永磁同步电机无位置传感器鲁棒无源控制

史艳霞，杨健，汤海梅
（天津中德应用技术大学 智能制造学院，天津 300350）

摘要：提出一种永磁同步电机无位置传感器鲁棒无源控制方法。首先，建立了永磁同步电机耗散哈密顿数学模型。其次，在耗散哈密顿数学模型的基础上，设计了永磁同步电机鲁棒无源控制器，有效提高了永磁同步电机控制系统电流环和转速环的抗扰动性能和动态响应性能。与此同时，设计一种基于反电势的新型锁相环对转子位置和转速进行进一步估算，避免引入反正切函数和微分运算带来的转子位置估计抖振问题。实验结果验证了提出的无源控制方法的有效性。

关键词：永磁同步电机；鲁棒无源控制；转子位置估计；锁相环
中图分类号：TM301 **文献标识码**：A **DOI**：10.19457/j.1001-2095.dqcd19514

Sensorless Robust Passive Control of Permanent Magnet Synchronous Motor

SHI Yanxia，YANG Jian，TANG Haimei
（*Intelligent Manufacturing College，Tianjin Sino-German University of Applied Sciences，Tianjin* 300350，*China*）

Abstract: A sensorless robust passive control method for PMSM was proposed. Firstly，the dissipation Hamiltonian model of PMSM was established. Secondly，based on the dissipative Hamiltonian mathematical model，the robust passive controller of PMSM was designed to effectively improve the anti disturbance and dynamic response performance of current loop and speed loop of PMSM control system. At the same time，a new phase-locked loop based on back EMF was designed to further estimate the rotor position and speed，avoiding the chattering problem of rotor position estimation caused by the introduction of back tangent function and differential operation. The experimental results verify the effectiveness of the proposed passive control method.

Key words: permanent magnet synchronous motor（PMSM）；robust passive control；rotor position estimation；phase-locked loop

目前，永磁同步电机控制领域主要采用PI控制方法，然而，面对永磁同步电机控制系统的参数不确定性摄动和负载扰动，传统PI控制下的永磁同步电机控制系统抗扰动性能以及动态响应性能往往不尽如人意。随着工业自动化领域对伺服系统性能要求的不断提高，经典的PI控制技术已无法满足系统跟踪性和鲁棒性的要求。为了提高系统动态性能和鲁棒性，众多学者在非线性控制方面做了大量的研究，主要包括滑模变结构控制[1]、反步控制[2]、反馈线性化控[3]、自抗扰控制[4]以及无源控制[5]等。

自抗扰控制在非线性控制领域是一种很有代表性的控制方法，其基本思想是考虑内生非线性和外生干扰，由于没有任何特定的状态变量结构，从而简化了状态和干扰估计任务[6]。该控制的基本目的是有效在线估计系统干扰信号，继而消除它们在闭环控制系统中的影响。文献[7]提出一种基于自抗扰控制策略的永磁同步电机无位置传感器控制方案，分析了数字滤波器和Luenberger观测器对速度环带宽和稳定性的影响。为提高速度环带宽，提出了一种基于模型预测方法的改进位置跟踪观测器。反步控制是20世纪90年代初提出的以Lyapunov稳定性理论为基础的控制方法，其因易与自适应参数估计技术结合以减小系统内外扰动的影响而受到重视。文献[8]将反步控制应用于永磁同步电机转速跟踪控制，

基金项目：2019年天津市科技计划项目（19JCTPJC41300）
作者简介：史艳霞（1965-），女，研究生，教授，Email：pub0606@vip.sina.com

该方法减少了系统控制调节参数的数量，简化了系统设计过程，但其没有考虑系统内部参数摄动对控制输出的影响，当电机定子电感、电阻等内部参数因温度上升而变化时，系统动态响应能力减弱[9]。无源控制利用受控系统的能量交换和耗散特性进行控制器设计。文献[10]针对永磁同步电机控制系统的不确定性扰动问题，设计了永磁同步电机无源控制器，有效提高了系统动态响应性能。然而，该方法仅考虑了逆变器非线性因素，尚未考虑系统模型中的内部电机参数摄动和外部负载扰动，系统的自适应性能和抗负载扰动能力无法得到保证。综上所述，设计永磁同步电机控制系统需考虑2方面因素：较强的鲁棒性及较高的动态性能。

