

文章编号: 1001-0920(2013)10-1578-05

无速度传感器的表面式永磁同步电机无源控制策略

侯利民, 王巍

(辽宁工程技术大学 电气与控制工程学院, 辽宁 葫芦岛 125105)

摘要: 针对高性能的表面式永磁同步电机 (SPMSM) 调速系统, 考虑电机实际运行过程中逆变器非线性因素对传动系统的影响, 推导出考虑逆变器的 SPMSM 系统统一端口受控耗散哈密顿数学模型. 基于能量成形方法和端口受控耗散哈密顿系统原理, 设计 SPMSM 驱动系统的无源控制器, 利用带扩张状态观测器的自适应滑模控制设计速度调节器, 得到 q 轴期望的电流并实现转速的估计, 逆变器非线性扰动由扩张状态观测器进行补偿. 仿真结果表明, 所提出方法实现了较高的速度估计精度, 使调速系统具有优良的动、静态性能.

关键词: 表面式永磁同步电机; 无源控制; 扩张状态观测器; 自适应滑模

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Speed sensorless system of passivity-based control strategy for SPMSM

HOU Li-min, WANG Wei

(Faculty of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao 125105, China.
Correspondent: HOU Li-min, E-mail: hlm760410@163.com)

Abstract: The unified PCHD modeling with inverter is established for the high performance of the speed control system of SPMSM. The passive controller of the SPMSM drive system is designed based on the interconnection and damping assignment of the energy-shaping method and port-controlled Hamiltonian systems with the dissipation (PCHD) theory. The speed regulator is designed by using the adaptive sliding mode method with extended state observer (ESO) in order to get desired q axis current and estimated speed, and the nonlinear disturbance caused by the inverter is compensated by using the extended state observer. The simulation results show that the proposed method realizes the veracity of speed estimation, so that the system has satisfactory dynamic and static performance.

Key words: surface permanent magnet synchronous motor; passivity-based control; extended state observer; adaptive sliding mode

0 引言

目前, 以永磁同步电机 (PMSM) 为执行电机, 采用高性能控制策略的控制系统已成为电气传动控制系统发展的一个主流方向, 在航空、航天、电动汽车、电梯、数控机床、家用电器等应用领域已获得广泛的应用. PMSM 是一个多变量、强耦合、非线性、变参数的复杂对象, 已有的矢量控制和直接转矩控制两种系统虽然都能获得较高的动、静态性能, 但矢量控制调速系统存在对参数变化的适应能力及参数鲁棒性和抗干扰性较差的弱点, 难以满足高性能的控制要求; 直接转矩控制方法的转矩响应较好, 但是启动和低速运行时转矩波动较大. 因此, 要获得高性能的永磁同步电机控制系统, 必须研究先进的控制策略以解

决这些不确定性的影响.

近年来, 随着控制理论的发展, 一种基于互联和能量成形原理的无源控制方法受到高度重视. 无源控制方法利用输出反馈使得电机闭环系统特性表现为一无源映射, 从能量角度出发, 通过配置系统能量耗散特性方程中的无功分量, 利用无功力的不影响稳定性这一特性简化控制器的设计, 迫使系统总能量跟踪期望的能量函数, 并使系统的状态变量渐近收敛至设定值. 这是一种全局定义且全局稳定的控制方法, 无奇异点, 鲁棒性强, 设计简单有效, 易于工程实现^[1-5]. 基于能量成形方法和端口受控耗散哈密顿 (PCHD) 系统原理, 文献 [6-7] 研究了 PMSM 的建模和速度控制问题, 所得到的控制器简单, 计算量小, 便于实现, 但

收稿日期: 2012-06-18; 修回日期: 2012-08-09.

基金项目: 辽宁省博士启动基金项目(20111054); 辽宁省教育厅基金项目(L2011052).

作者简介: 侯利民(1976—), 男, 副教授, 博士后, 从事电力电子与电力传动的研究; 王巍(1975—), 女, 讲师, 硕士, 从事电力电子与电力传动的研究.

