

基于改进型 ESO 的表贴式永磁同步电机 无位置传感器控制

孙佃升^{1,2,3}

- (1. 滨州学院 电气工程学院, 山东 滨州 256600;
2. 滨州学院 航空特种电机及其控制研究中心, 山东 滨州 256600;
3. 滨州市电气传动重点实验室, 山东 滨州 256600)

摘要:针对表贴式永磁同步电机的中、高速段无位置传感器控制,提出了在两相静止坐标系下构建以电流为主变量的扩张状态观测器进行转子位移角估计及构建以转子位移角为主变量的改进型扩张状态观测器进行转速估计的方法。该方法得到的转子位移角和转速估计值不受电机电阻参数变化的影响,且实现简便,可与采用PI控制的转速、电流双闭环矢量控制系统结合。仿真及试验结果表明,该方法估计的转子位移角和转速的精度较高,具有较高的实用价值。

关键词:扩张状态观测器;表贴式;永磁同步电机;无位置传感器控制

中图分类号: TM351 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd20505

Sensorless Control of Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Improved Extended State Observer

SUN Diansheng^{1,2,3}

- (1. College of Electrical Engineering, Binzhou University, Binzhou 256600, Shandong, China;
2. Research Center of Aviation Special Motor and Its Control System, Binzhou University,
Binzhou 256600, Shandong, China; 3. Binzhou Key Laboratory of
Electric Drive, Binzhou 256600, Shandong, China)

Abstract: For sensorless control of surface mounted permanent magnet synchronous motor running in middle and high speed section, a method using extended state observer to estimate the rotor position angle and speed was proposed. In this method, an extended state observer with current as the main variable was constructed in two phase stationary coordinate system to estimate the rotor position angle, and an improved extended state observer with rotor position angle as the main variable was also constructed to estimate the speed. The rotor position angle and speed estimated by this method are not affected by the variation of motor resistance parameters. This method is easy to implement and can be combined with PI control speed and current double closed-loop vector control system. The simulation results show that the method has high accuracy in estimating rotor position angle and speed, and has high practical value.

Key words: extended state observer(ESO); surface mounted; permanent magnet synchronous motor(PMSM); sensorless control

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)的高性能控制算法中普遍需要实时检测转子的位置和转速,而采用传统的机械或

者光电式传感器不仅增加了成本,还增加了故障发生的概率,降低了系统运行的可靠性。因此,不依赖转子位置传感器,而通过检测电机电流、

基金项目:国家自然科学基金(61703050);滨州学院博士基金启动项目(2019Y16);滨州学院科研基金(BZXYG1808)

作者简介:孙佃升(1980—),男,博士,副教授,Email:sds10001@163.com

电压等物理量在线实时估计转子位置和转速的无位置传感器控制成为研究的热点^[1-3]。

当前研究较多的无位置传感器控制方法大致包括滑模观测器法^[4-6]、模型参考自适应法^[7]、高频信号注入法^[8-9]等。高频信号注入法在电机低速时具有较高的精度,但需电机转子具有凸极特性,且该方法不适用于电机高速运行段。滑模观测器法具有较高的鲁棒性,对电机参数不敏感,但其控制中带来的高频抖振使得观测到的信号需要滤波,而滤波带来信号的相位滞后和幅值衰减不仅增加了后续处理的难度,还降低了转速和转子位移角的估计精度。模型参考自适应算法对电机参数的依赖性高,且算法复杂。对于表贴式永磁同步电机,可利用电感饱和效应构造“饱和性凸极”^[10-11]的办法使电机产生凸极性,然后可采用高频注入法实现零速启动和低速运行。

针对表贴式永磁同步电机的中、高速段无位置传感器控制,本文提出采用基于改进型扩张状态观测器(extended state observer, ESO)的转子位移角和转速估计方法:在两相静止坐标系下通过构建以电流为主变量的扩张状态观测器来估计转子位移角,继而通过构建以转子位移角为主变量的扩张状态观测器来估计转速。

1 自抗扰系统及改进型扩张状态观测器

自抗扰控制技术^[12-18](active disturbance rejection control, ADRC)自被提出以来,其应用范围不断扩展,日益受到重视。扩张状态观测器是自抗扰控制系统的重要部件,可观测控制系统中难以测量的、未知的变量。