为克服系统扰动和参数不确定性对系统的影响，提高系统的动态性能，本文提出一种永磁同步电机无传感器鲁棒无源控制方法。建立了永磁同步电机耗散哈密顿数学模型。在耗散哈密顿数学模型的基础上，设计了永磁同步电机鲁棒无源控制器，有效提高了永磁同步电机控制系统电流环和转速环的抗扰动性能和动态响应性能。与此同时，设计一种基于反电势的新型锁相环对转子位置和转速进行进一步估算，避免引入反正切函数和微分运算带来的转子位置估计抖振问题。实验结果验证了本文提出的无源控制方法的有效性。

1　哈密顿数学模型建立

永磁同步电机在d-q坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases} L\dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t}=u_d-R_{\mathrm{s}}i_d+\omega_{\mathrm{r}}Li_q \\ L\dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t}=u_q-R_{\mathrm{s}}i_q+\omega_{\mathrm{r}}Li_d-\omega_{\mathrm{r}}\Psi_{\mathrm{f}} \\ \dfrac{\mathrm{d}\omega_{\mathrm{r}}}{\mathrm{d}t}=\dfrac{p_{\mathrm{n}}^2\Psi_{\mathrm{f}}}{J}i_q-\dfrac{B}{J}\omega_{\mathrm{r}}-\dfrac{P_{\mathrm{n}}}{J}T_{\mathrm{L}} \end{cases} \tag{1}$$

式中：u_d，u_q分别为d，q轴电压；i_d，i_q为d，q轴电流；L为电机定子电感；R_{s}为定子电阻；ω_{r}为转子机械角速度；p_{n}为电机极对数；Ψ_{f}为转子给定磁链；T_{L}为负载转矩；B为粘滞摩擦系数；J为转动惯量。

永磁同步电机在d，q轴上的磁链Ψ_d，Ψ_q分别为

$$\begin{cases} \Psi_d=\Psi_{\mathrm{f}}+Li_d \\ \Psi_q=Li_q \end{cases} \tag{2}$$

将式(2)代入式(1)，得到以d，q轴电流i_d，i_q和转子机械角速度ω_{r}为变量的状态方程为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} \\ \dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} \\ \dfrac{\mathrm{d}\omega_r}{\mathrm{d}t} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} -R_{\mathrm{s}} & 0 & \Psi_q \\ 0 & -R_{\mathrm{s}} & -\Psi_d \\ -\Psi_q & \Psi_d & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_{\mathrm{r}} \end{bmatrix}+ \\ \qquad\qquad \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1/p_{\mathrm{n}} \end{bmatrix}T_{\mathrm{L}} \\ \boldsymbol{y}=[i_d \quad i_q]^{\mathrm{T}} \end{cases} \tag{3}$$

结合耗散哈密顿数学模型定义，将式(3)状态方程进一步改写为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} \\ \dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} \\ \dfrac{\mathrm{d}\omega_{\mathrm{r}}}{\mathrm{d}t} \end{bmatrix}=\left\{\begin{bmatrix} 0 & 0 & \Psi_q \\ 0 & 0 & -\Psi_d \\ -\Psi_q & \Psi_d & 0 \end{bmatrix}-\begin{bmatrix} R_{\mathrm{s}} & 0 & 0 \\ 0 & R_{\mathrm{s}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}\right\}\times \\ \qquad\qquad \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_{\mathrm{r}} \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \\ \boldsymbol{y}=[i_d \quad i_q]^{\mathrm{T}} \end{cases} \tag{4}$$

定义互联矩阵$\boldsymbol{J}(\boldsymbol{x})=\begin{bmatrix} 0 & 0 & \Psi_q \\ 0 & 0 & -\Psi_d \\ -\Psi_q & \Psi_d & 0 \end{bmatrix}$，阻尼矩阵$\boldsymbol{R}(\boldsymbol{x})=\begin{bmatrix} R_{\mathrm{s}} & 0 & 0 \\ 0 & R_{\mathrm{s}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$，$\boldsymbol{g}(\boldsymbol{x})=\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$，$\boldsymbol{x}=[i_d \quad i_q \quad \omega_{\mathrm{r}}]^{\mathrm{T}}$，得到永磁同步电机耗散哈密顿数学模型为

