

基于 LuGre 摩擦模型与自抗扰技术的调速伺服系统复合控制策略^{*}

张凯雯¹, 苏 璟², 黄 浩¹, 褚越强¹, 李万军¹, 韦雪洁¹
(1. 北华航天工业学院 电子与控制工程学院, 河北 廊坊 065000;
2. 北京航天新立科技有限公司, 北京 100089)

摘 要: 为了提高调速伺服系统的跟踪性能, 提出了一种基于 LuGre 模型的调速伺服系统自抗扰控制策略。利用 LuGre 摩擦模型对摩擦扰动进行辨识, 并对其进行前馈补偿, 在速度环和电流环分别加入一阶自抗扰控制器, 对剩余扰动进行实时估计并补偿。ADRC 弥补了摩擦模型的非绝对完美的问题, LuGre 模型也缓解了 ADRC 的计算压力, 互为补充, 提高了性能。仿真结果表明: 所提控制策略响应速度快、调节时间短、超调低, 提高了系统的控制速度和精度。

关键词: 永磁同步电机; LuGre 摩擦模型; 自抗扰技术; 双闭环系统

中图分类号: TM341 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2023)10-0046-08

doi: 10.12177/emca.2023.115

Composite Control Strategy of Speed Regulation Servo System Based on LuGre Friction Model and Self-Disturbance Rejection Technology^{*}

ZHANG Kaiwen¹, SU Jing², HUANG Hao¹, CHU Yueqiang¹, LI Wanjun¹, WEI Xuejie¹
(1. School of Electronic and Control Engineering, North China Institute of Aerospace Engineering, Langfang 065000, China;
2. Beijing Aerospace Xinli Technology Co., Ltd., Beijing 100089, China)

Abstract: In order to improve the tracking performance of the speed regulation servo system, a self-disturbance rejection control strategy of the speed regulation servo system based on the LuGre model is proposed. Using the LuGre friction model to identify the frictional disturbance, and feed-forward compensation, adding the first-order self-disturbance rejection controller to the speed loop and the current loop respectively, the remaining disturbance is estimated and compensated in real time. ADRC makes up for the non-absolute perfection of the friction model, and the LuGre model also relieves the computational pressure of ADRC, complements each other and improves performance. The simulation results show that the proposed control strategy has fast response speed, short adjustment time and low overshoot, which improves the control speed and accuracy of the system.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); LuGre friction model; self-disturbance rejection technology; double closed-loop system

收稿日期: 2023-04-14; 收到修改稿日期: 2023-05-31

^{*} 基金项目: 河北省高等学校科学研究项目(ZC2022006); 北华航天工业学院重点基金项目(ZD202203); 北华航天工业学院国防创新基金项目(GFCXJJ-2023-03)

作者简介: 张凯雯(1998—), 男, 硕士研究生, 研究方向为控制工程。

苏 璟(1978—), 女, 学士, 高级工程师, 研究方向为伺服控制。

韦雪洁(1981—), 女, 硕士, 副教授, 研究方向为信号采集与处理、虚拟仪器。(通信作者)

0 引言

永磁同步电机(PMSM)由于其体积小、结构简单、质量轻便以及可靠性强等优点,在伺服系统控制领域被广泛应用,尤其是在航空航天、武器装备及数控机床等对于电机可靠性能、控制精度要求较高的场合,PMSM 受到了越来越多的关注。现阶段,永磁同步电机的调速系统控制结构采用的是速度-电流双闭环结构形式,控制策略大多采用 PID 调节器。但是这种被动地基于误差反馈来消除误差的方式,滞后于扰动的影响,并可能因为初始控制力过大导致系统振荡或者严重超调。再加上积分环节使相角滞后,微分信号易受噪声污染等问题,使其控制效率低、精确度低及鲁棒性差^[1]。随着现代伺服控制精度等要求的提高,PID 已经不能够满足需要。伺服系统在工作中存在许多非线性扰动,包括间隙、摩擦和风电阻等。其中摩擦导致伺服转台低速时抖动、爬行,影响系统的跟踪精度。因此,研究摩擦力矩对电机伺服系统的影响,并在设计控制器时对摩擦力矩进行辨识与补偿显得尤为重要^[2]。1995 年,Canudas 等^[3]提出了 LuGre 摩擦模型,该模型能够准确地描述摩擦过程的动静态特性。Khyati 等^[4]提出了基于 LuGre 模型的双非线性观测器的自适应摩擦补偿方法,但双观测器计算量大,不易工程实现。Ye 等^[5]提出了基于 LuGre 摩擦模型的伺服系统前馈补偿策略研究,有效改善了转台伺服系统的低速性能。Zhang 等^[6]提出了基于改进 LuGre 模型的液压系统的滑模控制,很好地解决了由摩擦带来的跟踪误差大及速度过零时会出现死区等问题。针对 PI 控制的缺陷,Han^[7]于 1998 年提出自抗扰控制(ADRC)。Gao 等^[8]在非线性的 ADRC 的基础上,提出线性自抗扰控制器,并首次提出基于带宽的参数整定策略,大大简化了参数整定过程,推动 ADRC 理论研究与工程应用。Liu 等^[9]提出 PMSM 调速系统的模型补偿自抗扰控制策略,把模型中已知量补偿到 ADRC 中,降低观测器的计算量,提高了观测器的估计精度。Liu 等^[10]提出的基于自抗扰控制的位置电流双环控制策略对负载转矩、电机参数变化等扰动具有较好的抑制作用。Yin 等^[11]提出了一种基于二阶滑模自抗扰控制技术的转速电流双闭环控制策略,根据电机转

