

基于全局快速终端和扰动补偿的 PMSM 矢量控制^{*}

陈德海^{1,2} 张吉祥¹ 刘 祥¹ 曾东红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:为提升永磁同步电机(PMSM)的动态性能并抑制抖振问题,提出一种结合全局快速终端和扰动补偿观测器的矢量控制方法,该方法在速度环设计全局快速终端滑模控制器(GFTSMC)并结合改进型指数趋近律(IERL),进一步缩短了系统的响应时间,削弱了运动点在滑模面的抖振现象。为了对永磁同步电机运行过程中存在的扰动问题进行补偿,设计了改进型扩张状态观测器(ESO)对未知扰动进行观测并进行前馈补偿。同时设计了滑模位置观测器,实现了对位置信号的检测。仿真结果表明,该控制策略进一步提高了调速系统的响应速度,降低了稳态误差,增强了抗扰性能,同时能更准确检测转子位置,转速响应时间提升了 0.043 s,转速最大误差从 69.9 下降至 11.75 r/min。

关键词:永磁同步电机;动态性能;全局快速终端;改进型指数趋近律;扰动补偿

中图分类号: TM351 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8020

PMSM vector control based on global fast terminal and perturbation compensation

Chen Dehai^{1,2} Zhang Jixiang¹ Liu Xiang¹ Zeng Donghong¹

(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: In order to improve the dynamic performance of permanent magnet synchronous motor (PMSM) and suppress the jitter problem, this paper proposes a vector control method combining the global fast terminal and the disturbance compensation observer, which designs the global fast terminal sliding mode controller (GFTSMC) in the velocity loop and combines the improved exponential approach law (IERL) to further shorten the response time of the system and weaken the jitter phenomenon of the moving point on the sliding mode surface. In order to compensate for the disturbance problems existing in the operation of the permanent magnet synchronous motor, an improved ESO was designed to observe the unknown disturbance and compensate for the feedforward compensation. At the same time, a sliding mode position observer was designed to realize the detection of position signals. The simulation results show that the control strategy in this paper further improves the response speed of the speed control system, reduces the steady-state error, enhances the anti-interference performance, and can detect the rotor position more accurately, the speed response time is increased by 0.043 s, and the maximum speed error is reduced from 69.9 to 11.75 r/min.

Keywords: PMSM; dynamic performance; global fsat terminal; improved exponential reaching law; perturbation compensation

0 引 言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)因其效率高、功率密度大、调速范围宽等优点,在航天、伺服系统、电动汽车、风力发电等众多领域中

得到广泛应用。为使 PMSM 在高要求领域发挥更好的性能,高质量的控制系统设计显得尤为重要^[1-5]。

传统的 PMSM 矢量控制速度环采用比例积分控制(proportional integral, PI),该控制方法易于实现、调节方便,可以在一定范围内满足控制需求。但 PI 控制超调量

收稿日期:2023-12-07

^{*} 基金项目:国家 A 类重大攻关项目(E210E001010)、江西省教育厅科技项目(GJJ170554)资助

较大、抗扰动能力差,对非线性系统响应精度低,已不适合高质量发展的要求,因此一些先进的控制理论被提出如:鲁棒控制^[6]、自适应控制^[7]、滑模控制^[8](sliding mode control, SMC)、模型预测控制^[9]等。其中,滑模控制因其响应速度快、鲁棒性强的优点广泛应用于永磁同步电机的控制系统。

目前,针对滑模控制的主要改进集中在抑制运动点在趋近滑模面的抖振现象。文献[10]通过设计了一种新型指数趋近率的滑模控制器,不仅降低了超调,提升了转速,同时还可以抑制扰动。文献[11]设计了一种非奇异快速终端滑模控制策略,实现了状态变量的快速收敛,并且缩短了收敛时间,克服了终端滑模存在的奇异性问题。

然而,当系统中存在未知且较大的扰动时,滑模趋近律不足以使系统运行稳定,这时就需要将扰动观测器与滑模控制相结合。文献[12]以电机转速和负载转矩为状态变量设计了一种滑模扰动观测器,有效地改善了系统性能,提高了系统的鲁棒性。文献[13]利用了扩张状态观测器将系统存在的干扰扩张为状态变量,补偿到控制器中,提高了的抗干扰性。文献[14]通过设计扰动观测器减小了转速波动和观测器的跟踪误差,系统鲁棒性显著增强。文献[15]提出一种基于非线性扩张状态观测器负载转矩补偿的无位置传感器控制策略,提高了全速范围内系统抗外部扰动的能力。

