

# 基于自抗扰技术的 PMSM 无位置传感器优化控制

廖自力, 赵其进, 刘春光

(陆军装甲兵学院 控制工程系, 北京 100072)

**摘要:** 在使用优化的自抗扰控制(ADRC)代替传统比例积分(PI)控制的基础上,分别建立基于模型参考自适应法和脉振高频注入法的位置辨识系统,以满足永磁同步电机(PMSM)不同速度范围内的辨识精度需求。所设计的自抗扰控制器中,保留非线性微分跟踪器(TD)的同时以线性误差控制律代替非线性状态反馈控制律(NLSEF),使模型得以简化。仿真结果表明:简化后的ADRC能在两种无位置传感器控制方法中取得较好的控制效果,和PI控制相比,系统抗扰动性更强,电机位置和速度辨识效果也更优。

**关键词:** 自抗扰控制; 无位置传感器; 优化算法; MRAS; 脉振高频注入

中图分类号: TM351; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2018)07-0044-04

DOI:10.15934/j.cnki.micromotors.2018.07.010

## Sensorless Optimal Control for PMSM Based on Active Disturbance Rejection Control

LIAO Zili, ZHAO Qijin, LIU Chunguang

(Department of Arms and Control Engineering, Academy of Army Armored Force, Beijing 100072, China)

**Abstract:** On the basis of using improved Active Disturbance Rejection Control(ADRC) to replace the traditional PI regulation, The position identification system based on model reference adaptive system(MRAS) and pulsating high-frequency injection method has been established. The control system can meet the needs of identification accuracy in different speed range for Permanent Magnet Synchronous Motor(PMSM). In the active disturbance rejection controller(ADRC), reservation Tracking Differentiator(TD) and the linear error control law was used to instead of the Nonlinear State Error Feedback(NLSEF) control law which simplifies the model. The simulation results show that the improved ADRC can achieve better control effect in the two sensorless control systems. Compared with PI control, the system has better performance in robustness, motor position and speed identification.

**Key words:** active disturbance rejection control; optimization algorithm; position sensorless; model reference adaptive method; pulsating high-frequency injection method

## 0 引言

永磁同步电机(PMSM)具有体积小、高功率密度、高可靠性等突出优点,被广泛应用于工业生产、精密仪器、机车传动等诸多领域<sup>[1]</sup>,精确、稳定、可靠的控制对系统性能至关重要。传统的线性PID调节有着不可避免的缺点<sup>[2]</sup>,如动态品质受调节参数变化及扰动影响非常明显,“调节速度”和“超调量”之间有着不可协调的矛盾等。为解决这些问题,一些采用复杂控制算法的非线性控制器

逐渐被应用,如模糊PID控制<sup>[3]</sup>、神经网络等智能控制<sup>[4]</sup>、自抗扰控制等<sup>[5]</sup>。

自抗扰控制不依赖于被控对象数学模型,能够对系统扰动进行估计和补偿,提高控制系统的适应性和鲁棒性。然而,常规的自抗扰控制器中需要设置的参数很多,不便于实际整定,一些学者提出了简化的一阶系统模型来减少待整定参数,还有一些学者采用模糊规则等智能算法<sup>[6]</sup>对参数进行自整定,这实际也在另一方面增加了系统复杂程度。

无位置传感器控制方法的运用能够减小电机体

收稿日期: 2017-11-14

基金项目: 国家自然科学基金(51507190)

作者简介: 廖自力(1974),男,博士,副教授,研究方向为车辆电传动技术。

赵其进(1994),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机控制技术。

积、减少生产成本并提高控制系统的可靠性, 目前主要运用于 PMSM 的位置辨识方法有两大类<sup>[7]</sup>: 基于定子基波反电动势的方法和基于电机凸极性的方法。第一类方法主要适用于电机中、高转速运行时的位置辨识, 包括滑模观测器法<sup>[8]</sup>、模型参考自适应法等<sup>[9]</sup>; 基于凸极效应的方法在零、低速阶段有较好的辨识效果, 包括高频注入法<sup>[10]</sup>、电感检测法<sup>[11]</sup>等。文献[12]中将两类方法进行有效结合, 设计出全速度范围内电机位置辨识算法, 保证了电机可靠运行。文献[13]中利用 ADRC 中的扩张观测器(ESO)实现对转子位置的辨识, 但观测器交流扰动存在相位滞后, 需要进行扰动转换以补偿相位。

