

基于新型自适应滑模观测器的BLDC控制

杨沛豪¹, 王晓兰², 刘向辰², 寇水潮¹, 高峰¹, 范乐³

(1. 西安热工研究院有限公司, 陕西 西安 710054; 2. 兰州理工大学 电气工程与信息工程学院, 甘肃 兰州 730050; 3. 西安理工大学 自动化与信息工程学院, 陕西 西安 710048)

摘要: 为了改进无刷直流电机(BLDC)无位置传感器控制系统的性能, 提出了一种新型自适应滑模观测器对转子位置与转速进行估计, 该观测器构建了一种新型切换函数代替传统符号函数, 使得控制系统不必外加低通滤波器和相位补偿模块就可以获得平滑的线反电动势观测值, 进而得到转子位置。应用李雅普诺夫(Lyapunov)稳定性理论, 设计模型参考自适应算法对转速进行估计, 该自适应算法不受切换纹波的影响。仿真和实验表明, 所提方法能够准确估计无刷直流电机线反电动势及转速, 有效地抑制了转矩纹波, 提高了整个系统的稳定性、快速性及鲁棒性。

关键词: 无刷直流电机; 滑模观测器; 切换函数; 模型参考自适应算法

中图分类号: TM33 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd18518

New Adaptive Sliding Mode Observer Based BLDC Control

YANG Peihao¹, WANG Xiaolan², LIU Xiangchen², KOU Shuichao¹, GAO Feng¹, FAN Le³

(1. Xi'an Thermal Power Research Institute Co., Ltd., Xi'an 710054, Shaanxi, China; 2. College of Electrical and Information Engineering, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, Gansu, China; 3. College of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, Shaanxi, China)

Abstract: To improve the brushless DC motor without position sensor control system, a new adaptive sliding mode observer was put forward to estimate rotor position and rotating speed, in which, a new type of switching function instead of traditional symbol function was constructed, a smooth line back EMF waveform measurement was obtained without low pass filter and phase compensation module, and then the rotor position was gotten. Based on Lyapunov stability theory, model reference adaptive algorithm was designed to estimate speed, and not affected by the switching ripple. Simulation and experiment results show that proposed method can accurately estimate the rotor position and speed, effectively restrain the torque ripple, improve the stability, rapidity and robustness of the whole system.

Key words: brushless DC motor (BLDC); sliding mode observer; switching function; model reference adaptive algorithm

无刷直流电机具有结构简单、功率密度大、可靠性高等优点, 在诸多领域获得了广泛的应用^[1-2]。为了实现换相, 无刷直流电机通常以转子位置传感器来实时检测转子位置, 然而位置传感器不仅增加了电机的成本而且限制了电机在某些场合中的应用, 因此近年来无刷直流电机无位置传感器控制成为研究的热点, 其中反电势法是目前应用最广泛的无刷直流电机无位置传感器控制方法^[3-4]。文献[3]提出一种反电动势过零检

测法来确定转子信息, 通过检测任意导通两相线电压经在线软件计算得到未导通相反电动势过零点。文献[4]提出通过比较电机未导通相端电压和逆变器直流环中点电压的关系, 直接检测未导通相绕组的反电动势过零点, 由于仅需检测三相绕组中的一相反电势, 简化了检测电路, 提高了检测速度。

状态观测器检测转子位置方法因其电路简单、抗干扰能力强、应用范围广, 近年来得到了人

们的广泛关注。状态观测器主要有:卡尔曼观测器^[5]、全维状态观测器^[6]、伦贝格观测器^[7]、滑模观测器^[8-16]等。相比其他状态观测器,滑模观测器具有算法简单、抗扰动能力强、对参数变化不敏感等优点,它采用符号函数代替偏差的实际值,由此带来的高增益特性提高了观测器的收敛速度^[9-11]。文献[12-16]分别采用不同的方法进行改进,有效地消除了滑模观测器抖振的影响。

本文运用滑模观测器在线估计无刷直流电机反电动势,针对滑模观测器存在的抖振现象,应用双边界层的设计思想,构建一种新型切换函数代替传统的符号函数,有效减小了滑模观测器抖振。由于滑模运动产生切换纹波,若转速估计通过转子位置求导得出,纹波会由于微分作用而放大,并且很难利用滤波器消除,设计了不受切换纹波影响的模型参考自适应算法,对转速进行估计。最后通过仿真验证了所提方法的有效性。

