

本文全文线上首发由
上海电机系统节能工程技术
研究中心有限公司

支持

黄向慧, 郭闯, 杨方.
基于无传感器控制的内置式永磁同步电
机系统自抗扰控制器适应性研究.
电机与控制应用, 2021, 48(12): 14.



SEARI
上电科

NCMS
上科电机

www.nems.com.cn

掌握电机行业制造核心技术,
辐射智能制造产业发展



科技改变未来
智慧创造价值

· 业务范围 ·



异步电机装配线



永磁电机装配线



悬挂链电机喷漆线

上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司 www.nems.com.cn

地址: 上海市武宁路505号 手机: 18918357509 电话: 021-62574990-436

传真: 021-62163904 邮箱: wangcj@seari.com.cn

基于无传感器控制的内置式永磁同步电机系统 自抗扰控制器适应性研究*

黄向慧, 郭 闯, 杨 方

(西安科技大学 电气与控制工程学院, 陕西 西安 710054)

摘 要: 为了提高无传感器控制的内置式永磁同步电机(IPMSM)暂态过程的响应能力和控制平稳性,引入自抗扰控制(ADRC)技术设计电流环,将交叉耦合项作为未知扰动进行观测,以提高控制精度,减少电流的振荡量与超调量;采用线性扩张观测器(LESO)技术提取位置信息,与滑模观测器相比,系统抖振小,具有更高的控制效率和稳定性。对比基于PI电流环无传感器控制系统的收敛速度及跟踪平滑性的仿真和试验结果表明,采用自抗扰控制技术设计的电流环无传感器控制系统适应性更好,电流谐波小,能够实现平滑跟踪。

关键词: 内置式永磁同步电机(IPMSM); 电流控制器; 自抗扰控制(ADRC); 线性扩张观测器(LESO); 无传感器控制

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)12-0014-07

doi: 10.12177/emca.2021.138

Research on the Adaptability of Active Disturbance Rejection Controller for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor System Based on Sensorless Control*

HUANG Xianghui, GUO Chuang, YANG Fang

(College of Electrical and Control Engineering, Xi'an University of Science and Technology,
Xi'an 710054, China)

Abstract: In order to improve the response ability and control stability of the transient process of the interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) by the sensorless control, the current loop of the system is designed with active disturbance rejection control (ADRC) technology, and the cross-coupling term is observed as an unknown disturbance to improve control accuracy and reduce current oscillations and overshoots. At the same time, linear extended state observer (LESO) technology is used to extract the rotor position information. Compared with the traditional sliding mode observer, the former system has smaller chattering and higher control efficiency and stability. The proposed system is compared with a position sensorless system based on the PI current loop control, and the simulation results of the difference in convergence speed and tracking smoothness are analyzed. It can be concluded that the positionless control system designed with ADRC current loop has better adaptability and the transient state process is more stable, and the current can realize steady and smooth tracking.

Key words: interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM); current controller; active disturbance rejection control (ADRC); linear extended state observer (LESO); sensorless control

收稿日期: 2021-09-17; 收到修改稿日期: 2021-11-17

* 基金项目: 陕西省自然科学基金基础研究计划项目(2019JQ-792)

