DOI:10.12177/emca.2026.221 文章编号:1673-6540(2026)10-1062-11 中图分类号:TM 341 文献标志码:A

基于 AB-LADRC 的机器人关节 PMSM 虚拟坐标系无位置传感器控制策略研究

孙昊天, 谢 芳*
(安徽大学 电气工程与自动化学院,安徽 合肥 230601)

AB-LADRC-Based Sensorless Control Strategy in Virtual Reference Frame for Robot Joint PMSM

Sun Haotian, Xie Fang*
(School of Electrical Engineering and Automation, Anhui University, Hefei 230601, China)

Abstract: **[Objective]** To address the issue of low position estimation accuracy in sensorless permanent magnet synchronous motor control systems under complex signal interference environments, this paper proposes an adaptive-bandwidth linear active disturbance rejection control (AB-LADRC) strategy. **[Methods]** Firstly, a multi-source disturbance error model incorporating current sampling noise, quantization errors, and zero-drift was established to explicitly quantify system uncertainties. Secondly, a phase-locked loop closed-loop architecture based on a third-order linear extended state observer was constructed to dynamically observe and actively compensate for the aggregated disturbances. Furthermore, a bandwidth separation filtering strategy was introduced to suppress high-frequency noise amplification. Additionally, an adaptive bandwidth adjustment mechanism was designed to enable the dynamic optimization of observation parameters based on real-time operating states. **[Results]** The experimental results indicated that, compared with the conventional phase-locked loop strategy, the proposed AB-LADRC strategy limited the speed dip to only 7 r/min during load transient and shortened the recovery time to within 40 ms. Furthermore, under strong noise conditions, the root mean square error of speed estimation decreased by 69.5%. With 12-bit low-resolution sampling, the speed ripple was strictly limited to within ±1.59 r/min. Meanwhile, the amplitude of subharmonic low-frequency pulsation caused by zero-point drift attenuated by 78%. **[Conclusion]** By decoupling the control dynamics from external noise, the strategy significantly enhances the system's noise-rejection robustness and high-precision servo performance under harsh operating conditions.

Key words: permanent magnet synchronous motor; sensorless control; adaptive bandwidth linear active disturbance rejection control; robustness

摘 要:**【目的】**针对永磁同步电机无位置传感器控制系统在复杂信号干扰环境下位置估算精度低的问题,本文提出一种自适应带宽线性自抗扰控制(AB-LADRC)策略。**【方法】**首先,建立包含电流采样噪声、量化误差及零点漂移的多源干扰误差模型,以显式量化系统的不确定性。其次,构建基于三阶线性扩张状态观测器的锁相闭环架构,以动态观测并主动补偿集总扰动。在此基础之上,引入带宽分离滤波策略抑制高频噪声放大。此外,设计自适应带宽调节机制,实现观测参数随实时运行状态的动态优化。**【结果】**试验结果表明,与传统锁相环策略相比,所提 AB-LADRC 策略在负载突变时将转速跌落限制在仅 7 r/min,并将恢复时间缩短至 40 ms 以内。进一步地,在强噪声工况下,转速估算的均方根误差下降了 69.5%。在 12 位低分辨率采样下,转速纹波被严格限制在 ±1.59 r/min 以内。同时,由零点漂移引发的次谐波低频脉动幅值衰减了 78%。**【结论】**通过将控制动态与外部噪声解耦,该策略显著提升了系统在恶劣运行工况下的抗噪鲁棒性与高精度伺服性能。

关键词:永磁同步电机;无位置传感器控制;自适应带宽线性自抗扰控制;鲁棒性

0 引言

协作机器人、穿戴式外骨骼等高端装备正向轻量化、集成化发展,永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor,PMSM)凭借优异的转矩特性与动态响应能力成为此类系统的核心执行部件[1-5]。不同于常规工业伺服驱动,机器人

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

关节用 PMSM 通常要求在极低转速下输出大转矩，且运行工况常伴随频繁的低速启停与往复运动。然而，在关节模组等空间受限的工况下，安装高精度机械式位置传感器不仅显著增大系统体积、抬升成本，且其结构难以承受高频振动与冲击。因此，无位置传感器控制技术成为实现系统小型化与高可靠性的关键[6-8]。值得注意的是，机器人关节普遍处于低速运行区间，电机反电动势幅值极微弱，有用信号极易被干扰淹没。在实际伺服驱动应用中，受限于硬件成本与复杂的工业现场环境，电流采样环节常面临强电磁干扰引入的宽带随机噪声、低分辨率模数转换器（Analog-to-Digital Converter，ADC）引起的量化阶梯效应以及模拟电路温漂诱发的信号直流偏置等非理想工况。这些干扰严重劣化了观测器的输入信噪比，导致转速估算出现显著波动，降低了系统转速的稳定性与动态响应性能[9]。为了使系统在低速高负载的关节驱动工况下保持稳定快速的响应，伺服控制系统需要有效抑制非理想采样信号带来的干扰，以获取精确的转子位置与速度信息[10-11]。

