

基于扩张状态观测器的永磁同步电机 自抗扰无源控制*

吴嘉欣^{1,2}, 朱保鹏¹, 张 懿^{1,2}, 魏海峰^{1,2}

(1. 江苏科技大学, 江苏 镇江 212003;

2. 江苏开璇智能科技有限公司, 江苏 苏州 215000)

摘 要: 针对传统永磁同步电机滑模控制存在的抖振以及系统抗扰动鲁棒性差问题, 提出一种基于扩张状态观测器的永磁同步电机自抗扰无源控制方法。转速外环设计自适应滑模控制器, 采用扩张状态观测器对系统干扰项进行观测, 用其进行前馈补偿。电流内环将无源控制与自抗扰控制相融合, 得到 $d-q$ 旋转坐标系下的电压给定。新型控制方法可有效抑制系统抖振, 增强系统鲁棒性。试验结果验证了所提控制方法的有效性和实用性。

关键词: 永磁同步电机; 扩张状态观测器; 自抗扰控制; 无源控制

中图分类号: TM 301 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)05-0008-06

Active Disturbances Rejection and Passive Control of PMSM Based on Extended State Observer*

WU Jiaxin^{1,2}, ZHU Baopeng¹, ZHANG Yi^{1,2}, WEI Haifeng^{1,2}

(1. Jiangsu University of Science and Technology, Zhenjiang 212003, China;

2. Jiangsu Kai Xuan Intelligent Technology Co., Ltd., Suzhou 215000, China)

Abstract: The traditional sliding mode control (SMC) of permanent magnet synchronous motor (PMSM) had buffeting problem, and its robustness to perturbation was poor. In view of this problem, a method of active disturbances rejection control (ADRC) and passive-based control (PBC) for PMSM based on extended state observer (ESO) was proposed. In out speed loop, a adaptive SMC was designed, and the system disturbances were observed for feedforward compensation by using the ESO. In internal current loop, PBC was combined with ADRC to obtain the voltage reference in the $d-q$ rotating coordinate system. The new control method could effectively suppress the system buffeting and enhance the robustness of the system. The experimental results verified the effectiveness and practicability of the proposed method.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); extended state observer; active disturbances rejection control (ADRC); passive-based control

0 引 言

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous

Motor, PMSM) 由于非线性、多变量、强耦合等特点, 又因其控制系统受电机参数摄动、负载扰动以及非线性动态等因素影响, 使得获得高性能的

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(61503161, 51707082); 江苏省产学研前瞻性联合研究项目(BY2016073-01); 江苏省研究生科研与实践创新计划项目

作者简介: 吴嘉欣(1994—), 女, 硕士研究生, 研究方向为电机驱动控制。

朱保鹏(1996—), 男, 研究方向为电机驱动控制。

张 懿(1982—), 女, 博士, 副教授, 研究方向为电机驱动控制以及复杂控制系统。

PMSM 控制系统变得难以实现,电机转速跟踪性能差。要想获得稳定性高、动态性能良好且控制精度高的 PMSM 交流控制系统,其抗扰动性能的优良成为关键。因此,将自抗扰控制 (Active Disturbance Rejection Controller, ADRC) 策略融入 PMSM 交流控制系统成为近年来 PMSM 控制领域的研究热点^[1-2]。

ADRC 是以韩京清先生 1989 年对控制理论的反思为开端^[3],在继承经典 PID 控制优点的基础上,通过改进经典 PID 固有缺陷而形成的新型控制算法。其算法简单,鲁棒性强,能够自动检测并补偿控制对象的内外扰动^[4-5]。为了提高系统鲁棒性,达到自抗扰控制的目的,文献[6]结合广义预测控制理论和扩张状态观测器,提出新型转速跟踪控制方法,对系统扰动量进行实时补偿。文献[7]提出预测函数控制与扩张状态观测器相结合 (Predictive Functional Control-Extended State Observer, PFC-ESO) 的方法,引入 ESO 来估计集总干扰,并且基于对 PFC 速度控制器的估计干扰来增加前馈补偿项目,并采用反卷积控制方法验证了所提方法的有效性。文献[8]提出由非线性扩展状态观测器、跟踪微分器和动态表面控制组成的控制器可以抑制干扰,并可以阻止 PMSM 的混沌参数落入一些特殊区域。非线性扩展状态观测器用于估计系统的不可测量状态和不确定性,结合跟踪微分器,显著改善了跟踪性能,并且在 PMSM 存在不确定性和未建模动态的情况下提高系统输出的抗干扰能力。与现有的 PMSM 控制方法不同,该方法具有较高的瞬态和稳态稳定性。文献[9]开发了一种基于 Lyapunov 理论的超前预测控制律,使用二次约束的多元近似来降低复杂度,通过多参数线性规划获得分段控制律,使用二次 Lyapunov 函数设计状态和扰动观测器,以保证估计误差系统的渐近稳定性。文献[10]提出了一种采用 3 个一阶的新型鲁棒控制方案,用于 PMSM 的速度控制。与现有的高阶 ADRC 速度控制结构相比,该方法不需要估计转子磁链。仿真结果表明,该方案可以有效应对电机各种参数变化、负载扰动等外部干扰。与此同时,文献[11]提出一种用于 PMSM 驱动的鲁棒预测电流控制算法。鲁棒控制器采用增量系统模型,可在不知道转子磁通的情况下运行,这是常规死区控制中