都未考虑逆变器的影响. 文献 [8] 推导了考虑铁损的 PMSM 数学模型, 建立考虑铁损的 PMSM 的 Hamilton 模型. 在此基础上, 利用系统的互联、阻尼配置和能量整形方法设计了 Hamilton 控制器, 对电动汽车的闭环电驱动系统进行镇定控制, 并分析了闭环系统的稳定性. 文献 [9] 为削弱空间矢量脉宽调制死区效应对永磁同步电动机调速控制系统的影响, 建立了逆变器的非线性模型和整个控制系统的模型, 提出了一种基于电压模型参考的双闭环二阶滑模控制方法, 削弱了传统滑模控制固有的抖振现象. 目前无速度传感器 PMSM 的研究得到国内外广泛关注, 并提出了许多实现方法, 主要有依赖于电机的基波激励模型的估计方法和利用电机的凸极效应实现对转子位置的检测方法^[10-11]. 文献 [12] 利用电流控制器中的扩张状态观测量, 对电机的转子位置和转速进行估计.

目前, 针对永磁同步电机的无源控制都是在传统的电机本体数学模型基础上建立 SPMSM 的 PCHD 数学模型并进行控制, 没有考虑逆变器等因素对传动系统的影响. 本文综合考虑逆变器、SPMSM 和机械负载为一体的不确定系统, 推导了 SPMSM 系统统一 PCHD 数学模型, 利用系统的互联和阻尼配置及能量成形方法设计了无源控制器, 利用带 ESO 的自适应滑模控制设计了速度调节器得到 q 轴期望的电流并实现转速的估计, 未知干扰项也通过 ESO 观测并补偿. 该策略保证了闭环系统的稳定性, 提高了抗扰性和增强了鲁棒性, 使调速系统具有优良的动、静态性能.

1 SPMSM 系统统一 PCHD 数学模型推导

1.1 SPMSM 系统统一数学模型

假设磁路不饱和, 空间磁场呈正弦分布, 不计磁滞和涡流损耗影响, 则由表面式 PMSM 和机械负载构成的确定系统在 d - q 旋转坐标系中的数学模型表示为

$$\begin{cases} \frac{d\psi_d}{dt} \\ \frac{d\psi_q}{dt} \end{cases} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L} & \omega_r \\ -\omega_r & -\frac{r_s}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_d + \frac{\psi_f}{L} r_s \\ u_q \end{bmatrix}, \\ \frac{J}{n_p} \frac{d\omega_r}{dt} = n_p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) - \frac{B\omega_r}{n_p} - T_L. \quad (1)$$

其中: ψ_d, ψ_q 为定子磁链 d - q 轴分量, $\psi_d = Li_d + \psi_f$, $\psi_q = Li_q$; u_d, u_q 和 i_d, i_q 分别为定子电压、电流 d - q 轴分量; r_s, L 为定子电阻、电感; ω_r 为转子电角速度; ψ_f 为转子永磁磁链; n_p 为极对数; B 和 J 为阻力摩擦系数和转动惯量; T_L 为负载转矩.

为了削弱 SVPWM 死区效应对永磁同步电机调速控制系统的影响, 将逆变器、SPMSM 和机械负载作为一个整体的不确定系统, 建立统一数学模型. 假设转子永磁体总磁链方向与 d 轴方向一致, 将平均三相电压扰动变换到 d - q 坐标系为^[9]

$$\begin{cases} v_{df} = \frac{4}{\pi} \sqrt{\frac{3}{2}} \Delta e \sum_n \frac{1}{n} \sin[(n \pm 1)\omega_e t], \\ v_{qf} = \frac{4}{\pi} \sqrt{\frac{3}{2}} \Delta e \sum_n \left\{ \pm \frac{1}{n} \cos[(n \pm 1)\omega_e t] \right\}, \\ \Delta e = \frac{T_d + t_{on} - t_{off}}{T_{pwm}} U_d. \end{cases} \quad (2)$$

其中: 取“+”时, $n = 5, 11, 17, \dots$, 取“-”时, $n = 1, 7, 13, 19, \dots$; T_d 为死区时间; t_{on}, t_{off} 分别为开关管的开通和关断时间; T_{pwm} 为 PWM 周期; ω_e 为同步转速.

