

永磁同步电机改进型全阶滑模观测器无传感控制

宋建国, 李子豪*, 刘小周

(北京工业大学 信息学部, 北京 100124)

Improved Full Order Sliding Mode Observer Without Sensing Control of Permanent Magnet Synchronous Motors

SONG Jian'guo, LI Zihao*, LIU Xiaozhou

(Faculty of Information Technology, Beijing University of Technology, Beijing 100124, China)

Abstract: Aiming at the problems of system chattering and low observation accuracy of the traditional full order sliding mode observer during operation, a full order sliding mode control strategy with controllable boundary layer is proposed. A normalized phase-locked loop is introduced for rotational speed estimation to avoid the effect of parameter variations on the estimated value and to make the rotor position identification more accurate. The stability of the algorithm is demonstrated using the Lyapunov equation. Finally, the reliability and accuracy of the improved full order sliding mode observer sensorless control strategy are verified through simulation and experiments.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); full order sliding mode; variable boundary layer; normalized phase-locked loop

摘 要: 针对传统全阶滑模观测器在运行过程中系统抖振大及观测精度低的问题,提出了一种可控边界层的全阶滑模控制策略。引入归一化锁相环进行转速估计,避免参数变化对估计值的影响,使转子位置识别更加精确。利用 Lyapunov 方程证明了算法的稳定性。最后通过仿真和试验验证了改进型全阶滑模观测器无传感控制策略的可靠性和准确性。

关键词: 永磁同步电机(PMSM); 全阶滑模; 变边界层; 归一化锁相环

0 引言

永磁同步电机以其结构简单、体积小、质量轻、损耗小及效率高等优点,被广泛应用于新能源汽车、无人机和机器人控制等领域^[1]。为节省成本,减去传感器安装的繁琐步骤,无位置传感器的控制方式越来越受到研究者的关注^[2]。

无位置传感器的控制方式主要分为中高速基于电机反电势和低速凸极跟踪两种方法^[3]。本文主要研究基于中高速的电机控制方式。

在电机高速的控制方式中,由于滑模观测器具备鲁棒性较强、响应速度快的优点^[4],其在无位置传感器永磁同步电机转子位置和转速估计中得到了广泛应用。但是传统的二阶滑模观测器由于 bang-bang 控制函数的存在,其在运行过程中存在系统抖振问题^[5],同时观测出的电机反电势需要通过低通滤波器获得,因此得到的转子位置需要进行一定的相位补偿,增加了控制系统的复杂性。因此,解决滑模观测器存在的抖振问题以及补偿角度的问题显得尤为重要。文献[6]将传统的符号切换函数改成了 sigmoid 函数,同时对滤波器进行改进,减少了系统噪声。文献[7]在传统的幂次趋近律的基础上引入了 Fal 函数,削弱了电机转动过程中的抖振现象。文献[8]设计了自适应的滤波器,从中提取出需要的扩展反电动势,极大减少了观测角度的相位延迟,保证了转子观测的准确性。文献[9]将改进的二阶广义积分器作为滑模观测器的滤波器,其具有很好的高频干扰信号抑制能力。文献[10]基于有限元仿真和遗传算法对滑模的参数进行优化,减弱了系统的抖振。

针对传统全阶滑模观测器在运行过程中存在系统抖振、观测精度低的问题,本文提出了一种变边界层厚度的永磁同步电机全阶滑模控制方法。为减少系统抖振,将全阶滑模的 sign 函数替换成变边界层的 sin 函数,同时为了提高系统的鲁棒性,将滑模的增益与转速联系起来,提高了滑模观测器的估计精度。

1 永磁同步电机数学模型

永磁同步电机的数学模型是分析电机的重要手段,通过电机的数学方程可以很好地对电机进行控制分析^[11]。永磁同步电机是一个多变量、强耦合的非线性系统,所以其数学模型相对复杂。为了简化永磁同步电机的建模分析,忽略铁心的涡流损耗和磁滞损耗,忽略电机绕组漏感,假设永磁体产生的气隙磁场以正弦波分布在气隙空间中。在此基础上,建立在静止坐标系(α - β)下的电机数学方程,即^[12]:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & \omega_e(L_d - L_q) \\ -\omega_e(L_d - L_q) & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_d \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: u_α 和 i_α 分别为 α 轴上的电压和电流分量; u_β 和 i_β 分别为 β 轴上的电压和电流分量; L_d 和 L_q 分别为电机的直轴电感和交轴电感; ω_e 为电机的电角速度; R_s 为电机的定子绕组电阻; e_α 、 e_β 分别为 α 轴和 β 轴上的扩展反电势。