作者简介: 黄向慧(1967—),女,副教授,硕士生导师,研究方向为检测技术与自动化装置、电机与电器。

郭 闯(1997—),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机驱动控制。

杨 方(1987—),女,博士,讲师,研究方向为电力电子非线性分析。

0 引言

在基于无传感器控制的永磁同步电机(PMSM)系统中,电机参数的不确定性、逆变器的死区时间导致调制技术的非线性、负载转矩变化、外部干扰、输出端电流测量信号的信噪比(SNR)及电流控制器对状态观测的适应性等诸多因素均对转子位置及速度的估计效果造成影响。文献[1]在应用扩展反电动势对转子位置及速度信息提取的基础上,提出了基于递归最小二乘法电机参数在线辨识算法,改善估计精度。文献[2]采用预测电流控制技术,通过修改逆变器输出控制电压的修正项,使控制量稳定跟踪,达到削弱零电流钳位振荡和对电流采样噪声干扰不敏感的控制效果。文献[3]采用线性自抗扰控制(LADRC)设计电流控制器,将反电动势视为扰动,以线性扩张状态观测器(LESO)观测位置信息,构成无位置控制系统,对于电压方程中的非线性耦合项,直接作为已知量进行前馈补偿。文献[4]提取位置信号时,对反电动势积分法进行改进,针对传统积分中存在的直流偏量进行补偿,此方法会引起积分饱和,当参数调节不合适或调速范围大,会引起无位置传感器控制系统发散。文献[5]对两相静止坐标系的PMSM电压方程进行推导,提出了扩展反电动势的定义,转子位置信息采用了滑模观测器提取,其存在系统抖振。文献[6]采用自抗扰控制(ADRC)设计电流控制器,将非线性耦合项视为扰动量,以扩张状态观测器(ESO)进行观测,利用扰动量中包含转速信息,对其进行积分得到位置信息。

为了获得准确的位置信息,以及提高整个电机控制系统的稳定性,本文对内置式永磁同步电机(IPMSM)无位置控制系统的适应性进行研究,采用LESO观测静止两相坐标下的反电动势,并构建锁相环(PLL)获取位置信息,电流控制器用ADRC进行设计,以ESO对非线性耦合项进行观测并补偿,使之不依赖于积分饱和造成电角速度发散,抵消电流环中的扰动,实现电流环的完全解耦控制。另外,通过最大转矩电流比(MTPA)控制策略,对励磁分量和转矩分量进行分配。

1 MTPA 控制策略

对于IPMSM,其 $L_q > L_d$,为了提高电机的功率

密度,可以利用转子磁路不对称所产生的磁阻转矩。当给定输出转矩时,在矢量控制下,两个分量 i_d 和 i_q 有多个不同的组合,不同的组合将影响系统的效率、功率因数、电机端电压以及转矩输出能力,由此形成了不同的电流控制方法,可采用的控制方法主要有: $i_d = 0$ 控制、 $\cos\varphi = 1$ 控制、恒磁链控制、MTPA控制、弱磁控制、最大输出功率控制等。

MTPA是用给定的电流幅值产生最大转矩值,基于这个条件可以得到MTPA特性的数学描述。

PMSM的电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2} p_n [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (1)$$

由式(1)中 T_e 、 i_d 及 i_q 之间的关系,依据拉格朗日极值定理,引入辅助函数:

$$F = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} - \lambda \left[T_e - \frac{3}{2} p_n [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \right] \quad (2)$$

对式(2)求偏导并令其等于0,得到:

$$\begin{cases} \frac{\partial F}{\partial i_d} = \frac{i_d}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}} + \frac{3}{2} \lambda p_n (L_d - L_q) i_q = 0 \\ \frac{\partial F}{\partial i_q} = \frac{i_q}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}} + \frac{3}{2} \lambda p_n [\psi_f + (L_d - L_q) i_d] = 0 \\ \frac{\partial F}{\partial \lambda} = -T_e + \frac{3}{2} p_n [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] = 0 \end{cases} \quad (3)$$

解式(3)二次方程得到 i_d 和 i_q 的关系:

$$i_q = \sqrt{\frac{i_d^2 (L_d - L_q) + \psi_f i_d}{(L_d - L_q)}} \quad (4)$$

为充分利用其磁阻转矩,提高效率,通常会采用 $i_d < 0$ 的控制方式,其 $i_d = 0$ 控制,是MTPA控制的一种特殊情况。

将式(4)代入式(1)可得:

$$T_e = \frac{3}{2} p_n [\psi_f + (L_d + L_q) i_d] \sqrt{\frac{i_d^2 (L_d - L_q) + \psi_f i_d}{(L_d - L_q)}} \quad (5)$$

