

基于非奇异终端滑模观测器的无刷直流电机 无传感器控制*

李迎杰¹, 刘曙光², 刘旭东¹

(1. 青岛大学 自动化学院, 山东 青岛 266071;

2. 山东鲁软数字科技有限公司, 山东 济南 250000)

摘要: 在无刷直流电机 (BLDCM) 无传感器控制系统中, 针对传统滑模观测器存在抖振等问题, 提出了一种新的非奇异终端滑模观测器 (NTSMO) 方法估计电机线反电动势, 所采用的非奇异终端滑模面能够实现有限时间快速收敛, 并通过引入一种新的滑模趋近律削弱了抖振, 提高了电机反电动势的估计精度, 实现了电机转速的快速观测和控制, 最后基于 Lyapunov 函数证明了观测器的稳定性。仿真结果表明: 与传统方法相比, 所设计的 NTSMO 能较好地抑制系统抖振, 具有较好的转速估计精度。

关键词: 无刷直流电机; 无传感器控制; 非奇异终端滑模观测器; 线反电动势

中图分类号: TM33 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2023)03-0001-07

doi: 10.12177/emca.2023.010

Sensorless Control of Brushless DC Motor Based on Non-Singular Terminal Sliding Mode Observer*

LI Yingjie¹, LIU Shuguang², LIU Xudong¹

(1. School of Automation, Qingdao University, Qingdao 266071, China;

2. Shandong Luruan Digital Technology Co., Ltd., Jinan 250000, China)

Abstract: In the sensorless control of brushless direct current motor (BLDCM), according to the chattering problems of traditional sliding mode observers, a novel non-singular terminal sliding mode observer (NTSMO) is proposed to estimate line back electromotive force. The designed non-singular terminal sliding mode surface can realize fast convergence in finite-time, and a novel sliding mode reaching law is introduced to weaken chattering. The estimation accuracy of back electromotive force is improved, the fast speed observation and control are realized. Finally, the stability of the observer is proved based on the Lyapunov function. The simulation results show that, compared with the traditional method, the proposed NTSMO can effectively suppress chattering and has a good speed estimation accuracy.

Key words: brushless direct current motor (BLDCM); sensorless control; non-singular terminal sliding mode observer (NTSMO); line back electromotive force

收稿日期: 2022-12-05; 收到修改稿日期: 2023-01-06

* 基金项目: 国家自然科学基金项目 (62273189); 中国博士后科学基金会资助项目 (2018M632622); 山东省自然科学基金项目 (ZR2022MF262, ZR2021MF005)

作者简介: 李迎杰 (1997—), 男, 硕士, 研究方向为电机驱动与运动控制。

刘曙光 (1982—), 男, 本科, 高级工程师, 研究方向为电动汽车智能充电系统。

刘旭东 (1987—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电驱动系统控制、非线性控制等。

0 引言

无刷直流电机(BLDCM)以其功率密度高,输出转矩大,控制简单等优点在航空航天、国防、电动汽车、制动器等领域运用广泛^[1-4]。安装在电机上的霍尔传感器能有效估计电机反电动势信号,进而得到电机转速信息,但霍尔传感器的安装会增大电机的体积,且系统性能容易受工作环境复杂性以及安装精确性的影响。因此,BLDCM 无位置传感器控制技术成为研究的热点之一^[5]。

国内外学者对 BLDCM 无传感器控制做了大量研究,已知的主要控制方法有:反电动势法、电感法、反电动势积分法、磁链法、三次谐波法、续流二极管法以及滑模观测器等^[6-10]。其中,滑模观测器因其无需额外硬件设计,参数调定方便,对负载扰动不敏感等优点受到广泛关注。文献[11]使用 Sigmoid 函数代替传统的切换函数,获得线反电动势信号,得到线反电动势过零点即电机换相点,并推算出电机换相逻辑。文献[12]针对传统滑模观测器(SMO)存在的抖振现象,设计了一种新型指数型自适应滑模观测器,削弱了系统抖振,同时也降低了反电动势谐波分量。文献[13]提出了一种基于宽速度范围自适应滑模观测器的 BLDCM 无传感器控制方法,提高了反电动势的估计精度。文献[14]针对无传感器控制系统鲁棒性差,以及观测器输出误差等问题,提出了一种积分滑模观测器,有效增强了跟踪性能和鲁棒性。为了抑制滑模抖振,文献[15]设计了一种全阶滑模观测器,该方法运行稳定,具有良好的转速观测精度与动态性能。文献[16]提出了一种全局快速终端滑模观测器估计转子位置,该观测器具有全局快速收敛性和较好的跟踪精度。

