

DOI: 10.13382/j.jemi.B2104656

改进的线性自抗扰永磁同步电机转速控制器设计*

卢志远^{1,2} 柏受军^{1,2} 江明^{1,2} 徐印赞^{1,2} 刘富春^{1,2}

(1. 安徽工程大学高端装备先进感知与智能控制教育部重点实验室 芜湖 241000;

2. 安徽工程大学电气工程学院 芜湖 241000)

摘要:基于线性自抗扰控制(linear active disturbance rejection controller, LADRC)在永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)转速、电流复合控制中无法应对 q 轴电流突变和参数整定存在缺陷,提出一种改进的自抗扰控制器。首先,分析常规LADRC在转速、电流复合控制的设计方法,并对其核心参数进行剖析。其次,基于常规LADRC用最速控制综合函数(f_{han})代替比例微分(the proportion of differential, PD)进行控制律设计,提高系统控制性能并优化参数配置方式;同时基于该函数特性,设计电流外环控制器,利用电流偏差反馈算法对 q 轴电流进行限幅控制,避免电流冲击过大损伤硬件。通过搭建实验平台测试,实验结果显示改进的LADRC能有效应对 q 轴电流冲击,同时具有与传统LADRC相当的抗扰能力,并且对扰动的瞬态响应时间缩短20 ms,表明改进的LADRC具有更高的安全性能和良好的抗扰能力。

关键词:永磁同步电机;线性自抗扰控制;复合控制;转速控制;电流限幅

中图分类号: TM341; TP273 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8010

Improved design of linear self-turbulent permanent magnet synchronous motor speed controller

Lu Zhiyuan^{1,2} Bai Shoujun^{1,2} Jiang Ming^{1,2} Xu Yinyun^{1,2} Liu Fuchun^{1,2}

(1. Key Laboratory of Advanced Perception and Intelligent Control of High-End Equipment, Anhui Polytechnic University, Wuhu 241000, China; 2. School of Electrical Engineering, Anhui Polytechnic University, Wuhu 241000, China)

Abstract: Based on the fact that linear active disturbance rejection controller (LADRC) cannot cope with q -axis current mutation and parameter setting defects in the compound control of speed and current of permanent magnet synchronous motor (PMSM), an improved ADRC is proposed. Firstly, the design method of conventional LADRC in the compound control of speed and current is analyzed. Secondly, based on the conventional LADRC, the fastest control synthesis function (f_{han}) is used to replace the proportion of differential (PD) to design the control law, improve the system control performance and optimize the parameter configuration mode. At the same time, based on the function characteristics, the current outer loop controller is designed, and the current deviation feedback algorithm is used to limit the q -axis current, so as to avoid excessive current impact damaging the hardware. Through the establishment of the experimental platform, the experimental results show that the improved LADRC can effectively deal with the q -axis current impact, which has the same anti-interference ability as the traditional LADRC, and reduces the transient response time of disturbance by 20 ms. It shows that the improved LADRC has higher safety performance and good anti-interference ability.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; linear self-turbulence control; compound control; speed control; current limiting

0 引言

PMSM 具有无刷励磁、效率高、功率密度高、可靠性

强、易于控制等优点,因而广泛应用在高精尖行业如航空航天、雷达、机器人中。随着现代对快速定位、安全生产、精密加工等需求提高,对伺服控制提出更高要求。PMSM 是一种非线性系统,在工作过程中常常伴随着无规则摩擦,电机参数变化,未知转矩扰动,甚至机械传动

间隙等各种复杂干扰,影响着伺服控制的效果^[1-2]。为了提高伺服系统抗扰动能力,传统 PID 控制往往不能很好的满足需求。为此,一些先进的控制理论先后被提出,并进行了广泛研究如:滑模变结构控制^[3-4]、模糊控制^[5]、反步控制^[6-7]等。这些高级算法虽然在实验中取得很好的抗扰效果,但由于硬件限制、算法调参困难、算法自身缺陷等问题的存在,一直没有得到很好的实用。

PID 算法结构简单,并且调参相对容易,使得目前 PID 的应用依然十分广泛。文献[8-9]对传统 PI 进行分析与改进,在实验中取得良好的控制效果。PI 控制易受电机参数变化影响,抗干扰能力差。为提高系统的抗干扰能力,著名研究学者韩京清^[10]在传统 PID 控制的思想提出了一种新的控制结构,即自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)。ADRC 不依赖于目标模型的参数,能够实时估计和补偿内外干扰,具有很好的抗扰能力,满足永磁同步电机伺服控制的需求。文献[11-12]利用非线性自抗扰控制(nonlinear active disturbance rejection controller, NLADRC)用于 PMSM 转速或位置上的控制,对比 PI 控制系统鲁棒性和抗扰性能有了明显提升。而 NADRC 需整定的参数多,个别参数意义不明确,整定十分困难,给使用带来麻烦。文献[13]在位置、转速复合控制中,对二阶 NADRC 采用神经网络在线调整非线性控制率参数,不过计算过于复杂,目前难以实现应用。Gao^[14-15]又提出了 LADRC 并利用带宽法整定参数,在保证控制器抗扰能力的同时,参数配置更加简便,大大减轻了 ADRC 的调参难度,使得 LADRC 具备了替代 PID 的条件。文献[16-18]采用 LADRC 在 PMSM 控制上进行研究。文献[16]证明二阶 LADRC 在转速控制中,相比与一阶 LADRC 抗扰能力更强。文献[17]在关节模组采用基于惯量估计的变增益二阶 LADRC 控制,提高了关节伺服系统的控制精度和动态性能。文献[18]针对转速信号输入时变,提出了对时变输入具有更高跟踪精度的改进型 LADRC 策略,提高了系统对速度的跟踪和抗扰动能性能。

