

永磁同步电动机无速度传感器矢量调速系统的积分反步控制

王礼鹏, 张化光, 刘秀翀

(东北大学 信息科学与工程学院, 辽宁 沈阳 110819)

摘要: 基于永磁同步电动机(PMSM)的数学模型, 设计了由积分反步控制和滑模变结构模型参考自适应系统组成的无速度传感器矢量控制系统. 其中带有积分作用的反步控制作为矢量系统的速度和电流控制器, 实现给定速度和电流的无静差跟踪; 而滑模变结构模型参考自适应方法作为速度辨识器估计电机速度, 能够快速准确的跟踪实际速度. 通过Lyapunov定理证明了所设计的速度控制器和辨识器的稳定性. 仿真结果验证了所设计的无速度传感器矢量调速系统良好的速度跟踪性能和抗扰动性能.

关键词: 永磁同步电动机; 积分反步控制; 滑模变结构模型参考自适应系统; 无速度传感器

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

Integral backstepping controller in the sensorless vector-control system for permanent magnet synchronous motor

WANG Li-peng, ZHANG Hua-guang, LIU Xiu-chong

(School of Information Science and Technology, Northeastern University, Shenyang Liaoning 110819, China)

Abstract: A robust control system composing of an integral backstepping controller and a sliding-mode variable-structure model-reference adaptive system (MRAS) is designed for the vector-controlled permanent magnet synchronous motor (PMSM). The backstepping control with integral action is employed as the speed and current controllers for the PMSM. The sliding-mode variable-structure MRAS is taken to estimate the speed/position of the drive system. The stability of the speed controller and the estimator is proved by using Lyapunov theorem. MATLAB simulation results validate the good speed-tracking and disturbance-rejection performances of the designed method.

Key words: PMSM; backstepping controller with integral action; sliding mode MRAS; sensorless

1 引言(Introduction)

永磁同步电机(PMSM)具有体积小、功率因数高、转动惯量低等优点, 从而引起了从事电机及其驱动系统技术研究的学者和研究人员的广泛关注和重视. 目前矢量控制和直接转矩方法是典型的两种控制方案, 其中矢量控制良好的控制性能得到广泛应用^[1-2], 它通过坐标变换将定子电流分解为相互正交的两个分量, 一个与磁链同方向, 代表定子电流的磁链分量, 一个与磁链方向正交, 代表定子电流的转矩分量. 当维持定子电流的磁链分量不变, 控制转矩分量, 就相当于直流电机中维持励磁电流不变, 而通过控制电枢电流来控制电机的转矩一样, 能使系统具有很好的转矩响应, 精确的速度控制.

由于永磁同步电动机的动态模型是一个多变量耦合非线性时变系统, 而且受电机参数变化、负载扰动等不确定性的影响, 虽然矢量控制和直接转矩控制虽已用于PMSM, 然而传统的PI控制方法存在许多不足. 因此很多先进的控制策略开始在电机中

得到研究和应用, 如自适应控制、模糊控制、神经网络控制等方法^[3-8]. 其中自适应控制减少了电机参数和负载扰动对于控制性能的影响^[3], 但是估计器的估计效果和参数设计增加了控制器的复杂性; 模糊控制具有很好的智能性^[4], 但是在线模糊推理的计算工作量大, 模糊控制规则表的确定比较困难; 神经网络控制需要神经网络的训练及初始值的选取^[5], 复杂的计算使得应用受到了限制. 反步控制是一种最近发展的针对不确定非线性系统的控制策略^[6-8], 基本思想是将复杂的非线性系统分解为不超过系统阶次的子系统, 然后为每个子系统设计Lyapunov函数和中间虚拟控制量, 一直“后推”至整个系统, 从而完成整个控制器的设计. 本文采用带有积分作用的反步控制方法作为永磁同步电动机矢量系统的速度和电流控制器, 由于在反步控制中加入了积分作用, 使得给定速度和电流的准确跟踪, 以及良好的抗扰动能力.

