

基于精确反馈线性化的 PMSM 自抗扰控制^{*}

雷美琴 马家庆 陈昌盛 何志琴 吴钦木

(贵州大学电气工程学院 贵阳 550025)

摘 要: 为了提升永磁同步电机 PMSM 在负载变化和其他不确定干扰情况下的速度跟踪性能和抗干扰能力,提出了一种基于精确反馈线性化控制的自抗扰控制方法。首先,采用精确反馈线性化方法,通过坐标变化和状态反馈,将永磁同步电机模型解耦为独立的电流子系统和转速子系统,对转速子系统设计一种自抗扰控制器,对电机系统在运行中的不确定干扰进行实时估计并补偿,提升系统的速度跟踪性能和抗干扰能力。其次,针对自抗扰控制中非线性函数 fal 在拐点处不平滑的问题,对 fal 函数进行改进,减小了系统的高频抖振。最后,对基于精确反馈线性化、精确反馈线性化-自抗扰控制两种控制方法在 MATLAB/Simulink 仿真平台搭建相应的模型进行仿真结果对比,结果显示,精确反馈线性化-自抗扰控制速度跟踪调节时间缩短了 58.33%,突加负载后恢复时间提升 95.45%,表明该方法能够快速跟踪转速和负载转矩变化,具有良好的抗干扰能力,验证了所提方法的优越性。

关键词: 永磁同步电机;精确反馈线性化;自抗扰控制;速度跟踪

中图分类号: TM341;TN60 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8010

Active disturbance rejection control of PMSM based on
precise feedback linearization

Lei Meiqin Ma Jiaqing Chen Changsheng He Zhiqin Wu Qinmu

(College of Electrical Engineering, Guizhou University, Guiyang 550025, China)

Abstract: In order to improve the speed tracking performance and disturbance rejection capability of a permanent magnet synchronous motor (PMSM) under load variations, parameter perturbations, and other uncertainties, a control method based on active disturbance rejection control (ADRC) combined with precision feedback linearization control (FL) is proposed. Firstly, the precision feedback linearization method is employed to decouple the PMSM model into independent current and speed subsystems through coordinate transformation and state feedback. An ADRC is designed for the speed loop to estimate and compensate for the real-time uncertainties and disturbances during the motor operation, thereby improving the system's speed tracking performance and disturbance rejection capability. Secondly, to address the issue of nonsmoothness at the inflection point of the nonlinear function in ADRC, the function is improved to reduce high-frequency buffeting in the system. Finally, the simulation results of two control methods based on FL and precise feedback FL-ADRC are compared in MATLAB/Simulink simulation platform. The results show that the speed tracking adjustment time of FL-ADRC is shortened by 58.33%, and the recovery time after sudden load is increased by 95.45%, which shows that this method can quickly track the changes of speed and load torque, and has good anti-jamming ability, which verifies the superiority of the proposed method.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; precision feedback linearization; active disturbance rejection control; speed tracking

0 引 言

永磁同步电动机(permanent magnet synchronous

motor, PMSM)具有结构简单、体积小、质量轻等优点,无直接电能消耗,除此之外,还具有高运行效率、高功率密度以及优良可靠性等特点,在高性能驱动领域得到广泛的应

收稿日期:2024-06-29

* 基金项目:国家自然科学基金(62163006, 52267003)、贵州省科技厅支撑计划项目(QKHZ[2021]G442, QKHZ[2022]G264, QKHZ[2023]G096, QKHZ[2023]G179)资助

用^[1]。但由于 PMSM 系统是一个多变量、强耦合的复杂系统,传统的 PID 控制难以实现对 PMSM 的精确控制及其对抗干扰的能力。

随着现代理论控制和先进智能控制算法的发展,许多新的控制算法、复合控制算法已运用在 PMSM 上,致力于满足 PMSM 的高精度控制要求,如内模控制^[2-3],滑模控制^[4-5],模型参考自适应控制^[6-7],反馈线性化控制^[8-9],扰动观测器^[10],自抗扰控制^[11-12]等。

精确反馈线性化控制(feedback linearization, FL)是一种非线性控制设计方法,它将复杂的非线性系统问题转化为线性系统的综合问题,从而简化了控制设计和分析,被广泛应用于各种非线性系统,如机器人、飞行器、电机控制、化工过程等。在这些领域中,FL 被用来提高系统的控制性能和鲁棒性。但尽管 FL 在理论上已经相当成熟,在实际工程 FL 通常要求系统模型精确,且在强耦合和高度非线性情况下控制效果不稳定,参数变化和外部扰动鲁棒性不够好。为了克服 FL 的这些不足,研究者们经常将 FL 与其他控制技术结合使用,如自适应控制、鲁棒控制、滑模控制等,以提高控制系统的整体性能和鲁棒性。文献[13]提出了一种自适应滑模反馈线性化的控制方法,使用自适应机制来调整控制律,以适应模型不确定性和外部扰动,通过自适应滑模控制,不需要精确的不确定性边界信息,可有效降低 FL 对控制对象模型的依赖性,但调节参数过多,在实际工程中对需要大量的调试工作和高性能的计算平台。文献[14]提出一种基于反馈线性化的模型预测控制方法,引入模型预测及时补偿模型失配、畸变和干扰等不确定性因素,有效提高了系统的抗扰动性和适应性,但模型预测长期的预测累积误差会增加,影响速度跟踪精度。文献[15]提出一种基于人工神经网络的反馈线性化,引入神经网络实时调整参数适应系统动态,减少稳态误差,提高动态响应速度,但人工神经网络对输入样本数据敏感,可能对于干扰预测偏差,降低系统的抗干扰能力。