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}}=[\boldsymbol{J}(\boldsymbol{x})-\boldsymbol{R}(\boldsymbol{x})]x+\boldsymbol{g}(\boldsymbol{x})\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \\ \boldsymbol{y}=[i_d \quad i_q]^{T} \end{cases} \tag{5}$$

2　永磁同步电机鲁棒无源滑模控制

根据式(5)永磁同步电机耗散哈密顿数学模型，取电流环闭环系统哈密顿函数互联矩阵$\boldsymbol{J}(\boldsymbol{x})$和阻尼矩阵$\boldsymbol{R}(\boldsymbol{x})$分别为

$$\boldsymbol{J}(\boldsymbol{x})=\begin{bmatrix} 0 & J_{12} & J_{13} \\ -J_{12} & 0 & J_{23} \\ -J_{13} & -J_{23} & 0 \end{bmatrix} \tag{6}$$

$$\boldsymbol{R}(\boldsymbol{x})=\begin{bmatrix} r_1 & 0 & 0 \\ 0 & r_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{7}$$

式中：J_{12}，J_{13}，J_{23}以及r_1，r_2分别为待定的互联和阻尼参数。

取 $J_{13}=-\Psi_q$，$J_{23}=\Psi_d-\Psi_f$，$J_{12}=1$，则永磁同步电机系统的电流内环控制器设计为

$$\begin{cases}u_d=-r_1 i_d+r_1(i_{d\mathrm{ref}}-i_d)-Li_q\omega_\mathrm{r}\\ u_q=-r_2 i_q+r_2(i_{q\mathrm{ref}}-i_q)+\Psi_\mathrm{f}\omega_\mathrm{r}+Li_d\omega_\mathrm{r}+R_\mathrm{s}i_{q\mathrm{ref}}\end{cases}\tag{8}$$

式中：$i_{d\mathrm{ref}}$，$i_{q\mathrm{ref}}$ 分别为电流环系统 d，q 轴电流给定。

对于永磁同步电机转速环系统，选取系统状态变量为

$$\begin{cases}x_1=\omega_\mathrm{r}-\hat{\omega}_\mathrm{r}\\ x_2=\dfrac{\mathrm{d}x_1}{\mathrm{d}t}\end{cases}\tag{9}$$

为了使转速环系统渐近收敛，设计转速滑模面切换函数为

$$s=cx_1+x_2\tag{10}$$

式中：c 为滑模面切换增益，且 $c>0$。

选取滑模变结构控制器输出为

$$u=\phi_1 x_1+\phi_2 x_2\tag{11}$$

其中　$\phi_1=\begin{cases}\alpha_1 & x_1 s>0\\ \beta_1 & x_1 s<0\end{cases}$　$\phi_2=\begin{cases}\alpha_2 & x_2 s>0\\ \beta_2 & x_2 s<0\end{cases}$

式中：α_1，α_2，β_1，β_2 为常数，并且有 $\alpha_1>0$，$\beta_1<0$，$\alpha_2>\dfrac{J}{P_\mathrm{n}^2\Psi_\mathrm{f}}c$，$\beta_2<\dfrac{J}{P_\mathrm{n}^2\Psi_\mathrm{f}}c$。

选取Lyapunov函数为

$$V=\frac{1}{2}s^\mathrm{T}s\tag{12}$$

对其进行求导，得到

$$\begin{aligned}\dot{V}&=s(c\dot{x}_1+\dot{x}_2)\\ &=-\frac{p_\mathrm{n}^2\Psi_\mathrm{f}}{J}\phi_1 x_1 s+(c-\frac{p_\mathrm{n}^2\Psi_\mathrm{f}}{J}\phi_2)x_2 s<0\end{aligned}\tag{13}$$