对于含有未知函数的二阶系统:

$$x^{(2)} = f_0(x, x^{(1)}, t) + f_1[x, x^{(1)}, w(t)] + bu \quad (1)$$

式中: $x, x^{(1)}, x^{(2)}$ 分别为系统的变量及其一阶、二阶导数; f_0, f_1 分别为已知和未知函数; $w(t)$ 为未知扰动; u 为输入变量; b 为已知常数。

可构建如图1所示的ADRC控制系统^[12, 18]。

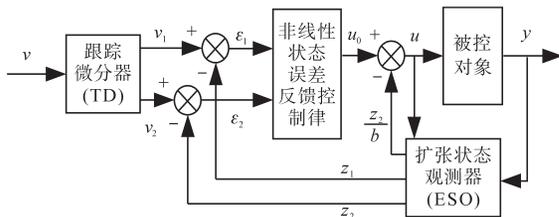


图1 自抗扰控制系统结构

Fig.1 Structure of ADRC

图1中,跟踪微分器(tracking differentiator, TD)用于得到给定信号 v 的快速跟踪信号及其导数;非线性状态误差反馈控制律(nonlinear states error feed-back, NLSEF)用于根据给定跟踪信号 v_1 和反馈信号 z_1 的差值以及给定跟踪信号的导数 v_2 和反馈信号 z_2 的差值,计算补偿前的控制量 u_0 ;扩张状态观测器(ESO)用来对系统中的有关变量和未知量进行观测,同时给出控制量 u 的补偿值,以抑制系统内部和外部的扰动。

采用文献[19]中提出的改进型ESO,其表达式如下^[19]:

$$\begin{cases} \varepsilon = z_1 - y \\ dz_1/dt = z_2 - \beta_{01} \cdot \varepsilon + bu(t) \\ dz_2/dt = -\beta_{02} \cdot fal[(\dot{\varepsilon} + \beta_{01} \cdot \varepsilon), \alpha, \delta] \end{cases} \quad (2)$$

式中: z_1 为 y 的跟踪信号; β_{01}, β_{02} 为参数; α, δ 为预设参数。

其中,函数 $fal(\varepsilon, \alpha, \delta)$ 如下式:

$$fal(\varepsilon, \alpha, \delta) = \begin{cases} |\varepsilon|^\alpha \cdot \text{sign}(\varepsilon) & |\varepsilon| > \delta \\ \frac{\varepsilon}{\delta^{1-\alpha}} & |\varepsilon| \leq \delta \end{cases} \quad (3)$$

ESO除用在自抗扰系统中,也可单独使用,用于估计系统中的有关变量。

2 基于改进型扩张状态观测器的转子位移角的估计

表贴式PMSM在两相静止坐标系(α - β 系)下的电压方程为^[20]

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L} i_\alpha + \frac{u_\alpha}{L} - \frac{e_\alpha}{L} \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L} i_\beta + \frac{u_\beta}{L} - \frac{e_\beta}{L} \end{cases} \quad (4)$$

式中: i_α, i_β 为定子电流; u_α, u_β 为定子电压; R_s 为定子电阻; L 为定子绕组等效电感; e_α, e_β 为反电动势。

反电动势的表达式如下^[20]:

$$\begin{cases} e_\alpha = -\Psi_f \omega \sin\theta \\ e_\beta = \Psi_f \omega \cos\theta \end{cases} \quad (5)$$

式中: ω 为转子电角速度; Ψ_f 为转子永磁体磁链; θ 为转子位移角。

只要观测出反电动势 e_α, e_β ,就可计算出转子位移角的估计值:

$$\hat{\theta} = -\arctan(\hat{e}_\alpha/\hat{e}_\beta) + \Delta\theta \quad (6)$$

根据式(4)可构造两相静止坐标系下以电流 i_α, i_β 为主变量的改进型扩张状态观测器,其构造

过程为:1)计算出主变量的估计值和实际值之间的偏差 ε ;2)根据 ε 调节主变量估计值的导数;3)在计算主变量估计值导数时,引入总扰动项 Q ;4)根据偏差的非线性函数 $fal(\varepsilon, \alpha, \delta)$ 确定总扰动的导数。

构造的两相静止坐标系下以电流为主变量的改进型扩张状态观测器如下式所示:

$$\begin{cases} \varepsilon_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L}\hat{i}_\alpha + \frac{u_\alpha}{L} + Q_\alpha - \beta_{\alpha 1} \cdot \varepsilon_\alpha \\ \frac{dQ_\alpha}{dt} = -\beta_{\alpha 2} fal[(\dot{\varepsilon}_\alpha + \beta_{\alpha 1} \cdot \varepsilon_\alpha), \alpha, \delta] \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} \varepsilon_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L}\hat{i}_\beta + \frac{u_\beta}{L} + Q_\beta - \beta_{\beta 1} \cdot \varepsilon_\beta \\ \frac{dQ_\beta}{dt} = -\beta_{\beta 2} fal[(\dot{\varepsilon}_\beta + \beta_{\beta 1} \cdot \varepsilon_\beta), \alpha, \delta] \end{cases} \quad (8)$$

