

新型滑模变结构的永磁同步电机无位置控制

彭娟娟, 黄民发, 沈鸿, 邹静, 黎洁

(武汉电力职业技术学院 技术技能培训部, 湖北 武汉 430079)

摘要:设计并实现了一种新型滑模变结构永磁同步电机转子位置辨识算法。该算法选择 Sigmoid 函数作为滑模切换函数, 采用基于内嵌滤波器的同步旋转坐标系锁相环技术, 有效抑制了滑模高频抖动信号对位置辨识的影响, 且无需对位置辨识值进行相位补偿。着重讨论了位置辨识偏差对锁相环设计的要求。仿真结果表明该算法可以有效消除抖振信号的影响, 位置辨识响应快、精度高, 验证了理论分析的正确性和所提策略的有效性。

关键词:永磁同步电机; 无位置传感器; 滑模观测器; 锁相环; 鲁棒性

中图分类号:TP273 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd19130

The Novel Sliding Mode Observer Structure Sensorless Control of PMSM

PENG Juanjuan, HUANG Minfa, SHEN Hong, ZOU Jing, LI Jie

(Technical Skills Training Department, Wuhan Electric Power Technical College,
Wuhan 430079, Hubei, China)

Abstract: A novel rotor position sensorless estimation algorithm based on sliding mode variable structure observer for permanent magnet synchronous motor was designed and implemented. In the algorithm, a sigmoid function was used as the sliding mode switching function and a synchronous rotating coordinate phase locked loop (PLL) with an embedded filter was adopted, which restrained the effect of chattering phenomenon of sliding mode observer effectively, without the compensation of phase delay. The influence of PLL on position estimated error was discussed in some detail. The simulation results show the validity of the theoretical analysis and the feasibility of the estimation strategy.

Key words: permanent magnet synchronous motor; sensorless; sliding model observer; phase-locked loop; robustness

为实现对永磁同步电机的高性能控制, 一般需要通过旋转变压器等机械式传感器获得电机转子位置和速度信息。然而采用机械式传感器会降低系统的可靠性, 增加系统的尺寸、重量和成本; 另外, 某些系统由于其特殊的机械结构也无法安装位置传感器。鉴于此, 用于永磁同步电机的无位置传感器控制技术受到业界日益广泛的关注。

通过分析电机模型, 很多学者研究了转子位置和电机反电动势、定子磁链等状态量之间的关系, 提出了一系列的位置辨识策略^[1-4]。滑模变结构控制以其动、静态特性好、抗参数摄动强的特点在中、高速位置辨识领域中应用广泛。文献[5-7]依据静止两相坐标系下的基频数学模型, 以电流为观测量, 构建了永磁同步电机二阶滑模状态观测器, 进而得到电机反电动势信息, 辨识

出转子位置; 传统二阶滑模变结构位置辨识算法中, 经常采用前置低通滤波器对反电动势进行处理, 尽管可以抑制高频抖振信号对位置辨识的影响, 但也带来了相位延时的问题, 对辨识位置进行补偿又会增加系统的复杂性。文献[8-9]通过引入有效磁链和有效反电动势的概念, 建立了永磁同步电机四阶混合滑模观测器模型。该算法优点是利用了观测器自身的二阶低通滤波特性, 在不引入滤波器的前提下, 实现了对高频抖振信号的滤除, 缺点是该控制算法复杂、设计参数较多, 滑模观测器增益受定子电流、反电动势和转速辨识偏差等多重因素影响, 设置不当易引起辨识系统的发散, 增加了设计的难度。

为降低永磁同步电机位置辨识系统的复杂性和参数设计的难度, 在传统二阶滑模变结构观测器的基础上, 提出了一种新型转子位置辨识算

法。该算法使用指数函数作为滑模面的切换函数,利用基于内嵌滤波器的同步旋转坐标系锁相技术,在无需考虑辨识反电动势相位延迟的前提下,实现了对高频抖振信号的抑制。通过对反电动势幅值进行归一化处理,降低了调节器参数设计的难度,还分析了位置辨识偏差与锁相环传递函数型数之间的关系。最后通过仿真验证了理论分析的正确性和所提策略的有效性。

1 永磁同步电机滑模观测器的建立

1.1 基于有效反电动势的滑模观测器辨识模型

永磁同步电机在静止两相坐标系下的通用模型为

$$\begin{cases} p\hat{i}_a = -\frac{R_s}{L_q}\hat{i}_a + \frac{u_a}{L_q} - \frac{e_{a_active}}{L_q} \\ p\hat{i}_\beta = -\frac{R_s}{L_q}\hat{i}_\beta + \frac{u_\beta}{L_q} - \frac{e_{\beta_active}}{L_q} \end{cases} \quad (1)$$