为进一步提升 PMSM 控制系统的性能,本文在现有滑模控制的基础上,采用了全局快速终端滑模面,并对现有指数趋近律进行了改进,减小了系统抖振,缩短了响应时间。同时本文设计了一种改进型的扩张状态观测器(ESO),将系统中存在扰动进行观测并前馈补偿到 q 轴电流,以此实现对扰动的补偿,从而提升系统的抗扰动能力。同时设计了滑模观测器,实现了对位置信号的检测。

1 PMSM 数学模型

为了便于建立永磁同步电机的数学模型,假设电机运行在理想条件下。在 d - q 轴坐标系下,PMSM 的电压方程为:

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \frac{d}{dt}i_d - \omega_e L_q i_q \\ u_q = Ri_q + L_q \frac{d}{dt}i_q - \omega_e (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d 、 u_q 分别为 d 、 q 轴的电压分量; i_d 、 i_q 为 d 、 q 轴的电流分量; L_d 、 L_q 分别为 d 、 q 轴电感分量; R 为定子电感; φ_d 、 φ_q 为 d 、 q 轴的磁链分量; φ_f 为永磁体的磁链; ω_e 为电角速度。

永磁同步电机的电磁转矩表达式为:

$$T_e = \frac{3}{2} p i_q \varphi_f \quad (2)$$

式中: T_e 为电磁转矩; p 为电机的极对数。

永磁同步电机机械运动表达式为:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - B\omega - T_L \quad (3)$$

式中: B 是阻尼系数; ω 是机械角速度, $\omega = \omega_e / n_p$; T_L 是负载转矩; J 是转动惯量; T_e 是电磁转矩。

2 PMSM 控制系统设计

2.1 全局快速终端滑模面

在传统滑模控制中,由于使用的是线性滑模面,状态误差无法收敛到 0。因此一些学者开始将非线性特性引入到滑模面上,采用非线性滑模面的终端滑模速度控制器。本文所采用的滑模面函数同时包涵线性项和非线性项,不仅提高了收敛速度,同时也保证系统可以在有限时间内收敛至平衡状态。选取滑模面函数为:

$$s = \dot{x}_1 + \alpha_0 x_1 + \beta_0 x_1^{\frac{q_0}{p_0}} \quad (4)$$

式中: α_0 、 β_0 均大于 0, $p_0 > q_0$, 且都为正奇数。

全局快速终端滑模面可确保系统在有限时间内可以收敛滑模面,能从任意初始状态 $x(0) \neq 0$ 收敛到平衡状态,所需要的时间为:

$$t_s = \frac{p_0}{\alpha_0(p_0 - q_0)} \ln \frac{\alpha_0 x(0)^{(q_0 - p_0)/p_0} + \beta_0}{\beta_0} \quad (5)$$

2.2 速度环控制器设计

定义 PMSM 状态变量为:

$$\begin{cases} x_1 = \omega^* - \omega \\ x_2 = \dot{x}_1 = -\dot{\omega} \end{cases} \quad (6)$$

式中: ω^* 是电机给定机械角速度; ω 是电机实际机械角速度。

对式(4)进行求导:

$$\dot{s} = \ddot{x}_1 + \alpha_0 \dot{x}_1 + \beta_0 \frac{q_0}{p_0} x_1^{\frac{q_0 - p_0}{p_0}} \dot{x}_1 \quad (7)$$

为解决传统指数趋近律存在的问题,本文提出一种改进型指数趋近律(IERL),即:

$$\begin{cases} \dot{s} = -\epsilon D(s) \text{sign}(s) - q |X|^a s \\ D(s) = \frac{1}{(1 - \xi) e^{-|s|^b} + \xi + \frac{1}{|s| + a}} \end{cases} \quad (8)$$