式中: $\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$ 为电流的估计值; $\varepsilon_\alpha, \varepsilon_\beta$ 为电流估计值和实际值之间的偏差; Q_α, Q_β 为总扰动项; $\beta_{\alpha 1}, \beta_{\alpha 2}, \beta_{\beta 1}, \beta_{\beta 2}$ 为参数。

反电动势的估计值为

$$\begin{cases} \hat{e}_\alpha = -LQ_\alpha \\ \hat{e}_\beta = -LQ_\beta \end{cases} \quad (9)$$

得到反电动势的估计值后,可根据式(6)计算出转子位移角 $\hat{\theta}$ 。式(6)中 $\Delta\theta$ 为该方法估计出的转子位移角的补偿值。该方法估计出的反电动势波形为正弦,不需要滤波器进行滤波。需要对估计出的转子位移角进行补偿是由于电流、电压信号采集及处理器运算的周期性造成的反电动势估计值对实际值产生的滞后。 $\Delta\theta$ 的计算可参考下式:

$$\Delta\theta = \frac{2\pi\hat{\omega}}{\omega_s} \quad (10)$$

式中: $\hat{\omega}$ 为转子转动的电角速度; ω_s 为电流及电压信号采集的角频率。

由于电流、电压信号采集的角频率远高于电机转子的电角速度,相对于滑模观测器等需要滤波的方法,该方法估计出的转子位移角所需的补偿值要小很多。

文献[21-22]中采用在两相旋转坐标系下构建自抗扰控制系统估计转子转速,继而通过转子电角速度积分来获得转子位移角。由于转速的估计不可避免地存在偏差,通过电角速度积分的方法获取的转子位移角难免有较大误差。本文

采用式(6)计算转子位移角估计值,在精度方面有较大提升。

3 采用改进型ESO提高转速估计的精度

理论上,得到反电动势的估计值后,常规的转速估计方法是根据下式计算:

$$\hat{\omega} = \frac{\sqrt{(\hat{e}_\alpha)^2 + (\hat{e}_\beta)^2}}{\Psi_f} \quad (11)$$

根据反电动势估计值计算转子位移角的精度较高,但根据式(11)计算出的转速估计值的偏差却较大。为提高转速估计精度,本文采用改进型扩张状态观测器估计转速。

根据电机运动方程可构建改进型扩张状态观测器如下:

$$\begin{cases} \varepsilon_\theta = \hat{\theta}_r - \theta \\ \dot{\hat{\theta}}_r = \hat{\omega} - \beta_{\theta 1} \varepsilon_\theta \\ \dot{\hat{\omega}} = -\beta_{\theta 2} fal[(\dot{\varepsilon}_\theta + \beta_{\theta 1} \varepsilon_\theta), \alpha_1, \delta] + Q \\ \dot{Q} = -\beta_{\theta 3} fal\{[\ddot{\varepsilon}_\theta + \beta_{\theta 1} \dot{\varepsilon}_\theta + \beta_{\theta 2} fal(\varepsilon_\theta, \alpha_1, \delta)], \alpha_2, \delta\} \end{cases} \quad (12)$$

式中: ε_θ 为转子位移角偏差; $\hat{\theta}_r$ 为ESO对转子位移角的估计值; θ 为转子位移角的实际值,采用式(6)估计出的转子位移角代替,即取 $\theta = \hat{\theta}$; $\hat{\omega}$ 为转子电角速度的估计值; Q 包含电磁转矩、负载转矩及随机扰动; $\beta_{\theta 1}, \beta_{\theta 2}, \beta_{\theta 3}$ 为参数。

由式(12)估计出的转速精度相对于由式(11)计算出的转速精度要高,原因是式(11)计算转速依赖于反电动势 e_α, e_β 的估计值的幅值,反电动势估计值的误差会影响到转速估计精度。而由式(12)计算转速估计值时,依赖的是反电动势的周期信息,转速估计值对电机参数的变化不敏感。在根据式(6)计算转子位移角估计值时,由电机参数变化等因素引起 e_α, e_β 的估计值的幅值的变化刚好抵消。