综上所述,二阶 LADRC 具有抗扰能力强,参数整定简单,具有简化控制系统等优点。本文针对 PMSM 转速控制,基于二阶 LADRC 进行转速、电流的复合控制,将传统转速、电流双闭环控制系统简化为单速度环控制系统。通过改进传统 LADRC 的控制律,利用参数意义明确的 fhan 函数作为控制律代替传统 PD 控制,使参数整定更加简便。同时基于改进的控制律设计电流外环控制器,对电流控制进行限幅,保证电流突变不会超过限幅,提高控制系统的安全性。通过仿真和实验进行验证,证明新系统具有良好的抗扰性能,并且系统的鲁棒性及运行平稳性得到了提高。

1 PMSM 数学模型的建立

PMSM 本身是强耦合、参数时变的非线性系统,为了简化分析,认为转子充磁均匀,且没有阻尼绕组;忽略铁心饱和效应,不考虑涡流和磁滞损耗;忽略磁场高次谐波影响;电机参数不受外界因素的影响。选择表贴式永磁同步电机,其电感 $L_d = L_q = L$, 得 d - q 坐标系下的电流方程和运动方程的微分形式为:

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{w}_m \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & p_n w_m & 0 \\ -p_n w_m & -\frac{R}{L} & -\frac{p_n \psi_f}{L} \\ 0 & \frac{3p_n \psi_f}{2J} & -\frac{B}{J} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ w_m \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{u_d}{L} \\ \frac{u_q}{L} \\ -\frac{T_L}{J} \end{pmatrix} \quad (1)$$

式中: u_d, u_q, i_d, i_q 分别为 d - q 坐标系的电压和电流, R 表示定子电阻, L 分别为 d - q 坐标系下的电感分量, ψ_f 为永磁体磁链, p_n 为极对数, w_m 为转子机械角速度, 负载转矩为 T_L , B 为摩擦系数, J 为转动惯量。

由式(1)可知, i_d, i_q, w_m 之间存在相互耦合项,要实现高效控制,通常需要进行解耦控制,通过采用 $i_d = 0$ 的矢量控制,得以将 i_d, i_q 之间的耦合项进行消除。此时式(1)的状态方程组可以转换为:

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_q \\ \dot{w}_m \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{p_n \psi_f}{L} \\ \frac{3p_n \psi_f}{2J} & -\frac{B}{J} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_q \\ w_m \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{u_q}{L} \\ -\frac{T_L}{J} \end{pmatrix} \quad (2)$$

2 传统 LADRC 转速复合控制器设计

LADRC 由微分跟踪器(TD)、线性扩张状态观测器(LESO)、线性状态误差反馈(LSEF)3个部分组成。其原理是通过观测器提前观测系统的总扰动,然后通过前馈进行实时精确补偿。总扰动根据模型中确定性与不确定性部分,可分为系统内部扰动和外部未知扰动。转速复合控制需被控对象为二阶系统,将式(2)变换并联立后得到:

$$\ddot{w}_m = \frac{3p_n \psi_f}{2JL} u_q + \frac{3p_n \psi_f}{2JL} (-Ri_q - p_n \psi_f w_m) - \frac{B}{J} \dot{w}_m - \frac{\dot{T}_L}{J} \quad (3)$$

将式(3)转化为:

$$\ddot{w}_m = b_0 u_q + A(t) \quad (4)$$

式中: $b_0 = \frac{3p_n \psi_f}{2JL}$ 表示电机模型中控制增益;总扰动为:

$A(t) = \frac{3p_n\psi_f}{2JL}(-Ri_q - p_n\psi_f w_m) - \frac{B}{J}\dot{w}_m - \frac{\dot{T}_L}{J}$, 在 $\frac{3p_n\psi_f}{2JL}(-Ri_q - p_n\psi_f w_m)$ 中 i_q, w_m 可测量, 认为其是系统的

内部扰动记为 $f(x)$; 而 $-\frac{B}{J}\dot{w}_m - \frac{\dot{T}_L}{J}$ 测量困难, 认为是外部未知扰动令其为 x_3 。二阶 LADRC 转速、电流复合控制系统框图如图 1 所示, 其中 i_d 采用串联 PI 控制。下面分别介绍 LADRC 各部分设计。

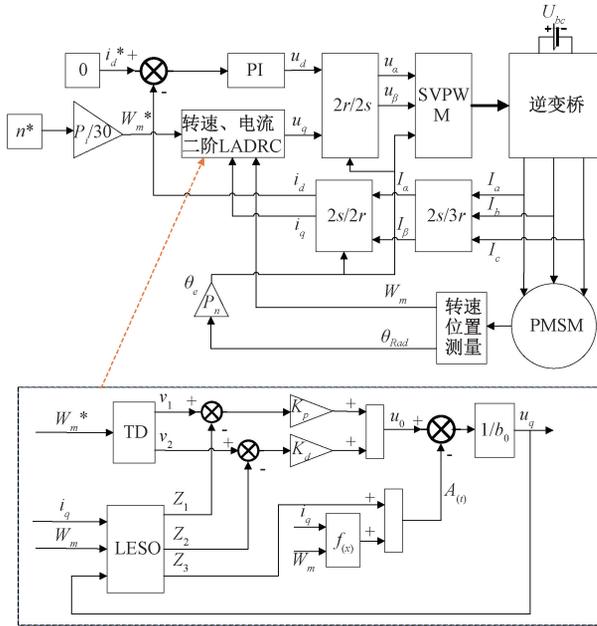


图 1 基于 LADRC 的 PMSM 转速复合控制系统框图

Fig. 1 Block diagram of LADRC-based PMSM speed complex control system

2.1 转速微分跟踪器的设计

利用 TD 为系统的输入给定值安排一个过渡过程。为减少整定参数的个数, 本文采用简化形式的微分跟踪器, 离散化形式为:

$$\begin{cases} v_1(t+h_0) = v_1(t) + h_0 v_2(t) \\ v_2(t+h_0) = v_2(t) + h_0[-r_0^2(v_1(t) - w_m^*(t)) - 2r_0 v_2(t)] \end{cases} \quad (5)$$