即式(4)、式(5)为满足MTPA控制时 i_d 、 i_q 电流环给定的选择,根据转速环输出的 T_e ,反解出 i_d 、 i_q ,给定为电流环的输入。通常为了使计算简

便,根据已知参数,通过最小二乘拟合,得到近似的多项式函数。

2 电流控制器的设计

韩京清等提出的 ADRC 通过设计 ESO,在不依赖扰动模型的前提下能够实时观测系统“总扰”并反馈补偿控制率,具有极强的扰动抑制能力。典型结构包括 4 部分:跟踪微分器(TD),ESO,非线性状态误差反馈控制律(NLSEF)和补偿后的控制量^[7]。

PMSM 的定子电流状态方程在 d 、 q 轴的数学模型状态方程为

$$\begin{cases} p i_d = -\frac{R_s}{L_d} i_d + w_e \frac{L_q}{L_d} i_q + \frac{u_d}{L_d} \\ p i_q = -\frac{R_s}{L_q} i_q - w_e \frac{L_d}{L_q} i_d - w_e \psi_f \frac{1}{L_q} + \frac{u_q}{L_q} \end{cases} \quad (6)$$

式中: u_d 、 u_q 为定子绕组 d 轴和 q 轴电压; i_d 、 i_q 为定子绕组 d 、 q 轴的电流; L_d 、 L_q 为定子绕组 d 、 q 轴的电感; ψ_f 为转子磁链; R_s 为定子绕组电阻; w_e 为转子电角速度; $p = d/dt$ 微分算子。

式(6)本质是将静止坐标系中电感量随位置的变化解耦到电角速度与电流之间的耦合,为了提高无位置控制系统的动态响应能力和电流的跟踪平滑,采用 ESO 对非线性耦合性观测并补偿到控制量中。

根据 ADRC 原理,构建新的电流控制器,将电角速度与电流的乘积项归结为系统不确定性部分,并在控制量中补偿。电机电流方程写为

$$\begin{cases} p i_d = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{u_d}{L_d} + w_d \\ p i_q = -\frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{u_q}{L_q} - w_q \end{cases} \quad (7)$$

式中: w_d 、 w_q 为不确定部分观测量,即非线性耦合项。

依据模型式(7), d 、 q 轴电流的 ESO 模型设计为

$$\begin{cases} \varepsilon_d = \hat{i}_d - i_d \\ p \hat{i}_d = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{1}{L_d} u_d + w_d - \beta_{d1} f_{a1}(\varepsilon_d, a_1, \delta) \\ \dot{w}_d = -\beta_{d2} f_{a1}(\varepsilon_d, a_1, \delta) \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} \varepsilon_q = \hat{i}_q - i_q \\ p \hat{i}_q = -\frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{1}{L_q} u_q + w_q - \beta_{q1} f_{a1}(\varepsilon_q, a_1, \delta) \\ \dot{w}_q = -\beta_{q2} f_{a1}(\varepsilon_q, a_1, \delta) \end{cases} \quad (9)$$

式中: \hat{i}_d 、 \hat{i}_q 为估计值; i_d 、 i_q 为电机反馈值; $f_{a1}(\varepsilon, a_1, \delta)$ 为非线性函数; ε 表示误差; a_1 表示反馈曲线的可调参数; δ 表示非线性函数位于零点附近线性区间宽度。通常取 $a_1 = 0.5$ 、 $\delta = 0.1$, β_1 和 β_2 为状态误差反馈增益,影响 ESO 的收敛速度, β_1 越大,系统的阶跃响应越慢,抗负载干扰能力下降,参数 β_2 影响到控制器抗扰动性能,其值越大,抗扰动性能越强,响应速度越快,取值一般比 β_1 高 1~2 个数量级。

d 轴跟踪微分器的模型设计为

$$\begin{cases} e_{d0} = i_d^* - i_{d0} \\ \dot{i}_{d0}(k) = \beta_0 f_{a1}(e_{d0}, a_1, \delta) \end{cases} \quad (10)$$