为削弱传统滑模观测器的抖振现象,本文提出了一种新的非奇异终端滑模观测器(NTSMO)方法,设计的非奇异终端滑模面能够实现有限时间快速收敛,并通过引入一种新型趋近律,有效地抑制了滑模的固有抖振,提高了线反电动势的估计精度,利用 Lyapunov 稳定性判据对 NTSMO 进行稳定性分析。最后,通过仿真分析,证明所提策略存在的优势。

1 BLDCM 数学模型

图 1 为理想状态下, BLDCM 系统的等效模型

如图 1 所示^[17]。其中, $T_1 \sim T_6$ 为功率器件。

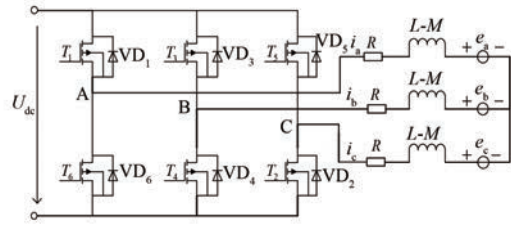


图 1 BLDCM 系统等效模型

BLDCM 的电压方程可表示为

$$\begin{cases} u_a = Ri_a + e_a + (L - M) \frac{d}{dt}i_a \\ u_b = Ri_b + e_b + (L - M) \frac{d}{dt}i_b \\ u_c = Ri_c + e_c + (L - M) \frac{d}{dt}i_c \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_a 、 u_b 、 u_c 为三相绕组定子电压; i_a 、 i_b 、 i_c 为三相定子电流; e_a 、 e_b 、 e_c 为三相反电动势; R 为定子电阻; L 为定子各项绕组自感; M 为每两相绕组间的互感。

根据式(1)可得 BLDCM 线电压模型:

$$\begin{cases} \frac{di_{ab}}{dt} = \frac{1}{L_s}u_{ab} - \frac{R}{L_s}i_{ab} - \frac{1}{L_s}e_{ab} \\ \frac{di_{bc}}{dt} = \frac{1}{L_s}u_{bc} - \frac{R}{L_s}i_{bc} - \frac{1}{L_s}e_{bc} \\ \frac{de_{ab}}{dt} = 0 \\ \frac{de_{bc}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (2)$$

式中: e_{ab} 、 e_{bc} 为电机的线反电动势, $e_{ab} = e_a - e_b$ 、 $e_{bc} = e_b - e_c$; u_{ab} 、 u_{bc} 为线电压, $u_{ab} = u_a - u_b$ 、 $u_{bc} = u_b - u_c$; i_{ab} 、 i_{bc} 为相电流差, $i_{ab} = i_a - i_b$ 、 $i_{bc} = i_b - i_c$; L_s 为等效电感, $L_s = L - M$ 。

当系统的采样周期比机械和电气时间参数小很多时,线反电动势的导数为 0^[18]。

2 传统滑模观测器设计

取系统状态变量为 i_{ab} 、 i_{bc} , 则式(2)可表示为

$$\begin{bmatrix} \dot{i} \\ \dot{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & A_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (3)$$

输出方程为

$$y = C[i \ e]^T = i \quad (4)$$

式中: $\mathbf{i} = [i_{ab} \ i_{bc}]^T$; $\mathbf{u} = [u_{ab} \ u_{bc}]^T$; $\mathbf{e} = [e_{ab} \ e_{bc}]^T$; $\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L_s} \end{bmatrix}$; $\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_s} \end{bmatrix}$;

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix}; \mathbf{C} = [\mathbf{I} \ 0]; \mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}。$$

根据滑模观测器设计原理,定义滑模面为

$$s(x) = \begin{bmatrix} \hat{i}_{ab} - i_{ab} \\ \hat{i}_{bc} - i_{bc} \end{bmatrix} = 0 \quad (5)$$