根据Lyapunov稳定性定理，转速环系统稳定，即转速环系统可实现给定转速的高动态响应。

3　基于反电势滑模观测器的转子位置估计

永磁同步电机在 $\alpha-\beta$ 两相静止坐标系下的数学模型为

$$\begin{bmatrix}\dfrac{\mathrm{d}i_\alpha}{\mathrm{d}t}\\ \dfrac{\mathrm{d}i_\beta}{\mathrm{d}t}\end{bmatrix}=\boldsymbol{A}\begin{bmatrix}i_\alpha\\ i_\beta\end{bmatrix}+\boldsymbol{B}\begin{bmatrix}u_\alpha\\ u_\beta\end{bmatrix}-\boldsymbol{B}\begin{bmatrix}E_\alpha\\ E_\beta\end{bmatrix}\tag{14}$$

其中

$$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}-\dfrac{R_\mathrm{s}}{L} & 0\\ 0 & -\dfrac{R_\mathrm{s}}{L}\end{bmatrix}\quad\boldsymbol{B}=\begin{bmatrix}\dfrac{1}{L} & 0\\ 0 & \dfrac{1}{L}\end{bmatrix}$$

$$E_\alpha=-\Psi_\mathrm{f}\omega_\mathrm{e}\sin\theta_\mathrm{e}$$

$$E_\beta=\Psi_\mathrm{f}\omega_\mathrm{e}\cos\theta_\mathrm{e}$$

式中：E_α，E_β 分别为永磁同步电机在 $\alpha-\beta$ 坐标系下的反电势分量；θ_e 为电机转子电角度位置；ω_e 为电机转子电角速度；u_α，u_β 和 i_α，i_β 分别为 $\alpha-\beta$ 坐标系下的电压和电流分量。

根据式(14)，设计永磁同步电机反电势滑模观测器为

$$\begin{bmatrix}\dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\hat{i}_\alpha\\ \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\hat{i}_\beta\end{bmatrix}=\boldsymbol{A}\begin{bmatrix}\hat{i}_\alpha\\ \hat{i}_\beta\end{bmatrix}+\boldsymbol{B}\begin{bmatrix}u_\alpha\\ u_\beta\end{bmatrix}-\boldsymbol{B}\begin{bmatrix}\hat{E}_\alpha\\ \hat{E}_\beta\end{bmatrix}-\boldsymbol{K}\tag{15}$$

式中：$\hat{}$ 为相应变量的估计值。

令

$$\boldsymbol{K}=\boldsymbol{\phi}\boldsymbol{s}+\boldsymbol{\varphi}\tag{16}$$

其中　$\boldsymbol{\phi}=\begin{bmatrix}\phi_{11} & 0\\ 0 & \phi_{22}\end{bmatrix}\quad\boldsymbol{\varphi}=\begin{bmatrix}\varphi_1\\ \varphi_2\end{bmatrix}$

设计滑模切换函数为

$$\boldsymbol{s}=[s_1\quad s_2]^\mathrm{T}=[i_\alpha-\hat{i}_\alpha\quad i_\beta-\hat{i}_\beta]^\mathrm{T}=0\tag{17}$$

选取Lyapunov函数为

$$V=\frac{1}{2}\boldsymbol{s}^\mathrm{T}\boldsymbol{s}\tag{18}$$

对其求导，得到

$$\dot{V}=\boldsymbol{s}^\mathrm{T}(\boldsymbol{A}\begin{bmatrix}i_\alpha-\hat{i}_\alpha\\ i_\beta-\hat{i}_\beta\end{bmatrix}-\boldsymbol{B}\begin{bmatrix}E_\alpha-\hat{E}_\alpha\\ E_\beta-\hat{E}_\beta\end{bmatrix}+\boldsymbol{K})\tag{19}$$

式中：$\boldsymbol{K}$ 为观测器输入。

根据Lyapunov稳定性定理，要想系统稳定，则需满足

$$\begin{cases}\boldsymbol{s}^\mathrm{T}(\boldsymbol{A}\begin{bmatrix}i_\alpha-\hat{i}_\alpha\\ i_\beta-\hat{i}_\beta\end{bmatrix}+\boldsymbol{K})<0\\ -\boldsymbol{s}^\mathrm{T}\boldsymbol{B}\begin{bmatrix}E_\alpha-\hat{E}_\alpha\\ E_\beta-\hat{E}_\beta\end{bmatrix}=0\end{cases}\tag{20}$$

