DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2311815

基于延迟补偿的永磁同步电机并行自抗扰控制*

尹诗荀,郑志安,朱俊杰
(中南林业科技大学电子信息与物理学院 长沙 410004)

摘 要:为了解决永磁同步电机在多工况下转速易受到内外扰动的影响,提出一种基于延迟补偿的并行线性自抗扰控制策略。针对永磁同步电机可能受到信号处理、逆变器响应等因素从而引入的外部时滞效应的问题,引入 Smith 预估器与自抗扰控制相结合,使控制系统更加精确、快速地响应内部参数变化和外部扰动。同时,针对线性自抗扰控制器(LADRC)在有限带宽内其抗扰性能较差的问题,设计了并行线性自抗扰控制器,在保持其带宽不变与参数易于整定的同时,有效提高其抗扰动能力。最后,对自抗扰控制器的稳定性进行了分析,并在此基础上进行了参数设计与扰动性能分析。仿真与实验结果表明,所提算法相比 LADRC 在电机受到速度阶跃、负载扰动与内部参数变化时,在调整时间上分别提升了 52.5%、49.5%与 42.4%,从而验证了该控制策略能有效增强永磁同步电机在多工况下抗内外扰动与速度跟踪能力。

关键词:永磁同步电机;延迟补偿;并行线性自抗扰控制;抗内外扰动
中图分类号:TH122 **文献标识码**:A **国家标准学科分类代码**:470.4024

Time delay compensation-based parallel active disturbance rejection control for permanent magnet synchronous motors

Yin Shixun, Zheng Zhian, Zhu Junjie
(*College of Electronic Information and Physics, Center South University of Forestry and Technology, Changsha 410004, China*)

Abstract: To address the issues of speed susceptibility to internal and external disturbances under various operating conditions in permanent magnet synchronous motor (PMSM), a parallel linear active disturbance rejection control (PLADRC) strategy based on delay compensation is proposed. Aiming at the problem that PMSM may be subject to the external time lag effect introduced by signal processing, inverter response, and other factors, the Smith predictor is introduced in combination with the active disturbance rejection control (ADRC) to make the control system respond to the internal parameter changes and external perturbations more accurately and quickly. Meanwhile, for the problem of poor anti-disturbance performance of linear ADRC (LADRC) in limited bandwidth, a parallel LADRC is designed to effectively improve its anti-disturbance capability while keeping its bandwidth unchanged and its parameters easy to adjust. Finally, the stability of the LADRC is analyzed, and the parameter design and perturbation performance are analyzed on this basis. Simulation and experimental results show that the proposed algorithm improves the adjustment time by 52.5%, 49.5%, and 42.4% compared with LADRC after the motor is subjected to speed step, load perturbation, and internal parameter change, which verifies that the control strategy effectively enhances the resistance to internal and external perturbation and speed tracking ability of the PM synchronous motor under multiple operating conditions.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; time delay compensation; parallel linear active disturbance rejection control; resistance to internal and external disturbance

收稿日期:2023-08-18 Received Date: 2023-08-18
*基金项目:长沙市自然科学基金(kq2208424)项目资助

0 引 言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)由于其体积小、结构简单、运行可靠等优点被广泛应用于机器人、精密雕刻、航空航天等领域[1-3]。PMSM 驱动器的闭环控制策略通常采用磁场定向控制(field-oriented control, FOC)技术进行设计。基于 FOC 的 PMSM 在速度、电流双闭环控制模式下,速度外环为电流内环提供参考电流指令。外环的控制器通常采用传统比例积分(proportional integral, PI)控制器,其抗扰能力较差,尤其是在电机受到较大扰动时,PI 控制器往往很难实现对给定转速的跟踪。例如,存在在负载转矩发生突变时,电机的稳态性能与动态性能会受到较大的影响,在恶劣工况下甚至导致电机不能稳定运行等问题。

为了提高 PMSM 在不确定性扰动作用下系统的性能指标,滑模控制[4]、扩展卡尔曼滤波算法[5]、延迟补偿[6]、自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)[7]等先进控制技术在 PMSM 上已取得了大量的研究成果。在这些先进的控制策略中,滑模控制算法由于切换函数的存在,带来抖振和相位延迟的问题;扩展卡尔曼滤波算法计算较为复杂,尤其是矩阵求逆运算不利于数字控制器的实现,对硬件设备要求较高;延迟补偿在 PMSM 中的应用可以提高系统的响应速度、稳态性能、效率和减少振荡和震动,从而提高电机的性能和系统的运行质量,在现有延迟补偿算法中 Smith 预估器是解决控制系统中延时问题的一种有效方法,而且它在电气控制中已有一些研究。文献[8]将 Smith 预估器应用于微电网控制中,解决了信号传输过程中的延时问题。文献[9]提出一种基于 π 补偿 SP 算法改进型神经网络的电网电流跟踪控制方案,能有效提高系统的稳定性能和响应速度。文献[10]针对扰动与延时带来的误差累积提出了一种基于 Smith 预估器和性能加权函数的控制方案,有效减少了永磁直线电机的位置跟踪误差。上述研究很好地证明了 Smith 预估控制的优势,但延迟补偿需要对控制信号有较高的要求,对于存在噪声或者干扰的控制信号,延迟补偿的效果可能会受到很大的影响。

在处理模型不确定性和外部扰动问题上 ADRC 技术是近年来研究的热点。ADRC 是由我国学者韩京清[11]首次提出,将模型不确定性和外部扰动视作为总扰动,通过引入扩张状态观测器(extended state observer, ESO)进行实时估计扰动并主动补偿,所以 ADRC 具有较强的抗扰能力。传统 ADRC 由于其非线性特征,导致需要整定的参数较多,文献[12]对 ADRC 进行线性化处理设计了线性扩张观测器(linear ESO, LESO),并将控制器的可调参数与工程中的带宽相结合,从而减少了可调参数的个数,参数整定简单,但相比 ADRC 其扰动估计误差较大。文献[13]提出了一种将高频电流注入法和 LESO 相结合的无位置传感器控制策略,减小了观测器相位延迟和速度抖动,提高了系统对阶跃型负载的抗扰能力,但高频信号注入方法仅适用于中低速。文献[14]提出一种基于级联 LESO 的 PMSM 无传感器自抗扰控制策略,利用级联的 LESO 来估计系统所受的总扰动,减小传统 LESO 对于斜坡型扰动的估计误差,以提高对扰动的估计精度,但由于级联 LESO 增加了系统的阶数,因此在负载突变时会使系统的超调量变大。

