DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.6.319 **中图分类号**：TM306 **文献标志码**：A

基于非线性磁链观测器的永磁同步电机无位置传感器自抗扰控制策略

张 坤[1]，张 航[2](中国电源学会会员)，陈 哲[3]，马 辉[1]，
雷昱坤[2](中国电源学会学生会员)，骆光照[3]
(1.中国航空工业集团公司金城南京机电液压工程研究中心/航空机电系统综合航空科技重点实验室，南京 211106；2.西安理工大学，西安 710048；3.西北工业大学，西安 710072)

摘要：为克服传统磁链观测器中纯积分环节会引起直流偏置且存在积分漂移的问题，在静止坐标系下，通过表贴式永磁同步电机SPMSM(surface-mounted permanent magnet synchronous motor)的数学模型构建非线性磁链观测器，并通过锁相环PLL (phase-locked loop)技术提取转子的位置和速度信息。针对航空泵类负载的运行工况，频繁的负载转矩变化和逆变器死区时间等非线性因素引发的扰动会对无位置传感器控制中转速和电流调节的性能产生影响，使磁场定向误差增大，加大转子位置估计误差。结合线性自抗扰控制技术，提出一种基于非线性磁链观测器的无位置传感器自抗扰控制策略，提升了无位置传感器闭环系统的抗扰动能力。最后，通过仿真和实验对比验证了所提出无位置传感器控制策略的有效性。

关键词：表贴式永磁同步电机；无位置传感器控制；非线性磁链观测器；自抗扰控制

Position-sensorless ADRC Strategy for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Nonlinear Flux Observer

ZHANG Kun[1], ZHANG Hang[2], *Member*, *CPSS*, CHEN Zhe[3], MA Hui[1],
LEI Yukun[2], *Student Member*, *CPSS*, LUO Guangzhao[3]
(1. Nanjing Engineering Institute of Aircraft Systems, AVIC/Aviation Key Laboratory of Science and Technology on Aero Electromechanical System Integration, Nanjing 211106, China; 2. Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China; 3. Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: To address the problems of DC bias and integral drift resulting from the pure integral link in traditional flux observers, a nonlinear flux observer is developed based on the mathematical model of a surface-mounted permanent magnet synchronous motor under the stationary coordinate system. Then, the information about the rotor position and speed is extracted using the phase-locked loop technology. In consideration of the working condition of the aviation pump load, the disturbances caused by nonlinear factors such as frequent changes in load torque and the dead time of an inverter will impact the speed and current regulation performance of position-sensorless control. This further results in increases in the magnetic field orientation error and rotor position estimation error. By combining with the linear active disturbance rejection control technology, a position-sensorless active disturbance rejection control strategy based on a nonlinear flux observer is proposed, which enhances the anti-disturbance capability of the position-sensorless closed-loop system. The effectiveness of the proposed position-sensorless control strategy was verified through a comparison between the simulation and experimental results.

Keywords: Surface-mounted permanent magnet synchronous motor; position-sensorless control; nonlinear flux observer; active disturbance rejection control

收稿日期：2024-06-26；**修回日期**：2024-08-01；**录用日期**：2024-08-13；**网络首发日期**：2024-09-09
基金项目：国家自然科学基金资助项目(52177059，52007151)；陕西省重点研发计划资助项目(2023-YBGY-401)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grants 52177059 and 52007151; Key Research and Development Plan of Shaanxi Province under the grant 2023-YBGY-401

航空机载泵类负载包括多种泵类设备，主要用于航空器的推进、生命维持、引擎运行和维护等，普遍要求功率大、质量轻、体积小、响应时间快、控制精度高。随着航空航天的快速发展，功率密度高、能耗低的永磁同步电机 PMSM(permanent magnet synchronous motor)成为当前航空机载泵类负载的研究热点。在实际应用中，通常由机械式位置/速度传感器来获取电机的位置或转速信号，而航空 PMSM 工作于高温、高压及强电磁干扰环境中，机械式传感器容易受到干扰，从而使转子位置信息获取失败，导致控制失稳，产生大转矩冲击。综合考虑控制的可靠性及设备成本，无位置传感器控制是一种很好的解决方案，且无位置传感器控制已经实现了在工程中的应用[1]，但目前在航空 PMSM 领域仍作为有位置传感器控制的备份，待机械位置传感器出现故障后接替运行。

无位置传感器控制方法可分为基于模型的方法和基于凸极性的方法，基于模型的方法主要是利用电压和电流方程获取反电动势或磁链信息来求解转子位置信息，不会对电机的正常运行产生干扰，已被广泛应用于 PMSM 无位置传感器控制系统[2-3]。滑模观测器是目前无传感器控制中实际应用最广泛的观测器之一[4-5]，但其抖振问题仍难以解决；模型参考自适应估计法受限于数学模型参数，对参数准确度有很高的要求，且计算量大，比较复杂；扩展卡尔曼滤波法从原理上看实际是一种最优化递推算法，虽然对扰动和噪声有抑制效果，但算法复杂、计算量很大，对硬件的要求很高；传统磁链观测器由于引入了纯积分环节，存在明显的直流偏置和积分漂移问题[3,6]，非线性磁链观测器则通过电机数学模型计算出 $\alpha\beta$ 轴的反电动势，以此计算 $\alpha\beta$ 轴的磁链，并从转子磁链中解耦出转子位置信息[7-8]。而本文所设计的非线性磁链观测器不需要速度信息，不受速度估计误差的影响，易于实现。

