带位置误差补偿的永磁同步电机无传感器控制

仝海博[1]， 沈艳霞[1]， 杨恒[1]， 陆欣[2]
(1. 江南大学 物联网工程学院,江苏 无锡 214122; 2. 悉尼大学 电气和计算机工程学院,澳大利亚 悉尼 2006)

摘 要:基于传统滑模观测器的转子位置估计算法使用不连续控制量、低通滤波器和锁相环,会使系统产生抖振现象和位置估计误差。采用积分非奇异快速终端滑模面,并依据滑模面结构设计趋近律,得到一种新型滑模观测器,实现对抖振现象的抑制。通过分析锁相环位置误差传递函数,得到锁相环产生位置误差的机理,并设计一种基于扩展状态观测器的位置误差估计方法。将扩展状态观测器与锁相环结合构建出带误差补偿的位置估计算法,并对其误差传递函数进行详细分析,从理论上证明该补偿方法能够消除电机动态过程和稳态过程存在的位置估计误差。对比实验结果表明,与其他方法相比,带误差补偿的位置估计算法转速抖振降低70%,位置估计误差在电机稳态过程和动态过程分别降低83.9%和72.7%,提高了系统动态性能和转子位置估计精度,增强了系统鲁棒性。

关键词:永磁同步电机;无传感器控制;改进型滑模观测器;扩展状态观测器;位置误差补偿
DOI:10.15938/j.emc.2026.05.013
中图分类号:TM351 **文献标志码**:A **文章编号**:1007-449X(2026)05-0152-13

Position error-compensated sensorless control for permanent magnet synchronous motor

TONG Haibo[1], SHEN Yanxia[1], YANG Heng[1], LU Xin[2]
(1. School of Internet of Things Engineering, Jiangnan University, Wuxi 214122, China;
2. School of Electrical and Computer Engineering, University of Sydney, Sydney 2006, Australia)

Abstract: Traditional sliding mode observer-based rotor position estimation algorithms employ discontinuous control signals, low-pass filters, and phase-locked loop, which introduce chattering phenomena and position estimation errors. To suppress chattering, a novel sliding mode observer was proposed by adopting an integral nonsingular fast terminal sliding mode surface and designing a reaching law based on the sliding surface structure. By analyzing the position error transfer function of the phase-locked loop, the mechanism behind the position estimation error caused by the phase-locked loop was revealed. An position error estimation method based on an extended state observer was then designed. By integrating the extended state observer with the phase-locked loop, a position estimation algorithm with error compensation was constructed. A detailed analysis of its error transfer function theoretically proves that this compensation method can eliminate position estimation errors present during both dynamic and steady-state processes of the motor. Experimental results demonstrate that the error-compensated position estimation algorithm achieves 70% lower speed chattering than conventional methods, with position estimation errors

收稿日期: 2025-04-01
基金项目:国家自然科学基金(62473177);江苏省自然科学基金(BK20231492)
作者简介:仝海博(2001—),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机无传感器控制;
沈艳霞(1973—),女,博士,教授,博士生导师,研究方向为高性能电机驱动控制、新能源发电与控制技术、能源互联网;
杨 恒(2000—),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机无传感器控制;
陆 欣(1990—),男,博士,研究方向为电力系统经济规律和电力系统规划。
通信作者:沈艳霞

reduced by 83.9% in steady-state operation and 72.7% during dynamic transients, ultimately enhancing system dynamic performance, rotor position estimation precision, and system robustness.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; sensorless control; improved sliding mode observer; extended state observer; position error compensation

0 引　言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor,PMSM)在新能源汽车、载人航天等对系统要求可靠性高、成本低、空间受限的领域广泛应用[1]。控制系统使用位置传感器增加了成本和体积,因此 PMSM 无位置传感器控制技术越来越受到关注[2]。

根据原理不同,永磁同步电机转子位置估计方法大致可分为两类:第一类为低速时基于电机电感凸极效应的高频信号注入策略,该方法需要注入额外的高频信号,导致系统存在高频噪声和功率损耗[3]。第二类为中高速时基于反电动势(back electromotive force,EMF)估计值的方法,不需要额外的高频信号注入且不依赖 dq 轴电感的不一致性,应用范围广[4]。其中,采用滑模观测器(sliding mode observer,SMO)的方法计算简单、鲁棒性强、对自身参数变化不敏感,成为中高速 PMSM 无位置传感器控制策略的首选[5-10]。

采用 SMO 的 PMSM 位置估计时,通常使用不连续的开关函数作为控制输入,不可避免产生抖振现象,严重影响转子位置估计的准确性[11]。为此,文献[12]提出了基于超螺旋算法的二阶滑模观测器,有效减弱了抖振现象,但观测器稳定性证明涉及复杂的微分方程推导,导致理论分析困难,同时在实际应用中面临多重挑战,如解算高阶非线性项带来的计算负担、参数整定困难以及实时性较差等问题。文献[13]、文献[14]分别引入双曲函数和 sigmoid 函数取代开关函数,利用它们连续变化的特性使状态变量运动轨迹更加平滑,从而抑制抖振现象,但双曲函数和 sigmoid 函数替换开关函数加重了转子位置估计误差。文献[15]提出了分数阶非奇异终端滑模面和新型趋近律,提高了状态变量的收敛速度,具有一定的抖振抑制效果。文献[16]使用模糊逻辑控制器动态调整 SMO 增益,在提高系统自适应能力的同时减弱了系统抖振现象,但系统鲁棒性受到影响。

通过 SMO 获得反电动势估计值以后,通常使用低通滤波器对其作滤波处理,但低通滤波器会导致转子位置估计误差;而锁相环(phase locked loop,PLL)提取转子位置信息也会进一步加剧转子位置估计误差[17]。文献[18]提出一种自适应反电动势滤波器,避免了由低通滤波器引起的相位延迟问题,但未对 PLL 造成的转子位置估计误差进行补偿。文献[19]利用全局快速终端滑模观测器,通过改变系统不同阶段趋近滑模面的速度,从而不再需要额外引入低通滤波器,间接解决了相位延迟问题,但系统抖振较使用低通滤波器更大。通过分析开关函数、PLL 和电机参数失配产生转子位置估计误差的机理,文献[20]提出了具有电感估计功能的鲁棒扩展状态观测器来估计转子位置误差,位置误差来源考虑全面但系统设计较为复杂。文献[21]建立 SMO 非线性等效模型来分析和补偿转子位置估计误差,并采用前馈 PLL 来抑制动态过程的位置跟踪误差,提高了系统动态性能,但未明确给出参数设计方法。

为削弱控制系统中的抖振,提高转子位置估计精度,本文提出一种积分非奇异快速终端滑模观测器(integral non-singular fast terminal sliding mode observer,INFTSMO),使用双曲正切函数代替传统开关函数,实现对抖振现象的抑制。分析电机转速变化时 PLL 估计转子位置存在的稳态误差,并设计扩展状态观测器(extended state observer,ESO)实现对转子位置误差估计和补偿。

1 表贴式永磁同步电机数学模型

在两相静止坐标系下,表贴式 PMSM 的电流方程[22]为:

$$\left.\begin{aligned}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}i_\alpha\\ i_\beta\end{bmatrix}&=\boldsymbol{A}\begin{bmatrix}i_\alpha\\ i_\beta\end{bmatrix}+\frac{1}{L_\mathrm{s}}\begin{bmatrix}u_\alpha\\ u_\beta\end{bmatrix}-\frac{1}{L_\mathrm{s}}\begin{bmatrix}e_\alpha\\ e_\beta\end{bmatrix};\\ \begin{bmatrix}e_\alpha\\ e_\beta\end{bmatrix}&=\omega_\mathrm{e}\psi_\mathrm{f}\begin{bmatrix}-\sin\theta_\mathrm{e}\\ \cos\theta_\mathrm{e}\end{bmatrix}。\end{aligned}\right\}\tag{1}$$

式中:$\boldsymbol{A}=\frac{1}{L_\mathrm{s}}\begin{bmatrix}-R_\mathrm{s}&0\\0&-R_\mathrm{s}\end{bmatrix}$;$[i_\alpha\ i_\beta]^\mathrm{T}$ 为 $\alpha\beta$ 坐标系下定子电流;$[u_\alpha\ u_\beta]^\mathrm{T}$ 为 $\alpha\beta$ 坐标系下定子电压;R_s 为定子电阻;L_s 为定子电感;ω_e 为转子的电角速度;

$[e_\alpha\ e_\beta]^{\mathrm{T}}$ 为 $\alpha\beta$ 坐标系下反电动势；ψ_{f} 为转子磁链；θ_{e} 为转子电角位置。

为获得反电动势估计值，$\alpha\beta$ 轴电流观测方程为

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}\hat{i}_\alpha\\ \hat{i}_\beta\end{bmatrix}=\boldsymbol{A}\begin{bmatrix}\hat{i}_\alpha\\ \hat{i}_\beta\end{bmatrix}+\frac{1}{L_{\mathrm{s}}}\begin{bmatrix}u_\alpha\\ u_\beta\end{bmatrix}-\frac{1}{L_{\mathrm{s}}}\begin{bmatrix}v_\alpha\\ v_\beta\end{bmatrix}。\tag{2}$$

式中：$[\hat{i}_\alpha\ \hat{i}_\beta]^{\mathrm{T}}$ 为 $\alpha\beta$ 坐标系电流观测值；$[v_\alpha\ v_\beta]^{\mathrm{T}}$ 为滑模观测器的趋近律。由式(1)减去式(2)，可得定子电流误差方程为