的关键技术。鲁棒控制器采用 ESO 来增强电感鲁棒性,以适应定子电感失配引起的发散。电感失配不确定度可由 ESO 估计和补偿。

为解决传统 PMSM 滑模控制存在的抖振以及系统抗扰动鲁棒性差问题,本文提出一种基于扩张状态观测器的 PMSM 自抗扰无源控制方法。速度环通过采用自适应法和扩张状态观测器得到理想的 q 轴电流,提高系统鲁棒性。电流环将无源控制与 ADRC 技术相结合,在不依赖 PMSM 数学模型条件下简化控制器设计。试验结果验证了本文所提控制方法的有效性。

1 无源控制和自抗扰模型建立

PMSM 在 d 、 q 轴上的数学模型为

$$\begin{cases} \frac{d\psi_d}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L} & \omega_r \\ -\omega_r & -\frac{r_s}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_d + \frac{\psi_f}{L}r_s \\ u_q \end{bmatrix} \\ \frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} = p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) - \frac{B}{p} \omega_r - T_L \end{cases} \quad (1)$$

式中: ψ_d 、 ψ_q ——定子磁链在 d 、 q 轴上的分量;

u_d 、 u_q , i_d 、 i_q ——定子电压和定子电流在 d 、 q 轴上的分量;

r_s 、 L ——定子电阻、电感;

ω_r ——转子电角速度;

ψ_f ——转子永磁磁链;

p ——极对数;

J ——转动惯量;

B ——阻力摩擦因数;

T_L ——负载转矩。

根据式(1),定义系统的状态向量,输入、输出向量分别为

$$\begin{aligned} \mathbf{M} &= \begin{bmatrix} Li_d & Li_q & \frac{J}{p^2} \omega_r \end{bmatrix}^T = \\ \mathbf{D} \begin{bmatrix} i_d & i_q & \omega_r \end{bmatrix}^T &= \mathbf{D} \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{D} &= \text{diag} \left\{ L \quad L \quad \frac{J}{p^2} \right\} \mathbf{u} = \\ &\begin{bmatrix} u_d & u_q & -\frac{1}{p} T_L \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{y} &= \begin{bmatrix} i_d & i_q & \omega_r \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (2)$$

由式(1)和式(2)可得:

$$\begin{cases} D\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} -r_s & 0 & Li_q \\ 0 & -r_s & -(Li_q + \psi_f) \\ -Li_q & (Li_q + \psi_f) & -B/p^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} + \\ \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ -T_L/p \end{bmatrix} \\ \mathbf{y} = [i_d \quad i_q \quad \omega_r]^T \end{cases} \quad (3)$$

取 PMSM 系统的 Hamilton 函数为电能与机械能总和,即

$$H(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \mathbf{x}^T D \mathbf{x} \quad (4)$$

利用式(2)~式(4),可推出 PMSM 的无源控制模型为

$$\begin{cases} D\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \mathbf{x} + g(\mathbf{x})u \\ \mathbf{y} = \mathbf{g}^T \frac{\partial H}{\partial \mathbf{x}} = [i_d \quad i_q \quad \omega_r]^T \end{cases} \quad (5)$$

式中: $\mathbf{J}(\mathbf{x})$ ——反对称矩阵;

$\mathbf{R}(\mathbf{x})$ ——半正定对称矩阵。

其中,

$$\mathbf{J}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & Li_q \\ 0 & 0 & -(Li_d + \psi_f) \\ -Li_q & (Li_d + \psi_f) & -B/p^2 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{R}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, g(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}。$$