此外，由于航空 PMSM 的工况决定了电机的负载会频繁的变化[9-12]，因此这种非周期性扰动会使电机转速产生波动；并且，逆变器死区时间等因素导致的 5、7 次谐波，经过坐标变换转化成的 6 次谐波作为周期性扰动，对电流环的控制性能会产生影响[13-16]。当扰动一直存在时，磁场定向误差将会变大，从而影响无位置传感器的控制效果。

为此，通过设计自抗扰控制器 ADRC (active disturbance rejection controller)来替代控制环路中的比例积分 PI(proportional integral)控制器，以保证扰动存在时的无位置传感器控制性能。首先，重构 PMSM 的数学模型，推导出非线性磁链观测器的数学表达式，并采用锁相环 PLL (phase-locked loop)提取转子位置和速度信号。然后，分别用 ADRC 替代转速环和电流环 PI 控制器，在扰动存在时进行控制性能对比。最后对 1 个 4 kW 表贴式永磁同步电机 SPMSM(surface-mounted permanent magnet synchronous motor)进行了仿真与实验验证，结果表明，本文提出的无位置传感器控制方法转速恢复速度快、转子位置估计误差小，且具有较强的抗扰动能力。

1 SPMSM 的数学模型

在静止坐标系下，建立 SPMSM 的数学模型为

$$\begin{cases} u_\alpha = Ri_\alpha + L\dfrac{\mathrm{d}i_\alpha}{\mathrm{d}t} - \omega_\mathrm{e}\psi_\mathrm{f}\sin\theta_\mathrm{e} \\ u_\beta = Ri_\beta + L\dfrac{\mathrm{d}i_\beta}{\mathrm{d}t} + \omega_\mathrm{e}\psi_\mathrm{f}\cos\theta_\mathrm{e} \end{cases} \tag{1}$$

式中：u_α、u_β 为 $\alpha\beta$ 轴电压；i_α、i_β 为 $\alpha\beta$ 轴电流；R 为定子电阻；ψ_f 为永磁体磁链；ω_e 为转子电角速度；θ_e 为转子电角度；L 为电机定子电感，对于表贴式永磁同步电机，$L=L_d=L_q$。

将式(1)表示成矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = R\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}L\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_\mathrm{e}\psi_\mathrm{f}\begin{bmatrix} -\sin\theta_\mathrm{e} \\ \cos\theta_\mathrm{e} \end{bmatrix} \tag{2}$$

2 非线性磁链观测器的设计

2.1 传统磁链观测器的设计

在静止坐标系下，SPMSM 的磁链表达式定

义为

$$\begin{cases}\psi_{s\alpha}=L_\alpha i_\alpha+\psi_f\cos\theta_e\\ \psi_{s\beta}=L_\beta i_\beta+\psi_f\sin\theta_e\end{cases}\tag{3}$$

式中，$\psi_{s\alpha}$、$\psi_{s\beta}$ 为 SPMSM 在 $\alpha\beta$ 轴的定子磁链分量。

将式(3)表示成积分形式为

$$\begin{cases}\psi_{s\alpha}=\int(u_\alpha-Ri_\alpha)\\ \psi_{s\beta}=\int(u_\beta-Ri_\beta)\end{cases}\tag{4}$$

根据定子磁链和转子磁链的关系，可以得到转子磁链在 $\alpha\beta$ 轴下的表达式为

$$\begin{cases}\psi_{f\alpha}=\psi_{s\alpha}-Li_\alpha\\ \psi_{f\beta}=\psi_{s\beta}-Li_\beta\end{cases}\tag{5}$$

式中：$\psi_{f\alpha}$、$\psi_{f\beta}$为 SPMSM 在 $\alpha\beta$ 轴的转子磁链。

转子磁链中包含着转子位置信息，在 $\alpha\beta$ 轴下可以表示为

$$\begin{cases}\psi_{f\alpha}=\psi_f\cos\theta_e\\ \psi_{f\beta}=\psi_f\sin\theta_e\end{cases}\tag{6}$$

转子位置可以通过反正切函数得出，其原理如图 1 所示。在磁链观测器中，估计转子位置的性能与估计磁链的好坏正相关。如图 2 所示，传统磁链观测器所估计的磁链幅值与磁链实际值存在幅值误差，因此传统磁链观测器估计出的转子位置也会出现偏差。

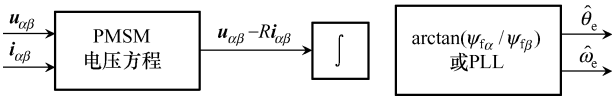


图 1　传统磁链观测器结构

Fig. 1 Structure of traditional flux observer

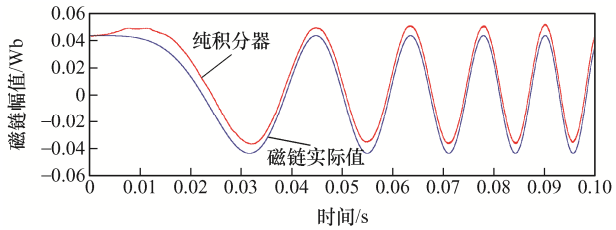


图 2　传统磁链观测器估计磁链幅值对比

Fig. 2 Comparison with amplitude of flux linkage estimated by traditional flux observer

