

永磁同步电机自抗扰控制调速系统

唐彬彬¹, 徐道明², 吴若鹭¹

(1. 广东电网有限责任公司河源供电局, 广东 河源 517000;

2. 广州数控设备有限公司, 广东 广州 510165)

摘要: 在永磁同步电机(PMSM)调速系统中, 提出采用自抗扰控制(ADRC)设计 PMSM 调速系统速度环, 针对调速系统控制特性和 ADRC 策略特点, 改进 ADRC 中的扩张状态观测器。同时, 采用非线性扩张状态观测器(NESO)观测系统负载转矩并进行前馈补偿, 以降低系统负载转矩扰动影响。综合以上两点改进措施, 设计出速度环改进型自抗扰控制器(IADRC)。通过仿真和试验验证了 IADRC 在 PMSM 调速系统中的有效性。

关键词: 永磁同步电机; 调速系统; 非线性扩张状态观测器; 自抗扰控制

中图分类号: TM 351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2020)03-0012-05

doi: 10.12177/emca.2019.174

Active Disturbance Rejection Control Speed Regulation System for PMSM

TANG Binbin¹, XU Daoming², WU Ruozhi¹

(1. Heyuan Power Supply Bureau of Guangdong Power Grid Co., Ltd., Heyuan 517000, China;

2. Guangzhou CNC Equipment Co., Ltd., Guangzhou 510165, China)

Abstract: In the speed control system of permanent magnet synchronous motor (PMSM), it is proposed to adopt the active disturbance rejection control (ADRC) to design the speed loop. According to the control performance of the speed control system and the characteristics of the ADRC strategy, the extended state observer in the ADRC is improved. At the same time, the nonlinear extended state observer (NESO) is used for both the observation of the system load torque and the feedforward compensation, so as to reduce the influence of load torque disturbance. Based on the above two measures, an improved ADRC (IADRC) controller of speed loop is designed. The effectiveness of the IADRC controller in the speed control system of PMSM is verified by simulation and experiments.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); speed control system; nonlinear extended state observer (NESO); active disturbance rejection control (ADRC)

0 引言

永磁同步电机(PMSM)具有调速范围宽、转矩脉动小、过载能力强等特性而在电动汽车、工业机器人、自动化等领域得到了大量应用, 同时 PMSM 是一个非线性、高阶且强耦合的控制对象。随着现代装备对控制性能和应用环境要求的提高, 传统单自由度 PI 控制的性能无法满足

要求^[1-4]。

自抗扰控制(ADRC)理论采用“扰动前馈补偿”的控制思想, 结合系统输入、输出对系统扰动信息实现合理提炼, 并补偿到控制系统中实现扰动抵消, 达到提升系统控制性能的目的^[5-6]。目前, 国内外学者对 ADRC 开展了大量研究。文献[7]提出采用三阶线性 ADRC 设计电流环, 研究表明该控制方案具备较好的电流跟踪、扰动抑

收稿日期: 2019-11-12; 收到修改稿日期: 2019-12-21

作者简介: 唐彬彬(1991—), 男, 硕士, 研究方向为电力调度自动化、电力电子传动。

徐道明(1976—), 男, 博士, 教授级高级工程师, 研究方向为数控系统轨迹规划、运动控制。

吴若鹭(1987—), 女, 工程师, 研究方向为电力调度自动化。

制性能,但存在参数增益过大等问题。文献[8]提出采用非线性 ADRC 设计 PMSM 调速系统电流环,但存在参数整定困难的不足。文献[9]提出采用分数阶积分控制代替 ADRC 中状态误差反馈控制率的控制方法,具有较好的控制效果,但算法过于复杂且难于整定。文献[10]将线自抗扰控制(LADRC)应用到微电网并网/孤网运行模式切换过程中,具有较好的鲁棒性,但并未进行实际试验验证。

本文采用 ADRC 控制策略设计 PMSM 速度环控制器,针对 PMSM 调速系统控制特点改进扩张状态观测器(ESO)部分,设计出改进型速度环自抗扰控制器(IADRC)。最后通过仿真和试验验证了该控制策略的有效性。

1 PMSM 调速系统 ADRC 设计

速度环在 PMSM 调速系统中是保证系统响应和抗扰能力的重要环路,本文采用“扰动前馈补偿”思想的 LADRC 设计速度环。LADRC 由符合“分离定律”的线性微分跟踪器(LTD)、线性扩张状态观测器(LESO)以及线性状态误差反馈控制律(LSEF)3部分组成,并根据调速系统特性对 LADRC LESO 进行改进设计,同时根据 LESO 的扰动观测特性,采用非线性扩张状态观测器(NESO)设计扰动转矩观测器。