为了提高 PMSM 传动系统的速度跟踪精度与抗扰动能力,本文提出一种基于延迟补偿的并行线性自抗扰控制(time delays compensation-parallels linear ADRC, TDC-PLADRC)的 PMSM 无位置传感器控制策略以提高 PMSM 传动系统多工况下的动态性能与抗扰动能力。首先,利用 Smith 预估器对控制信号的预估和补偿解决控制系统的延时问题,并且通过线性自抗扰控制器(linear ADRC, LADRC)可以有效抵消内外扰动等因素对系统的影响弥补延迟补偿的缺陷。其次,设计并行 LESO 估计系统所受的总扰动,对其进行补偿,改善系统抗扰动性能。仿真与实验结果表明,所提出的 TDC-PLADRC 相比于 PI、LADRC 与级联 LADRC 具有更强的抗扰动性能与速度跟踪能力,且控制过程易于实现,能够进一步改善在转速、负载与内参突变下 PMSM 无位置传感器控制系统的鲁棒性与控制效果。

1 PMSM 线性自抗扰控制策略

PMSM 线性自抗扰控制器如图 1 所示,其中 LADRC 主要包括线性状态误差反馈、LESO 以及扰动补偿等部分。LADRC 是一种基于广义扰动观测器的控制方法,通过观测系统的输入和输出,估计系统的扰动,并将估计结果作为控制器的反馈控制信号进行控制,以实现对系统扰动的自适应抵消和鲁棒控制,进而提高系统的控制精度和稳定性。

图 1 中被控对象为 PMSM,其机械运动方程为:

$$J\frac{\mathrm{d}\omega_r}{\mathrm{d}t}=T_e-T_L-B\omega_r \tag{1}$$

式中:J 为系统转动惯量;ω_r 为转子机械角速度;T_e、T_L 分别为电磁转矩和负载转矩;B 为阻尼系数。

本文采用 $i_d^*=0$ 的 FOC 控制策略,i_d^* 为 d 轴参考电流。由式(1)可得:

$$\frac{\mathrm{d}\omega_r}{\mathrm{d}t}=\frac{1}{J}\left(\frac{3}{2}n_p\psi_m i_q^*-B\omega_r-T_L\right)=bi_q^*+f \tag{2}$$

式中:i_q^* 为 q 轴参考电流;$b=3n_p\psi_m/2J$;扰动量 $f=1/J(-B\omega_r-T_L)$ 是随负载变化的量;ψ_m 为永磁体磁链;n_p 为电

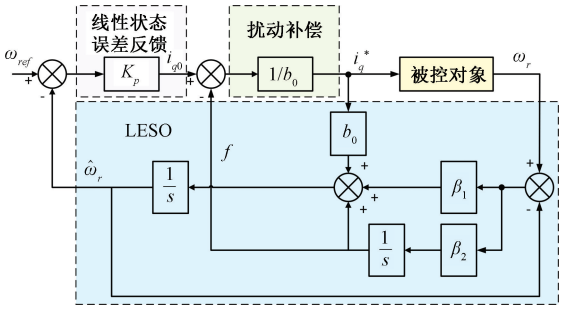


图 1　PMSM 线性自抗扰控制器框图

Fig. 1　PMSM linear active disturbance rejection controller block diagram

机极对数。

为设计 LESO,将式(2)转化为标准形式[15]:

$$\begin{cases} e = \hat{\omega} - \omega_r \\ \dot{\hat{\omega}} = \hat{f} - \beta_1 e + b_0 i_q^* \\ \dot{\hat{f}} = -\beta_2 e \end{cases} \tag{3}$$

式中:$\hat{\omega}$ 和 $\hat{f}$ 分别为与的估计值;β_1、β_2 为 LESO 的增益;$b_0 = 3n_p\hat{\psi}_m/2\hat{J}$ 为可调参数;$\hat{\psi}_m$ 与 $\hat{J}$ 分别为估计磁链与估计转动惯量。

当采用比例环节对其进行线性状态误差反馈时可以得到:

$$i_{q0} = k_p(\omega_{ref} - \omega_r) \tag{4}$$

式中:k_p 为 LADRC 比例环节的比例系数;ω_{ref} 为系统输入的参考转速。

用扰动量 f 对线性状态误差反馈的输出量进行补偿。则转速环 LADRC 的输出表达式为:

$$i_q^* = \frac{i_{q0} - f}{b_0} = \frac{k_p(\omega_{ref} - \omega_r) - f}{b_0} \tag{5}$$

2　基于延迟补偿的并行线性自抗扰控制器

2.1　基于延迟补偿的 LADRC 设计

PMSM 在 dq 轴旋转坐标系下的电压方程为:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_s \mathrm{d}i_d/\mathrm{d}t - \omega_r L_s i_q \\ u_q = R_s i_q + L_s \mathrm{d}i_q/\mathrm{d}t + \omega_r L_s i_d + \omega_r \psi_m \end{cases} \tag{6}$$

式中:u_d、u_q 分别为 d、q 轴电压分量;i_d、i_q 分别为 d、q 轴电流分量;L_s、R_s 分别为定子电感与定子电阻。

由于在中低速运行状态下交直轴电流近似解耦,对式(2)和(6)进行拉普拉斯变化得 PMSM 的解耦模型为:

$$G_c(s) = \frac{i_q(s)}{u_q(s)} = \frac{1}{sL_s + R_s} \tag{7}$$

$$G_s(s) = \frac{\omega_r(s)}{i_q(s)} = \frac{b}{sJ + B} \tag{8}$$

因此,电流环与转速环固定部分的传递函数为:

$$G_a(s) = \frac{1}{(R_s + sL_s)} \frac{b}{(B + sJ)} \tag{9}$$

在实际控制系统中,PMSM 可能会受到数字控制系统中的延时环节引发系统相位滞后,导致闭环系统带宽减小,从而影响系统的稳定性和动态特性。其数学模型可以表示为[16]:

$$G_p(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-\tau s} (K, T, \tau > 0) \tag{10}$$

式中:K 和 T 为被控对象模型参数;τ 为时延。根据控制率的作用,结合式(10)将式(2)的微分方程改写为:

$$\dot{\omega}_r = b_0 i_q^* u(t - \tau) + f(t) \tag{11}$$

由于时滞效应的存在,当输入加入 LESO 时,输出 $\omega_r(t - \tau)$ 和控制输入 $i_q^*(t)$ 在时间轴上不重合。为了获得对状态的有效估计,观测器的两个输入必须进行同步。因此,通过引入 Simth 预测器,在转速负反馈基础上引入 Smith 预估控制环节,对延时进行补偿,使信号 $\omega_r(t)$ 与 $i_q^*(t)$ 将在时间轴上重合, Simth 预估器的表达式为:

$$G_m(s) = \frac{K_m}{T_m s + 1}(1 - e^{-\tau_m s}) \tag{12}$$

式中:K_m 和 T_m 为预估模型参数;τ_m 为补偿时延。 Smith 预估器原理如图 2 所示。

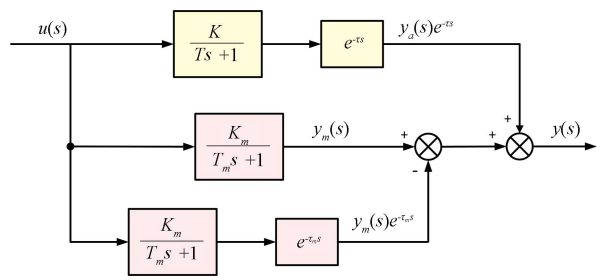


图 2　Smith 预估器原理框图

Fig. 2　Block diagram of Smith

图 2 中,$y_a(s)e^{-\tau s}$ 为在 $u(s)$ 作用下的实际输出,$y_m(s)e^{-\tau_m s}$ 为在预估器作用下的补偿输出,$y(s)$ 为预估器作用于实际输出后的补偿输出和。$y(s)$ 与 $u(s)$ 之间的传递函数为:

$$\frac{y(s)}{u(s)} = \frac{K}{Ts + 1} e^{-\tau s} + \frac{K_m}{T_m s + 1}(1 - e^{-\tau_m s}) \tag{13}$$