基于此, 本文从提高 PMSM 转速控制精度和可靠性出发, 设计了一种简化的速度环自抗扰控制器, 并将其运用到无位置传感器控制系统中, 与传统 PI 控制相比, 效果更好。

## 1 基于简化 ADRC 的控制器设计

### 1.1 ADRC 用于内置式 PMSM 原理

忽略磁滞损耗和永磁体阻尼作用, PMSM 在 dq 旋转坐标系下的状态方程为

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d}u_d - \frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{\omega}{L_d}\psi_q \quad (1)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q}u_q - \frac{R_s}{L_q}i_q - \frac{\omega}{L_q}\psi_d \quad (2)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P_n}{J}T_e - \frac{P_n}{J}T_L - B\omega \quad (3)$$

电磁转矩方程为

$$T_e = 1.5p_n [\psi_f \cdot i_q + [L_d - L_q]i_d i_q] \quad (4)$$

式中,  $u_d$ 、 $u_q$  分别为定子  $d$ 、 $q$  轴电压;  $i_d$ 、 $i_q$  分别为定子  $d$ 、 $q$  轴电流;  $R_s$  为定子电阻;  $L_d$ 、 $L_q$  分别为定子  $d$ 、 $q$  轴电感;  $\omega$  为转子电角速度;  $\psi_f$  为永磁体磁链;  $\psi_d$ 、 $\psi_q$  分别为定子  $d$ 、 $q$  轴磁链;  $T_e$  为电机电磁转矩;  $p_n$  为极对数;  $J$  为电机转动惯量;  $T_L$  为负载转矩;  $B$  为摩擦系数;  $d$  为微分算子。

ADRC 分 3 个组成部分: 非线性微分跟踪器 (Tracking Differentiator, TD)、扩张观测器 (Extended State Observer, ESO)、非线性误差反馈控制律 (Nonlinear State Error Feedback Control Law, NLSEF)。TD 作用是为给定信号设置过渡过程并提取信号的微分值; ESO 是自抗扰技术中关键核心, 它不仅观测出状态变量及其各阶导数估计值, 还能对系统扰动进行估计并加以补偿; NLSEF 将 TD 和 ESO 输出进行非线性组合, 结合扰动补偿一

起构成系统的控制量<sup>[2]</sup>。一阶 ADRC 系统可表示为:

TD:

$$\begin{cases} e_0 = v^* - v_1 \\ v_1 = -r_0 f_{al}(e_0, \alpha_0, \delta_0) \end{cases} \quad (5)$$

ESO:

$$\begin{cases} e = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 f_{al}(e_1, \alpha_1, \delta_1) + b_0 u(t) \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 f_{al}(e_1, \alpha_1, \delta_1) \end{cases} \quad (6)$$

NLSEF:

$$\begin{cases} e_1 = v_1 - z_1 \\ u_0(t) = k f_{al}(e_2, \alpha_2, \delta_2) \\ u = u_0(t) - z_2 / b_0 \end{cases} \quad (7)$$

式中,  $e_0$ 、 $e$ 、 $e_1$  为误差信号;  $v^*$  为 TD 输入信号;  $v_1$  为  $v$  的跟踪信号;  $r_0$  为速度因子;  $y$  为被控对象的输出信号;  $z_1$  为  $y$  的跟踪信号;  $z_2$  为扰动观测值;  $\alpha_0$ 、 $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$  为跟踪因子;  $\delta_1$ 、 $\delta_2$ 、 $\delta_3$  为滤波因子;  $\beta_1$ 、 $\beta_2$  为 ESO 输出误差校正增益;  $b_0$  为补偿因子;  $k$  为调节器增益;  $f_{al}$  为最优控制函数, 其表达式为

$$f_{al}(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^\alpha \operatorname{sgn}(e), & |e| > \delta \\ \frac{e}{\delta^{1-\alpha}}, & |e| < \delta \end{cases} \quad (8)$$

式中,  $\operatorname{sgn}$  为符号函数。

分析 ADRC 结构可知, 其中需要整定的参数有速度因子、跟踪因子、滤波因子、误差校正增益等十余个, 给参数调整带来困难, 不便于在实际工程中应用。

### 1.2 速度调节器简化设计

为了对电机给定转速进行精确跟踪控制, 本文针对转速闭环控制, 设计简化的一阶 ADRC 控制器, 取代传统的 PI 调节器。根据式(3)、式(4), 重写电机速度输出状态方程为