速度控制器的设计中,由于电流环的截止频率远大于速度环截止频率,约是十倍,电流环部分可近似等效为 1,将交轴部分的速度环和电流环当作整体设计速度环,结合 PMSM 运动方程和电磁转矩方程,此时速度环控制对象为一阶惯性环节,根据该控制对象设计一阶 ADRC。以下进行详细论述。

LTD 在调速系统中用于实现给定参考值合理过渡缓解与连续速度反馈值之间的矛盾。此处为简化设计采用一阶惯性环节,形式如下:

$$\dot{z}_1 = -r(z_1 - \omega_r^*) \quad (1)$$

式中: r 为惯性环节的时间常数; z_1 为过渡信号; ω_r^* 为给定速度。

LESO 作为 LADRC 的核心,用于观测系统扰动并通过前馈补偿的形式抵消系统扰动实现系统解耦的作用。控制对象采用高磁通密度的隐极式 PMSM。根据 PMSM 运动方程及电磁转

矩方程可得:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} p_n \psi_f i_q - T_L - B\omega_r \right) \quad (2)$$

式中: ω_r 为转子机械角速度; J 为转动惯量; p_n 为磁极对数; ψ_f 为永磁体磁链; i_q 为 q 轴电流; T_L 为负载转矩; B 为黏性摩擦因数。

对式(2)整理可得:

$$\dot{\omega}_r = f_\omega + b_0 i_q \quad (3)$$

式中: f_ω 为系统扰动总量; $f_\omega = \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} p_n \psi_f i_q - T_L - B\omega_r \right) - b_0 i_q$; b_0 为控制增益。

定义 $x_1 = \omega_r$, $x_2 = f_\omega$, $u = i_q$, 将式(3)写成矩阵方程的形式:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + Eh \\ y = Cx \end{cases} \quad (4)$$

其中: $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$; $B = \begin{bmatrix} b \\ 0 \end{bmatrix}$; $C = [1 \quad 0]$; $E = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$ 。

根据式(4)设计 LESO 可得:

$$\begin{cases} \dot{z} = Az + Bu + L(y - \tilde{y}) \\ y = Cz \end{cases} \quad (5)$$

式中: $L = [\beta_1, \beta_2]$ 是观测器的增益参数; y 为系统观测扰动总量。

将式(5)展开,可得:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\omega}}_r = f_\omega^* + b i_q + \beta_1(\omega_r - \tilde{\omega}_r) \\ \dot{f}_\omega^* = \beta_2(\omega_r - \tilde{\omega}_r) \end{cases} \quad (6)$$

式中: $\tilde{\omega}_r$ 速度观测量; f_ω^* 为系统观测扰动总量。

由式(6)可知,LESO 在观测系统总扰动的同时还实现系统速度观测,并对所观测的速度信息有滤波作用,但该速度信息提取的方法造成算法计算量大且观测的速度信息存在噪声,相对于直接采用编码器速度信息来说不具有优势。为此,对 LESO 进行改进,设计降维扩张状态观测器(RESO)。将式(6)进行降阶处理得:

$$\dot{f}_\omega^* = -\beta_1 f_\omega^* - \beta_1 b i_q + \beta_1 \dot{\omega}_r \quad (7)$$

β_1 是 RESO 中唯一调节参数。为了避免数值微分造成噪声加剧的影响,重新定义系统反馈输入:

$$Z = f_\omega^* - \beta_1 \omega_r \quad (8)$$

由式(7)和式(8)得:

$$\dot{Z} = -\beta_1 Z - \beta_1^2 \omega_r - \beta_1 b i_q \quad (9)$$

由式(8)和式(9)可得系统观测扰动为

$$f_{\omega}^* = Z + \beta_1 \omega_r \quad (10)$$

LSEF 实现系统扰动抑制作用。为了抵消扰动,式(3)可进行如下设计:

$$bi_q = u_0 - f_{\omega}^* \quad (11)$$

由式(3)和式(11)得:

$$\dot{\omega}_r = f_{\omega} + u_0 - f_{\omega}^* \approx u_0 \quad (12)$$

式中: u_0 为线性控制律输出。

由式(12)可知,当系统 RESO 观测的系统综合扰动准确时,转速环可近似等价于纯积分环节,可采用比例控制实现系统的无静差控制,则 LSEF 可设计为

$$u_0 = K_p(z_1 - \omega_r) \quad (13)$$

则 ADRC 输出为

$$u = \frac{u_0 - f_{\omega}^*}{b} \quad (14)$$

在调速系统中,实际工况存在负荷剧烈变化的情况,造成 RESO 观测压力过大,降低扰动观测速度与观测精度,因此设计 NESO 来观测系统负载转矩并进行补偿,以提升系统性能。

