

基于滑模观测器的永磁同步电机无速度传感器控制

吴春秋, 刘骁暘

[海军驻上海江南造船(集团)有限责任公司军事代表室, 上海 201913]

摘要: 永磁同步电机(PMSM)的高性能控制需要提供转速及转子位置的精确信息。这些信息通常可以通过旋转变压器、光电编码器等机械传感器来测得。但是高性能的机械传感器价格较高, 安装困难且难以适应恶劣环境。通过测量电机的电信号, 根据获得的电信号和电机自身参数能够计算出转子的位置和电机转速信息。利用电机反电动势与电机转速之间的关系, 设计了基于反电动势的滑模观测器来对电机转子位置及电机转速进行估算, 从而实现表贴式永磁同步电机的无速度传感器控制。

关键词: 永磁同步电机; 滑模观测器; 控制系统; 矢量控制

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)10-0034-07

Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Sliding Mode Observer

WU Chunqiu, LIU Xiaoyang

[Naval Military Representative Office at Jiangnan Shipyard (Group) Co., Shanghai 201913, China]

Abstract: The high-performance control of permanent magnet synchronous motors requires accurate information of the speed and rotor position. This information can usually be measured by mechanical sensors such as resolvers and photoelectric encoders. However, it is difficult to use high-performance mechanical sensors since their high price, difficulty in installation, and poor adaptability to harsh environments. By measuring the electrical signal of the motor, the position of the rotor and the motor speed information can be calculated based on the obtained electrical signal and the motor's parameters. In this paper, based on the relationship between motor back electromotive force and motor speed, a sliding mode observer based on back electromotive force was designed to estimate the motor rotor position and motor speed, so as to realize the speed sensorless control of surface-mount permanent magnet synchronous motor.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); sliding mode observer; control system; vector control

0 引言

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)具有体积小, 转矩惯性比高, 功率密度高, 效率高等优点, 在电力传动领域得到了广泛应用。PMSM 无速度传感器控制系统依靠其可靠性高、调速性能好、结构简单等优点, 现已成为国内外学者的研究热点^[1-4]。本文在分析 PMSM 不同

控制策略的基础上, 结合表贴式永磁同步电机(Surface Permanent Magnet Synchronous Motor, SPMSM)的特性, 在基于滑模观测器的无速度传感器控制方案中, 本文设计的滑模观测器引入锁相环的思想对电机转子位置角度进行锁相, 能够有效提高滑模观测器的观测精度及抗干扰能力, 且控制函数采用饱和函数代替传统的常值切换函数, 可以削弱滑模变结构控制中不连续开关切换动作带来的

作者简介: 吴春秋(1977—), 男, 工程师, 研究方向为船舶电气。

刘骁暘(1989—), 男, 工程师, 研究方向为船舶电气。

抖振对系统的影响^[5-8]。

1 滑模变结构

滑模变结构控制实质上是一种特殊的非线性控制,其非线性主要体现为控制规律的不连续性。在状态空间中,给控制系统设定一个超平面,利用滑模变结构控制规律的不连续性,对系统的结构进行不断的变换,从而使系统按照设定的超平面做“滑模运动”。

考虑一般的控制系统:

$$\dot{x} = f(x), x \in R^n \quad (1)$$

在控制系统状态空间中,存在一个切换面 $s(x)=0$ 将状态空间分为 2 个部分: $s(x)<0$ 和 $s(x)>0$ 。

如图 1 所示,切换面 $s(x)=0$ 上有 3 种不同情况的运动点:(1)通常点。运动点在 $s(x)=0$ 附近时,从此点穿过,即图 1 中 A 点。(2)起始点。运动点在 $s(x)=0$ 附近时,从此点两侧离开,即图 1 中 B 点。(3)终止点。运动点在 $s(x)=0$ 附近时,从此点两侧趋向于该点,即图 1 中 C 点。

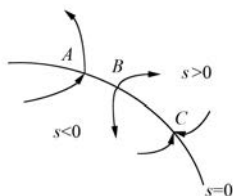


图 1 切换面 $s(x)=0$ 上 3 种不同情况的运动点

终止点在 3 种运动点中最为重要。若在切换面 $s(x)=0$ 附近一定区域内的点均为终止点,则当运动点处于该区域附近时,就会被“吸引”至该区域运动。 $s(x)=0$ 上运动点均为终止点的区域称为滑模区。