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L_d - L_q) \left(\omega_e i_d - \frac{d}{dt} i_q \right) + \psi \omega_e \\ \left(\frac{d}{dt} i_d + \omega_e i_q \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: ψ 为永磁体磁链(永磁体磁链矢量的方向与 d 轴相同); θ_e 为电机的电角度。

从式(2)中可以看出,电机的扩展反电势包含电机的转子位置和电机转动的电角速度。因此将 e_α 、 e_β 观测出来即可求得电机的转子位置和转速^[13]。

2 传统的全阶滑模观测器

为减少整个系统的抖振,简化整个系统的结构,将电机的扩展反电势加入电流观测器中,构建全阶滑模观测器。

由于电机的机械时间常数远大于电气时间常数,因此在电流采样周期内电机的转子速度可视为常数,即 $\dot{\omega}_e = 0$,由式(2)可知:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \omega_e \begin{bmatrix} -e_\beta \\ e_\alpha \end{bmatrix} \quad (3)$$

将式(3)的反电动势方程代入原来的电机方程中,可得电机的全阶方程为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{A}_{11} & \hat{A}_{12} \\ \mathbf{0} & \hat{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{e} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{B}_1 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} u \quad (4)$$

式中: $\hat{i} = [i_\alpha \ i_\beta]^T$; $\hat{e} = [e_\alpha \ e_\beta]^T$; $u = [u_\alpha \ u_\beta]^T$;

$$\hat{A}_{11} = [\omega_e \cdot \Delta L \cdot J - R_s \cdot I] / L_d, I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \Delta L = L_d - L_q, J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}; \hat{A}_{12} = -I / L_d; \hat{A}_{22} = \omega_e \cdot J; \hat{B}_1 = I / L_d。$$

式(4)建立的全阶滑模观测器包括电流观测器和扩展反电势观测器:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{A}_{11} & \hat{A}_{12} \\ \mathbf{0} & \hat{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{e} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{B}_1 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} u - \begin{bmatrix} \hat{C}_{11} \\ \hat{C}_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: $\hat{A}_{11} = [\hat{\omega}_e \cdot \Delta L \cdot J - R_s \cdot I] / L_d$; $\hat{A}_{22} = \hat{\omega}_e \cdot J$; $\hat{C}_{11} =$

$$l \cdot I / L_d; \hat{C}_{21} = -m \cdot I / L_d; \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix}; l \text{ 和}$$

m 分别为电流观测器和扩展反电势观测器的增益。 l 和 m 越大,收敛到实际值的速度越快,但也会间接加大抖振,因此要根据实际系统要求来合理取值。

传统的全阶滑模观测器的控制框图如图 1 所示。

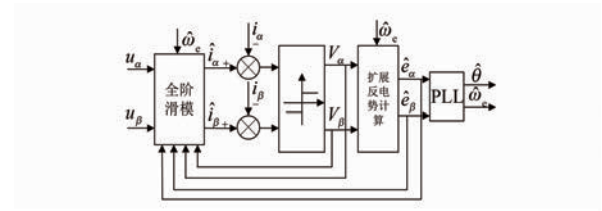


图 1 传统全阶滑模观测器结构框图

Fig. 1 Block diagram of the traditional full order sliding mode observer

3 改进型全阶滑模观测器

传统的全阶滑模观测器在达到稳态的过程中,切换函数是不连续的,因此观测出的转子角度和转速存在较大的抖振。将切换函数改成在边界层内连续的 $\sin$ 函数,超出边界层的时候改成间断函数,可减少抖振。同时由于电机在高速时转速很快,即在一个电周期内的路程较远,因此在高速时将切换函数的边界层变厚,使得切换函数的斜率变小。