式中: r_0 是速度因子, w_m^* 是给定转速, v_1 是给定转速的过渡信号, v_2 是给定转速信号的近似微分, h_0 是 TD 的积分步长。

TD 中存在两个参数 r_0 与 h_0 。 h_0 直接取系统控制周期无需整定。速度因子 r_0 控制着对给定信号的跟踪速率, 越大跟踪速率越快。但 r_0 不能过大, 否则会使 TD 失去过渡信号的作用, 整定时从小往大调整, 直到转速出现超调再减小。

2.2 LESO 的设计

根据式(3)、(4)的二阶模型以及总扰动的定义, 建立三阶离散 LESO 为:

$$\begin{cases} e_1 = z_1(t) - w_m \\ z_1(t+h_1) = z_1(t) + h_1[z_2(t) - \beta_1 e_1] \\ z_2(t+h_1) = z_2(t) + h_1[z_3(t) - \beta_2 e_1 + b_0 u_q + f(x)] \\ z_3(t+h_1) = z_3(t) - h_1 \beta_3 (e_1) \end{cases} \quad (6)$$

式中: w_m 为反馈的实际转速, 式(6)中 z_1, z_2, z_3 分别对应 w_m, \dot{w}_m, x_3 的观测值, $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ 是观测器增益, h_1 是 LESO 的积分步长, h_1 有别于系统控制周期, b_0 是控制增益。

为实现扰动的实时补偿, 观测器需要比控制系统具有更快的响应速度, 所以观测器带宽必须大于控制系统带宽。带宽法^[19]的引入将观测器增益系数转化成对观测器带宽进行分析。通过将 LESO 特征多项式进行极点配置, 使观测器增益 $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ 整定成由 w_0 组成的关系式: $\beta_1 = 3w_0; \beta_2 = 3w_0^2; \beta_3 = w_0^3$ (w_0 是观测器带宽)。 w_0 越大观测器对观测对象的估计速率越快, 但高频带增益会放大噪声, 按照从小到大的方向进行整定, 直到噪声满足系统要求。 b_0 为控制增益, 与电机参数相关, 具有较强的鲁棒性, 整定时一般采用自身公式, 取计算值即可。积分步长 h_1 通常取系统控制周期, 但需要注意在系统控制周期较小时, 为保证算法精度, h_1 可小于系统周期的整数倍, 但积分步长不能太小, 否则算法过于敏感, 同样会放大噪声。

2.3 LSEF 的设计

利用 TD 和 LESO 输出产生的转速偏差信号 e_1 和转速微分偏差信号 e_2 , 对 e_1 和 e_2 进行线性组合, 建立 PD 控制律, 再对其输出进行总扰动补偿为:

$$\begin{cases} e_1 = v_1 - z_1 \\ e_2 = v_2 - z_2 \\ u_0 = k_p e_1 + k_d e_2 \\ u_q = \frac{u_0 - [z_3 + f(t)]}{b_0} \end{cases} \quad (7)$$

式中: k_p, k_d 分别为比例、微分系数, u_q 是 q 轴电压。

PD 控制无需对算法本身进行离散化处理, 因此只需整定控制律中是比例、微分系数 k_p, k_d 。同样根据带宽法进行整定, 结果为: $k_p = w_c^2, k_d = 2w_c$ (w_c 是整个控制系统带宽)。

3 改进 LADRC 转速复合控制器设计

3.1 传统 LADRC 转速复合控制存在的不足

采用常规二阶 LADRC 进行控制器设计, 其参数主要

是对 w_0 、 w_c 进行整定,调节方法通常使用经验法。两个带宽一般存在着一定的倍数关系,研究者们通过大量数据分析总结出 $w_0 = 3 \sim 5w_c$ 的经验关系,但由于没有好的带宽获取方法,依然需要通过适配法逐步调试,并且由于两种带宽关系不明确,当系统带宽较小时, w_0 、 w_c 之间的倍数关系可能不再适用,经验法将难以获得准确参数。而控制律采用 PD 控制,微分控制有放大噪声的缺点,可能会影响控制效果。此外,在转速、电流复合控制中常规二阶 LADRC 由于省去了电流环,使得控制中缺少了对电流的直接干涉,因而难以应对电机在启动和负载突变下产生的冲击电流,给电机的运行带来安全隐患。

3.2 LSEF 的改进

采用最速控制综合函数 fhan 函数 [20] 作为控制律来替换传统 LADRC 中 PD 控制。fhan 函数常用于 NADRC 作为控制律,参数意义明确,并且具有强收敛性。通过提前完成对 fhan 函数参数配置,而后只需对 w_0 进行调试,提升了系统整体参数配置效率。fhan 函数作为控制律设计,同样利用 TD 和 LESO 输出产生偏差信号 e_1 和 e_2 ,利用 fhan 函数作为控制律对 u_0 控制,改进的控制律形式为:

$$\begin{cases} e_1 = v_1 - z_1 \\ e_2 = v_2 - z_2 \\ u_0 = -fhan(e_1, ce_2, r_1, h_2) \\ u_q = \frac{u_0 - [z_3 + f(t)]}{b_0} \end{cases} \quad (8)$$