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}\tilde{i}_\alpha\\ \tilde{i}_\beta\end{bmatrix}=\boldsymbol{A}\begin{bmatrix}\tilde{i}_\alpha\\ \tilde{i}_\beta\end{bmatrix}-\frac{1}{L_{\mathrm{s}}}\begin{bmatrix}e_\alpha-v_\alpha\\ e_\beta-v_\beta\end{bmatrix}。\tag{3}$$

式中 $\tilde{i}_\alpha=i_\alpha-\hat{i}_\alpha$、$\tilde{i}_\beta=i_\beta-\hat{i}_\beta$ 为电流观测误差。

2 积分非奇异快速终端滑模观测器

使用 $\tilde{\boldsymbol{i}}=[\tilde{i}_\alpha\ \tilde{i}_\beta]^{\mathrm{T}}$ 作为 INFTSMO 的状态变量，定义积分非奇异快速终端滑模面函数为

$$\boldsymbol{s}(t)=\tilde{\boldsymbol{i}}(t)+\lambda\int_0^t\tilde{\boldsymbol{i}}(\tau)\mathrm{d}\tau+\eta\int_0^t|\tilde{\boldsymbol{i}}(\tau)|^{\frac{p}{q}}\tanh(\tilde{\boldsymbol{i}}(\tau))\mathrm{d}\tau。\tag{4}$$

式中：$\boldsymbol{s}=[s_\alpha\ s_\beta]^{\mathrm{T}}$；$\lambda,\eta>0$；$1<\frac{p}{q}<2$，且 p、q 均为正奇数，通常会选择相邻的正奇数作为 p 和 q 的值，例如 $p=5$、$q=3$ 或者 $p=11$、$q=9$。

当状态变量进入滑动模态时，有 $\boldsymbol{s}=\dot{\boldsymbol{s}}=\boldsymbol{0}$，即：

$$\tilde{\boldsymbol{i}}(t)+\lambda\int_0^t\tilde{\boldsymbol{i}}(\tau)\mathrm{d}\tau+\eta\int_0^t|\tilde{\boldsymbol{i}}(\tau)|^{\frac{p}{q}}\tanh(\tilde{\boldsymbol{i}}(\tau))\mathrm{d}\tau=\boldsymbol{0};\tag{5}$$

$$\dot{\tilde{\boldsymbol{i}}}=-\lambda\tilde{\boldsymbol{i}}-\eta|\tilde{\boldsymbol{i}}|^{\frac{p}{q}}\tanh(\tilde{\boldsymbol{i}})。\tag{6}$$

为了削弱系统抖振且保证状态变量在有限时间内到达滑模面并保持在滑模面上运动，根据积分非奇异快速终端滑模面形式，设计趋近律为

$$\boldsymbol{v}=\boldsymbol{v}_{\mathrm{eq}}+\boldsymbol{v}_{\mathrm{sw}}。\tag{7}$$

式中：$\boldsymbol{v}=[v_\alpha\ v_\beta]^{\mathrm{T}}$；$\boldsymbol{v}_{\mathrm{eq}}=[v_{\mathrm{eq}\alpha}\ v_{\mathrm{eq}\beta}]^{\mathrm{T}}$ 为等效控制项；$\boldsymbol{v}_{\mathrm{sw}}=[v_{\mathrm{sw}\alpha}\ v_{\mathrm{sw}\beta}]^{\mathrm{T}}$ 为切换控制项。

切换控制项确保状态变量在偏离滑模面时，能够快速地回到滑模面上，实现对外部扰动和参数不确定性的鲁棒控制，采用如下指数趋近律：

$$\boldsymbol{v}_{\mathrm{sw}}=-\varepsilon\tanh(\boldsymbol{s})-k\boldsymbol{s}。\tag{8}$$

式中 ε、$k>0$。

等效控制项的主要作用是确保状态变量到达滑模面后能够沿着滑模面持续运动，由式(3)和式(6)可得等效控制项为

$$\boldsymbol{v}_{\mathrm{eq}}=L_{\mathrm{s}}[-\lambda\tilde{\boldsymbol{i}}-\eta|\tilde{\boldsymbol{i}}|^{\frac{p}{q}}\tanh(\tilde{\boldsymbol{i}})-\boldsymbol{A}\tilde{\boldsymbol{i}}]。\tag{9}$$

由式(8)和式(9)可确定 INFTSMO 趋近律为

$$\boldsymbol{v}=L_{\mathrm{s}}[-\lambda\tilde{\boldsymbol{i}}-\eta|\tilde{\boldsymbol{i}}|^{\frac{p}{q}}\tanh(\tilde{\boldsymbol{i}})-\boldsymbol{A}\tilde{\boldsymbol{i}}]-\varepsilon\tanh(\boldsymbol{s})-k\boldsymbol{s}。\tag{10}$$

当状态变量到达滑模面上的平衡点后，即可得到 $\alpha\beta$ 坐标系下反电动势的估计值为：

$$\left.\begin{aligned}\hat{e}_\alpha&=\frac{\omega_{\mathrm{c}}}{s+\omega_{\mathrm{c}}}v_\alpha;\\ \hat{e}_\beta&=\frac{\omega_{\mathrm{c}}}{s+\omega_{\mathrm{c}}}v_\beta。\end{aligned}\right\}\tag{11}$$

式中：ω_{c} 为低通滤波器的截止频率；$\hat{e}_\alpha$、$\hat{e}_\beta$ 为 $\alpha\beta$ 坐标系下反电动势估计值。

构造李雅普诺夫函数为

$$V=\frac{1}{2}(s_\alpha^2+s_\beta^2)。\tag{12}$$

对式(12)求导，并代入式(6)可得

$$\begin{aligned}\dot{V}&=s_\alpha\dot{s}_\alpha+s_\beta\dot{s}_\beta=\\&\frac{s_\alpha}{L_{\mathrm{s}}}[e_\alpha-\varepsilon\tanh(s_\alpha)-ks_\alpha]+\\&\frac{s_\beta}{L_{\mathrm{s}}}[e_\beta-\varepsilon\tanh(s_\beta)-ks_\beta)\leqslant\\&\frac{1}{L_{\mathrm{s}}}[s_\alpha e_\alpha-\varepsilon s_\alpha\tanh(s_\alpha)]+\\&\frac{1}{L_{\mathrm{s}}}[s_\beta e_\beta-\varepsilon s_\beta\tanh(s_\beta)]\leqslant\\&\frac{1}{L_{\mathrm{s}}}(s_\alpha e_\alpha-\varepsilon|s_\alpha|)+\frac{1}{L_{\mathrm{s}}}(s_\beta e_\beta-\varepsilon|s_\beta|)。\end{aligned}\tag{13}$$

由式(13)可知，当 $\varepsilon>\max\{e_\alpha,e_\beta\}$ 时，$\dot{V}$ 是负定的，本文所提的积分非奇异快速终端滑模观测器满足 Lyapunov 稳定性判据，从而证明了其稳定性。

3 位置估计误差补偿

3.1 锁相环转子位置估计误差分析

在获得反电动势估计值后，使用锁相环来估计转子速度和位置，锁相环结构如图 1 所示。

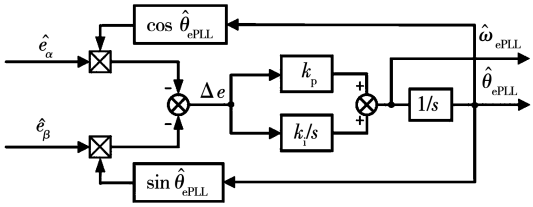


图 1 PLL 结构框图

Fig. 1 PLL structural diagram

由图 1 及三角函数和差公式可知,环路滤波器误差输入信号 Δe 可以表示为

$$\begin{aligned}\Delta e &= -\hat{e}_\alpha\cos\hat{\theta}_{\mathrm{ePLL}} - \hat{e}_\beta\sin\hat{\theta}_{\mathrm{ePLL}} = \\ &E(\sin\theta_{\mathrm{e}}\cos\hat{\theta}_{\mathrm{ePLL}} - \cos\theta_{\mathrm{e}}\sin\hat{\theta}_{\mathrm{ePLL}}) = \\ &E\sin(\theta_{\mathrm{e}} - \hat{\theta}_{\mathrm{ePLL}})。\end{aligned} \tag{14}$$

式中:$E = \omega_{\mathrm{e}}\psi_{\mathrm{f}}$ 为反电动势幅值;$\hat{\theta}_{\mathrm{ePLL}}$ 为锁相环得到的转子位置估计值。当 $|\theta_{\mathrm{e}} - \hat{\theta}_{\mathrm{ePLL}}| < \dfrac{\pi}{6}$ 时,由三角函数原理可知 $\sin(\theta_{\mathrm{e}} - \hat{\theta}_{\mathrm{ePLL}}) \approx \theta_{\mathrm{e}} - \hat{\theta}_{\mathrm{ePLL}}$ 成立,因此式(14)可以改写为

$$\Delta e = E\sin(\theta_{\mathrm{e}} - \hat{\theta}_{\mathrm{ePLL}}) \approx E(\theta_{\mathrm{e}} - \hat{\theta}_{\mathrm{ePLL}}) = E\tilde{\theta}_{\mathrm{e}}。 \tag{15}$$