1 无刷直流电机数学模型

图1为无刷直流电机系统的等效电路图。

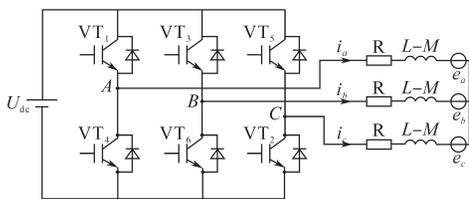


图1 无刷直流电机系统的等效电路图

Fig.1 Equivalent circuit diagram of brushless DC motor system

假设其三相绕组对称,不计电机的涡流损耗和电磁滞损耗,为了减小计算量,将 a, b, c 三相采用Clark变换转换到 $\alpha-\beta$ 两相静止坐标系下,电机在两相静止坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = -\frac{R}{L}i_a + \frac{u_a}{L} - \frac{e_a}{L} \\ \frac{di_b}{dt} = -\frac{R}{L}i_b + \frac{u_b}{L} - \frac{e_b}{L} \end{cases} \quad (1)$$

其中 $e_a = -\Psi_f \omega \sin \theta$ $e_b = \Psi_f \omega \cos \theta$

式中: i_a, i_b 为在两相静止坐标系中的定子电流; u_a, u_b 为两相静止坐标系中的定子电压; e_a, e_b 为在两相静止坐标系中的反电动势; Ψ_f 为永磁体磁链; ω 为转子角速度; θ 为转子角度。

2 改进型滑模观测器的设计

2.1 改进型反电动势滑模观测器设计

将式(1)中在 $\alpha-\beta$ 两相静止坐标系下的定子

电流和反电动势作为系统的状态变量。系统输入为定子电压,输出为定子电流,则得到无刷直流电机状态方程:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & A_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{e} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (2)$$

输出方程为

$$y = C \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{e} \end{bmatrix} = i \quad (3)$$

其中

$$\hat{i} = [i_a \ i_b]^T \quad \hat{e} = [e_a \ e_b]^T \quad u = [u_a \ u_b]^T$$

$$A_1 = -RI/L \quad A_2 = -I/L \quad B = I/L$$

$$C = [I \ 0] \quad I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

根据式(1)无刷直流电机状态方程,构建无刷直流电机的滑模观测器:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & A_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{e} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u + M \operatorname{sgn}(\hat{i} - i) \quad (4)$$

其中

$$M = [K \ KG]^T$$

$$K = \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix} \quad G = \begin{bmatrix} g_1 & 0 \\ 0 & g_2 \end{bmatrix}$$

式中:“ $\hat{\cdot}$ ”为观测值; M 为滑模增益矩阵; k_1, k_2, g_1, g_2 分别为滑模增益参数; $\operatorname{sgn}(\cdot)$ 为符号函数。

选择滑模面 $S = \hat{i} - i$ 。

传统滑模观测器切换函数一般采用符号函数,由于符号函数的不连续性导致系统存在大量的高次谐波,即抖振现象。为了消除系统的抖振,需要引入低通滤波器,而低通滤波器的引入会导致控制系统出现相位滞后,需要相位补偿来改善输出波形。本研究提出一种改进型滑模观测器,用新型饱和函数 $\operatorname{sat}(\cdot)$ 代替传统的滑模观测器的符号函数,在每个超平面的附近设定一个较薄的边界层,在边界层 φ 内,应用具有光滑连续特征的双曲正切函数,在边界层外应用线性比例函数,新型饱和函数表达式为

$$\operatorname{sat}(x) = \begin{cases} ax & x < -\varphi \\ \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} & x < |\varphi| \\ ax & x > \varphi \end{cases} \quad (5)$$

式中: a 为斜率。

边界层外,通过改变斜率 a 的大小来增加系统控制的灵活性,在电机高速运行场合,增大斜率 a 的数值,在电机低速运行场合,减小斜率 a 的数值,其曲线如图2所示。因此,改进型滑模观测器为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & A_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{e} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} K \\ KG \end{bmatrix} \operatorname{sat}(\hat{i} - i) \quad (6)$$