式中: $0 < \xi < 1$, ϵ 、 α 、 a 、 b 、 q 均大于 0。

当 $|s|$ 的绝对值趋于无穷大时,此时 $-q |X|^a s$ 起主要作用,由于在此项中引入了系统状态变量 X ,故 $-q |X|^a s > -qs$, 并且此时 $D(s) > 1$, 说明本文所提的趋近律在该阶段比指数趋近律快。当 $|s|$ 趋于 0 时,此时 $-\epsilon D(s) \text{sign}(s)$ 起主要作用,此时 $D(s) < 1$, $-\epsilon D(s) \text{sign}(s) < -\epsilon \text{sign}(s)$, $-q |X|^a s$ 会随着系统状态 X 的减小而减小,因此在趋近过程中会进一步减小抖振问题。

将式(6)和(8)代入式(7)可得:

$$i_q = \frac{1}{D} [\epsilon D(s) \text{sign}(s) + q |x_1|^a s + \alpha_0 \dot{x}_1 +$$

$$\beta_0 \frac{q_0}{p_0} x_1^{\frac{(q_0-p_0)}{p_0}} \dot{x}_1 \quad (9)$$

定义 Lyapunov 函数为:

$$V = \frac{1}{2} s^2 \quad (10)$$

对其求导,则有:

$$\dot{V} = s\dot{s} = -\epsilon s D(s) \text{sign}(s) - q |x_1|^a s^2 \quad (11)$$

已知 $\epsilon > 0, q > 0, a > 0, b > 0, 0 < \xi < 1$ 。故 $D(s) > 0, s \cdot \text{sign}(s) > 0$ 。即 $\dot{V} < 0$, 满足可达条件。

3 扰动观测器设计

3.1 改进 ESO 设计

考虑到电机实际运行时存在的不确定扰动,为抵消这些扰动对于系统的影响,因此在设计速度控制器时应引入扰动变量。

PMSM 运动方程为:

$$\dot{\omega} = di_q + g \quad (12)$$

式中: $d = \frac{3p\varphi_f}{2J}$; $g = \Delta di_q - (\eta + \Delta\eta)\omega - (c + \Delta c)T_L$ 表

示综合扰动。其中, $\eta = \frac{B}{J}$; $c = \frac{1}{J}$; $\Delta d, \Delta\eta, \Delta c$ 为参数的变动值; $T_L = T_{L0} + \Delta T_L$ 。

改进型 ESO 的设计是将未知扰动估计值与滑模控制律相结合,具体改进为在观测器中加入基于滑模控制律的函数来提高系统精度,改进型 ESO 为:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = z_1 - \omega \\ \dot{z}_1 = di_q + z_2 + \lambda_1 \text{sgn}(\hat{\omega} - \omega) \\ \dot{z}_2 = \beta_1 \lambda_1 \text{sgn}(\hat{\omega} - \omega) \end{cases} \quad (13)$$

式中: z_1 是电机实际角速度的估计值; z_2 是扰动 g 的估计值; λ_1 是 ESO 的参数,并且小于 0; β_2 是 ESO 参数; $\lambda_1 \text{sgn}(\hat{\omega} - \omega)$ 是滑模控制律。

$\hat{g}$ 作为系统的未知扰动估计值,采用式(14)算出未知扰动所需的 q 轴电流后直接补偿到 q 轴,从而提升系统的抗扰动性能。

$$i_{q, \text{ESO}} = -\frac{\hat{g}}{d} \quad (14)$$

由于传统的符号函数存在抖振,且不连续,因此本文涉及的符号函数均使用 Sigmoid 来代替, Sigmoid 函数表达式为:

$$G(s) = \frac{2}{1 + e^{-\partial x}} - 1 \quad (15)$$

其中, $\partial > 0$, 当 ∂ 趋于无穷时, Sigmoid 函数接近于 $\text{sign}(x)$ 。

由于 ESO 的输入信号存在一定的误差,为了在速度变化时也可以更加精确的对输入信号进行滤波,因此设计可变截止频率滤波器(ILPF),其表达式为:

$$\begin{cases} \hat{\omega}_c = k_f \hat{\omega}_e + k_e \\ H(s) = \frac{\hat{\omega}_c}{s + \hat{\omega}_c} \end{cases} \quad (16)$$