式中: $\hat{i}_{ab}$ 、 $\hat{i}_{bc}$ 为定子电流估计值; i_{ab} 、 i_{bc} 为实际定子电流。

根据式(5),传统滑模观测器^[19]通常设计为

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\mathbf{i}}} \\ \dot{\hat{\mathbf{e}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & \mathbf{A}_2 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}} \\ \hat{\mathbf{e}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{u} + \begin{bmatrix} \mathbf{K} \\ \mathbf{G} \end{bmatrix} \text{sign}(\hat{\mathbf{i}} - \mathbf{i}) \quad (6)$$

式中: $\mathbf{K}$ 、 $\mathbf{G}$ 为滑模增益矩阵, $\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix}$ 和 $\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_1 & 0 \\ 0 & g_2 \end{bmatrix}$; $\hat{\mathbf{e}}$ 为线反电动势观测值, $\hat{\mathbf{e}} = [\hat{e}_{ab} \ \hat{e}_{bc}]^T$; $\text{sign}(\cdot)$ 为符号函数。

3 新型 NTSMO 设计

在传统滑模观测器的设计中,符号函数的不连续特性容易造成系统抖振,进而影响反电动势的观测精度,造成转速估计不准确。为此,本文提出了一种新型 NTSMO,并通过引入一种新的滑模趋近律,提高了反电动势观测精度。新型滑模观测器设计为

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\mathbf{i}}} \\ \dot{\hat{\mathbf{e}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & \mathbf{A}_2 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}} \\ \hat{\mathbf{e}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{u} - \mathbf{v} \quad (7)$$

式中: $\mathbf{v}$ 为滑模控制律。

由式(3)和式(7)可得定子电流误差方程:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{\mathbf{i}}} \\ \dot{\tilde{\mathbf{e}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & \mathbf{A}_2 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{i}} \\ \tilde{\mathbf{e}} \end{bmatrix} + \mathbf{v} \quad (8)$$

式中: $\tilde{\mathbf{i}}$ 为电流观测误差向量, $\tilde{\mathbf{i}} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_{ab} \\ \tilde{i}_{bc} \end{bmatrix}$;

$\tilde{\mathbf{e}}$ 为线反电动势观测误差向量, $\tilde{\mathbf{e}} = \begin{bmatrix} \tilde{e}_{ab} \\ \tilde{e}_{bc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{e}_{ab} - e_{ab} \\ \hat{e}_{bc} - e_{bc} \end{bmatrix}。$

将式(8)展开可得:

$$\dot{\tilde{\mathbf{i}}} = -\frac{\mathbf{R}}{L_s} \tilde{\mathbf{i}} + \frac{\mathbf{e}}{L_s} + \frac{\mathbf{K}}{L_s} \mathbf{v} \quad (9)$$

式中: $\mathbf{v}$ 为滑模观测器控制输入向量, $\mathbf{v} = [v_{ab} \ v_{bc}]^T。$

为了实现系统状态在有限时间内收敛,设计非奇异终端滑模面为

$$s = \tilde{\mathbf{i}} + \gamma_1 \int_0^t \tilde{\mathbf{i}} d\tau + \gamma_2 \int_0^t |\tilde{\mathbf{i}}|^\lambda \text{sign}(\tilde{\mathbf{i}}) d\tau \quad (10)$$

式中: $\gamma_1 > 0, \gamma_2 > 0, \lambda = p/q, p$ 和 q 为正奇整数并且

$$0 < \lambda < 1。 \tilde{\mathbf{i}} = \tilde{\mathbf{i}}(t) = \begin{bmatrix} \tilde{i}_{ab}(t) \\ \tilde{i}_{bc}(t) \end{bmatrix},$$

$$|\tilde{\mathbf{i}}|^\lambda \text{sign}(\tilde{\mathbf{i}}) =$$

$$|\tilde{\mathbf{i}}(\tau)|^\lambda \text{sign}[\tilde{\mathbf{i}}(\tau)] = \begin{cases} |\tilde{i}_{ab}(\tau)|^\lambda \text{sign}[\tilde{i}_{ab}(\tau)] \\ |\tilde{i}_{bc}(\tau)|^\lambda \text{sign}[\tilde{i}_{bc}(\tau)] \end{cases}。$$