在状态空间中,控制系统状态表达式如式(2)所示:

$$\dot{x} = f(x, u, t), x \in R^n, u \in R^m, t \in R \quad (2)$$

切换函数为

$$s = s(x), s \in R^m \quad (3)$$

控制函数为

$$u = \begin{cases} u^+(x) & s(x) > 0 \\ u^-(x) & s(x) < 0 \end{cases} \quad (4)$$

其中: $u^+(x) \neq u^-(x)$ 。

实现滑模运动需要同时满足 3 个基本要求:

- (1) 存在性。控制函数 $u(x)$ 存在。
- (2) 可达性。满足条件 $\lim_{s \rightarrow 0} s \leq 0$ 。
- (3) 稳定性。保证控制系统的滑模运动稳定。

滑模变结构控制器的设计主要由两部分组成:切换函数 $s(x)$ 的设计和控制函数 $u(x)$ 的设计。通过设计合适的切换函数 $s(x)$ 和控制函数 $u(x)$ 可以使控制系统的运动点快速到达滑模面,有效提高系统性能。

2 滑模变结构控制设计方法

滑模变结构控制系统的设计分为切换函数 $s(x)$ 的设计和控制函数 $u(x)$ 的设计 2 个部分。

常用的滑模变结构切换函数 $s(x)$ 主要有线性切换函数、二次切换函数以及一般切换函数。

(1) 线性切换函数

$$s(x) = C^T x \quad (5)$$

式中: C ——常数矢量;

x ——系统状态矢量。

(2) 二次切换函数

$$s(x) = x^T C x \quad (6)$$

式中: C ——常数对角矩阵;

x ——系统状态矢量。

(3) 一般切换函数

$$s(x) = f(x), f(0) = 0 \quad (7)$$

常用的滑模变结构控制函数 $u(x)$ 主要有以下几类。

(1) 常值切换控制

$$u = \begin{cases} k_i^+ & s(x) > 0 \\ k_i^- & s(x) < 0 \end{cases} \quad (8)$$

其中: k_i^+ 和 k_i^- 为实数。

(2) 函数切换控制

$$u = u_{eq} + u_0 \text{sign}[s(x)] \quad (9)$$

函数切换控制的基础是等效控制 u_{eq} 。其中, $u_0 \text{sign}[s(x)]$ 能够使系统在受到扰动的情況下仍然趋向于切换平面。

(3) 比例切换控制

$$u = \sum_{i=1}^k f_i x_i, f_i = \begin{cases} \alpha_i & x_i s < 0 \\ \beta_i & x_i s > 0 \end{cases} \quad (10)$$

其中: α_i 和 β_i 均为常数。

3 滑模变结构控制系统的抖振问题

从理论上分析,系统运动到达按需要设计的滑动模态区域后,滑模变结构控制系统具有较强的鲁棒性。滑模变结构控制实质上是开关切换控制。但是在实际应用中不可能实现理想开关切换,则滑模变结构控制会产生一定的系统抖振。虽然系统的抖振来源于滑模变结构控制的不连续性,但是滑模变结构控制的不连续性同时也给系统带来了较强的鲁棒性和抗干扰能力。消除抖振也就消除了系统的鲁棒性和抗干扰能力。但是实际应用中,抖振给系统带来了许多不利影响。因此,在设计滑模变结构控制系统时应该将抖振控制在一个合理的水平。

产生抖振的主要因素包括:

(1) 开关的时间滞后性。系统达到滑模区域后,开关的延时特性使得控制作用对系统的状态响应在时间上产生一定的滞后。

(2) 开关的空间滞后性。控制系统的不连续性使得状态空间变量存在变化的“死区”。

(3) 系统惯性。物理控制系统的惯性是一直存在的,开关的惯性会给系统控制带来一定的滞后性,从而产生抖振。

(4) 离散系统自身影响。离散系统滑模控制的开关切换动作并不一定正好发生在切换面上,从而会产生一定的抖振。

针对滑模变结构控制存在的抖振问题,国内外学者进行了大量研究并提出了一系列削弱抖振的方法。主要有以下几种方法:准滑动模态法、观测器法、切换增益法、趋近率法、动态滑模法。这些方法在一定程度上对系统抖振具有削弱作用,但是都存在一些不足之处,实际应用中应根据需要进行分析。

