

PMSM 反步积分滑模与 PCH 平滑切换控制

刘佳雯, 于海生

(青岛大学 自动化学院, 山东 青岛 266071)

摘要:针对采用单独的信号控制器或能量控制器已难以满足永磁同步电机(PMSM)驱动系统的高性能要求,提出了基于信号和能量控制方法的平滑切换控制方案。首先,采用反步积分滑模思想设计信号控制器,保证了系统良好的动态响应。其次,采用基于积分控制的端口受控哈密顿(PCH)方法设计能量控制器,降低了能量损耗,保证了系统的稳态性能。最后,设计一种平滑切换控制策略将信号和能量控制器协调起来,加快了转速,降低了稳态误差,改善了系统的稳态和动态性能。另外,在负载转矩未知时,引入了负载转矩观测器,提高了系统受到负载扰动时的控制精度。并利用 Matlab/Simulink 对所设计的平滑切换控制系统进行仿真。仿真结果表明了平滑切换控制器充分结合反步积分滑模与 PCH 控制器的优点,所提出的协调控制策略具有优越性,符合预期要求。

关键词:永磁同步电机;反步积分滑模;端口受控哈密顿;平滑切换控制

中图分类号:TP351 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd20887

PMSM Control System Based on Backstepping Integral Sliding Mode and PCH

LIU Jiawen, YU Haisheng

(College of Automation, Qingdao University, Qingdao 266071, Shandong, China)

Abstract: A smooth switching control scheme based on signal and energy was proposed. Firstly, the signal controller was designed with integral sliding mode to ensure the good dynamic response of the system. Secondly, the energy controller was designed with the port controlled Hamiltonian method of integral control, which could reduce the energy loss and ensure the steady state performance of the system. Finally, the smooth switching control strategy was designed by using gaussian function to combine the signal and the energy controller, which could accelerate the speed, reduce the steady-state error and improve the steady-state and dynamic performance of the system. In addition, when the load torque was unknown, the load torque observer was introduced to improve the control accuracy when the system was disturbed by the load. Matlab/Simulink was used to simulate the designed smooth switching control system. The simulation results show that the proposed control strategy is superior and meets the expected requirements.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); backstepping integral sliding mode; port-controlled hamiltonian (PCH); smooth switching control

PMSM 以其高效率、高可靠性、能耗低等优点,使其在电机领域得到广泛应用,也促进相关的控制方案研究^[1-2]。现有的 PMSM 控制方案可根据其控制目标分为信号控制和能量控制 2 类。基于信号变换观点,系统的信号检测快速,转速转角跟踪响应快,动态性能较好;基于能量变换观点,控制策略可以优化系统的能量损耗,跟踪精度高,稳态性能较好。传统的单纯基于信

号变换或能量变换的控制策略实现不了系统要求的高性能指标。如传统的比例-积分-微分(PID)控制方法因其鲁棒性差、易受参数变化影响等问题^[3],难以满足 PMSM 控制系统的高性能要求。文献[4]设计自适应前馈 PID 控制器,提高了 PID 控制精度,克服了负载扰动的不确定性。滑模控制(SMC)解决了驱动电机的非线性控制问题^[5],滑模控制虽具有良好的鲁棒性,但也

基金项目:国家自然科学基金项目(61573203)

作者简介:刘佳雯(1994—),女,在读硕士,Email:1848377786@qq.com

通讯作者:于海生(1963—),男,博士,教授,Email:yhsh_qd@qdu.edu.cn

存在抖振问题。为提高系统控制性能,许多学者对此进行了深入探讨。文献[6]通过补偿扰动,削弱了抖振,提高了滑模控制的性能,但较难实现。文献[7]提出基于新型滑模趋近律的方法,该方法有效地减弱了系统抖振,并提高了滑模控制的抗干扰能力。此外,从能量变换的角度出发,近年来,基于能量成形的PCH系统控制方法受到了高度重视^[8-11],关于PCH的控制方法研究虽取得诸多成果,但仍存在转速响应慢的问题^[12-13]。