速动态模型设计了扰动观测器估测负载转矩和系统的不确定性,并证明了其收敛性。Sun 等^[12]设计了永磁同步电机调速系统非线性自抗扰控制器,显著提高了调速系统的抗扰能力,增强了低速时的运行稳定性。为了进一步克服摩擦干扰,提高调速伺服系统的控制精度,本文提出一种基于自抗扰控制器与 LuGre 摩擦模型前馈补偿相结合的复合控制器。

1 PMSM 调速伺服系统

1.1 调速伺服系统的 PMSM 数学模型

PMSM 是一个典型的多变量、强耦合、非线性和变参数的复杂系统。本文采用表贴式永磁同步电机。为使分析简便,忽略电机铁心的饱和效应,不计电机的涡流和磁滞损耗,假设电机电流为对称的三相正弦波电流^[13]。利用 Clark 变换和 Park 变换,可得到在 d - q 两相旋转坐标系中的 PMSM 数学模型。

电压方程为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \psi_q \\ u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} - \omega_e \psi_d \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d 、 u_q 分别为定子 d 轴、 q 轴的电压分量; i_d 、 i_q 分别为定子 d 轴、 q 轴的电流分量; ψ_d 、 ψ_q 分别为定子 d 轴、 q 轴的磁链分量; ω_e 为电角速度,且 $\omega_e = p_n \omega$; R_s 为三相绕组的电阻。

磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2)$$

式中: L_d 、 L_q 分别为定子 d 轴、 q 轴的电感分量; ψ_f 为永磁体磁链大小。

由式(1)、式(2)整理可得:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} - \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (3)$$

式(3)实现了 PMSM 数学模型的解耦,且表贴式永磁同步电机中 $L_d = L_q$,此时的电磁转矩可表示为

$$T_e = \frac{3}{2} p_n \psi_f i_q \quad (4)$$

同时,电机运动方程可表示为

$$\begin{cases} \frac{d\theta}{dt} = \omega \\ J \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_L - B\omega \end{cases} \quad (5)$$

通过同步旋转 $d-q$ 坐标变换,减少了变量数量,降低了耦合关系,将永磁同步电机的数学模型转化为便于理解分析的系统方程组^[14]。

1.2 调速伺服系统的 PMSM 控制策略设计

本文基于积分器串联型系统结构,设计了一种自抗扰技术与 LuGre 摩擦模型前馈补偿相结合的复合控制器,如图 1 所示。电流控制环分别对转矩电流和励磁电流使用一阶自抗扰控制器来替代 PID 控制器,实现 i_d 、 i_q 对其参考值的快速跟踪。速度控制环采用 LuGre 摩擦模型前馈补偿和一阶自抗扰控制器相结合的控制策略,实现速度调节。

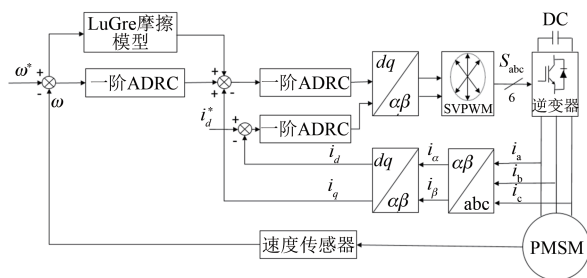


图1 调速伺服系统原理图

2 自抗扰技术

自抗扰技术是基于PID的天然抗扰与模型无关的优点,结合现代控制理论中的状态观测,再通过计算机仿真,对仿真结果进行归纳总结后,从工程应用的角度探索而来。其不需要被控对象的精确数学模型,只需要通过系统的输入与输出量来估计总扰动,并具有“小误差大增益,大误差小增益”的优点,可实现高精度的跟踪控制。尤其对于PMSM这类具有时变、非线性及强耦合等特点的被控对象,控制效果明显。