2.2　非线性磁链观测器的设计

将式(2)进行变形调整为

$$\begin{bmatrix}u_\alpha\\ u_\beta\end{bmatrix}-R\begin{bmatrix}i_\alpha\\ i_\beta\end{bmatrix}=\frac{d}{dt}L\begin{bmatrix}i_\alpha\\ i_\beta\end{bmatrix}+\omega_e\psi_f\begin{bmatrix}-\sin\theta_e\\ \cos\theta_e\end{bmatrix}\tag{7}$$

据此，定义状态变量 x 和输出 y 为

$$\begin{cases}x=L\begin{bmatrix}i_\alpha\\ i_\beta\end{bmatrix}+\psi_f\begin{bmatrix}\cos\theta_e\\ \sin\theta_e\end{bmatrix}\\ y=\begin{bmatrix}u_\alpha\\ u_\beta\end{bmatrix}-R\begin{bmatrix}i_\alpha\\ i_\beta\end{bmatrix}\end{cases}\tag{8}$$

式中，x 与 y 的关系为 $\dot{x}=y$。

定义定子磁链 $\eta(x)$ 为

$$\eta(x)=x-L\begin{bmatrix}i_\alpha\\ i_\beta\end{bmatrix}\tag{9}$$

根据式(9)可知其范数为 $\|\eta(x)\|^2=\psi_f^2$。结合以上推导，可得非线性磁链观测器方程为

$$\dot{\hat{x}}=y+\frac{\gamma}{2}\eta(\hat{x})[\psi_f^2-\|\eta(\hat{x})\|^2]\tag{10}$$

式中：$\hat{x}$ 和 $\dot{\hat{x}}$ 分别为非线性磁链观测器的状态变量及其导数；γ 为观测器增益，且 $\gamma>0$。

对于最终得到的包含转子位置信息的 $\hat{x}$，根据式(8)可得

$$\begin{bmatrix}\cos\hat{\theta}_e\\ \sin\hat{\theta}_e\end{bmatrix}=\frac{1}{\psi_f}\left(\hat{x}-L\begin{bmatrix}i_\alpha\\ i_\beta\end{bmatrix}\right)\tag{11}$$

式中，$\hat{\theta}_e$ 为估计转子位置。

据此，转子位置的估计原理如图 3 所示。与传统磁链观测器相比，非线性磁链观测器优化掉了纯积分环节。如图 4 所示，非线性磁链观测器仅在启

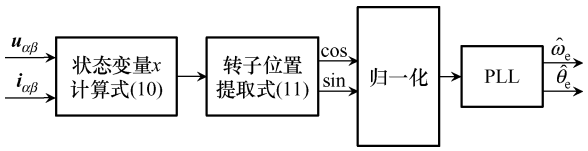


图 3　非线性磁链观测器结构

Fig. 3 Structure of nonlinear flux observer

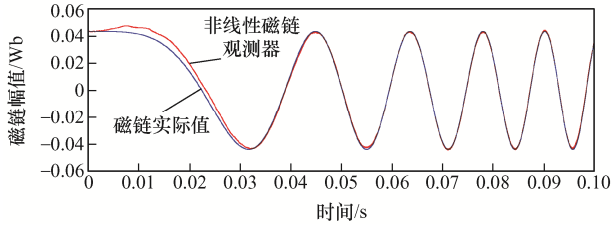


图 4　非线性磁链观测器估计磁链幅值对比

Fig. 4 Comparison with amplitude of flux linkage estimated by nonlinear flux observer

动阶段估计的磁链幅值与实际值有偏差，在 0.03 s 时估计磁链波形与实际磁链波形重合。由于本文所针对的工况为中高速下 PMSM 的无位置传感器控制，图 5 为无位置控制启动下启动阶段的电机实际转速，在 0.03 s 时电机转速达到 600 r/min，已脱离零低速工况。可以看出，电机在启动阶段的转速仍保持平滑，且动态响应速度较快。因此，启动阶段中估计磁链与实际磁链不一致的影响可以忽略不计。

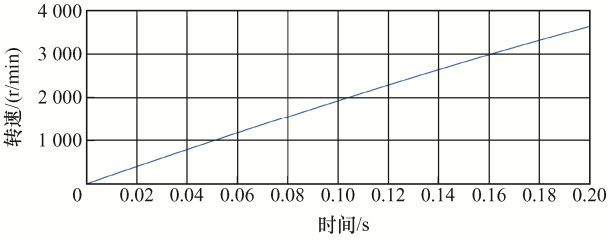
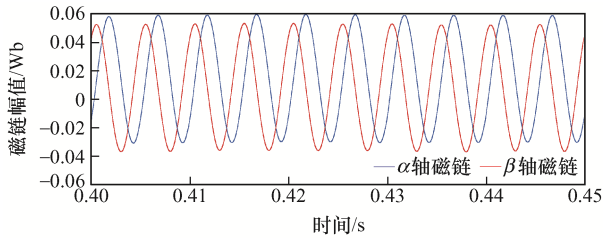