式中: i_d^* 为 d 轴控制输入信号; i_{d0} 为 i_d^* 的状态量, β_0 为反馈增益。

d 轴的控制量模型设计为

$$\begin{cases} e_{1d} = i_{d0} - \hat{i}_d \\ u_0 = k_1 f_{a1}(e_{1d}, \alpha_1, \delta) \\ u(k) = u_0 - w_d/b \end{cases} \quad (11)$$

式中: k_1 为调节器增益; b 为已知补偿参数,取 $b = 1/L_d$ 。

图 1 为基于 ADRC 电流控制器结构框图。 d 轴 ADRC 电流控制器与 q 轴 ADRC 电流控制器设计相同。

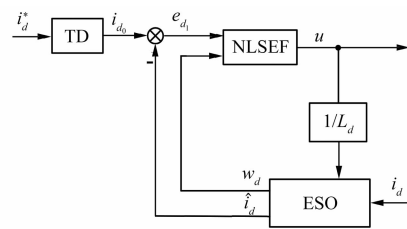


图 1 d 轴 ADRC 电流控制器结构图

3 基于 LESO 的位置信息提取

在控制系统中,线性 LESO 是 LADRC 的组成,用于为控制器提供反馈,与 ADRC 相比减少了参数整定的难度,位置信息提取时,其作为状态观测器相比滑模观测器具有抖振小、收敛速度快等优势。

利用 LESO 的观测特性,提取 α - β 坐标系下的扩展反电动势,通过 PLL 得到估计转子位置信息。

α - β 轴电压方程可变换为^[8]

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & w_e(L_d - L_q) \\ -w_e(L_d - L_q) & R_s + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{bmatrix} \quad (12)$$

式(12)中第二部分定义为扩展反电动势,其不同转速下得到的幅值不一样,将 α - β 系下得到的交流幅值,利用 PLL 估计转速和转子位置,避免采用反正切函数提取产生的饱和现象。

PMSM 在 α - β 坐标系下的位置信号提取 LESO 模型设计为

$$\begin{cases} \varepsilon_{s\alpha} = \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ p\hat{i}_\alpha = -\frac{R_s}{L_d}i_\alpha + \frac{1}{L_d}u_\alpha + w_e\left(\frac{L_q}{L_d} - 1\right)i_\beta - \beta_{\alpha 1}\varepsilon_{s\alpha} \\ \dot{w}_\alpha = -\beta_{\alpha 2}\varepsilon_{s\alpha} \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{cases} \varepsilon_{s\beta} = \hat{i}_\beta - i_\beta \\ p\hat{i}_\beta = -\frac{R_s}{L_d}i_\beta + \frac{1}{L_d}u_\beta + w_e\left(1 - \frac{L_q}{L_d}\right)i_\alpha - \beta_{\beta 1}\varepsilon_{s\beta} \\ \dot{w}_\beta = -\beta_{\beta 2}\varepsilon_{s\beta} \end{cases} \quad (14)$$

式中: β_1, β_2 代表反馈增益, LESO 参数整定相对 ESO 简单,通过基于系统带宽极点配置方法确定的,关系为 $\beta_1 = 2\omega_0, \beta_2 = \omega_0^2; \omega_0$ 是状态观测器的带宽^[9-10]。