式中 $\tilde{\theta}_{\mathrm{e}}$ 为转子位置估计误差。由图 1 和式(15)可以得到 PLL 的等效框图如图 2 所示。

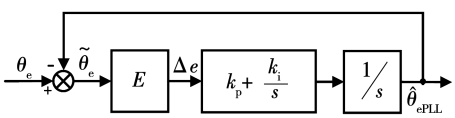


图 2　PLL 等效框图

Fig. 2　PLL equivalent diagram

由图 2 可知,PLL 的位置估计闭环传递函数为

$$G_{\mathrm{PLL}}(s) = \frac{\hat{\theta}_{\mathrm{ePLL}}(s)}{\theta_{\mathrm{e}}(s)} = E\frac{k_{\mathrm{p}}s + k_{\mathrm{i}}}{s^2 + Ek_{\mathrm{p}}s + Ek_{\mathrm{i}}}。 \tag{16}$$

根据 PLL 的位置估计闭环传递函数式(16),可以推得 PLL 的位置误差传递函数为

$$G_{\mathrm{PLL\_}\tilde{\theta}_{\mathrm{e}}}(s) = \frac{\tilde{\theta}_{\mathrm{e}}(s)}{\theta_{\mathrm{e}}(s)} = \frac{s^2}{s^2 + Ek_{\mathrm{p}}s + Ek_{\mathrm{i}}}。 \tag{17}$$

式中:k_{p} 为锁相环比例系数;k_{i} 为锁相环积分系数;E 为反电动势幅值。根据式(17)误差传递函数和终值定理,在转速斜坡输入作用下,PLL 的稳态误差为

$$\theta_{\mathrm{e\_ess}} = \lim_{s\to 0}sG_{\mathrm{PLL\_}\tilde{\theta}_{\mathrm{e}}}(s)\frac{c}{s^3} = \frac{c}{Ek_{\mathrm{i}}}。 \tag{18}$$

式中:$\theta_{\mathrm{e\_ess}}$ 为 PLL 转子位置估计稳态误差;c 为转速斜坡输入增益。由式(18)可知,当电机加速或减速时,PLL 会产生位置估计稳态误差,导致矢量控制的磁场定向角不准确,降低了控制系统动态过程的稳定性,因此需要对位置估计误差进行补偿。

3.2　基于扩展状态观测器的位置误差补偿方法

由于存在转子位置估计误差,$\hat{\mathrm{dq}}$ 坐标系滞后 dq 坐标系 $\tilde{\theta}_{\mathrm{e}}$,如图 3 所示。忽略实际速度与估计速度之间的误差,$\hat{\mathrm{dq}}$ 坐标系中表贴式 PMSM 电流方程[9]为:

$$\mathrm{p}\boldsymbol{i}_{\hat{\mathrm{dq}}} = \boldsymbol{B}\boldsymbol{i}_{\hat{\mathrm{dq}}} + \boldsymbol{C}(\boldsymbol{u}_{\hat{\mathrm{dq}}} - \boldsymbol{e}_{\hat{\mathrm{dq}}}); \tag{19}$$

$$\boldsymbol{e}_{\hat{\mathrm{dq}}} = \begin{bmatrix} e_{\hat{\mathrm{d}}} \\ e_{\hat{\mathrm{q}}} \end{bmatrix} = E\begin{bmatrix} -\sin\tilde{\theta}_{\mathrm{e}} \\ \cos\tilde{\theta}_{\mathrm{e}} \end{bmatrix}。 \tag{20}$$

式中:$\boldsymbol{i}_{\hat{\mathrm{dq}}} = [i_{\hat{\mathrm{d}}}\ i_{\hat{\mathrm{q}}}]^{\mathrm{T}}$ 为 $\hat{\mathrm{dq}}$ 坐标系定子电流;$\boldsymbol{u}_{\hat{\mathrm{dq}}} = [u_{\hat{\mathrm{d}}}\ u_{\hat{\mathrm{q}}}]^{\mathrm{T}}$ 为 $\hat{\mathrm{dq}}$ 坐标系下定子电压;$\boldsymbol{e}_{\hat{\mathrm{dq}}} = [e_{\hat{\mathrm{d}}}\ e_{\hat{\mathrm{q}}}]^{\mathrm{T}}$ 为 $\hat{\mathrm{dq}}$ 坐标系下反电动势;$\boldsymbol{B} = \dfrac{1}{L_{\mathrm{s}}}\begin{bmatrix} -R_{\mathrm{s}} & L_{\mathrm{s}}\omega_{\mathrm{e}} \\ -L_{\mathrm{s}}\omega_{\mathrm{e}} & -R_{\mathrm{s}} \end{bmatrix}$;$\boldsymbol{C} = \dfrac{1}{L_{\mathrm{s}}}\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$;p 表示微分算子。由式(20)可知,$\hat{\mathrm{dq}}$ 坐标系中反电动势分量包含转子位置误差信息,因此通过构造扩展状态观测器估计 $e_{\hat{\mathrm{d}}}$、$e_{\hat{\mathrm{q}}}$ 可以得到位置误差估计值,进而校正转子位置。

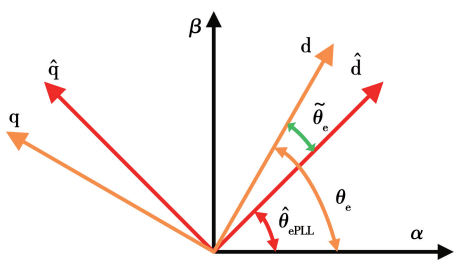


图 3　dq 坐标系与 $\hat{\mathrm{dq}}$ 坐标系示意图

Fig. 3　Schematic diagram of dq and $\hat{\mathrm{dq}}$ axis

根据 ESO 理论,定义状态变量 $\boldsymbol{x}_1$、系统输入 $\boldsymbol{u}$、已知扰动 $f(x,t)$ 以及未知扰动 $\boldsymbol{x}_2$ 为:

$$\left.\begin{aligned}\boldsymbol{x}_1 &= \boldsymbol{i}_{\hat{\mathrm{dq}}};\\ \boldsymbol{u} &= \boldsymbol{C}\boldsymbol{u}_{\hat{\mathrm{dq}}};\\ f(\boldsymbol{x},t) &= \boldsymbol{B}\boldsymbol{i}_{\hat{\mathrm{dq}}};\\ \boldsymbol{x}_2 &= -\boldsymbol{e}_{\hat{\mathrm{dq}}}。\end{aligned}\right\} \tag{21}$$

构造 ESO 为:

$$\left.\begin{aligned}\boldsymbol{\sigma}_1 &= \boldsymbol{x}_1 - \hat{\boldsymbol{x}}_1;\\ \mathrm{p}\hat{\boldsymbol{x}}_1 &= \boldsymbol{C}\hat{\boldsymbol{x}}_2 + \boldsymbol{C}\boldsymbol{u}_{\hat{\mathrm{dq}}} + \boldsymbol{B}\hat{\boldsymbol{x}}_1 + \beta_1\boldsymbol{\sigma}_1;\\ \mathrm{p}\hat{\boldsymbol{x}}_2 &= \beta_2\boldsymbol{\sigma}_1。\end{aligned}\right\} \tag{22}$$

式中:$\hat{\boldsymbol{x}}_1 = [\hat{x}_{1\hat{\mathrm{d}}}\ \hat{x}_{1\hat{\mathrm{q}}}]^{\mathrm{T}}$ 为 $\hat{\mathrm{dq}}$ 坐标系中 $i_{\hat{\mathrm{d}}}$、$i_{\hat{\mathrm{q}}}$ 的估计值;$\hat{\boldsymbol{x}}_2 = [\hat{x}_{2\hat{\mathrm{d}}}\ \hat{x}_{2\hat{\mathrm{q}}}]^{\mathrm{T}}$ 为未知扰动估计值;β_1、β_2 为 ESO 增益。当 ESO 收敛时,$\hat{\mathrm{dq}}$ 坐标系中反电动势分量估计值为

$$\hat{\boldsymbol{e}}_{\hat{\mathrm{dq}}} = -\hat{\boldsymbol{x}}_2。 \tag{23}$$

式中 $\hat{\boldsymbol{e}}_{\hat{\mathrm{dq}}} = [\hat{e}_{\hat{\mathrm{d}}}\ \hat{e}_{\hat{\mathrm{q}}}]^{\mathrm{T}}$ 为 $\hat{\mathrm{dq}}$ 坐标系中反电动势估计值。

根据式(19)~式(23),可以推得 $\hat{\mathrm{dq}}$ 坐标系下反电动势实际值到估计值的传递函数为

$$G_{\mathrm{ESO}}(s)=\frac{\hat{\boldsymbol{e}}_{\hat{\mathrm{d}}\hat{\mathrm{q}}}(s)}{\boldsymbol{e}_{\hat{\mathrm{d}}\hat{\mathrm{q}}}(s)}=\frac{\beta_2}{L_{\mathrm{s}}s^2+(L_{\mathrm{s}}\beta_1+R_{\mathrm{s}}+\mathrm{j}\hat{\omega}_{\mathrm{e}}L_{\mathrm{s}})s+\beta_2}。\tag{24}$$

为了便于分析,将 β_1、β_2 分别设计为:

$$\left.\begin{aligned}\beta_1&=2\xi\omega_{\mathrm{o}}-\frac{R_{\mathrm{s}}}{L_{\mathrm{s}}}-\mathrm{j}\hat{\omega}_{\mathrm{e}};\\ \beta_2&=L_{\mathrm{s}}\omega_{\mathrm{o}}^2。\end{aligned}\right\}\tag{25}$$