式中:离散化 fhan(x_1, x_2, r_1, h_2) 函数的形式为:

$$\begin{cases} d = r_1 h_2^2, a_0 = h_2 x_2, y = x_1 + a_0 \\ a_1 = \sqrt{d(d + 8|y|)} \\ a_2 = a_0 + \text{sign}(y)(a_1 - d)/2 \\ s_y = (\text{sign}(y + d) - \text{sign}(y - d))/2 \\ a = (a_0 + y - a_2)s_y + a_2 \\ s_a = (\text{sign}(a + d) - \text{sign}(a - d))/2 \\ f = -r_1(\frac{a}{d} - \text{sign}(a))s_a - r\text{sign}(a) \end{cases} \quad (9)$$

式中 x_1 、 x_2 为输入, f 为输出, r_1 为输出 f 的限幅值, h_2 是滤波因子,其他参数是中间变量只参与计算。

式(8)中 r_1 为控制律输出 u_0 的限幅,给定值要尽量大于 u_0 最大输出,而 u_0 的最大输出难以估计,可参考 u_q 最大输出与增益系数 b_0 的乘积进行给定,调整范围较广,控制器设计好后即可确定。 h_2 为滤波因子,决定滤波的效果,为了更好的滤除噪声污染, h_2 可取大于系统控制周期的小整数倍,系统更加稳定^[21]。 c 用来调节控制作用强弱, c 越小,控制量输出大,误差收敛速度快; c 越

大,控制量输出小,误差收敛速度慢。整定时从大往小进行调整,直到到达满意的控制效果。

3.3 电流限幅设计

在伺服转速控制系统中,对电流的控制是通过速度的规划间接控制,因此只需要解决电机运行过程中可能发生的电流冲击问题。传统控制应对电流冲击,是直接对电流输出加上限幅就能有效约束电流突变,但采用转速、电流复合控制后,控制器直接输出 u_q ,而对 u_q 限幅,并不能有效应对电流的冲击。为此,通过借鉴文献[22]位置一体化控制中,间接对转速控制的方法,利用 fhan 函数特性额外设计电流外环控制器,采用电流偏差反馈算法抑制控制律的输出,对 i_q 进行限幅,如图 2 所示。

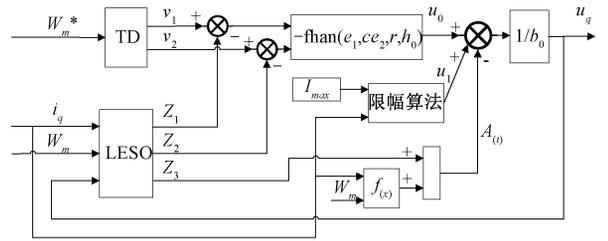


图 2 改进 LADRC

Fig. 2 Improved LADRC

由于 fhan 函数的输出 u_0 最大加、减速度为输出限幅参数 (r_1 或 $-r_1$),当电流冲击超出设定限幅电流值 I_{max} 时,产生的电流偏差反馈将会限制 u_0 的输出,进而限制电流上升。限幅后 u_q 输出为:

$$u_q = \frac{u_1 + r_1 - a(t)}{b_0} \quad (10)$$

其中, u_1 为电流反馈产生的控制量, u_1 的输出为:

$$u_1 = \begin{cases} 0 & |i_q| \leq I_{max} \\ r_1 k(I_{max} - |i_q|) & |i_q| > I_{max} \end{cases} \quad (11)$$

电流限幅后,忽略 LESO 的估计误差,将式(10)和(11)代入式(4)得:

$$\ddot{w}_m = r_1[1 + k(I_{max} - |i_q|)] \quad (12)$$

对 i_q 限幅后,假设电流不再变化及 $\dot{i}_q = 0$,对式(2)中 \dot{w}_m 求导分析得 $\ddot{w}_m = 0$,由式(12)可计算实际电流输出为:

$$|i_q| = I_{max} + \frac{1}{k} \quad (13)$$

式中: k 用于调整限幅电流精度, k 取值调大,则实际电流与限幅电流之间的偏差减小,不过 k 太大会引起系统震荡。 k 取值过小,则会使实际电流与限幅电流偏差过大,限幅效果变差。

4 仿真分析

在 MATLAB 2018b/Simulink 平台下对系统进行仿真验证,仿真周期 $T_i = 0.000\ 01\ \text{s}$,电机参数如表 1 所示。 i_d 采用串联 PI 形式控制,参数为 $[k_p, k_i] = [1.414, 0.003\ 67]$,TD 中跟踪因子 $r_0 = 1\ 600$,LESO 积分步长 $h_1 = T_i, b_0 = 5\ 150\ 000$ 。LADRC 参数配置为 $[w_0, w_c] = [7\ 000, 2\ 000]$ 。为了保证实验公平,改进 LADRC 观测器带宽与传统 LADRC 保持一致,参数配置为 $[w_0, c] = [7\ 000, 3]$,取滤波因子 $h_2 = 2T_i, r_1 = 100\ 000\ 000$ 。

表 1 永磁同步电机参数

Table 1 Parameters of permanent magnet synchronous motor

参数名称	参数值
定子线电阻 R/Ω	0.33
交、直轴线电感 $L_d, L_q/\text{mH}$	0.9
极对数 p_n	4
转动惯量 $J/(10^{-5}\ \text{kg}\cdot\text{m}^2)$	1.89
永磁体磁链 ψ_f/wb	0.007 3
摩擦系数 $B/(10^{-5}\ \text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s})$	1
直流母线电压 V	36
线反电势系数 mV/rpm	5.4
力矩系数 $\text{N}\cdot\text{m}/\text{A}$	0.087
额定转速 rpm	3 000
额定转矩 $\text{N}\cdot\text{m}$	0.637