本文针对在抗干扰能力及速度跟踪动态性能综合能力采用了一种基于精确反馈线性化的永磁同步电机自抗扰控制系统。自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)是一种对被控对象模型依赖程度低,且具备扰动估计和补偿功能的新型控制方法,是在结合传统 PID 控制器和现代控制理论思想中提出的^[16]。采用简单的串联积分标准型构造被控对象模型,降低对模型参数的依赖,利用扩张状态观测器对集中扰动进行估计,对控制量实施补偿,以抵消集中扰动对系统的影响,继而使得系统具备对大范围扰动的强鲁棒性。此外,采用了一种改进 fal 函数,当电机系统运行误差较大时,可有效抑制电机系统抖振。仿真结果表明,在增加自抗扰控制器之后的 PMSM 精确反馈线性化控制系统,具有响应速度更快,抗干扰能力更强,系统鲁棒性更好的优势。

1 PMSM 数学模型

在永磁同步电机的分析中作如下假设:忽略漏磁通、不考虑磁饱和、不计涡流损耗及磁滞损耗,假设三相对称、永磁材料电导率为零、转子磁链在气隙中呈正弦分布,本文所研究的为表贴式永磁同步电机,因此有 $L_d = L_q = L$,则永磁同步电机在 $d-q$ 轴中的的状态方程为:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{d\omega_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & \omega_r & 0 \\ -\omega_r & -\frac{R_s}{L} & \frac{\phi_f}{L} \\ 0 & \frac{3n_p\phi_f}{2J} & \frac{B_f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{T_L}{J} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: u_d, u_q 为定子电压的 $d-q$ 轴分量; i_d, i_q 为定子电流的 $d-q$ 轴分量; L_d, L_q 为 $d-q$ 轴的定子电感分量; R_s 为定子电阻; ω_r 为同步电机转速; n_p 为极对数; B_f 为粘滞摩擦系数; J 为转动惯量; ϕ_f 为永磁磁链; T_L 为负载转矩。

式(1)以仿射非线性系统的标准形式表示如下:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}_1(\mathbf{x})u_1 + \mathbf{g}_2(\mathbf{x})u_2 \\ y_1 = h_1(\mathbf{x}) \\ y_2 = h_2(\mathbf{x}) \end{cases} \quad (2)$$

式中:

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{pmatrix} f_1(\mathbf{x}) \\ f_2(\mathbf{x}) \\ f_3(\mathbf{x}) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s i_d}{L} + \omega_r i_q \\ \frac{R_s i_q}{L} + \omega_r i_d + \frac{\omega_r \phi_f}{L} \\ \frac{3n_p \phi_f i_q}{2J} - \frac{T_L}{J} - \frac{B_f \omega_r}{J} \end{pmatrix};$$

$$\mathbf{x} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \end{pmatrix}; \quad [\mathbf{g}_1 \quad \mathbf{g}_2] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}; h_1(\mathbf{x}), h_2(\mathbf{x}) \text{ 为标量函数。}$$

2 PMSM 精确反馈线性化及自抗扰控制

2.1 PMSM 的精确反馈线性化控制

为实现 PMSM 的精确反馈线性化控制,将多输入、多输出、强耦合的 PMSM 系统解耦线性化为独立的电流子系统和转速子系统。本节通过适当的反馈变换,实现了 PMSM 的精确反馈线性化,从而将复杂的非线性系统综合问题转化为线性系统的综合问题。利用微分同胚的映射关

系,在线性系统上设计控制器。

首先需要确定系统的相对阶。根据式(2)PMSM 系统的仿射非线性标准模型,选取 i_d 和 ω_r 作为系统输出,并对 i_d 求导,有:

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s i_d}{L} + \omega_r i_q + \frac{u_d}{L} \quad (3)$$

式(3)中含有控制量 u_d , 故相对阶 $r_1=1$ 。

对 ω_r 求导,有:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3n_p \psi_f i_q}{2J} - \frac{T_L}{J} - \frac{B_f \omega_r}{J} \quad (4)$$

式(4)未含实际控制量,需要对 ω_r 继续求导得:

$$\frac{d^2 \omega_r}{dt^2} = \frac{3n_p \psi_f \dot{i}_q}{2J} - \frac{\dot{T}_L}{J} - \frac{B_f \dot{\omega}_r}{J} =$$

$$\frac{3n_p \psi_f}{2JL} \left(R_s i_q + L \omega_r i_d + \omega_r \psi_f + u_q - \frac{LB_f i_q}{J} \right) - \frac{\dot{T}_L}{J} + \frac{B_f T_L}{J^2} + \frac{B_f^2 \omega_r}{J^2} \quad (5)$$

式(5)含有控制量 u_q , 故相对阶 $r_2=2$ 。

因此,系统的总相对阶为 $r = r_1 + r_2 = 3$ 。系统的相对阶等于系统的阶数,根据反馈线性化理论,对系统进行坐标变换。

选取新的线性控制输入量:

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \ddot{\omega}_r \end{bmatrix} \quad (6)$$