式中: $k_f > 0, k_e$ 的数值较小。

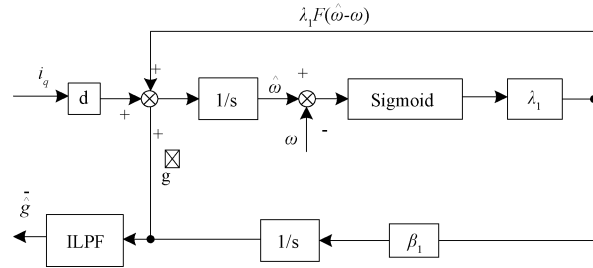


图1 改进扩张状态观测器框图

Fig. 1 Block diagram of the improved expansion state observer

3.2 ESO 性能分析

对本文设计的改进型 ESO 与未改进的 ESO 进行实验对比分析如图 2 所示。给定转速 800 r/min,在 0.1 s 时加载至 5 N·m,在 0.2 s 突减负载到 0 N·m。

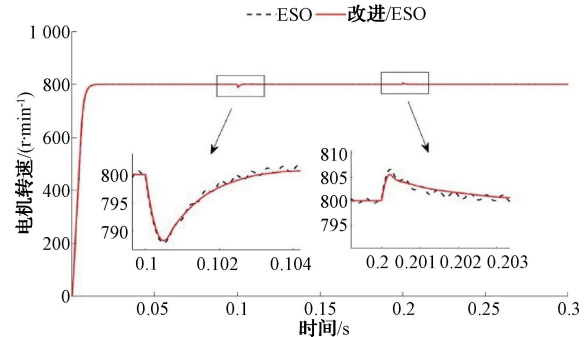


图2 改进 ESO 性能对比

Fig. 2 Comparison of improved ESO performance

由图 2 可知,本文在 ESO 上做出的改进不仅可以减小一定的负载扰动,同时还避免了抖振的产生,对于提升永磁同步电机性能有着显著的作用。

4 滑模位置观测器设计

在 α 和 β 轴建立滑模观测器(图 3)的数学模型,如下:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \end{bmatrix} \quad (17)$$

式中: $\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$ 为定子电流的观测值; u_α, u_β 为观测器的控制输入。

定子电流误差方程为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} e_\alpha - z_\alpha \\ e_\beta - z_\beta \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\begin{bmatrix} \mathcal{K}_\alpha \\ \mathcal{K}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} kG(i_\alpha - i_\alpha) \\ kG(i_\beta - i_\beta) \end{bmatrix} \quad (19)$$
$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} kG(i_\alpha^\wedge - i_\alpha) \\ kG(i_\beta^\wedge - i_\beta) \end{bmatrix} \quad (20)$$
$$\theta_{ga}^{\wedge} = -\arctan(E_{\alpha}^{\wedge}/E_{\beta}^{\wedge}) \quad (21)$$
$$\overset{\wedge}{\theta}_a = \overset{\wedge}{\theta}_{ag} + \arctan(\overset{\wedge}{\omega}_a / \overset{\wedge}{\omega}_c) \quad (22)$$
$$\omega_e^\wedge = \frac{\sqrt{E_a^{\wedge 2} + E_\beta^{\wedge 2}}}{\varphi_f} \quad (23)$$


Fig. 3 Block diagram of the sliding mode observer model

The diagram illustrates the control architecture for a PMSM. Key components and their interconnections are as follows:

- Reference and Feedback:** The reference speed ω_{ref} is compared with the measured speed ω_m at a summing junction. The resulting error signal is fed into the **SMC** (Sliding Mode Control) block.
- Speed Control:** The **SMC** block outputs a control signal that is summed with the derivative of the estimated speed $\dot{\hat{\omega}}_e$ (from the **SMO** block) and fed into a **PI** (Proportional-Integral) controller. The output of this PI controller is summed with the reference speed $i_d^* = 0$ and fed into another **PI** controller.
- Current Control:** The second **PI** controller outputs the reference d-axis current i_d^* . This is summed with the negative of the estimated d-axis current $\hat{i}_d$ (from the **Clarke** block) and fed into a third **PI** controller. The output of this PI controller is summed with the negative of the estimated q-axis current $\hat{i}_q$ (from the **Clarke** block) and fed into a fourth **PI** controller.
- Disturbance Observer (ESO):** The **ESO** block receives the measured speed ω_m and outputs an estimated speed $\hat{\omega}_e$ and an estimated disturbance $\hat{i}_{q,ESO}$. The $\hat{i}_{q,ESO}$ is fed into the summing junction before the final PI controller.
- Coordinate Transformation:** The reference currents i_d^* and i_q^* are transformed from the d-q frame to the abc frame using the **Park** and **Clarke** transformation blocks. The **Clarke** block also receives the measured phase currents i_{abc} and outputs the estimated currents $\hat{i}_d$ and $\hat{i}_q$.
- Motor Model and Feedback:** The reference currents i_d^* and i_q^* are fed into the **反park变换** (Inverse Park transformation) block, which outputs the reference phase currents u_a, u_b, u_c . These are compared with the measured phase currents u_a, u_b, u_c at a summing junction. The resulting error signals are fed into the **SVP WM** (Space Vector Modulation) block, which outputs the reference phase voltages u_a, u_b, u_c . These are compared with the measured phase voltages u_a, u_b, u_c at another summing junction. The resulting error signals are fed into the **SMO** (Sliding Mode Observer) block, which outputs the estimated speed $\hat{\omega}_e$ and the derivative of the estimated speed $\dot{\hat{\omega}}_e$.
- Motor:** The reference phase voltages u_a, u_b, u_c are fed into the **三相逆变器** (Three-phase Inverter), which drives the **PMSM** (Permanent Magnet Synchronous Motor). The motor outputs the measured phase currents i_{abc} and the measured speed ω_m .

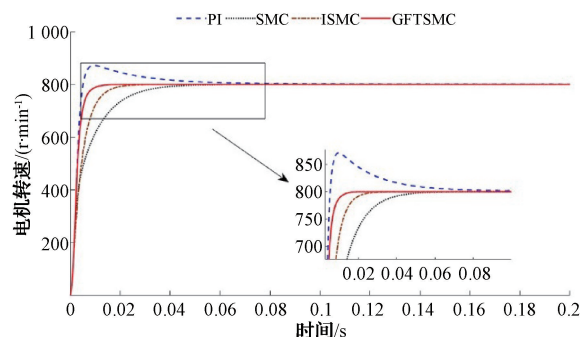
Fig. 4 Block diagram of the control system

Table 1 Motor parameters

参数	参数值
定子电感 L_s/mH	8.5
定子电阻 R/Ω	2.875
磁链 φ_f/Wb	0.175
极对数 p	4
转动惯量 J	0.003
阻尼系数 B	0.008
直流电压 U_{dc}/V	311

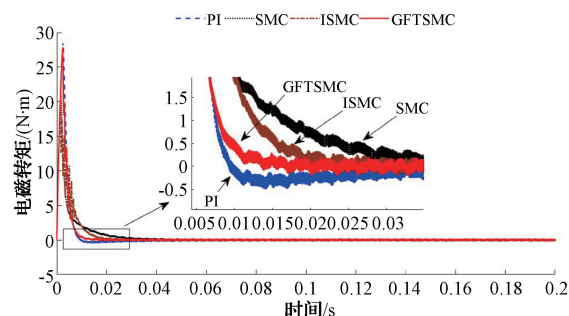
5.1 空载起动性能对比分析

空载起动下 4 种控制方法的性能对比如图 5 和表 2 所示,给定转速为 800 r/min,从图 5(a)可以看出,本文所



(a)速度波形

(a) Speed waveform



(b)电磁转矩波形

(b) Electro-magnetic torque waveform

图 5 4 种控制方法空载响应对比
Fig. 5 Comparison of the no-load response of
the four control methods

在 MATLAB/Simulink 中搭建本文所设计的控制系

提的改进型指数趋近律的控制方法在响应速度和稳定性上明显优于传统滑模控制和PI控制方法,且加入全局快速终端滑模面后响应速度得到进一步提升。由表2可知,GFTSMO方法在空载起动至稳定时的速度响应时间分别是ISM、SMC和PI的52.78%、30.65%、20.43%。