4.1 系统控制性能分析

初始负载为 $0\ \text{N}\cdot\text{m}$,目标转速为 $1\ 000\ \text{r}/\text{min}$,两种 ADRC 对转速的跟踪如图 3 所示。在转速加速阶段,两种 ADRC 瞬态响应曲线基本重合,速度上升平稳且无超调。从转速跟踪误差来看,转速稳定状态下传统 LADRC 跟踪误差在 $4\ \text{r}/\text{min}$ 左右,而改进的 LADRC 跟踪误差在 $1\ \text{r}/\text{min}$ 左右。抗扰性能比较,在 $t = 0.1\ \text{s}$ 时刻加入 $1\ \text{N}\cdot\text{m}$ 的负载。传统 LADRC 转速最大跌落约在 $160\ \text{r}/\text{min}$,而改进 LADRC 转速跌落在 $150\ \text{r}/\text{min}$ 左右,并且改进 LADRC 恢复平稳状态更快。

4.2 鲁棒性分析

鲁棒性是指系统某种运行性能对参数摄动的不敏感性。由式(3)可知,转速二阶模型中控制增益 b_0 和系统的内部扰动 $f(x)$ 与电机定子电感和电阻、永磁体磁链、转动惯量密切相关。实际电机在工作过程中,受系统发热、电流变化等影响,电机的参数会发生改变。其中定子电阻变化相对较小,假设转动惯量不变,主要研究永磁体磁链和定子电感变化对系统的影响。在仿真实验中通过修改电机参数,考察控制系统的抗扰能力受参数定子电

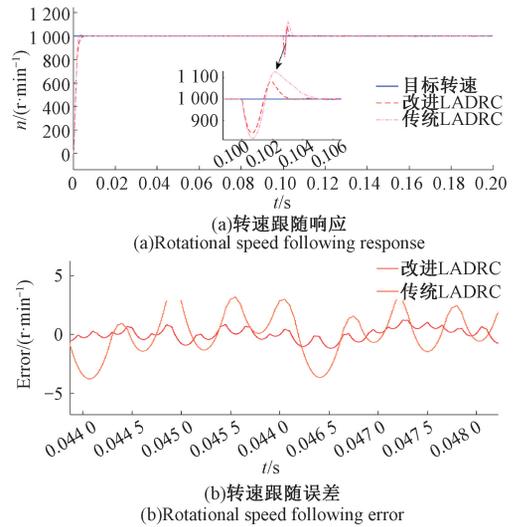


图 3 两种 ADRC 控制性能比较

Fig. 3 Comparison of the performance of two ADRC controls

感 L 和永磁体磁链 ψ_f 摄动的影响情况来验证系统的鲁棒性。设置目标转速为 $1\ 000\ \text{r}/\text{min}$,在空载情况下,分别将 L 和 ψ_f 在实际参数基础上增加 2 倍,在运行过程中突加负载扰动后的仿真结果如图 4 所示。

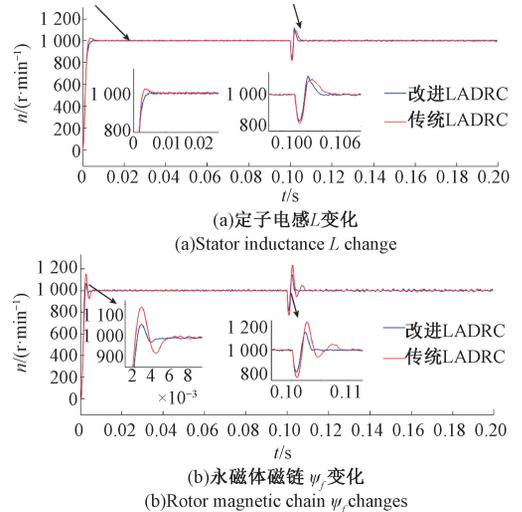


图 4 参数变化后转速跟踪曲线

Fig. 4 Speed tracking curve after parameter change

图 4(a) 定子电感变化后,传统 LADRC 转速上升初期出现小幅超调,而改进 LADRC 依然具有良好的转速跟踪能力,转速跟随平稳。突加负载后两种控制方式都出现转速波动,但改进 LADRC 转速跌落更小,并且瞬态响应更快。图 4(b) 永磁体磁链变化后,两种控制器性能都受到较大影响,转速在上升过程中都出现抖动,但改进的 LADRC 转速小幅波动后,更快恢复平稳状态。在负载突变后改进 LADRC 的转速波动峰值也小于传统 LADRC,

并且恢复平稳状态更快。因此,可以看出改进 LADRC 的控制性能受电机参数的变化影响更小,具有更强的鲁棒性。

4.3 抗电流冲击分析

1) q 轴电压限幅

初始负载为 0 N·m,在 $t=0.1$ s 时刻加入 1 N·m 负载。通过图 5(a) 可以看出, u_q 和 i_q 在电机启动与负载突变情况下都出现了大幅度冲击效应。加负载冲击电压最高达到近 58 V,冲击电流最高约在 38 A。启动时冲击电压和冲击电流都在 30 V/A 附近。通过给 u_q 加上 20 V 限幅,来限制 i_q 的增大。