目前，针对提升无位置传感器控制系统抗噪性能与鲁棒性的问题，国内外学者提出了滑模控制[12-15]、扩展卡尔曼滤波[16]、二阶广义积分器[17]及自适应滤波[18]等多种方法。这些抗干扰观测策略主要可分为两类：基于整体观测器结构的改进与基于虚拟坐标系锁相环（Phase-Locked Loop，PLL）的优化。

在观测器结构改进方面，相关研究有效提升了系统在复杂环境下的观测精度。文献[12]针对传统滑模观测器存在的固有抖动问题，采用新型非线性函数替代常规符号函数，在一定程度上提升了系统的动态响应与抗干扰性能，但仍难以彻底消除高频抖振。文献[16]引入基于扩展卡尔曼滤波的控制策略，利用其最优估计特性增强了系统在噪声环境下的鲁棒性。上述方法在改善抗噪性能方面取得了较好效果，但滑模观测器参数整定较为困难，而扩展卡尔曼滤波涉及庞大的矩阵运算，对硬件算力要求较高，难以在低成本嵌入式芯片中实现高频迭代。

在虚拟坐标系与 PLL 优化方面，相关方法通过构建虚拟旋转坐标系将非线性角度解算转化为线性调节问题，降低了算法复杂度[19-21]。文献[17]提出基于二阶广义积分器 PLL 的方法，通过滤除特定谐波干扰提升了角度提取的纯净度。文献[18]提出基于自适应混合滤波器的 PLL 估计方法，改善了电机在宽速域运行时的动态跟踪性能。目前工业界主流方案仍广泛采用传统基于比例积分（Proportional-Integral，PI）调节器的 PLL 技术，但在处理复杂非理想信号时存在固有的性能博弈[22-23]：为满足快速的动态跟踪需求，PI 控制器需维持较高的比例增益，从而直接放大了宽带噪声与量化纹波[24]；同时，传统 PI 架构难以有效隔离零点漂移引发的低频脉动。上述方法虽在特定频段干扰抑制上取得较好效果，但缺乏对宽带噪声、量化误差及直流偏置等总扰动的综合处理机制，难以满足复杂工况下系统对高观测精度的需求。

针对实际工况中电流采样信号的非理想特性，本文将自抗扰控制技术引入虚拟坐标系架构，提出一种基于自适应带宽线性自抗扰控制（Adaptive-Bandwidth Linear Active Disturbance Rejection Control，AB-LADRC）无位置传感器观测策略。该策略采用三阶线性扩张状态观测器（Linear Extended State Observer，LESO）重构锁相闭环，利用 LESO 特有的带宽分离设计原则抑制高频噪声传递，有效平衡了系统对动态跟踪与噪声抑制的需求。试验验证了该方法在转速估算方面的响应性能与抗扰动能力。

1 PMSM 虚拟坐标系数学模型

1.1 PMSM 动态方程

鉴于机器人关节模组对高功率密度与体积紧凑性的要求，选用 PMSM 作为执行机构。将定子侧三相静止物理量通过坐标变换至转子同步旋转 d-q 坐标系，可得电压平衡方程：

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} - \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \tag{1}$$

式中：u_d、u_q、i_d、i_q 和 L_d、L_q 分别为 d、q 轴电压、电流和电感分量；R_s 为定子电阻；ω_e 为电角速度；ψ_f 为永磁体磁链。

式（1）中的耦合项 $-\omega_e L_q i_q$ 与 $\omega_e L_d i_d$ 表明 d、q

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

轴动态响应存在耦合,且随转速升高而增强。q 轴方程中的反电动势分量包含转子磁链信息,是无位置传感器控制的关键观测量。

本文假设 $L_d \approx L_q$,不计磁阻转矩,电磁转矩 T_e 仅由永磁转矩构成,如式(2)所示:

$$T_e = \frac{3}{2} p_n \psi_f i_q \tag{2}$$

式中:p_n 为极对数。

由式(2)可知,T_e 与 q 轴电流呈线性关系。系统的机械运动方程为

$$J \frac{\mathrm{d}\omega_m}{\mathrm{d}t} = T_e - T_L - B\omega_m \tag{3}$$

式中:J 为等效转动惯量;ω_m 为机械角速度;B 为粘滞摩擦系数;T_L 为负载转矩。

在关节应用中,T_L 主要包含重力矩、非线性摩擦转矩及外部扰动转矩,具有时变非线性特征。

1.2 虚拟坐标系原理

在无位置传感器控制中,由于缺乏真实的转子位置 θ_e,无法直接构建 d-q 坐标系。通常利用估算的转子位置 $\hat{\theta}_e$ 建立虚拟同步旋转坐标系,即 γ-δ 坐标系,如图 1 所示。

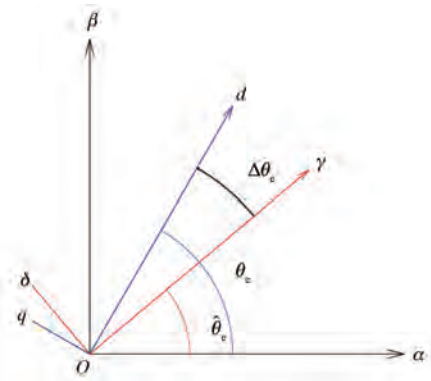


图 1 虚拟坐标系空间矢量图

Fig. 1 Space vector diagram of virtual coordinate system

定义 γ 轴为估算转子磁链方向,其与真实 d 轴之间存在位置误差 $\Delta\theta_e = \theta_e - \hat{\theta}_e$。无传感器控制的目标是通过算法使 $\Delta\theta \to 0$,从而使虚拟坐标系与真实坐标系重合。将真实坐标系下的电流 i_d、i_q 经旋转变换映射至 γ-δ 坐标系,得到 i_γ 和 i_δ:

$$\begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\Delta\theta_e) & -\sin(\Delta\theta_e) \\ \sin(\Delta\theta_e) & \cos(\Delta\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \tag{4}$$

结合 d-q 轴电压方程及 $L_d = L_q = L_s$ 的特性,推导 γ-δ 坐标系下的电压方程:

$$\begin{cases} u_\gamma = R_s i_\gamma + L_s \dfrac{\mathrm{d}i_\gamma}{\mathrm{d}t} - \hat{\omega}_e L_s i_\delta + E_{ext_\gamma} \\ u_\delta = R_s i_\delta + L_s \dfrac{\mathrm{d}i_\delta}{\mathrm{d}t} - \hat{\omega}_e L_s i_\gamma + E_{ext_\delta} \end{cases} \tag{5}$$

$$\begin{cases} E_{ext_\gamma} = E_{ext} \cdot \sin(\Delta\theta_e) + (\hat{\omega}_e - \omega_e) L_s i_\delta \\ E_{ext_\delta} = E_{ext} \cdot \cos(\Delta\theta_e) + (\hat{\omega}_e - \omega_e) L_s i_\gamma \end{cases} \tag{6}$$

式中:$\hat{\omega}_e$ 为估算的电角速度;E_{ext_γ}、E_{ext_δ} 为包含位置误差信息的扩展反电动势;$E_{ext} = \omega_e \psi_f + (L_d - L_q) \cdot (\omega_e i_d - i_q^i)$ 为广义反电动势幅值。

当系统处于稳态或高频采样下,可近似认为 $\hat{\omega}_e \approx \omega_e$,此时式(6)简化为

$$E_{ext} \approx \omega_e \psi_f \tag{7}$$

在 PLL 处于跟踪状态时,位置误差满足小角度假设($\Delta\theta_e \approx 0$),即 $\sin(\Delta\theta_e) \approx \Delta\theta_e$。此时,$\gamma$ 轴扩展反电动势分量近似为

$$E_{ext_\gamma} \approx E_{ext} \cdot \Delta\theta_e \approx (\hat{\omega}_e \psi_f) \cdot \Delta\theta_e \tag{8}$$