4 原理与设计

4.1 滑模观测器设计

滑模观测器设计的思想:将滑模变结构控制用于观测定子反电动势,由观测到的反电动势计算出转子位置和电机转速。

在两相静止 α - β 坐标系中,SPMSM 的电压方程可表示为

$$\frac{d}{dt}i_s = \mathbf{A}i_s + \mathbf{B}(u_s - e_s) \quad (11)$$

其中: $\mathbf{A}$ 和 $\mathbf{B}$ 矩阵分别为

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{pmatrix}$$

式中: R ——定子相电阻;

L ——定子相电感。

$$e_s = \begin{pmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\omega\Psi_f \sin \theta \\ \omega\Psi_f \cos \theta \end{pmatrix} \quad (12)$$

式中: e_s ——定子反电势;

ω ——转子角速度;

Ψ_f ——永磁体磁链;

θ ——转子位置角。

通常,电机定子电流的变化速度要远大于电机转速的变化速度, $\dot{\omega} \approx 0$,可得:

$$\dot{e}_\alpha = -\omega e_\beta \quad (13)$$

$$\dot{e}_\beta = \omega e_\alpha \quad (14)$$

由式(13)和(14)可知,SPMSM 的转子位置和电机转速仅与反电动势相关。反电动势是一个幅值和电机转速成正比、相位与转子位置角度有关的正弦波。通过定子反电动势即可计算出转子的位置信息和电机转速信息。

传统的滑模变结构控制函数采用常值切换:

$$u(s) = \begin{cases} k & s > 0 \\ 0 & s = 0 \\ -k & s < 0 \end{cases} \quad (15)$$

式中: k ——开关增益。

常值切换函数如图 2 所示。

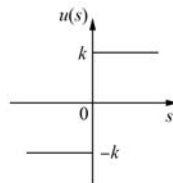


图2 常值切换函数

滑模变结构控制始终存在开关的切换动作,而不连续的开关切换动作会给系统带来明显抖振。为了削弱开关切换动作所带来的抖振,本文设计的

滑模观测器采用饱和函数代替常值切换函数。

饱和函数为

$$f(s) = \begin{cases} 1 & s \geq \Delta \\ \frac{s}{\Delta} & -\Delta < s < \Delta \\ -1 & s \leq -\Delta \end{cases} \quad (16)$$

饱和函数如图 3 所示。

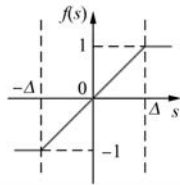


图 3 饱和函数

图 3 中, Δ 为边界层, s 表示为

$$s = [s_\alpha \quad s_\beta]^T = [\hat{i}_\alpha - i_\alpha \quad \hat{i}_\beta - i_\beta]^T \quad (17)$$

由图 3 可知, 控制函数为饱和函数的滑模控制系统, 是具有 3 种结构的变结构系统, 有 2 个切换面 $s = \Delta$ 和 $s = -\Delta$, 2 个切换面内部是关于 s 的连续函数。控制函数采用连续函数可以有效地削弱不连续开关切换动作带来的抖振。

控制函数采用饱和函数时的滑模观测器如下:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \hat{i}_\alpha = -\frac{R}{L} \hat{i}_\alpha + (u_\alpha - l \cdot Z_{e\alpha} - Z_\alpha)/L \\ \frac{d}{dt} \hat{i}_\beta = -\frac{R}{L} \hat{i}_\beta + (u_\beta - l \cdot Z_{e\beta} - Z_\beta)/L \end{cases} \quad (18)$$

式中: l ——控制函数反馈增益系数;

Z ——控制函数, $Z = [Z_\alpha \quad Z_\beta]^T$ 。

定义:

$$\begin{cases} Z_{e\alpha} = Z_\alpha \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \\ Z_{e\beta} = Z_\beta \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \end{cases} \quad (19)$$

式中: ω_c ——低通滤波器截止频率。

$$Z = k \times f(s) = \begin{cases} k & s \geq \Delta \\ k \times \frac{s}{\Delta} & -\Delta < s < \Delta \\ -k & s \leq -\Delta \end{cases} \quad (20)$$

由式(11)、式(17)、式(18)可得采用饱和函

数的滑模观测器动态方程:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} s_\alpha = -\frac{R}{L} s_\alpha + (e_\alpha - l \cdot Z_{e\alpha} - Z_\alpha)/L \\ \frac{d}{dt} s_\beta = -\frac{R}{L} s_\beta + (e_\beta - l \cdot Z_{e\beta} - Z_\beta)/L \end{cases} \quad (21)$$

为保证系统稳定运行, 可以选取 $s(x) = [s_\alpha \quad s_\beta]^T = [\hat{i}_\alpha - i_\alpha \quad \hat{i}_\beta - i_\beta]^T = 0$ 为滑模面。