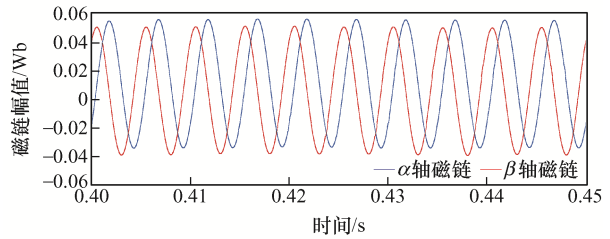
图 5 无位置传感器控制时的电机实际转速

Fig. 5 Real motor speed under position-sensorless control

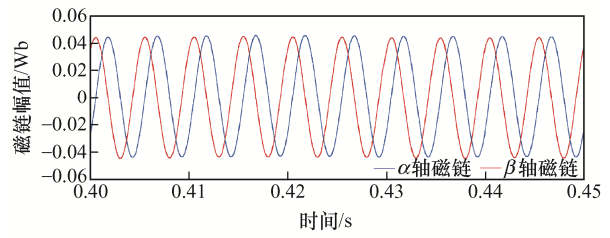
由式(10)可知，非线性磁链观测器的 γ 是唯一可调参数，且 γ 的取值会对磁链观测性能产生影响。图 6 展示了 γ 在不同取值下的磁链估计效果，可以



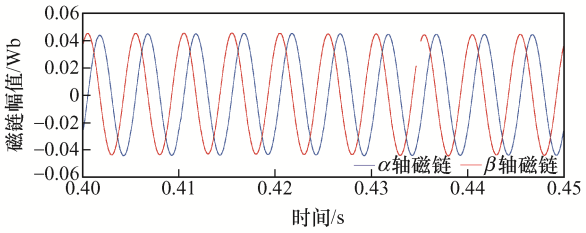
(a) γ=100



(b) γ=1 000



(c) γ=10 000



(d) γ=50 000

图 6 γ 取值不同时的估计磁链波形

Fig. 6 Waveforms of estimated flux linkage under different values of γ

看出，γ 取值过小时，$\alpha\beta$ 轴磁链波形并不以 0 刻线对称，随着 γ 增大，$\alpha\beta$ 轴磁链波形有明显改善，在 γ =50 000 时，估计磁链波形达到最优。因此，选取 γ=50 000。

3 无位置传感器闭环结构中的自抗扰控制器设计

PI 控制器因结构简单、适应性及鲁棒性强的优点，被广泛应用于各种控制场合，但是对于航空 PMSM 这种时变性强且存在外部扰动的控制对象，仅靠 PI 控制器进行调节无法满足高性能控制的要求。逆变器死区时间等因素导致的 5、7 次谐波叠加在三相响应电流会使其电流波形质量变差，根据第 2 节的推导，非线性磁链观测器的转子位置估计效果好坏与电流关联十分密切，而 PI 控制器无法消除这部分谐波，因此需要 ADRC 来替代电流环 PI 以抑制谐波电流的影响；频繁的负载变化导致转速频繁变化，相比于 PI 控制器，转速环采用 ADRC 对转速波动的平抑效果更佳，从而保证系统的平稳运行。

3.1 电流环 ADRC 设计

为了降低系统的参数复杂度，选择线性 ADRC 替代 PI 控制器。首先，假设 1 个单输入单输出系统的状态变量为

$$\dot{y} = f(x,t) + w(t) + bC_0 \tag{12}$$

式中：y 和 C_0 为状态变量和输入；b 为输入信号的增益；$f(x,t)$为系统动态响应；$w(t)$为外部扰动。

将系统动态响应和外部扰动视为总扰动 $d(t)$，则式(12)可以改写为

$$\begin{cases}\dot{y}_1 = y_2 + bC_0 \\ \dot{y}_2 = \dot{d}(t)\end{cases} \tag{13}$$

式中，$y_1=y$，$y_2=d(t)$，则可以推出二阶扩张状态观测器 ESO(extended state observer)的表达式为

$$\begin{cases}e = z_1 - y_1 \\ \dot{z}_1 = z_2 + bC_0 + \beta_1 e \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 e\end{cases} \tag{14}$$

式中：z_1 和 z_2 分别为估计的状态变量和扰动；e 为观测误差；β_1 和 β_2 为 ESO 的增益，其计算公式为

$$\begin{cases}\beta_1 = (2\omega_c)^2 \\ \beta_2 = 4\omega_c\end{cases} \tag{15}$$

式中，ω_c 为 ADRC 的控制带宽。对于电流环，设置 ADRC 的控制律为

$$\begin{cases}u_d^* = \dfrac{C_0 - d(t)}{b} \\ u_q^* = \dfrac{C_0 - d(t)}{b}\end{cases} \tag{16}$$

ESO 在 d、q 轴中的表达式为

$$\begin{cases}e = i_d - \hat{i}_d \\ \dot{\hat{i}}_d = d_d(t) + bu_d^* + \beta_1 e \\ \dot{d}_d(t) = \beta_2 e\end{cases} \tag{17}$$

$$\begin{cases}e = i_q - \hat{i}_q \\ \dot{\hat{i}}_q = d_q(t) + bu_q^* + \beta_1 e \\ \dot{d}_q(t) = \beta_2 e\end{cases} \tag{18}$$

式中，$d_d(t)$、$d_q(t)$ 分别为 d 轴和 q 轴的扰动，具体为

$$\begin{cases}d_d(t) = -\dfrac{R}{L}i_d + i_q\omega_m \\ d_q(t) = -\dfrac{R}{L}i_q - i_d\omega_m\end{cases} \tag{19}$$

式中，ω_m 为机械速度。根据推导，电流环 ADRC 的结构如图 7 所示，扰动计算原理如图 8 所示。

3.2 转速环 ADRC 设计

转速环中，采用与电流环 ADRC 相同的结构，但控制律和 ESO 的表达式为

$$i_q^* = \frac{C_0 - d(t)}{b} \tag{20}$$

$$\begin{cases}e = \omega - \hat{\omega} \\ \dot{\hat{\omega}}_m = d(t) + bi_q^* + \beta_1 e \\ \dot{d}(t) = \beta_2 e\end{cases} \tag{21}$$