令 $\dot{i}_d$ 和 $\ddot{\omega}_r$ 为零,根据(3)、(5)、(6)式可得:

$$\begin{cases} u_d = L \left(v_1 + \frac{R_s i_d}{L} - \omega_r i_q \right) \\ u_q = \frac{2JL}{3n_p \psi_f} \left(v_2 + \frac{\dot{T}_L}{J} - \frac{B_f T_L}{J^2} - \frac{B_f^2 \omega_r}{J^2} \right) - \\ R_s i_q - L \omega_r i_d - \omega_r \psi_f + \frac{LB_f i_q}{J} \end{cases} \quad (7)$$

因粘滞系数 J 在实际工程中很难测量,忽略粘滞系数带来的影响,因此,式(7)可简化为:

$$\begin{cases} u_d = L \left(v_1 + \frac{R_s i_d}{L} - \omega_r i_q \right) \\ u_q = \frac{2JL}{3n_p \psi_f} \left(v_2 + \frac{\dot{T}_L}{J} \right) - R_s i_q - L \omega_r i_d - \omega_r \psi_f \end{cases} \quad (8)$$

经反馈线性化控制坐标变换及状态反馈,永磁同步电动机系统控制框图如图 1 所示。

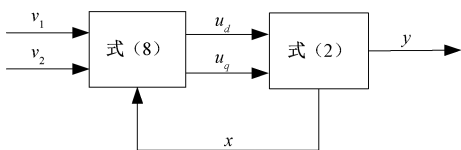


图 1 PMSM 反馈线性化结构图

Fig. 1 PMSM feedback linearization structure diagram

完成了 PMSM 的精确反馈线性化后,根据式(8),根据线性系统极点配置理论对控制器进行设计。

电流环控制器:

$$v_1 = \dot{i}_d = -k_1 i_d + \alpha i_d' \quad (9)$$

根据典型一阶系统闭环传递函数的定义:

$$\Phi(s) = \frac{1}{T_0 s + 1} \quad (10)$$

求得系数 $\alpha = k_1, k_1 = \frac{1}{T_0}$, 于是:

$$v_1 = -k_1 i_d + k_1 i_d' = k_1 (i_d' - i_d) \quad (11)$$

取 $t_s = 2$ ms, 根据自动控制原理有 $t_s = 3.5 T_0$, 因此:

$$T_0 = 4/7 \text{ ms}, k_1 = 1000 \frac{1}{T_0} = 1750, \text{ 则有:}$$

$$v_1 = 1750(i_d' - i_d) \quad (12)$$

转速环控制器:

$$v_2 = \ddot{\omega}_r = -k_2 \omega_r - k_3 \dot{\omega}_r + \beta \omega_r' \quad (13)$$

同理根据典型二阶系统闭环传递函数的定义:

$$\Phi(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (14)$$

求得系数: $\beta = k_2 = \omega_n^2, k_3 = 2\xi\omega_n$, 于是:

$$v_2 = -k_2 \omega_r - k_3 \dot{\omega}_r + \beta \omega_r' = k_2 (\omega_r' - \omega_r) - k_3 \dot{\omega}_r \quad (15)$$

取 $\xi = 0.707, t_s' = 10t_s = 0.02$ ms, 又因为 $t_s' = \frac{3.5}{\xi\omega_n}$, 求得 $\xi\omega_n = 175$, 则无阻尼自然频率 $\omega_n \approx 247.52$, 得 $k_2 = \omega_n^2 = 61266, k_3 = 2\xi\omega_n = 350$, 所以

$$v_2 = 61266(\omega_r' - \omega_r) - 350\dot{\omega}_r \quad (16)$$

则由式(8)、(12)、(16)得:

$$\begin{cases} u_d = L \left(1750(i_d' - i_d) + \frac{R_s i_d}{L} - \omega_r i_q \right) \\ u_q = \frac{2JL}{3n_p \psi_f} \left(61266(\omega_r' - \omega_r) - 350\dot{\omega}_r + \frac{\dot{T}_L}{J} \right) - \\ R_s i_q - L \omega_r i_d - \omega_r \psi_f \end{cases} \quad (17)$$

经式(8)线性化后,结合式(12)、(16)极点配置的方法,完成了 PMSM 精确反馈线性化过程,最终体现在式(17)当中,最后结合 $i_d = 0$ 矢量控制策略, PMSM 整体控制结构框图如图 2 所示。

2.2 PMSM 的自抗扰控制

自抗扰控制器主要包括 3 个部分,微分跟踪器(tracking differentiator, TD),非线性误差反馈(nonlinear states error feed-back, NLSEF)以及扩张状态观测器(expanded state observer, ESO)构成,上述精确反馈线性化控制将永磁同步电机数学模型进行解耦为独立的速度子系统与电流子系统,自抗扰控制器针对 PMSM 速度子系统进行设计控制。电机转速环是一个一阶系统,本文将采用一阶非线性 ADRC 进行控制分析,其结构框图如图 3 所示。

设一阶被控对象为:

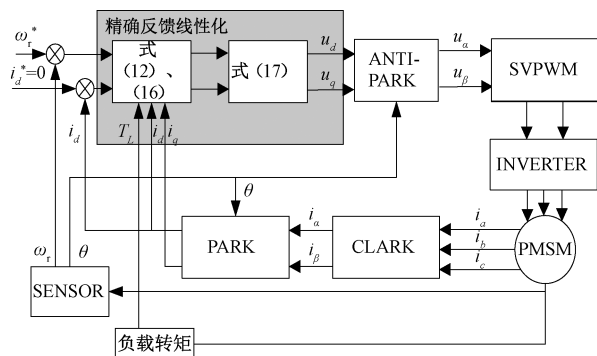


图 2 PMSM 反馈线性化控制系统结构

Fig. 2 Structure of PMSM feedback linearization control system

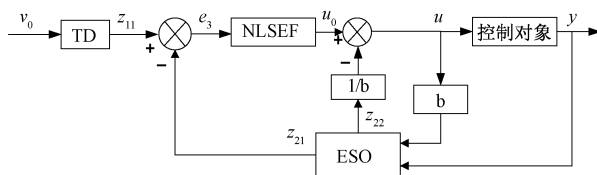


图 3 一阶自抗扰控制器结构框图

Fig. 3 Structure block diagram of first-order active disturbance rejection controller