3.1 变边界层的 sin 函数

为减少电机抖振,引入变边界层的 sin 函数,由于 sin 函数在控制器中运行占用的计算时间大,这里 sin 函数的实现采用查表法,sin 函数的表达式为

$$S(x) = \begin{cases} 1, & x \geq a \\ \sin\left(\frac{x}{a} \cdot \frac{\pi}{2}\right), & -a < x < a \\ -1, & x \leq -a \end{cases} \quad (6)$$

式中: a 为边界层厚度。

a 值越大,边界层厚度越厚,其对应的切换函数曲线斜率越小,减少抖振的程度越强。在低速时减小斜率,从而减少抖振。当转速增大时,在电机的一个控制周期内合成矢量走过的路程增大,将切换函数的斜率加大,即边界层厚度减小,可以更好地跟踪观测的反电动势,增加系统的快速性。sin 函数的图像如图 2 所示。

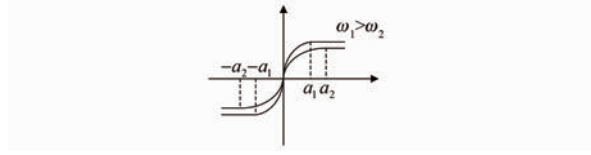


图 2 sin 函数图像

Fig. 2 Image of sin function

将滑模的边界层厚度与转速联系起来,同时为了避免电机在低速时边界层厚度过大,影响低速时的性能,将边界层厚度的表达式分为两个阶段,则有:

$$a = \begin{cases} a_0, & \omega_e \leq \omega_0 \\ \frac{\omega_{\max}}{\omega_e} a_1, & \omega_e > \omega_0 \end{cases} \quad (7)$$

式中: a_0 为转速低时的边界层厚度; a_1 为比例系数; $\omega_{\max}$ 为电机的额定转速; ω_e 为电机的估计转速; ω_0 为设置边界层的低转速, ω_0 的取值根据实际系统进行调整,应保证边界层厚度在切换时变化不剧烈,保证整个系统的稳定性。

3.2 自适应滑模增益

由于电机观测的扩展反电动势与电机转速大小成正比例关系,因此在不同转速下选择不同的滑模增益能够使电机更好地跟踪实际的转速和转子位置。为了避免滑模增益在电机转速低时过小,使系统动态性能下降,将滑模增益设置为分段函数,即:

$$h = \begin{cases} h_0, & \omega_e \leq \omega_k \\ \frac{\omega_e}{\omega_{\max}} h_1, & \omega_e > \omega_k \end{cases} \quad (8)$$

式中: h_0 为低转速时的滑模增益; h_1 为比例系数; $\omega_{\max}$ 为电机的额定转速; ω_e 为电机的估计转速; ω_k 为设置的低转速阈值,同样 ω_k 取值应根据实际系统进行调整,保证滑模增益在切换的时候变化不剧烈。

3.3 改进型全阶滑模稳定性证明

全阶滑模观测器包括电流观测器和扩展反电动势观测器,改进后的观测器表达式为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{A}_{11} & \hat{A}_{12} \\ \mathbf{0} & \hat{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{e} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{B}_1 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} u - \begin{bmatrix} \hat{C}_{1k} \\ \hat{C}_{2k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中: $\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ S(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix}$; $\hat{C}_{1k} = l_h \cdot I/L_d$; $\hat{C}_{2k} = -m_h$

$\cdot I/L_d$; m_h 和 l_h 的变化遵循 3.2 中的函数。

依次对其稳定性进行证明。将式(9)减式(4)可得两个观测器的误差为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i} \\ \tilde{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{A}_{11} & \tilde{A}_{12} \\ \mathbf{0} & \tilde{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i} \\ \tilde{e} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \tilde{C}_{1k} \\ \tilde{C}_{2k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中: $\tilde{i} = [\hat{i}_\alpha - i_\alpha \quad \hat{i}_\beta - i_\beta]^T$ 为电流的观测误差; $\tilde{e} = [\hat{e}_\alpha - e_\alpha \quad \hat{e}_\beta - e_\beta]^T$ 为扩展反电动势的观测误差; $\tilde{A}_{11} = [\tilde{\omega}_e \cdot \Delta L \cdot J - R_s \cdot I]/L_d$; $\tilde{A}_{22} = \tilde{\omega}_e \cdot J$ 。