实际应用中,系统的信号变换与能量变换同时存在,信号控制与能量控制具有互补性。利用信号与能量协调控制可以综合二者的优点,但可能使控制量发生跳变,使系统在切换点领域不太稳定。因此本文引入平滑切换函数,利用信号控制器与能量控制器的平滑切换控制,使2个控制器可以同时发生作用,更好地解决控制量跳变等问题。信号控制器主要利用反步积分滑模控制进行设计,不仅转速响应较快、提高了系统的跟踪性能,而且减少了参数摄动对电机性能的影响,降低超调,保证动态的快速响应;能量控制器利用PCH控制方法,保证良好的稳定性。针对未知的负载扰动,设计负载转矩观测器,通过对系统的负载扰动实时观测,进行电流补偿,使系统具有更好的鲁棒性。本文提出的平滑切换控制方案,使每种控制方法同时得到最佳利用,具有良好的应用前景。

1 永磁同步电机数学模型

对于隐极式永磁同步电机($L_d=L_q=L$),在 $d-q$ 同步旋转坐标系下的数学模型为^[14]

$$\begin{cases} L_d di_d/dt = -R_s i_d + n_p \omega L_q i_q + u_d \\ L_q di_q/dt = -R_s i_q - n_p \omega L_d i_d - n_p \omega \Psi + u_q \\ J_m d\omega/dt = \tau - \tau_L = n_p [(L_d - L_q) i_d i_q + \Psi i_q] - \tau_L \end{cases} \quad (1)$$

$$\tau = n_p [(L_d - L_q) i_d i_q + \Psi i_q] \quad (2)$$

式中: i_d, i_q 分别为 d, q 轴的定子电流; u_d, u_q 分别为 d, q 轴的定子电压; R_s 为定子电阻; L_d, L_q 分别为 d, q 轴的定子电感; n_p 为极对数; Ψ 为永磁体产生的磁链; J_m 为转动惯量; τ 为电磁转矩; τ_L 为负载转矩; ω 为转子机械角速度。

2 永磁同步电机速度控制系统

基于信号和能量的平滑切换控制系统框图

如图1所示,图1中的s和e分别代表信号控制器和能量控制器。其中,信号控制采用反步积分滑模控制器,能量控制采用PCH控制器。为避免控制量发生跳变,采用平滑切换控制策略。

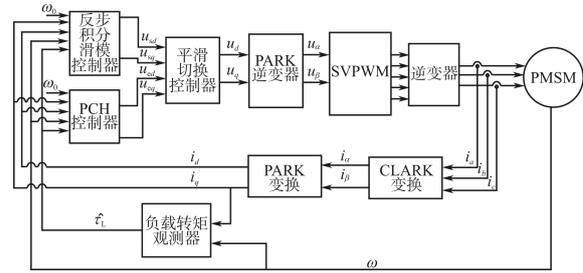


图1 基于信号和能量的平滑切换控制系统框图

Fig.1 The block diagram of smooth switching control system based on signal and energy

3 控制器设计

3.1 信号控制器设计

信号控制器采用反步积分滑模控制器,动态性能较好,且对参数扰动具有较好的鲁棒性,故该方法常被应用于永磁同步电动机调速系统。

设控制对象为

$$e_1 = i_d^* - i_d \quad (3)$$

式中: i_d^* 为 d 轴定子电流的给定值。

选取 Lyapunov 函数:

$$V_1 = e_1^2 / 2 \quad (4)$$

则有:

$$\dot{e}_1 = 0 \quad (5)$$

由于 i_d^* 的值已给定,结合式(1)~式(3)可得:

$$\dot{e}_1 = di_d/dt = Ri_d/L - n_p \omega i_q - u_d/L \quad (6)$$

令

$$i_d = k di_d/dt = -k e_1 \quad (7)$$

式中: k 为自由参数。

可得:

$$\dot{e}_1 = -k e_1 \quad k > 0 \quad (8)$$

式中: \dot{e}_1 为 e_1 的一阶导数。

取:

$$u_d = L(Ri_d/L - n_p \omega i_q + k e_1) \quad (9)$$

结合式(5)~式(8)得:

$$V_1 = -k e_1^2 \quad (10)$$

取:

$$\begin{cases} x_1 = \omega - \omega_d \\ x_2 = \dot{x} = \dot{\omega} \end{cases} \quad (11)$$

式中: ω_d 为系统给定转速。

则结合式(1)、式(2)、式(11)可得:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = (n_p \Psi i_q - \tau_L) / J_m \\ \dot{x}_2 = \dot{\omega} = (n_p \Psi \dot{i}_q) / J_m \end{cases} \quad (12)$$