令 $\dot{\tilde{\mathbf{i}}}_l(t) = |\tilde{\mathbf{i}}(t)|^\lambda \text{sign}[\tilde{\mathbf{i}}(t)]$ 、 $\dot{\tilde{\mathbf{i}}}_l(t) = |\tilde{\mathbf{i}}(t)|^\lambda \text{sign}[\tilde{\mathbf{i}}(t)]$ 且 $\tilde{\mathbf{i}}_l(0) = -\tilde{\mathbf{i}}(0)/\gamma_2$, 在理想的滑动运动中,可得到 $\tilde{\mathbf{i}}(t) = -\gamma_2 \tilde{\mathbf{i}}_l(t)$ 和 $\dot{\tilde{\mathbf{i}}}_l(t) = -\gamma_2 |\tilde{\mathbf{i}}_l(t)|^\lambda \text{sign}[\tilde{\mathbf{i}}_l(t)]$ 。 $\tilde{\mathbf{i}}(t)$ 从 $\tilde{\mathbf{i}}(0)$ 到 $\tilde{\mathbf{i}}(t_f)$ 的有限时间与 $\tilde{\mathbf{i}}_l(t)$ 从 $\tilde{\mathbf{i}}_l(0)$ 到 $\tilde{\mathbf{i}}_l(t_f)$ 的有限时间相同,进而可得^[20]:

$$\tilde{\mathbf{i}}(t) + \gamma_1 \int_0^t \tilde{\mathbf{i}}(\tau) d\tau + \gamma_2 \int_0^t |\tilde{\mathbf{i}}(\tau)|^\lambda \text{sign}[\tilde{\mathbf{i}}(\tau)] d\tau \leq 0 \quad (11)$$

式中: $0 < \lambda < 1$ 。

系统从初始状态到达平衡状态的时间 t_f 为

$$t_f \leq \frac{1}{(1-\lambda)\gamma_1} \ln \frac{\gamma_1 x^{1-\lambda}(0) + \gamma_2}{\gamma_1} \quad (12)$$

因此,不等式(11)和式(12)表示系统状态能实现有限时间内的快速收敛。

当系统进入滑动模态时,有 $s = \dot{s} = 0$, 即有:

$$\ddot{i} + \gamma_1 \dot{i} + \gamma_2 |i|^\lambda \text{sign}(i) = 0 \quad (13)$$

可变换为

$$\ddot{i} = -\gamma_1 \dot{i} - \gamma_2 |i|^\lambda \text{sign}(i) \quad (14)$$

滑模控制律通常由等效控制 v_{eq} 和切换控制 v_n 组成。等效控制以控制系统的确定部分,将系统状态保持在滑模面上,切换控制则使系统状态在滑模面上切换。针对式(9)电流误差系统,选取滑模面式(10),设计如下控制律:

$$\begin{cases} v = v_{\text{eq}} + v_n \\ v_{\text{eq}} = R\dot{i} - L_s[\gamma_1 \dot{i} + \gamma_2 |i|^\lambda \text{sign}(i)] \\ v_n = -\frac{k}{\eta + re^{-\mu|s|}} |s|^\alpha \text{sign}(s) - \frac{\varepsilon}{\eta + re^{-\mu|s|}} s \end{cases} \quad (15)$$

式中: v_n 为滑模趋近律^[21], $0 < \eta < 1, r > 0, \mu > 0, 0 < \alpha < 1, k, \varepsilon > 0$ 。

选取 Lyapunov 函数:

$$V = \frac{s^2}{2} \quad (16)$$

对 V 求导,并将式(15)代入得:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s\dot{s} = s[\ddot{i} + r_1 \dot{i} + r_2 |i|^\lambda \text{sign}(i)] = \\ &s[(-R_s \dot{i} + v + e)/L_s + r_1 \dot{i} + r_2 |i|^\lambda \text{sign}(i)] = \\ &\frac{1}{L_s} s \left[e - \frac{k}{\eta + re^{-\mu|s|}} |s|^\alpha \text{sign}(s) - \frac{\varepsilon}{\eta + re^{-\mu|s|}} s \right] = \\ &\frac{1}{L_s} \left(se - \frac{k}{\eta + re^{-\mu|s|}} |s|^{\alpha+1} - \frac{\varepsilon}{\eta + re^{-\mu|s|}} s^2 \right) \leq \end{aligned}$$

$$\frac{1}{L_s} \left(|s| |e| - \frac{k}{2} |s|^{\alpha+1} - \frac{\varepsilon}{2} |s|^2 \right) \quad (17)$$