自抗扰控制器可拆分为三部分:跟踪-微分器(TD)、扩张状态观测器(ESO)和非线性状态误差反馈控制率(NLSEF)。三者之间相互独立,分别发挥各自作用。 n 阶自抗扰控制器结构框图如图2所示。

实际的伺服系统输入信号中存在大量噪声,

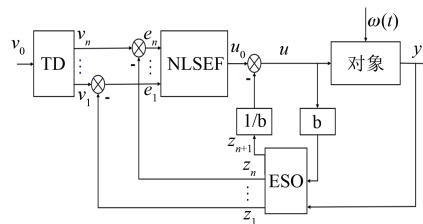


图2 n 阶自抗扰控制器结构

经典微分器对噪声进行放大,会导致微分信号的失真,难以应用,这也是PID控制大多时候实为PI控制的原因。而自抗扰控制所提出的跟踪-微分器,因为采用了最速控制的思想,可以实现对输入信号的快速跟踪,再通过对输入信号求微分获得近似微分值。通过这种方式获得的微分信号更优质,噪声抑制能力更强,响应速度更快。并且TD还可以为输入信号提供过渡过程,使得对阶跃信号的跟踪可以快速且几乎无超调地进入稳态,克服了快速性与超调的冲突,系统鲁棒性好。扩张状态观测器是自抗扰控制技术的核心模块,吸收了状态观测器的思想,将已知和未知量动态定义为一个状态变量进行扰动观测,实现了从源头上的实时观测估计。根据观测出的扰动,通过非线性状态误差反馈控制率对系统进行前馈补偿,有效抑制了系统的内外扰动,且通过将系统的原结构转变为积分器串联型,简化了系统的控制,使系统拥有了主动抗扰的能力。因其只需要被控对象的输入信号与输出信号,不需要系统扰动体的具体数学模型,更具通用性和强鲁棒性。同时,自抗扰的灵活还体现在可以将系统已知的模型加入到ESO中,降低ESO的计算负担,还会将未知的模型信息视为内扰来观测并消除,以此来保证甚至提高扰动估计的精度。

2.1 电流环自抗扰控制器设计

在永磁同步电机速度-电流双闭环控制系统中,电流内环主要用于限制电机的最大起动电流,以确保电机起动过程中电磁转矩始终维持在允许范围内,同时,使 i_q 正确跟随转速控制器的输出。电机转速是判断一个伺服控制系统性能优劣的重要参考,需要满足实时控制的要求。因此,调速伺服控制系统要求转速外环稳态时可以保持转速平稳,动态时具有快速响应、抗扰能力强以及高精度跟踪的效果。所以对电流环和转速环设计一种高

性能自抗扰控制器具有重要意义。

由式(3)可以得出 PMSM 在 d - q 坐标系中的电流方程为

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}i_d = -\frac{R}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}\omega_e i_q + \frac{1}{L_d}u_d \\ \frac{d}{dt}i_q = -\frac{R}{L_d}i_q - \frac{1}{L_q}\omega_e(L_d i_d + \psi_f) + \frac{1}{L_q}u_q \end{cases} \quad (6)$$

根据式(6)分别设计 i_d 、 i_q 的电流控制器,同时可知, d 、 q 轴存在相互耦合。为了提高电流环的控制性能,简化控制器的设计,实现对 d 、 q 轴的解耦控制,可以对耦合量与反电动势进行前馈补偿。依据自抗扰控制原理,将耦合量与反电动势视为未知扰动量,利用 ESO 将其同电机的外部未知扰动一起观测和补偿。本文采用了两个一阶 ADRC 来实现电流环的控制。与之相对应的一阶非线性自抗扰控制器的方程如下。

TD:

$$\begin{cases} e_0 = v^* - v_1 \\ v_1 = -rfal(e_0, \alpha_0, \delta_0) \end{cases} \quad (7)$$

ESO:

$$\begin{cases} e = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 fal(e_1, \alpha_1, \delta_1) + bu \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 fal(e_1, \alpha_1, \delta_1) \end{cases} \quad (8)$$