式中:ω_{o} 为带宽;ξ 为阻尼系数。根据式(25),式(24)可以改写为

$$G_{\mathrm{ESO}}(s)=\frac{\hat{\boldsymbol{e}}_{\hat{\mathrm{d}}\hat{\mathrm{q}}}(s)}{\boldsymbol{e}_{\hat{\mathrm{d}}\hat{\mathrm{q}}}(s)}=\frac{\omega_{\mathrm{o}}^2}{s^2+2\xi\omega_{\mathrm{o}}s+\omega_{\mathrm{o}}^2}。\tag{26}$$

图4 为式(26)的 Bode 图,从中可以观察到 ESO 在估计 $e_{\hat{\mathrm{d}}}$、$e_{\hat{\mathrm{q}}}$ 时表现出低通滤波器的特性。

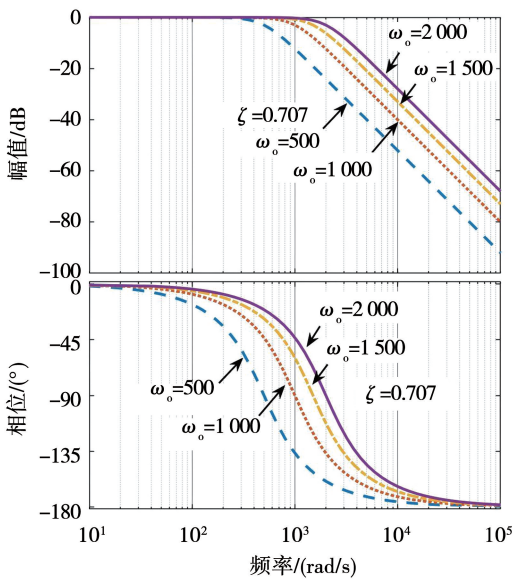


图 4 公式(26)的 Bode 图

Fig. 4 Bode diagram of equation 26

通过上述分析可以得到 $\hat{\mathrm{d}}$ 轴反电动势分量的估计值 $\hat{e}_{\hat{\mathrm{d}}}$,同时根据式(20)可以得到转子位置误差估计值表示为:

$$\left.\begin{aligned}e_{\hat{\mathrm{d}}}&=-E\sin\tilde{\theta}_{\mathrm{e}}\approx-E\tilde{\theta}_{\mathrm{e}};\\ \hat{e}_{\hat{\mathrm{d}}}&=-E\sin\hat{\tilde{\theta}}_{\mathrm{e}}\approx-E\hat{\tilde{\theta}}_{\mathrm{e}}。\end{aligned}\right\}\tag{27}$$

式中 $\hat{\tilde{\theta}}_{\mathrm{e}}$ 为转子位置误差估计值。根据式(27),式(26)可以表示为

$$G_{\mathrm{ESO}}(s)=\frac{\hat{\boldsymbol{e}}_{\hat{\mathrm{d}}}(s)}{\boldsymbol{e}_{\hat{\mathrm{d}}}(s)}=\frac{-E\hat{\tilde{\theta}}_{\mathrm{e}}(s)}{-E\tilde{\theta}_{\mathrm{e}}(s)}=\frac{\omega_{\mathrm{o}}^2}{s^2+2\xi\omega_{\mathrm{o}}s+\omega_{\mathrm{o}}^2}。\tag{28}$$

根据式(28)以及图 2,可以得到带误差补偿的转子位置估计等效框图,如图 5 所示。

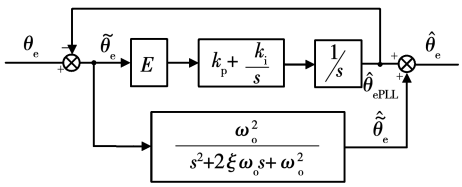


图 5 带误差补偿的转子位置估计等效框图

Fig. 5 Equivalent block diagram of rotor position estimation with error compensation

由图 4 和图 5 可以得出结论,当电机稳定运行时,由低通滤波器、双曲正切函数以及参数失配引起的转子位置估计误差 $\tilde{\theta}_{\mathrm{e}}$ 经过扩展状态观测器滤波后直接叠加在锁相环转子位置估计值 $\hat{\theta}_{\mathrm{ePLL}}$ 上,修正了转子位置估计误差。

在电机加速或者减速的过程中,从误差传递函数的角度分析 ESO 补偿位置误差的有效性,图 5 带误差补偿的 PLL 误差传递函数为:

$$G_{\tilde{\theta}_{\mathrm{e}}}(s)=\frac{\tilde{\theta}_{\mathrm{e}}(s)}{\theta_{\mathrm{e}}(s)}=\frac{s^4+(b_3-a_3)s^3}{s^4+b_3s^3+b_2s^2+b_1s+b_0};\tag{29}$$

$$\left.\begin{aligned}a_3&=k_{\mathrm{p}};a_2=2\xi\omega_{\mathrm{o}}k_{\mathrm{p}}+\omega_{\mathrm{o}}^2+k_{\mathrm{i}};\\ a_1&=k_{\mathrm{p}}\omega_{\mathrm{o}}^2+2\xi\omega_{\mathrm{o}}k_{\mathrm{i}};a_0=k_{\mathrm{i}}\omega_{\mathrm{o}}^2;\\ b_3&=2\xi\omega_{\mathrm{o}}+k_{\mathrm{p}};b_2=a_2;b_1=a_1。\end{aligned}\right\}\tag{30}$$

根据式(29)和终值定理,在转速斜坡输入作用下,带位置误差补偿的 PLL 转子位置稳态误差为

$$\theta_{\mathrm{e\_ess}}=\lim_{s\to0}sG_{\tilde{\theta}_{\mathrm{e}}}(s)\frac{c}{s^3}=0。\tag{31}$$

对比式(18)和式(31)可以发现,在电机加速或者减速的过程中,ESO 可以消除 PLL 估计转子位置存在的稳态误差。同时,通过 ESO 获得的转子位置误差估计值并不参与 PLL 闭环位置估计,而是以开环形式前馈补偿 PLL 位置估计值,不会降低 PLL 的稳定性。

最终,本文所提带位置误差补偿的积分非奇异快速终端滑模观测器系统框图如图 6 所示。首先,$\alpha\beta$ 坐标系电压、电流分量通过积分非奇异快速终端滑模观测器和低通滤波器可以得到 $\alpha\beta$ 轴反电动势。然后,$\alpha\beta$ 轴反电动势经过 PLL 可以得到转子位置的估计值。最后,通过本文所设计的误差补偿环节,对 PLL 和低通滤波器引起的转子位置估计误差进行补偿。

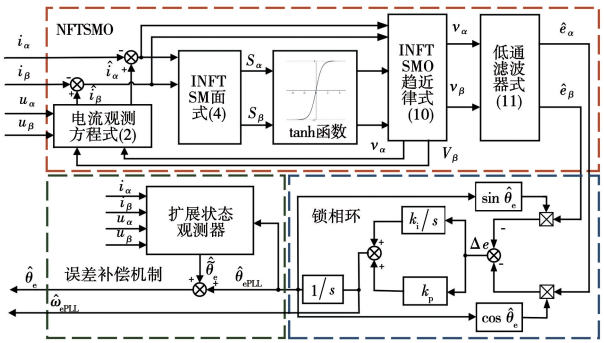


图 6　带位置误差补偿的 INFTSMO 框图

Fig. 6　Block diagram of INFTSMO with position error compensation

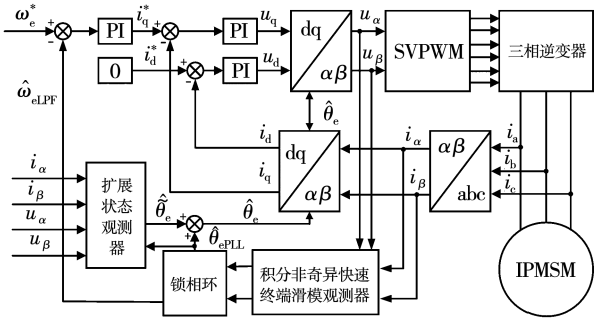


图 7　带位置误差补偿的 PMSM 无传感器控制系统框图

Fig. 7　Block diagram of PMSM sensorless control system with position error compensation

4　实验验证

为验证本文所提积分非奇异快速终端滑模观测器和位置估计误差补偿方法的有效性,根据图 7 所示无传感器控制系统框图搭建图 8 所示实验平台。在保证系统参数一致性的前提下,控制算法分别采用文献[23]中设计的基于双曲正切函数的滑模观测器(hyperbolic tangent switching function-based SMO, HT-SMO)、本文所提 INFTSMO 以及本文所提带转子位置误差补偿的 INFTSMO。实验平台由控制板、驱动板、上位机和永磁同步电机对拖平台组成。控制板采用 TMS320F28335 作为主控芯片执行上述 3 种算法,并通过灰排线与驱动板连接以获取电流采样信号和电机编码器信号,同时将生成的 SVPWM 信号输出至驱动板。将市电经隔离变压器后输入驱动板,再经全桥整流后输出至直流母线侧,直流母线电压约为 310 V。驱动板逆变电路采用三相两电平电压源型拓扑结构,使用英飞凌的智能功率模块 IKCM30F60GA,功率模块开关频率设置为 10 kHz,电机通过电缆连接到驱动板的三相电压输出侧,电机的额定电压为相电压有效值 220 V。对拖平台由 2 个表贴式永磁同步电机组成,通过联轴器连接,其中一个作为实验用电机,另一个通过电缆接入功率电阻提供负载转矩。电机三相电流经过驱动板采样电阻和信号调理电路后输出到主控芯片进行模数转换,完成信号采集。实验涉及的波形均由主控芯片通过串口通信发送至上位机获得,上位机使用 VOFA + 软件。实验涉及的参数 3 种方法均保持一致,文献[23]中方法与本文方法对比如表 1 所示,表贴式永磁同步电机参数如表 2 所示。