在模型匹配较为理想的情况下,即 $K/(Ts + 1) = K_m/(T_m s + 1) = b/(sL_s + R)(sJ + B)$ 时,再通过预估模型中的 τ_m 对时延 τ 进行补偿便可解决 LADRC 在跟踪初期的时滞问题,其中补偿量 τ_m 一般取采样周期 T_s 的 1.5 ~ 2 倍为宜[17]。

因此,类似于式(3),基于延迟补偿的自抗扰控制(time delays compensation-LADRC, TDC-LADRC)的数学模型可设计为:

$$\begin{cases} e(t)=\hat{\omega}_r(t)-\omega_r(t) \\ \dot{\hat{\omega}}_r(t)=\hat{f}(t)-\beta_1 e(t)+b_0 i_q^*(t)u(t-\tau) \\ \dot{\hat{f}}(t)=-\beta_2 e(t) \end{cases} \tag{14}$$

将观测器的延迟输出用于状态反馈控制,即转速控制律为:

$$i_q^*(t)=(i_{q0}(t)-f(t+\tau))/b_0 \tag{15}$$

TDC-LADRC 控制框图如图 3 所示。

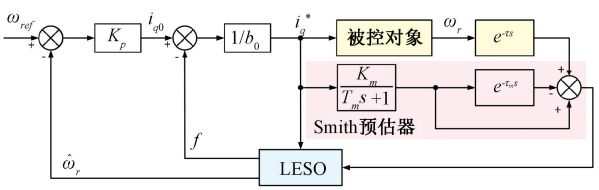


图 3 TDC-LADRC 控制框图

Fig. 3 TDC-LADRC control block diagram

尽管相对于非线性 ADRC,LADRC 在参数配置上更为简单,但在系统性能上仍有提升的空间,因此,本文设计了并行线性自抗扰控制器(parallels LADRC, PLADRC)以提高 LADRC 的动态性能指标与抗扰动能力。

2.2 并行线性自抗扰控制器设计

当 LESO 存在较大扰动时,会存在一定的观测误差[18]。假设系统存在扰动观测误差,将总扰动拆分成两部分,即:

$$f=f_1+f_2 \tag{16}$$

式中:f_1 为 LESO1 对扰动的观测值;f_2 为观测误差。为了消除扰动观测误差带来的影响,加入积分环节将原系统转化为一阶积分系统,因此可以构造一个 i_{q0} 为输入的一阶积分系统,即:

$$\omega_r'=\omega_r-i_{q0}/s \tag{17}$$

当 f_1 大时,将(f_1+f_2)在输入信号中补偿掉,即此时扩张状态观测器存在较大误差,观测效果及自抗扰控制器的控制性能并不理想。因此,为了更加精确地补偿系统总扰动,本文在 LESO1 的基础上并联另一个 LESO2 构成并行线性扩张状态观测器(parallels LESO, PLESO),再结合比例控制器等部分构成 PLADRC。PLADRC 控制框图如图 4 所示。

首先,将理想积分系统的输出量与实际系统输出作差,得到系统误差。将其作用于 LESO1 与 LESO2 的输入,即式(17)的 ω_r'。

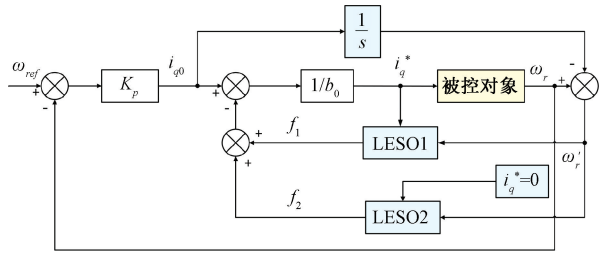


图 4 PLADRC 控制框图

Fig. 4 PLADRC control block diagram

同时,将 $i_q^*=0$ 作为 LESO2 的输入,以确保 LESO2 不受内部干扰影响,专注于监测实际系统输出与理想积分系统输出之间的差异。最后,将 LESO1 与 LESO2 仅反馈扰动,这使得 LESO 成为一个注重观测扰动估计的观测器,以应对存在较大扰动时未能完全消除的剩余扰动。因此,LESO2 的输入定义如下:

$$\begin{cases} \omega_r'=\omega_r-k_p\int(\omega_{ref}-\omega_r) \\ i_q^*=0 \end{cases} \tag{18}$$

由式(3)和(18)可以得到 LESO2 数学模型为:

$$\begin{cases} e_2=\omega_r'-\hat{\omega}'_r \\ \dot{\hat{\omega}}'_r=\hat{f}_2-\beta_3 e_2+b_0 i_q^* \\ \dot{\hat{f}}_2=-\beta_4 e_2 \\ i_q^*=0 \end{cases} \tag{19}$$

将总扰动进行前馈补偿,得到转速环控制律为:

$$i_q^*=\frac{k_p(\omega_{ref}-\omega_r)}{b_0}-\frac{(f_1+f_2)}{b_0} \tag{20}$$

将式(20)与(2)相结合就能得到更加精确的纯积分系统,使 PLESO 能够更加快速跟踪扰动,提高观测精度。

2.3 TDC-PLADRC 在 PMSM 中的具体实现

基于 TDC-PLADRC 的 PMSM 控制系统框图如图 5 所示。PMSM 由空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)模块提供逆变器所需的 6 路控制信号。系统采用速度、电流双闭环结构,其中 PI 控制器用于电流内环控制。提出的 TDC-PLADRC 用于转速外环,生成 q 轴参考电流 i_q^*,电流 i_d 的参考值设置为 0。采用磁链观测器获取 PMSM 转子转速 ω_r 与转子位置 θ_r。

2.4 自抗扰控制器稳定性分析与参数设计

理论上,二阶 LESO 的带宽 ω_0 越高,其响应速度越快,对扰动的估计和补偿越及时。但是在实际系统中,ω_0 受采样频率与系统噪声的影响。首先,研究 LESO1 的稳定性。设 $\boldsymbol{e}=[\hat{\omega}_r-\omega_r \quad \hat{f}_1-f_1]^{\mathrm{T}}$ 为 LESO1 的扰动估计误差,由式(3)可知,估计总扰动作用的 LESO1 误差状态