考虑逆变器环节的不确定性, 即考虑开关器件非线性 PWM 策略的选取和母线电压波动等原因, 逆变器环节增益并不理想, 因此逆变器模型建立为

$$\begin{cases} u_d = (1 + \mu_1) v_d + v_{df}, \\ u_q = (1 + \mu_2) v_q + v_{qf}. \end{cases} \quad (3)$$

其中: u_d, u_q 为逆变器输出电压; v_d, v_q 为输入电压; v_{df}, v_{qf} 为逆变器死区特性引起的电压扰动; μ_1, μ_2 为逆变器其他非线性因素导致的增益扰动. 假设逆变器非线性扰动皆有界, 且满足 $\max(|\mu_1|, |\mu_2|) < d_1$, $\max(|v_{df}|, |v_{qf}|) < d_2$.

将式 (3) 代入 (1), 则 SPMSM 系统统一数学模型可以表示为

$$\begin{cases} \left[\frac{d\psi_d}{dt} \quad \frac{d\psi_q}{dt} \right]^T = \\ \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L} & \omega_r \\ -\omega_r & -\frac{r_s}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d + \frac{\psi_f}{L} r_s \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_1 \\ \omega_2 \end{bmatrix}, \\ \frac{J}{n_p} \frac{d\omega_r}{dt} = n_p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) - \frac{B\omega_r}{n_p} - T_L. \end{cases} \quad (4)$$

其中: $\omega_1 = \mu_1 v_d + v_{df}$, $\omega_2 = \mu_2 v_q + v_{qf}$, 输入控制量为逆变器给定电压 v_d, v_q .

1.2 SPMSM 系统统一 PCHD 数学模型

定义系统的状态向量为

$$\begin{aligned} x &= [x_1 \ x_2 \ x_3]^T = \\ &[\psi_d - \psi_f \ \psi_q \ J\omega_r/n_p^2]^T = D[i_d \ i_q \ \omega_r]^T, \end{aligned} \quad (5)$$

其中 $D = \text{diag}[L \ L \ J/n_p^2]$.

输入、输出向量和外加干扰分别为

$$u = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ -T_L/n_p \end{bmatrix}, \quad y = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \end{bmatrix}, \quad \zeta = \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (6)$$

由此可以写出系统的状态空间表达式为

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \\ &\begin{bmatrix} -r_s & 0 & \psi_q \\ 0 & -r_s & -\psi_d \\ -\psi_q & \psi_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ -T_L/n_p \end{bmatrix} + \xi, \\ &y = [i_d \ i_q \ \omega_r]^T. \end{aligned} \quad (7)$$

取 SPMSM 系统的 Hamilton 函数为电能与机械动能

总和,即

$$H(x) = \frac{1}{2}x^T D^{-1}x = \frac{1}{2}\left[\frac{1}{L}x_1^2 + \frac{1}{L}x_2^2 + \frac{n_p^2}{J}x_3^2\right]. \quad (8)$$

由此可以推出

$$\partial H(x)/\partial x = [i_d \quad i_q \quad \omega_r]^T. \quad (9)$$

利用式(5)~(9)可将(4)的SPMSM系统统一成PCHD数学模型为

$$\dot{x} = [J(x) - R(x)] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} + g(x) \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ -T_L/n_p \end{bmatrix} + \zeta, \\ y = g^T(x) \frac{\partial H(x)}{\partial x} = [i_d \quad i_q \quad \omega_r]^T. \quad (10)$$

比较式(7)和(10),有

$$J(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \psi_q \\ 0 & 0 & -\psi_d \\ -\psi_q & \psi_d & -B/n_p^2 \end{bmatrix}, \quad R(x) = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \\ g(x) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (11)$$

其中: $J(x)$ 为反对称矩阵且 $J(x) = -J^T(x)$, 反映了系统内部的互联结构; $R(x)$ 为半正定对称矩阵, 反映了端口上的附加阻性结构.

2 系统统一 PCHD 控制器设计

2.1 系统期望平衡点的确定

本文针对表面式永磁同步电机传动系统的调速性能进行分析和设计, 采用 $i_d = 0$ 控制实际就是“最大转矩/电流”控制, 当负载转矩恒定已知时, 对于期望 ω_r^* , 根据式(10)得到的期望平衡点为

$$x_0 = [x_{10} \quad x_{20} \quad x_{30}]^T = \left[0 \quad Li_q^* \quad \frac{J}{n_p^2}\omega_r^*\right]^T. \quad (12)$$

2.2 i_q^* 的确定和速度估计

x_{20} 可由式(10)推出, 但为了提高调速系统的抗扰能力和鲁棒性, 本文 i_q^* 由带 ESO 的自适应滑模控制实现. 由式(4)可以推导出 SPMSM 在电机参数不确定性条件下的机械运动方程为

$$\dot{\omega}_r = (a + \Delta a)i_q - (b + \Delta b)\omega_r - (c + \Delta c)T_L. \quad (13)$$

其中: $a = n_p^2\psi_f/J$; $b = B/J$; $c = n_p/J$; $\Delta a, \Delta b$ 和 Δc 为电机参数的摄动值.