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p_n^2 \psi_f}{J} i_q + \frac{p_n^2}{J} (L_d - L_q) i_d i_q - \frac{p_n}{J} T_L - \frac{B\omega}{J} \quad (9)$$

$\frac{p_n^2}{J} (L_d - L_q) i_d i_q - \frac{p_n}{J} T_L - \frac{B\omega}{J}$  作为系统的扰动项,

令其为  $f(t)$ 。

首先设计扩张观测器, 将电流  $i_q$  作为控制量  $u$ , 设计 ESO 模型为

$$\begin{cases} e = \omega - \hat{\omega} \\ \dot{\omega} = f(t) - \beta_\omega f_{al}(e, \alpha, \delta) + b_0 i_q^* \\ \dot{f}(t) = -\beta_\omega f_{al}(e, \alpha, \delta) \end{cases} \quad (10)$$

式中,  $\omega$  为反馈转速估计信号;  $\hat{\omega}$  为速度反馈信号;

$f(t)$  为观测得到的扰动信号; 信号  $b_0 = 1.5 \frac{p_n^2 \psi_f}{J}$  为模

型参数项, 是已知部分;  $\hat{\omega}$  为速度跟踪信号;  $i_q^*$  为最终输出的参考控制信号, 由 NLSEF 得到。

在一阶 ADRC 系统中, 非线性误差反馈中 fal 函数的特性曲线是不光滑的, 这容易导致系统电流和转速的脉动<sup>[6]</sup>, 为了保证控制质量的情况下简化系统结构, 考虑用线性比例增益代替 NLSEF, 这就省掉了一个非线性环节, 线性反馈控制律为

$$\begin{cases} e_1 = \omega_1^* - \omega \\ i_{q0}^* = K e_1 \\ i_q^* = i_{q0}^* - \dot{f}(t) / b_0 \end{cases} \quad (11)$$

式中,  $\omega_1^*$  为 TD 输出的转速跟踪信号;  $i_{q0}^*$  为线性反馈环节输出;  $K$  为误差增益系数。

在文献[14]中, 考虑到一阶 ADRC 控制器中 ESO 不输出控制对象的微分信号, 所以去掉了 TD 控制器。但 TD 有一个比较重要的作用是实现系统过渡过程, 解决 PI 调节中的超调震荡问题, 有利于系统精度和稳定运行, 综合考虑, 这里保留 TD, 其方程为

$$\begin{cases} e_0 = \omega_1^* - \omega^* \\ \dot{\omega}^* = -r \text{fal}(e_0, \alpha_0, \delta_0) \end{cases} \quad (12)$$

式中,  $\omega^*$  为系统给定转速信号。

至此, 简化的一阶 ADRC 设计完成, 其原理框图如图 1 所示。

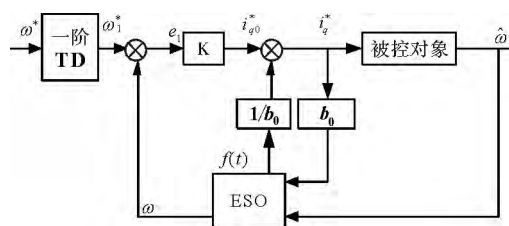


图1 简化的一阶 ADRC 原理图

## 2 无位置传感器算法

### 2.1 基于 MRAS 的 PMSM 位置辨识

基于 MRAS 的位置辨识思想是将 PMSM 本体模型作为期望模型, 将含有位置信息电流状态方程的模型作为可调模型, 利用两个模型之间的输出量之差, 构建合适的自适应律, 对电机位置进行估计<sup>[15]</sup>。它主要应用在电机中、高转速阶段且能得到比较好的估计效果。

以波波夫超稳定性结合正性动态系统理论为基础设计位置辨识自适应律, 最终可以得到位置辨识为

$$\hat{\omega} = (K_p + \frac{K_i}{p})$$

$$\left[ \frac{L_q}{L_d} \hat{i}_d \hat{i}_q - \frac{L_d}{L_q} \hat{i}_q \hat{i}_d - \frac{\psi_f}{L_q} (\hat{i}_q - \hat{i}_d) + \hat{i}_d \hat{i}_q \left( \frac{L_d}{L_q} - \frac{L_q}{L_d} \right) \right] + \hat{\omega}(0) \quad (13)$$