首先对电流观测器进行李雅普诺夫稳定性分析,定义电流的李雅普诺夫函数为

$$V_1 = \frac{1}{2} (s_\alpha^2 + s_\beta^2) \quad (11)$$

式中: $s_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha$; $s_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$ 。

为了使系统稳定,根据李雅普诺夫稳定性定理可知,需要满足 $\dot{V}_1 < 0$ 。 l_k 的取值至少需要满足:

$$l_k > \frac{1}{2} \max(|\tilde{e}_\alpha|, |\tilde{e}_\beta|) \quad (12)$$

当定子电流处于滑动模态的时候, $\tilde{i}_\alpha = \tilde{i}_\beta = 0$, 那么由式(10)可知:

$$\begin{cases} \tilde{e}_\alpha = -l_h \cdot S(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \tilde{e}_\beta = -l_h \cdot S(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{cases} \quad (13)$$

将式(13)带入式(10)中的扩展反电势误差方程可得:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{e}}_\alpha = -\hat{\omega}_e \tilde{e}_\beta - \frac{m_h}{L_d} \frac{\tilde{e}_\alpha}{l_h} \\ \dot{\tilde{e}}_\beta = \hat{\omega}_e \tilde{e}_\alpha - \frac{m_h}{L_d} \frac{\tilde{e}_\beta}{l_h} \end{cases} \quad (14)$$

利用拉普拉斯变换对式(14)进行求解可得:

$$s^2 + \frac{2m_h}{L_d l_h} s + \left(\hat{\omega}_e^2 + \frac{m_h^2}{L_d^2 l_h^2} \right) = 0 \quad (15)$$

式中: s 为拉普拉斯运算符。

进而求得特征值为

$$s_{1,2} = \frac{-m_h/l_h \pm jL_d \omega_e}{L_d} \quad (16)$$

特征根 $s_{1,2}$ 为共轭复根, 由于电流观测器和扩展反电势观测器的增益都为正, 因此特征根都位于 s 的左半平面, 整个系统渐近收敛, 扩展反电势的误差会随时间推移逐渐趋近于 0。由此可知整个系统是稳定的。

改进后的全阶滑模观测器的结构框图如图 3 所示。

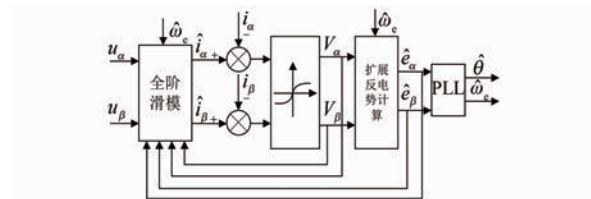


图 3 改进后的全阶滑模观测器结构框图

Fig. 3 Block diagram of the improved full order sliding mode observer

3.4 归一化的 PLL 转子位置估计

为避免转速对 PLL 系统带宽产生影响^[14], 采用反电动势归一化后的 PLL 进行位置估计。图 4 为归一化之后的 PLL 系统框图。

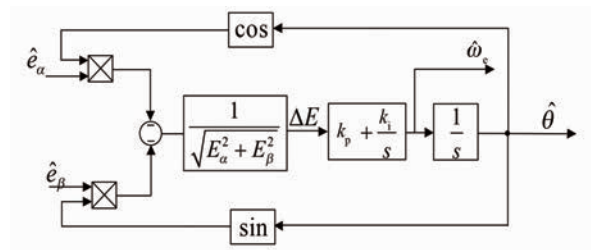


图 4 PLL 锁相环

Fig. 4 PLL phase-locked loop

将式(2)中的系数设置为 k , 即:

$$k = (L_d - L_q) \left(\omega_e i_d - \frac{d}{dt} i_q \right) + \psi \omega_e \quad (17)$$

$$\Delta E = \frac{k \sin(\theta - \theta_r)}{k} = \sin(\theta - \hat{\theta}) \quad (18)$$