此外, 在永磁同步电动机矢量控制系统中, 转子

的位置信息可以直接通过位置或速度传感器得到,然而传感器的安装增加了成本和转轴的惯量,影响了系统的动静态性能.因此,利用电机绕组中的有关信号,通过计算估计转子的位置和速度来完成矢量系统的调速已成为研究的趋势,主要策略有^[9-17]:

1) 基于检测感应电动势来估计转速和位置^[10],该方法在高速时有较好的速度估计性能,在低速和零速的情况下估计性能不好;

2) 基于状态观测器的方法^[11-12],其中卡尔曼滤波器是一种应用和研究较普遍的速度估计方法,但是计算量较大,参数的不确定性,以及该方法需要设定初始参数影响了该方法的实用性;

3) 高频信号注入方法^[13-14],这种方法的优点是即使在零速时也能够得到比较好的估计效果,此外这种方法不需要坐标变换,所以很少的受到转子估计误差的影响.这种估计方法的主要缺点是注入电动机信号容易影响电机的动态性能,而且这种方法需要外部的设备来完成信号的注入,增加了系统的成本;

模型参考自适应方法由于结构简单,较少的计算量,良好的估计性能受到越来越多的研究^[15-17],而滑模变结构方法对于参数变化、负载扰动具有很好的抑制能力,并且具有快速动态响应特性^[18-20],因此本文通过结合传统的模型参考自适应系统和滑模变结构方法设计了永磁同步电动机的速度辨识器,并利用Lyapunov定理证明了稳定性.最后,所设计的速度辨识器和积分反步控制器构成了具有良好速度跟踪性能的无速度传感器矢量调速系统,通过仿真研究证明了该方法的有效性.

2 永磁同步电动机的数学模型(Modeling of PMSM)

引入同步旋转坐标系,在 $d-q$ 坐标系下的永磁同步电动机的定子电压方程如下:

$$\begin{cases} u_d = Lp i_d + R_s i_d - L p_n w_r i_q, \\ u_q = Lp i_q + R_s i_q + L p_n w_r i_d + p_n w_r \phi_f, \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_d 和 i_q 为定子电流 d, q 轴分量; u_d, u_q 为定子电压 d, q 轴分量; R_s 为定子电阻; 对于面贴式永磁同步电动机, $L_d = L_q = L$ 为定子电感; p_n 为磁极对数; ϕ_f 为转子永磁体磁通; w_e 为电磁角速度; w_r 为转子角速度; p 是微分算子 $p = \frac{d}{dt}$.

电动机的机械运动方程为

$$J p w_r = T_e - T_L - B_r w_r, \quad (2)$$

其中: T_e, T_L 分别为电磁转矩和负载转矩, B_r, J 为阻力摩擦系数和转动惯量.

3 PMSM无速度传感器矢量控制系统设计(Design of sensorless vector-control system for PMSM)

3.1 滑模变结构模型参考自适应速度辨识(sliding-mode MRAS speed estimator design)

传统的模型参考自适应系统包括两个模型,一个是参考模型,一个是可调模型.本文的参考模型和可调模型是基于永磁电机的 $d-q$ 轴电流,由等式(1),可以得到基于速度辨识的模型参考自适应系统参考模型如下:

$$\dot{i}' = A i' + B u', \quad (3)$$

其中:

$$i' = \begin{bmatrix} i_d + \frac{\phi_f}{L} \\ i_q \end{bmatrix}, u' = \begin{bmatrix} u_d + \frac{R_s \phi_f}{L} \\ u_q \end{bmatrix}, \\ A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & p_n w_r \\ -p_n w_r & -\frac{R_s}{L} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix}.$$

考虑到速度是未知的,可以得到基于速度辨识的模型参考自适应系统可调模型如下:

$$\dot{\hat{i}}' = \hat{A} \hat{i}' + B u', \quad (4)$$

其中:

$$\hat{i}' = \begin{bmatrix} \hat{i}_d + \frac{\phi_f}{L} \\ \hat{i}_q \end{bmatrix}, \hat{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & p_n \hat{w}_r \\ -p_n \hat{w}_r & -\frac{R_s}{L} \end{bmatrix}.$$