式中: $\dot{\omega}$ 为 ω 的二阶导数。

令 $\Gamma = \frac{n_p \Psi}{J_m}$, $u = i_q$, 可以得到:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\Gamma \end{bmatrix} u \quad (13)$$

选择系统滑模面为

$$s = cx_1 + x_2 \quad (14)$$

式中: c 为滑模面系数。

求滑模面的时间导数得到:

$$\dot{s} = c\dot{x}_1 + \dot{x}_2 = cx_2 + \Gamma \dot{i}_q \quad (15)$$

选择趋近律:

$$\dot{s} = -(k_1 |s|^m + k_2 |s|^n) \text{sgn}(s) - k_3 s \quad (16)$$

式中: k_1, k_2, k_3, m, n 为参数。

结合式(15), 式(16)得到:

$$i_q^* = \int [- (k_1 |s|^m + k_2 |s|^n) \text{sgn}(s) - k_3 s + cx_2] dt \quad (17)$$

通过积分器的滤波作用, 一定程度上减小了滑模的抖振现象。

与式(9)的推导过程相似, 可以得到 q 轴电压控制律:

$$u_q = L \left[\frac{R}{L} i_q + n_p \Psi \omega + n_p \omega \dot{i}_q + k(i_q - i_q^*) \right] \quad (18)$$

3.2 能量控制器设计

能量控制器采用端口受控哈密顿方法, 将耗散的概念引入 PCH 系统中, 哈密顿函数(能量存储函数)是系统的总能量, 采用能量整形、互连配置和阻尼注入原理得出闭环系统的控制器。定义端口受控耗散哈密顿系统为^[15]

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \partial H(\mathbf{x}) / \partial \mathbf{x} + \mathbf{g}(\mathbf{x}) \mathbf{u} \quad (19)$$

其中 $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T = [L_d i_d \ L_q i_q \ J_m \omega]^T$
 $\mathbf{u} = [u_{ed} \ u_{eq} \ \tau_L]^T$

式中: \mathbf{x} 为 PMSM 系统的状态向量; \mathbf{u} 为输入向量为; $\mathbf{J}(\mathbf{x})$ 为反对称矩阵; $\mathbf{R}(\mathbf{x})$ 为半正定矩阵。

定义 PMSM 系统的哈密顿函数为

$$H(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \mathbf{x}^T \mathbf{D}^{-1} \mathbf{x} = \frac{1}{2} \left(\frac{x_1^2}{L_d} + \frac{x_2^2}{L_q} + \frac{x_3^2}{J_m} \right) \quad (20)$$

其中 $\mathbf{D} = \text{diag}\{L_d, L_q, J_m\}$

系统的 PCH 模型为

$$\mathbf{J}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & n_p L_q i_q \\ 0 & 0 & -n_p L_d i_d - n_p \Psi \\ -n_p L_q i_q & n_p L_d i_d + n_p \Psi & 0 \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$\mathbf{R}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{g}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (22)$$

系统期望的平衡点为

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_0 &= [x_{10} \ x_{20} \ x_{30}]^T \\ &= \left[0 \quad \frac{L \hat{\tau}_L}{n_p \Psi} \quad J_m \omega_0 \right]^T \end{aligned} \quad (23)$$

式中: x_{10}, x_{20}, x_{30} 为系统的状态向量分量的平衡点; $L \hat{\tau}_L$ 为负载转矩观测值; ω_0 为系统给定转速。

当系统达到稳态(平衡点)时, $\tau = \tau_L = \tau_{L0}$, τ_{L0} 为给定负载转矩。设置闭环函数 $H_d(\mathbf{x})$ 的反馈项为 $a(\mathbf{x})$, 则反馈控制 $\mathbf{u} = a(\mathbf{x})$, 闭环系统变为

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_d(\mathbf{x})] \partial H_d(\mathbf{x}) / \partial \mathbf{x} \quad (24)$$

其中 $H_d(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} (\mathbf{x} - \mathbf{x}_0)^T \mathbf{D}^{-1} (\mathbf{x} - \mathbf{x}_0)$ (25)

$$\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & k & -n_p L_q i_q \\ -k & 0 & n_p L_d i_d \\ n_p L_q i_q & -n_p L_d i_d & 0 \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$\mathbf{R}_d(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (27)$$