设系统的存储能量函数 $V = \frac{1}{2} \mathbf{x}^T D \mathbf{x}$, 可得:

$$\dot{V} = \mathbf{x}^T D \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{x}^T [u + \mathbf{J}(\mathbf{x})\mathbf{x} - \mathbf{R}(\mathbf{x})\mathbf{x}] = \mathbf{x}^T u - \mathbf{x}^T \mathbf{R}(\mathbf{x})\mathbf{x} \quad (6)$$

令 $\mathbf{y} = \mathbf{x}$ 、 $Q(\mathbf{x}) = \mathbf{x}^T \mathbf{R}(\mathbf{x})\mathbf{x}$, 对式(6)积分得:

$$V[x(t)] - V[x(0)] \leq \int_0^t u^T y d\tau - \int_0^t Q(x) d\tau, \text{ 由此可知式(5)描述的系统为严格的无源系统。}$$

建立 ADRC 器数学模型:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}, w) + bu \\ \mathbf{y} = \mathbf{x} \end{cases} \quad (7)$$

式中: $w(t)$ ——未知扰动;

$f(\mathbf{x}, w)$ ——综合扰动项, $f(\mathbf{x}, w) = a(t)$;

u ——控制输入。

其对应的 ADRC 器方程如下:

一阶跟踪-微分器为

$$\begin{cases} \varepsilon_0 = r_1 - r \\ \dot{r}_1 = -\lambda \text{fal}(\varepsilon_0, \alpha_0, \delta_0) \end{cases} \quad (8)$$

二阶跟踪-微分器为

$$\begin{cases} \varepsilon = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 \text{fal}(\varepsilon, \alpha, \delta) + bu \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 \text{fal}(\varepsilon, \alpha, \delta) \end{cases} \quad (9)$$

非线性反馈控制率为

$$\begin{cases} \varepsilon_1 = r_1 - z_2 \\ u_0 = \beta_3 \text{fal}(\varepsilon_1, \alpha_1, \delta_1) \\ u = u_0 - z_2/b \end{cases} \quad (10)$$

2 基于扩张状态观测器的自适应滑模转速环设计

考虑参数摄动情况, PMSM 的机械运动方程为

$$\dot{\omega}_r = (a + \Delta a)i_q - (b + \Delta b)\omega_r - (c + \Delta c)T_L \quad (11)$$

其中, $a = p^2 \psi_f / J, b = B/J, c = p/J$

式中: $\Delta a, \Delta b, \Delta c$ ——电机参数的摄动值。

令 $g = \Delta a i_q - \Delta b \omega_r - \Delta c T_L, d = a(i_q - i_q^*) - b\omega_r - cT_L$, 则式(11)可重新表示为

$$\dot{\omega}_r = a i_q^* + d + g \quad (12)$$

定义转速跟踪误差 $e = \omega_r^* - \omega_r$, 其中 $\omega_r(t)$ 为实际转速, $\omega_r^*(t)$ 为系统给定参考转速。

由此可得转速跟踪误差动态方程为

$$\dot{e} = \dot{\omega}_r^* - a i_q^* - d - g \quad (13)$$

定义以转速跟踪误差 e 为自变量的积分型滑模面为

$$s = e + k \int_0^t e(\tau) d\tau \quad k > 0 \quad (14)$$

相应的转速环控制器输出交轴电流参考值为

$$i_q^* = \frac{1}{a} (\dot{\omega}_r^* - d - \hat{g} + ke + ms) \quad m > 0 \quad (15)$$

式中: $(\dot{\omega}_r^* - \hat{g} + ke + ms)/a$ ——自适应滑模控制器部分;

$-d/a$ ——扩张状态观测器前馈补偿部分;

k ——状态反馈增益;