当系统在滑模面上运动时, 有:

$$\begin{cases} e_\alpha = l \cdot Z_{e\alpha} + Z_\alpha \\ e_\beta = l \cdot Z_{e\beta} + Z_\beta \end{cases} \quad (22)$$

可得估计转子位置角度表达式为

$$\hat{\theta}_r = -\arctan(\hat{e}_\alpha, \hat{e}_\beta) \quad (23)$$

由于低通滤波器的引入会产生相位延迟, 必须对估算的转子位置角度进行相位补偿。

$$\hat{\omega} = \frac{d}{dt} \hat{\theta} \quad (24)$$

$$\Delta\theta = \arctan(\hat{\omega}, \omega_c) \quad (25)$$

由式(24)和式(25)可知, 对于给定的低通滤波器而言, 根据其相位响应可以制定相位延迟表。由相位延迟表可以得到给定转速 $\hat{\omega}$ 所对应的相位延迟角 $\Delta\theta$ 。滑模观测器所估算的转子位置角 $\hat{\theta} = \hat{\theta}_r + \Delta\theta$ 。

当系统控制从 V/F 控制切换到基于滑模观测器的无速度传感器矢量控制时, 为了减小切换过程带来的波动以及滑模控制抖振的影响, 本文设计的滑模观测器引入锁相环的思想, 利用反馈回路对转子位置角度进行锁相。基于锁相环的转子位置估算框图如图 4 所示。

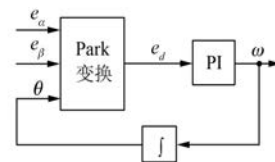


图 4 基于锁相环的转子位置角估算

两相静止坐标系与两相同步旋转坐标系的关系为

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (26)$$

式中: θ ——电机转子位置角。

当滑模观测器的估算角与转子实际位置角同时, 直轴分量 e_d 为零。直轴分量 e_d 的期望值为零, 将直轴分量与其期望值相减可得到误差信号,

通过 PI 控制后即可得到转子旋转角速度 ω 。 ω 经过积分即可得到转子估算角 θ 。

当系统运动点进入滑模区域时,可以通过 Lyapunov 稳定性理论对运动点的稳定性进行分析,为开关增益 k 的选择提供依据。

选取正定的 Lyapunov 函数

$$V = \frac{1}{2} \mathbf{s}^T(x) \mathbf{s}(x) \quad (27)$$

其中: $\mathbf{s}(x) = \hat{\mathbf{i}}_s = [\hat{i}_\alpha \ \hat{i}_\beta]^T = [\hat{i}_\alpha - i_\alpha \ \hat{i}_\beta - i_\beta]^T$ 。

V 对时间的导数为

$$\dot{V} = \tilde{i}_\alpha \frac{d\tilde{i}_\alpha}{dt} + \tilde{i}_\beta \frac{d\tilde{i}_\beta}{dt} \quad (28)$$