由此可得角度误差提取方程为

$$\Delta\theta_e \approx -\frac{E_{ext_\gamma}}{\hat{\omega}_e \psi_f} \tag{9}$$

该误差信号将作为后续观测器的输入,用于实现闭环校正。

1.3 非理想条件下的误差模型

1.3.1 零漂误差分析

假设 A 相电流传感器存在直流偏置误差 Δi_A,则实际采样电流 i_a 可表示为理想电流与偏置项的叠加,如式(10)所示:

$$i_a = I_m \cos\theta_e + \Delta i_A \tag{10}$$

式中:i_a 为 A 相实际采样电流;I_m 为理想相电流基波的峰值;θ_e 为转子电角度。

将包含偏置的静止三相电流经过 Clark 与 Park 变换投影至 γ-δ 虚拟坐标系后,该直流偏置将转化为与转子电角速度 ω_e 同频的交流扰动,如式(11)所示:

$$\begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{2}{3} \Delta i_A \begin{bmatrix} \cos\hat{\theta}_e \\ -\sin\hat{\theta}_e \end{bmatrix} \tag{11}$$

由式(11)可知,静止坐标系下的恒定零点漂移,在虚拟同步旋转坐标系中表现为基波频率的波动。这一扰动会直接串入虚拟坐标系的电压方程,导致解算出的 γ 轴反电动势 E_γ 包含交流脉

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

动,进而引起无位置控制系统中转速和位置观测结果的低频非线性共振。

1.3.2 噪声与量化误差

除了直流偏置,ADC 采样过程中还会引入高斯白噪声 $v(t)$ 和由有限分辨率(如 12-bit)引起的阶梯状量化误差 $q(t)$。将这两种高频非理想成分统称为宽带测量噪声 $\mu(t)$,则考虑噪声后的 γ-δ 轴电流模型修正为

$$i_\gamma^s = i_\gamma + \mu_\gamma(t) \tag{12}$$

$$i_\delta^s = i_\delta + \mu_\delta(t) \tag{13}$$

将上述含噪电流代入角度误差提取方程中,可得实际包含干扰的估算位置误差信号 $\Delta\theta_{\mathrm{err}}$ 为

$$\Delta\theta_{\mathrm{err}} \approx \Delta\theta + \xi(t) \tag{14}$$

式中:$\xi(t)$ 为采样噪声和量化误差耦合而成的宽带高频位置干扰。

2 AB-LADRC 策略

为提升系统对转速变化及负载扰动的鲁棒性,本文提出基于 AB-LADRC 的 PLL 设计。

2.1 LADRC 建模

将 PLL 视为位置跟踪系统,根据运动学方程,考虑非理想扰动,动态方程描述为

$$\dot{\theta}_{\mathrm{e}} = -\dot{\omega}_{\mathrm{r}} + b_0 u + d(t) \tag{15}$$

式中:$\dot{\omega}_{\mathrm{r}}$ 为转子电角速度;u 为虚拟控制量;$d(t)$ 为外部扰动;b_0 为系统控制增益。

LADRC 将系统内部动态与外部扰动统一为总扰动:$f=-b_0\dot{\omega}_{\mathrm{r}}+d(t)$,并将其扩张为新的状态变量 x_3。令 $x_1=\theta_{\mathrm{e}}$,$x_2=\dot{\theta}_{\mathrm{e}}$,则系统状态方程为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 + b_0 u \\ \dot{x}_3 = \dot{f} \end{cases} \tag{16}$$

构建 LESO 以观测系统状态及总扰动。采用欧拉法进行离散化,第 k 时刻的更新方程为

$$\begin{cases} e(k) = z_1(k) - y(k) \\ z_1(k+1) = z_1(k) + T_{\mathrm{s}}[z_2(k) - \beta_1 e(k)] \\ z_2(k+1) = z_2(k) + T_{\mathrm{s}}[z_3(k) + b_0 u(k) - \beta_2 e(k)] \\ z_3(k+1) = z_3(k) - T_{\mathrm{s}}[\beta_3 e(k)] \end{cases} \tag{17}$$

式中:z_1、z_2、z_3 分别为位置误差、速度误差及总扰动的观测值;β_1、β_2、β_3 为观测器增益;T_{s} 为系统采样周期;$e(k)$ 为观测误差。

2.2 线性状态误差反馈

设计的线性状态误差反馈(Linear State Error Feedback,LSEF)控制律包含扰动补偿与比例微分(Proportional-Derivation,PD)控制两部分,则:

$$u = \frac{u_0 - z_3}{b_0} \tag{18}$$

取参考输入 $r=0$,则 PD 控制项 u_0 为

$$u_0 = k_{\mathrm{p}}(r - z_1) - k_{\mathrm{d}} z_2 \tag{19}$$

通过引入 $-z_3/b_0$ 进行前馈补偿,将非线性系统近似线性化为积分串联型系统。式中,b_0 表征了虚拟控制量转化为位置跟踪系统角加速度的比例系数。在取值依据上,本文采用标称模型估算与变工况测试相结合的策略,兼顾抗扰响应速度与稳定性,选取最优经验值 $b_0=125$。