对式(13)进行处理, 令

$$\begin{cases} q = \Delta ai_q - \Delta b\omega_r - \Delta cT_L, \\ f = a(i_q - i_q^*) - b\omega_r - cT_L, \end{cases} \quad (14)$$

则式(13)可以重新整理为

$$\dot{\omega}_r = ai_q^* + f + q. \quad (15)$$

永磁同步电机在运行过程中, 一些参数和扰动量都可能随时发生变化, 尤其在负载扰动较大时, 扰

动项幅值会很大. 这样式中的 $f + q$ 项虽然可以通过 ESO 观测并进行补偿, 但会加重扩张状态观测器的负担, 因此难以保证对扰动的估计具有较高的精度, 导致对扰动的补偿效果不到位^[13-14]. 本文通过 ESO 观测 f 项, 利用自适应方法进行估计 q 项, 从而减轻了 ESO 的压力, 可以得到较好的控制效果.

定义速度跟踪误差 $e = \omega_r^* - \omega_r$, 其中 $\omega_r(t)$ 为估计转速, $\omega_r^*(t)$ 为参考速度. 由式(15)推出误差动态方程为

$$\dot{e} = \dot{\omega}_r^* - ai_q^* - f - q, \quad (16)$$

选择以 e 为自变量的积分型滑动模式面为

$$s = e + k \int_0^t e(\tau)d\tau, \quad k > 0. \quad (17)$$

传统的自适应滑模控制设计的控制律在实际工程中往往难以达到, 且导致抖振现象, 这是因为通常要求系统不确定性范围的界已知. 本文采用一种新的方法取代 $\text{sign}(\cdot)$ 或 $\text{sat}(\cdot)$ 方法估计 q 项, 有效地减轻了抖振. 将速度环控制器设计为

$$i_q^* = \frac{1}{a}(\dot{\omega}_r^* - f - \hat{q} + ke + ms), \quad m > 0. \quad (18)$$

其中: $(\dot{\omega}_r^* - \hat{q} + ke + ms)/a$ 为自适应滑模控制器部分, $-f/a$ 为由 ESO 的观测值并作为前馈补偿到输入端的部分, k 为状态反馈增益.

定义参数估计误差为 $\tilde{q} = q - \hat{q}$, 可得 $\dot{\tilde{q}} = -\dot{\hat{q}}$, 构造 Lyapunov 函数为

$$V = \frac{1}{2}s^2 + \frac{1}{2\rho}\tilde{q}^2. \quad (19)$$

\hat{q} 按如下自适应律进行更新:

$$\dot{\hat{q}} = -\rho s, \quad \rho > 0. \quad (20)$$

对式(19)求导, 并将式(16)~(20)代入, 得到

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s\dot{s} + \frac{1}{\rho}\tilde{q}\dot{\tilde{q}} = s(\dot{e} + ke) + \frac{1}{\rho}\tilde{q}\dot{\tilde{q}} = \\ &= s[\dot{\omega}_r^* - ai_q^* - f - q + ke] + \frac{1}{\rho}\tilde{q}\dot{\tilde{q}} = \\ &= -ms^2 + s[\dot{\omega}_r^* - ai_q^* - d - \hat{q} + ke + ms] - \tilde{q}s - \frac{1}{\rho}\tilde{q}\dot{\tilde{q}} = \\ &= -ms^2 - \tilde{q}\left(s + \frac{1}{\rho}\dot{\tilde{q}}\right) = -ms^2 \leq 0. \end{aligned}$$

因此, 系统状态将到达滑模面并沿滑模面运动, 从而使 $s = e + k \int_0^t e(\tau)d\tau = 0$, 这表明系统的跟踪误差将指数地收敛到零.