图5(b)为4种控制方法的电磁转矩曲线对比,除PI外其他3种控制方法都无明显超调,其中GFTSMC控制方法可以最快的到达稳态。

表2 空载起动时4种控制方法性能对比

Table 2 Performance comparison of four control methods during no-load starting

性能指标	PI	SMC	ISM	GFTSMC
速度超调/($r \cdot \min^{-1}$)	71.7	0	0	0
速度上升时间/s	0.005	0.062	0.036	0.019
速度稳定时间/s	0.093	0.062	0.036	0.019

4种控制方法在空载起动下转速突变时的速度响应对比如图6所示。由图6可得,无论是起动还是转速突变时,本文提出的GFTSMC的控制方法在响应速度和稳定性上都优于传统的PI和SMC。

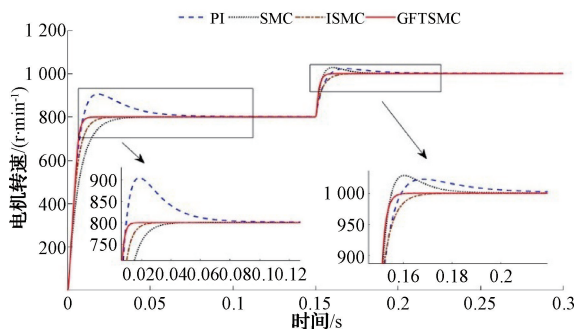


图6 4种控制方法在空载时速度突变响应对比

Fig. 6 Comparison of the response of the four control methods to the sudden velocity change at no load

5.2 阶跃负载工况性能对比分析

为了验证4种控制方法的抗干扰性能,阶跃负载下的

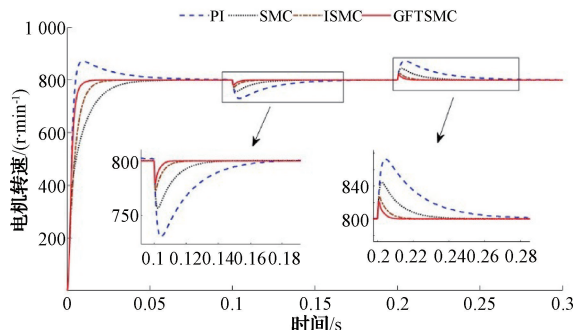


图7 4种控制方法在阶跃负载下的速度响应

Fig. 7 The velocity response of the four control methods under step load

各控制方法的性能对比如图7和表3所示。给定转速800 r/min,在0.1 s时加载至5 N·m,在0.2 s突减负载到0 N·m。从图7可以看出,本文所提的GFTSMC方法同时具有快速的响应的较好的抗干扰能力,在加载和减载后能快速恢复到指定速度且抑制了转速的波动,减小系统抖振幅度。由表3可知,GFTSMC控制方法在加载后的速度掉落分别是ISM、SMC和PI的75.73%、38.71%、29.69%。速度上升分别是ISM、SMC和PI的76.35%、47.42%、29.09%。

表3 阶跃负载时4种控制方法性能对比

Table 3 Performance comparison of the four control methods under step load

性能指标	PI	SMC	ISM	GFTSMC
速度超调/($r \cdot \min^{-1}$)	71.7	0	0	0
速度掉落/($r \cdot \min^{-1}$)	69.9	53.6	27.4	20.75
加载稳定时间/s	0.075	0.039	0.023	0.012
速度上升/($r \cdot \min^{-1}$)	72.7	44.6	27.7	21.15
减载稳定时间/s	0.091	0.051	0.024	0.012

为验证本文所设计ESO的抗干扰性能,在阶跃负载下的两种控制方法对比如图8和表4所示,给定转速800 r/min,在0.1 s时加载至5 N·m,在0.2 s突减负载到0 N·m。从图8可以看出,在加入本文所设计的ESO后,GFTSMC的响应速度和抗干扰能力得到了进一步的提升。由表4可知,GFTSMC+ESO控制方法在加载后的速度掉落是GFTSMC的56.63%。速度上升是GFTSMC的26%。

