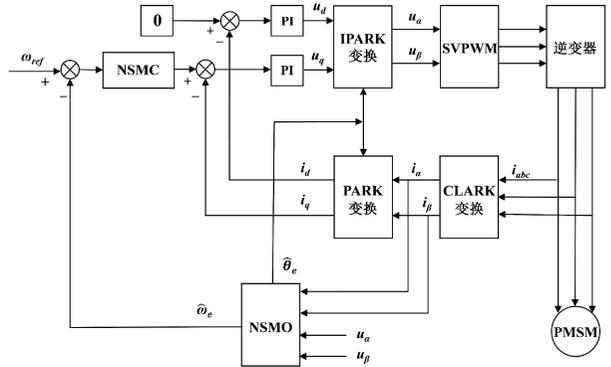


图4 PMSM 无传感器控制框图

电机仿真参数如表1所示。

表1 电机参数

| 参数 | 数值 |
|---|-------|
| 定子电阻 R_s / Ω | 2.875 |
| 定子电感 L_s / mH | 8.5 |
| 永磁体磁链 Ψ_f / Wb | 0.175 |
| 转动惯量 $J / (\text{kg} \cdot \text{m}^2)$ | 0.001 |
| 极对数 P_n | 4 |

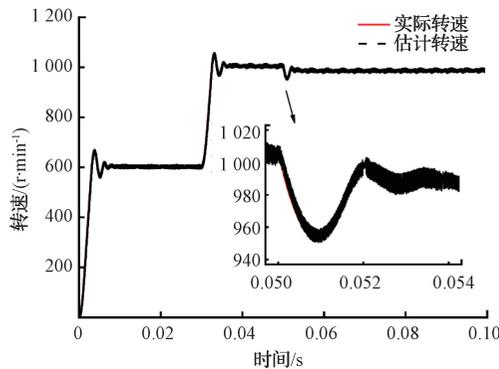
设定实验仿真时长为 0.1 s, 仿真步长为 2×10^{-7} s。初始无负载, 在 $t = 0$ s 时额定转速为 $600 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$, 在 $t = 0.03$ s 时, 额定转速突变为 $1000 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$, 并在 $t = 0.05$ s 时, 突加 $10 \text{ N} \cdot \text{m}$ 的负载。传统比例积分-传统滑模观测器 (PI-SMO)、滑模转速控制-传统滑模观测器 (SMC-SMO)、新型积分微分滑模转速控制器-新型滑模观测器 (NSMC-NSMO) 各进行实验, 通过仿真分别得到转速响应曲线、转速误差曲线和转子位置误差曲线, 并对实验结果进行整理分析结果如表2所示。

转速响应如图5所示, 可以看出, 在空载启动时, PI-SMO 震荡现象十分明显, 最大震荡幅度达到 665 r/min , 最大抖振为期望转速的 10.8%, 系统在 0.009 s 时进入稳

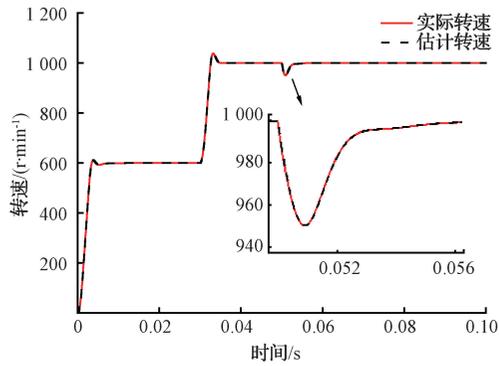
表2 3种方法实验结果对比

| 实验指标 | PI-SMO | SMC-SMO | NSMC-NSMO |
|------------------------------|--------|---------|-----------|
| 响应时间/s | 0.009 | 0.007 | 0.005 |
| 超调量/(r·min ⁻¹) | 65 | 27 | 0 |
| 稳态时间/s | 0.005 | 0.006 | 0.003 |
| 转速突变值/(r·min ⁻¹) | 46 | 53 | 38 |
| 转速误差/(r·min ⁻¹) | 11 | 4 | 0.8 |
| 转子位置误差/rad | 0.048 | 0.042 | 0.021 |

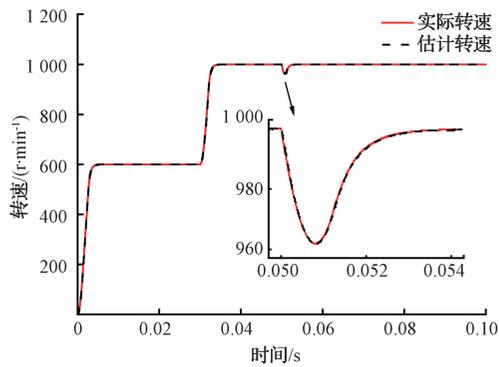
定状态且伴随着剧烈的抖振;SMO-SMC超调较小,最大震荡幅度达到627 r/min,最大抖振为期望转速的4.5%,系统在0.007 s后进入稳定状态,抖振现象减弱;NSMO-NSMC无超调,并在0.005 s后系统进入稳定状态。