2.3 自适应带宽参数整定

传统 LADRC 通常采用带宽法配置极点,将三阶 LESO 的特征根统一配置在复平面左半平面的 ω_{o} 处。此时,复杂的观测器增益矩阵可简化为单一观测器带宽 ω_{o} 的解析函数:

$$\beta_1 = 3\omega_{\mathrm{o}},\ \beta_2 = 3\omega_{\mathrm{o}}^2,\ \beta_3 = \omega_{\mathrm{o}}^3 \tag{20}$$

在无位置控制系统中,固定带宽 ω_{o} 的整定面临着一种固有的性能权衡:高带宽响应快但易放大高频采样噪声,低带宽滤波好但会引入严重的相位滞后[25]。因此,本文提出一种基于暂态位置误差驱动的自适应带宽调节机制,设计非线性自适应带宽函数为

$$\omega_{\mathrm{o}}(e) = \omega_{\min} + (\omega_{\max} - \omega_{\min}) \cdot (1 - e^{-\mu|e|}) \tag{21}$$

式中:e 为 PLL 实时位置估算误差;$\omega_{\max}$、$\omega_{\min}$ 分别为保障系统绝对稳定性的观测器带宽的上限、下限;μ 为灵敏度调节系数,用于控制带宽随误差变化的速率。

为兼顾动态跟踪与稳态滤波,依据系统控制裕度与高频噪声抑制的临界条件,将 $\omega_{\min}$、$\omega_{\max}$ 及 μ 的取值范围分别划定为 100~1 000 rad/s、2 000~5 000 rad/s 及 10~100。在参数整定与优选环节,系统以最小化稳态与暂态位置估算误差为目标,通过控制变量法结合多次变工况测试进行寻优,最终确定最优参数组合为 $\omega_{\min}$ = 500 rad/s、$\omega_{\max}$ = 3 500 rad/s、μ = 50,从而在宽频域变工况下确保自适应带宽策略发挥最佳性能。不同带宽下的系统频域特性对比如图 2 所示。

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

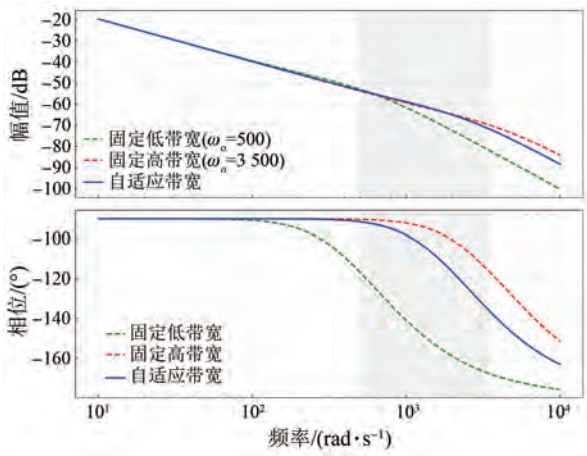


图 2 不同带宽下的系统频域特性对比

Fig. 2 Comparison of system frequency-domain characteristics under different bandwidths

由图 2 可知,传统固定带宽在低频动态跟踪(即高带宽)与高频噪声抑制(即低带宽)之间存在固有矛盾。本文所提 AB-LADRC 策略在低频段紧贴高带宽曲线以确保快速响应,进入高频段后则平滑逼近低带宽曲线以增强滤波截断能力。

3 试验结果与分析

3.1 试验平台与参数设置

3.1.1 试验平台

为验证本文所提 AB-LADRC 策略的有效性,搭建了如图 3 所示的 PMSM 试验平台。该平台主要由以下三部分构成:(1)被控对象及负载模拟单元:左侧的待测 PMSM、中间的转矩传感器以及右侧的负载电机;(2)主控与驱动单元:电机试验台,其内部集成了基于 TMS320F28335 DSP 的 CSPACE 控制板;配套的功率驱动板与相电流/位置信号采集电路,负责执行控制算法并驱动电机;(3)状态监测与交互单元:用于程序编写、下载与实时数据监控的上位机,以及用于直观、高频观测系统电流与电压等物理波形的示波器。

基于 $i_d=0$ 双闭环矢量控制的 PMSM 无位置传感器控制系统架构如图 4 所示。系统外环进行转速调节,内环实现电流解耦。在位置观测环节,系统引入了 PLL 结构,通过闭环跟踪机制从估算的位置偏差信号中平滑地提取出精确的转子位置和转速连续信息。仿真模型并行搭建了传统 PI-PLL 与本文所提 LADRC-PLL 观测器。所有对比试验均采用相同的电机参数、负载及离散步长,以保证评估结果的客观性。