定义 $\varepsilon = i' - \hat{i}'$,则由式(3)和式(4)可得

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_d \\ \dot{\varepsilon}_q \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} - p_n (w_r - \hat{w}_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}'_d \\ \hat{i}'_q \end{bmatrix}. \quad (5)$$

基于比例积分作用的传统模型参考自适应系统辨识器为^[15]

$$\begin{cases} \varepsilon_w = p_n \hat{i}_q i_d - p_n \hat{i}_d i_q + \frac{p_n \phi_f}{L} (\hat{i}_q - i_q), \\ \hat{w}_r = (K_p + \frac{K_i}{p}) \varepsilon_w, \end{cases} \quad (6)$$

式中: K_p, K_i 为比例和积分增益,其稳定性可根据Popov超稳定性定理得以证明.

传统的PI控制由于参数固定,当速度辨识系统运行受到扰动时,不能够提供满意的性能.本文采用一种新的基于定子 d, q 轴电流的滑模变结构自适应律取代传统的PI控制应用在模型参考自适应速度辨识器中.滑模变结构是一种带有高频不连续控制作用的控制方法,在包含有系统状态的滑模面上进行切换.控制律的设计是通过选择一个合适的控制增益同时确保给定的Lyapunov函数是负定的,从而保

证系统状态轨迹能够运动到滑模面。

选择速度辨识器的滑模面如下:

$$S = \varepsilon_w + \int k\varepsilon_w dt, \quad (7)$$

则当运动到达滑模面 $S = 0$ 时, 动态误差将会按指数趋近于0, 即

$$\dot{S} = \dot{\varepsilon}_w + k\varepsilon_w = 0, \quad (8)$$

其中 k 为正常数。

设计的基于滑模变结构模型参考的自适应速度辨识器如下:

$$\hat{w}_r = k_s \operatorname{sgn} S, \quad (9)$$

其中: k_s 为滑模增益, S 为设计的滑模面。

为了证明所设计的速度辨识器的稳定性, 首先对 ε_w 求导并化简可得

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon}_w = & -p_n^2 \hat{w}_r [\hat{i}_d \dot{i}_d + \hat{i}_q \dot{i}_q + \frac{\phi_f}{L} (i_d + \hat{i}_d + \frac{\phi_f}{L})] + \\ & p_n \left\{ \frac{\phi_f}{L} [p_n w_r (i_d + \hat{i}_d) + \frac{R_s}{L} (i_q - \hat{i}_q)] + \right. \\ & \frac{u_q}{L} (i_d - \hat{i}_d) + \frac{u_d}{L} (\hat{i}_q - i_q) + \frac{p_n \phi_f^2}{L^2} w_r + \\ & \left. \frac{2R_s}{L} (\hat{i}_d i_q - \hat{i}_q i_d) + p_n w_r (\hat{i}_d i_d + \hat{i}_q i_q) \right\}. \end{aligned} \quad (10)$$

定义变量 f_1, f_2 如下:

$$\begin{cases} f_1 = \hat{i}_d i_d + \hat{i}_q i_q + \frac{\phi_f}{L} (i_d + \hat{i}_d + \frac{\phi_f}{L}), \\ f_2 = \frac{\phi_f}{L} [p_n w_r (i_d + \hat{i}_d) + \frac{R_s}{L} (i_q - \hat{i}_q)] + \\ \frac{u_q}{L} (i_d - \hat{i}_d) + \frac{u_d}{L} (\hat{i}_q - i_q) + \frac{p_n \phi_f^2}{L^2} w_r + \\ \frac{2R_s}{L} (\hat{i}_d i_q - \hat{i}_q i_d) + p_n w_r (\hat{i}_d i_d + \hat{i}_q i_q), \end{cases} \quad (11)$$

则由式(10)可得

$$\dot{\varepsilon}_w = -p_n^2 f_1 \hat{w}_r + p_n f_2. \quad (12)$$

为了证明设计的滑模变结构模型参考自适应系统的稳定性, 选择如下Lyapunov函数,

$$V = \frac{1}{2} S^2. \quad (13)$$

对上式求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V} = & S \dot{S} = \\ & S (\dot{\varepsilon}_w + k\varepsilon_w) = \\ & S [-p_n^2 f_1 \hat{w}_r + p_n f_2 + k\varepsilon_w] = \\ & S [-p_n^2 f_1 k_s \operatorname{sgn} S + p_n f_2 + k\varepsilon_w] = \\ & -k_s p_n^2 f_1 |S| + S (p_n f_2 + k\varepsilon_w). \end{aligned} \quad (14)$$