在 $|s| \leq \min[(2|e|/k)^{1/\alpha}, 2|e|/\varepsilon]$ 之外, $\dot{V}$ 是

负的。对于 $c > \frac{1}{2} \{\min[(2|e|/k)^{1/\alpha}, 2|e|/\varepsilon]\}^2$

其中 e 为实际反电动势,则始于 $\{V \leq c\}$ 内的解在未来时刻均保持在其内,因为 v 在边界 $V=c$ 上是负的,所以解是一致有界的。

根据电机转速与线反电动势最大值的关系,可得电机转速为

$$n = \frac{E_m}{2k_e} \quad (18)$$

式中: E_m 为线反电动势最大值; k_e 为反电动势系数; n 为电机转速。

4 基于线反电动势的换相策略

对于 BLDCM,其运行过程中仅需要六组离散的位置信号,换相点滞后于电机相反电动势过零点 30° 电角度,也直接对应滑模观测器观测到的线反电动势过零点。因此,将线反电动势与虚拟霍尔信号对应,如表 1 所示,其中 e_{ab} 、 e_{bc} 、 e_{ca} 为线反电动势, $\hat{H}_1$ 、 $\hat{H}_2$ 、 $\hat{H}_3$ 为虚拟霍尔信号^[22]。

表 1 中 H_1 、 H_2 、 H_3 为实际霍尔信号,由表 1 可以看出,线反电动势 $e > 0$ 对应的虚拟霍尔信号 $\hat{H} = 1$,线反电动势 $e < 0$ 对应的虚拟霍尔信号为 $\hat{H} = 0$;虚拟霍尔信号与实际霍尔信号对应关系为 $\hat{H}_3$ 为 H_1 的反信号, $\hat{H}_1$ 为 H_2 的反信号, $\hat{H}_2$ 为 H_3 的反信号。所以由线反电动势到实际霍尔信号的转换,进而决定功率管的导通以实现 BLDCM 的无传感器控制。

表 1 BLDCM 换相逻辑

线反电动势	虚拟霍尔信号	实际霍尔信号	导通功率管
$e_{ab} = 1, e_{bc} = -1, e_{ca} = -1$	$\hat{H}_1 = 1, \hat{H}_2 = 0, \hat{H}_3 = 0$	$H_1 = 1, H_2 = 0, H_3 = 1$	T_1, T_4
$e_{ab} = 1, e_{bc} = 1, e_{ca} = -1$	$\hat{H}_1 = 1, \hat{H}_2 = 1, \hat{H}_3 = 0$	$H_1 = 1, H_2 = 0, H_3 = 0$	T_1, T_2
$e_{ab} = -1, e_{bc} = 1, e_{ca} = -1$	$\hat{H}_1 = 0, \hat{H}_2 = 1, \hat{H}_3 = 0$	$H_1 = 1, H_2 = 1, H_3 = 0$	T_3, T_2
$e_{ab} = -1, e_{bc} = -1, e_{ca} = 1$	$\hat{H}_1 = 0, \hat{H}_2 = 1, \hat{H}_3 = 1$	$H_1 = 0, H_2 = 1, H_3 = 0$	T_3, T_6
$e_{ab} = -1, e_{bc} = -1, e_{ca} = 1$	$\hat{H}_1 = 0, \hat{H}_2 = 0, \hat{H}_3 = 1$	$H_1 = 0, H_2 = 1, H_3 = 1$	T_5, T_6
$e_{ab} = 1, e_{bc} = -1, e_{ca} = 1$	$\hat{H}_1 = 1, \hat{H}_2 = 0, \hat{H}_3 = 1$	$H_1 = 0, H_2 = 0, H_3 = 1$	T_5, T_4

5 仿真结果与分析

为验证提出方法的有效性,采用 MATLAB/Simulink 分别建立了基于传统滑模观测器与新型 NTSMO 的 BLDCM 无速度传感器控制系统仿真模型如图 2 所示。电机参数如表 2 所示。其中所设计的新 NTSMO 参数为, $k=175\ 000$, $\eta=0.001$, $r=0.5$, $\mu=3$, $\alpha=0.5$, $\varepsilon=1$, $\gamma_1=10$, $\gamma_2=0.1$, $\lambda=0.6$ 。

表 2 BLDCM 相关参数

参数名称	参数值
线电阻/ Ω	2.875
线电感/mH	8.5
极对数	4
转动惯量/ $(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.000 8
阻尼系数/ $(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s})$	0.001