式中,  $\hat{\omega}$  为转速估计值, 对其积分可以得到转子估计位置;  $K_p$  为比例增益系数;  $K_i$  为积分增益系数;  $p$  为微分算子;  $\hat{i}_d$ 、 $\hat{i}_q$  为可调模型中得到的 dq 轴电流值;  $\hat{\omega}(0)$  为转速初始值。

由此得到的电机转速和转子位置可以分别用于转速闭环和坐标变换的控制, 代替位置传感器完成系统控制。

### 2.2 基于脉振高频注入法的 PMSM 位置辨识

脉振高频注入法的思想是利用内置式 PMSM 的凸极效应, 将一个单相高频正弦波激励注入定子 d 轴电压中, 则 q 轴电流中将相应出现高频信号, 对高频电流信号进行适当处理后, 输入到位置观测器进行位置辨识, 最终获得转子位置<sup>[17]</sup>。不同于基于反电动势的估计方法, 其不依赖于电机数学模型, 因此在零速和低速阶段也能获得比较好的位置辨识效果, 辨识精度高。但由于需要用到脉冲注入、多个滤波器进行信号处理, 还需要设计位置观测器, 工程实现相对复杂。

文献[18]中详细介绍了脉振高频注入法用于转子位置辨识的算法设计, 最终得到获得位置信号的流程图如图 2 所示。

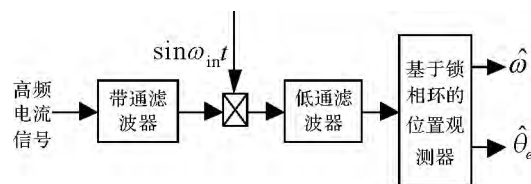


图2 高频注入法信号处理流程图

在实际应用中, 基于 MRAS 的位置估计算法和脉振高频注入法都可以应用于 PMSM 系统的转速辨识当中, 通过设置合适的切换过程, 可以实现全速度范围内电机无位置传感器运行, 进一步提高系统经济性与可靠性。文献[11]中给出了全速度范围算法的设计过程。

本文研究的是用自抗扰控制器代替速度 PI 调节运用到电机无位置传感器控制系统中, 分别将两种位置估计算法与自抗扰控制结合, 并和 PI 控制器下的仿真结果作对比, 验证 ADRC 控制器能够提高系统的控制精度。

### 3 仿真与分析

#### 3.1 模型建立

采用  $i_d=0$  控制模式, 基于 ADRC 的 PMSM 无位置传感器系统整体框图如图 3 所示。

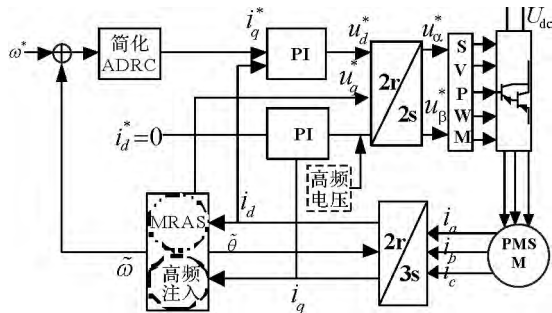


图3 控制系统整体框图

根据仿真框图在 Matlab/Simulink 搭建仿真模型, 其中 ADRC 模块应用于转速闭环控制, 其通过 S 函数编程实现; 电流闭环控制仍采用 PI 调节器; 电机选用 Simulink 库中自带的内置式 PMSM 模型, 相关参数设置如表 1 所示。

表1 永磁同步电机主要参数

参 数	参数值
定子直轴电感 $L_d$ /mH	4.8
定子交轴电感 $L_q$ /mH	13.4
定子绕组电阻 $R$ /mΩ	4.51
极对数 $p_n$	2
永磁体磁链 $\Psi_f$ /Wb	0.1073
转动惯量 $J$ /(kg·m <sup>2</sup> )	0.0002
摩擦因数 $B$	0

#### 3.2 结果分析

在高频注入法控制方式下, 进行转矩和转速突变仿真。首先设定转速 1000 r/min 不变, 开始时空载, 0.2 后突加额定负载 1 Nm, 分别给出整个过程中电机在 ADRC 控制器和 PI 控制器下的转速估计波形、转速误差波形、位置估计波形并与电机实际转速和位置波形进行比较, 仿真波形如图 4~图 7。