NLSEF:

$$\begin{cases} e_1 = v_1 - z_1 \\ u_0 = kfal(e_2, \alpha_2, \delta_2) \\ u = u_0 - z_2/b \end{cases} \quad (9)$$

式中: e_0 、 e 、 e_1 、 e_2 均为误差信号; v^* 为 TD 的输入

信号; v_1 为 v 的跟踪信号; r 为速度因子; y 为被控对象的输出信号; z_1 为 y 的跟踪信号; z_2 为扰动观测值; α_0 、 α_1 、 α_2 均为跟踪因子; δ_0 、 δ_1 、 δ_2 均为滤波因子; β_1 、 β_2 均为 ESO 的输出误差修正增益; b 为补偿因子; k 为调节器增益。

fal 为最优控制函数,其表达式如下:

$$fal(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^\alpha sgn(e), & |e| > \delta \\ \frac{e}{\delta^{1-\alpha}}, & |e| < \delta \end{cases} \quad (10)$$

2.2 速度环自抗扰控制器设计

由式(5)整理得电机转速方程为

$$\frac{d}{dt}\omega_m = \frac{-T_L}{J} - \frac{B\omega_m}{J} + \frac{3p_n\psi_f}{2J}i_q \quad (11)$$

电机在工作过程中,其摩擦因数、负载转矩及转动惯量等均会出现摄动,进而产生未知扰动,影响转速性能。假设系统的总扰动 $f(\omega_m, T_L) = -\frac{T_L}{J}$

$-\frac{B\omega_m}{J}$, 补偿因子 $b = \frac{3p_n\psi_f}{2J}$, PMSM 伺服调速系统的状态方程为

$$\dot{\omega}_m = f(\omega_m, T_L) + bi_q \quad (12)$$

假设 i_q 为控制量 u , 转速 ω_m 为状态变量 x_1 , 系统总扰动扩张为状态变量 x_2 。可将式(11)转换成标准形式:

$$\dot{x}_1 = x_2 + bu \quad (13)$$

由式(13)可知,调速系统为一阶系统,应采用一阶 ADRC 作为其转速调节器,其方程与电流环使用的一阶 ADRC 相同。相应的 Simulink 仿真模型如图 3 所示。

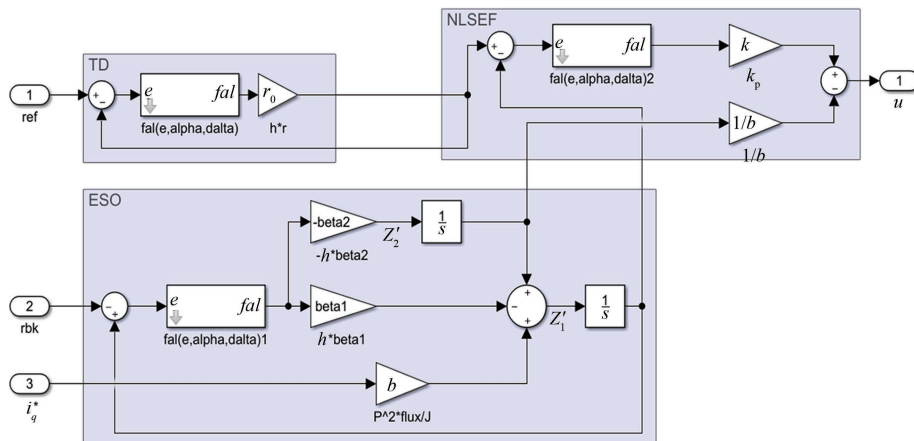


图3 速度环一阶 ADRC 仿真模型

综上所述,针对 PMSM 的调速伺服控制系统的 ADRC 控制器设计,通常视系统耦合量为系统内扰动,将其与系统的各未知外扰动相加作为系统总扰动,再通过 ADRC 对总扰动进行实时估计并进行补偿,从而将电机的数学模型转化为积分器串联型。简化控制过程中,实现解耦控制并使控制系统鲁棒性得到增强。

3 LuGre 模型的前馈补偿设计

3.1 LUGRE 模型

在高精度调速伺服系统运行过程中,系统摩擦会导致跟踪误差、极限环和黏滞滑动等问题,使系统的低速性能大打折扣。基于已知摩擦模型进行补偿,响应速度快且可预见,已经成为工程应用中一种重要的摩擦补偿策略。本设计利用得到的系统的 LuGre 摩擦模型在速度环进行前馈补偿,来提高系统的速度跟踪精度。