$\hat{g}$ ——集成不确定项估计值。

$\hat{g}$ 按如下的自适应律进行更新:

$$\dot{\hat{g}} = -\rho s \quad \rho > 0 \quad (16)$$

对于式(11),选取式(15)描述的控制律,选择式(16)描述的 $\hat{g}$ 自适应律更新,则可保证系统的速度误差指数收敛于零。

定义参数估计误差 $\tilde{g} = g - \hat{g}$, 可得 $\dot{\tilde{g}} = -\dot{\hat{g}}$, 构造 Lyapunov 函数为

$$V = \frac{1}{2}s^2 + \frac{1}{2}\frac{1}{\rho}\tilde{g}^2 \quad (17)$$

对式(17)求导,并将式(13)~式(16)代入,得:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s\dot{s} + \frac{1}{\rho}\tilde{g}\dot{\tilde{g}} = s(\dot{e} + ke) + \frac{1}{\rho}\tilde{g}\dot{\tilde{g}} = \\ &= s(\dot{\omega}_r^* - ai_q^* - d - g + ke) + \frac{1}{\rho}\tilde{g}\dot{\tilde{g}} = \\ &= -ms^2 + s(\dot{\omega}_r^* - ai_q^* - d - \hat{g} + ke + ms) - \tilde{g}s - \\ &\quad \frac{1}{\rho}\tilde{g}\dot{\tilde{g}} = -ms^2 - \tilde{g}\left(s + \frac{1}{\rho}\dot{\tilde{g}}\right) = -ms^2 \leq 0 \quad (18) \end{aligned}$$

本文中 $a(t) = d$, 可将式(12)处理成扩展状态观测器的标准形式为

$$\dot{\omega}_r = \frac{p^2\psi_i}{J}i_q^* + \hat{g} + a(t) \quad (19)$$

令 $u = i_q^*$ 、 $x = \omega_r$, 可构造出 PMSM 的非线性观测器为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 \text{fal}(\varepsilon, \alpha, \delta) + \hat{g} + p^2\psi_i i_q^* / J \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 \text{fal}(\varepsilon, \alpha, \delta) \end{cases} \quad (20)$$

式中: z_1 ——用于估计速度 ω_r ;

z_2 ——估计系统扰动 $a(t)$ 。

3 基于自抗扰-无源控制的电流环设计

对于期望的 ω_r^* , 期望的平衡点为

$$\mathbf{x}_0 = [x_{10} \quad x_{20} \quad x_{30}]^T = [0 \quad i_q^* \quad \omega_r^*]^T \quad (21)$$

令 $\mathbf{x}_e = \mathbf{x} - \mathbf{x}^*$, 根据式(5)可得:

$$D\dot{\mathbf{x}}_e - J\mathbf{x}_e + R\mathbf{x}_e = U - D\dot{\mathbf{x}}^* + J\mathbf{x}^* - R\mathbf{x}^* \quad (22)$$

取误差能量函数 $V = \frac{1}{2}\mathbf{x}_e^T D\mathbf{x}_e$, 有:

$$\dot{V} = \mathbf{x}_e^T D\dot{\mathbf{x}}_e =$$

$$\mathbf{x}_e^T [U - D\dot{\mathbf{x}}^* + J(\mathbf{x}^* + \mathbf{x}_e) - R(\mathbf{x}^* + \mathbf{x}_e)] \quad (23)$$

选择控制器的控制律为

$$U = D\dot{\mathbf{x}}^* - J(\mathbf{x}^* + \mathbf{x}_e) + R\mathbf{x}^* \quad (24)$$

则有:

$$\dot{V} = -\mathbf{x}_e^T R\mathbf{x}_e < 0 \quad \forall \mathbf{x}_e \neq 0 \quad (25)$$

考虑到 $J(\mathbf{x}^* + \mathbf{x}_e)$ 为无功功率, 则控制器的控制律可简化为

$$U = D\dot{\mathbf{x}}^* - J\mathbf{x} + R\mathbf{x}^* \quad (26)$$

对式(26)进行处理得:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}^* &= D^{-1}[u_d \quad u_q \quad 0]^T + D^{-1}\left[0 \quad 0 \quad \frac{-T_L}{p}\right]^T + \\ &\quad D^{-1}J\mathbf{x} - D^{-1}R\mathbf{x}^* \end{aligned} \quad (27)$$

将式(27)转换成 ADRC 器的标准形式, 令:

$$A(t) = \dot{\mathbf{x}}_e - D^{-1}R\mathbf{x}^* + D^{-1}J\mathbf{x} + D^{-1}\left[0 \quad 0 \quad \frac{-T_L}{p}\right]^T \quad (28)$$

相应地, 电流控制器控制律方程转化为 ADRC 器标准方程式为

$$\dot{\mathbf{x}} = D^{-1}[u_d \quad u_q \quad 0]^T + A(t) \quad (29)$$

综上所述, 可得:

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = \dot{i}_d = \frac{u_d}{L} + a_1(t) \\ \dot{y}_2 = \dot{i}_q = \frac{u_q}{L} + a_2(t) \end{cases} \quad (30)$$

合理选择各个参数, 从而得到电流内环 dq 轴电压给定 u_d 、 u_q 。图 1 为 q 轴自抗扰控制结构图, d 轴同理。

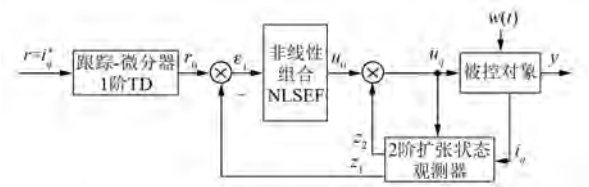


图 1 q 轴 ADRC 结构图

综上所述, 基于扩张状态观测器的 PMSM 自抗扰-无源控制原理框图如图 2 所示。

4 试验验证与分析

在 PMSM 交流调速试验平台上, 对本文提出的基于扩张状态观测器的自抗扰-无源控制进行

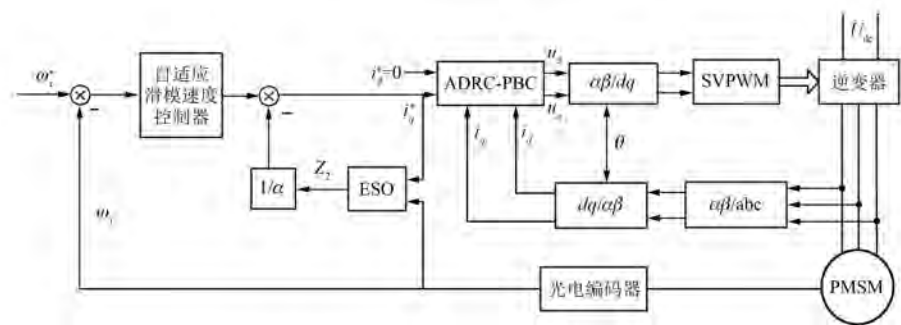


图2 基于扩张状态观测器的PMSM自抗扰-无源控制原理框图

了相应的试验验证,PMSM 交流调速试验平台如图3所示。

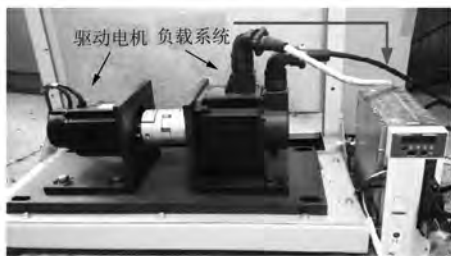


图3 PMSM 交流调速试验平台

试验电机参数如表1所示。

表1 试验电机参数	
参数名称	参数值
额定功率/W	750
额定转速/(r·min ⁻¹)	2 500
额定转矩/(N·m)	2.8
定子电阻 R _s /Ω	1.6
定子电感 L/H	0.006 4
转子磁链 ψ _f /Wb	0.18
极对数 p	2
转动惯量 J/(kg·m ²)	0.000 2

试验系统中,自适应滑模转速控制器参数设定为 $k=2$ 、 $\rho=100$ 、 $m=100$ 。 q 轴自抗扰控制参数设定为 $\alpha_0=0.1$ 、 $\delta_0=0.001$ 、 $\lambda=1\ 000$ 、 $\beta_1=45\ 000$ 、 $\beta_2=9\ 000$ 、 $\alpha=0.5$ 、 $\delta=0.01$ 、 $\beta_3=50$ 、 $\alpha_1=0.25$ 、 $\delta_1=0.001$ 。扩张状态观测器的参数设定为 $\alpha=0.5$ 、 $\delta=0.01$ 、 $\beta_1=500$ 、 $\beta_2=10$ 。对给定负载扰动与转速突变2种典型工况进行试验研究。

图4为空载工况下,给定电机转速 $10\ \text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$

低转速时的给定转速与实际转速对比曲线。图5为相应的转速跟踪误差曲线。在新型控制算法下,电机实际转速经过约 $0.03\ \text{s}$ 后跟踪给定转速值,跟踪给定指令迅速,除在起动上升时间段有 $6\ \text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$ 的误差外,跟踪误差几乎为零,表明新型控制算法具有优良的低转速跟踪性能。