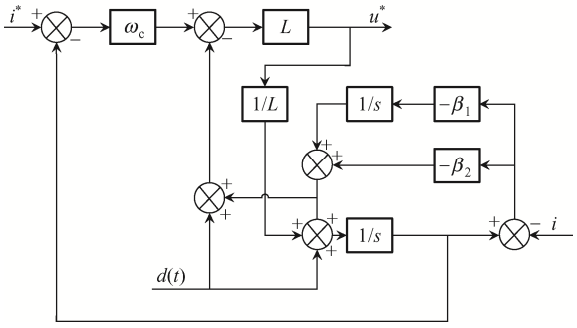


图 7　电流环 ADRC 结构

Fig. 7 Structure of current loop under ADRC control

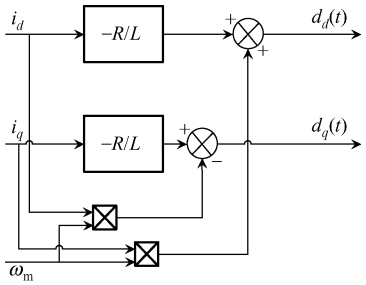


图 8　电流环 ADRC 扰动计算

Fig. 8 Calculation of disturbance for current loop under ADRC control

由于控制律和 ESO 方程与电流环中的 ADRC 存在不同，因此转速环的 ADRC 结构也存在相应变化，如图 9 所示。将 PI 控制器替换为 ADRC 后，无传感器控制系统总体结构如图 10 所示。

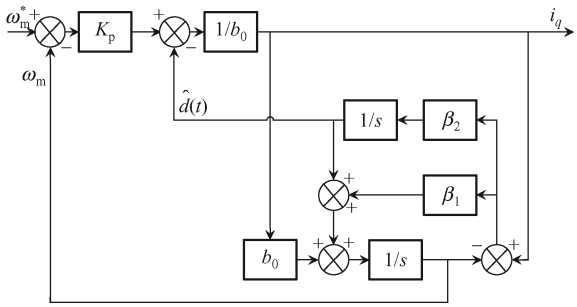


图 9　转速环 ADRC 结构

Fig. 9 Structure of speed loop under ADRC control

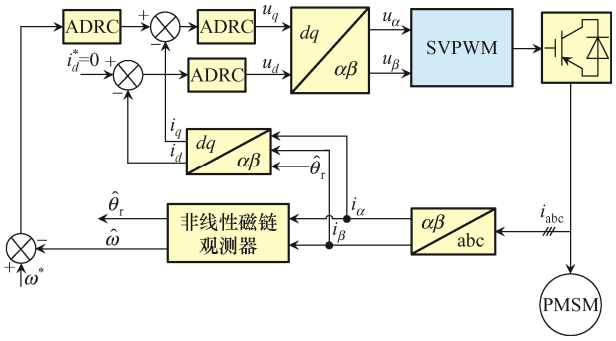


图 10 无位置传感器控制系统结构框图

Fig. 10 Block diagram of structure of position-sensorless control system

4 仿真与实验分析

4.1 仿真参数设置

为验证上述理论分析和设计方案的正确性及合理性，本文采用 MATLAB/Simulink 对图 10 所示的无位置传感器控制结构进行仿真，并通过实验进行了验证。仿真和实验电机参数见表 1。

表 1 电机参数

Tab. 1 Parameters of motor

参数	数值
额定转速/(r·min^{-1})	4 000
额定转矩/(N·m)	3
额定电流/A	12
极对数	3
相电阻/Ω	0.3
相电感/H	0.000 7
永磁体磁链/Wb	0.04
转动惯量/(kg·m^2)	0.000 2

整体仿真采用定步长仿真，步长为 10^{-5} s，仿真采用 SVPWM 调制，逆变器死区时间设置为 3 ms，直流侧电压为 250 V，电机带载启动，初始负载为 0.5 N·m，在 1 s 时负载突变为 3 N·m。

4.2 仿真结果分析

由于逆变器死区时间对运行于中高速的电机影响较小，因此设置给定转速为 200 r/min，逆变器死区时间为 3 ms，负载恒定为 1.0 N·m，图 11、图 12 给出了转速环均采用 PI 控制、电流控制器分别采用 PI 控制和 ADRC 控制下的电流谐波分析。