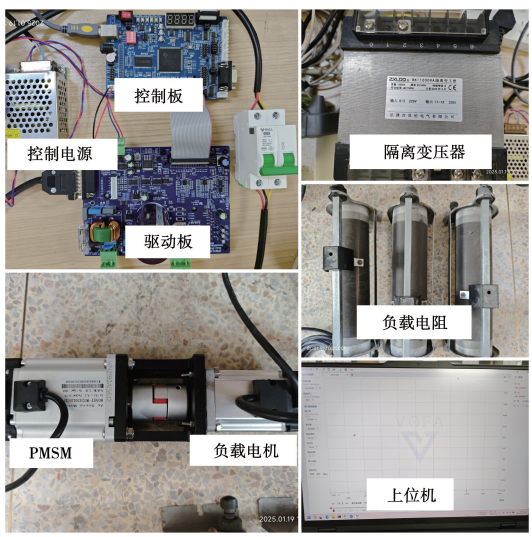


图 8　实验平台

Fig. 8　Experiment platform

表 1　3 种试验方法对比

Table 1　Comparison of three experimental methods

对比项	HT-SMO	INFTSMO	带误差补偿的 INFTSMO
滑模面	普通滑模面	INFTSM 面	INFTSM 面
趋近律	等速趋近律	新型趋近律	新型趋近律
相位补偿	未使用	未使用	使用

表 2　表贴式永磁同步电机参数

Table 2　Parameters of surface-mounted permanent magnet synchronous motor

参数	数值	参数	数值
额定转速/(r/min)	3 000	额定电压/Vrms	220
极对数 P_n	5	转动惯量/(kg·m^2)	0.000 17
定子电阻/Ω	1.65	额定电流/A	4.2
定子电感/mH	7.4	额定转矩/(N·m)	2.39

4.1 稳态性能

图 9 和图 10 为电机运行在 500、1 500 和 2 500 r/min时，$\alpha\beta$ 坐标系中定子电流波形与谐波含量。由图 9 和图 10 可知，HT-SMO 方法在 500、1 500和 2 500 r/min 时定子电流总谐波失真度分别为 20.05%、22.2% 和 20.2%。而 INFTSMO 方法在 500、1 500 和 2 500 r/min 时定子电流总谐波失真度分别为 3.43%、4.75% 和 1.84%。与文献[23]中的 HT-SMO 方法相比，本文 INFTSMO 显著消除了定子电流所含的高次谐波，在 500、1 500 和 2 500 r/min 时定子电流总谐波失真度分别降低了 82.9%、78.6% 和 90.9%，抑制了转矩抖振。

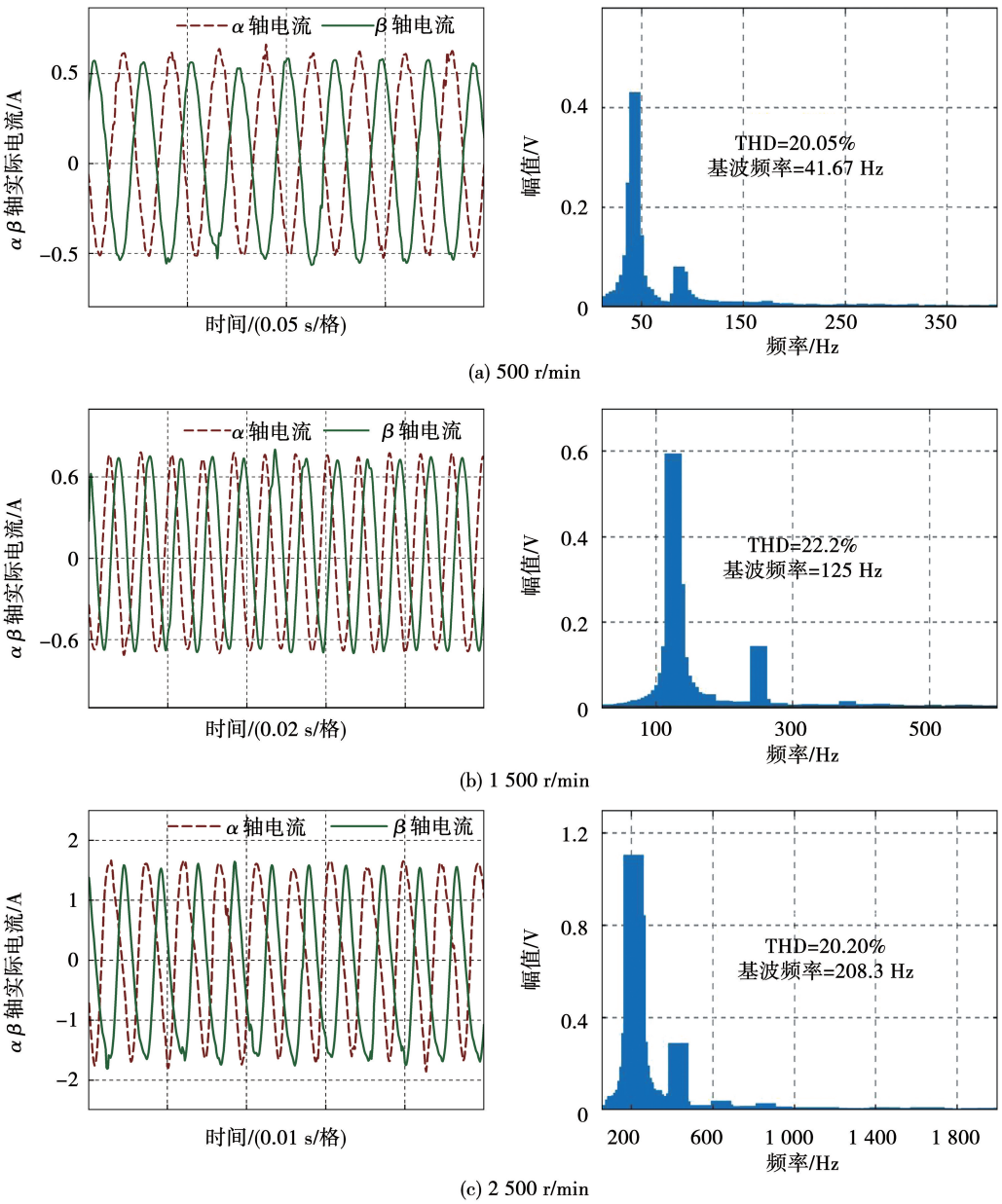
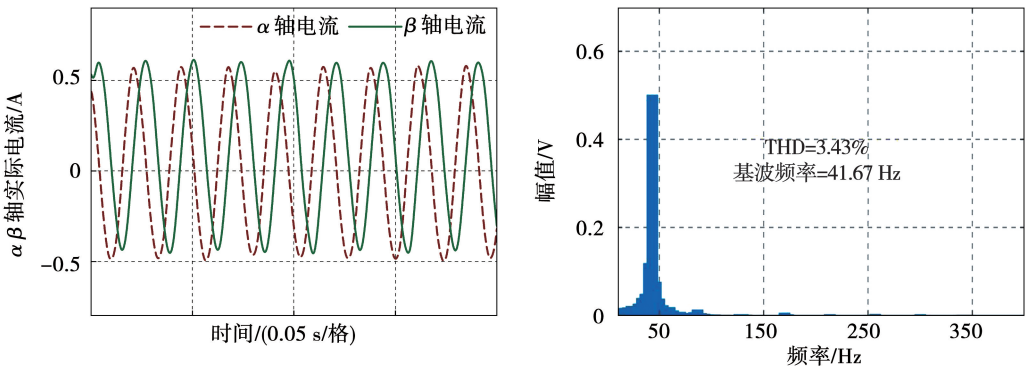


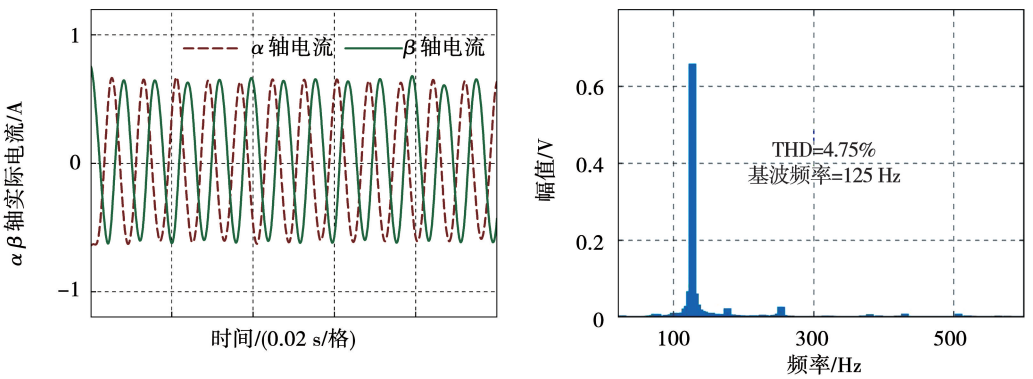
图 9 不同转速 HT-SMO 方法的 $\alpha\beta$ 电流波形与谐波含量