由 Lyapunov 稳定性理论可知 $\dot{V} \leq 0$ 。

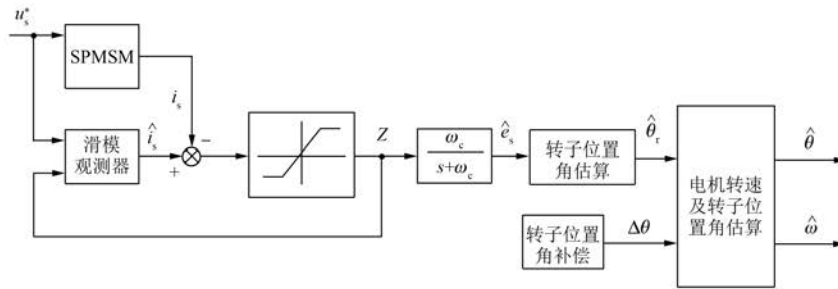


图5 滑模观测器结构框图

4.2 基于滑模观测器的无速度传感器矢量控制方案

飞轮储能系统充电时,需要将储能电机转速由零迅速增加到额定转速,并且在额定转速时维持较低的能耗。飞轮储能系统中的储能电机控制

系统要求储能电机运行于中高速时具有较好的控制性能及较高的运行效率,而对储能电机运行于低速或者零速时无特殊要求。

基于滑模观测器的 SPMSM 无速度传感器控制结构框图如图 6 所示。

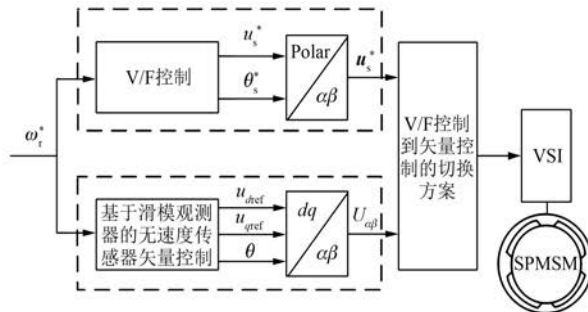


图6 基于滑模观测器的 SPMSM 无速度传感器控制结构框图

当 SPMSM 转速达到 20% 额定转速时,系统控制由 V/F 控制切换到基于滑模观测器的无速度传感器 $i_d=0$ 矢量控制。 $i_d=0$ 的矢量控制中的

电枢反应无直轴去磁分量,不会因为去磁效应而导致电机退磁,造成电机性能受损。在实际应用中, $i_d=0$ 的矢量控制按照转子磁链定向的方法进

行控制系统的设计,使定子电流磁通和永磁体磁通解耦,所以控制系统结构简单且转矩特性好。

当永磁同步电机采用 V/F 控制方式将转速升至 20% 额定转速后,为了保证切换过程的平稳性,在切换动作前后两种不同控制方式的输出需保持一致。

基于滑模观测器的无传感器控制的结构框图如图 7 所示。

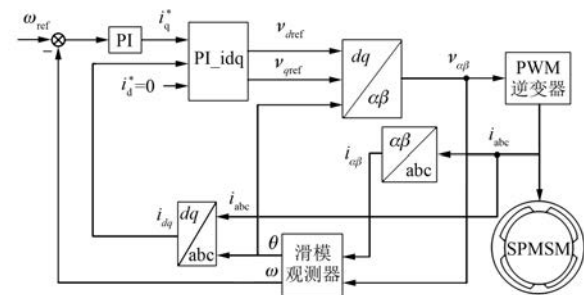


图 7 基于滑模观测器的无传感器控制的结构框图

将 SPMSM 在两相静止 $\alpha\beta$ 轴系下的定子电压和电流送入滑模观测器中,估算出电机当前的转子位置角度和电机转速。将估算得到的电机转速作为反馈量与电机给定转速比较,得到转速误差值。所得到的转速误差经过 PI 控制器后即可得 q 轴电流的给定值。由定子三相电流及滑模观测器估算的 θ 可以得到当前 d 轴与 q 轴电流。已知 d 轴电流给定值为零、 q 轴电流给定值 i_q^* 及当前的 d 轴与 q 轴电流,利用 PI 调节即可得到 d 轴参考电压值和 q 轴参考电压值。借助滑模观测器估算的 θ 即可求出两相静止坐标系下的电压分量。最后利用空间脉宽矢量调制 (Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM) 得到所需的脉宽调制 (Pulse Width Modulation, PWM) 信号对逆变器的开关管进行控制,从而实现了利用滑模观测器代替机械式转速传感器以实现 SPMSM 的无速度传感器矢量控制。

由图 7 可知,本控制系统引入了转速外环和电流内环的双闭环结构对 SPMSM 进行控制。转速外环的输出为电流内环的输入,电流内环产生 PWM 信号对逆变器进行控制,从而实现对 PMSM 的控制。转速外环可以抑制转速波动并增加控制系统的抗干扰性能。电流内环能够改善控制系统的动态性能,保证系统在起动或者制动时获得最

大起动或制动电流。

5 试验及分析

5.1 滑模观测器性能测试试验

滑模观测器性能测试试验的目的是验证本文所设计的滑模观测器在系统控制策略切换时,即电机转速为 300 r/min 时,对 PMSM 转子位置的估算效果及切换动作时滑模观测器的抗扰动性能。

将滑模观测器估算的转子位置角度与系统给定的转子位置角度进行比较,试验结果如图 8 所示。由图 8 可知,滑模观测器估算的转子位置角度与系统给定的转子位置角度之间的误差仅为 2° ,说明滑模观测器具有较高的观测精度。由图 9 可知,当电机转速为 300 r/min 时,切换动作对电机转速基本无影响,说明带锁相环的滑模观测器对转子位置角度具有良好的锁相功能且具有较好的抗扰动性能。