LuGre 模型受鬃毛弯曲变化的启发,用鬃毛

的形变来直观表示摩擦过程中突点的变化,更加直观。当接触面发生微小的位移时,鬃毛就会产生一定程度的弯曲,这时会有一个反作用力,即表示为摩擦力。LuGre 模型还吸收了 Stribeck 模型,能够很好地解决零速附近的强非线性问题。因此, LuGre 模型可以准确地体现系统的动静态摩擦力特性,是目前比较完善的摩擦数学模型。其表达式如下:

$$\frac{dz}{dt} = \dot{\theta} - \frac{\sigma_0 |\dot{\theta}|}{g(\dot{\theta})} z \quad (14)$$

$$g(\dot{\theta}) = F_c + (F_s - F_c) e^{-(\dot{\theta}/v_s)^2} \quad (15)$$

$$F = \sigma_0 z + \sigma_1 \frac{dz}{dt} + \sigma_2 \dot{\theta} \quad (16)$$

式中: F_c 为库仑摩擦力矩; F_s 为静摩擦力矩; $\dot{\theta}$ 为相对角速度; v_s 为 Stribeck 角速度; σ_0 为鬃毛刚度; σ_1 为微观阻尼系数; σ_2 为黏性摩擦因数。

LuGre 摩擦模型如图 4 所示。

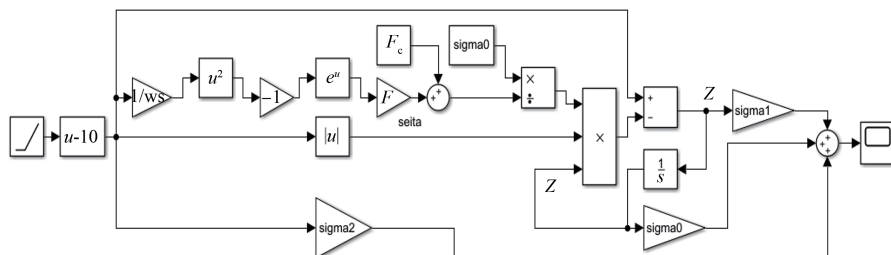


图 4 LuGre 摩擦模型

3.2 摩擦参数的辨识

LuGre 模型具有 2 个动态参数和 4 个静态参数。本文采用了文献[2]所提的方法,首先采集系统在低速转动和匀速转动下的转速和转矩数据;再利用遗传算法将采集的力矩-速度曲线和 Stribeck 曲线进行曲线拟合,辨识出静态参数;最后,使用近似估计法算出动态参数。

遗传算法是模拟自然界中生物进化过程演化而来的全局概率搜索算法,相比于极大似然法、最小二乘法等,其能够在更快求解的同时,避免陷入局部最优解陷阱。遗传算法基本流程图如图 5 所示。

3.2.1 静态参数辨识

当系统均速运行时,系统加速度为 0,即 $\frac{dz}{dt} = 0$,此时摩擦力为

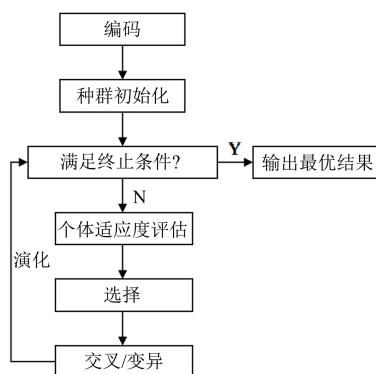


图 5 遗传算法基本流程图

$$F = \sigma_0 z + \sigma_2 \dot{\theta} =$$

$$[F_c + (F_s - F_c) e^{-(\dot{\theta}/v_s)^2}] \operatorname{sgn}(\dot{\theta}) + \sigma_2 \dot{\theta} \quad (17)$$

根据式(17)可得,待辨识参数向量设定为

$$\mathbf{x} = [\hat{F}_c, \hat{F}_s, \hat{v}_s, \hat{\sigma}_2]^T \quad (18)$$

辨识误差为

$$e_i = F_s^i - \hat{F}_s^i \tag{19}$$

取误差函数的平方和作为目标函数:

$$J_m = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N e_i^2 \tag{20}$$

取适应度函数为

$$\begin{cases} C_m = \max_i \{ J_1(x_i) \} \\ f(x_i) = C_m - J_1(x_i) \end{cases} \tag{21}$$