在 PMSM 调速系统中,系统采样频率远大于负载转矩变化速率。因此,单位采样周期内可定义系统负载转矩不变,则有:

$$\frac{dT_L}{dt} \approx 0 \quad (15)$$

由式(2)和式(15)可得 PMSM 动力学状态方程:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega_r \\ T_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_r \\ T_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/J \\ 0 \end{bmatrix} T_e \quad (16)$$

根据式(16)可建立 NESO:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = Hx + Iu + K\text{fal}(e) \\ y^* = Lx^* \end{cases} \quad (17)$$

$$\text{其中: } H = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; I = \begin{bmatrix} 1/J \\ 0 \end{bmatrix}; L = [1 \ 0]; u = T_e;$$

$$x^* = \begin{bmatrix} \omega_r \\ T_L^* \end{bmatrix}; y = \omega_r; e = \omega_r - \hat{\omega}_r; K = \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \end{bmatrix} \text{ 为状态反馈}$$

控制系数,即观测器配置极点。

$$\text{fal}(e) = \begin{cases} |e|^{\alpha} \text{sign}(e) & |e| > \delta \\ \frac{e}{\delta^{1-\alpha}} & |e| \leq \delta \end{cases} \quad (18)$$

式中: e 为偏差信号; α 、 δ 分别为线性区(0~1)和指数函数的半宽。

式(17)可以表达为如下形式:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\omega}_r}{dt} = \frac{T_e - T_L^*}{J} - \frac{B\hat{\omega}_r}{J} + k_1 \text{fal}(e) \\ \frac{dT_L^*}{dt} = k_2 \text{fal}(e) \end{cases} \quad (19)$$

式中: k_1 、 k_2 分别为观测器增益参数; T_L^* 为负载转矩观测值。

负载转矩观测器结构框图如图1所示。

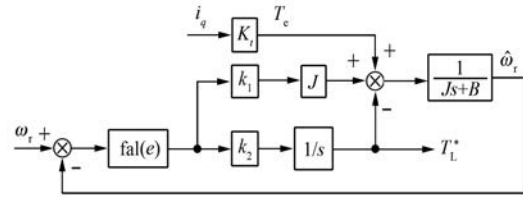


图1 负载转矩观测器结构框图

速度环 IADRC 结构框图如图2所示。IADRC 参数整定采用基于转速环带宽的指标^[6],定义 ω_{cv} 为转速闭环带宽, ω_0 为观测器带宽,则 $K_p = \omega_{cv}$, $\beta_1 = 2\omega_0$, $\beta_2 = \omega_0^2$ 。

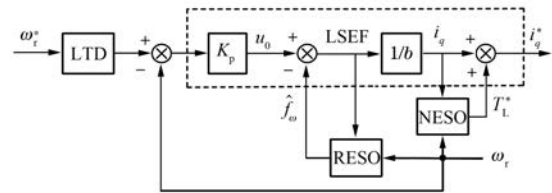


图2 速度环 IADRC 结构框图

2 仿真及分析

在 MATLAB/Simulink 平台上搭建 PMSM 调速系统仿真模型。电机模型参数值为:电阻 $R = 1.12 \Omega$, d 、 q 轴电感 $L_q = L_d = 2.758 \text{ mH}$, 转动惯量 $J = 0.0008 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 磁极对数 $p_n = 4$, 额定电流 $I_N = 8 \text{ A}$, 额定转矩 $T_N = 6 \text{ N} \cdot \text{m}$, 磁链 $\psi_f = 0.21 \text{ Wb}$ 。

在 Simulink 中搭建 IADRC 算法模型并结合 PMSM 调速系统进行仿真, IADRC 参数选取为 $[\omega_{cv} \ \omega_0 \ b] = [300 \ 1 \ 500 \ 8 \ 000]$, NESO 参