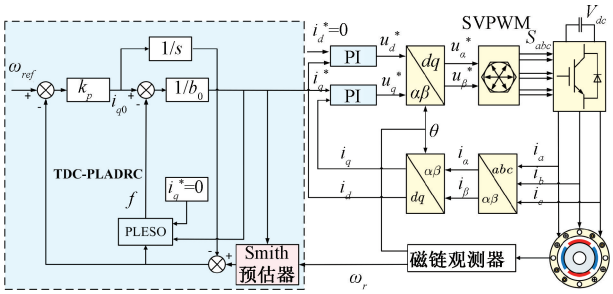


图 5　基于 TDC-PLADRC 的永磁同步电机控制框图

Fig. 5　Block diagram of PMSM control based on TDC-PLADRC

方程为:

$$\dot{\boldsymbol{e}} = \boldsymbol{A}_m \dot{\boldsymbol{e}} \tag{21}$$

式中:$\boldsymbol{A}_m = \begin{bmatrix} -\beta_1 & 1 \\ -\beta_2 & 0 \end{bmatrix}$。式(16)表明,$\boldsymbol{A}_m$ 的特征值决定了 LESO1 的行为。当且仅当 $\beta_2 > 0$ 时,误差状态方程式(21)是渐近稳定的。

LESO1 的参数可以根据 LESO1[19] 的所需带宽进行设计。LESO1 的参数为使矩阵 $\boldsymbol{A}_m$ 具有等于 LESO1 带宽的双特征值 λ,因此,应满足式(22)。

$$|\lambda \boldsymbol{E} - \boldsymbol{A}_m| = \begin{vmatrix} \lambda + \beta_1 & -1 \\ \beta_2 & \lambda \end{vmatrix} = \lambda^2 + \beta_1 \lambda + \beta_2 = (\lambda + \omega_0)^2 \tag{22}$$

式中:ω_0 为 LESO1 的带宽,根据根轨迹原理可知它应该足够大,以确保 LESO1 的动态响应速度足够快,以跟踪扰动的变化。当确定了 ω_0,根据式(22),LESO1 参数可以被确定为 $\beta_1 = 2\omega_0$ 和 $\beta_1 = \omega_0^2$。因此,β_i 的值越大,LESO 的带宽就越大。在实际系统中,LESO 的带宽一般选择小于 100 rad/s。LESO2 的稳定性分析和参数设计与 LESO1 相同。当前的控制器参数 k_p 通常被选择为 ω_0[19] 的 1/5 ~ 1/3。

2.5　扰动性能分析

及时准确地估计扰动是保证自抗扰控制器动态性能的关键,由式(3)可知,在 LADRC 中,系统所受扰动 f 和其估计值 $\hat{f}$ 在频域的传递函数为:

$$\frac{\hat{F}(s)}{F(s)} = -\frac{\beta_2}{s^2 + \beta_1 s + \beta_2} \tag{23}$$

扰动估计误差与实际扰动之间的传递函数为:

$$\frac{\hat{F}(s) - F(s)}{F(s)} = -\frac{s(s+\beta_1)}{s^2 + \beta_1 s + \beta_2} = -\frac{s(s+2\omega_0)}{s^2 + 2\omega_0 s + \omega_0^2} \tag{24}$$

在斜率为 k 的斜坡激励下,将 LESO 的极点配置在带宽 ω_0 处,可以得到对扰动的估计量为:

$$\begin{cases} F(s) = \dfrac{k\omega_0^2}{s^2(s+\omega_0)^2} \\ \hat{F}(s) = \dfrac{k}{s^2} \end{cases} \tag{25}$$

则扰动误差变换到时域为:

$$\hat{f}(t) - f(t) = -\frac{2k}{\omega_0} + \left(kt + \frac{2k}{\omega_0}\right) e^{-\omega_0 t} \tag{26}$$

在斜率为 20 的激励下,根据式(26)得到扰动估计误差的时域响应,不同带宽 ω_0 从 50 到 140 rad/s,增量为 10 rad/s 时的响应,以及不同扰动变化率 k 从 20 开始,以 2 为步长增加到 38 时扰动估计误差的时域响应如图 6、7 所示。

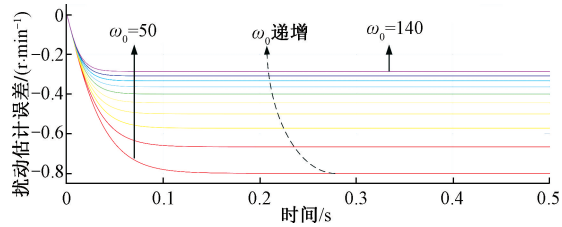


图 6　带宽对扰动估计误差的影响

Fig. 6　The effect of bandwidth on perturbation estimation error

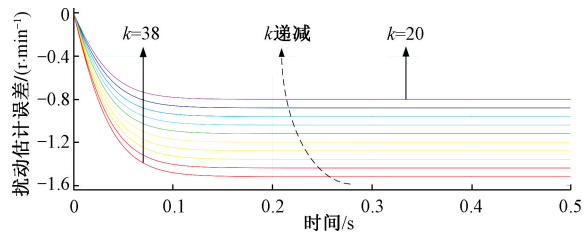


图 7　扰动变化率对扰动估计误差的影响

Fig. 7　The effect of the rate of change of on perturbation estimation error

结果表明,LESO 的带宽对扰动估计精度有显著影响,当带宽越高时,扰动估计误差越小,跟踪速度越快;当扰动发生斜坡变化时,LESO 对扰动估计存在稳态误差,k 值增大,扰动误差增大,跟踪速度越慢。LESO2 的跟踪性能也可以用同样的方法进行分析。

2.6　TDC-LADRC 性能分析

对图 3 进行结构等效变化,得到典型单回路反馈控制结构如图 8 所示。

结合 2.4 节的参数设计与图 8 可得:

$$C(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = \frac{(s+\omega_0)^2}{b_0[s^2 + (2\omega_0 + k_p)s] + [(2k_p\omega_0 + \omega_0^2)s] + k_p\omega_0^2 G_m(s)} \tag{27}$$

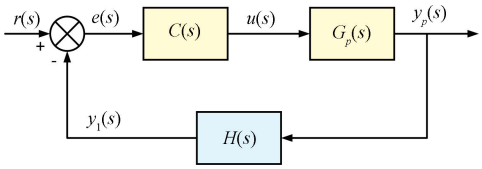


图 8 TDC-LADRC 单回路结构框图

Fig. 8 Block diagram of TDC-LADRC single-loop structure

$$H(s)=\frac{y_1(s)}{y_p(s)}=\frac{(2k_p\omega_0+\omega_0^2)s+k_p\omega_0^2}{(s+\omega_0)^2} \tag{28}$$