在反电势观测的基础上，设计基于反电势的锁相环结构图如图1所示。

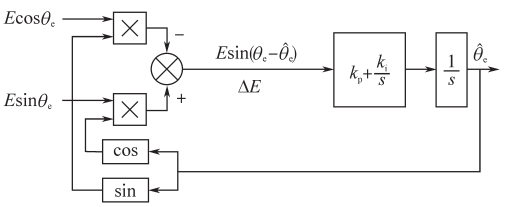


图1　基于反电势的锁相环结构图

Fig.1　Structure diagram of PLL based on back EMF

图1中，E 为电机反电势幅值，且有 $E=\Psi_\mathrm{f}\omega_\mathrm{e}$，$\hat{\theta}_\mathrm{e}$ 为电机转子电角度位置估计，k_p 和 k_i 为锁相环比例和积分系数。当 $|\theta_\mathrm{e}-\hat{\theta}_\mathrm{e}|<\pi/6$ 时，可认为 $\sin(\theta_\mathrm{e}-\hat{\theta}_\mathrm{e})\approx\theta_\mathrm{e}-\hat{\theta}_\mathrm{e}$，根据图1可得：

$$\begin{aligned}\Delta E &= E\sin\theta_e\cos\hat{\theta}_e - E\cos\theta_e\sin\hat{\theta}_e\\ &= E\sin(\theta_e-\hat{\theta}_e)\\ &\approx E(\theta_e-\hat{\theta}_e)\end{aligned}\tag{21}$$

此时图1的等效框图如图2所示。

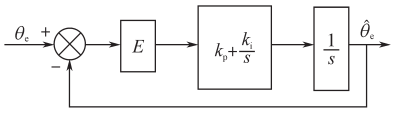


图2　锁相环等效框图

Fig.2　Equivalent block diagram of PLL

由此得到基于反电势锁相环的永磁同步电机转子位置估计,避免引入反正切函数和微分运算带来的位置估算不精确问题。

4　实验验证与分析

在永磁同步电机交流调速平台上,对本文提出的永磁同步电机无位置传感器鲁棒无源控制方法进行了相应的实验验证。实验主要用于验证本文提出鲁棒无源控制器针对永磁同步电机系统外部不确定性扰动的鲁棒性。实验将不确定性外部扰动分为2个方面:其一为给定系统转速突变;其二为给定系统负载转矩突变。

为了验证永磁同步电机鲁棒无源控制系统针对给定系统转速突变的鲁棒性,实验给定永磁同步电机系统转速突升,图3所示为给定系统转速突升下的系统实际转速、估计转速以及转矩电流波形。其中,图3a为传统PI控制下的响应波形,该图的电机转速估计基于滑模反电势估计的反正切运算获取;图3b为鲁棒无源控制下的响应波形,该图的电机转速估计基于滑模反电势估计的新型锁相环获取。在6.5 s时刻给定系统转速由1 000 r/min突升至2 500 r/min。根据图3a可知,传统PI控制下的实际转速与估计转速抖振现象较为明显,其转速抖振达到±30 r/min,转矩电流抖振达到±0.2 A左右。在给定转速突变瞬间,实际转速超调较大,达到了150 r/min左右,大约经过150 ms调节时间转速达到稳态值。对比图3b鲁棒无源控制下的响应波形,稳态下的实际转速与估计转速抖振现象大幅度减弱,转速抖振仅为±10 r/min,转矩电流抖振达到±0.05 A左右。并且在给定转速突变瞬间,实际转速几乎无超调地迅速达到目标给定值。由此验证了鲁棒无源控制对系统给定转速突变扰动的鲁棒性。