Fig. 9 $\alpha\beta$-axis current waveforms and harmonic components using the HT-SMO method under different rotational speeds

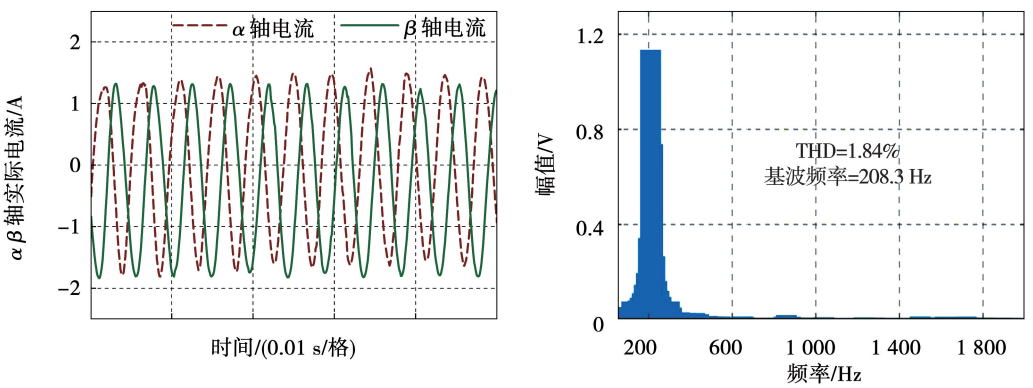
由图 11 所示电机运行在 2 500 r/min 时 $\alpha\beta$ 坐标系下反电动势估计值波形可知，HT-SMO 方法的反电动势估计值波形存在较多高频噪声，这将对后续使用锁相环估计转速和转子位置产生不利影响。而 INFTSMO 的反电动势估计值波形光滑，高频噪声和系统抖振显著减少，间接提高了转速和转子位置估计的精度和永磁同步电机无位置传感器控制系统的鲁棒性。



(a) 500 r/min



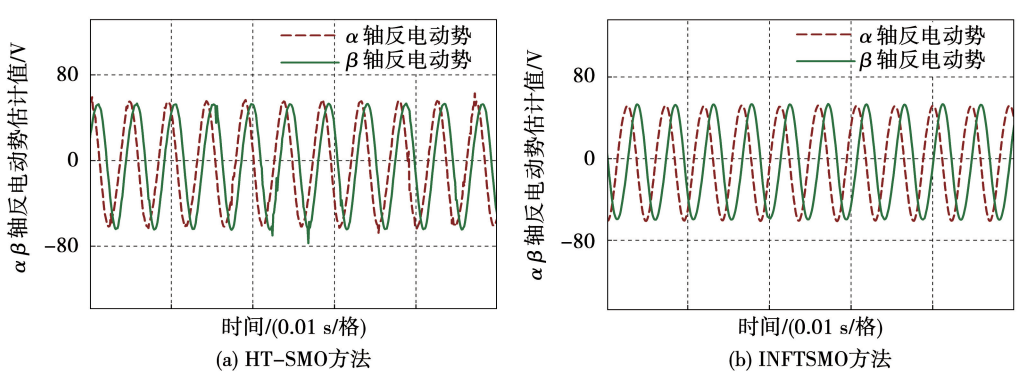
(b) 1 500 r/min



(c) 2 500 r/min

图 10　不同转速下 INFTSMO 方法 $\alpha\beta$ 电流波形与谐波含量

Fig. 10　$\alpha\beta$-axis current waveforms and harmonic components using the INFTSMO method under different rotational speeds

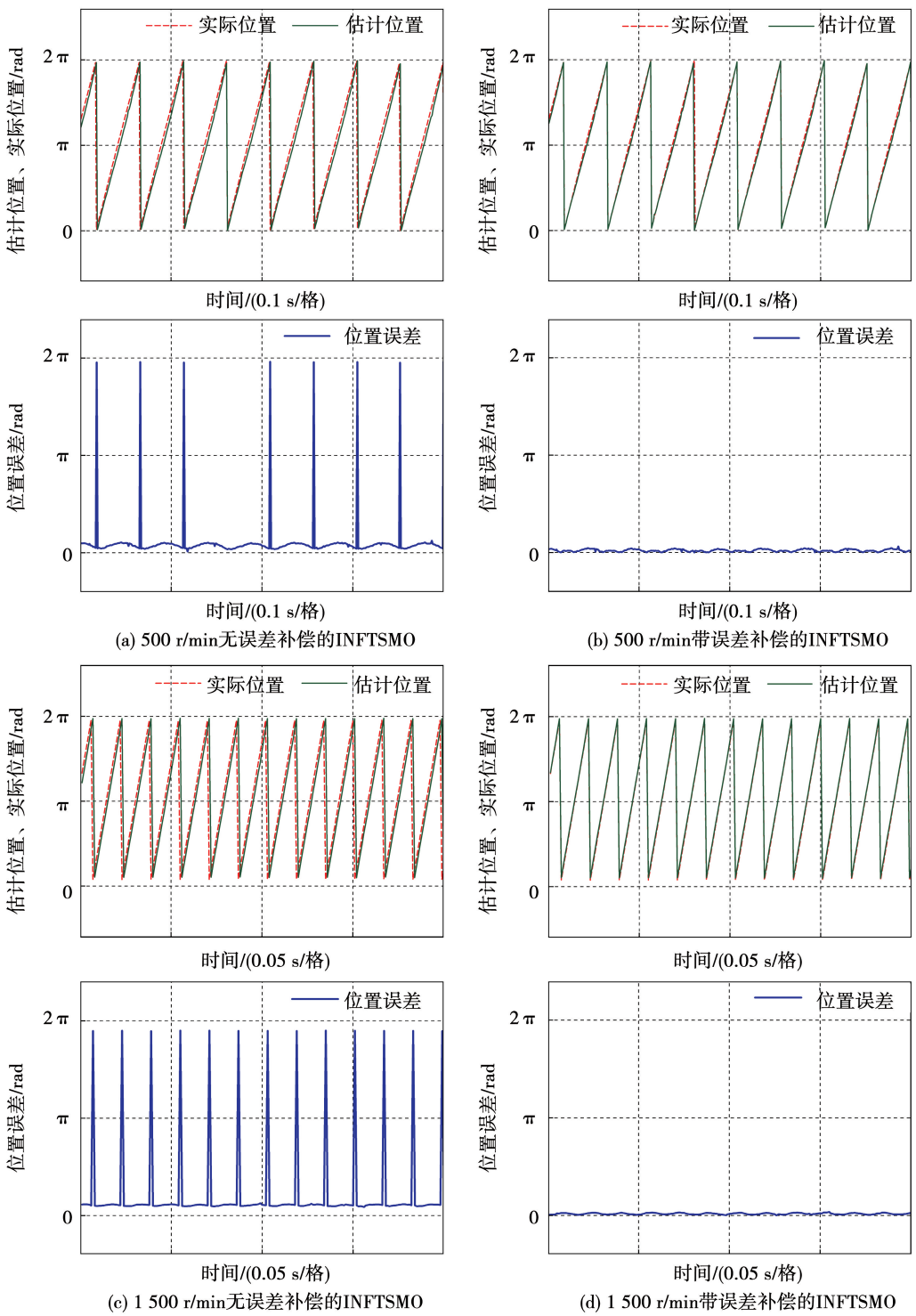


(a) HT-SMO方法　　(b) INFTSMO方法

图 11　2 500 r/min 时 $\alpha\beta$ 轴反电动势波形

Fig. 11　$\alpha\beta$-axis back EMF waveforms at 2 500 r/min

图 12 为控制系统分别采用未使用位置误差补偿的 INFTSMO 和带位置误差补偿的 INFTSMO，电机运行在不同转速下的转子位置试验波形。由于控制系统采用低通滤波器滤除反电动势中的高频噪声，未采用转子位置估计误差补偿的 INFTSMO 存在较大的相位延迟，在 500、1 500 和 2 500 r/min 的情况下转子位置估计误差分别约为 0.31、0.35、0.41 rad。采用本文转子位置估计误差补偿后，消除了低通滤波器带来的相位延迟，在 500、1 500 和 2 500 r/min 的情况下转子位置估计误差降低到 0.05、0.06、0.1 rad。本文设计的转子位置误差补偿方法在 500、1 500 和 2 500 r/min 3 种转速下分别使转子位置误差降低了 83.9%、82.8% 和 75.6%，提高了稳态运行时系统的鲁棒性。