图 2 为基于 LESO 的 PLL 速度位置角观测结构框图,当参数调节合适时,位置角收敛,利用 PLL 实现位置信号的跟踪,其中观测器的极点配置根据转速的变化率 a 和转子位置最大观测的误差期望值进行选择。

$$\lambda = \sqrt{a/\hat{\theta}_{emax}^*} \quad (15)$$

式中: a 为转速变化率; $\hat{\theta}_{emax}^*$ 为最大观测误差角。

为了使系统稳定快速收敛,配置 PLL 的两个极点为相等的负实根,因此取 $K_p = 2\lambda, K_i = \lambda^2$ 。

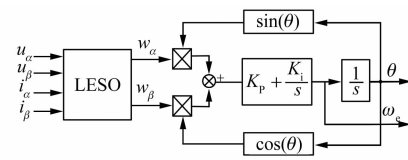


图 2 基于 LESO 的 PLL 速度位置角观测控制结构框图

电机速度环采用 PI 调节器,控制方式采用 MTPA 进行转矩分配,IPMSM 闭环制系统整体结构框图如图 3 所示。

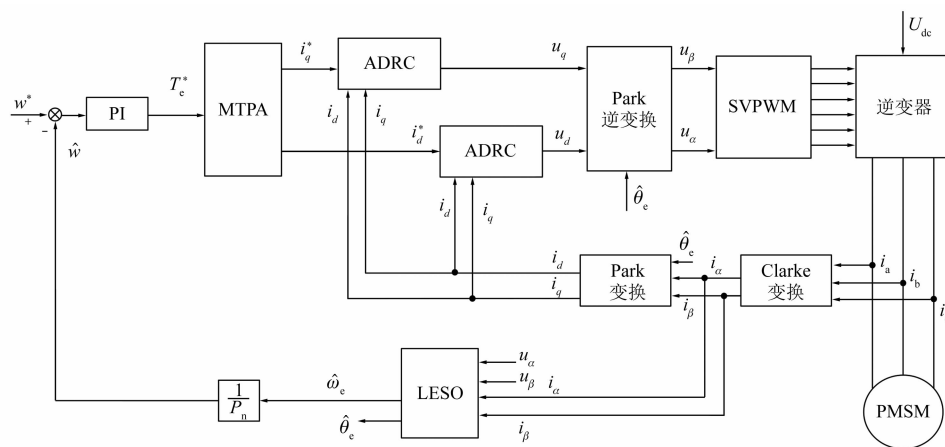


图 3 基于 ADRC 电流控制器的 IPMSM 无位置传感器控制框图

4 仿真结果及分析

为了验证 ADRC 电流控制器的 PMSM 具有更好适应性,仿真将与 PI 电流控制器进行对比。

在 MATLAB/Simulink 中搭建了 2 个 PMSM 双闭环无传感器控制系统,分别在以下方面进行了对比研究。仿真和试验时的电机参数,如表 1 所示。

表 1 PMSM 参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
额定功率 P_n/W	600	相电阻 R/Ω	0.33
额定电流 I_N/A	2.5	L_d/mH	3.799
额定转矩 $T_N(N\cdot m)$	2	L_q/mH	10.263
额定转速 $n/(r\cdot min^{-1})$	3 000	转子磁链 Ψ_f/Wb	0.182 7
极对数 p_n	4	转动惯量 $J/(kg\cdot cm^2)$	0.000 31

4.1 MTPA 曲线拟合

实际控制中,需要知道任意时刻给定 T_e 时的 $i_d、i_q$ 最优取值,观察式(5),其反解过程较困难,需要大量的运算,当控制器运算速度低时,会导致系统的带宽降低,影响无传感器控制系统的收敛过程。本设计采用最小二乘拟合得到多项式函数得到式(16),图4为电磁转矩曲线,横坐标代表转矩 T_e ,纵坐标为代表 $i_d、i_q$ 。

$$\begin{cases} i_q = -0.003 1T_e^2 + 0.935 1T_e - 0.014 2 \\ i_d = 0.000 3T_e^3 - 0.021 5T_e^2 - 0.092 4T_e + 0.111 7 \end{cases} \quad (16)$$