由于 $f_1 > 0, p_n > 0, |S| > 0$, 所以如果存在足够

大的滑模增益 k_s 使得 $-k_s p_n^2 f_1 |S| + S (p_n f_2 + k\varepsilon_w) < 0$, 即当 $k_s p_n^2 f_1 |S| > S (p_n f_2 + k\varepsilon_w)$ 时, 则 $\dot{V} < 0$, 从而保证了所设计的速度辨识器的稳定性。

由于速度辨识式(9)中包含 d 轴电流 i_d , 本文采用了 $i_d^* = 0.5$ 的方法取代传统的 $i_d^* = 0$, 即给定 d 轴参考电流一个较小值, 这样可以得到比较好的速度辨识和控制效果。

滑模变结构控制由于在滑模面上进行不连续切换, 因此存在高频抖振现象, 为了平滑控制信号, 选择饱和函数 $\operatorname{sat}(\cdot)$ 取代速度辨识器式(9)中的符号函数 $\operatorname{sgn}(\cdot)$, 如式(15)所示:

$$\operatorname{sat}(S, \varepsilon) = \begin{cases} \frac{S}{\varepsilon}, & |S| \leq \varepsilon, \\ \operatorname{sgn} S, & |S| > \varepsilon. \end{cases} \quad (15)$$

因为 $\operatorname{sat}(S) > 0$, 所以当采用饱和函数时, 同样满足 $\dot{V} < 0$ 。

3.2 积分反步速度控制器设计(Integral backstepping speed controller)

定义速度跟踪误差为

$$e_w = w_r^* - \hat{w}_r = w_r^* - w_r + \tilde{w}_r, \quad (16)$$

其中: \hat{w}_r 为估计转子速度, w_r^* 为转子参考速度, $\tilde{w}_r = w_r - \hat{w}_r$ 。

设定 i_q 为虚拟控制, 设计带有速度控制误差积分作用的Lyapunov函数如下:

$$V_1 = \frac{1}{2} e_w^2 + \frac{1}{2} K_0 \chi_w^2, \quad (17)$$

其中: $K_0 > 0, \chi_w = \int_0^{t_0} e_w dt$ 。

令 $\dot{V}_1 = -K_w e_w^2 \leq 0$, 其中 $K_w > 0$, 可以求得 q 轴电流的给定,

$$i_q^* = \frac{2}{3p_n \phi_f} (B_r \hat{w}_r + T_L + K_w J e_w + K_0 J \chi_w). \quad (18)$$

定义电流跟踪误差 $e_d = i_d^* - i_d, e_q = i_q^* - i_q$ 及控制系统的Lyapunov函数如下:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_d^2 + \frac{1}{2} e_q^2. \quad (19)$$

对 e_d, e_q 求导可得

$$\begin{cases} \dot{e}_d = \frac{R_s}{L} i_d - p_n \hat{w}_r i_q - \frac{u_d}{L}, \\ \dot{e}_q = \\ \frac{2(K_w J - B_r)}{3p_n \phi_f} \left(\frac{3p_n \phi_f}{2J} e_q - \right. \\ \left. K_w J e_w + \frac{R_s}{L} i_q - K_0 J \chi_w \right) + \\ \frac{2JK_0}{3p_n \phi_f} e_w + p_n \hat{w}_r i_d + \frac{p_n \hat{w}_r \phi_f}{L} - \frac{u_q}{L}, \end{cases} \quad (20)$$

并且选择 $\dot{e}_d = -K_d i_d$, $\dot{e}_q = -K_q i_q$, 其中 $K_d > 0$, $K_q > 0$, 则

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_d \dot{e}_d + e_q \dot{e}_q = \\ & -K_w e_w^2 - K_d e_d^2 - K_q e_q^2 \leq 0, \end{aligned} \quad (21)$$