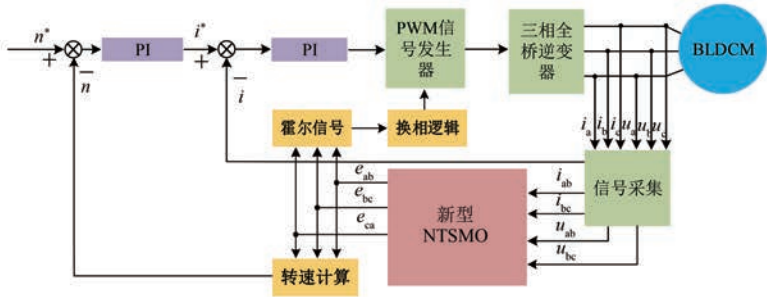


图 2 系统框图

5.1 空载起动性能

在电机空载起动阶段,给定转速为 1 000 r/min,给定仿真时间为 0.5 s,图 3 和图 4 为两种方法对应的电机转速响应曲线。从图 4 中可以看出,采用 NTSMO 方法的电机转速稳态性能更好,曲线更加平滑。

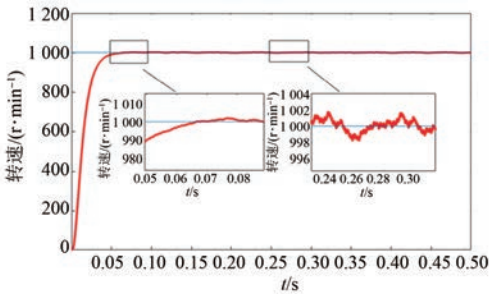


图 3 传统 SMO 空载转速曲线

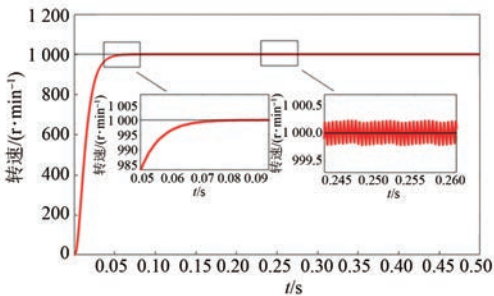
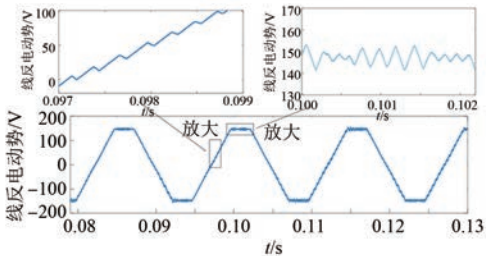


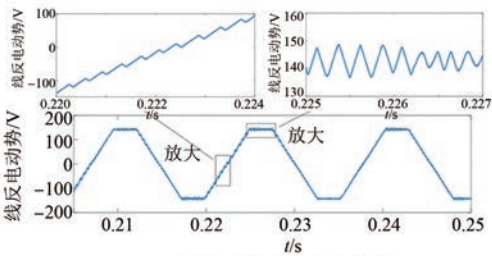
图 4 NTSMO 空载转速曲线

5.2 抗扰动性能

给定转速为 1 000 r/min,在 0.2 s 时突加 5 N·m 负载,图 5 和图 6 分别是突加负载前后传统 SMO 和 NTSMO 输出的线反电动势曲线。由图 5 可以看出,传统 SMO 在加载前后,其观测到的线反电动势抖振较大,相电流波形存在较明显的畸变,稳定性较差。NTSMO 观测到的线反电动势较为平滑,带载前后的抖振较平缓,通过仿真验证