静态参数辨识在速度闭环下进行,速度分别给定-30 ~ 30 rad/s 的阶跃信号记录稳态时的 q 轴电流值并转换成对应的转矩信息,再利用遗传算法将采集的力矩-速度曲线和 Stribeck 曲线进行曲线拟合,辨识出静态参数。

3.2.2 动态参数辨识

给系统施加一个很小的驱动力,使其处于临界静止状态,式(16)可改写为

$$F = \sigma_0 \theta + \sigma_1 \dot{\theta} + \sigma_2 \ddot{\theta} \tag{22}$$

则系统模型可写成

$$J \ddot{\theta} + (\sigma_1 + \sigma_2) \dot{\theta} + \sigma_0 \theta = u \tag{23}$$

通过拉普拉斯变换得:

$$\frac{\theta_s}{U_s} = \frac{1}{J \ddot{\theta} + (\sigma_1 + \sigma_2) \dot{\theta} + \sigma_0 \theta} \tag{24}$$

由式(24)可知,系统处于临界静止状态时,

可近似视为一个二阶系统,当系统停止运动时:

$$\sigma_0 \approx F_c \operatorname{sgn}(\dot{\theta}) / \theta_s \tag{25}$$

式中: θ_s 为静摩擦区域角位移。

取阻尼系数为 0.7,则:

$$\sigma_1 + \sigma_2 = 1.4 \sqrt{J \sigma_0} \tag{26}$$

由式(26)可求出 σ_1 的值。

4 仿真分析

为验证本文控制策略的有效性,利用 MATLAB/Simulink 仿真平台分别搭建了 PID 控制模型与本文所提控制策略模型来进行对比分析。永磁同步电机仿真参数见表 1,所提控制策略的仿真模型如图 6 所示。

表 1 永磁同步电机仿真参数

参数名称	参数值
额定功率/W	2 200
额定转速/(r·s ⁻¹)	2 000
额定转矩/(N·m)	10
转动惯量/(kg·m ²)	0.003 5
电枢电阻/Ω	0.325
电感/mH	1.032
磁链/(V·s)	0.143 6

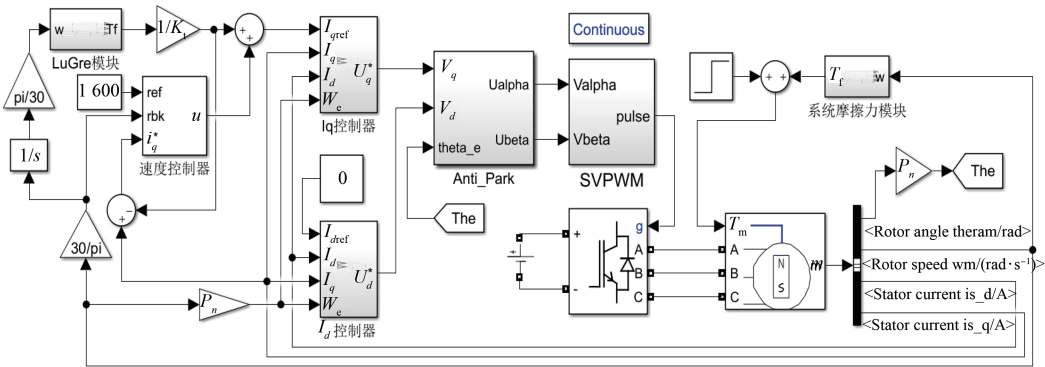


图 6 所提控制策略的仿真模型

在本试验中,电机部分引入了摩擦模块模拟实际中的摩擦扰动,摩擦模块参数见表 2。上电后电机的给定转速由 0 r/s 升至 1 600 r/s,在 0.2 s 时,负载转矩由 0 N·m 突变为 4.5 N·m。在此种工况下,对比采用所提控制策略与 PID 控制策略的控制效果。PID 控制策略的电流环参数 $K_p = 1.4, K_i = 441$,速度环参数 $K_p = 0.132, K_i = 6.6, B_a =$

0.012 3。

跟踪因子是一个取值在 0~1 之间的经验值,其值与跟踪速度成反相关性;滤波因子为影响滤波效果的常数,滤波效果随其值的增大而增大;速度因子决定了信号的跟踪速度,速度因子增大,ADRC 的跟踪微分值增减幅度随之增大,跟踪速度加快;补偿因子为 i_q 的增益,调节增益的选值