式中: $\mathbf{H}_d(\mathbf{x}), \mathbf{J}_d(\mathbf{x}), \mathbf{R}_d(\mathbf{x})$ 分别为期望的哈密顿函数、互联矩阵、阻尼矩阵。

由式(21)~式(23)及式(25)~式(27)求解式(24)可得, PMSM 调速系统的能量控制器为

$$\begin{cases} u_{ed} = -R_1 i_d + k(i_q - i_{q0}) - n_p L_i \omega \\ u_{eq} = -R_2 (i_q - i_{q0}) - k i_d + R_s i_{q0} + n_p L_i \omega + n_p \Psi \omega_0 \end{cases} \quad (28)$$

式中: i_{q0} 为 q 轴定子电流的参考值。

3.3 负载转矩观测器设计

当负载转矩恒定已知时, 有:

$$\begin{cases} \dot{\omega} = (n_p \Psi i_q - \tau_L) / J_m \\ \dot{\tau}_L = 0 \end{cases} \quad (29)$$

当负载转矩恒定未知时, 设计负载转矩观测器为

$$\begin{cases} \dot{\hat{\omega}} = (n_p \Psi i_q - \hat{\tau}_L) / J_m - \gamma_1 (\omega - \hat{\omega}) \\ \dot{\hat{\tau}}_L = \gamma_2 (\omega - \hat{\omega}) \end{cases} \quad (30)$$

式中: γ_1, γ_2 为设计参数, 且易证明, 当 $\gamma_1 < 0, \gamma_2 < 0$ 时, 负载转矩观测器是渐近稳定的。定义估计误差 $\tilde{\omega} = \omega - \hat{\omega}, \tilde{\tau}_L = \tau_L - \hat{\tau}_L$, 可得:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{\omega}} \\ \dot{\tilde{\tau}}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma_1 & -1/J_m \\ -\gamma_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\omega} \\ \tilde{\tau}_L \end{bmatrix} \quad (31)$$

则其特征方程为 $s^2 + \gamma_1 s - J_m / \gamma_2 = 0$, 设观测器的极点为 $s_p (s_p < 0)$, 则 $\gamma_1 = -2s_p, \gamma_2 = -J_m s_p^2$ 。

采用观测器估计负载转矩仅仅影响系统平衡点 x_0 中的 x_{20} , 则能量控制器变为

$$\begin{cases} u_{ed} = -R_1 i_d + k(i_q - \hat{i}_{q0}) - n_p L i_d \omega \\ u_{eq} = -R_2 (i_q - \hat{i}_{q0}) - k i_d + R_s \hat{i}_{q0} + n_p L i_d \omega + n_p \Psi \omega_0 \end{cases} \quad (32)$$

3.4 平滑切换控制器设计

为了实现切换过程控制量的连续平滑变化, 采用连续平滑切换函数。平滑切换^[16-17]控制包含一个切换过渡区域, 使得滑模控制器和端口受控哈密顿控制器在该区域内同时起作用。平滑切换控制输出为

$$u(t) = \alpha(t) \cdot u_s(t) + [1 - \alpha(t)] \cdot u_c(t) \quad (33)$$

式中: $\alpha(t)$ 为平滑切换函数, $\alpha(t)$ 越大, 信号控制作用越强, 能量控制作用越弱。取:

$$\alpha(t) = 1 / (1 + e^{-a(t-b)}) \quad (34)$$

式中: a, b 为可调节的参数, 且 $\alpha(t) \in [0, 1]$ 。

令 $C_1 = \alpha(t), C_2 = 1 - \alpha(t)$, 则平滑切换控制器为

$$u(t) = C_1 \cdot u_s(t) + C_2 \cdot u_c(t) \quad (35)$$

4 仿真结果

为了验证该控制策略对控制系统具有优越的控制性能, 利用 Matlab/Simulink 对反步积分滑模与 PCH 平滑切换控制的 PMSM 调速系统进行仿真。永磁同步电机仿真参数: $R_s = 2.875 \Omega, L_d = L_q = 0.0085 \text{ H}, J_m = 0.0008 \text{ kg} \cdot \text{m}^2, n_p = 4, \Psi = 0.175 \text{ Wb}$; 信号控制器参数: $k = 1$; 能量控制器参数: $R_1 = R_2 = 50$ 。