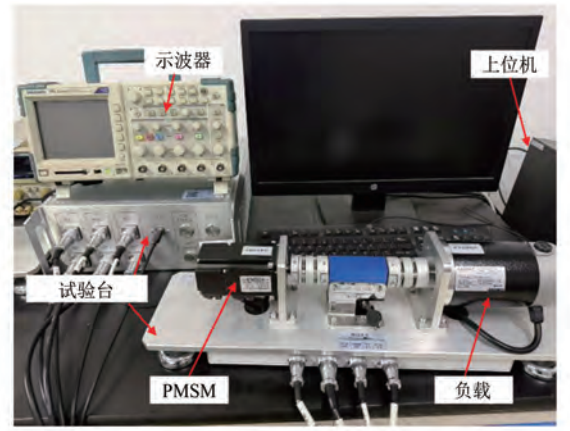


图 3 PMSM 试验平台

Fig. 3 PMSM experimental platform

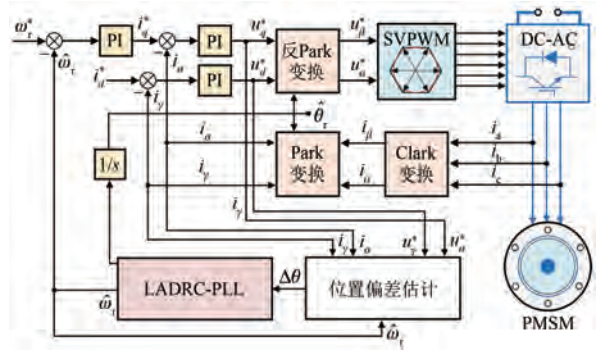


图 4 基于 AB-LADRC 策略的 PMSM 无位置控制框图

Fig. 4 Block diagram of AB-LADRC-based PMSM sensorless control

3.1.2 电机参数设置

仿真选用的 PMSM 定子 d、q 轴电感满足 $L_d=L_q=L_s$,其详细参数如表 1 所示。

表 1 PMSM 主要参数

Tab. 1 Main parameters of PMSM

参数名称	参数值
定子电阻 R_s/Ω	5.3
定子电感 L_s/mH	8.6
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.28
转动惯量 J/(kg·m^2)	0.008
粘滞摩擦系数 B/(N·m·s·rad^{-1})	0.001
极对数 p_n	2
额定转速 n_N/(r·min^{-1})	2 000

3.1.3 控制器参数设置

为评价不同 PLL 算法的性能差异,两组试验中的转速环与电流环 PI 参数保持一致。控制器

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

参数如表 2 所示。

表 2　控制器参数配置

Tab. 2　Controller parameter configurations

控制策略	参数名称	参数值
速度环	比例增益 $K_{p\omega}$	5
	积分增益 $K_{i\omega}$	80
电流环	比例增益 K_{pi}	80
	积分增益 K_{ii}	500
传统 PI	比例系数 K_{p_pll}	60
	积分系数 K_{i_pll}	800
AB-LADRC	观测器带宽 ω_o	2 500
	控制器带宽 ω_c	1 200

3.2　稳态与动态性能验证

基于搭建的仿真平台，首先对基于 AB-LADRC 的无传感器控制策略进行基准性能测试。1 500 r/min 工况下的系统稳态响应如图 5 所示，恒定负载设为 1 N·m。由图 5 可知，稳态时定子三相电流正弦度高，电磁转矩稳定维持在 1.1 N·m 且脉动极小，表明电流解耦有效、运行平滑。同时，转子估算位置与实际位置高度重合，观测滞后角趋于零，转速实现无静差跟踪。结果表明，AB-LADRC 策略能够精准提取虚拟反电动势信号，实现高精度相位锁定。

针对关节频繁加减速工况，在 $t=0.6$ s 时将转速由 1 500 r/min 阶跃提升至 2 000 r/min，转速响应如图 6 所示。系统测试中考量了关节的等效机械转动惯量与阻尼特性，更贴近电机真实环境。