由图 8 得 TDC-LADRC 开环增益为：

$$G_{ol}(s)=C(s)H(s)G_p(s)=G_p(s)\cdot\frac{(2k_p\omega_0+\omega_0^2)s+k_p\omega_0^2}{b_0[s^2+(2\omega_0+k_p)s]+[(2k_p\omega_0+\omega_0^2)s+k_p\omega_0^2]G_m(s)} \tag{29}$$

当 $G_m(s)=0$ 时，式(28)简化为常规 LADRC 的开环增益，其开环极点为：

$$s_1=0, s_2=-(2\omega_0+k_p) \tag{30}$$

当 $G_m(s)\neq 0$，在 k_p 和 ω_0 相同时，TDC-LADRC 的两个开环极点 s_1 和 s_2 则向左平面移动。故 TDC-LADRC 将常规 LADRC 的极点向左平面推移，有助于提高系统稳定性。

在本文所设计 Smith 预估控制中，延时矫正参数 τ_m 代表了 Smith 预估控制算法作用的效果，当 $\tau_m=0$ 时等同于并未采用 Smith 预估控制的 LADRC 调节，在 τ_m 等于系统延时时间的情况下则等同于对延时环节理想的完全补偿。仿真 Smith 预估控制与 LADRC 在受到 500~1 000 r/min 转速突变下所产生的 q 轴电流响应对比以及在不同的延时矫正参数下 Smith 预估控制效果对比如图 9 所示。

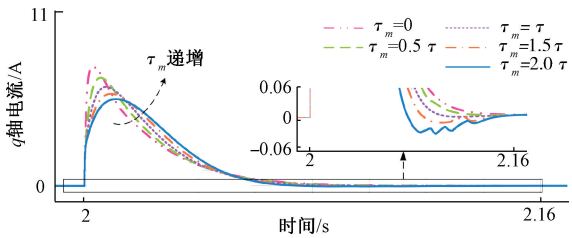


图 9 TDC-LADRC 在不同补偿时延下 q 轴电流对比

Fig. 9 Comparison of TDC-LADRC q-axis currents at different compensation time delays

随着矫正延时参数变大，转速动态响应性能有所改善。在矫正延时参数较理想的匹配系统延时的情况下，Smith 预估控制可以有效改善动态性能。但当矫正延时参数过大也会导致动态响应不稳定，故实际应用中应在动态性能和稳定性的之间保留一定裕量[20]。

3 仿真与实验验证

为验证所提方法的有效性，搭建了 PMSM 无位置传感器控制系统仿真与实验平台，进行仿真分析与实验验证。永磁同步电机具体参数如表 1 所示。参考文献[21]选取 PI 速度控制器的参数为 $K_p=0.03$、$K_i=0.65$。经计算与仿真调试，TDC-PLADRC 中 PLESO 与传统 LESO 选用相同的带宽参数。取控制器带宽 $\omega_c=50$ Hz，得到 $k_p=50$，观测器带宽通常为控制器带宽的 3~5 倍，因此本文取观测器带宽 $\omega_0=3\omega_c=150$ Hz，根据式(22)可以得到增益 β_i 的值，取 $b_0=3\ 000$，比例控制器的限幅设为±10。

表 1 永磁同步电机参数

Table 1 Parameters of the PMSM

电机参数	参数值	电机参数	参数值
额定电压/V	24	电机极对数	5
额定功率/W	200	开关频率/kHz	10
额定转速/(r·min^{-1})	1 600	采样时间/ms	0.01
定子电阻/Ω	0.176	转动惯量/(kg·m^2·10^{-4})	0.58
定子电感/mH	0.195	永磁体磁链/Wb	0.010 9

3.1 仿真分析

1)空载下转速突变

在空载启动情况下，设置参考转速变化规律为 500 到 1 000 到 500 r/min，转速突变仿真结果如图 10 所示，当转速发生突变时，PI 与级联 LADRC 控制下的电机分别经过 42、88 ms 到达 1 000 r/min，但分别存在 1.05% 与 0.11% 的超调，经过 296、183 ms 转速达到稳定；LADRC 与 TDC-PLADRC 控制下的电机分别经过 230、92 ms 转速达到稳定，且不存在超调。综上分析可知，在观测器选取相同带宽时，本文所提 TDC-PLADRC 可以有效提升系统的动态性能指标与抗转速波动能力。

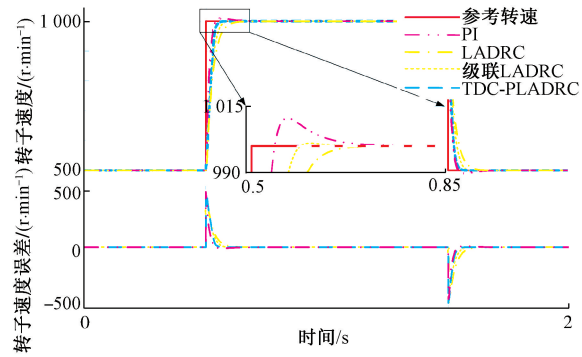


图 10 转速突变仿真结果

Fig. 10 Simulation results of sudden speed change

2)恒定转速下负载突变

在恒定转速 500 r/min 时,设置参考负载 0~0.5 N·m,负载突变仿真结果如图 11 所示,电机空载启动后受到负载扰动时 PI 控制下的电机转速下降了 30.2%,在经过 260 ms 后达到稳定。LADRC 控制下的电机转速下降了 25.4%,在经过 200 ms 转速达到稳定。级联 LADRC 控制下的电机转速仅下落了 21.2%,但产生了超调现象,其调整时间为 206 ms,略低于 LADRC 算法。而 TDC-PLADRC 控制下的电机转速仅下降了 21.4%,没有产生超调现象,经过 110 ms 达到稳定,优于其他算法。分析可知,本文所提 TDC-PLADRC 具有更强的抗外部扰动能力与动态性能指标。

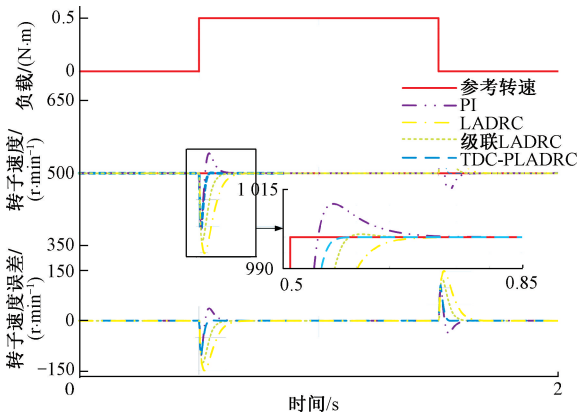


图 11　负载突变仿真结果

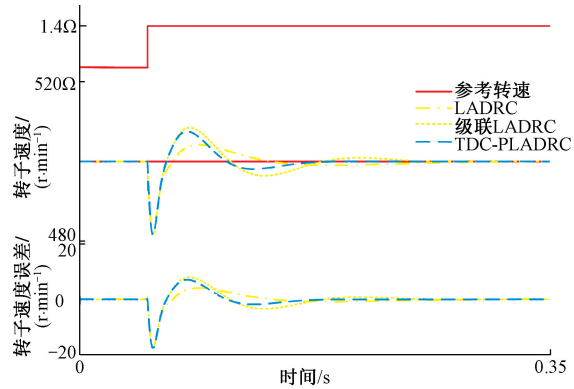
Fig. 11　Simulation results of load sudden change