仿真一: 给定电机转速 $\omega_0 = 30 \text{ rad/s}$, 在 $t = 0.5 \text{ s}$ 时转速由 $\omega_0 = 30 \text{ rad/s}$ 上升到 $\omega_0 = 60 \text{ rad/s}$, 电机空载启动, 仿真得到永磁同步电机速度控制系统响应波形图。

图2为3种控制器在转速突变条件下的转速响应对比曲线。

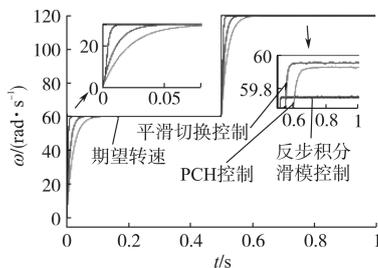


图2 转速突变时的转速响应波形

Fig. 2 Speed response waveforms when speed varying

图3为平滑切换函数曲线, 其中箭头指向为局部放大图。

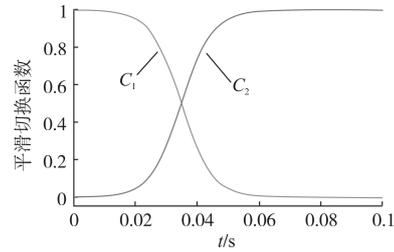


图3 平滑切换函数曲线

Fig. 3 Curves of smooth switching function

由图2可以看出, 反步积分滑模控制方法使转速响应速度更快, 但是稳态误差大, PCH控制方法的稳态损耗较低, 但是转速响应比较慢, 而本文所提的平滑切换控制策略既具有较快的动态响应速度又表现出良好的稳态性能, 在转速突变的条件下相比其他2种控制器具有优越性。

由图3可以看出, 在电机开始启动后的短暂时间内, 信号控制器的作用较强, 此控制器使系统以较快的速度跟踪给定转速, 迅速到达稳态, 达到指定速度后, 能量控制器发挥主要作用, 使系统的稳态误差较小, 从而 PMSM 调速系统具备良好的动态和稳态性能。

仿真二: 电机给定转速 $\omega_0 = 100 \text{ rad/s}$, 电机空载启动, 当电机速度到达稳态时, 在 $t = 0.35 \text{ s}$ 突增负载扰动 $1 \text{ N} \cdot \text{m}$, 在 $t = 0.65 \text{ s}$ 时负载转矩突减 $1 \text{ N} \cdot \text{m}$, 仿真得到系统的响应波形。

图4为3种控制器在负载转矩突变时的转速响应对比波形。图5为负载突变时的电流波形, 图5a为平滑切换控制策略在负载突变时的 d, q 轴电流响应波形; 图5b为转速突增时的相电流响应波形。图6为有外部负载扰动时的负载转矩观测器观测波形。其中, 图4、图6中的箭头指向为局部放大图。