4 基于改进型扩张状态观测器的PMSM无位置传感器控制系统

构建基于改进型扩张状态观测器的永磁同步电机无位置传感器控制系统如图2所示。该系统采用转速、电流双闭环控制,转速和电流调节器均采用PI调节器,在两相静止坐标系中通过扩张状态观测器估计反电动势,进而计算出转子位移角估计值。通过构建以转子位移角为主变量

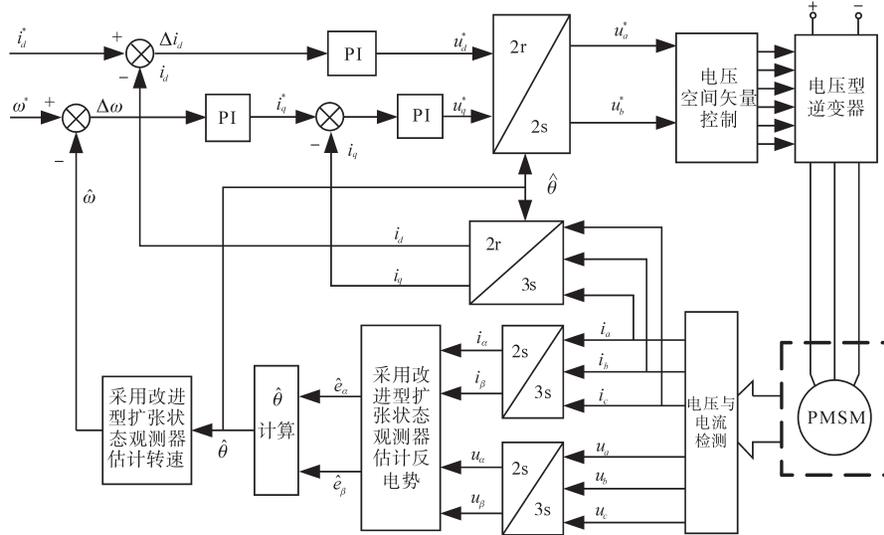


图2 基于改进型扩张状态观测器的PMSM无位置传感器控制系统结构图

Fig.2 Structure diagram of sensorless PMSM control system based on improved extended state observer

的扩张状态观测器估计转速。该系统估计出的转子位移角和转速精度均较高。

5 仿真结果及分析

为了验证所提出方法的可行性,在 Matlab/Simulink 环境下搭建了系统模型,进行了仿真试验。电机及相关参数设定为:电机极对数 $p = 1$,定子相绕组电阻 $R_s = 2.875 \Omega$,电感 $L_d = L_q = 4 \text{ mH}$,永磁体磁链 $\Psi_f = 0.175 \text{ Wb}$,电机转轴上的转动惯量 $J = 0.1 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$,仿真步长 $1 \times 10^{-6} \text{ s}$ 。

图3为无位置传感器运行中转子位移角的真实值与估计值的对比,0.3 s时负载突增,可见真实值与估计值基本重合。为清楚显示负载突增时转子位移角估计值与实际值的对比情况,图中进行了局部放大。图4所示为位置角估计值与实际值之间的偏差。

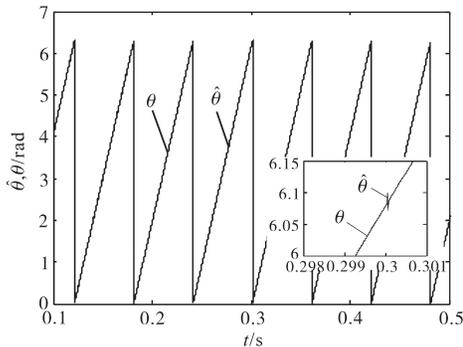


图3 负载突变时转子位移角的真实值与估计值
Fig.3 Real and estimated rotor position angle under abrupt load change

由图3、图4可知,转子位移角的估计精度较高,负载突变时未出现较大偏差。

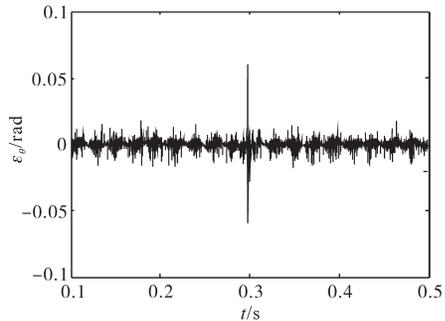


图4 负载突变时转子位移角估计值与真实值之间的偏差
Fig.4 The deviation between estimated rotor position angle and real rotor position angle under abrupt load change