数选取需在线调试,电流环采用抗饱和 PI 控制。

首选进行负载转矩仿真。调速系统转速稳定在 500 r/min 后,在 0.15 s 时分别突加负载 1、2、3、4 N·m,采用 NESO 的负载转矩仿真波形如图 3 所示。由图 3 可看出,系统在施加外部负载之后,采用 NESO 算法可以快速观测出系统负载转矩。

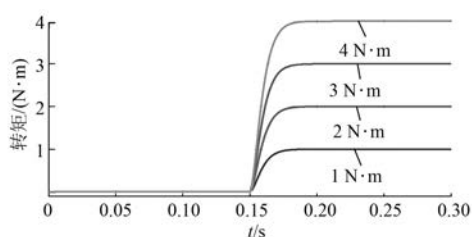


图 3 负载转矩仿真波形

然后进行速度响应及加载仿真。给定 1 000 r/min 起动并在 0.15 s 时突加 4 N·m 负载,采用 LADRC 与 IADRC 进行对比,波形如图 4 所示。从图 4 可以看出,采用 IADRC 算法进行速度环控制在响应时间和抗负载扰动方面优于 LADRC。采用 IADRC 改进 ESO,使系统对扰动有更好的观测性能。

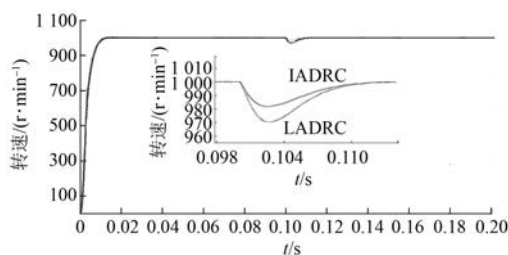


图 4 IADRC 和 LADRC 速度仿真曲线

3 试验及分析

本文采用广州数控 GS2000 伺服系统作为试验平台,验证速度控制器 IADRC 算法,试验中采用的电机参数与仿真环境中一致,试验中 IADRC 参数因实际系统的不确定性需进行微调。试验平台如图 5 所示。

3.1 负载转矩观测试验

以 800 r/min 的速度起动系统,在系统速度稳定后采用磁粉制动器加载 2 N·m,当调速系统加载后速度稳定运行在波动范围内后突卸负载,采

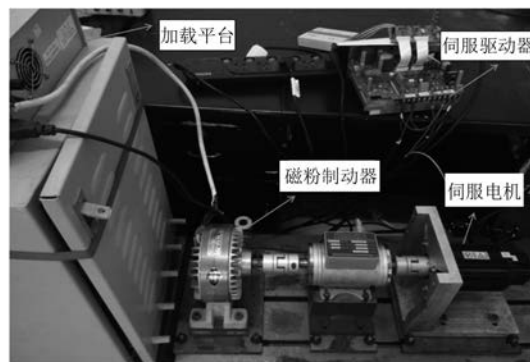


图 5 试验平台

用 CCS 软件的信号采集功能将此时负载转矩观测器观测数据打印出来,试验波形如图 6 所示。由图 6 可以看出,采用 NESO 算法可以快速观测出系统的负载转矩并有较好的观测精度。

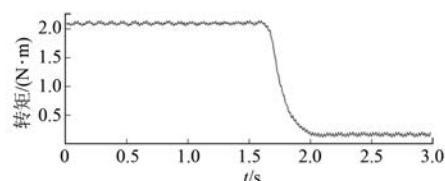


图 6 负载转矩试验观测波形

3.2 跟随试验

在 PMSM 调速系统试验平台设置系统和算法参数,采用 LADRC 和 IADRC 算法进行对比试验,2 组试验除速度环控制算法外其余条件保持一致,以 1 000 r/min 的速度起动,响应曲线如图 7 所示。从图 7 可以看出,采用 IADRC 算法速度响应时间要优于 LADRC 算法,相对 LADRC,采用 IADRC 算法设计的速度环直接采用编码器获取的速度信号,更快地获取速度反馈,提升响应速度。同时,2 种算法均采用扰动前馈补偿的思路,最终达到解耦系统的目的,且系统不存在超调。

3.3 抗扰动试验

将调速系统接入负载平台,以 1 500 r/min 的速度起动,速度稳定后加载 2 N·m 负载转矩,当调速系统速度稳定运行后突卸负载,速度曲线如图 8 所示。由于加载平台突卸负载时间点不易控制,采集波形中速度波形波动时刻存在差异,但不影响试验的对比。从图 8 可知,采用 IADRC 算法设计的速度环在速度波动与恢复时间上表现更优,与 LADRC 相比,采用 IADRC 设计的速度环,