通过对比得，电流控制器采用 ADRC 后，电流波形明显优于 PI 控制，且逆变器死区时间等因素导致的 5、7 次谐波幅值明显降低。

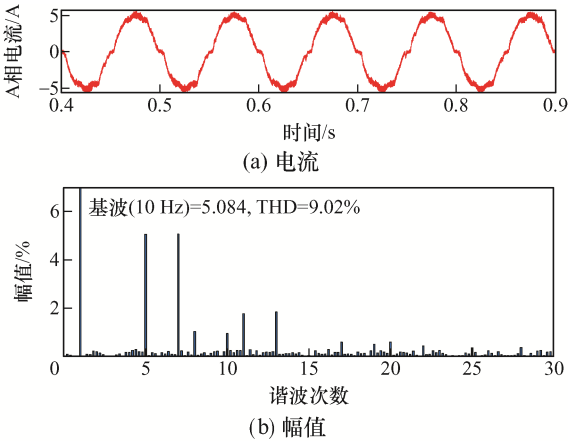


图 11 转速为 200 r/min、PI 控制时的电流 FFT 分析

Fig. 11 FFT analysis of current under PI control at 200 r/min

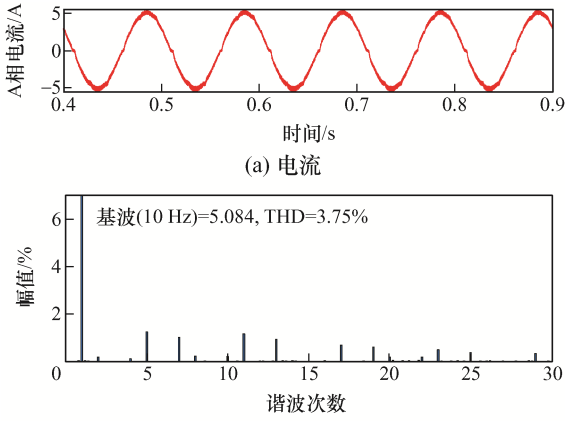


图 12 转速为 200 r/min、ADRC 控制时的电流 FFT 分析

Fig. 12 FFT analysis of current under ADRC control at 200 r/min

设置给定转速为 4 000 r/min，电流环均采用 PI 控制，转速控制器分别采用 PI 控制和 ADRC 控制，启动时带载 0.5 N·m，在转速达到 4 000 r/min 稳态后，负载在 1.000 s 时由 0.5 N·m 突变至 3.0 N·m，转速波形如图 13 和图 14 所示。对比可知，在转速控制器采用 PI 控制时，负载突变后转速恢复稳定所需时间约为 0.090 s ，而采用 ADRC 后，转速恢复到负载突变前的速度仅需 0.025 s。从这一点看，转速控制器采用 ADRC 控制相比于 PI 控制，针对负载扰动的抵抗性能更优。

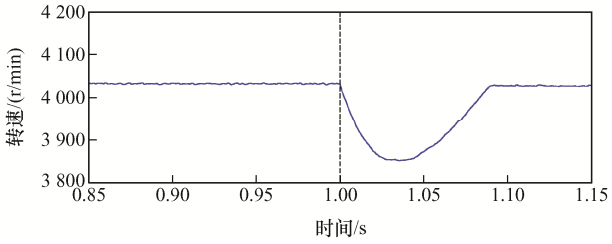


图 13　负载突变至 3.0 N·m 时 PI 控制下的转速波动

Fig. 13 Speed fluctuation under PI control when load suddenly changes to 3.0 N·m

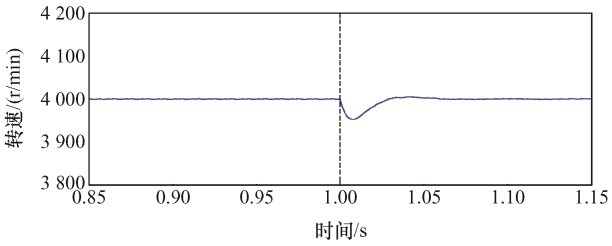
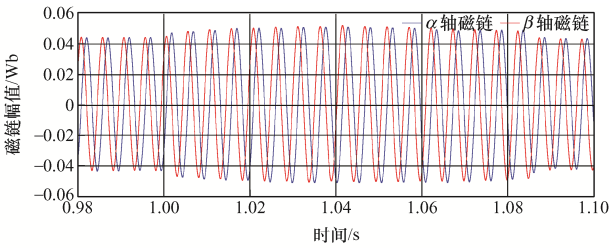


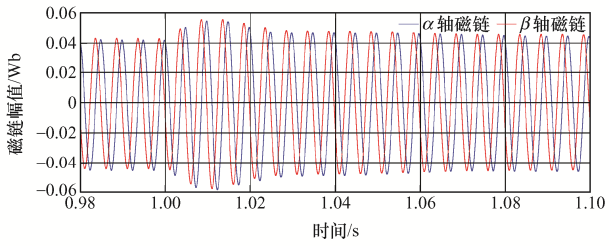
图 14　负载突变至 3.0 N·m 时 ADRC 控制下的转速波动

Fig. 14 Speed fluctuation under ADRC control when load suddenly changes to 3.0 N·m

为进一步验证转速控制器抗负载扰动的能力，图 15 给出了分别采用 PI 控制和 ADRC 控制时的估计磁链波形，对比图 15(a)和(b)，可以看出 PI 控制下，负载突变后估计磁链幅值明显增大，但约 0.080 s 后幅值回到稳态，而 ADRC 控制下约 0.030 s 后就回到稳态值。因此，转速环 ADRC 通过加快估计磁链



(a) 采用PI控制



(b) 采用ADRC 控制

图 15　负载突变时的估计磁链波形

Fig. 15 Waveforms of estimated flux linkage when load suddenly changes

波动后的恢复速度，来达成抗负载扰动的效果。

4.3　实验结果分析

实验平台如图 16 所示。为确保实验工况与仿真工况一致，设置给定转速为 200 r/min、逆变器死区时间为 3 ms。在转速环均采用 PI 控制下，图 17 和图 18 分别给出了电流控制器采用 PI 控制和 ADRC 控制的 A 相电流波形，且负载设置为 1.0 N·m。可以看出，PI 控制时，电流波形毛刺较多，替换为 ADRC 控制后，毛刺明显减少，波形正弦度更优，与仿真分析结论一致。