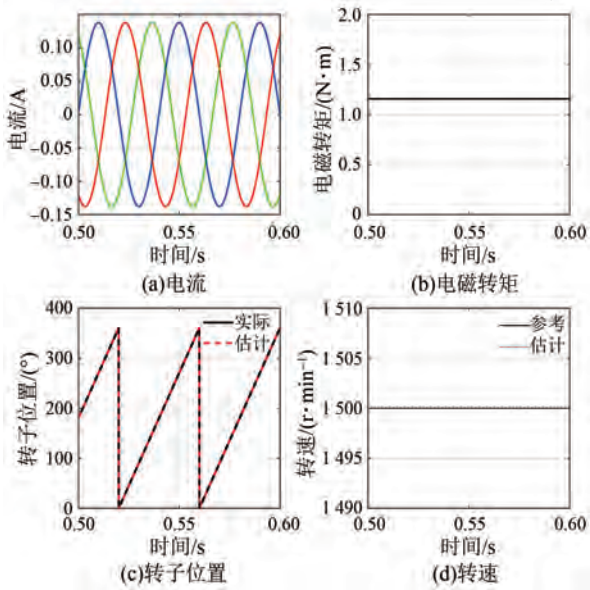


图 5　1 500 r/min 工况下的系统稳态响应

Fig. 5　Steady-state response at 1 500 r/min

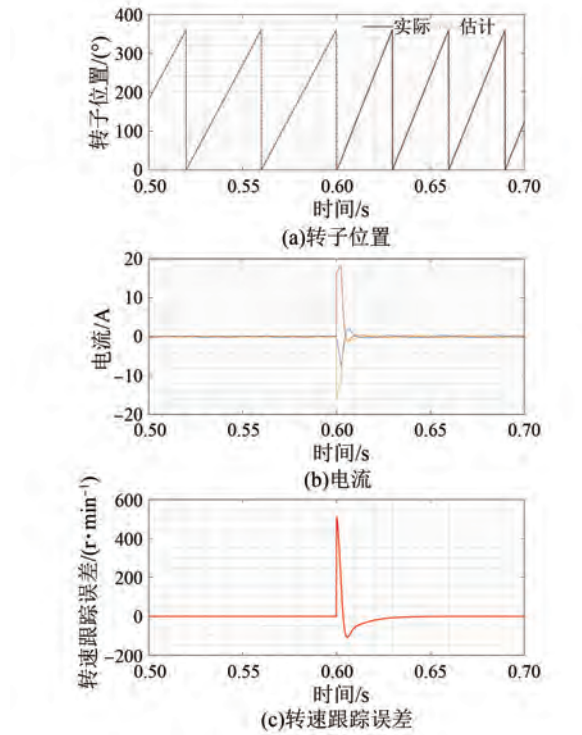


图 6　1 500 至 2 000 r/min 转速阶跃响应

Fig. 6　Speed step response from 1 500 to 2 000 r/min

由图 6 可知，转速指令突变后经历平滑动态过渡并迅速达到稳态，全程无超调，表现出良好的动态阻尼特性。加速暂态后位置估算仍保持稳定锁相，无明显发散或滞后。上述结果表明，基于 AB-LADRC 策略借助 LESO 实现了对参数时变等动态误差的实时观测与前馈补偿，在宽调速范围内具备优异的动态适应性。

3.3　负载抗扰性能对比

机器人关节在复杂作业中常面临阶跃负载扰动，系统的动态刚度是评估无位置控制鲁棒性的核心指标。为量化评估抗扰性能，设定如下：电机以 2 000 r/min 稳态运行，在 $t=1$ s 时突加 100% 额定负载 5 N·m。传统 PI 和 AB-LADRC 两种 PLL 策略下的负载扰动抑制性能对比如图 7 所示。

由图 7(a)可知，传统 PI 系统转速最大跌落达 13 r/min，调节时间长达 180 ms，动态刚度明显不足，这源于 PI 控制固有的误差反馈滞后性。相比之下，图 7(b)中的 AB-LADRC 策略展现出显著的抗扰优势，转速跌落仅 7 r/min，调节时间缩