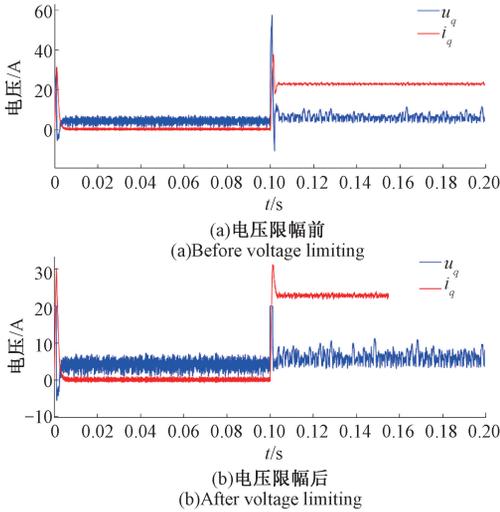


图 5 q 轴电压限幅前后电流响应曲线

Fig. 5 Current response curve before and after voltage limiting in q -axis

图 5(b) 是 u_q 限幅后 i_q 的变化曲线,此时启动 i_q 电流冲击约在 30 A 基本没有变化,加负载电流冲击约在 32 A,电流减小,但幅度不大。因此,通过给 u_q 加上限幅,并不能有效应对 i_q 电流冲击。

2) q 轴电流限幅

实验条件与上文一致,通过外加电流限幅算法直接对 i_q 进行限幅,限幅值分别为 40、35、28 A, K 值为 40。

图 6(a) 电流限幅 40 A,电流限幅值大于最大电流冲击,两次电流冲击没有变化。图 6(b) 电流限幅 35 A,启动电流冲击没有变化,加负载电流冲击限制在 35 A。图 6(c) 电流限幅 28 A,启动和加负载电流冲击都限制在 28 A 附近。由仿真实验可知,通过算法直接对 i_q 进行限幅,能有效应对电流冲击,并且限幅值与实际电流反馈一致。

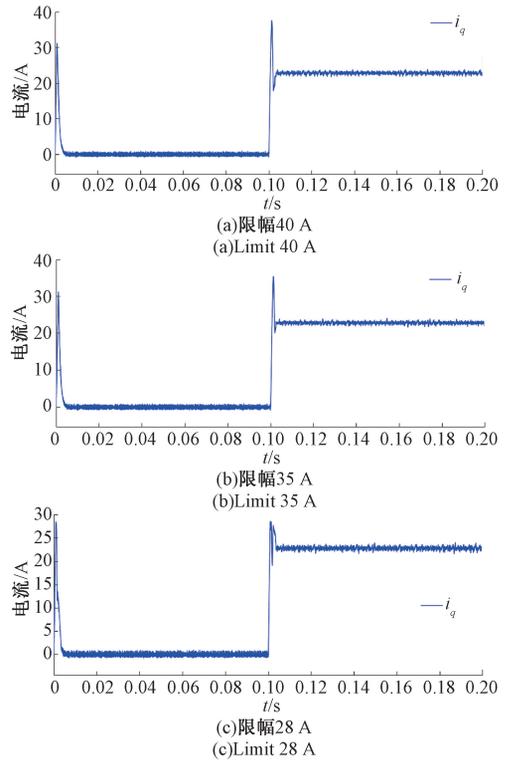


图 6 q 轴电流限幅后响应曲线

Fig. 6 Response curve after q -axis current limiting

5 进一步实验分析

为了验证本文设计的控制器性能,所用的实验设备是由合肥中科深谷所生产的多电机平台如图 7 所示。实验使用永磁同步电机与直流有刷电机组成的对拖平台,直流有刷电机提供可变负载。在 MATLAB/Simulink 中使用 DSP 仿真包搭建控制模型,编译、下载到 TMS320F28335 主控芯片中。利用配套的 cSPACEWatch 上位机,通过 RS232 通信模块采集实验数据,在 MATLAB 上对采集的数据进行处理,生成图形。电机参数与仿真参数一致。



图 7 实验图

Fig. 7 Experimental graph

各个控制器参数配置,PI 参数 $[k_p, k_i] = [2.121, 0.367]$, TD 中跟踪因子 $r_0 = 30$, LESO 积分步长 $h_1 = 0.0002$, $b_0 = 5150000$ 。LADRC 参数配置 $[w_0, w_c] = [1200, 400]$ 。改进 LADRC 参数配置 $[w_0, c] = [1200, 0.001]$, 滤波因子 $h_2 = 0.002$, 限幅系数 $r_1 = 10000000$ 。系统的控制周期为 $T_i = 0.001$ s。

5.1 控制器性能分析

初始状态永磁同步电机以 1000 r/min 带动直流有刷电机运行,直流有刷电机电流给定为 0,此时转矩约为 120 mN·m。从图 8 可以看出,两种 ADRC 控制器都具有良好的转速跟随能力, i_q 都存在波动,幅度约为 1 A。之后给直流有刷电机加上 2 A 电流,此时负载力矩约为 300 mN·m。负载变化后不同控制器控制下的转速都出现波动,传统 LADRC 控制下转速跌落在 25 r/min,转速恢复时间约在 100 ms, i_q 在上升初期出现较大电流冲击,冲击电流幅度在 11 A 左右,稳定后电流波动幅度在 1 A。改进 LADRC 控制下转速跌落在 27 r/min,转速恢复时间约在 80 ms, i_q 上升平稳,稳定后波动幅度约为 1 A。通过实验可以看出,传统 LADRC 转速波动更小,不过出现了电流冲击。而改进的 LADRC 转速恢复更快,且电流控制平稳。