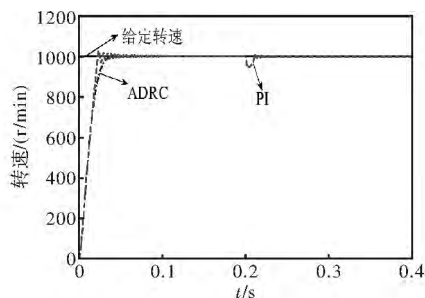


图4 高频注入法下负载突变时实际转速波形对比

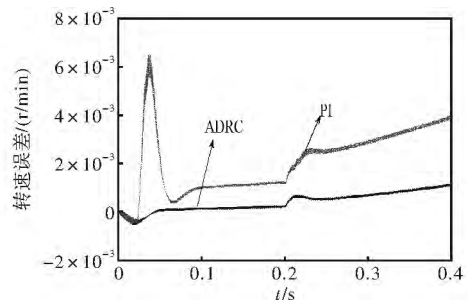


图5 速度估计误差对比图

由图4可以看出, 两种控制器下, 无位置传感器均能实现良好的转速跟随。采用优化的 ADRC 控制器转速上升阶段达到稳定用时更少, 且其转速跟随性比较好, 基本不存在转速超调, 而 PI 控制最大超调量达到 40 r/min。负载突变时, PI 调节器转速震荡达到 50 r/min, ADRC 能使速度保持恒定表现出较强的抗干扰能力。图 5 表明, 采用 ADRC 转速估计值与实际转速的误差更小。

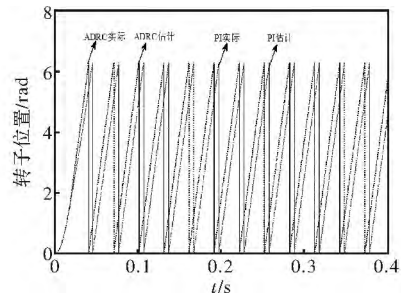


图6 两种控制方式下的估计位置

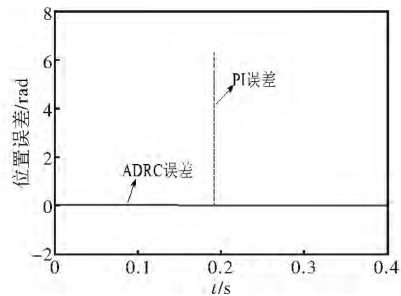


图7 两种控制方式下的位置估计误差

图 6 和图 7 为两种控制器下转子位置辨识波形, 可以观察到两种方式下都取得了较好的辨识效果, 图 7 中显示出 ADRC 控制方式下位置误差始终保持在 0, 精度更高。

由图 8 可以看出, 在转速突变过程中, ADRC 控制器在超调量方面优于 PI 控制器。

对基于 MRAS 的无位置传感器控制系统进行仿真, 扰动设置同于脉振高频注入系统, 这里给出转速突变时的仿真波形对比图, 如图 9 所示。结合放大波形图, 很容易得到, 运用 ADRC 控制器的无位置传感器控制系统无论在控制快速性还是稳态精度上都优于

(下转第 53 页)

调, 稳态位置控制精度优于  $0.2^\circ$ , 其中快速调节过程中反馈位置滞后仅 70 ms, 满足系统控制要求。

## 4 结 语

基于高可靠位置调节需求开展的电机选用及控制器设计合理、控制算法正确有效, 实现了角度精确控制, 在此基础上, 根据被控系统的性能要求, 可进一步开展详细设计, 完善冗余及故障和诊断方案, 提高电机及控制系统的可靠性。

## 参考文献

[1] 孙宇. 交流伺服系统设计指南[M]. 北京: 机械工业出版社,

2013: 97-100.

- [2] Krishnan, 柴凤, 译. 永磁无刷电机及其驱动技术(美)[M]. 北京: 机械工业出版社, 2012: 2, 463-464.
- [3] Stephen J. Chapman. 电机学[M]. 5 版. 北京: 电子工业出版社, 2013: 2-5, 186.
- [4] 王军锋. 伺服电机选型的原则和注意事项[J]. 装备制造技术, 2009(11): 76-77.
- [5] 刘革菊, 董立新. 交流永磁同步无刷伺服电机的造型[J]. 机械管理开发, 2016(3).
- [6] 陈飞. 交流伺服系统的冗余控制研究[J]. 机械制造与自动化, 2014(5): 164-166.
- [7] 赵荣. 基于 STM32 的交流伺服系统冗余控制研究[J]. 微电机, 2017(2): 51-53.