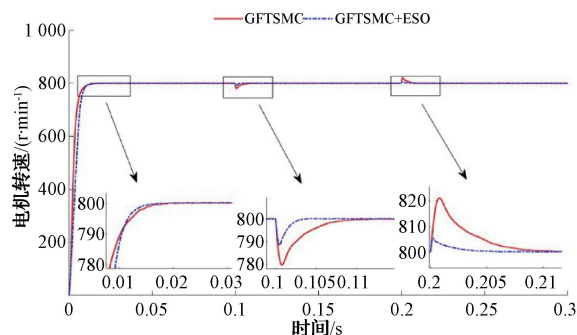


图8 本文控制策略的抗扰性能对比

Fig. 8 Comparison of the anti-interference performance of the control strategies in this paper

表4 ESO抗扰动性能对比

Table 4 Comparison of ESO anti-disturbance performance

性能指标	GFTSMC	GFTSMC+ESO
速度掉落/($r \cdot \min^{-1}$)	20.75	11.75
加载稳定时间/s	0.012	0.003 5
速度上升/($r \cdot \min^{-1}$)	21.15	5.5
减载稳定时间/s	0.012	0.005
速度上升时间/s	0.019	0.017

5.3 转子位置预测性能分析

本文所设计的滑模位置观测器对转子位置进行估计的结果如图 9 所示,仿真时间设置为 0.3 s,转子位置误差如图 10 所示。由图 9、10 可得,本文设计的滑模位置观测器可以对转子位置进行准确估计,减小了跟踪过程中的稳态误差,避免了相位延迟问题。

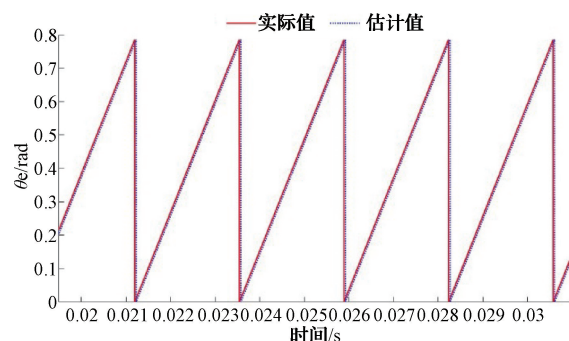


图 9 滑模观测器转子位置估计

Fig. 9 Rotor position estimation of sliding mode observer

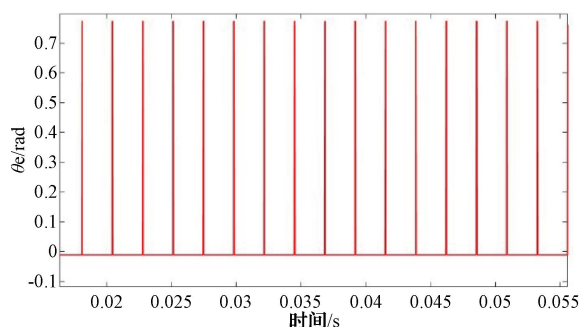


图 10 滑模观测器转子位置估计误差

Fig. 10 Estimation error of rotor position of sliding mode observer

6 结 论

为了提高 PMSM 矢量控制系统的动态性能,本文提出了一种改进型的指数趋近律,不但削弱了抖振而且提升了系统的响应速度。同时,本文在采用所提趋近律的基础上,结合了全局快速终端滑模面,设计了一种全局快速终端滑模速度控制器,使系统在有限时间内收敛,加快了滑模控制的收敛速度,并能够进一步削弱抖振。此外,针对存在的扰动,设计了加入滑模控制律的 ESO 来观测扰动并进行前馈补偿。对比试验结果表明,本文控制策略进一步提高了调速系统的响应速度,降低了稳态误差,增强了抗扰性能,同时能准确检测转子位置。

参 考 文 献

[1] 王磊,张振国,沈素素. 基于全局非奇异快速终端滑模结构作用下的永磁同步电机的研究[J]. 电子测量技

术,2018,41(3):28-31.

WANG L, ZHANG ZH G, SHEN S S. Research on permanent magnet synchronous motor based on global non-singular fast terminal sliding mode structure[J]. Electronic Measurement Technology, 2018, 41(3): 28-31.

[2] 张港,高文根,杭孟荀,等. 基于改进 SMO 的永磁同步电机全速段位置估算研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2021, 35(7): 185-193.

ZHANG G, GAO W G, HANG M X, et al. Research on position estimation of permanent magnet synchronous motor at full speed based on improved SMO [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2021, 35(7): 185-193.