由式(18)可以看出, 归一化之后, 反电势误差中不包括转子速度等参数, 提高了估计精度。

4 仿真分析

为了验证算法的可行性, 在 MATLAB/Simulink 中搭建模型进行仿真分析。在仿真过程中, 选择内置式电机, 仿真参数取 $L_d = 6.5$ mH, $L_q = 12.5$ mH, 电机电阻 $R_s = 0.3$ Ω , 磁链为 0.023 3 Wb, 母线电压为 48 V, 额定转速为 1 500 r/min。

由于全阶滑模观测器需要在反电势比较明显时才能进行观测, 因此在低速时用 I/F 强拉起动^[15], 当转速到达一定数值后, 电机反电动势足够大, 全阶滑模观测器估测的角度和转速都可以跟踪上实际转速和角度^[16]; 为了使切换顺滑, 拉到相应的转速之后, 减小 i_q , 当给定角度和估计角度相等的时候, 将磁场导向控制 (Field-Oriented Control, FOC) 算法需要用到的速度和角度切换到观测器输出的角度和速度。整个仿真控制逻辑如图 5 所示。

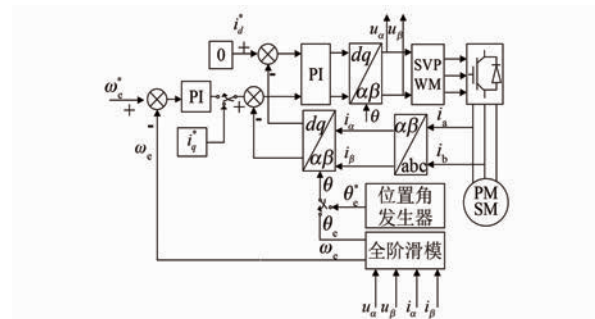


图 5 无位置传感器控制系统结构框图

Fig. 5 Block diagram of position sensorless control system

4.1 仿真结果

图 6 为不同开关函数下全阶滑模观测的电机转速对比, 可以看出采用 $\sin$ 函数之后电机转速的波动比传统的 sign 函数波动小很多, 有效地减小了抖振。当电机刚开始转动时, 反电势较小, 此时观测器失效, 当转速跟踪平稳时切换到了全阶滑模观测器上。

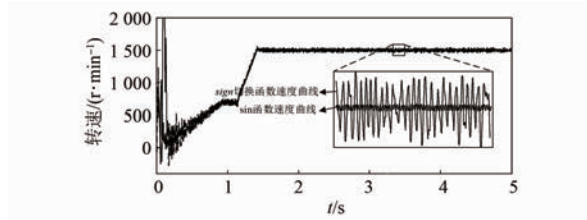


图6 不同开关函数下的转速对比

Fig. 6 Speed comparison with different switching functions

图7和图8为不同切换函数下估测的反电动势。可见,用 *sign* 函数估测的反电势抖振严重,改进后的新型 *sin* 函数,估测效果好,波形顺滑。

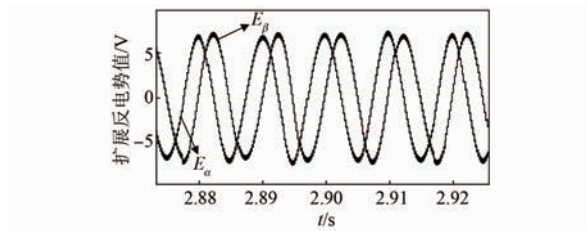
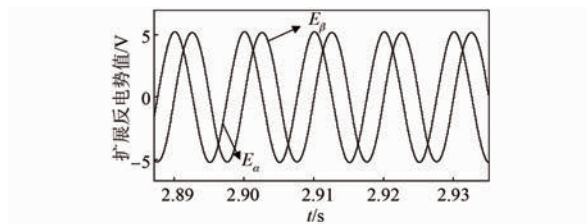
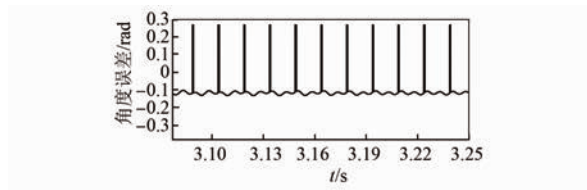
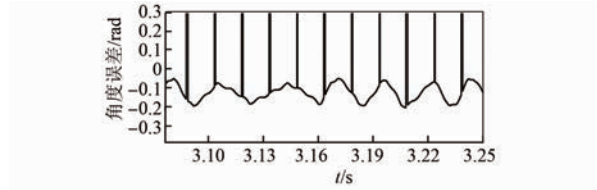
图7 *sign* 函数估测的反电动势Fig. 7 Estimated back electromotive force by *sign* function图8 新型 *sin* 函数估测的反电动势Fig. 8 Estimated back electromotive force by the new *sin* function