(上接第 47 页)

PI 控制器, 验证了所设计控制器的有效性。

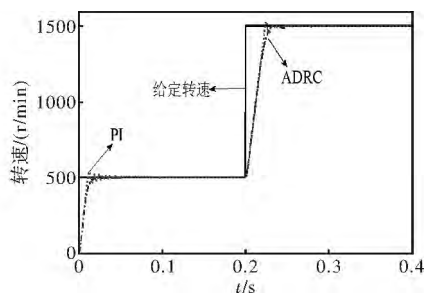


图 8 高频注入法下转速突变时实际转速波形对比

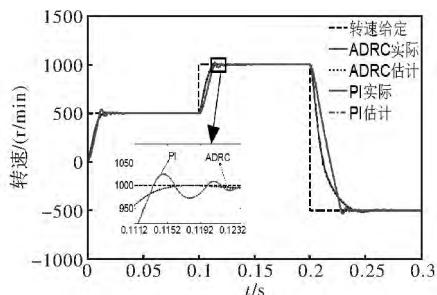


图 9 MRAS 法下转速突变时转速波形对比

## 4 结 语

本文将 ADRC 控制技术应用于永磁同步电机无位置传感器控制系统中, 设计了简化的改进一阶 ADRC 结构, 并分别将其运用到基于 MRAS 和脉振高频注入算法的位置辨识系统中。通过与 PI 控制器下的仿真结果对比, 验证了 ADRC 控制器无论是在转速控制还是位置辨识效果上都优于 PI 控制器, 抗干扰能力也更强。所设计的 ADRC 控制器结合一系列无位置传感器辨识算法, 能进一步满足各种需求, 提高系统的可靠性, 且其结构相对简单, 需调整的参数不多, 更适用于在工程中实际运用。

## 参考文献

[1] 王鑫, 李伟力, 程树康. 永磁同步电动机发展展望[J]. 微电机,

2007, 40(5): 69-72.

- [2] 韩京清. 自抗扰控制技术: 估计补偿不确定因素的控制技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008.
- [3] 胡晓磊, 喻俊志. 一种新型模糊 PID 控制器在伺服系统的应用[J]. 电力电子技术, 2009, 43(11): 35-37.
- [4] 刘松松. 基于 BP 神经网络算法的 PMSM 控制的研究[D]. 沈阳: 沈阳理工大学, 2015.
- [5] 崔国祥, 张淼, 陈思哲. 基于自抗扰控制的 PMSM 转速调节系统[J]. 微特电机, 2012, 40(2): 51-54.
- [6] 韩晔, 厉虹. 基于改进自抗扰控制的永磁同步电机无传感器系统研究[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(2): 33-40.
- [7] 刘计龙, 肖飞, 沈洋, 等. 永磁同步电机无位置传感器控制技术综述[J]. 电工技术学报, 2017, 32(16): 76-88.
- [8] 尚喆, 赵荣祥, 窦汝振. 基于自适应滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(3): 23-27.
- [9] 张兴华. 永磁同步电机的模型参考自适应反步控制[J]. 控制与决策, 2008, 23(3): 341-345.
- [10] 董亚娟, 景占荣, 景志林, 等. 基于高频电压信号注入凸极 PMSM 无传感器控制[J]. 电力电子技术, 2006, 40(5): 27-28.
- [11] 吕鲁莹. 基于绕组电感的无刷直流电机转子位置检测方法研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2008.
- [12] 王浩洋. 基于复合转速估计的永磁同步电机容错控制策略[D]. 成都: 电子科技大学, 2014.
- [13] 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): 105-112.
- [14] 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): 58-62.
- [15] 袁登科, 徐延东, 李秀涛. 永磁同步电动机变频调速系统及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2015.
- [16] 付莉, 高仕斌, 任晓刚, 等. 基于 MRAS 的 PMSM 无传感器矢量控制研究[J]. 电气传动, 2015, 45(10): 17-21.
- [17] 袁雷, 胡冰新, 魏克银, 等. 现代永磁同步电机控制原理及 MATLAB 仿真[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2016.
- [18] 徐艳平, 王海垠, 钟彦儒. 基于脉振高频信号注入法的 PMSM 无传感器控制[J]. 电气传动, 2009, 39(1): 11-14.