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, \omega) + bu \\ y = x \end{cases} \quad (18)$$

式中: f 为未知函数, ω 是系统的未知扰动, u 是对控制对象的控制作用, 为本文提到的控制系统中的 q 轴电流参考值 i'_q , b 是其控制作用增益。

$$\text{在本文中, 由式(1)中, } \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3n_p\psi_f}{2J}i'_q + \frac{B_f}{J}\omega_r - \frac{T_L}{J},$$

$$\text{可得 } \dot{x} = \frac{d\omega_r}{dt},$$

$$f(x, \omega) + bu = f(\omega_r, T_L) + \frac{3n_p\psi_f}{2J}i'_q \quad (19)$$

TD 为过渡过程, 可以从变化迅速且含有随机噪声的原始输入信号中准确获取平滑的微分信号, TD 表达式为:

$$\begin{cases} e_1 = z_{11} - v_0 \\ \dot{z}_{11} = -r \text{fal}(e_1, \alpha_1, \delta_1) \end{cases} \quad (20)$$

式中: e_1 为误差信号, v_0 为给定输入信号, z_{11} 为输入 v_0 跟踪的信号, r 为速度因子。

作为 ADRC 的核心, ESO 能够同时估计系统状态和内部扰动, 包括那些未被模型捕捉的部分, 通过将各种不确定性和扰动视为一个整体, 将所有偏离标准积分链式模型的未建模动态以及各类未知干扰归纳为一个统一的扰动项, 并将其作为一个独立的系统状态进行处理。这种策略允许 ESO 将这些不确定因素综合考虑, 并通过控制算法对它们进行有效的估计和补偿。ESO 将一切与标准串联积分模型相异的未建模部分以及其他未知因素视为一体, 统称为集中扰动, 并将其扩张为一个独立状态, 建立状态观测器进

行观测, ESO 表达式为:

$$\begin{cases} e_2 = z_{21} - y \\ \dot{z}_{21} = -k_{21} \text{fal}(e_2, \alpha_2, \delta_2) + z_{22} + bu \\ \dot{z}_{22} = k_{22} \text{fal}(e_2, \alpha_2, \delta_2) \end{cases} \quad (21)$$

式中: e_2 为误差信号, z_{21} 为输出 y 的跟踪信号, z_{22} 为系统总扰动的观测估计值, k_{21} 、 k_{22} 为误差增益, u 为控制对象的输入。

NLSEF 是 TD 的跟踪输出和 ESO 估算的各阶状态变量之间误差的组合, 该组合和估计的集中扰动一起生成控制器的实际控制量, NLSEF 表达式为:

$$\begin{cases} e_3 = z_{11} - z_{21} \\ u = u_0 - \frac{z_{22}}{b} \\ u_0 = k_3 \text{fal}(e_3, \alpha_3, \delta_3) \end{cases} \quad (22)$$

式中: e_3 为误差信号, k_3 为非线性误差增益。

ADRC 中 fal 函数为非线性函数, 其定义为:

$$\text{fal}(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} \frac{e}{\delta^{(1-\alpha)}}, & |e| \leq \delta \\ |e|^\alpha \text{sign}(e), & |e| > \delta \end{cases} \quad (23)$$

式中: α 表示非线性因子, δ 表示滤波因子, 且 $\alpha \in (0, 1)$, $\delta > 0$, δ 为线性区间长度; sign 为符号函数。

定义 fal 函数中当误差绝对值 $|e|$ 在区间 $|e| > \delta$ 时, k 为 fal 函数的等效增益, 令:

$$k = \text{fal}/e = \begin{cases} 1/\delta^{(1-\alpha)}, & |e| \leq \delta \\ |e|^{\alpha-1} \text{sign}(e), & |e| > \delta \end{cases} \quad (24)$$

由函数定义及 α 取值范围可知, 当 $\alpha \in (0, 1)$ 时, 非线性函数 fal 具有“小误差, 大增益; 大误差, 小增益”的特性, 等效增益 k 随误差 e 的减小而迅速增大, 在零点附近等效增益 k 将变为无穷大, 此时将出现高频抖振现象, 影响系统稳态性能, 对此, 将 fal 进行改进, 改进后的 fal 函数为:

$$\text{nfal}(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} \frac{e}{\delta^{(1-\alpha)}}, & |e| \leq \delta \\ |e|^\alpha \text{sign}(e), & \delta < |e| < 1 \\ 1, & |e| \geq 1 \end{cases} \quad (25)$$

当产生误差 $|e| \geq 1$ 时, 原 fal 函数等效增益 $k = |e|^{\alpha-1}$ 明显大于 nfal 等效增益 $k = 1/e$, 对比原 fal 函数, nfal 函数对误差的增益较小, 优于原函数。图 4 绘制了函数 fal 和改进 nfal 函数在 $|e| \geq 1$, $\delta = 0.9$, $\alpha = 0.5$ 时, 等效增益 k 随 e 的变化曲线, 由此可见, 在产生较大误差 e 时, nfal 产生的增益较小, 可以更平稳的使系统达到稳态。