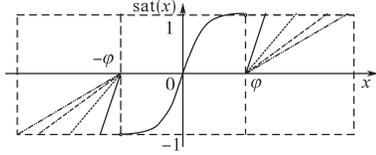


图2 新型饱和函数曲线形状

Fig.2 New type of saturated function curve shape

根据以上分析可以得出如图3中的改进型滑模观测器框图。

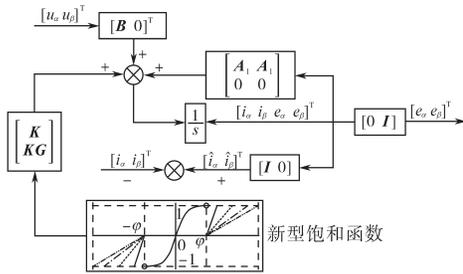


图3 改进型滑模观测器框图

Fig.3 New type of SMO observer system block diagram

将式(6)减去式(2)可得新型滑模观测器的误差方程

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_i \\ \mathbf{E}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & \mathbf{A}_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_i \\ \mathbf{E}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{K} \\ \mathbf{KG} \end{bmatrix} \text{sat}(\mathbf{E}_i) \quad (7)$$

其中 $\mathbf{E}_i = \hat{\mathbf{i}} - \mathbf{i} = [\hat{i}_\alpha - i_\alpha \quad \hat{i}_\beta - i_\beta]$
 $\mathbf{E}_c = \hat{\mathbf{e}} - \mathbf{e} = [\hat{e}_\alpha - e_\alpha \quad \hat{e}_\beta - e_\beta]$

式中: \mathbf{E}_i 为定子电流的观测误差; \mathbf{E}_c 为线反电动势观测误差。

2.2 改进型滑模观测器滑模增益选取

观测器进入滑模状态的条件为 $\mathbf{S}^T \dot{\mathbf{S}} < 0$ 。

定义基于滑模面的 Lyapunov 方程为

$$V_i = \frac{1}{2} \mathbf{S}^T \mathbf{S} = \frac{1}{2} \mathbf{E}_i^T \mathbf{E}_i \quad (8)$$

根据 Lyapunov 稳定直接判据法可知,当 V 正定时, \dot{V} 负定,系统在平衡点处渐进稳定。即当 $\dot{V} < 0$ 时,系统运动点将在有限时间内到达滑模面,则有:

$$\dot{V}_i = \mathbf{E}_i^T \dot{\mathbf{E}}_i < 0 \quad (9)$$

令

$$\dot{\mathbf{E}}_i = \mathbf{A}_1 \mathbf{E}_i + \mathbf{A}_2 \mathbf{E}_c + \mathbf{K} \text{sat}(\mathbf{E}_i) \quad (10)$$

将 \mathbf{E}_i^T , 式(10), \mathbf{A}_1 , \mathbf{A}_2 和 \mathbf{I} 代入式(9)中得:

$$\dot{V}_i = \mathbf{E}_i^T \mathbf{A}_1 \mathbf{E}_i + \left[-\frac{1}{L} (\hat{i}_\alpha - i_\alpha) (\hat{e}_\alpha - e_\alpha) - \frac{1}{L} (\hat{i}_\beta - i_\beta) (\hat{e}_\beta - e_\beta) \right] + k_1 (\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \text{sat}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) + k_2 (\hat{i}_\beta - i_\beta) \text{sat}(\hat{i}_\beta - i_\beta) < 0 \quad (11)$$

根据 $\text{sat}(x)$ 函数性质可得: $\text{sat}(x)$ 与 x 符号一致且 $|\text{sat}(x)| \leq 1$; 由于 \mathbf{A}_1 负定,则有 $\mathbf{E}_i^T \mathbf{A}_1 \mathbf{E}_i \leq 0$, 为了 $\dot{V}_i < 0$ 恒成立,根据不等式性质需下式成立:

$$\frac{1}{L} (|\hat{i}_\alpha - i_\alpha| |\hat{e}_\alpha - e_\alpha| + |\hat{i}_\beta - i_\beta| |\hat{e}_\beta - e_\beta|) + k_1 |\hat{i}_\alpha - i_\alpha| + k_2 |\hat{i}_\beta - i_\beta| < 0 \quad (12)$$

由式(12)可得滑模观测器系统运动点到达滑模面的条件是:

$$\begin{cases} k_1 < -|\hat{e}_\alpha - e_\alpha|/L \\ k_2 < -|\hat{e}_\beta - e_\beta|/L \end{cases}$$