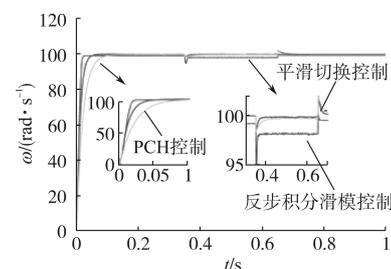


图4 负载突变时的转速响应波形

Fig. 4 Speed response waveforms when load varying

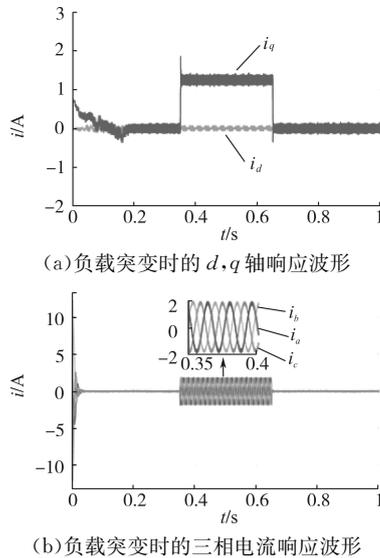


图5 负载突变时的电流波形

Fig. 5 Current waveforms when load varying

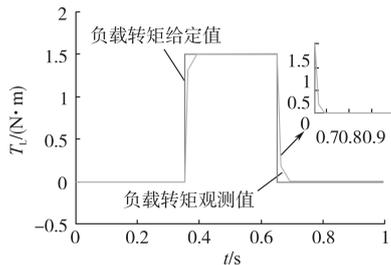


图6 负载转矩波形

Fig. 6 Load torque waveforms

由图4可以看出,当系统发生外部扰动时,相较于反步积分滑模控制器和PCH控制器,平滑切换控制策略具有较好的抗干扰性;当负载转矩突变时,该控制方法仍能使转速快速恢复到给定值,并只有较小的波动。由图6可以看出,所设计的负载转矩观测器可以准确观测负载转矩,并快速跟踪给定值。

5 结论

本文提出了反步积分滑模和PCH平滑切换控制方案。仿真研究表明,平滑切换策略满足永磁同步电机的高性能要求,兼顾了信号控制器和能量控制器的优势,并且在有负载扰动时也能发挥控制作用,提出的负载转矩观测器可以准确预测未知负载扰动,提高控制精度。该方案为实现永磁同步电机调速系统良好的动态和稳态性能提出了一种新方法,该方法具有良好的应用前景。

参考文献

[1] 张立伟,李行,宋佩佩,等. 基于新型滑模观测器的永磁同

步电机无传感器矢量控制系统[J]. 电工技术学报, 2019, 34(21):70-78.

[2] 薛诚,宋文胜,冯晓云. 五相永磁同步电动机多目标优化直接转矩控制算法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(6): 1695-1704.

[3] Zhang X, Sun L, Zhao K. Nonlinear Speed Control for PMSM System Using Sliding-mode Control and Disturbance Compensation Techniques[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 28(3): 1358-1365.

[4] Li H B, Gu S S. Design for Adaptive Feedforward PID Controller of PMSM with Neural Network Torque Observer[J]. Electric Machines & Control, 2004, 8(4): 341-350.

[5] Kim H, Son J, Lee J. A High-speed Sliding-mode Observer for the Sensorless Speed Control of a PMSM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(9): 4069-4077.

[6] Jing Liu, Li Hongwen, Deng YongTing. Torque Ripple Minimization of PMSM Based on Robust ILC via Adaptive Sliding Mode Control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2): 3655-3671.

[7] 朱笋,洪荣晶,李盛彦. 基于新型滑模算法的永磁同步电机转速控制研究[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(5): 58-63.

[8] Meshram Ragini V, Bhagwat Monika, Khade Shubhangi. Port-controlled Phasor Hamiltonian Modeling and IDA-PBC Control of Solid State Transformer[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2019, 27(1):164-174.

[9] Petrovic V, Ortega R, Stankovic A M. Interconnection and Damping Assignment Approach to Control of PM Synchronous Motors[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2001, 9(6): 811-820.

[10] 于海生,王海亮,赵克友. 负载恒定未知时永磁同步电机的哈密顿控制方法[J]. 中南大学学报(自然科学版), 2005, 36(1): 194-198.

[11] Yu H, Yu J, Liu J, et al. Nonlinear Control of Induction Motors Based on State Error PCH and Energy-shaping Principle[J]. Nonlinear Dynamics, 2013, 72(1/2):49-59.

[12] 裘君,赵光宙. 永磁同步电机磁链自适应控制[J]. 电机与控制学报, 2009, 13(6):798-803.

[13] 吴春,齐蓉,高峰. 基于扩张PCHD模型的永磁同步电机无源控制[J]. 控制与决策, 2014, 29(5): 895-900.

[14] Van Der Schaft A J. L2-Gain and Passivity Techniques in Nonlinear Control[M]. London: Springer-Verlag, 2000.

[15] Ortega R, Van Der Schaftb A J, Maschkec B, et al. Interconnection and Damping Assignment Passivity Based Control of Port Controlled Hamiltonian Systems[J]. Automatica, 2002, 38(4): 585-596.

[16] 牛志刚,张建民. 应用于直线电机的平滑切换模糊PID控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(8):132-136.

[17] 李建立,于海生. 永磁同步电机驱动系统的反步与无源协调控制[J]. 电机控制与应用, 2018, 45(1):23-29.

收稿日期:2019-09-19

修改稿日期:2019-12-09