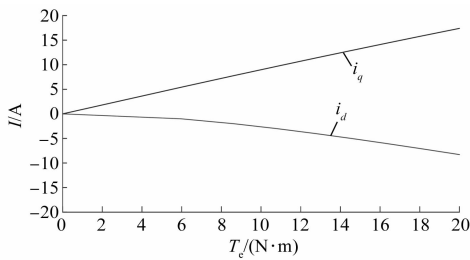


图4 电磁转矩-电流的曲线

4.2 转速波形

设定转速 $n=1 200 r/min$,设定 $0.25 s$ 时突变 $2 N\cdot m$ 的负载,对应的转速波形如图5、图6所示,对比可以观察到,ADRC 电流控制器的 PMSM 无传感器控制系统明显具有稳定的暂态跟踪平滑性,PI 电流控制器的 PMSM 无传感器控制系统暂态收敛较慢,超调较大。

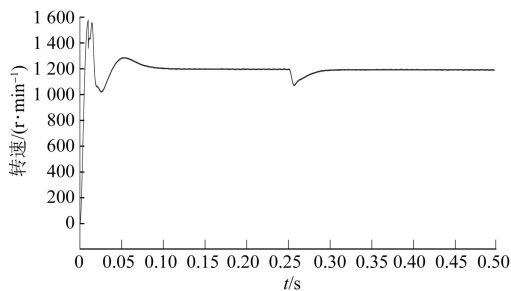


图5 基于PI 电流控制器的无传感器控制系统转速波形

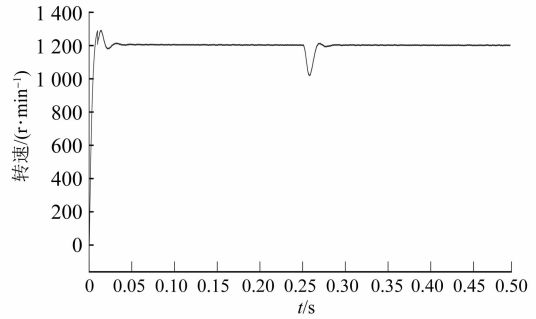


图6 基于ADRC 电流控制器的无传感器控制系统转速波形

4.3 电流波形

图7、图8分别为设定转速 $n=1 200 r/min$,设定 $0.25 s$ 突变 $2 N\cdot m$ 的负载时两个不同电流控制器的波形及频谱分析,对比发现,ADRC 电流控制