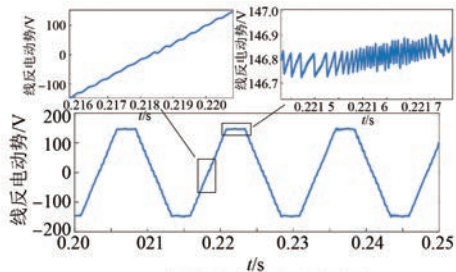


(a) 带载前线反电动势曲线

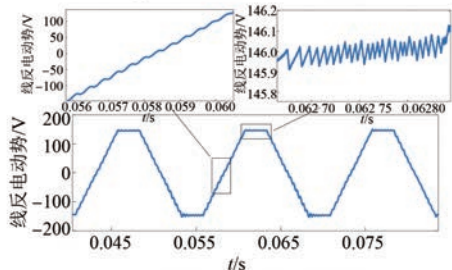


(b) 带载后线反电动势曲线

图 5 传统 SMO 线反电动势曲线



(a) 带载前线反电动势曲线



(b) 带载后线反电动势曲线

图6 NTSMO线反电动势曲线

所提方法具有良好的动态性能和抗扰动性。

5.3 低速性能

给定转速为 200 r/min, 图 7 为传统 SMO 观测到的线反电动势曲线, 低速时, 线反电动势抖振较大, 稳定性较差, 直接影响线反电动势过零点的判定。图 8 为 NTSMO 观测的线反电动势, 可以明显看出, 线反电动势曲线更加平滑, 抖振较小, 观测精度较高, 能准确输出过零信号。

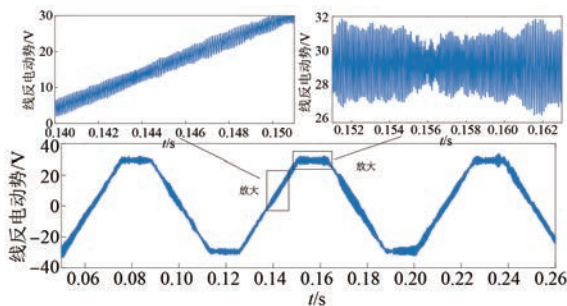


图7 转速 200 r/min 的传统 SMO 线反电动势曲线

图 9 和图 10 给定转速为 200 r/min 时的转速响应曲线, 其中采用传统 SMO 方法系统抖振大, 低速性能差。而基于 NTSMO 方法得到的转速响应曲线稳定时间较短, 抖振小, 在低速时也具有良好的性能。

图 11 为给定转速由 200 r/min 切换至 1 000 r/min 时, 采用传统 SMO 和 NTSMO 方法得到的转速切换响应曲线, 可以明显看出, NTSMO

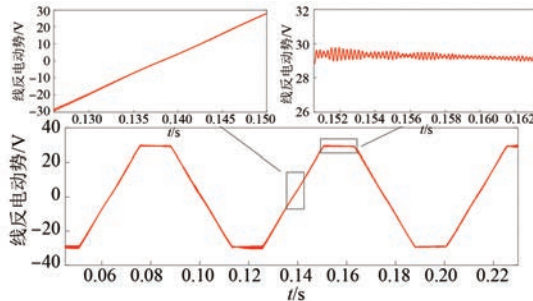


图8 转速 200 r/min 的 NTSMO 反电动势曲线

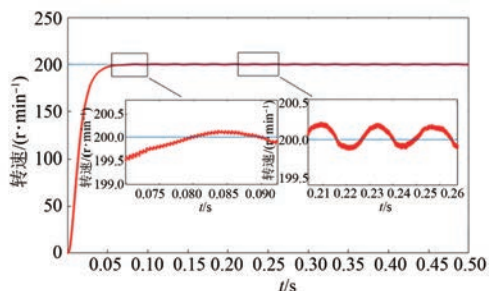


图9 转速 200 r/min 的传统 SMO 转速曲线

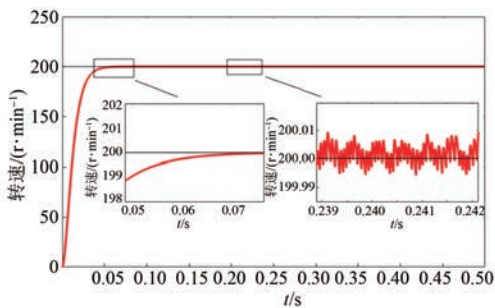


图10 转速 200 r/min 的 NTSMO 转速曲线

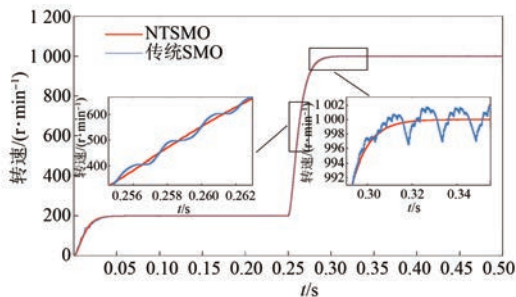


图11 传统 SMO 和 NTSMO 转速切换响应曲线

方法转速切换更为平滑, 抖振较小, 稳定性较好。

6 结 语

本文提出了一种基于 NTSMO 的 BLDCM 无传感器控制方法, 设计了非奇异终端滑模面, 并引

入了一种新的滑模趋近律,对比传统滑模观测器本文提出的策略有如下优点:

(1) 抑制了传统滑模观测器中的抖振现象,加快了滑模收敛速度。

(2) 改善了传统滑模观测器观测精度低的弊端,能够准确地跟踪给定转速。

(3) 在中低速时均可获得平滑的线反电动势观测信号,减小了线反电动势观测误差,提高了BLDCM无位置控制系统的性能。

【参考文献】

- [1] 张瑞祥,包广清,汪波,等. 基于变趋近律滑模反电动势观测器的 BLDCM 无位置传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(8): 1.
- [2] 张文晶,徐衍亮,李树才. 新型盘式横向磁通永磁无刷电机的结构原理及设计优化[J]. 电工技术学报, 2021, 36(14): 2979.
- [3] CHEN S, LIU G, ZHENG S. Sensorless control of BLDCM drive for a high-speed maglev blower using low-pass filter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(11): 8845.
- [4] JIN H, LIU G, ZHANG H, et al. Error sign detection-based compensation of commutation error for use in sensorless position control of BLDCM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(9): 9279.
- [5] 尹一帆,王琦. 基于线反电势的无刷直流电机无位置传感器控制方法[J]. 火力与指挥控制, 2020, 45(11): 151.
- [6] 方红伟,陈奇,王瑜. 无刷直流电机单相电感检测法无位置传感器控制(英文)[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(2): 783.
- [7] 陈再发,刘彦呈,卢亨宇. 船舶永磁同步电机全转速范围无位置传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(5): 58.
- [8] 沈宏源,吴新振,王海峰,等. 九相开绕组永磁电机 SPWM 中的三次谐波抑制[J/OL]. 中国电机工程学报, 2022. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/11.2107.TM.20220525.1902.012.html>.
- [9] 申向杰,胡宏锦,魏静波,等. 一种直流侧电压调节的反作用飞轮直接转矩控制方法[J]. 航天控制, 2022, 40(5): 79.
- [10] SEN A, SINGH B. Gradient detection starting controlled photovoltaic sourced BLDCM drive without position sensors [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2022, 37(3): 1611.
- [11] 史婷娜,肖竹欣,肖有文,等. 基于改进型滑模观测器的无刷直流电机无位置传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(8): 2043.
- [12] 彭思齐,蒋雨函,兰志勇,等. 永磁同步电机新型指数型自适应滑模观测器无传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(5): 104.
- [13] GAN M, ZHANG M, ZHENG C, et al. An adaptive sliding mode observer over wide speed range for sensorless control of a brushless DC motor [J]. Control Engineering Practice, 2018, 77: 52.
- [14] SHAO Y, WANG B, YU Y, et al. An integral sliding mode back-EMF observer for position-sensorless permanent magnet synchronous motor drives [C] // 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2019.
- [15] 刘向辰,熊志誉,薛二桥. 基于全阶状态滑模观测器的永磁同步电机模型预测电流控制策略[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(3): 36.
- [16] 王晓远,傅涛. 基于全局快速终端滑模观测器的无刷直流电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(11): 164.
- [17] 王君力,张安堂,张颖,等. 基于二阶滑模算法的无刷直流电机转速控制研究[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(4): 80.
- [18] 梁秋实,赵志诚. 基于分数阶滑模观测器的 BLDCM 无位置传感器控制[J]. 山东大学学报(工学版), 2017, 47(3): 96.
- [19] 白国长,姚记亮. 基于改进滑模观测器的 BLDCM 无传感器控制[J]. 郑州大学学报(工学版), 2020, 41(2): 25.
- [20] YU S, YU X, SHIRINZADEH B, et al. Continuous finite-time control for robotic manipulators with terminal sliding mode [J]. Automatica, 2005, 41(11): 1957.
- [21] SONG L, HUANG J, LIANG Q, et al. Trajectory tracking strategy for sliding mode control with double closed-loop for lawn mowing robot based on ESO [J]. IEEE Access, 2022, 11: 1867.
- [22] 周贝贝,苏少平,徐会风,等. 基于幂次趋近律滑模观测器的无刷直流电机无位置传感器控制系统研究[J]. 微电机, 2019, 52(5): 27.