图9和图10为达到额定转速后在不同切换函数下的角度误差,可以看出改进后的切换函数角度误差波动小,识别精度高。

图9 新型 *sin* 函数下的角度误差Fig. 9 Angular error under the new *sin* function

5 试验验证

为了验证改进型全阶滑模观测器的性能,搭

图10 *sign* 函数下的角度误差Fig. 10 Angular error under the *sign* function

建了以 TC275 为主控芯片的硬件验证平台。母线电压采用 24 V,利用 Vector 开发的 CANoe 软件进行通信;TC275 输出相应的脉宽调制 (Pulse Width Modulation, PWM) 波形,通过控制三相逆变桥导通来控制电机的转动;利用旋变硬解码电路来准确地实时识别电机的转速和转子位置,并与估测出来的转速和转子位置进行比较。整个硬件系统框图如图 11 所示。

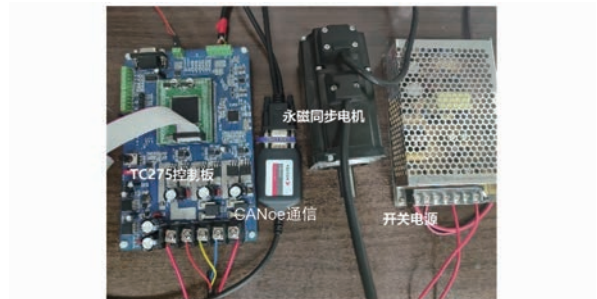


图11 硬件实现平台

Fig. 11 Hardware implementation platform

5.1 试验分析

首先对比整个系统完整运行的时间,这里 *sin* 函数使用查表法^[17]。相较于 *sigmoid* 函数和 *tanh* 函数^[18-19],*sin* 函数有效减少了运行时间,减轻了硬件执行的负担。由于使用查表法,避免了执行器进行除法运算,相比于 *sat* 函数也减少了运算时间。

表1 程序运行时间

Tab. 1 Program runtime μs				
切换函数	<i>sin</i>	<i>sat</i>	<i>sigmoid</i>	<i>tanh</i>
运行时间	47.45	47.69	49.72	52.19

图12和图13为两种切换函数下的转速变化,控制逻辑和仿真中一致。可见变边界层的 *sin* 函数估测出来的转速波动小,在低转速时转速跟踪好;而传统的全阶滑模观测器估测出来的转速抖振大,低转速时波动大。根据实际调试,电机在运行过程中 ω_k 和 ω_0 取值选择为 300 r/min。

图 14 和图 15 为两种切换函数下的角度误差信号。可见 $\sin$ 函数下的角度误差波动小, 上下波动在 0.04 rad 以内, 与实际角度相差 0.1 rad 左右; 而传统滑模观测器的角度波动在 0.1 rad 以内, 与实际角度相差 0.15 rad 左右。综上, 改进后的全阶滑模观测器观测精度高且抖振小。