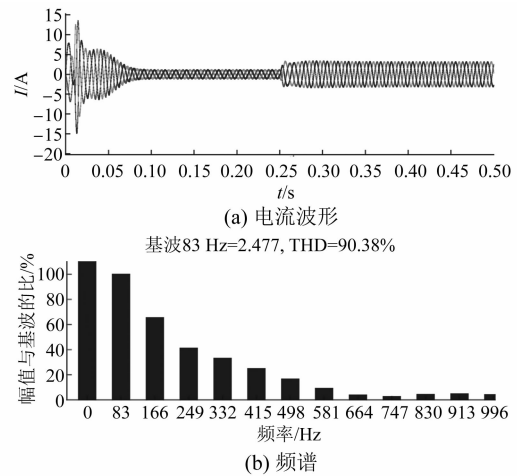


图7 基于PI 电流控制器的无传感器控制系统电流波形及其频谱

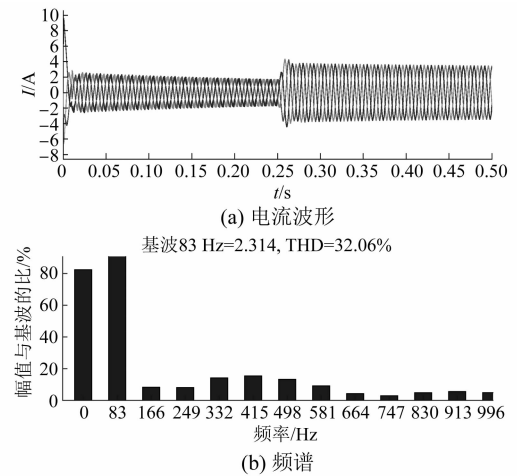


图8 基于ADRC 电流控制器的无传感器控制系统电流波形及频谱

器对无传感器控制系统的适应性优于 PI 电流控制器对无传感器的适应性,前者延迟小,谐波失真小,平稳跟踪性好。

4.4 位置波形

图 9、图 10 分别为基于 ADRC 和 PI 电流控制器无传感器控制系统的转子实际位置与给定位置的跟踪曲线及误差曲线,对比在暂态过程中,ADRC 的适应性明显优于 PI,前者收敛速度快,跟踪平稳。

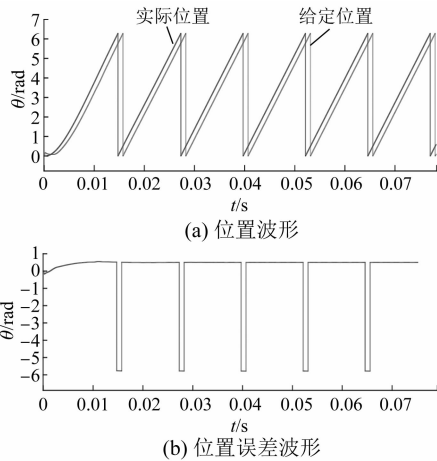


图 9 基于 ADRC 电流控制器的无传感器控制系统的转子位置及误差波形

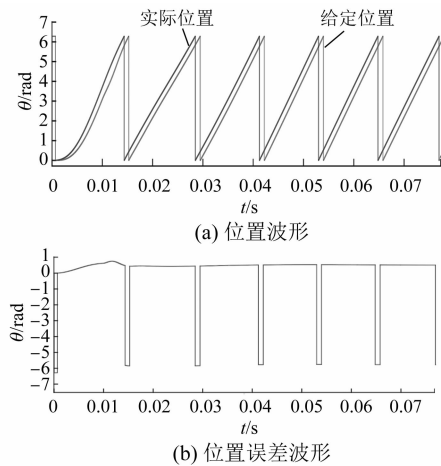


图 10 基于 PI 电流控制器的无传感器控制系统的转子位置及误差波形

5 试验结果分析

试验采用 TM320F28335 为控制核心,通过驱动功率模块,实现 PMSM 的无传感器控制,在此

基础上对比了不同电流控制器的控制效果。试验台如图 11 所示。图 12、图 13 是转速给定为 800 r/min 时,用示波器采集的电流波形,其中基于 ADRC 设计电流控制器谐波相对较小。

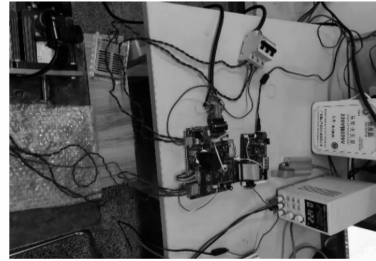


图 11 试验平台

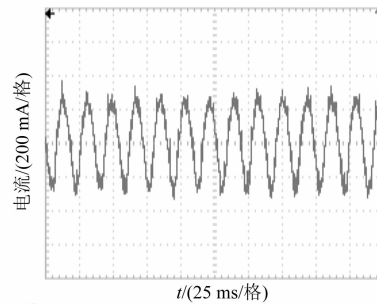


图 12 基于 PI 的电流波形

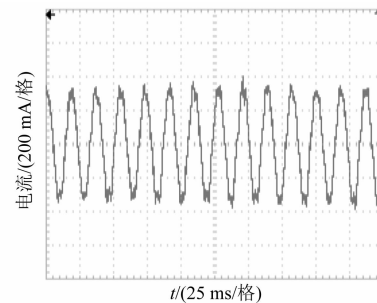


图 13 基于 ADRC 的电流波形

6 结语

本文研究了基于 LESO 无传感器控制的 IPMSM 系统对电流控制器适应性问题,针对 IPMSM 转矩分配问题,以最小二乘拟合得到 MTPA 转矩分配曲线,设计了 ADRC 电流控制器对非线性耦合性进行观测补偿,采用以 LESO 对无位置信息提取,并在此基础上对比传统 PI 电流控制器无传感器控制系统的电流跟踪平滑度、收敛稳定性及位置误差等。仿真和试验结果表明,