从而可得 d - q 轴的控制电压 u_d , u_q 如下:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d - p_n \hat{w}_r L i_q + K_d L e_d \\ u_q = \\ L \left[\frac{2(K_w J - B_r)}{3 p_n \phi_f} \left(\frac{3 p_n \phi_f}{2 J} e_q - \right. \right. \\ \left. \left. K_w J e_w - K_0 J \chi_w \right) + \frac{2 J K_0}{3 p_n \phi_f} e_w + \right. \\ \left. \frac{R_s}{L} i_q + p_n \hat{w}_r i_d + \frac{p_n \hat{w}_r \phi_f}{L} + K_q e_q \right]. \end{cases} \quad (22)$$

由 $\dot{V}_1 \leq 0$, $\dot{V}_2 \leq 0$, 可知 V_1 , V_2 有界, 根据Barbalat's定理^[21],

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_w = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} e_d = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} e_q = 0. \quad (23)$$

由于速度控制误差 $e_w = w_r^* - \hat{w}_r = w_r^* - w_r + \hat{w}_r$ 趋于零, 根据式(14)可知速度估计误差 \hat{w}_r 也趋于零, 则 $w_r^* - w_r$ 也趋近于零, 所以设计的控制系统具有很好的速度跟踪性能.

4 仿真研究(Simulation and research)

为了验证所设计的基于积分反步控制的永磁同步电动机无速度传感器矢量系统的有效性, 进行了仿真研究. 所采用的电机参数为: 额定转速为2000 r/min, 额定转矩为8 Nm, 定子电阻为0.9585 Ω , d 轴和 q 轴电感为0.00525 H, 磁极对数为4, 转子磁链为0.1827 Wb, 转动惯量为0.0006329 $\text{kg} \cdot \text{m}^2$, 摩擦系数为0.0003035 $\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$, 控制系统的总体框图如图1所示.

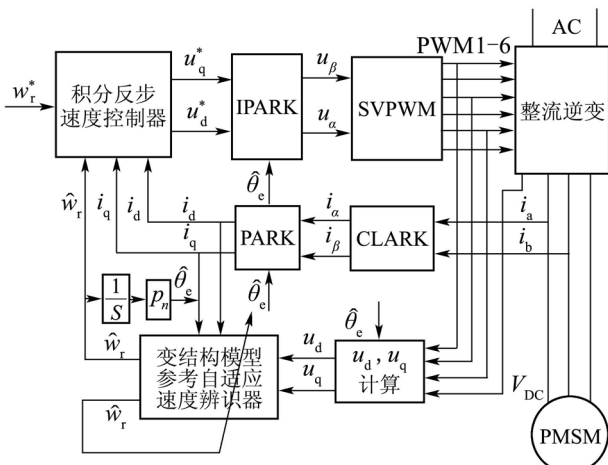


图1 基于积分反步控制的PMSM无速度传感器矢量系统
Fig. 1 Block diagram of the integral backstepping controlled sensorless driver based on sliding mode MRAS

1) 积分反步与传统反步控制在负载扰动情况

下的比较. 给定速度斜坡给定, 上升时间为0.05 s, 稳态值为150 rad/s, 电机空载启动, 在 $t = 0.08$ s时加载5 Nm, $t = 0.1$ s时变为0 Nm. 图2和图3为在给定斜坡速度和负载变化时, 采用积分反步和传统反步的速度控制效果图和控制误差, 在电动机启动时, 积分反步速度控制误差约为0.9 rad/s, 而传统反步控制误差约为1.1 rad/s; 当负载变化时, 积分反步控制有2.2 rad/s的速度变化, 并且很快调节到稳态值, 而传统反步控制存在2.8 rad/s的稳态误差.