其中

$$\begin{aligned} e_{a_active} &= -\omega_e [\Psi_m + (L_d - L_q)i_d] \sin\theta_e \\ e_{\beta_active} &= -\omega_e [\Psi_m + (L_d - L_q)i_d] \cos\theta_e \end{aligned}$$

式中: p 为微分算子; $u_{a,\beta}$, $i_{a,\beta}$ 和 e_{a,β_active} 分别为定子静止两相坐标系下的电压、电流和有效反电动势; R_s , L_d , L_q 分别为 d , q 轴电阻和电感; ω_e 为电角速度; θ_e 为电机转子位置; Ψ_m 为转子磁链; i_d 为 d 轴电流。

从式(1)可以看出,有效反电动势 e_{a,β_active} 中含有转子位置信息,建立二阶滑模变结构状态观测器:

$$\begin{cases} p\hat{i}_a = -\frac{R_s}{L_q}\hat{i}_a + \frac{u_a}{L_q} - \frac{\hat{e}_a}{L_q} \\ p\hat{i}_\beta = -\frac{R_s}{L_q}\hat{i}_\beta + \frac{u_\beta}{L_q} - \frac{\hat{e}_\beta}{L_q} \end{cases} \quad (2)$$

其中

$$\begin{aligned} \hat{e}_a &= K \operatorname{sgn}(\hat{i}_a - i_a) \\ \hat{e}_\beta &= K \operatorname{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{aligned}$$

式中: $\hat{i}_{a,\beta}$ 为定子静止两相坐标系下电流辨识值; K 为滑模观测器增益; $\operatorname{sgn}()$ 为开关函数; $\hat{e}_{a,\beta}$ 为有效反电动势辨识值。

令 $\bar{i}_a = i_a - \hat{i}_a$, $\bar{i}_\beta = i_\beta - \hat{i}_\beta$, 根据式(1)和式(2), 可得电流辨识偏差 $\bar{i}_{a\beta}$ 的状态方程为

$$\begin{cases} p\bar{i}_a = -\frac{R_s}{L_q}\bar{i}_a + \frac{e_{a_active}}{L_q} - \frac{K}{L_q} \operatorname{sgn}(\bar{i}_a) \\ p\bar{i}_\beta = -\frac{R_s}{L_q}\bar{i}_\beta + \frac{e_{\beta_active}}{L_q} - \frac{K}{L_q} \operatorname{sgn}(\bar{i}_\beta) \end{cases} \quad (3)$$

式中: $\bar{i}_{a,\beta}$ 为定子静止两相坐标系下电流辨识偏差。为保证 $\bar{i}_{a,\beta}$ 能够收敛至 0, 需满足 $\bar{i}_{a,\beta} p\bar{i}_{a,\beta} < 0$, 以 $\bar{i}_a$ 为例则有:

$$\bar{i}_a p\bar{i}_a = -\frac{R_s}{L_q}\bar{i}_a^2 + \frac{e_{a_active}}{L_q} - \frac{K \operatorname{sgn}(\bar{i}_a)}{L_q} \bar{i}_a < 0 \quad (4)$$

经过推导,滑模观测器稳定性对增益的要求为

$$K > |\omega_r [\Psi_m + (L_d - L_q)i_d]| \quad (5)$$

式中: ω_r 为转子电角速度。

在满足式(5)要求的前提下,滑模增益 K 并非越大越好,过大的增益会增加辨识反电动势中高频抖振成分,实际应用时可以根据当前电机转速自适应设置。

滑模观测器稳定时, $\bar{i}_{a,\beta}$ 收敛至 0, 辨识反电动势 $\hat{e}_{a,\beta} = e_{a,\beta_active}$ 。

为进一步削弱滑模变结构控制固有的抖振现象,采用 Sigmoid 函数替代传统的开关函数 $\operatorname{sng}()$, Sigmoid 函数表达式如下式所示,曲线如图 1 所示。

$$S(x) = \frac{1 - e^{-\mu x}}{1 + e^{-\mu x}} \quad \mu > 0 \quad (6)$$

式中: μ 为收敛因子。

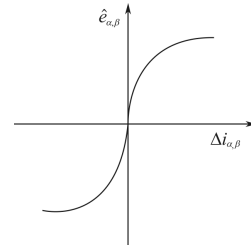


图 1 Sigmoid 函数曲线示意图

Fig. 1 Schematic diagram of sigmoid function curve

1.2 基于内嵌滤波器的同步旋转坐标系锁相环

针对现有滑模变结构位置辨识锁相环算法的缺点,对辨识反电动势信息进行归一化处理,并采用基于内嵌滤波器的同步旋转坐标系锁相环技术提取转子位置信息,原理框图如图 2 所示,图中 A 处为幅值提取环节, B 处为低通滤波环节。