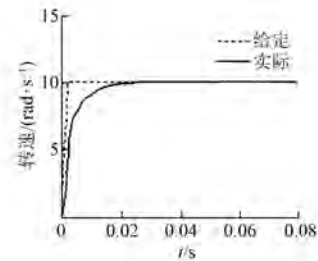


图4 空载工况下的给定转速与实际转速对比曲线

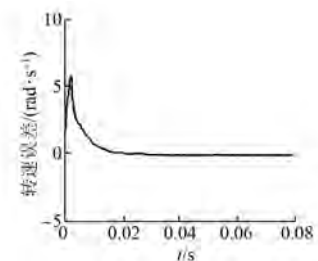


图5 空载工况下的转速跟踪误差曲线

电机运行过程中考虑负载转矩突变,负载突变工况下的给定转速与实际转速对比曲线如图6所示。图7和图8分别为相应地局部放大转速对比曲线和转速跟踪误差曲线。电机平稳运行于 $100\ \text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$,在 $0.25\ \text{s}$ 时刻突加额定负载转矩,在 $0.35\ \text{s}$ 时刻突减额定负载转矩。结合图6~图8可知,当负载转矩扰动发生时电机实际转速波动较小,在 $-0.7\sim0.7\ \text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$,并且转速误差迅速消失,

快速恢复到稳定运行状态,表明新型控制算法优良的抗外部负载扰动鲁棒性能。

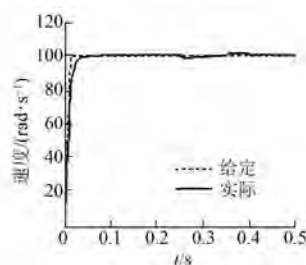


图6 负载突变工况下的给定转速与实际转速对比曲线

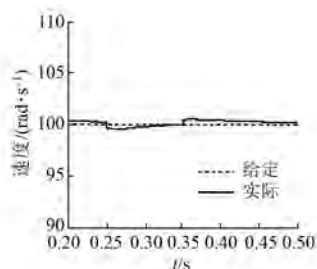


图7 负载突变工况下的给定转速与实际转速局部放大对比曲线

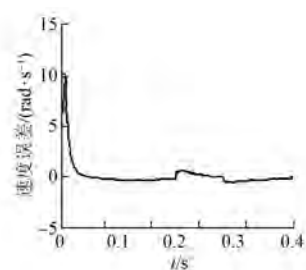


图8 负载突变工况下的转速跟踪误差曲线

电机运行过程中考虑给定转速突变,图9为给定转速突变(振幅不变)工况下的给定转速与实际转速对比曲线,图10为相应的转速跟踪误差曲线。系统给定电机转速值为 $10\sin 10\pi t$ 的正弦波,实际转速值严格跟随给定值,转速跟踪误差控制在 $0.5 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ 之内。图11为定转速突变(振幅变化)工况下的给定转速与实际转速对比曲线,在 0.2 s 时刻之前给定转速输入信号为 $10\sin 20\pi t$, 0.2 s 时刻转速给定突变为 $20\sin 100\pi t$,电机无论在何种情况下均可较好地进行转速跟踪响应,跟踪误差均控制在合理范围之内,对于转速突变有着较为迅速的反应,体现了该控制系统良好的动态响应性能。

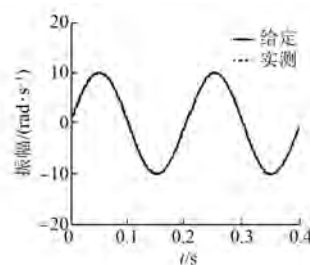


图9 给定转速突变工况下的给定转速与实际转速对比曲线(振幅不变)

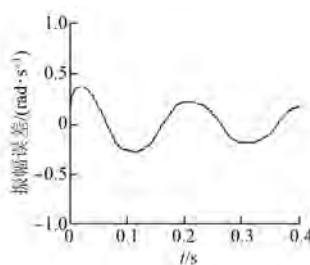


图10 给定转速突变工况下的转速跟踪误差曲线

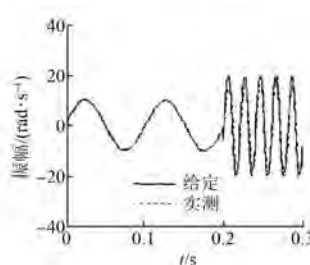


图11 给定转速突变(振幅变化)工况下的给定转速与实际转速对比曲线

5 结 语

针对传统 PMSM 控制系统鲁棒性差的问题,提出了一种基于扩张状态观测器的 PMSM 自抗扰无源控制方法。速度外环采用自适应法和扩张状态观测器得到理想的交轴电流。电流内环融合无源控制与 ADRC 技术,有效增强系统鲁棒性。