3)恒定转速和恒定负载下内参突变

在恒定转速 500 r/min 时,内参突变仿真结果如图 12 所示,电机空载启动后受到内参变化时,LADRC、级联 LADRC 与 TDC-PLADRC 控制下的电机在转速跌落上几乎一致。在电阻突变时的调整时间上 LADRC、级联 LADRC 与 TDC-PLADRC 分别为 273、245 与 157 ms,在电感突变的调整时间上 LADRC、级联 LADRC 与 TDC-PLADRC 分别为 186、176 与 96 ms。分析可知,本文所提 TDC-PLADRC 可以有效提升抗内部扰动能力与动态性能指标。

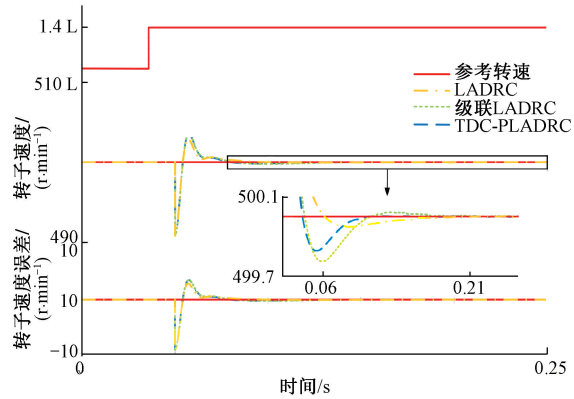
3.2　实验验证

为进一步验证本文所提 TDC-PLADRC 控制算法在工程中的实用性,搭建了表贴式永磁同步电机硬件控制系统平台如图 13 所示。主要由电机驱动系统、控制电路和上位机组成。主控板芯片为 STM32G474,电机参数与仿真测试平台参数相同。PMSM 内部安装了光电编码器,用于获取实际转速信息,与估计转速进行比较,以便准确验证本文提出算法的有效性。



(a) 电阻突变仿真结果

(a) Simulation of resistance sudden change



(b) 电感突变仿真结果

(b) Simulation results of Inductive sudden change

图 12　内参突变仿真结果

Fig. 12　Simulation results of internal reference sudden change

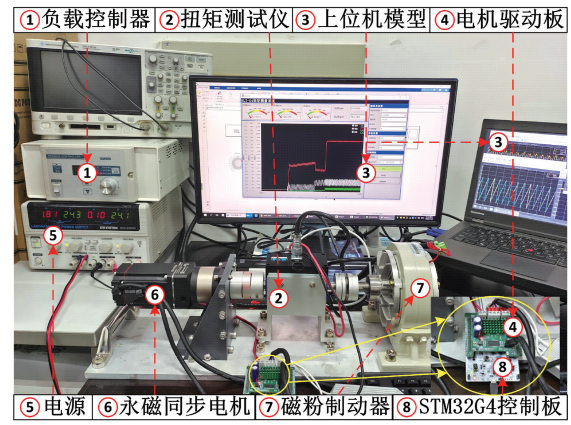
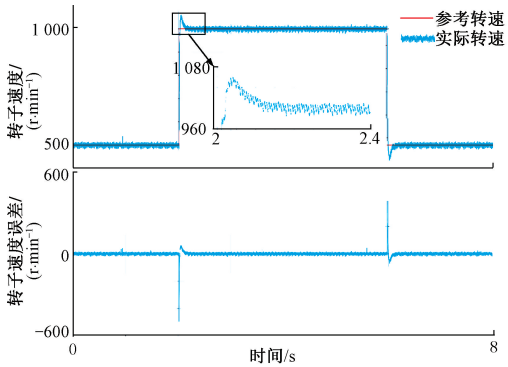


图 13　PMSM 实验平台

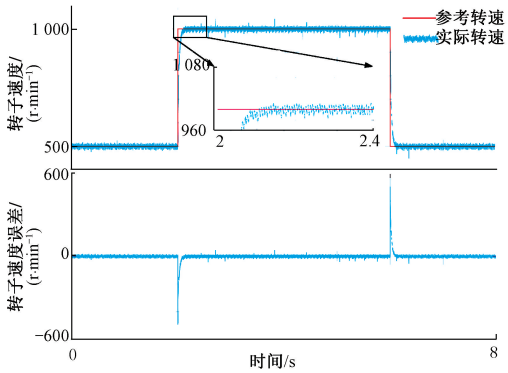
Fig. 13　PMSM experimental platform

1)空载下转速突变

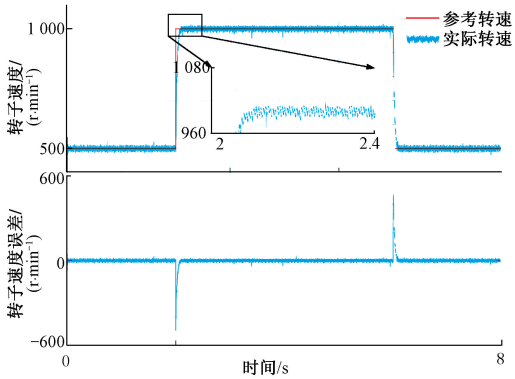
在空载启动情况下,设置参考转速变化规律为 500 到 1 000 到 500 r/min。转速突变实验结果如图 14 所示,当转速发生突变时,PI 控制下的转速响应速经过 20 ms 到达 1 000 r/min,但存在较大的超调,且经过 164 ms 转



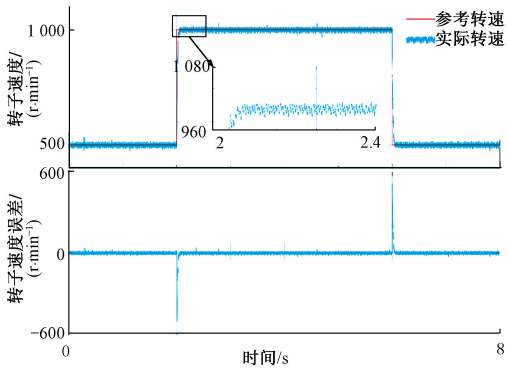
(a) PI 转速突变实验波形
(a) PI speed surges experimental waveforms