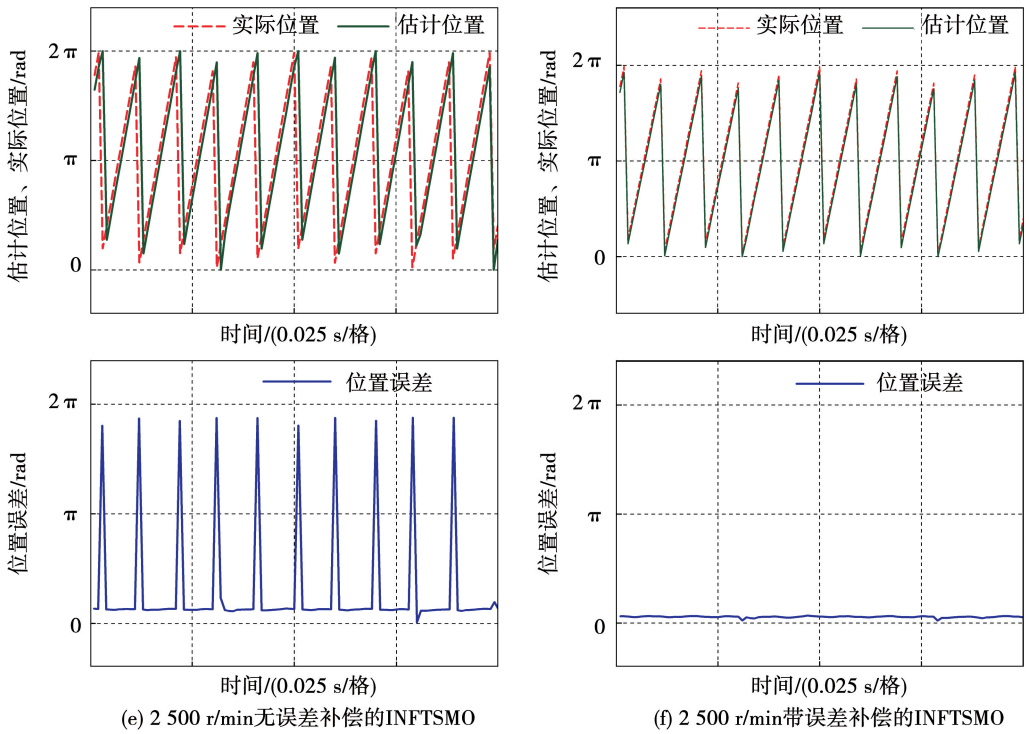


(a) 500 r/min无误差补偿的INFTSMO

(b) 500 r/min带误差补偿的INFTSMO

(c) 1 500 r/min无误差补偿的INFTSMO

(d) 1 500 r/min带误差补偿的INFTSMO



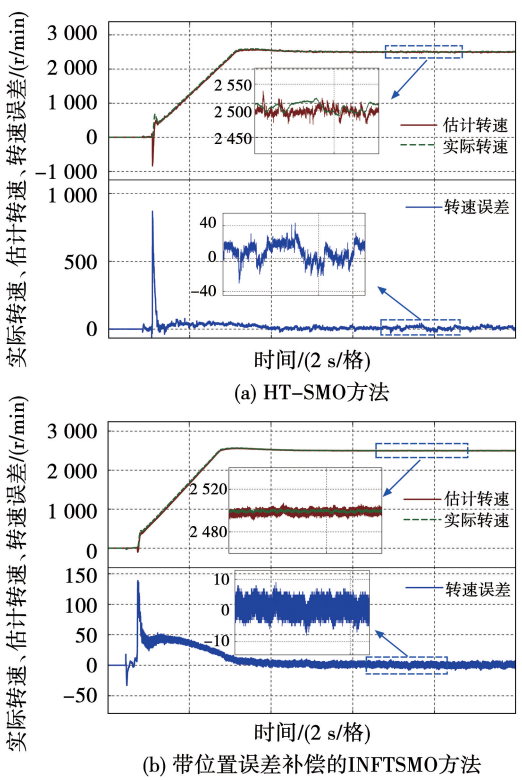
(e) 2 500 r/min无误差补偿的INFTSMO　　(f) 2 500 r/min带误差补偿的INFTSMO

图 12　不同转速时转子位置波形

Fig. 12　Rotor position waveforms under different rotational speeds

4.2　动态性能

图 13 为空载状态下转速从 0 至 2 500 r/min 的实验波形图。



(a) HT−SMO方法

(b) 带位置误差补偿的INFTSMO方法

图 13　电机启动时转速波形

Fig. 13　Motor speed waveforms during startup

图 13(a)、图 13(b)分别表示 HT-SMO 方法和带位置误差补偿的 INFTSMO 方法。在电机转速上升阶段,HT-SMO 产生了约 800 r/min 的瞬时转速估计误差,极大影响了控制系统的稳定;INFTSMO 转速估计误差最大值约 140 r/min,且估计转速能够快速收敛至实际转速,提高了转速估计的稳定性。在电机转速稳定后,HT-SMO 转速估计误差最大值约为 50 r/min,且转速估计误差波动较大;INFTSMO 转速估计误差最大值约为 10 r/min,且估计误差无大幅波动,显著削弱了转速抖振。因此,本文所提 INFTSMO 增强了控制系统在低速域的稳定性,同时削弱了中高速域的系统抖振现象。

图 14 所示为空载状态下电机转速从 1 000 r/min 到 2 500 r/min 再到 1 000 r/min 过程的实验结果。由图 14(a)、图 14(b)可知,HT-SMO 在加速阶段响应时间为 3 s,在减速阶段响应时间为 2.7 s,INFTSMO 在加速阶段响应时间为 2.6 s,在减速阶段响应时间为 2.4 s。同时,HT-SMO 在转速突增时转速估计误差最大值约为 64 r/min,在转速突减时转速估计误差最大值约为 60 r/min,且在低速域段转速估计误差波动较大。INFTSMO 在转速突增时转速估计误差最大值约为 20 r/min,在转速突减时转速估计误差最大值约为 45 r/min,且在全速域范围内转速估计误差波动较小。另外,HT-SMO 在转速

突变时位置估计误差最大值约为 0.44 rad,带位置误差补偿的 INFTSMO 在转速突变时位置估计误差最大值约为 0.12 rad。因此,本文所提 INFTSMO 在电机转速突变时具有更好的动态性能,提高了观测器的估计精度,削弱了转速抖振。同时,位置误差补偿机制能够降低电机动态过程中锁相环带来的位置估计误差,使转子位置估计误差降低了 72.7%,提高了动态过程中系统的鲁棒性。

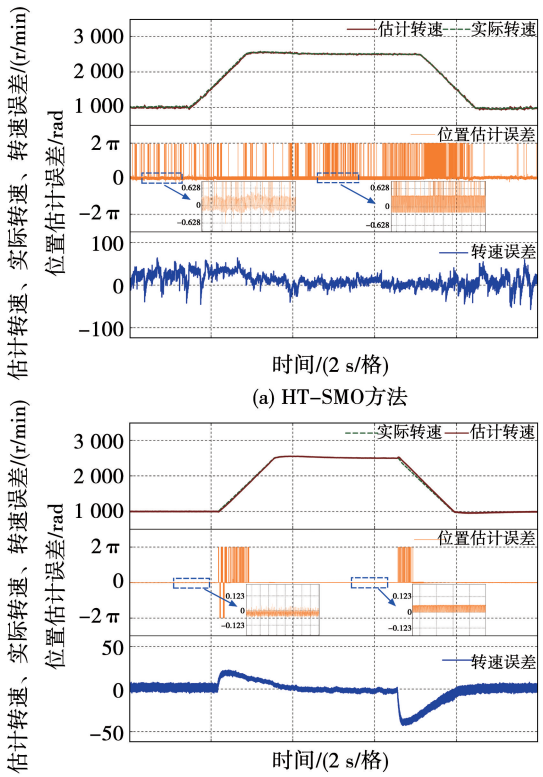


图 14 电机转速突变时转速、位置波形

Fig. 14 Dynamic response of speed and position under abrupt speed variation

图 15 为 2 500 r/min 下,电机负载从空载到额定负载再到空载过程中,HT-SMO 方法与带位置误差补偿的 INFTSMO 方法的估计转速、实际转速和位置估计误差波形图。由图 15(a)、图 15(b)可知,HT-SMO 在负载突变时会产生最大约为 40 r/min 的转速估计误差,且空载时转速估计误差波动范围可达[-40 r/min,48 r/min];而本文所提方法在负载突变时转速估计误差最大值约为 15 r/min,且不论空载还是带额定负载,系统稳定后转速估计误差波动范围均在[-8 r/min,8 r/min]之内。同时,HT-SMO 方法的位置估计误差在负载突变时最大值约为 0.63 rad,而带位置误差补偿的 INFTSMO 方法的位置估计误差最大值仅为 0.19 rad。由实验结果可知,本文所提带位置误差补偿的 INFTSMO 在负载突变时转速和转子位置估计误差更小,提高了控制系统的抗干扰能力。