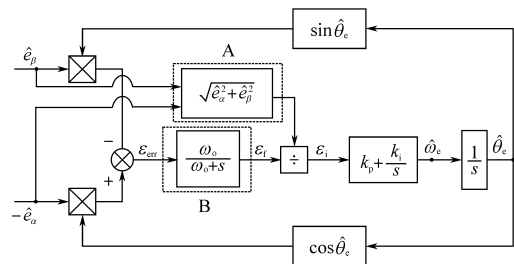


图 2 新型位置提取单元原理框图

Fig. 2 The principle block diagram of a new position extraction unit

从图 2 可知,滑模变结构观测器辨识的转子位置 $\hat{\theta}_{e_cmf}$ 和反馈输出位置 $\hat{\theta}_e$ 之间的误差 ϵ_{err} 之间的关系可以表示如下:

$$\begin{aligned}\epsilon_{err} &= -\hat{e}_\alpha \cos \hat{\theta}_e - \hat{e}_\beta \sin \hat{\theta}_e \\ &= \hat{\omega}_e [\Psi_m + (L_d - L_q) i_d] \times \\ &\quad \sin \hat{\theta}_{e_cmf} \cos \hat{\theta}_e - \cos \hat{\theta}_{e_cmf} \sin \hat{\theta}_e \\ &= \hat{\omega}_e [\Psi_m + (L_d - L_q) i_d] \sin(\hat{\theta}_{e_cmf} - \hat{\theta}_e)\end{aligned}\quad (7)$$

为了使转子辨识位置和速度平滑变化,先将 ϵ_{err} 经过 1 个截止频率为 ω_0 的低通滤波器,再经过归一化和 PI 比例积分环节得到辨识转速 $\hat{\omega}_e$,进而积分得到转子辨识位置 $\hat{\theta}_e$ 。

若 $\hat{\theta}_e \approx \hat{\theta}_{e_cmf}$, $\sin(\hat{\theta}_{e_cmf} - \hat{\theta}_e) = \hat{\theta}_{e_cmf} - \hat{\theta}_e$,可得锁相环位置辨识的等效框图如图 3 所示。

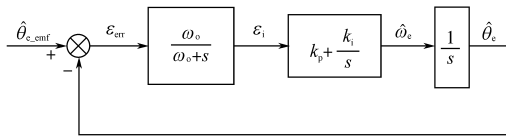


图 3 锁相环位置辨识框图

Fig. 3 The block diagram of PLL position identification

将图 3 转化为传递函数的形式,可得:

$$\frac{\hat{\theta}_e}{\hat{\theta}_{e_cmf}} = \frac{\omega_0 k_p s + \omega_0 k_i}{s^3 + \omega_0 s^2 + \omega_0 k_p s + \omega_0 k_i} \quad (8)$$

式中: k_p 为比例系数; k_i 为积分系数。

算法将低通滤波器嵌入到锁相环内部,对位置辨识偏差 ϵ_{err} 进行低通滤波,相比对辨识反电动势进行低通滤波的传统锁相环算法,不需对辨识结果进行相位补偿,降低了位置辨识系统的复杂性。由式(8)可以看出,该算法传递函数可以等效为二型三阶的低通滤波器,而传统算法传递函数等效为二型二阶的低通滤波器,因此提出的锁相环算法对高频抖振信号的抑制作用要优于传统锁相环算法。由于对反电动势幅值进行了归一化处理,调节器的参数不再受电机转速 ω_e 、转子磁链 Ψ_m 、直轴电感 L_d 、交轴电感 L_q 和直轴电流 i_d 的影响,因而可以参考典型 II 型系统,根据超调和响应时间的要求对 PI 参数进行整定。

2 锁相环算法鲁棒性分析

由内模控制原理可知,若要求反馈系统指令跟踪特性好、扰动抑制能力强,反馈控制环路内部必须具有描述外部指令信号和扰动信号动力学特性的数学模型。通俗的讲,好的反馈控制系统应该包含外部世界(包括指令和扰动)的一切模型。