(b) LADRC转速突变实验波形
(b) LADRC speed surges experimental waveforms



(c) 级联LADRC转速突变实验波形
(c) Cascaded LADRC speed surges experimental waveforms



(d) TDC-PLADRC转速突变实验波形
(d) TDC-PLADRC speed change experimental waveforms

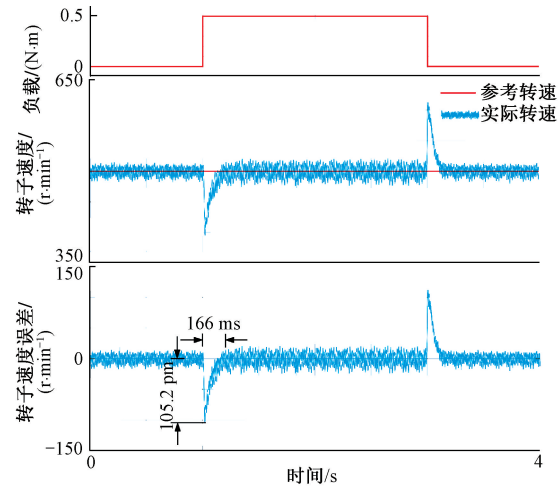
图 14 转速突变实验结果

Fig. 14 Experimental results of sudden speed change

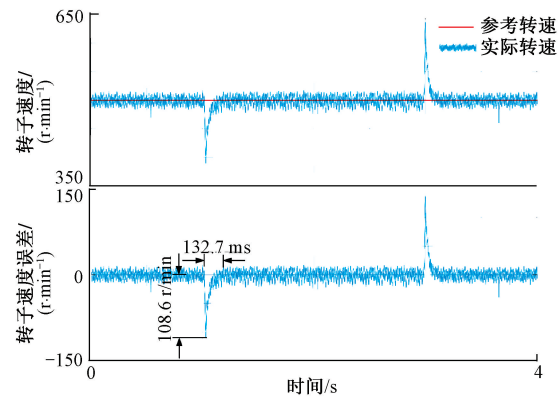
速达到稳定;LADRC、级联 LADRC 与 TDC-PLADRC 分别经过 131、97、62 ms 达到稳定,且不存在超调现象。综上分析可知,在观测器选取相同带宽时,本文所提 TDC-PLADRC 可以有效提升系统的动态性能指标与抗转速波动能力。

2)恒定转速下负载突变

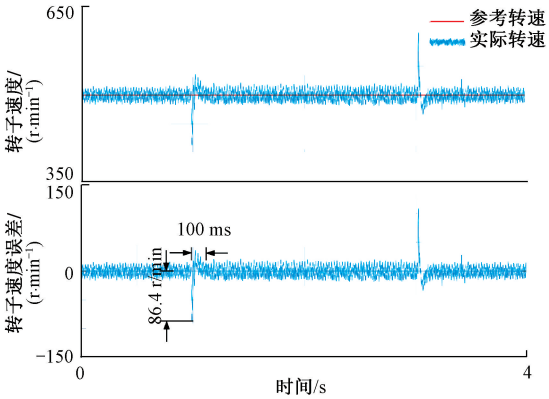
在恒定转速 500 r/min 时,设置参考负载 0~0.5 N·m,负载突变实验结果如图 15 所示,电机空载启动后受到负载扰动时 PI 控制下的电机转速下降了 21%,经过 166 ms 后达到稳定。LADRC 控制下的电机转速下降了 21.7%,经过 132.7 ms 转速达到稳定。级联 LADRC 控制下的电机转速仅下落了 17.3%,但产生了超调现象,经过 100 ms 达到稳定。而 TDC-PLADRC 控制下的电机转速仅下降了 17.4%,并且仅经过 67 ms 便达到稳定,在调整时间上相比 PI、LADRC 与级联 LADRC 分别提高了 59.6%、49.5%与 33%,优于其他算法,而在转速跌落上与级联 LADRC 相仿。综上分析可知,在状态观测器选取相同带宽数值时,本文所提 TDC-PLADRC 具有更强的抗外部扰动能力与动态性能指标。



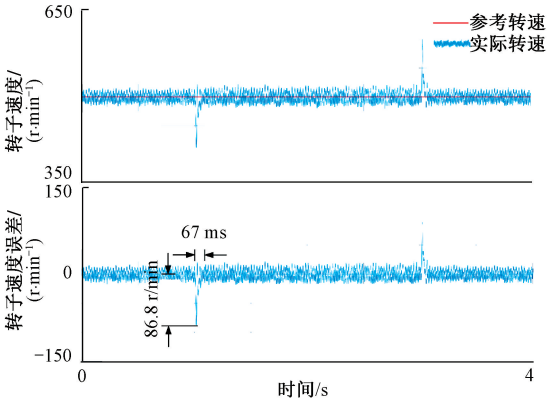
(a) PI 负载突变实验波形
(a) PI experimental waveforms for sudden load change



(b) LADRC负载突变实验波形
(b) LADRC experimental waveforms for sudden load change



(c) 级联LADRC负载转矩突变实验波形
(c) Cascaded LADRC experimental waveforms for sudden load change



(d) TDC-PLADRC负载转矩突变实验波形
(d) TDC-PLADRC experimental waveforms for sudden load change

图 15　负载突变实验结果

Fig. 15　Experimental results of sudden load change

3.3　仿真与实验结果一致性分析

由图 10 与 14 分析可知,在空载启动,设置参考转速变化规律为 500 到 1 000 到 500 r/min 情况下,TDC-PLADRC 算法在调整时间上均优于 PI、LADRC 与级联 LADRC 3 种控制算法;在超调量方面,仿真中 LADRC 与 TDC-PLADRC 均无超调,级联 LADRC 存在轻微超调,PI 存在较大超调,实验中仅 PI 算法存在超调现象;在上升时间方面,仿真中 PI 与级联 LADRC 存在超调现象,其上升时间优于 TDC-PLADRC,而在实验中级联 LADRC 能较好抑制超调现象,在上升时间与调整时间保持了一致性,劣于 TDC-PLADRC。因此在转速突变情况下,TDC-PLADRC 能更好的抑制转速波动现象,仿真与实验结果存在一致性。

由图 11 与 15 分析可知,在恒定转速 500 r/min,设置参考负载 0~0.5 N·m 情况下,TDC-PLADRC 在转速跌落方面与级联 LADRC 相仿,在调节时间上均优于其他算法,因此在负载突变情况下,TDC-PLADRC 能更好的抑制负载抖振现象,仿真与实验结果存在一致性。

因此,仿真与实验结果均表明本文所提出的 TDC-PLADRC 算法在转速突变与负载突变的多工况下有良好的控制效果。

4　结　　论

本文考虑数字延迟以及传统 PI 抗扰性能较差对 PMSM 带来的影响,并基于表贴式永磁同步电机设计了 TDC-PLADRC 控制策略。

首先,在 LADRC 的转速负反馈基础上引入 Smith 预估器对延时进行补偿。其次,为有效提高 LADRC 在较大扰动下抗扰能力较差的问题,将 LESO 进行并联处理,在保持参数易于整定的同时,获得了更理想的控制效果。

仿真与实验结果表明,在系统采用相同扩展状态观测器带宽时,TDC-PLADRC 有效提高了系统在转速突变、负载突变与内参突变多工况下的动态响应性能与抗内外扰动能力。

参考文献

[1] WANG B, SHAO Y, YU Y, et al. High-order terminal sliding-mode observer for chattering suppression and finite-time convergence in sensorless SPMSM drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(10): 11910-11920.