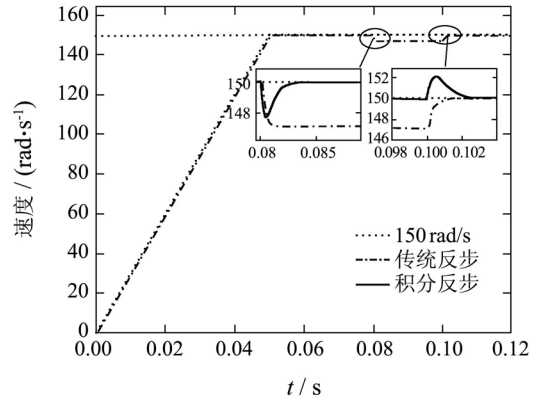


图2 积分反步与传统反步控制效果图

Fig. 2 Speed tracking response between integral backstepping and Conventional backstepping

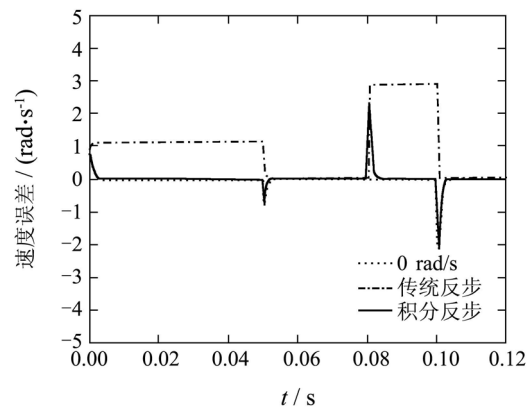


图3 积分反步与传统反步控制误差图

Fig. 3 Speed tracking error between integral backstepping and Conventional backstepping

2) 基于滑模变结构与传统固定PI自适应律的模型参考自适应方法的比较. 图4和图5为在给定斜坡速度和负载变化时速度辨识效果和辨识误差, 在电动机启动时, 前者的最大速度辨识误差约为0.2 rad/s, 传统PI自适应律方法的最大速度辨识误差为0.7 rad/s, 在负载变化时, 传统PI自适应律方法的速度辨识误差约为0.4 rad/s, 而滑模变结构模型参考自适应方法的速度辨识误差很小.

3) 在速度未知的情况下, 采用滑模变结构模型参考自适应方法进行速度辨识, 积分反步方法作

为速度控制器, 设计了基于积分反步控制的永磁同步电动机无速度传感器矢量调速系统. 速度给定上升时间为 0.04 s, 稳态值为 150 rad/s, 在 $t = 0.12$ s 时按照斜坡给定从 150 rad/s 开始降速, 在 $t = 0.15$ s 时到达 -150 rad/s, 并且维持 -150 rad/s 到 0.2 s. 电机空载启动, 在 $t = 0.0695$ s 时加载 5 Nm, 在 $t = 0.09$ s 时卸载为 0 Nm. 图 6 和图 7 为在给定速度和负载变化时速度效控制果和误差, 最大速度控制误差为 3 rad/s.

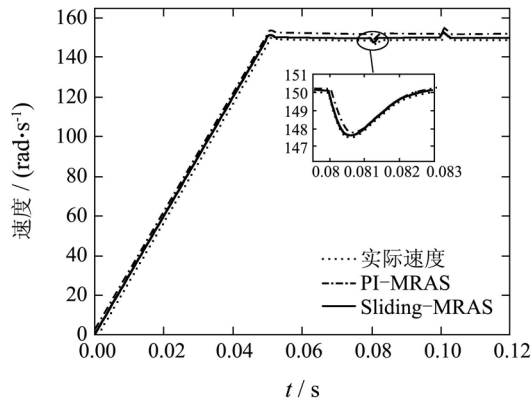


图 4 滑模MRAS与PI-MRAS速度辨识图

Fig. 4 Speed identification between sliding mode MRAS and MRAS based on PI adaptive law

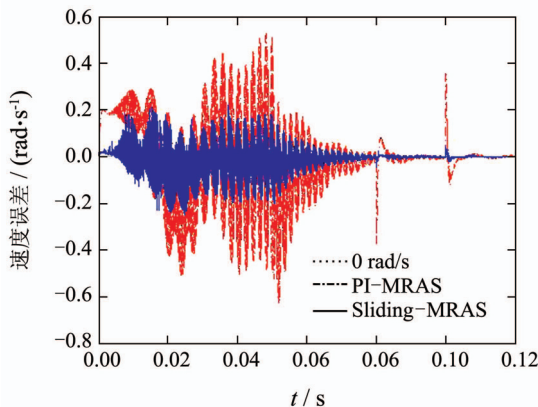


图 5 滑模MRAS与PI-MRAS速度辨识误差图

Fig. 5 Speed identification error between sliding mode MRAS and MRAS based on PI adaptive law