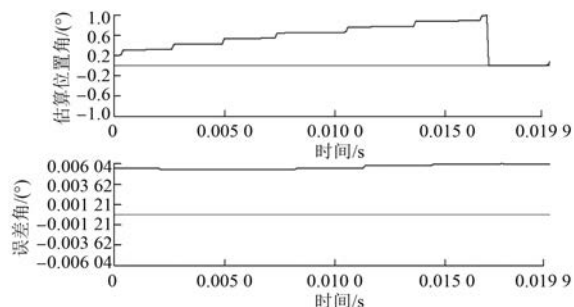


图 8 滑模观测器估算的电机转子位置及其误差值

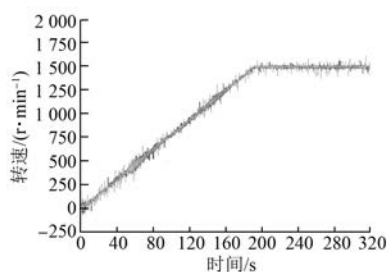


图 9 基于滑模观测器的无速度传感器控制转速波形

5.2 控制系统调速试验

控制系统调速试验的目的是验证切换策略的可行性及基于滑模观测器的无速度传感器控制的控制性能。图 9 和图 10 分别为基于滑模观测器的无速度传感器控制下的 PMSM 转速从零增加到 1 500 r/min 时的转速波形和定子电流波形。

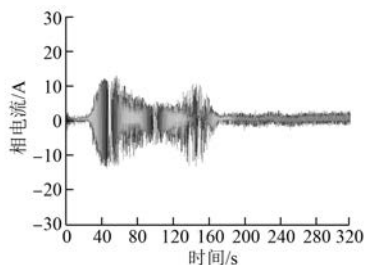


图 10 基于滑模观测器的无速度传感器控制
定子电流波形

当时间为 40 s 时,电机转速为 300 r/min,此时控制策略由 V/F 控制切换到基于滑模观测器的 $i_d=0$ 矢量控制。由图 9 和图 10 可知,切换平稳且转速波形及定子电流波形均未受到切换动作的明显影响;转速控制稳态精度较高且到达 1 500 r/min 后无明显波动。试验验证了切换策略的可行性并说明基于滑模观测器的无速度传感器控制具有良好的控制性能。

6 结 语

本文提出了一种基于滑模观测器的无速度传感器控制方案,设计了一种滑模观测器。该滑模观测器引入了锁相环的思想对电机转子位置角度进行锁相,有效提高了滑模观测器的观测精度及抗干扰能力,且控制函数采用饱和函数代替传统的常值切换函数,削弱了滑模变结构控制中不连续开关切换动作带来的抖振。通过试验验证了所设计的滑模观测器的优越性能和所采用的控制方

案的可行性。

【参 考 文 献】

- [1] BOSE B K. Modern Power Electronics and AC Drives [M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [2] 王成元, 夏加宽, 杨俊友, 等. 电机现代控制技术 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2007.
- [3] 田明秀, 王丽梅, 郑健芬. 永磁同步电机无传感器转速和位置控制方案 [J]. 沈阳工业大学学报, 2005, 27(5): 518-521.
- [4] 蹇林旒, 史黎明. 基于高频信号注入的永磁同步电动机转子位置观测 [J]. 微电机, 2006, 39(1): 35-39.
- [5] WU S S, LI Y D, MIAO X J. Comparison of signal injection methods for sensorless control of PMSM at very low speeds [C] // European Conference on Power Electronics and Applications, 2007: 568-573.
- [6] 李鸿儒, 顾树生. 基于神经网络的 PMSM 速度和位置自适应观测器的设计 [J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(12): 32-35.
- [7] ZHENG Z D, LI Y D, FADEL M, et al. A rotor speed and load torque observer for PMSM based on extended Kalman filter [C] // IEEE International Conference on Industrial Technology, 2006: 233-235.
- [8] QIU A, WU B, KOJORI H. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor using extended Kalman filter [C] // Conference on Electrical & Computer Engineering, 2004: 1557-1562.

收稿日期: 2018-07-02

声 明

本刊已许可万方数据、重庆维普、中国学术期刊(光盘版)电子杂志社、北京世纪超星信息技术发展有限责任公司在其网站及其系列数据库产品中以数字化方式复制、汇编、发行、信息网

络传播本刊全文。该社著作权使用费与本刊相关费用抵消。如作者不同意文章被收录,请在来稿时向本刊声明,本刊将做适当处理。

《电机与控制应用》编辑部