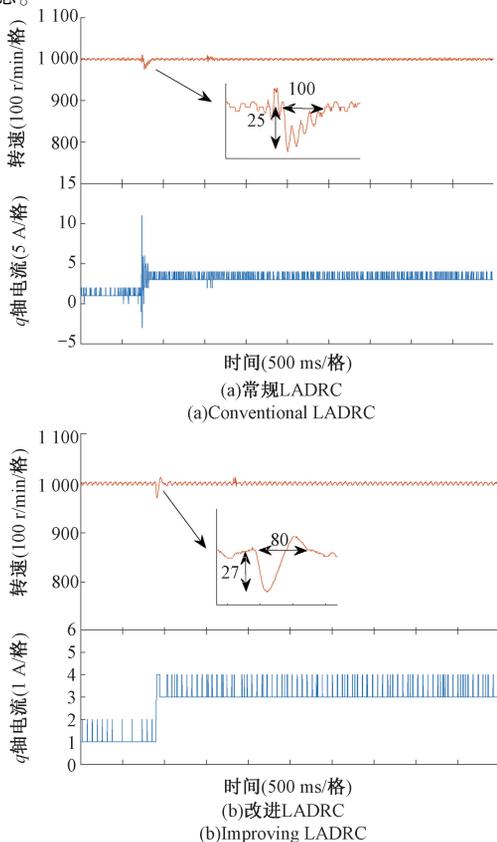


图 8 控制器抗扰性能实验波形

Fig. 8 Controller immunity experimental waveform

5.2 抗电流冲击实验

对 i_q 进行限幅控制,限幅值设为 14 A, K 值为 5。将目标转速设为 1500 r/min,使电机从静止加速到目标转速,记录 i_q 的变化如图 9 所示。初始状态电流和转速都为 0,而后电机加速运行, i_q 出现了明显的电流冲击效应,电流最高达到了约 17 A。通过对 i_q 电流进行限幅,最高电流冲击在 14 A。由实验可以看出,电流限幅控制有效限制了电流冲击,同时电流限幅前后转速上升都比较平稳,转速能快速达到目标。

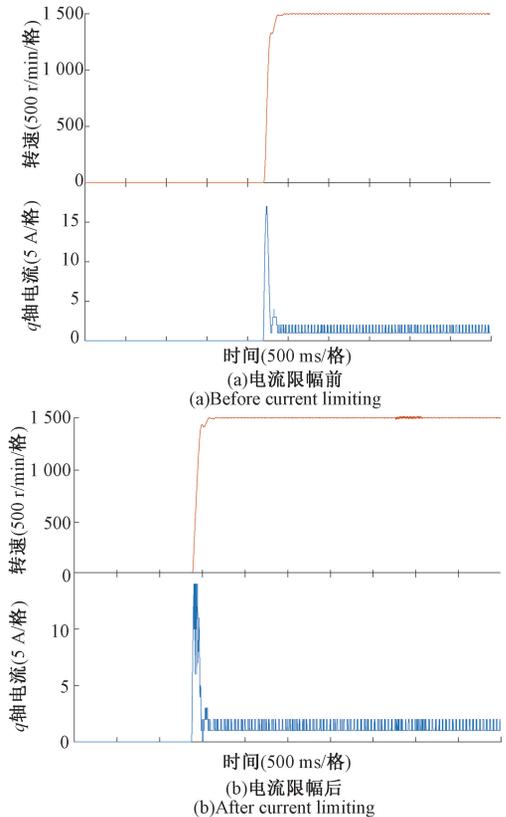


图 9 抗电流冲击转速和电流实验波形

Fig. 9 Anti-current surge speed and current experimental waveform

6 结论

本文针对二阶 LADRC 在 PMSM 转速、电流复合控制中存在参数配置和电流控制上存在的不足。设计改进的 LADRC 优化了参数配置方式,参数整定更加简单。此外,改进的 LADRC 可进行电流限幅控制,避免电机在启动和过载时出现过大的电流冲击损伤硬件。通过仿真与实验表明,与传统 LADRC 相比,改进的 LADRC 依然具有良好的抗扰能力,同时在转速跟随、鲁棒性和对扰动的瞬态响应方面表现更好,并且实现了电流限幅保护,证明了该设计方法具有有效性,为 LADRC 的实用提供参考。