结合精确反馈线性化控制与自抗扰控制, PMSM 系统控制框图如图 5 所示。

3 仿真实验分析

为了验证所提出控制器控制的有效性, 分别使用基于精确反馈线性化控制 (FL) 方法和基于精确反馈线性化方法的自抗扰控制 (FL-ADRC) 方法进行仿真对比分析, 其

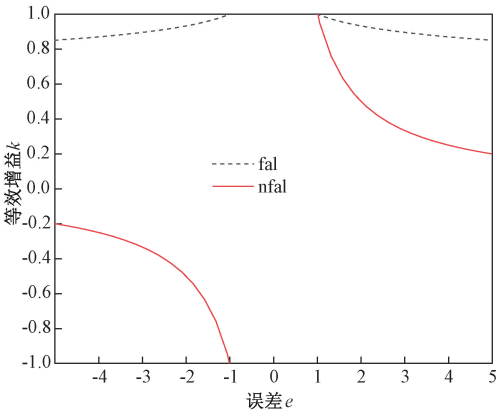


图 4 fal 函数与 nfal 函数等效增益图

Fig. 4 Equivalent gain diagram of fal function and nfal function

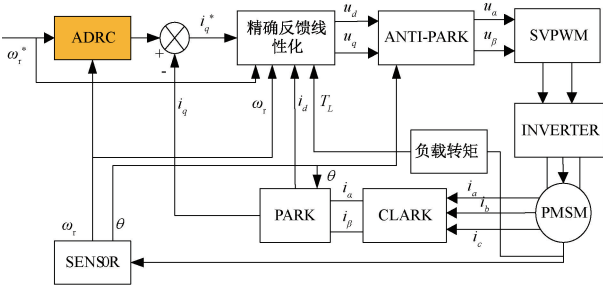


图 5 PMSM 系统 FL-ADRC 控制结构框图

Fig. 5 Equivalent gain diagram of fal function and nfal function

次,为验证所提控制器在速度跟踪及抗扰方面的优越性能,增加滑模控制(sliding mode control, SMC)结合精确反馈线性化形成 FL-SMC 复合控制方法进行对比实验。根据 PMSM 系统控制模型,在 Matlab/Simulink 中搭建仿真。仿真中 PMSM 参数如表 1 所示。

表 1 PMSM 仿真实验参数

Table 1 Parameters of PMSM simulation experiment

参数	参数值
R_s / Ω	2.875
L / H	0.008 5
$J / (\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.008
φ_f / Wb	0.060 5
n_p	4

设置相同的转速和负载转矩指令,保证 3 种控制方法仿真运行条件相同。输入图 6 所示的负载转矩。图 7(a)为在初始时刻给定转速为 800 rad/min,电机空载启动,在 0.2 s 时速度跳变为 1 000 rad/min,在 0.4 s 时,速度跳变为 800 rad/min,得到的 3 种控制方法下 PMSM 转速跟踪响应曲线,给定初始速度时,FL-ADRC 调节时间较 FL 缩短了 58.33%,较 FL-SMC 缩短了 45.45%,在 0.2 s 升速时,FL-ADRC 调节时间较 FL 缩短了 57.14%,较 FL-SMC

缩短了 44.26%,在 0.4 s 降速时,FL-ADRC 调节时间较 FL 缩短了 47.62%,较 FL-SMC 缩短了 52.92%,且 FL 在速度下降时,跟踪精度较差,FL-ADRC 控制速度响应较快,控制精度较好。图 7(b)为在 $t=0.3$ s 时突加 $2 \text{ N} \cdot \text{m}$ 的负载转矩,输入转速指 800 rad/min 时,在 3 种控制方法下 PMSM 的抗扰效果,设置仿真时长为 0.8 s,FL 转速下降 $(802.02 \sim 791.43) / 802.02 \approx 1.32\%$,调节时间 $t_s = 0.22 \text{ s}$,FL-SMC 转速下降 $(802.95 \sim 794.67) / 802.95 \approx$

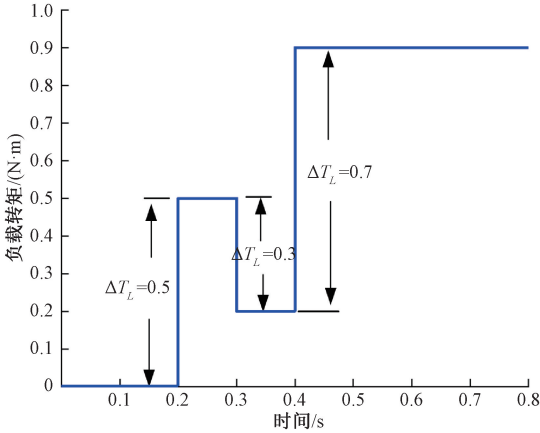
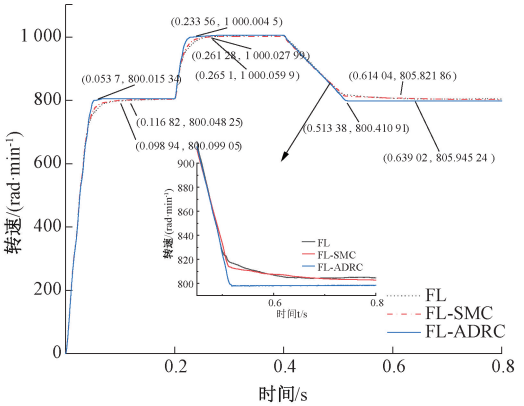