(a) PI-SMO控制下的转速响应



(b) SMC-SMO控制下的转速响应



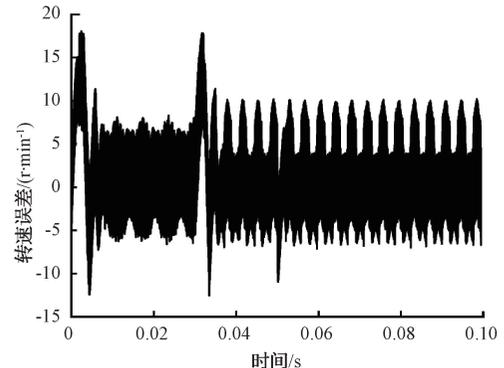
(c) NSMC-NSMO控制下的转速响应

图5 转速响应

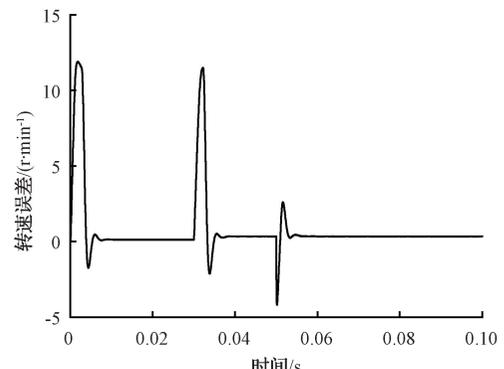
系统突加负载之后,PI-SMO转速下降至954 r/min,0.005 s后进入稳态但无法到达期望转速,实际转速与期望转速差值约14 r/min,同时伴随剧烈抖振;SMO-SMC转速下降至947 r/min,0.006 s后进入稳态,实际转速与期望转速差值约0.35 r/min;NSMO-NSMC转速下降至962 r/min,0.003 s后进入稳态,实际转速与期望转速基本一致。

转速误差如图6所示,可以看出,在空载启动时,PI-SMO转速误差约为18 r/min,且伴随着剧烈震荡现象;SMO-SMC转速误差约为12 r/min;NSMO-NSMC转速误差约为2.5 r/min。

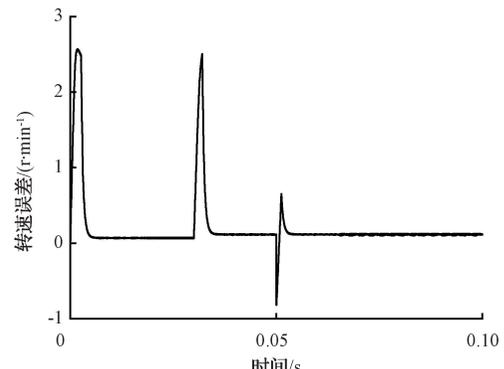
系统突加负载后,PI-SMO转速误差达到11 r/min;SMO-SMC转速误差达到4 r/min,NSMO-NSMC转速误差达到0.8 r/min。



(a) PI-SMO控制下的转速误差



(b) SMC-SMO控制下的转速误差



(c) NSMC-NSMO控制下的转速误差

图6 转速误差

转子位置误差如图7所示,可以看出,在空载启动时,PI-SMO转子位置误差约为0.038 rad;SMC-SMO转子位置误差约为0.025 rad;NSMC-NSMO转子位置误差约为0.013 rad;

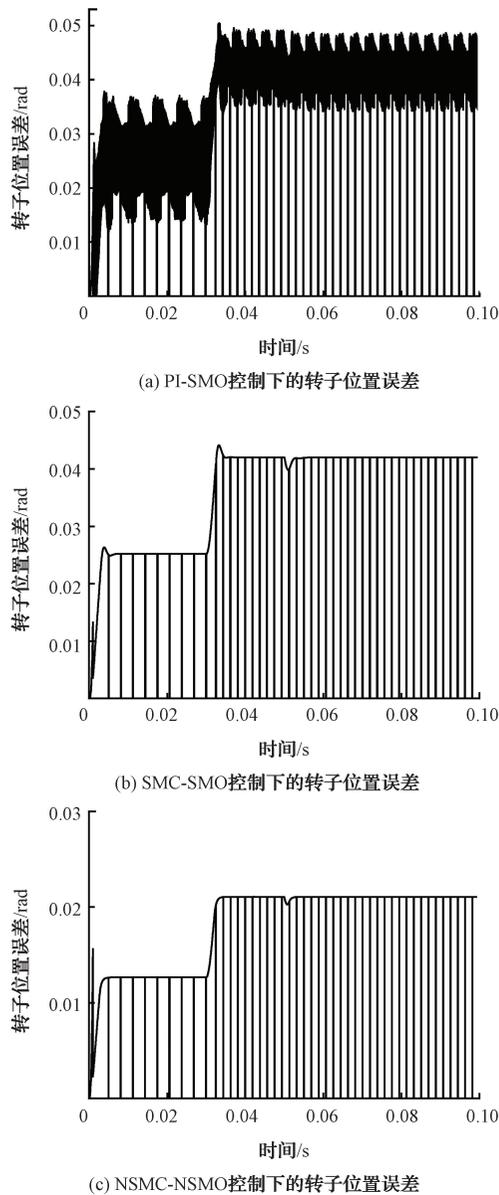


图7 转子位置误差

系统突加负载并进入稳态后,PI-SMO转子位置误差约为0.048 rad;SMO-SMC转子位置误差约为0.042 rad;NSMO-NSMC转子位置误差约为0.021 rad。