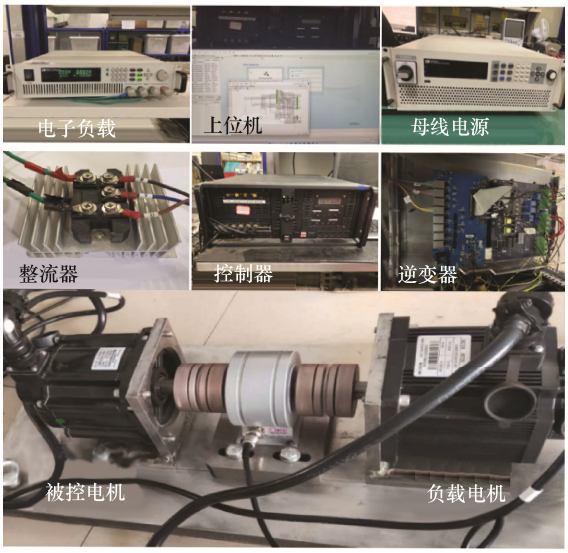


图 16　实验平台

Fig. 16 Experimental platform

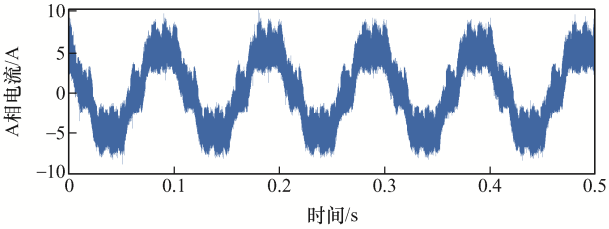


图 17　转速为 200 r/min、PI 控制时的 A 相电流

Fig. 17 Phase-A current under PI control at 200 r/min

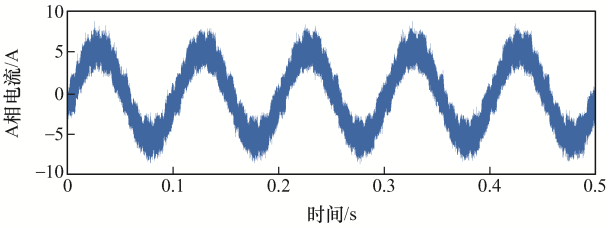


图 18　转速为 200 r/min、ADRC 控制时的 A 相电流

Fig. 18 Phase-A current under ADRC control at 200 r/min

在电流环均采用 PI 控制下，图 19 和图 20 分别给出了转速控制器采用 PI 控制和 ADRC 控制时的转速波形，初始负载设置为 0.5 N·m，在 1.900 s 时负载突加至 3.0 N·m。通过对比可知，ADRC 对于抑制因负载突变所导致的转速波动效果较好，转速跌落幅值相较于 PI 控制时明显减小，与仿真分析结论一致。

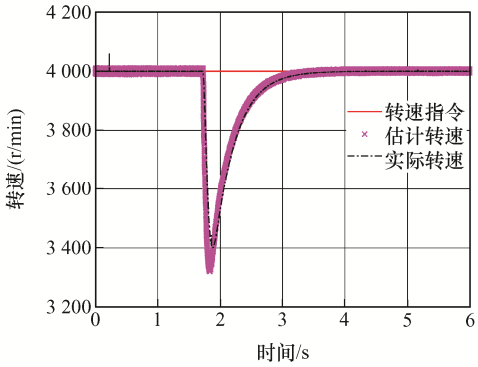


图 19 负载突变至 3.0 N·m 时 PI 控制下的实验转速波形

Fig. 19 Experimental waveform of speed under PI control when load suddenly changes to 3.0 N·m

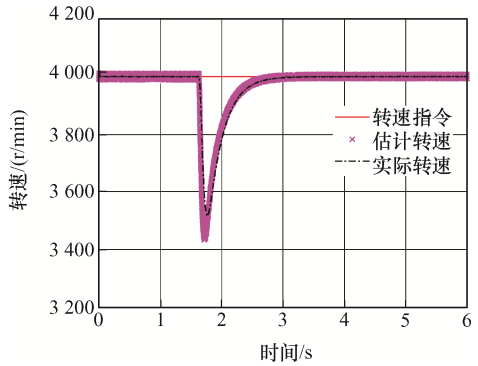


图 20 负载突变至 3.0 N·m 时 ADRC 控制下的实验转速波形

Fig. 20 Experimental waveform of speed under ADRC control when load suddenly changes to 3.0 N·m

5 结语

本文通过构建非线性磁链观测器来实现 PMSM 无位置传感器控制，并且在考虑死区时间等逆变器非线性因素引起的周期扰动和负载突变引起的非周期扰动情况下，提出双环 ADRC 控制来抑制扰动对无位置传感器控制性能的影响，并通过仿真和实验对无位置传感器驱动下 PI 控制器和 ADRC 控制器进行性能对比，验证了所提方法的有效性，可有效抑制电流谐波和负载突变对电机无位置传感器平稳运行造成的影响。

参考文献：

[1] Liu Jiali, Zhang Yongchang, Yang Haitao. Improved position signal demodulation method for sensorless control based on HF sinusoidal pulsating voltage injection [J]. IET Electric Power Applications, 2020, 14(14): 2780-2787.