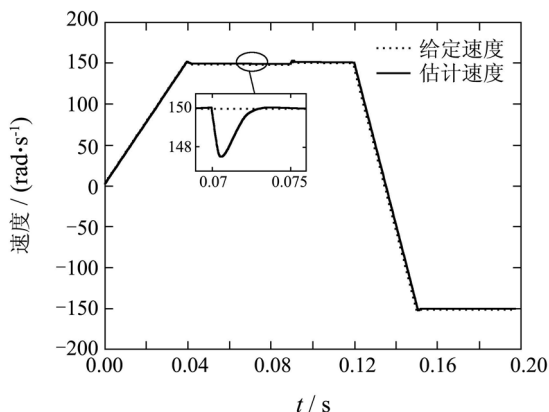


图 6 无速度传感器矢量调速系统积分反步控制效果图

Fig. 6 Speed tracking response for the sensorless of integral backstepping controlled PMSM

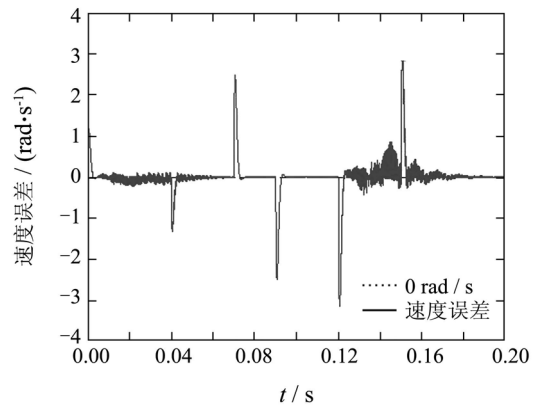


图 7 无速度传感器矢量调速系统积分反步控制误差图

Fig. 7 Speed tracking error for the sensorless of integral backstepping controlled PMSM

5 结论(Conclusion)

本文设计了基于积分反步控制的永磁同步电动机滑模变结构模型参考自适应无速度矢量系统, 在反步控制中加入了积分作用增强了该控制方法的抗扰动能力, 结合传统的模型参考自适应系统和滑模变结构方法设计的速度辨识器具有很好的速度估计性能, 并且通过Lyapunov定理证明了所设计的速度控制器和辨识器的稳定性. 在给定速度和负载转矩变化时, 仿真结果表明所设计的控制器和辨识器实现给定速度和估计速度的快速无静差跟踪, 具有很强的抗扰动性.

参考文献(References):

- [1] VAS P. *Vector Control of AC Machines*[M]. New York: Oxford University Press, 1990.
- [2] LIN W J. *Research on control strategy of permanent magnet synchronous motor servo system*[D]. Zhejiang: Zhejiang University, 2005.
- [3] CHOI H H, VU N T T, JUNG J W. Digital implementation of an adaptive speed regulator for a PMSM[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011, 26(1): 3 – 8.
- [4] CUI J F, MU G, FU Y. Design of PMSM control system based on fuzzy logic[C] // *International Conference on Electrical Machines and Systems*. New York: IEEE, 2008: 1037 – 1041.
- [5] WANG J, WANG H H, ZHANG X Q, et al. Neural network vector control of a permanent magnet synchronous motor drive[C] // *The 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*. New York: IEEE, 2008: 542 – 546.
- [6] KARABACAK M, ESKIKURT H I. Speed and current regulation of a permanent magnet synchronous motor via nonlinear and adaptive backstepping control[J]. *Mathematical and Computer Modelling*, 2011, 53(9/10): 2015 – 2030.
- [7] OUASSAID M, CHERKAOUI M, MAAROUFI M. Improved nonlinear velocity tracking control for synchronous motor drive using backstepping design strategy[C] // *Proceedings of IEEE Russia Power Technology*. Piscataway: IEEE, 2005: 1 – 6.
- [8] 王家军, 赵光宙, 齐冬莲. 反推式控制在永磁同步电动机速度跟踪控制中的应用[J]. *中国电机工程学报*, 2004, 24(8): 95 – 98. (WANG Jiajun, ZHAO Guangzhou, QI Donglian. Speed tracking control of permanent magnet synchronous motor with backstepping[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2004, 24(8): 95 – 98.)