ADRC 电流控制的无传感器控制系统能有效估计出转子的位置和速度, 电流的振荡量和超调量较小, 保证了无传感器控制系统的稳定性与精确性, 是一种提高无传感器控制系统暂态收敛速度快及位置估计精度的有效方法。

【参考文献】

- [1] ICHIKAWA S, TOMITA M, DOKI S, et al. Sensorless control of permanent-magnet synchronous motors using online parameter identification based on system identification theory[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(2):363.
- [2] BODE G H, LOH P C, NEWMAN M J, et al. An improved robust predictive current regulation algorithm [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(6): 1720.
- [3] 杜博超, 韩守亮, 张超, 等. 基于自抗扰控制器的内置式永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(3): 105.
- [4] 刘刚, 肖焯然, 孙庆文. 基于改进反电势积分的永磁同步电机位置检测[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(2): 36.
- [5] 黄雷, 赵光宙, 年珩. 基于扩展反电势估算的内插式永磁同步电动机无传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(9): 59.
- [6] 文建平, 曹秉刚. 无速度传感器的内嵌式永磁同步电机自抗扰控制调速系统[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(30): 58.
- [7] 韩京清. 从 PID 技术到“自抗扰控制”技术[J]. 控制工程, 2002(3): 13.
- [8] 诸德宏, 汪瑶, 周振飞. 基于模糊滑模算法的永磁同步电机无位置传感器矢量控制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(8): 29.
- [9] GAO Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]//Proceedings of the 2003 American Control Conference, 2003.
- [10] 王辉航, 赵朝会, 万东灵, 等. 基于非奇异快速终端滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(1): 28.
- [3] 李玉忍, 梁波, 张智慧, 等. 飞机三级式发电机调压系统滑模变结构控制方法研究[J]. 西北工业大学学报, 2013, 31(2): 195.
- [4] 刘勇智, 万宸旭, 李杰, 等. 改进 FOC 的三级式发电机多参数调压策略[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2020, 21(3): 6.
- [5] 彭斌, 王文奎. 基于模糊系数修正 BP 神经网络 PID 的 BLDCM 控制系统仿真研究[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(6): 17.
- [6] 杨蕾, 李胜男, 黄伟, 等. 永磁同步发电机自适应分数阶 PID 控制设计[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(9): 49.
- [7] 李宗帅, 张革文, 刘艳敏, 等. 基于 LQR 的直流电机伺服系统三闭环 PID 控制器设计[J]. 微电机, 2016, 49(5): 58.
- [8] GIRGIS M E, FAHMY R A, BADR R I. Optimal fractional-order PID control for plasma shape, position, and current in Tokamaks [J]. Fusion Engineering and Design, 2020, 150: 111361.
- [9] 吴延凯, 张伟, 王亚刚. 基于 GA-PSO 的印版滚筒温度二自由度 PID 参数整定[J]. 包装工程, 2020, 41(5): 185.
- [10] 张燕, 陈慧丹, 周颖, 等. 基于改进的 GWO-LSSVM 磨矿粒度软测量模型[J]. 计算机仿真, 2020, 37(6): 298.
- [11] MIRJALILI S, SAREMI S, MIRJALILI S M, et al. Multi-objective grey wolf optimizer: a novel algorithm for multi-criterion optimization [J]. Expert Systems with Applications, 2016, 47: 106.

(上接第 6 页)