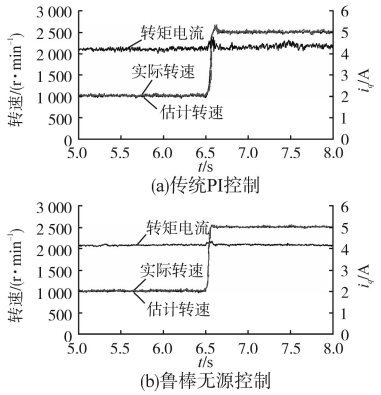


图3　给定转速突变下的转速电流响应波形

Fig. 3　Speed and current response waveforms under given speed sudden change

为了验证永磁同步电机鲁棒无源控制系统针对给定系统负载转矩突变的鲁棒性,实验通过测功机控制器给定永磁同步电机系统负载突升,图4所示为在2 000 r/min转速下,给定系统负载转矩突升时的系统实际转速、估计转速以及转矩电流波形。其中,图4a为传统PI控制下的响应波形;图4b为鲁棒无源控制下的响应波形。同样在6.5 s时刻给定系统负载转矩由空载突升至额定负载。根据图4a可知,无论电机处于空载还是额定负载,传统PI控制下的转速与转矩电流抖振现象较为明显,其转速抖振达到±40 r/min,转矩电流抖振达到±0.2 A左右。在给定负载突升瞬间,传统PI控制下的转速存在100 r/min左右的向下波动,大约经过100 ms调节时间达到稳态值。对比图4b鲁棒无源控制下的响应波形,稳态下的转速抖振仅为±10 r/min,转矩电流抖振达到±0.05 A左右。并且在给定负载突升瞬间,实际转速几乎无影响。由此验证了鲁棒无源控制对系统给定负载转矩突变扰动的鲁棒性。

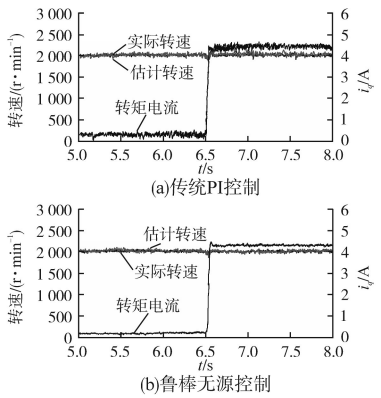


图4　给定负载突变下的转速电流响应波形

Fig. 4　Speed and current response waveforms under given load sudden change

5　结论

本文提出一种永磁同步电机无传感器鲁棒无源控制方法,有效提高了永磁同步电机控制系统的抗扰动性能和动态响应性能。与此同时,设计一种基于反电势的新型锁相环对转子位置和转速进行进一步估算,避免了引入反正切函数和微分运算带来的转子位置估计抖振问题。实验选取给定转速突变和给定负载转矩突变2种工况模拟外部不确定性扰动,将鲁棒无源控制与传统PI控制作对比,对比实验结果验证了鲁棒无源控制针对给定系统转速和负载转矩突变2种扰动下的鲁棒性优于传统PI控制。

参考文献

[1] 崔家瑞,高江峰,张波, 等. 永磁同步电机滑模变结构鲁棒控制[J]. 电机与控制学报,2016,20(5):84-89.

[2] Linares F J, García R C, Sira R H, *et al*. Robust Backstepping Tracking Controller for Low-speed PMSM Positioning System: Design, Analysis, and Implementation[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2015, 11(5): 1130-1141.

[3] Aghili F. Optimal Feedback Linearization Control of Interior PM Synchronous Motors Subject to Time-varying Operation Conditions Minimizing Power Loss[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(7): 5414-5421.

[4] 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): 135-143.

[5] 尹忠刚,丁虎晨,钟彦儒,等. 基于PCHD模型的感应电机变阻尼无源性控制策略[J]. 电工技术学报, 2014, 29(8): 70-80.

[6] 左月飞,张捷,刘闯,等. 针对时变输入的永磁同步电机改进型自抗扰控制器[J]. 电工技术学报, 2017, 32(2): 161-170.

[7] Du B, Wu S, Han S, *et al*. Application of Linear Active Disturbance Rejection Controller for Sensorless Control of Internal Permanent-magnet Synchronous Motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(5): 3019-3027.

[8] 刘栋良,崔言飞,赵晓丹,等. 基于反推控制的永磁同步电动机速度的模糊控制[J]. 电工技术学报, 2014, 29(11): 38-44.

[9] Morawiec M. The Adaptive Backstepping Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Supplied by Current Source Inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(2): 1047-1055.

[10] 侯利民,宋绍楼,王巍. 基于统一PCHD建模的永磁同步电机无源控制[J]. 控制工程, 2013, 20(5): 929-933, 937.

收稿日期:2018-09-06
修改稿日期:2019-01-24