影响控制器的观测性能,需要灵活调整;矫正增益分别为误差和微分的增益,取值通常由带宽决定, $\beta_1=2\omega,\beta_2=\omega^2$ 。速度环 ADRC 参数见表 3,辨识出的 LuGre 摩擦模型参数见表 4。

表 2 摩擦模块参数

参数名称	参数值
$F_c/(\text{N}\cdot\text{m})$	5.12
$F_s/(\text{N}\cdot\text{m})$	6.032
$V_s/(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})$	3.402
$\sigma_0/(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}\cdot\text{rad}^{-1})$	430.014
$\sigma_1/(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}\cdot\text{rad}^{-1})$	1.631
$\sigma_2/(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}\cdot\text{rad}^{-1})$	0.086 6

表 3 速度环 ADRC 参数

参数名称	参数值
跟踪因子 α_0	0.76
跟踪因子 α_1	0.76
跟踪因子 α_2	0.95
滤波因子 δ_0	0.01
滤波因子 δ_1	0.01
滤波因子 δ_2	0.01
速度因子 r	8 000
补偿因子 b	4 000
调节增益 k	0.5
矫正增益 β_1	800
矫正增益 β_2	160 000

表 4 LuGre 模型辨识参数

参数名称	参数值
$F_c/(\text{N}\cdot\text{m})$	5.10
$F_s/(\text{N}\cdot\text{m})$	6.029
$V_s/(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})$	3.389
$\sigma_0/(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}\cdot\text{rad}^{-1})$	431.032
$\sigma_1/(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}\cdot\text{rad}^{-1})$	1.632
$\sigma_2/(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}\cdot\text{rad}^{-1})$	0.087 4

图 7 为两种控制策略的转速波形,由图 7 可知,要达到目标转速,所提控制策略用时为 0.03 5 s,超调量为 17 r/s,PID 控制策略用时为 0.15 s,超调量为 89 r/s;负载发生变化后,所提控制策略下恢复到目标转速用时仅为 0.02 s,而 PID

则为 0.1 s。综上可证明两种控制策略都可以在短时间内将转速调节至目标值,但是基于 LuGre 模型前馈补偿与自抗扰技术的复合控制从 0 r/m 达到目标值的响应时间更短,超调更小;并且当负载出现扰动时,二者超调量基本相同,但所提控制策略恢复至目标转速的时间大幅度缩短,其动态性能更好,鲁棒性更强。

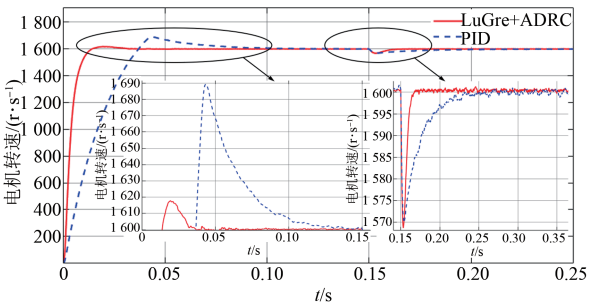


图 7 两种控制策略的转速波形

图 8 和图 9 分别为 PID 控制策略与所提控制策略下的三相电流,图 10 和图 11 分别为两种控制策略下的 d 轴电流和 q 轴电流。由图 8~图 11 可知,PID 控制策略与所提控制策略都能确保电流跟踪至目标电流,但所提控制策略用时更短,且所提控制策略电流的相位滞后更小,说明自抗扰控制改善了原 PID 控制中积分环节的相位滞后问题。