扩张状态观测器一般在自抗扰控制器中用来估计系统内外扰动量并进行前馈补偿. 本文将 f 看作系统的“综合扰动项”, 即 $a(t) = f$, 利用 ESO 可以准确地观测 f . 于是将式(15)处理成 ESO 的标准形式为

$$\dot{\omega}_r = \frac{n_p^2\psi_f}{J}i_q^* + \hat{q} + a(t), \quad (21)$$

其中 $u = i_q^*$. 令 $x = \omega_r$, 可以构造出 SPMSM 的非线性观测器为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 \text{fal}(\varepsilon, \alpha, \delta) + \hat{q} + P_n^2 \psi_f i_q^* / J, \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 \text{fal}(\varepsilon, \alpha, \delta). \end{cases} \quad (22)$$

式(22)利用 z_1 估计速度 ω_r , z_2 估计系统的扰动 $a(t)$.

2.3 无源控制器的设计

为了将 SPMSM 系统渐近稳定在期望的平衡点 x_0 附近, 构造一个加入反馈控制后的闭环期望能量函数 $H_d(x)$, 它在 x_0 处取极小值. 寻求反馈控制

$$u = \beta(x), \quad (23)$$

使闭环系统为

$$\dot{x} = [J_d(x) - R_d(x)] \frac{\partial H_d(x)}{\partial x}, \quad (24)$$

其中 $J_d(x)$ 和 $R_d(x)$ 分别为期望的互联和阻尼矩阵, 且有

$$\begin{cases} J_d(x) = J(x) + J_a(x) = -J_d^T(x), \\ R_d(x) = R(x) + R_a(x) = R_d^T(x) \geq 0. \end{cases} \quad (25)$$

取闭环系统期望的 Hamilton 函数为

$$H_d(x) = \frac{1}{2}(x - x_0)^T D^{-1}(x - x_0), \quad (26)$$

可取互联矩阵 $J_a(x)$ 和 $R_a(x)$ 阻尼矩阵为

$$J_a(x) = \begin{bmatrix} 0 & J_{12} & J_{13} \\ -J_{12} & 0 & J_{23} \\ -J_{13} & -J_{23} & 0 \end{bmatrix}, \quad R_a(x) = \begin{bmatrix} r_1 & 0 & 0 \\ 0 & r_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (27)$$

其中 J_{12} , J_{13} , J_{23} 和 r_1 , r_2 分别为待定的互联和阻尼参数. 选择 $J_{13} = -Li_q$, $J_{23} = Li_d$, $J_{12} = 1$. 设计 PCHD 无源控制系统的控制器为

$$\begin{cases} v_d = -r_1 i_d + (i_q - i_q^*) - Li_q \omega_r - w_1, \\ v_q = -i_d + r_2 (i_q^* - i_q) + \psi_f \omega_r^* + \\ \quad Li_d \omega_r + r_s i_q^* - w_2. \end{cases} \quad (28)$$

将式(5), (6), (10)~(12), (25)~(27)代入(29), 可以推导出

$$\begin{aligned} & -[J_d(x) - R_d(x)]D^{-1}x_0 = \\ & -[J_a(x) - R_a(x)]D^{-1}x + g(x)\beta(x) + \zeta. \end{aligned} \quad (29)$$

且由式(26)可得

$$\begin{aligned} \frac{\partial H_d(x)}{\partial x} &= D^{-1}(x - x_0), \quad \frac{\partial H_d^2(x)}{\partial x^2} = D^{-1}, \\ \frac{\partial K(x)}{\partial x} &= \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\partial H_a(x)}{\partial x} \right) = \\ \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\partial H_d(x)}{\partial x} - \frac{\partial H(x)}{\partial x} \right) &= 0. \end{aligned} \quad (30)$$

当 $x = x_0$ 时, $\partial H_d(x_0)/\partial x = 0$ 且 $\partial H_d^2(x_0)/\partial x^2 > 0$. 由式(29)和(30)可知, 满足 PCHD 系统的 IDA-PBC 原理借助于 La Salle 不变集原理, 可以获得整个闭环系统在平衡点是渐近稳定的.