电机稳态运行时,转子位置 $\hat{\theta}_e = \omega_e t$,是斜率为

ω_e 的斜坡函数,转化为 Laplace 形式,可以得到:

$$\theta_e(s) = \frac{\omega_e}{s^2} \quad (9)$$

文中提出的锁相环算法开环传递函数如下所示:

$$G(s) = \frac{\omega_0 (k_p s + k_i)}{s^2 (\omega_0 + s)} \quad (10)$$

令 $\theta_{err}(s) = \hat{\theta}_e - \hat{\theta}_{e_cmf}$,可得

$$\begin{aligned}\theta_{err}(t) &= \lim_{s \rightarrow 0} s \theta_{err}(s) \\ &= \frac{s \hat{\omega}_e (s + \omega_0)}{s^3 + s^2 \omega_0 + \omega_0 k_p s + \omega_0 k_i} \\ &= 0\end{aligned}\quad (11)$$

由式(10)、式(11)可以看出,文中锁相环开环传递函数的型数为二,与稳态运行转子位置的型数一致,因而可以实现对转子位置的无静差跟踪。

电机在运行工况改变时,转速通常会发生变化,转子位置就不能用斜率固定的斜坡函数表示,此时,二型的锁相环算法也就无法实现转子位置的无静差跟踪。由控制理论可知,位置辨识误差与传递函数增益有关,增益越大,稳态误差越小。锁相环算法型数越高,转子辨识位置无静差跟踪能力就越强,但控制越复杂。对于机械惯性常数大、运行工况不频繁切换的永磁同步电机,为简化控制过程,可以采用本文提出的锁相环算法。

3 仿真分析

为验证本文理论分析的正确性,对 1 台表贴式永磁同步电机进行了仿真分析,电机参数为:额定功率 11 kW,额定电压 210 V,额定电流 180 A,额定转速 960 r/min,定子电阻 0.1 Ω ,交直轴电感 0.36 mH,极对数 5。

该电机负载为螺旋桨,在 10 s 将电机转速由 480 r/min 升至额定转速。图 4、图 5 分别为不同切换函数下,电机辨识角转速偏差图。可以看出,采用不同切换函数都可以实现电机中高速位置辨识。采用传统饱和函数作为切换函数,转速为 480 r/min 时偏差为 5 r/min,额定转速偏差为 10 r/min;采用 Sigmoid 函数作为切换函数时,中速和额定转速偏差均保持在 4 r/min 以内。结果说明饱和函数在不同转速下适应性不如 Sigmoid 函数,验证了采用 Sigmoid 函数作为切换函数的合理性和正确性。

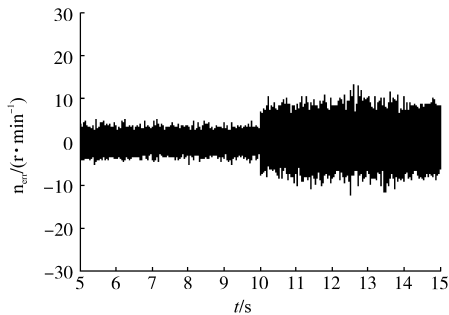


图 4 切换函数为饱和函数时,辨识转速偏差

Fig. 4 Identify speed error under the switching function as saturation function

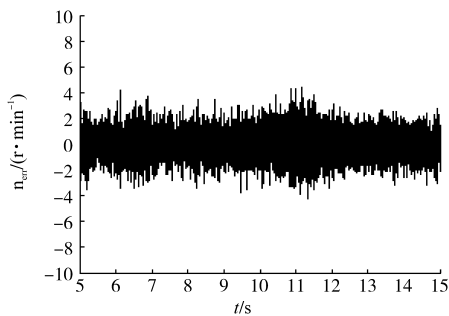


图 5 切换函数为 Sigmoid 函数时,辨识转速偏差

Fig. 5 Identify speed error under the switching function as sigmoid function

图 6 和图 7 为不同速度下,电机反电动势和位置辨识偏差波动示意图。图 6a 和图 7a 为反电动势辨识值 e_{α_est} 和真实值 e_{α_true} (为便于观察,反电动势真实值向下平移 50 V) 对比图,图 6b 和图 7b 为电机转子位置辨识偏差波动图。