为验证本文提出的构建以转子位移角为主变量的扩张状态观测器用以估计转速可使转速估计精度不依赖电机参数,大幅提升转速估计精度的结论,分别就采用常规方法(根据式(11))估计转速和采用本文提出的新方法(根据式(12))估计转速的两种方法进行了仿真对比(本文仅验证电阻参数变化时的情况)。仿真设置为:0.3 s时负载突增,且在0.2~0.4 s区间,电机相绕组电阻由 2.875Ω 逐步增大至 3.075Ω ,其它设置同上。图5和图6分别为相绕组变化时采用常规方法和本文提出的方法得到的转速估计值和实际值的对比。

由图5和图6可知,在电机电阻参数变化时,常规方法得到的转速估计值出现大幅变化,偏离实际值较大;而所提出的新方法估计出的转速估计值未出现明显变化。

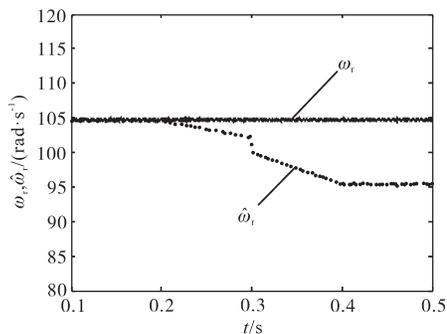


图5 转速实际值和采用常规方法得到的转速估计值
Fig.5 Actual values and estimated values of rotational speed obtained by conventional method

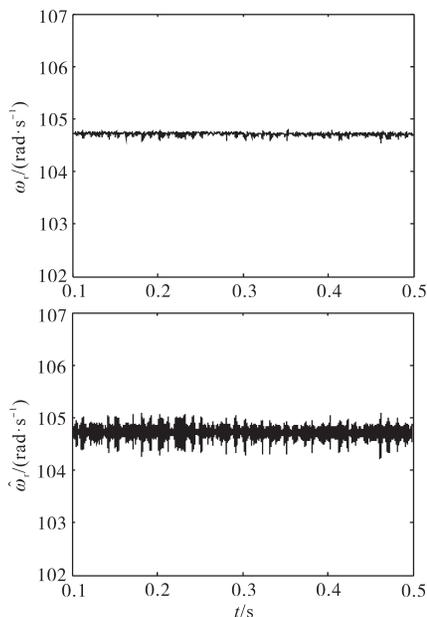


图6 转速实际值与采用新方法得到的转速估计值
Fig.6 Actual values and estimated values of rotational speed obtained by new method

6 试验结果及分析

为进一步验证本文所提出方法的可行性,进行了试验研究。自制试验平台由电机控制器、电机及连轴平台、磁粉制动器、转矩检测仪、示波器等组成。试验电机为4极表贴式永磁同步电机,额定功率0.6 kW,额定电流2 A,电感6.2 mH,相电阻0.67 Ω。电机控制器采用TI公司TMS320F28335处理器,功率电路采用三相电压型逆变电路,主开关器件为富士公司1MBH60D-100。

图7所示为电机在转速750 r/min下,带4 N·m负载运行时的电压和电流波形。

图8为根据本文提出方法得到的转子位移角的估计值与采用传感器检测到的转子位移角实际值的对比。

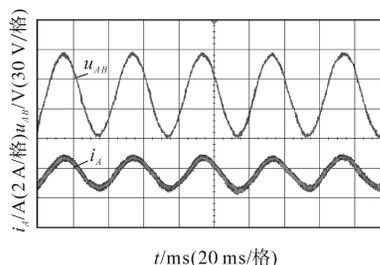


图7 试验测得的电机电压与电流
Fig.7 The voltage and current measured by test of motor

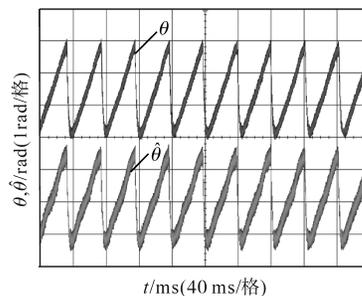


图8 试验测得的转子位移角的实际值与估计值
Fig.8 The actual value measured by test and estimated value of rotor position angle