从仿真结果可知,PI-SMO存在剧烈的震荡现象,在突加负载后转速与期望值相差较大;SMC-SMO震荡现象减弱,响应速度加快,但转速误差仍较大;NSMC-NSMO不仅无超调量,而且转速误差更小,转子位置估计更加准确,具有较好的动态、稳态性能。

6 结论

本文采用新型积分微分滑模控制器与新型滑模观测相结合的方法,采用积分微分型控制器改善超调问题,通过改进传统的滑模观测器的开关函数,减少系统因高频信号切换引起的抖振现象,设计自适应律以提高转子位置的估计精度,并通过Layapunov函数证明系统的稳定性,最终在Simulink平台对PI-SMO、SMC-SMO与NSMC-NSMO转速、转速误差与转子位置误差3个方面进行仿真分析,对算法可行性进行验证。实验结果表明,NSMC-NSMO在转速控制、负载突变与转子位置估计方面均比目前主流的其他两种方法有更好效果。

参考文献

- [1] 冉艳,邓涛,李军营,等. 永磁同步电机变工况下无速度传感器控制[J]. 微电机,2019,52(6):51-56.
- [2] 戴鹏,徐楠,谢后晴,等. 永磁同步电机调速系统的快速幂次趋近律控制[J]. 电机与控制学报,2017,21(11):32-38.
- [3] VERRELLI C M, TOMEI P, LORENZANI E, et al. Nonlinear tracking control for sensorless permanent magnet synchronous motors with uncertainties [J]. Control Engineering Practice,2016(60):157-170.
- [4] HOAI H K, CHEN S C, THAN H. Realization of the sensorless permanent magnet synchronous motor drive control system with an intelligent controller[J]. Electronics,2020,9(2):510-517.
- [5] LI X D, LI S H. Speed control for a PMSM servo system using model reference adaptive control and an extended state observer[J]. Journal of Power Electronics,2014,14(3):549-563.
- [6] DCHICH K, ZAAFOURI A, JEMLI M, et al. Position sensorless robust control of PMSM using the extended Kalman filter algorithm[J]. International Review on Modelling and Simulations IREMOS,2013,6(2):380-386.
- [7] SONG X D, FANG J C, HAN B C, et al. Adaptive compensation method for high-speed surface PM SM sensorless drives of EMF-based position estimation error[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2016,31(2):1438-1449.
- [8] 白天宇,刘军,许志明,等. 基于幂次趋近律滑模观测器的永磁同步电机控制[J]. 组合机床与自动化加工技术,2021(1):122-125.
- [9] 彭思齐,蒋雨函,兰志勇,等. 永磁同步电机新型指数型自适应滑模观测器无传感器控制[J]. 电机与控制学报,2022,26(5):104-114.
- [10] 胡伟,耿亚珂. 改进滑模观测器的BLDCM无模型自适应控制[J]. 电子测量与仪器学报,2016,30(3):

- 456-464.
- [11] 杨浩,赵强,杨钊,等. 基于新型双滑模的永磁同步电机无传感器矢量控制[J]. 科学技术与工程, 2022, 22(6):2252-2258.
- [12] 陈威,董秀成,周单,等. 改进滑模模型参考自适应的PMSM无传感控制[J]. 计算机应用研究, 2019, 36(12):3788-3791.
- [13] 申永鹏,郑竹凤,王耀南,等. 基于PLL自适应滑模观测器的PMSM无传感器控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2020, 34(8):22-29.
- [14] 李海剑,易映萍. 基于自适应扰动观测器的PMSM无传感器控制[J]. 电子测量技术, 2018, 41(21):123-127.
- [15] 苗敬利,张宇航,秦王毓. 基于无差拍的永磁同步电机无传感器控制策略[J]. 科学技术与工程, 2020, 20(6):2279-2284.
- [16] 张荣芸,周成龙,时培成,等. 基于自适应积分滑模与扰动观测的多PMSM同步控制[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(20):127-138.
- [17] 刘京,李洪文,邓永停. 基于新型趋近律和扰动观测器的永磁同步电机滑模控制[J]. 工程科学学报, 2017, 39(6):933-944.

作者简介

陈德海,博士,副教授,硕士生导师,主要研究方向为电机控制。
E-mail:dhchen22@gia.cas.cn