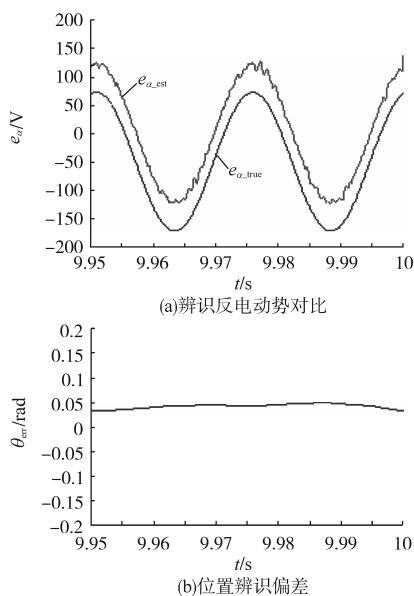
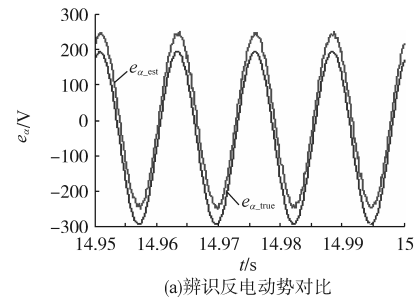
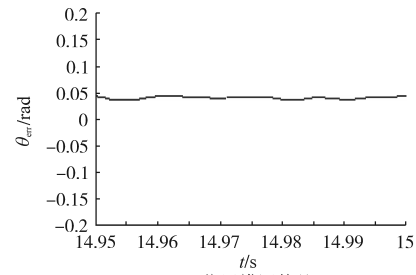


图 6 转速 480 r/min 时,电机反电动势和位置辨识偏差

Fig. 6 Motor back EMF and position identification deviation when $n=480$ r/min

(a) 辨识反电动势对比



(b) 位置辨识偏差

图 7 转速 960 r/min 时,电机反电动势和位置辨识偏差

Fig. 7 Motor back EMF and position identification deviation of when $n=960$ r/min

从图 6、图 7 可以看出,反电动势辨识值能够跟踪真实值,位置辨识偏差均小于 0.05 rad,说明不同转速工况下,该位置辨识算法都能保持较高的辨识精度。

4 结论

在传统二阶滑模变结构位置辨识算法的基础上,利用有效反电动势的概念,构造了一种新型位置提取锁相环算法,分析了位置辨识无静差跟踪对锁相环算法的要求,最后进行了仿真验证。结果表明:

1) 相比传统饱和函数,采用 Sigmoid 函数作为切换函数时,转速辨识偏差中高频抖振信号显著减少;

2) 该算法在无需考虑辨识反电动势相位延迟的前提下,有效抑制了高频抖振信号对位置辨识的影响;

3) 电机在不同工况下运行,均具有较高的位置辨识精度。

参考文献

- [1] Paul P Acarnly, John F Watlon. Review of Position Sensorless Operation of Brushless Permanent Magnet Machines [J]. IEEE Trans. on Industry Electronics, 2006, 53(2): 352-362.
- [2] 秦峰,贺益康,刘毅,等. 两种高频信号注入法的无传感器运行研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(5): 116-122.

- [3] 王峰,张波,丘东元. 交流电机的虚拟光电码盘测速技术[J]. 中国电机工程学报,2005,25(6):99—104.
- [4] Mohammad S Islam, Iqbal Husain, Robert J Veillette, *et al.* Design and Performance Analysis of Sliding Mode Observers for Sensorless Operation of Switched Reluctance Motors [J]. IEEE Trans. on Control Systems Technology, 2003, 11 (3):383—389.
- [5] 尚喆,赵荣祥,窦汝振. 基于自适应滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2007,27(3):23—27.
- [6] 鲁文其,胡育文,杜栩杨,等. 永磁同步电机新型滑模观测器无传感器矢量控制调速系统[J]. 中国电机工程学报, 2010,30(33):78—83.
- [7] 吴春华,陈国呈,孙承波. 基于滑模观测器的无传感器永磁同步电机矢量控制系统[J]. 电工电能新技术,2006,25 (2):1—3.
- [8] 张兴,郭磊磊,杨淑英,等. 永磁同步电机无速度传感器控制[J]. 中国电机工程学报,2014,34(21):3440—3447.
- [9] 苏健勇,李铁才,杨贵杰. 基于四阶混合滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2009,29(24):98—103.

收稿日期:2018—05—27

修改稿日期:2018—09—05

欢迎订阅《电气传动》(月刊)

《电气传动》创刊于1959年,由天津电气科学研究院有限公司和中国自动化学会共同主办,是我国自动化类和电工技术类具有权威性的核心刊物。本刊以促进科技交流,沟通行业、产品信息,培养人才为宗旨。主要栏目包括:综述和专论、交、直流调速、计算机应用、微机及 PLC 应用、自动控制理论、自动控制系统、控制技术、设计计算、工业应用等。内容涵盖电气传动自动化最新研究成果、发展动态及新技术、新产品、新器件。是科研院所、工矿企业广大科技人员和高等院校师生发表学术见解、应用经验及学术争鸣的园地,也是了解新产品、新器件、新技术的窗口。

邮发代号:6—85 邮局全年订价:180 元 零售价:15.00 元