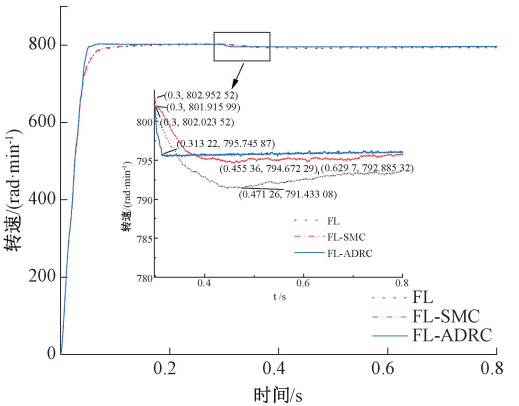
图 6 PMSM 输入负载转矩

Fig. 6 The input load torque of PMSM



(a) PMSM 转速跟踪全过程

(a) The whole process of PMSM speed tracking



(b) 负载扰动转速响应曲线

(b) Load disturbance speed response curve

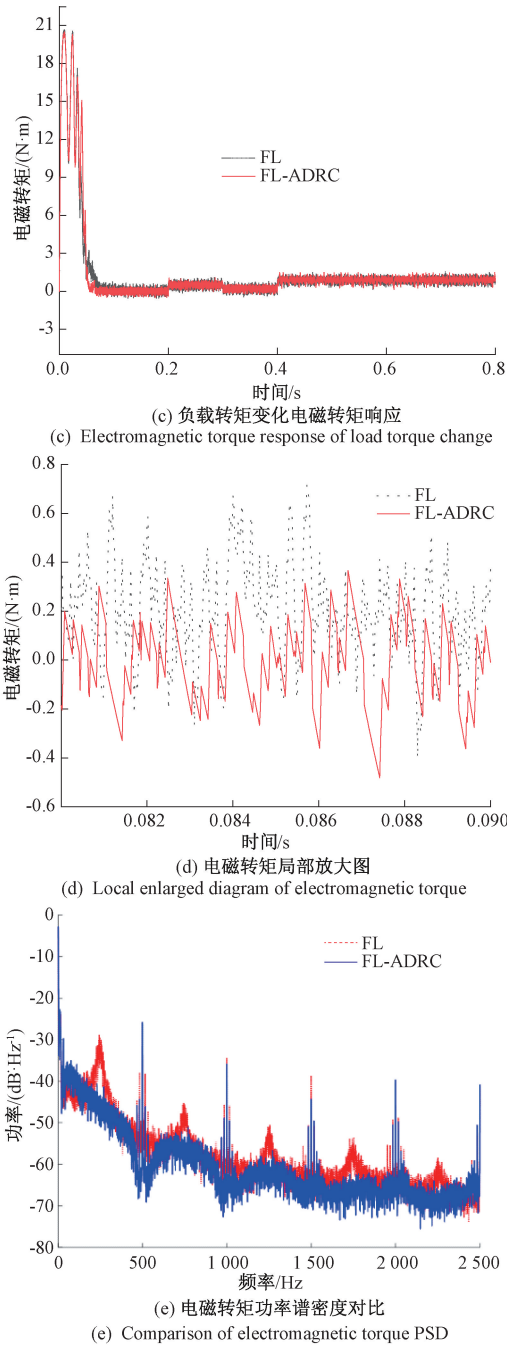


图 7 输入负载时 PMSM 转速及电磁转矩响应
Fig. 7 Speed and electromagnetic torque response of PMSM under input load

1.03%,调节时间 $t_s = 0.15$ s,FL-ADRC 转速下降 $(801.92 \sim 795.75)/801.92 \approx 0.77\%$,调节时间 $t_s = 0.01$ s,较 FL 控制调节速度提升 95.45%,较 FL-SMC 控制调节速度提升 93.33%,FL-ADRC 控制下 PMSM 转速响应更快,速度跟踪准确度更高,跟踪效果较好,抗干扰能力较强。

从图 7(c)和(d)分别为在输入图 6 所示的负载转矩下,FL 控制与 FL-ADRC 控制 PMSM 输出电磁转矩大小,

图 7(d)为 0.08 s 时 FL 控制与 FL-ADRC 控制下电磁转矩局部放大图,FL-ADRC 控制下更快到达稳定状态,到达稳态后的电磁转矩更为平缓,波动更小,图 7(e)为两种控制策略下电磁转矩响应的功率谱密度(power spectral density, PSD),从电磁转矩信号的 PSD 看,FL-ADRC 的 PSD 信号曲线整体来看要低于 FL 控制,转矩波动较小,FL-ADRC 控制算法在抑制转矩脉动方面表现较好。图 8 为在 0.3 s 突加 $2 \text{ N} \cdot \text{m}$ 负载转矩,在 0.4 s 时速度从 800 rad/min 升速为 1000 rad/min 情况下,FL-ADRC 控制 PMSM 三相电流响应曲线,当转矩突变时,调整时间小于电流的 $T/2$,当转速升速时,调整时间为 $T/2$,FL-ADRC 能够快速使电机的三相电流适应转矩和转速的变化,到达新的稳定状态。