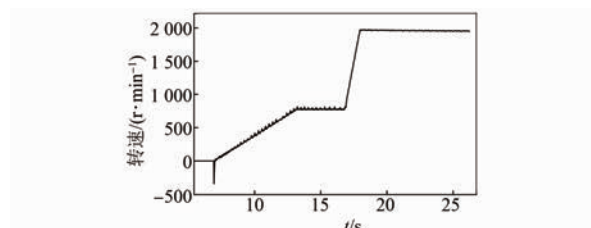


图 12 $\sin$ 函数估测转速

Fig. 12 Estimating speed using $\sin$ function

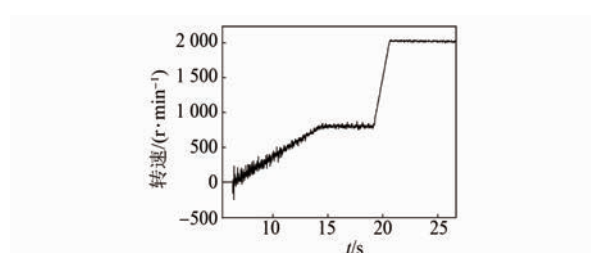


图 13 sign 函数估测转速

Fig. 13 Estimating speed using sign function

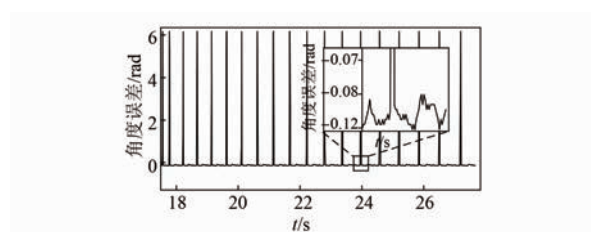


图 14 $\sin$ 函数下的角度误差

Fig. 14 Angle error under $\sin$ function

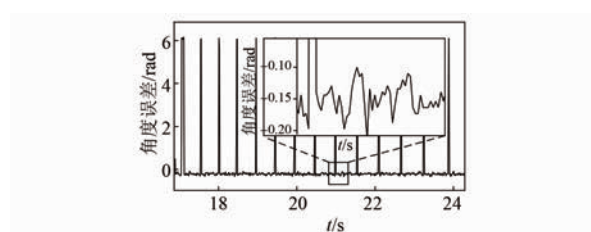


图 15 sign 函数下的角度误差

Fig. 15 Angle error under sign function

6 结语

针对传统滑模观测器抖振严重的问题, 本文提出了一种变边界层的全阶滑模控制策略。利用

新型变边界层的 $\sin$ 函数替换传统的 sign 切换函数, 改进型滑模控制系统有效减小了系统抖振, 提高了观测精度。利用归一化锁相环减少无关参数对锁相环的影响, 保证了观测精度。 $\sin$ 函数的实现用查表法, 有效减少了系统运行时间。仿真和试验结果都证明了改进型滑模观测器的有效性和可行性。

参考文献

- [1] 柳也东. 低速大转矩永磁同步电动机研究综述[J]. 微电机, 2022, 55(4): 77-81+93.
LIU Y D. Review of research on low speed and high torque permanent magnet synchronous motors [J]. Micromotors, 2022, 55(4): 77-81+93.
- [2] 刘计龙, 肖飞, 沈洋, 等. 永磁同步电机无位置传感器控制技术研究综述[J]. 电工技术学报, 2017, 32(16): 76-88.
LIU J L, XIAO F, SHEN Y, et al. Summary of research on sensorless control technology for permanent magnet synchronous motors [J]. Transaction of China Electrotechnical Society, 2017, 32(16): 76-88.
- [3] 谢成伟, 吴静波, 王永巍, 等. 车载永磁同步电机无传感器控制综述[J]. 自动化与仪表, 2021, 36(2): 27-31+38.
XIE C W, WU J B, WANG Y W, et al. Summary of sensorless control for vehicle mounted permanent magnet synchronous motor [J]. Automation and Instrumentation, 2021, 36(2): 27-31+38.
- [4] KIM H, SON J, LEE J. A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM [J]. IEEE transactions on Industrial Electronics, 2010, 58(9): 4069-4077.
- [5] XIONG Y, WANG A, ZHANG T. Sensorless complex system control of PMSM based on improved SMO [C] // 2021 6th International Conference on Automation, Control and Robotics Engineering (CACRE), 2021.
- [6] 黄震, 严彦, 郑晨飞, 等. 基于改进滤波器的无传感器永磁同步电机新型滑模观测器设计[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(3): 28-33.
HUANG Z, YAN Y, ZHENG C F, et al. New sliding mode observer design of sensorless permanent magnet synchronous motor based on improved filter [J]. Electric Machines & Control Application, 2020, 47