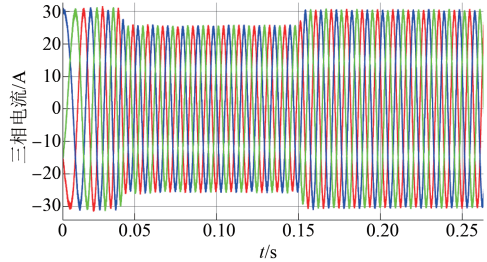


图 8 PID 控制策略下的三相电流

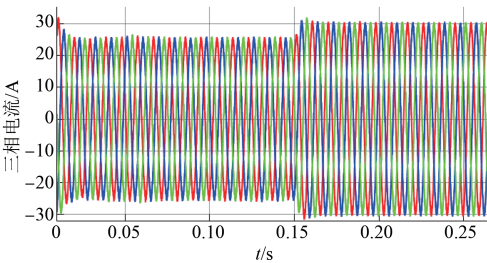
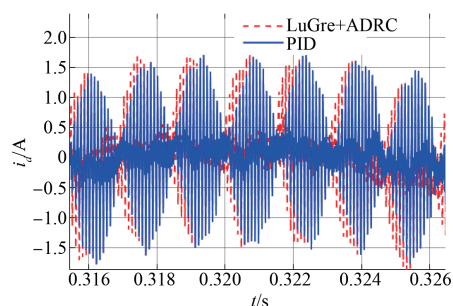
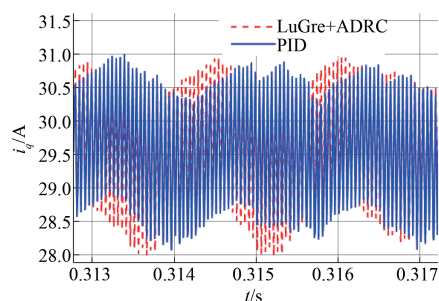


图 9 所提控制策略下的三相电流

图 12 和图 13 对比了两种控制策略下达到稳定转速时的静态性能,可以看出所提控制策略转

图 10 两种控制策略的 d 轴电流图 11 两种控制策略的 q 轴电流

速波形峰峰值更小,说明其静态误差更小,抑制抖振的能力更强。

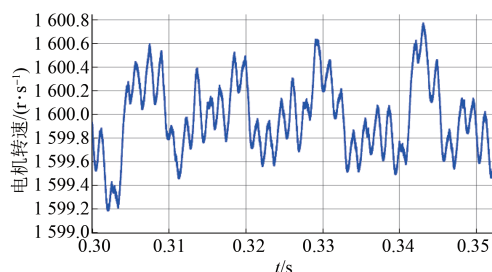


图 12 PID 控制策略抖振性能

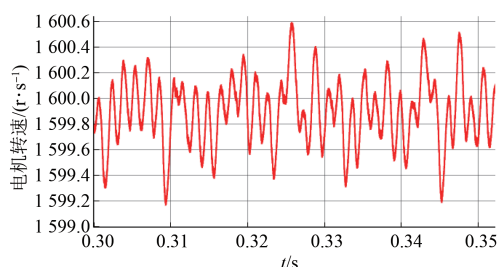


图 13 所提控制策略抖振性能

5 结 语

本文提出了一种基于 LuGre 摩擦模型与自抗扰技术的调速伺服系统复合控制策略。利用 LuGre 摩擦模型对摩擦扰动进行辨识,并对其进

行前馈补偿。考虑到实际中不存在完美模型,在速度环和电流环分别加入一阶自抗扰控制器,视系统耦合量为系统内扰动,将其与系统的各未知外扰动相加作为系统总扰动,再通过 ADRC 对总扰动进行实时估计并进行补偿。同时, LuGre 模型也缓解了 ADRC 的计算压力,互为补充。最后通过两组仿真试验验证了所提策略的优越性。试验结果表明,所提控制策略响应速度快、调节时间短、超调低,通过对仿真数据分析计算可得,所提控制策略的超调分别为 PID 控制的 23.3%、20.0% 及 19.1%,所提控制策略的抗扰能力和抑制抖振能力也更好。

【参考文献】

- [1] 朱斌. 自抗扰控制入门[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2017.
- [2] 马正雷. 电机驱动伺服系统非线性扰动因素建模及补偿策略研究[D]. 合肥: 安徽大学, 2018.
- [3] CANUDAS C, OLSSON H, ASTROM K J, et al. A new model for control of systems with friction[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1995, 40(3): 419-425.
- [4] KHYATI K, BIGRAS P, DESSAINT L A. LuGre model-based friction compensation and positioning control for a pneumatic actuator using multi-objective output-feedback control via LMI optimization[J]. Mechatronics, 2009, 19: 535-547.
- [5] 叶超, 崔宁豪, 马正雷, 等. 基于 LuGre 模型的伺服系统摩擦补偿策略研究[J]. 微电机, 2019, 52(5): 53-56.
- [6] 张潇. 基于改进 LuGre 模型的液压系统的滑模控制研究[D]. 桂林: 桂林电子科技大学, 2020.
- [7] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策, 1998, 13(1): 19-23.
- [8] GAO Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]//Proceedings of the 2003 American Control Conference. IEEE, 2006: 4989-4996.
- [9] 刘志刚, 李世华. 基于永磁同步电机模型辨识与补偿的自抗扰控制器[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(24): 118-123.
- [10] 刘春强, 骆光照, 涂文聪, 等. 基于自抗扰控制的双环伺服系统[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(23): 7032-7039.

(下转第 61 页)