以 1 台 750 W PMSM 为试验对象,研究基于新型控制算法下的转速响应波形,考虑给定负载转矩和转速突变两种典型工况对电机运行的影响。试验结果表明,本文提出的基于扩张状态观测器的自抗扰-无源控制方法转速动态响应迅速,转速跟踪性能优良,对外部负载扰动有着较强的鲁棒性,在伺服控制领域有广阔的应用前景。

(下转第 19 页)

- Mechatronika, 2012; 1-5.
- [8] GULBAHCE M O, KOCABAS D A, ATALAY A K. Determination of the effect of conductive disk thickness on braking torque for a low power eddy current brake [C] // 4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, 2013; 1272-1276.
- [9] GULEC M, YOLACAN E, AYDIN M. Design, analysis and real time dynamic torque control of single-rotor—single-stator axial flux eddy current brake [J]. IET Electric Power Applications, 2016, 10 (9): 869-876.
- [10] GULABAHCE M O, KOCABAS D A, ATALAY A K. A study to determine the act of excitation current on braking torque for a low power eddy current brake [C] // 2013 International Electric Machines & Drives Conference, 2013; 1321-1325.
- [11] GULABAHCE M O, KOCABAS D A, NAYMAN F. Investigation of the effect of pole shape on braking torque for a low power eddy current brake by finite elements method [C] // 2013 8th International Conference on Electrical and Electronics Engineering, 2013; 263-267.
- [12] 陈东, 范帅. 基于 Maxwell 的盘式制动器辅助电磁制动装置的有限元分析 [J]. 新技术新工艺, 2013 (9): 32-35.
- [13] 陈东, 范帅. 盘式制动器辅助电磁制动装置的结构优化设计 [J]. 机械设计, 2013, 30(5): 48-52.
- [14] 张端军, 何仁, 顾晓丹. 车用电磁制动器制动力的计算与分析 [J]. 汽车工程, 2013, 35(10): 904-907, 920.
- [15] EDWARDS J D, JAYAWANT B V, DAWSON W R C, et al. Permanent magnet linear eddy-current brake with a non-magnetic reaction plate [J]. IEE Proc-Electr Power Appl, 1999, 146(6): 627-631.
- [16] 何仁, 胡东海, 张端军. 汽车电磁制动技术的研究与进展 [J]. 汽车安全与节能学报, 2013 (3): 202-214.

收稿日期: 2017 -10 -10

(上接第 13 页)

【参考文献】

- [1] 张德民, 徐仕源. 基于自抗扰的自适应控制在永磁同步电机控制中的应用 [J]. 电机与控制应用, 2017, 44(4): 70-73.
- [2] 薛薇, 路雅立. 永磁同步电机调速系统的模糊自抗扰控制 [J]. 电机与控制应用, 2013, 40(8): 57-60.
- [3] 韩京清. 控制理论——模型论还是控制论 [J]. 系统科学与数学, 1989, 9(4): 328-335.
- [4] 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.
- [5] 高志强. 自抗扰控制思想探究 [J]. 控制理论与应用, 2013, 30(12): 1498-1510.
- [6] 刘旭东, 李珂, 孙静, 等. 基于广义预测控制和扩展状态观测器的永磁同步电机控制 [J]. 控制理论与应用, 2015, 32(12): 1613-1619.
- [7] LIU H, LI S. Speed control for PMSM servo system using predictive functional control and extended state observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(2): 1171-1183.
- [8] LI G, XU W, ZHAO J, et al. Precise robust adaptive dynamic surface control of permanent magnet synchronous motor based on extended state observer [J]. IET Science, Measurement & Technology, 2017, 11(5): 590-599.
- [9] CARPIUC S C, LAZAR C. Fast real-time constrained predictive current control in permanent magnet synchronous machine-based automotive traction drives [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2015, 1(4): 326-335.
- [10] LI J, REN H P, ZHONG Y R. Robust speed control of induction motor drives using first-order auto-disturbance rejection controllers [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(1): 712-720.
- [11] YANG M, LANG X, LONG J, et al. A flux immunity robust predictive current control with incremental model and extended state observer for PMSM drive [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(12): 9267-9279.

收稿日期: 2017 -09 -27