当系统运动点到达滑模面时有:

$$\mathbf{E}_i = \dot{\mathbf{E}}_i = 0 \quad (13)$$

把式(13)代入式(7)中,可得:

$$\begin{cases} 0 = \mathbf{A}_2 \mathbf{E}_c + \mathbf{K} \text{sat}(\mathbf{E}_i) \\ \dot{\mathbf{E}}_c = \mathbf{K} \mathbf{G} \text{sat}(\mathbf{E}_i) \end{cases} \quad (14)$$

取 Lyapunov 方程为

$$V_c = \frac{1}{2} \mathbf{E}_c^T \mathbf{E}_c \quad (15)$$

对式(15)求导,把式(14)代入可得:

$$\dot{V}_c = \mathbf{E}_c^T \dot{\mathbf{E}}_c = -\mathbf{E}_c^T \mathbf{G} \mathbf{A}_2 \mathbf{E}_c < 0 \quad (16)$$

把 \mathbf{E}_c^T , \mathbf{A}_2 , \mathbf{I} 代入式(16)可得:

$$\dot{V}_c = \frac{1}{L} [g_1 (\hat{e}_\alpha - e_\alpha)^2 + g_2 (\hat{e}_\beta - e_\beta)^2] < 0 \quad (17)$$

根据式(17)可知,反电势观测误差随时间以指数形式收敛到0的条件是: $g_1 < 0$, $g_2 < 0$ 。

3 基于模型参考自适应的转速估计算法

由反电动势观测值可计算得到电机转子位置和转速如下式:

$$\hat{\theta} = -\arctan\left(\frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta}\right) \quad (18)$$

$$\hat{\omega} = \frac{d}{dt} \hat{\theta} \quad (19)$$

从式(18)、式(19)可知,转速估计值可由转子位置估计值求导得到,但是由于微分作用会将滑模运动产生的切换纹波增大,非常不利于无刷直流电机的转速控制,因此本节利用自适应算法对转速进行在线估计,该算法不受切换纹波影响。

由式(1)可知,线反电动势数学模型为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega & 0 \\ 0 & \omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -e_\beta \\ e_\alpha \end{bmatrix} \quad (20)$$

根据式(20)构建速度观测器为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\omega} & 0 \\ 0 & \hat{\omega} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -e_\beta \\ e_\alpha \end{bmatrix} - l \begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha - e_\alpha \\ \hat{e}_\beta - e_\beta \end{bmatrix} \quad (21)$$

式中: $\hat{\omega}$ 为转子角速度 ω 的观测值; l 为观测器增益,为了使观测器稳定, l 常取足够大的正数。

将式(21)减去式(20)可得到误差方程为

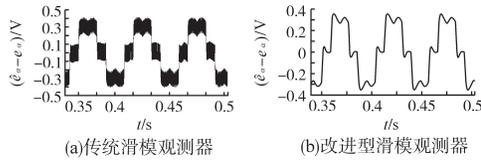


图7 2组滑模观测器中 e_a 观测值与实际值的误差

Fig.7 Two kinds of SMO's actual and estimated value's error of e_a

图8、图9给出了基于传统反电动势计算法和基于模型参考自适应算法在 $n=2\ 000\ \text{r/min}$ 和 $n=300\ \text{r/min}$ 时不同的转速波形。从图8可以看出,基于传统反电动势算法得到的转速波形由于切换纹波现象存在大量毛刺,尤其是在低转速情况下毛刺现象更为严重。从图9可以看出,基于模型参考自适应算法得到的转速波形较为光滑,不管是在低速还是高速情况下都不受切换纹波的影响。

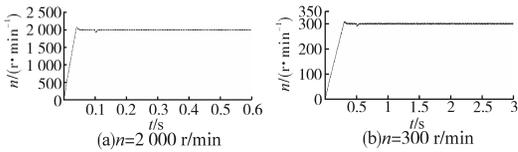


图8 传统反电动势计算法的转速波形

Fig.8 Speed waveforms of traditional EMF method

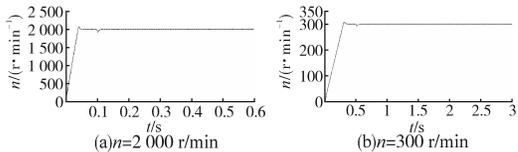


图9 基于模型参考自适应算法得到的转速波形

Fig.9 Speed waveforms based on MARS method

图10给出了电机转速 $n=300\ \text{r/min}$, 负载转矩 $T_L=3\ \text{N}\cdot\text{m}$ 情况下, 在 $0.5\ \text{s}$ 时候负载突变为 $6\ \text{N}\cdot\text{m}$ 时无刷直流电机转速波形。可以看出, 当 $0.5\ \text{s}$ 时负载突变, 转速约有 $0.02\ \text{s}$ 的波动, 之后电机可以以给定转速运行。所提出的无位置传感器无刷直流电机控制系统具有很好的鲁棒性。