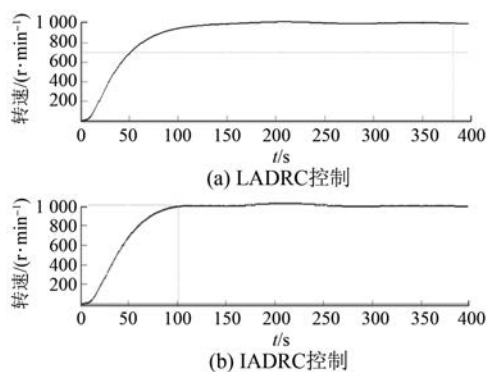


图7 LADRC 控制和 IADRC 控制的转速响应曲线

对于系统综合扰动观测有更好的观测效果。同时采用 NESO 设计的负载转矩观测器能够准确观测系统转矩并进行前馈补偿,该措施将负载转矩从综合扰动中提取出来,降低 ESO 的压力,使系统具有更好的抗扰能力。

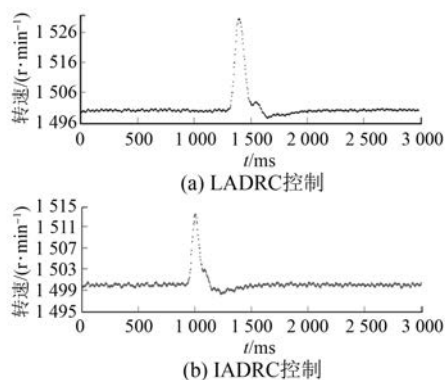


图8 LADRC 控制和 IADRC 控制的速度波动曲线

4 结 语

本文采用 ADRC 策略设计了 PMSM 的速度控制器,针对 PMSM 调速系统的控制特点设计了 IADRC。与 LADRC 相比,在实现系统解耦的基础上,采用速度信号直采的方法提高系统速度响应

性能,分离系统负载转矩扰动和 ESO 改进的措施,使 ADRC 更好地适应工况下负载扰动的变化,从而使系统具有更好的抗扰能力。

【参考文献】

- [1] 阮毅,陈伯时.电力拖动自动控制系统—运动控制系统[M].4版.北京:机械工业出版社,2010.
- [2] NOWAK P, CZECHOT J. Robust tuning for first-order reduced active disturbance rejection controller[C]//2016 21st International Conference on Methods and Models in Automation and Robotics (MMAR), 2016.
- [3] ZHANG C, CHEN Y. Tracking control of ball screw drives using ADRC and equivalent-error-model-based feedforward control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(12): 7682.
- [4] OZEN O, SARIYILDIZ E, YU H, et al. Practical PID controller tuning for motion control[C]//2015 IEEE International Conference on Mechatronics (ICM), 2015.
- [5] 韩京清.自抗扰控制技术[J].前沿科学, 2007(1): 24.
- [6] GAO Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning [C]//Proceedings of the 2003 American Control Conference, 2003.
- [7] 董家臣,高钦和.永磁直线同步电机电流环新型线性自抗扰控制[J].电机与控制应用, 2019, 46(1): 1.
- [8] 曾岳南,曾祥彩,周斌.永磁同步电机传动系统电流环非线性自抗扰控制器的设计与稳定性分析[J].电工技术学报, 2017, 32(17): 135.
- [9] WEN J, HUANG Y. Robust speed control of permanent magnet synchronous motor [C]//2013 IEEE 8th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2013.
- [10] 袁晓东,楼冠男,陈亮,等.基于线性自抗扰的微电网平滑切换控制策略[J].电网技术, 2017, 41(12): 3824.

(上接第 11 页)

- [11] CHEN W H, BALLANCE D J, GAWTHROP P J. Optimal control of nonlinear systems: a predictive control approach [J]. Automatica, 2003, 39(4): 633.
- [12] 章玮,王伟颖.基于降阶负载扰动观测器的永磁同步电机控制[J].机电工程, 2012, 29(7): 821.

- [13] 薛生辉,曲俊海,王永宏,等.比例-积分控制加广义预测控制算法及其应用[J].控制理论与应用, 2018, 35(9): 1320.
- [14] 曾德良,高耀岩,胡勇,等.基于阶梯式广义预测控制的汽包炉机组协调系统优化控制[J].中国电机工程学报, 2019, 39(16): 4819.