2.4 非线性扰动 w_1 和 w_2 的确定

逆变器非线性扰动 w_1 和 w_2 也采用扩张状态观测器来准确估计, 令

$$\begin{aligned} a_1(t) &= w_1 + \omega_r Li_q, \\ a_2(t) &= w_2 - \omega_r Li_d - \omega_r \psi_f, \end{aligned} \quad (31)$$

则式(4)可以写为

$$\begin{cases} \dot{v}_d = \dot{\psi}_d + r_s \psi_d / L - r_s \psi_f / L - a_1(t), \\ \dot{v}_q = \dot{\psi}_q + r_s \psi_q / L - a_2(t). \end{cases} \quad (32)$$

令 $y_1 = i_d$, $y_2 = i_q$, 可将式(32)处理成 ESO 的标准形式为

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = -\frac{r_s}{L} y_1 + \frac{1}{L} v_d + \frac{1}{L} a_1(t), \\ \dot{y}_2 = -\frac{r_s}{L} y_2 + \frac{1}{L} v_q + \frac{1}{L} a_2(t). \end{cases} \quad (33)$$

由自抗扰控制器中扩张状态观测器的构造方法可以得到 ESO₁ 表达式为

$$\begin{cases} \varepsilon = z_1 - i_d, \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 \text{fal}(\varepsilon, \alpha, \delta) - \frac{r_s}{L} y_1 + \frac{1}{L} v_d, \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 \text{fal}(\varepsilon, \alpha, \delta). \end{cases} \quad (34)$$

式(34)利用 z_1 估计 d 轴电流 i_d , z_2 估计系统扰动 $a_1(t)$, 估计出 $a_1(t)$ 即可找到 w_1 . 同理能推导出 ESO₂ 的表达式, w_2 也可找到.

3 仿真结果

为了验证上述调速系统的性能, 在 Simulink 仿真环境中进行仿真研究. 仿真实验电机参数为: $r_s = 0.144 \Omega$, $\psi_f = 0.8835 \text{ Wb}$, $L_d = L_q = 0.8 \text{ mH}$, $J = 0.4118 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$, $n_p = 2$, $n_N = 1500 \text{ r/min}$. 基于统一 PCHD 建模的表面式永磁同步电机无速度传感器无源控制系统原理如图 1 所示.

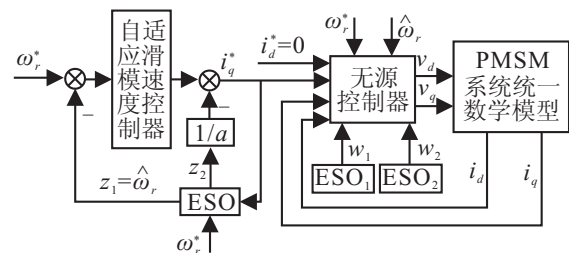


图 1 SPMSM 调速系统原理

给定阶跃转速 100 rad/s , 负载转矩为 $5 \text{ N}\cdot\text{m}$ 时, 0.2 s 突加负载到 $10 \text{ N}\cdot\text{m}$, 在 0.3 s 时卸掉突加负载. 图 2 和图 3 分别为各种速度曲线和对应的误差曲线. 由图 2 和图 3 可见, 扩张状态观测器观测的转速最快到达给定转速, 且在加减载时速度没有发生变化, 抗扰能力较强. 期望 q 轴电流如果由 PI 调节器生成, 则其他与本文方法一样的系统实测转速在负载有扰动时转速有静差. 采用本文方法实测速度跟踪性能较好, 给定/实测转子速度吻合, 突加减负载时虽然瞬时有转速波动, 但能够较好地抑制负载扰动持续期间所引起的转速静差.

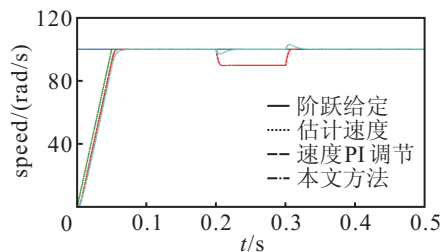


图2 速度响应曲线

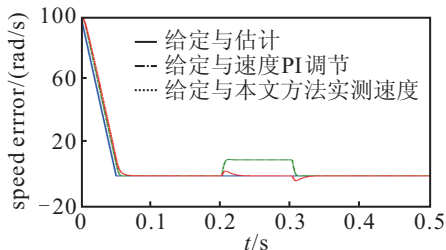


图3 速度差响应曲线

为了测试逆变器死区对系统的影响,考虑逆变器和忽略逆变器电机转速控制的比较,如图4所示,给定转速150rad/s,在0.2s突加负载10N·m,在0.4s突然卸掉负载.由图4可见,扰动出现和消失时转速均有瞬时波动,忽略逆变器的控制系统稳态转速下存在脉动.