[2] 章回炫, 范涛, 边元均, 等. 永磁同步电机高性能电流预测控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(17): 4335-4345.
ZHANG H X, FAN T, BIAN Y J, et al. Predictive current control strategy of permanent magnet synchronous motors with high performance[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(17): 4335-4345.

[3] 王晓远, 刘铭鑫, 陈学永, 等. 电动汽车用 PMSM 带滤波补偿三阶滑模自抗扰控制[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(11): 25-34.
WANG X Y, LIU M X, CHEN X Y, et al. Third-order sliding mode active disturbance rejection control of PMSM with filter compensation for electric vehicle[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(11): 25-34.

[4] 赵凯辉, 戴旺坷, 周瑞睿, 等. 基于扩展滑模扰动观测器的永磁同步电机新型无模型滑模控制[J]. 中国电机工程学报,2022,42(6): 2375-2386.
ZHAO K H, DAI W K, ZHOU R R,et al. Novel model-free sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on extended sliding mode disturbance observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(6): 2375-2386.

[5] LI X, KENNEL R. General Formulation of Kalman filter-based online parameter identification methods for VSI-Fed PMSM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(4): 2856-2864.

[6] 李文真, 刘景林. PMSM 无位置传感器控制的系统延迟补偿方法[J]. 西安电子科技大学学报, 2023, 50(1): 93-101.
LI W ZH, LIU J L. System delay compensation method for PMSM sensorless control [J]. Journal of Xian University, 2023, 50(1): 93-101.

[7] 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. An improved variable structure active disturbance rejection control for the permanent magnet synchronous motor position servo system[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(5): 263-271.

[8] AHUMADA C, CÁRDENAS R, SÁEZ D, et al. Secondary control strategies for frequency restoration in islanded microgrids with consideration of communication delays[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2016, 7(3): 1430-1441.

[9] 吴敬兵, 罗安, 杨晓峰, 等. 一种基于延时补偿的电流跟踪控制新方法[J]. 电工技术学报, 2012, 27(4): 123-130.
WU J B, LUO A, YANG X F, et al. A novel current tracking control method based on delay compensation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(4): 123-130.

[10] 赵希梅, 马志军, 朱国昕. 基于 Smith 预估和性能加权函数的永磁直线同步电机鲁棒迭代学习控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(19): 142-146.
ZHAO X M, MA ZH J, ZHU G X. Robust iterative learning control for PMLSM based on Smith predictor and performance weighting function [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(19): 142-146.

[11] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策, 1998, 13(1): 19-23.
HANG J Q. Auto-disturbances-rejection controller and its applications[J]. Control and Decision, 1998, 13(1): 19-23.

[12] 高志强. 自抗扰控制思想探究[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(12): 1498.
GAO ZH Q. On the foundation of active disturbance rejection control[J]. Control Theory & Applications, 2013, 30(12): 1498.

[13] DU B C, WU S P, HAN S L, et al. Application of linear active disturbance rejection controller for sensorless control of internal permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(5): 3019-3027.

[14] 朱良红, 张国强, 李宇欣, 等. 基于级联扩张观测器的永磁电机无传感器自抗扰控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(18): 4614-4624.
ZHU L H, ZHANG G Q, LI Y X, et al. Active disturbance rejection control for position sensorless permanent magnet synchronous motor drives based on cascade extended state observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(18): 4614-4624.

[15] LIN P, WU Z, FEI Z, et al. A generalized PID interpretation for high-order LADRC and cascade LADRC for servo systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(5): 5207-5214.

[16] 唐德翠, 高志强, 张绪红. 浊度大时滞过程的预测自抗扰控制器设计[J]. 控制理论与应用, 2017, 34(1): 101-108.
TANG D C, GAO ZH Q, ZHANG X H. Design of predictive active disturbance rejection controller for turbidity[J]. Control Theory & Applications, 2017, 34(1): 101-108.

[17] 孙大南, 刁利军, 刘志刚. 交流传动矢量控制系统时延补偿[J]. 电工技术学报, 2011, 26(5): 138-145.
SUN D N, DIAO L J, LIU Z G. Time-delay compensation about AC drive vector control system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(5): 138-145.

[18] 郭海宇, 杨俊友, 张晓光, 等. 永磁同步电梯门机改进型自抗扰控制策略[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2018, 50(9): 191-198.
GUO H Y, YANG J Y, ZHANG X G, et al. Improved active disturbance rejection control strategy for PMSM elevator door [J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2018, 50(9): 191-198.

[19] GAO Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]. Proceeding of the American Control Conference. IEEE, 2003: 4989-4996.

[20] 潘子昊, 卜飞飞, 轩富强, 等. 基于Smith 预估器的永磁电机高动态响应电流环控制策略[J]. 电工技术学报,2020, 35(9): 1921-1930.
PAN Z H, BU F F, XUAN F Q, et al. High-dynamic-response current loop control strategy of permanent magnet motor based on Smith predictor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(9): 1921-1930.

[21] 王伟, 张晶涛, 柴天佑. PID 参数先进整定方法综述[J]. 自动化学报, 2000, 26(3): 347-355.
WANG W, ZHANG J T, CHAI T Y. A survey of advanced PID parameter tuning methods [J]. Acta Automatica Sinica, 2000,26 (3): 347-355.

作者简介

尹诗荀,2022 年于湖南工程学院获得学士学位,现为中南林业科技大学硕士研究生,主要研究方向为电机与控制,信号处理。
E-mail: 1653884550@ qq. com

Yin Shixun received his B. Sc. degree from Hunan Institute of Engineering in 2022. He is currently a M. Sc. candidate at Central South University of Forestry and Technology. His main research interests include motor and control and signal processing.

郑志安(通信作者),于 2000 年获得中南林业科技大学学士学位,分别于 2008 年和 2011 年获得琉球大学硕士学位与博士学位, 现为中南林业科技大学讲师,主要研究方向为智能控制,现代信号处理。
E-mail: 450154480@ qq. com

Zheng Zhian (Corresponding author) received his B. Sc. degree from the Central South University of Forestry and Technology in 2000, M. Sc. degree and Ph. D. degree from the University of the Ryukyus in 2008 and 2011. He is currently a lecturer at Central South University of Forestry and Technology. His main research interests include intelligent control and modern signal processing.

朱俊杰,分别在 1996 年和 2004 年于湖南大学获得学士学位和硕士学位,2014 年于中南大学获得博士学位,现为中南林业科技大学教授,主要研究方向为电机与控制,智能控制。
E-mail: wenke03@ 163. com

Zhu Junjie received his B. Sc. degree and M. Sc. degree both from Hunan University in 1996 and 2004, and Ph. D. degree from Central South University in 2014. He is currently a professor at Central South University of Forestry and Technology. His main research interests include motor and control and intelligent control.