图9所示为电机在约750 r/min下运行时,根据本文提出方法估计得到的转速值。

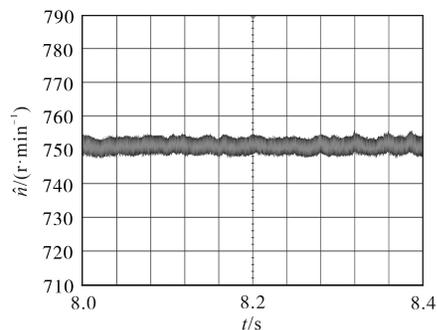


图9 试验中电机在750r/min运行时转速的估计值
Fig.9 Estimated speed of motor at 750 r/min in the test

由图8可见,转子位移角和估计值与实际值非常接近,电机运行于稳态的实测最大误差在0.05 rad左右。由图9可见,稳态时转速估计值较为稳定,精度较高,估计值与实际值之间的最大偏差在5 r/min。因此,实验得到的转子位移角和转速的估计精度较高。

7 结论

本文提出了基于扩张状态观测器的表贴式永磁同步电机的中、高速段无位置传感器控制方法。该方法通过在两相静止坐标系构建以电流为主变量的扩张状态观测器观测反电动势来计算转子位移角估计值,通过构建以转子位移角为

主变量的改进型扩张状态观测器来估计转速。该方法对转子位移角和转速的估计精度较高。仿真及实际试验结果证实了所提出方法的可行性。

参考文献

- [1] Solsona J A, Valla M I. Disturbance and nonlinear luenberger observers for estimating mechanical variables in permanent magnet synchronous motors under mechanical parameters uncertainties[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2003, 50(4):717-725.
- [2] Zhu Z Q, Gong L M. Investigation of effectiveness of sensorless operation in carrier-signal-injection-based sensorless-control methods[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(8):3431-3439.
- [3] 张猛,肖曦,李永东.基于扩展卡尔曼滤波器的永磁同步电机转速和磁链观测器[J].中国电机工程学报,2007,27(36):36-40.
- [4] 滕青芳,柏建勇,朱建国,等.基于滑模模型参考自适应观测器的无速度传感器三相永磁同步电机模型预测转矩控制[J].控制理论与应用,2015,32(2):150-161.
- [5] 孙杰,崔巍,范洪伟,等.基于改进滑模观测器的永磁同步电动机无位置传感器控制[J].微特电机,2011,39(2):60-62,76.
- [6] 王艳敏,冯勇,陆启良.永磁同步电动机的无抖振滑模控制系统设计[J].电机与控制学报,2008,12(5):514-519.
- [7] Kowalska T O, Dybkowski M. Stator current based MRAS estimator for a wide range speed-sensorless induction motor drive [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(4):1296-1308.
- [8] 孙佃升,章跃进.自抗扰控制和高频信号注入的内嵌式永磁同步电机无位置传感器控制[J].控制理论与应用,2017,34(4):508-514.
- [9] 金光哲,徐殿国,高强,等.高频注入电压预估同步电机转子位置检测方法[J].中国电机工程学报,2014,34(9):1376-1383.
- [10] 李明辉,马建民.永磁同步曳引机转子初始位置检测[J].电气传动,2017,47(4):7-10.
- [11] 邵俊波,王辉,黄守道,等.一种表贴式永磁同步电机无位置传感器低速控制策略[J].中国电机工程学报,2018,38(5):1534-1541.
- [12] Han J Q. From PID to active disturbance rejection control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3):900-906.
- [13] 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,2008:1-239.
- [14] 夏元清,付梦印,邓志红,等.滑模控制与自抗扰控制的研究进展[J].控制理论与应用,2013,30(2):137-147.
- [15] 孙佃升,章跃进.线性扩张状态观测器的改进及观测精度分析[J].国防科技大学学报,2017,39(6):111-117.
- [16] 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.
- [17] 黄一,薛文超.自抗扰控制:思想、应用及理论分析[J].系统科学与数学,2012,32(10):1287-1307.
- [18] 韩京清.自抗扰控制技术[J].前沿科学,2007,1(1):24-31.
- [19] 孙佃升.磁通解耦型磁力变速永磁无刷电机无位置传感器自抗扰控制研究[D].上海:上海大学,2019.
- [20] 唐任远.现代永磁同步电机理论与设计[M].北京:机械工业出版社,1997:244-252.
- [21] 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.
- [22] 孙凯,许镇琳,邹积勇.基于自抗扰控制器的永磁同步电机无位置传感器矢量控制系统[J].中国电机工程学报,2007,27(3):18-22.

收稿日期:2019-07-05

修改稿日期:2019-09-26