[2] 钟臻峰, 金孟加, 沈建新. 基于分段 PI 调节器的模型参考自适应永磁同步电动机全转速范围无传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(4): 1203-1211.
Zhong Zhenfeng, Jin Mengjia, Shen Jianxin. Full speed range sensorless control of permanent magnet synchronous motor with phased PI regulator-based model reference adaptive system [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(4): 1203-1211. (in Chinese)

[3] Zaky M S, Metwaly M K, Azazi H Z, et al. A new adaptive SMO for speed estimation of sensorless induction motor drives at zero and very low frequencies [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(9): 6901-6911.

[4] 曾岁程, 但汉兵, 李鼎文, 等. 基于最小二乘和滑模观测器的霍尔传感器永磁同步电机转速估计方法[J]. 电源学报, 2026, 24(4): 313-322.
Zeng Suicheng, Dan Hanbing, Li Dingwen, et al. Speed estimation method for permanent magnet synchronous motor with hall sensors based on least squares algorithm and sliding mode observer [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(4): 313-322. (in Chinese)

[5] 任会敬, 李峰, 潘欢, 等. 基于改进滑模观测器的永磁同步电动机无位置传感器控制方法[J]. 电源学报, 2026, 24(1): 300-309.
Ren Huijing, Li Feng, Pan Huan, et al. Position sensorless control method for permanent magnet synchronous motor based on improved sliding mode observer [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(1): 300-309. (in Chinese)

[6] 曾欣. 一种机器人用新型异步电机定子磁链观测器[J]. 机械设计与制造, 2020(9): 205-209.
Zeng Xin. A new stator flux observer for induction motor applied to robots [J]. Machinery Design & Manufacture,

2020(9): 205-209. (in Chinese)

[7] 张琳元, 张清艺, 张志锋. 基于非线性观测器的永磁同步电机位置估计算法研究[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(3): 79-85.
Zhang Linyuan, Zhang Qingyi, Zhang Zhifeng. Research on position estimation algorithm of permanent magnet synchronous motor based on nonlinear observer [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(3): 79-85. (in Chinese)

[8] 周硕. 基于改进磁链观测器的 PMSM 转子位置估计方法[J]. 电气传动, 2020, 50(6): 15-21.
Zhou Shuo. Rotor position estimation method for PMSM based on improved flux linkage observer [J]. Electric Drive, 2020, 50(6): 15-21. (in Chinese)

[9] 刘春强, 骆光照, 涂文聪. 航空机电作动永磁同步电机自抗扰控制研究综述[J]. 电气工程学报, 2021, 16(4): 12-24.
Liu Chunqiang, Luo Guangzhao, Tu Wencong. Survey on active disturbance rejection control of permanent magnet synchronous motor for aviation electro-mechanical actuator [J]. Journal of Electrical Engineering, 2021, 16(4): 12-24. (in Chinese)

[10] Zhu Lianghong, Zhang Guoqiang, Jing Runze, et al. Nonlinear active disturbance rejection control strategy for permanent magnet synchronous motor drives [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2022, 37(3): 2119-2129.

[11] Apte A, Joshi V A, Mehta H, et al. Disturbance-observer-based sensorless control of PMSM using integral state feedback controller [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(6): 6082-6090.

[12] 肖芳, 谢元宇, 王明辉, 等. 基于改进型 ADRC 的 PMSM 无位置传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(4): 50-60.
Xiao Fang, Xie Yuanyu, Wang Minghui, et al. Improved ADRC-based PMSM control without position sensor [J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(4): 50-60. (in Chinese)

[13] Lee J, Hong J, Nam K, et al. Sensorless control of surface-mount permanent-magnet synchronous motors based on a nonlinear observer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(2): 290-297.

[14] Tian Minghe, Wang Bo, Yu Yong, et al. Adaptive active disturbance rejection control for uncertain current ripples suppression of PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(3): 2320-2331.

[15] 郭伟, 罗力成, 陆江燕, 等. 基于线性自抗扰控制的永磁同步电机无传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(8): 1-8.
Guo Wei, Luo Licheng, Lu Jiangyan, et al. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on linear active disturbance rejection control [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(8): 1-8. (in Chinese)

[16] 夏亮, 孙天夫, 李鑫宇, 等. 基于线性自抗扰控制技术的伺服控制系统研究[J]. 电气工程学报, 2023, 18(4): 43-49.
Xia Liang, Sun Tianfu, Li Xinyu, et al. Research on servo control system based on linear active disturbance rejection control technology [J]. Journal of Electrical Engineering, 2023, 18(4): 43-49. (in Chinese)



张坤

作者简介：

张坤(1989—)，男，硕士，高级工程师。研究方向：永磁同步电机无位置传感器控制，无刷同步电机控制。E-mail：zk_as@163.com。

张航(1987—)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，副教授。研究方向：永磁牵引系统高性能控制，无位置传感器控制。E-mail：zh@xaut.edu.cn。

陈哲(1986—)，男，博士，副教授。研究方向：永磁同步电机高性能伺服控制，无位置传感器控制。E-mail：zhe.chen@nwpu.edu.cn。

马辉(1977—)，男，博士，高级工程师。研究方向：航空电子设备振动控制，热设计仿真技术。E-mail：valenmania@163.com。

雷昱坤(1999—)，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：永磁同步电机无传感器控制。E-mail：346515132@qq.com。

骆光照(1972—)，男，博士，教授。研究方向：航空航天永磁同步电机先进控制理论及应用。E-mail：guangzhao.luo@nwpu.edu.cn。

(责任编辑：孙美菊)