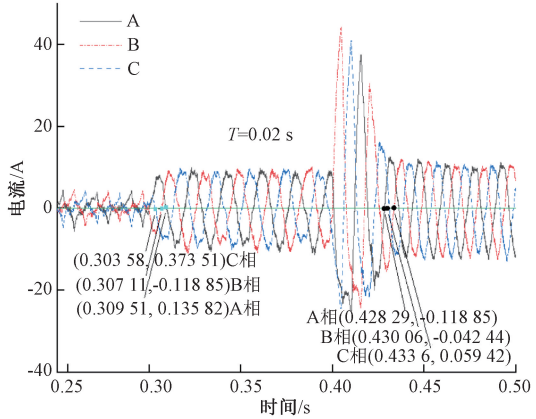
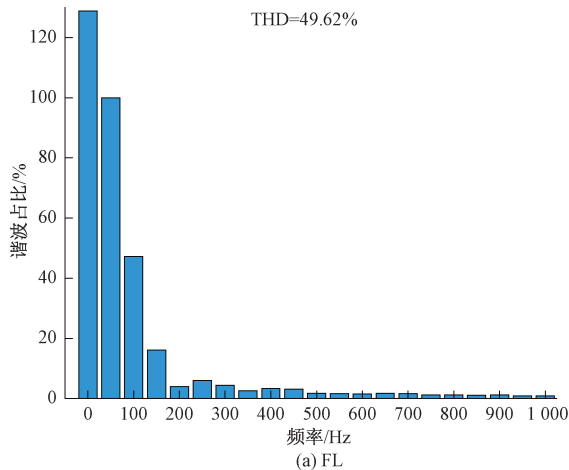


图 8 输入转速及转矩变化时三相电流响应
Fig. 8 Three-phase current response when input speed and torque change

FL 控制与 FL-ADRC 仿真取载波频率为 1000 Hz 和基频为 50 Hz 时,对 A 相电流进行 FFT 分析,结果如图 9 所示。FL-ADRC 控制与 FL 的总谐波失真 THD(total harmonic distortion, THD)分别为 43.12% 和 49.62% ,FL-ADRC 控制畸变率降低 13.1% 。



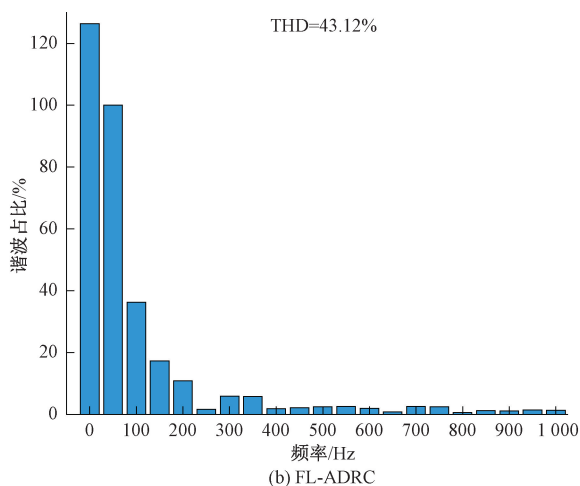


图9 PMSM的A相电流FFT分析

Fig. 9 FFT Analysis of Phase A Current of PMSM

图10为FL控制与FL-ADRC控制下突加图6负载时 q 轴电流响应曲线,图6(a)仿真结果表明,在FL-ADRC控制下 q 轴电流响应速度更快;图6(b)仿真结果表明,在FL-ADRC控制下 q 轴电流曲线波动较小,FL控制波动在相较于FL控制要较为平滑稳定。FL-ADRC控制可以有效改善系统的电流性能。

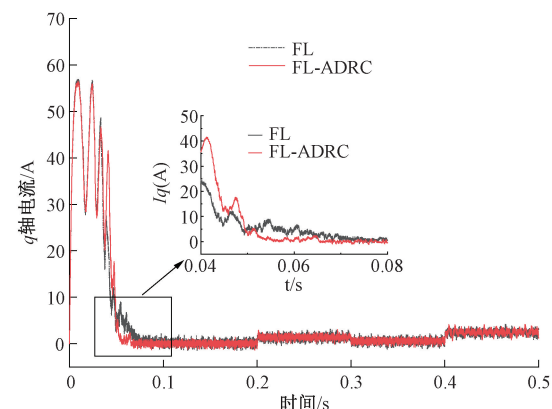
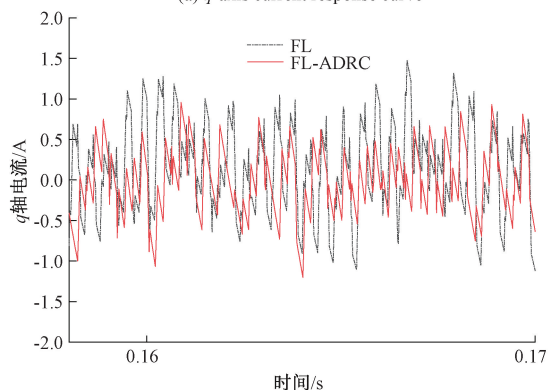
(a) q 轴电流响应曲线
(a) q -axis current response curve(b) q 轴电流曲线局部放大图
(b) Local enlargement of q -axis current curve图10 PMSM的 q 轴电流响应曲线