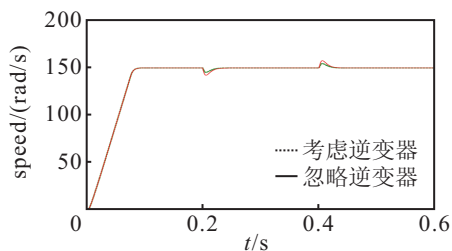


图4 变载速度响应曲线

图5为0.3~0.5s期间负载突变为4N·m时,永磁同步电机传动系统输出的电磁转矩变化情况.由图5可见,负载突变时,电磁转矩能在较短时间内恢复到所要求的稳定状态.

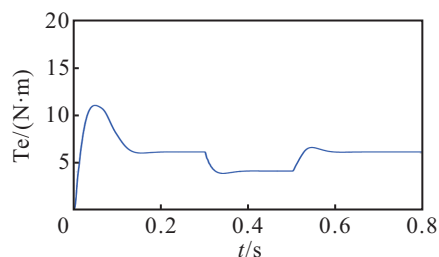


图5 负载突变时对应的转矩曲线

4 结论

传统SPMSM的建模和控制忽略逆变器非线性因素的存在,使调速系统控制性能和精度的提高受到限制.为此,本文基于PCHD系统原理,推导了考虑逆变器的SPMSM系统统一PCHD数学模型.利用互联

和阻尼配置的能量成形方法,设计了SPMSM驱动系统的无源控制器, q 轴期望的电流由带ESO的自适应滑模控制来实现,并以此获得转速估计信号,非线性扰动项由扩张状态观测器进行补偿.仿真结果表明,所提出方法实现了全局稳定性控制,扰动性和鲁棒性较强,控制器的设计简单且易于实现,调速系统具有优良的动、静态性能.

参考文献(References)

- [1] Petrovic V, Ortega R, Stankovic A M. Interconnection and damping assignment approach to control of PM synchronous motors[J]. IEEE Trans on Control Systems Technology, 2001, 9(6): 811-820.
- [2] 裴文卉, 张承慧, 李珂. 计及铁损时电动汽车用感应电机的Hamilton建模及无源控制[J]. 控制理论与应用, 2011, 28(6): 869-873.
(Pei W H, Zhang C H, Li K. Hamilton system modeling and passive control for induction motor of electric vehicles by considering iron losses[J]. Control Theory & Applications, 2011, 28(6): 869-873.)
- [3] 沈艳霞, 纪志成. 基于无源性永磁同步电机模糊滑模控制系统研究[J]. 系统仿真学报, 2007, 19(17): 4012-4016.
(Shen Y X, Ji Z C. Passivity-based fuzzy sliding-mode control system and experiment research for permanent magnet synchronous motors[J]. J of System Simulation, 2007, 19(17): 4012-4016.)
- [4] Angelo C, Bossio G, Garcia G, et al. Speed control of PMSMs with interconnection and damping assignment or feedback linearization comments about their performance[C]. Industrial Electronics. Montreal, 2006: 2182-2187.
- [5] Ortega R, Van Der Schaft A J. Interconnection and damping assignment passivity-based control of port-controlled Hamiltonian systems[J]. Automatica, 2002, 38(4): 585-596.
- [6] 侯利民, 张化光, 刘秀翀. 带ESO的自适应滑模调节的SPMSM自抗扰-无源控制[J]. 控制与决策, 2010, 25(11): 1651-1655.
(Hou L M, Zhang H G, Liu X C. Adaptive sliding mode controller based on extended state observer of SPMSM with active disturbance rejective-passivity-based controller[J]. Control and Decision, 2010, 25(11): 1651-1655.)
- [7] 于海生, 赵克友. 基于端口受控哈密顿方法的PMSM最大转矩/电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(8): 82-87.
(Yu H S, Zhao K Y. Maximum torque per ampere control of PMSM based on port-controlled Hamiltonian theory[J]. Proc of the CSEE, 2006, 26(8): 82-87.)

(下转第1586页)