- (3): 28-33.
- [7] 索宇超, 张博, 杨永宝, 等. 基于新型趋近律的全局快速 Terminal 滑模 PMLSM 控制[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(11): 16-21+77.
SUO Y C, ZHANG B, YANG Y B, et al. Global fast Terminal sliding mode PMLSM control based on new approaching law [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(11): 16-21+77.
- [8] TIAN L, LIUY, ZHAO J, et al. The sensorless control of IPMSM based on improved sliding-mode observer [C]//2015 Chinese Control and Decision Conference (CCDC), 2015.
- [9] 张智文, 邹博文, 任玥. 基于改进 SOGI 的 PMSM 转子位置估算策略[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2023, 6: 173-175+187.
ZHANG Z W, ZOU B W, REN Y. PMSM rotor position estimation strategy based on improved SOGI [J]. Modular Machine Tools & Automatic Manufacturing Technique, 2023, 6: 173-175+187.
- [10] WU F, SHAO D G. Study of SMO parameter optimization based on PMSM finite element simulation [C] // 2019 IEEE 3rd Advanced Information Management, Communicates, Electronic and Automation Control Conference (IMCEC), 2019.
- [11] 余江, 杨世春, 李亚伦. 永磁同步电机矢量控制系统建模仿真研究[J]. 计算机仿真, 2019, 36(3): 179-183.
YU J, YANG S C, LI Y L. Modeling and simulation of permanent magnet synchronous motor vector control system [J]. Computer Simulation, 2019, 36(3): 179-183.
- [12] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
CHEN B S. Electric Drive Automatic Control System [M]. Beijing: China Machine Press, 2003.
- [13] 王轶琦. 永磁同步电机无位置传感器宽速域控制技术[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2020.
WANG R Q. Research on wide speed control technology of permanent magnet synchronous motor without position sensor [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2020.
- [14] 洪金辉. 风机用无感永磁同步电机平滑控制策略研究[D]. 大连: 大连理工大学, 2023.
HONG J H. Research on smooth control strategy of non-inductive permanent magnet synchronous motor for fan [D]. Dalian: Dalian University of Technology, 2023.
- [15] 付康壮, 刘计龙, 麦志勤, 等. 改进型 IF 控制结合有效磁链法的永磁同步电机全速域无位置传感器控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(22): 5704-5716.
FU K Z, LIU J L, MAI Z Q, et al. Improved IF control combined with effective flux linkage method for sensorless control of permanent magnet synchronous motor in full speed domain [J]. Transaction of China Electrotechnical Society, 2022, 37(22): 5704-5716.
- [16] LIN X, YAO W, LIU F, et al. A second-order continuous sliding mode observer for sensorless permanent magnet synchronous motor control [C]//2021 IEEE 30th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2021.
- [17] 马士超, 王贞松. 基于 DSP 的三角函数快速计算[J]. 计算机工程, 2005, 22: 22-24.
MA S C, WANG Z S. Fast calculation of trigonometric functions based on DSP [J]. Computer Engineering, 2005, 22: 22-24.
- [18] 钟迪豪. 基于改进滑模观测器的永磁同步电机矢量控制系统研究[D]. 长沙: 湖南大学, 2020.
ZHONG D H. Research on permanent magnet synchronous motor vector control system of based on improved sliding mode observer [D]. Changsha: Hu'nan University, 2020.
- [19] 胡勤丰, 张芮嘉. 基于复系数滑模观测器的永磁同步电机位置估计误差抑制[J/OL]. 电机与控制学报, 2023-08-27. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/23.1408.TM.20230523.1814.010.html>
HU Q F, ZHANG R J. Position estimation error suppression of permanent magnet synchronous motor based on complex coefficient sliding mode observer [J/OL]. Electric Machines and Control, 2023-08-27. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/23.1408.TM.20230523.1814.010.html>.

收稿日期:2023-07-05

收到修改稿日期:2023-09-28

作者简介:

宋建国(1974-),男,博士,副教授,研究方向为电力电子与电力传动,songjg@bjut.edu.cn;

* 通信作者:李子豪(1999-),男,硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动,lizihao_yx@163.com。