Fig. 10 Q-axis current response curve of PMSM

4 结 论

为了提升PMSM的速度跟踪性能及抗干扰能力,提出基于精确反馈线性化的自抗扰控制方法,并针对自抗扰控制非线性函数在拐点处不平滑,从而引起系统振荡的问题,改进函数后能使控制作用更加平稳连续,提高了系统的稳定性,减少由于函数突变带来的控制误差,且所提出控制方法能够提升PMSM的跟踪速度、跟踪精度、抗干扰能力等各项性能指标,增加自抗扰控制后,系统的鲁棒性得以提升。

参考文献

- [1] 何静,李希宇,贾林.考虑磁链变化率的永磁同步电机失磁故障复合容错控制[J].电子测量与仪器学报,2024,38(3):1-11.
HE J, LI X Y, JIA L. Compound fault-tolerant control of loss-of-excitation fault of permanent magnet synchronous motor considering flux change rate[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument, 2024, 38(3): 1-11.
- [2] LI S, GU H. Fuzzy adaptive internal model control schemes for PMSM speed-regulation system[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2012, 8(4): 767-779.
- [3] 刘宗锋,荣德慧,王世国,等.永磁同步电机模糊PID-内模控制系统研究[J].机械设计与制造,2021(9):85-89.
LIU Z F, RONG D H, WANG S H G, et al. Research on fuzzy PID-internal model control system of permanent magnet synchronous motor[J]. Machinery Design & Manufacture, 2021(9): 85-89.
- [4] WANG Y, ZHU Y, ZHANG X, et al. Antidisturbance sliding mode-based deadbeat direct torque control for PMSM speed regulation system[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(4): 2705-2714.
- [5] 吕刚震,郝润科,黄家豪.基于滑模变结构的永磁同步电机直接转矩控制[J].电子测量技术,2018,41(21):42-46.
LYU G ZH, HAO R K, HUANG J H. Direct torque control of permanent magnet synchronous motor based on sliding mode variable structure[J]. Electronic Measurement Technology, 2018, 41(21): 42-46.
- [6] 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. Predictive control of permanent magnet synchronous motor based on sliding mode model reference adaptive system observer[J].

- Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(6): 156-163.
- [7] 曹兆锦. 基于 MRAS 的永磁同步电机无传感器滑模控制[J]. 电子测量技术, 2019, 42(12): 37-41.
CAO ZH J. Sensorless sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on MRAS [J]. Electronic Measurement Technology, 2019, 42(12): 37-41.
- [8] LUO Y, YANG K, ZHENG Y. Feedback linearization-based direct torque control for asymmetrical six-phase PMSM motor with back EMF harmonics compensation [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(5): 5145-5155.
- [9] CHEN S, JIANG J, HOU X, et al. Feedback linearized sliding mode control of PMSM based on a novel reaching law[C]. proceedings of the 2020 23rd International Conference on Electrical Machines and Systems(ICEMS), 2020: 1438-1441.
- [10] 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.
LI H J, YI Y P. Sensorless control of PMSM based on adaptive disturbance observer [J]. Electronic Measurement Technology, 2018, 41(21): 123-127.
- [11] 周凯, 孙彦成, 王旭东, 等. 永磁同步电机的自抗扰控制调速策略[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(2): 57-63.
ZHOU K, SUN Y CH, WANG X D, et al. Active disturbance rejection control speed regulation strategy for permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(2): 57-63.
- [12] ZUO Y, MEI J, JIANG C, et al. Linear active disturbance rejection controllers for PMSM speed regulation system considering the speed filter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(12): 14579-14592.
- [13] 孟祥硕, 肖玲斐, 马磊明. 基于自适应滑模反馈线性化的航空电动燃油泵预见控制器设计 [J]. Transactions of Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2023, 40(1): 47-59.
- MENG X SH, XIAO L F, MA L M. Design of preview controller for aviation electric fuel pump based on adaptive sliding mode feedback linearization [J]. Transactions of Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2023, 40(1): 47-59.
- [14] 符晓玲, 刘旭东. 基于反馈线性化和预测控制方法的电动汽车用 IPMSM 速度控制 [J]. 电机与控制应用, 2016, 43(2): 67-71, 77.
FU X L, LIU X D. Speed control of IPMSM for electric vehicle based on feedback linearization and predictive control method [J]. Electric Machines & Control Application, 2016, 43(2): 67-71, 77.
- [15] MEHRASA M, BABAIE M, SHARIFZADEH M, et al. An input-output feedback linearization control method synthesized by artificial neural network for grid-tied packed E-Cell inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(3): 3131-3142.
- [16] 李月超, 高志强, 周雪松, 等. 结合有源阻尼的风电变流器改进线性自抗扰控制[J]. 电子测量技术, 2022, 45(18): 1-9.
LI Y CH, GAO ZH Q, ZHOU X S, et al. Improved linear active disturbance rejection control for wind power converter with active damping [J]. Electronic Measurement Technology, 2022, 45(18): 1-9.

作者简介

雷美琴, 硕士研究生, 主要研究方向为交流电机控制。

E-mail: 1434795548@qq.com

马家庆(通信作者), 副教授, 硕士生导师, 主要研究方向为交流电机矢量控制及电力电子器件能量传递效率、新能源并网及电力大数据、高温超导磁悬浮。

E-mail: 357287962@qq.com

陈昌盛, 实验师, 主要研究方向为工业机器人, 嵌入式。

E-mail: 495761009@qq.com

何志琴, 教授, 硕士生导师, 主要研究方向为电力电子运动控制技术。

E-mail: 641443416@qq.com

吴钦木, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电机控制、深度学习、故障诊断。

E-mail: 505953130@qq.com