参考文献

- [1] 邵伟, 李晓宁, 董明. 永磁同步电机伺服系统控制策略综述[J]. 电气自动化, 2013, 35(1): 1-316.
SHAO W, LI X L, DONG M. Review of control strategies for permanent magnet synchronous motor servo systems [J]. Electrical Automation, 2013, 35 (1): 1-316.
- [2] 郑再平, 吴红星, 王璐, 等. 永磁同步电机伺服系统速度环控制技术[J]. 微电机, 2017, 51(1): 91-96.
ZHENG Z P, WU H X, WANG L, et al. Speed loop control technology for permanent magnet synchronous motor servo system [J]. Micromotors, 2017, 51 (1): 91-96.
- [3] 赵凯辉, 殷童欢, 张昌凡, 等. 永磁同步电机无模型滑模控制方法研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2018, 32(4): 172-180.
ZHAO K H, YIN T H, ZHANG CH F, et al. Research on model-free sliding mode control method for permanent magnet synchronous motor [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2018, 32 (4): 172-180.
- [4] WANG F X, HE L. FPGA-based predictive speed control for PMSM system using integral sliding-mode disturbance observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(2): 972-981.
- [5] 王伟然, 吴嘉欣, 张颀, 等. 永磁同步电机模糊自适应积分反步控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(4): 724-733.
WANG W R, WU J X, ZHANG S, et al. Fuzzy self-tuning adaptive integral backstepping control of permanent magnet synchronous motor [J]. Journal of Electrical Engineering Technology, 2020, 35 (4): 724-733.
- [6] 龚长青, 李新雨. SMPMSM 系统的无模型反步控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2020, 34(8): 51-57.
GONG CH Q, LI X Y. Model-free backstepping control of SMPMSM systems [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2020, 34(8): 51-57.
- [7] LI L. Adaptive fuzzy back-stepping control system of permanent magnet synchronous motor [C]. Chinese Control and Decision Conference (CCDC), 2017: 581-584.
- [8] 杜涛, 曾国辉, 黄勃, 等. 基于蜻蜓算法分数阶 PI 的 PMSM 矢量控制优化[J]. 电子测量与仪器学报, 2020, 34(10): 132-141.
DU T, ZENG G H, HUANG B, et al. PMSM vector control optimization based on fractional-order PI of dragonfly algorithm [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2020, 34 (10): 132-141.
- [9] 雷阳, 徐静, 郝强, 等. 基于带宽的永磁同步电机伺服控制器设计[J]. 南京理工大学学报, 2019, 43(6): 677-683.
LEI Y, XU J, HAO Q, et al. Bandwidth-based servo controller design for permanent magnet synchronous motors [J]. Journal of Nanjing University of Science and Technology, 2019, 43(6): 677-683.
- [10] 韩京清. 从 PID 技术到“自抗扰控制”技术[J]. 控制工程, 2002, 9(3): 13-18.
HAN J Q. From PID technology to “self-tampering control” technology [J]. Control Engineering, 2002, 9(3): 13-18.
- [11] 廖自力, 赵其进, 刘春光. 基于自抗扰技术的 PMSM 无位置传感器优化控制[J]. 微电机, 2018, 57(7): 44-47, 53.
LIAO Z L, ZHAO Q J, LIU CH G. Sensorless optimal control of PMSM based on active disturbance rejection technology [J]. Micromotors, 2018, 57(7): 44-47, 53.
- [12] 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, 7095.
LIU CH Q, LUO G ZH, TU W C, et al. Double loop servo system based on active disturbance rejection control [J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2017, 37(23): 7032-7039, 7095.
- [13] 吕家兵, 侯远龙, 王成龙, 等. PMSM 位置伺服系统的复合自抗扰控制[J]. 自动化与仪器仪表, 2020 (7): 17-20.
LYU J B, HOU Y L, WANG CH L, et al. Composite active disturbance rejection control of PMSM position servo system [J]. Automation and Instrumentation, 2020 (7): 17-20.
- [14] GAO ZH Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning [C]. American Control Conference, 2003, 6: 4989-4996.
- [15] GAO ZH Q. Active disturbance rejection control: A paradigm shift in feedback control system design [C]. American Control Conference, 2006, 7.
- [16] LIU ZH G, LI SH H. A two-order active disturbance rejection control algorithm for permanent magnetic synchronous motor [C]. Proceedings of the 26th Chinese Control Conference, 2007: 68-71.
- [17] 姜伟, 裘锦霄, 郑颖, 等. 基于惯量估计的工业机器人关节伺服系统变增益自抗扰控制[J]. 仪器仪表学报, 2020, 41(5): 118-128.
JIANG W, QIU J X, ZHENG Y, et al. Variable gain

- self-anti-disturbance control of industrial robot joint servo system based on inertia estimation[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2020, 41(5): 118-128.
- [18] 左月飞, 张捷, 刘闯, 等. 针对时变输入的永磁同步电机改进型自抗扰控制器[J]. 电工技术学报, 2017, 32(1): 161-170.
ZUO Y F, ZHANG J, LIU CH, et al. Improved active disturbance rejection controller for permanent magnet synchronous motor with time-varying input[J]. Journal of Electrotechnics, 2017, 32(1): 161-170.
- [19] 张彬文, 谭文, 李健. 基于频域近似的线性系统自抗扰参数整定[J]. 控制理论与应用, 2019, 36(5): 831-840.
ZHANG B W, TAN W, LI J. Active disturbance rejection parameter tuning of linear system based on frequency domain approximation[J]. Control Theory and Application, 2019, 36(5): 831-840.
- [20] 刘丙友, 竺长安, 郭兴众, 等. 基于改进型 ADRC 的永磁同步电机转子位置角控制方法[J]. 电机与控制学报, 2017, 21(12): 24-33.
LIU B Y, ZHU CH AN, GUO X ZH, et al. Rotor position angle control method of permanent magnet synchronous motor based on improved ADRC[J]. Journal of Electrical Machinery and Control, 2017, 21(12): 24-33.
- [21] 孙斌, 王海霞, 苏涛, 等. 永磁同步电机调速系统非线性自抗扰控制器设计与参数整定[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(20): 6715-6726.
SUN B, WANG H X, SU T, et al. Design and parameter tuning of nonlinear active disturbance rejection controller for PMSM speed control system[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2020, 40(20): 6715-6726.
- [22] 左月飞, 张捷, 刘闯, 等. 基于自抗扰控制的永磁同步电机位置伺服系统一体化设计[J]. 电工技术学报, 2016, 31(11): 51-58.
ZUO Y F, ZHANG J, LIU CH, et al. Integrated design of permanent magnet synchronous motor position servo system based on active disturbance rejection control[J]. Journal of Electrotechnics, 2016, 31(11): 51-58.

作者简介



卢志远, 2018 年于安徽三联学院获得学士学位, 现为安徽工程大学硕士研究生, 主要研究方向为先进传感与检测技术。

E-mail: 1262804628@qq.com

Lu Zhiyuan received B. Sc. degree from Anhui Sanlian University in 2018. Now he is a M. Sc. candidate at Anhui Polytechnic University. His main research interests include advanced sensing and detection technology.



柏受军 (通信作者), 2006 年于江苏大学获得硕士学位, 现为安徽工程大学副教授, 硕士生导师, 主要研究方向为智能检测技术和智能制造控制系统。

E-mail: baishoujun@ahpu.edu.cn

Bai Shoujun (Corresponding author) received a M. Sc. degree from Jiangsu University in 2006. He is now an associate professor and M. Sc. supervisor at Anhui Polytechnic University. His main research interests include intelligent detection technology and intelligent manufacturing control system.