[3] 张臻,周扬忠. 永磁同步电机位置伺服系统改进变结构自抗扰控制[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(5): 263-271.

ZHANG ZH, ZHOU Y ZH. Permanent magnet synchronous motor position servo system improved variable structure rejection control[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(5): 263-271.

[4] 李宏玉,丁善峰,余超,等. 基于滑模变结构的永磁同步电机控制研究[J]. 国外电子测量技术, 2019, 38(9): 112-116.

LI H Y, DING SH F, SHE CH, et al. Research on permanent magnet synchronous motor control based on sliding mode variable structure [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2019, 38(9): 112-116.

[5] 刘春强,刘伊伦,孔凡一,等. 基于时变参数扰动观测器补偿的永磁同步电机非光滑速度调节器[J]. 电工技术学报, 2019, 34(4): 664-672.

LIU CH Q, LIU Y L, KONG F Y, et al. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(4): 664-672.

[6] ZHENG H M, YIN H T, ZHEN S C, et al. A practical robust bounded control of permanent magnet synchronous motors with inequality constraints [J]. International Journal of Robust & Nonlinear Control, 2023, 33(10): 5536-5552.

[7] YAO G, WANG X, WANG Z, et al. Senseless control of permanent magnet synchronous motors based on new fuzzy adaptive sliding mode observer [J]. Electronics, 2023, 12(15): 3266.

[8] LU H C, YANG D X, SU Z D. Improved sliding mode control for permanent magnet synchronous motor servo system[J]. IET Power Electronics, 2023, 16(2): 169-179.

[9] 林茂,李颖晖,吴辰,等. 基于滑模模型参考自适应系

- 统观测器的永磁同步电机预测控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(6): 156-163.
- LIN M, LI Y H, WU CH, et al. A model reference adaptive system based sliding mode observer for model predictive controlled permanent magnet synchronous motor drive[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(6): 156-163.
- [10] 高永超, 尹红彬, 陈明轩, 等. 改进指数趋近率的PMSM矢量控制研究[J]. 重庆理工大学学报(自然科学), 2022, 36(3): 57-62.
- GAO Y CH, YIN H B, CHEN M X, et al. Research on PMSM vector control with improved exponential approach rate[J]. Journal of Chongqing University of Technology(Natural Science), 2022, 36(3): 57-62.
- [11] 周硕, 王立志, 高庆忠. 永磁同步电机的非奇异快速终端滑模控制[J]. 电气传动, 2014, 44(11): 51-54.
- ZHOU SH, WANG D ZH, GAO Q Z. Non-singular fast terminal sliding mode control of permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Drive, 2014, 44(11): 51-54.
- [12] 陈玄, 李祥飞, 周杨. 基于新型滑模扰动观测器的永磁同步电机控制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(3): 23-27.
- CHEN X, LI X F, ZHOU Y. Permanent magnet synchronous motor control based on novel sliding mode disturbance observer[J]. Motor and Control Application, 2020, 47(3): 23-27.
- [13] 袁帅, 陈家新, 周宇. 基于扩张状态观测器的改进型积分滑模结构设计[J]. 传感器与微系统, 2021, 40(6): 107-109.
- YUAN SH, CHEN J X, ZHOU Y. Design of improved integral sliding mode structure based on extended state observer[J]. Sensors and Microsystems, 2021, 40(6): 107-109.
- [14] 刘兴邦, 付朝阳, 刘铮, 等. 基于扰动补偿和非奇异终端滑模器的永磁同步电机矢量控制[J]. 西北工业大学学报, 2022, 40(2): 316-322.
- LIU X B, FU CH Y, LIU ZH, et al. Vector control of permanent magnet synchronous motor based on disturbance compensation and non-singular terminal sliding form [J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2022, 40(2): 316-322.
- [15] 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(S1): 172-181.
- WU CH, FU Z J, SUN M X, et al. Sensorless control of PMSM in all speed range based on extended state observer for load torque compensation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(S1): 172-181.

作者简介

陈德海, 副教授, 主要研究方向为永磁电机。

E-mail: dhchen22@gia. cas. cn

张吉祥, 硕士研究生, 主要研究方向为永磁同步电机控制。