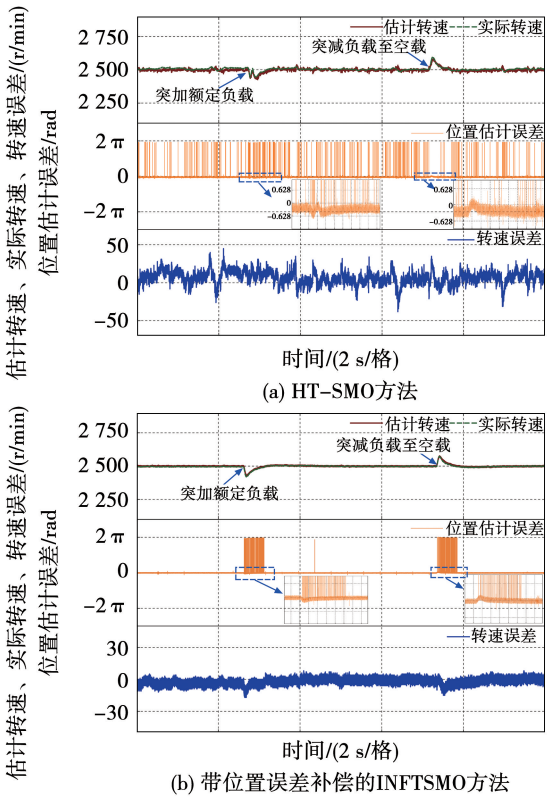
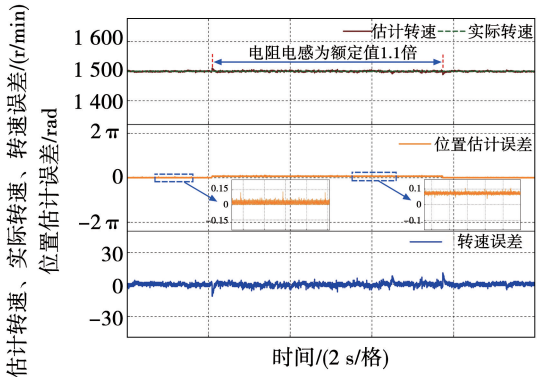


图 15 电机负载突变时转速、位置波形

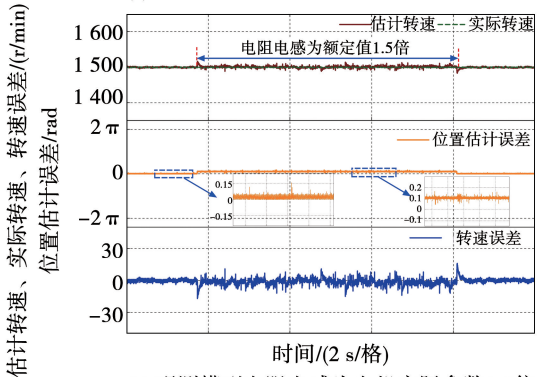
Fig. 15 Dynamic response of speed and position under abrupt load variation

4.3 参数敏感性分析与鲁棒性验证

在观测器参数偏离实际参数期间,估计电流与实际电流之间的差值将增大,从而造成转速和位置估计误差增大。图 16 为本文方法参数鲁棒性的实验结果。图 16(a)在 2.09 ~ 7.74 s 之间将滑模观测器模型中的电阻电感设置为电机实际参数的 1.1 倍,转速估计误差最大值由 5 r/min 增大到 10 r/min,转子位置估计误差由 0.05 rad 增加到 0.08 rad;图 16(b)在 1.73 ~ 8.09 s 之间将滑模观测器模型中的电阻电感设置为电机实际参数的 1.5 倍时,转速估计误差最大值由 5 r/min 增大到 17 r/min,转子位置估计误差由 0.05 rad 增加到 0.11 rad。可见,在电阻电感小幅变化和大幅变化的情况下,采用本文方法时转速和位置估计误差仍在可接受的范围内,能保证系统正常运行,证明本文方法对参数变化具有较好的鲁棒性。



(a) 观测模型电阻电感为电机实际参数1.1倍



(b) 观测模型电阻电感为电机实际参数1.5倍

图 16　参数鲁棒性实验结果

Fig. 16　Experimental results on parameter robustness

5　结　论

针对传统无位置传感器控制系统存在的抖振和相位延迟问题,本文提出了一种基于带位置误差补偿的积分非奇异快速终端滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制系统。设计了积分非奇异快速终端滑模面,使用双曲正切函数代替开关函数,大幅削弱了系统固有抖振现象,较文献[23]中方法的动态过程转速抖振最大降低了 70%,所设计的趋近律消除了反电动势估计值中存在的毛刺,提高了状态变量的收敛速度。

通过分析锁相环带来的转子位置估计误差,本文引入扩展状态观测器设计了转子位置误差补偿策略,实验结果表明电机稳定运行时使用位置误差补偿的 INFTSMO 转子位置估计误差较未使用误差补偿的 INFTSMO 最高降低了 83.9%;动态过程位置估计误差最大降低了 72.7%,显著提高了控制系统的鲁棒性。

与高阶滑模观测器相比,如超螺旋算法,本文设计的 INFTSMO 结构简单,理论分析简易以及计算复杂度小。同时,由于采用积分滑模面配合双曲正切函数,系统抖振现象被大幅削弱,可以与高阶滑模观测器相媲美。并且本文设计的位置误差补偿机制有效弥补了双曲正切函数带来的位置估计误差,使系统鲁棒性不受影响。综上所述,本文方法既有像高阶滑模观测器降低系统抖振的能力,又具有动态响应快、计算简单、系统鲁棒性好等优点。

参 考 文 献:

[1] DAN Hanbing, YUE Wei, XIONG Wenjing, et al. Open-switch and current sensor fault diagnosis strategy for matrix converter-based PMSM drive system[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(1): 875.

[2] XU Guanda, XIAO Fei, LIAN Chuanqiang. A position sensorless control strategy for PMSM drives with single-phase current sensor [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 10(3): 4678.

[3] ZUO Ying, LAI Chunyan, IYER K L V. A review of sliding mode observer based sensorless control methods for PMSM drive[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(9): 11352.

[4] YANG Haitao, XU Aoyang, ZHANG Yongchang, et al. Error analysis and design of sliding-mode-observer-based sensorless PMSM drives under a low sampling ratio[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(7): 7783.

[5] ZHANG Yanping, YIN Zhonggang, BAI Cong, et al. A rotor position and speed estimation method using an improved linear extended state observer for IPMSM sensorless drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(12): 14062.

[6] ZHANG Xiaojiang, ZHU Junjie, ZHENG Zhian, et al. Sensorless control of PMSM based on fifth-order generalized integral flux observer and extended state observer-based phase-locked loop[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(4): 5080.

[7] SHI Shang, DAI Liaoxuan, MIN Huifang, et al. Prescribed-time nonsingular terminal sliding mode control and its application in PMSM servo systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2025, 72(3): 3072.

[8] CHEN Yongzhi, LIU Xudong. A variable rate supertwisting sliding mode speed control with overcurrent protection for PMSM considering aperiodic and periodic disturbances[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(4): 5787.

[9] DU Pengcheng, WANG Bo, XU Dianguo. A BEMF harmonic-extended state $\gamma\delta$-axes observer for PMSM sensorless control reducing structural redundancy[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2025, 72(5): 4623.

[10] LIU Zixuan, HUANG Xiaoyan, HU Qichao, et al. Model-free predictive current control of PMSM using modified extended state observer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(1): 679.

[11] 石欣然, 刘景林, 肖明朗, 等. 基于可变边界层的永磁同步电机滑模观测器无位置传感器控制系统设计[J]. 中国电机

工程学报, 2025, 45(14): 5657.
SHI Xinran, LIU Jinglin, XIAO Minglang, et al. Position sensorless control system design based on sliding mode observer using variable boundary layer for PMSM[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(14): 5657.

[12] WANG Deqiang, LIU Xudong. Sensorless control of PMSM with improved adaptive super-twisting sliding mode observer and IST-QSG[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2025, 11(1): 721.

[13] TAO Lingyu, WANG Jin, CHEN Dongdong, et al. A robust hybrid complex coefficient filter without frequency coupling for position estimation accuracy improvement of PMSM[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2024, 12(3): 2799.

[14] GONG Chao, HU Yihua, GAO Jinqiu, et al. An improved delay-suppressed sliding-mode observer for sensorless vector-controlled PMSM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5913.

[15] CHENG Zhenxing, LI Liyi, LIU Xiaowang, et al. Sensorless control based on discrete fractional-order terminal sliding mode observer for high-speed PMSM with LCL filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(1): 1654.

[16] ZHU Xinkai, HUANG Jiwei, WANG Pengda, et al. An improved sliding model observer sensorless control for PMSM based on fuzzy logic controller and DSOGI-FLL[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2025, 11(1): 823.

[17] WU Zheng, CHENG Chenwen, HUA Wei, et al. A frequency-adaptive delay signal cancelation based filter to reduce position estimation error for sensorless IPMSM drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(2): 1662.

[18] 郑诗程, 刘志鹏, 赵卫, 等. 积分型非奇异终端滑模PMSM无传感器控制系统[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(3): 169.
ZHENG Shicheng, LIU Zhipeng, ZHAO Wei, et al. Integral non-singular terminal sliding mode PMSM sensorless control system[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(3): 169.

[19] 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.
WANG Xiaoyuan, FU Tao. Position sensorless control of BLDC motor based on global fast terminal sliding mode observer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(11): 164.

[20] TAO Lingyu, WANG Jin, ZHOU Libing. Position error correction for sensorless control of PMSM based on robust extended state observer with inductance estimation[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2025, 11(2): 6132.

[21] LIU Gang, ZHANG Haifeng, SONG Xinda. Position-estimation deviation-suppression technology of PMSM combining phase self-compensation SMO and feed-forward PLL[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(1): 335.

[22] WANG Bo, SHAO Yanzhen, YU Yong, et al. High-order terminal sliding-mode observer for chattering suppression and finite-time convergencein sensorless SPMSM drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(10): 11910.

[23] YE Shuaichen, YAO Xiaoxian. An enhanced SMO-based permanent-magnet synchronous machine sensorless drive scheme with current measurement error compensation[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(4): 4407.

(编辑:朱美华)