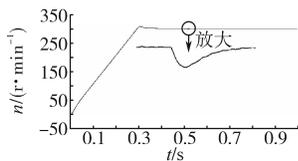


图10 负载突变时无刷直流电机电机转速波形

Fig.10 Motor speed waveform of BLDC in load mutation

5 结论

本文提出了一种基于新型自适应滑模观测器的无刷直流电机无位置传感器控制的新方法, 该观测器结构简单, 易于实现。仿真结果表明: 改进的滑模观测器可以准确地观测线反电动势, 很大程度上削弱了抖振; 提出的基于模型参考自

适应算法控制器不受切换纹波的影响; 整个控制系统鲁棒性能好, 在负载突变的情况下仍然可以稳定运行, 准确、快速估计转速与转子位置。

参考文献

- [1] Shi T N, Guo Y T, Song P, *et al.* A New Approach of Minimizing Commutation Torque Ripple for Brushless DC Motor Based on DC-DC Converter[J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2010, 57(10): 3483-3490.
- [2] 夏长亮. 无刷直流电机控制系统[M]. 北京: 科学出版社, 2009.
- [3] 呼延奇, 范永坤, 熊皓. 一种新的无刷直流电机反电动势检测方法[J]. 微电机, 2015, 48(2): 54-60.
- [4] 张磊, 瞿文龙, 陆海峰, 等. 一种新颖的无刷直流电机无位置传感器控制系统[J]. 电工技术学报, 2016, 21(10): 26-43.
- [5] Bolognani S, Oboe R, Ziglito M. Sensorless Full-digital PMSM Drive with EKF Estimation of Speed and Rotor Position [J]. IEEE Trans. on Ind. Electro., 1999, 46(1): 184-191.
- [6] 周沙. 基于全维状态观测器的无刷直流电机无传感器控制算法设计与仿真[J]. 电子世界, 2015(17): 31-33.
- [7] Lin Qinghua. A Novel Position Detection Method of Sensorless Brushless DC Motor Based on Sliding Mode Observer [C]// 2011 4th International Conference on Power Electronics Systems and Application (PESA). Hongkong: IEEE, 2011.
- [8] Shao J W, Nolan D, Teissier M, *et al.* A Novel Microcontroller-based Sensorless Brushless DC (BLDC) Motor Drive for Automotive Fuel Pumps[J]. IEEE Transaction on Industry Applications, 2003, 39(6): 1734-1740.
- [9] 程帅, 姜海博. 基于滑模观测器的单绕组多相无轴承电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2012, 27(7): 71-77.
- [10] Zhang Dezhi, Zhang Shaobo. Application of CORDIC in Capacitive Rotary Encoder Signal Demodulation [C]// 2012 the 8th IEEE International Symposium on Instrumentation and Control Technology. London: IEEE, 2012: 61-65.
- [11] Fakhm H, Djemai M, Busawon K. Design and Practical Implementation of a Back-EMF Sliding-mode Observer for a BLDC[J]. IET Electric Power Applications, 2008, 2(6): 9-12.
- [12] 郭鸿浩, 周波, 左广杰, 等. 无刷直流电机反电势自适应滑模观测[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(21): 142-149.
- [13] 史婷娜, 马银银, 王迎发, 等. 基于二阶滑模观测器的无刷直流电机转子位置估计[J]. 天津大学学报(自然科学与工程技术版), 2014, 47(8): 697-702.
- [14] 李冉, 赵光宙, 徐绍娟. 基于扩展滑模观测器的永磁同步电动机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2012, 27(3): 80-85.
- [15] 肖烨然, 刘刚, 宋欣达, 等. 基于改进滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器 I/F 起动方法[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(8): 95-102.
- [16] 高嵩, 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.

收稿日期: 2017-11-21

修改稿日期: 2017-12-22