- [9] WU R, SLEMON G R. A permanent magnet motor drive without a shaft sensor[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1991, 27(5): 1005 – 1011.
- [10] CHEN Z Q, TOMITA M, DOKI S, et al. An extended electromotive force model for sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2003, 50(2): 288 – 295.
- [11] BOLOGNANI S, OBOE R, ZIGLIOTTO M. Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1999, 46(1): 184 – 191.
- [12] 陆华才, 徐月同. 基于AEKF的永磁直线同步电机速度和位置估计算法[J]. *中国电机工程学报*, 2009, 29(33): 90 – 94.
(LU Huacai, XU Yuetong. Speed and position estimation algorithm of permanent magnet linear synchronous motor based on augmented extended Kalman filter[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2009, 29(33): 90 – 94.)
- [13] JANG J H, SUL S K, HA J I, et al. Sensorless drive of surface-mounted permanent-magnet motor by high-frequency signal injection based on magnetic saliency[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2003, 39(4): 1031 – 1039.
- [14] REIGOSA D D, GARCIA P, BRIZ F, et al. Modeling and adaptive decoupling of high-frequency resistance and temperature effects in carrier-based sensorless control of pm synchronous machines[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2010, 46(1): 139 – 149.
- [15] LIU Y P, WAN J R, LI G Y, et al. MRAS speed identification for PMSM based on fuzzy PI control[C] // *The 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*. New York: IEEE, 2009: 1995 – 1998.
- [16] CIRRINCIONE M, PUCCI M. Sensorless direct torque control of an induction motor by a TLS-based MRAS observer with adaptive integration[J]. *Automatica*, 2005, 41(11): 1843 – 1854.
- [17] GADOUE S M, GIAOURIS D, FINCH J W. MRAS sensorless vector control of an induction motor using new sliding-mode and fuzzy-logic adaptation mechanisms[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2010, 25(2): 394 – 402.
- [18] 孙宜标, 郭庆鼎. 基于RBF神经网络补偿的直线伺服系统滑模鲁棒跟踪控制[J]. *控制理论与应用*, 2004, 21(2): 252 – 256.
(SUN Yibiao, GUO Qingding. Sliding mode robust tracking control for linear servo system based on RBF neural networks compensation[J]. *Control Theory & Applications*, 2004, 21(2): 252 – 256.)
- [19] 杨俊华, 刘远涛, 谢景凤, 等. 无刷双馈电机滑模变结构直接转矩控制[J]. *控制理论与应用*, 2011, 28(9): 1196 – 1201.
(YANG Junhua, LIU Yuantao, XIE Jingfeng, et al. Direct-torque control of the brushless double-fed machines based on sliding-mode variable structure control strategy[J]. *Control Theory & Applications*, 2011, 28(9): 1196 – 1201.)
- [20] BARAMBONES O, GARRIDO A J, MASEDA F J. Integral sliding-mode controller for induction motor based on field-oriented control theory[J]. *IET Control Theory and Applications*, 2007, 1(3): 786 – 794.
- [21] NARENDRA K S, ANNASWAMY A M. *Stable Adaptive Systems*[M]. New Jersey: Prentice Hall, 1989.

作者简介:

王礼鹏 (1984—), 男, 博士研究生, 主要研究方向为交流调速系统、智能控制等, E-mail: wanglipeng302@yahoo.com.cn;

张化光 (1959—), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电力系统、模糊控制, 神经网络等, E-mail: hg Zhang@ieee.org;

刘秀翀 (1975—), 男, 讲师, 主要研究方向为电力电子与电力传动, E-mail: liuxiuchong@neu.edu.cn.