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

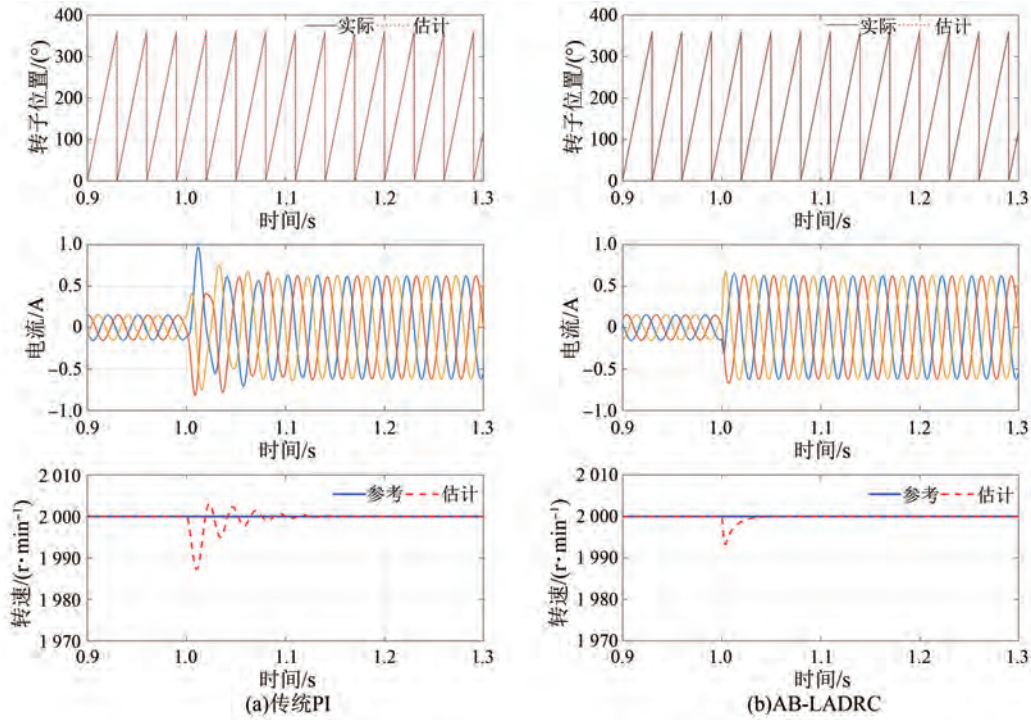


图 7 两种 PLL 策略下的负载扰动抑制性能对比

Fig. 7 Load disturbance rejection comparison of two PLL strategies

短至 40 ms 以内。性能提升的根本原因在于 LESO 的扩张状态观测与前馈补偿机制。LESO 将突加的负载转矩视为系统总扰动进行实时观测,并在转速发生大幅跌落前直接通过前馈通道进行补偿,极大提升了系统的动态抗扰能力。

3.4 鲁棒性验证

受电磁环境与硬件精度限制,实际电流采样常伴随非理想干扰。为验证本文所提 AB-LADRC 策略的鲁棒性,在稳态运行下分别注入随机噪声、量化误差及直流偏置,与传统 PI 进行平行对比评估。

3.4.1 随机噪声抑制性能

为验证恶劣电磁环境下的鲁棒性,电机在 2 000 r/min 稳态运行工况下,向定子电流注入幅值 0.05 A 与 0.2 A 的高斯白噪声,转速跟踪结果如图 8 所示。传统 PI 因固有的带宽耦合限制,导致高频测量噪声无衰减地直通控制回路。

由图 8(a)可知,传统 PI 估算曲线出现剧烈高频振荡,两种噪声强度下的均方根误差(Root Mean Square Error,RMSE)分别高达 15.2 r/min 与 61.4 r/min。相比之下,AB-LADRC 策略凭借观测与控制带宽的解耦能力,利用 LESO 实现了等效低通滤波特性。此外,在同等工况下,其转速估算平滑稳定,RMSE 显著下降至 4.15 r/min、18.74 r/min,估算精度分别提升了 72.7% 和 69.5%,证实了该策略在强噪声环境下具备较好的滤波抑制效能。

3.4.2 采样量化误差影响

受限于硬件成本,低速轻载下的电流信噪比极易受 ADC 量化误差影响。设定电机以 200 r/min 恒速运行、采样量程±5 A,分别模拟 12 位(分辨率 2.44 mA)与 16 位(0.15 mA)ADC 采样过程,对比结果如图 9 所示。

由图 9(a)所示,12 位分辨率下电流波形呈现显著阶梯畸变,并在反电动势解算中引入高频脉冲噪声。试验结果表明,在 12 位低分辨率工况下,AB-LADRC 将稳态转速纹波峰峰值从传统 PI 的±5.3 r/min 大幅抑制至±1.59 r/min;在 16 位高分辨率工况下,其纹波亦由±0.3 r/min 进一步压缩至±0.08 r/min。

3.4.3 零点漂移鲁棒性

电流传感器的零点漂移是导致无位置控制系统产生低频脉动的关键因素。为验证算法对直流偏置的抑制能力,试验在A相电流中叠加 0.5 A

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

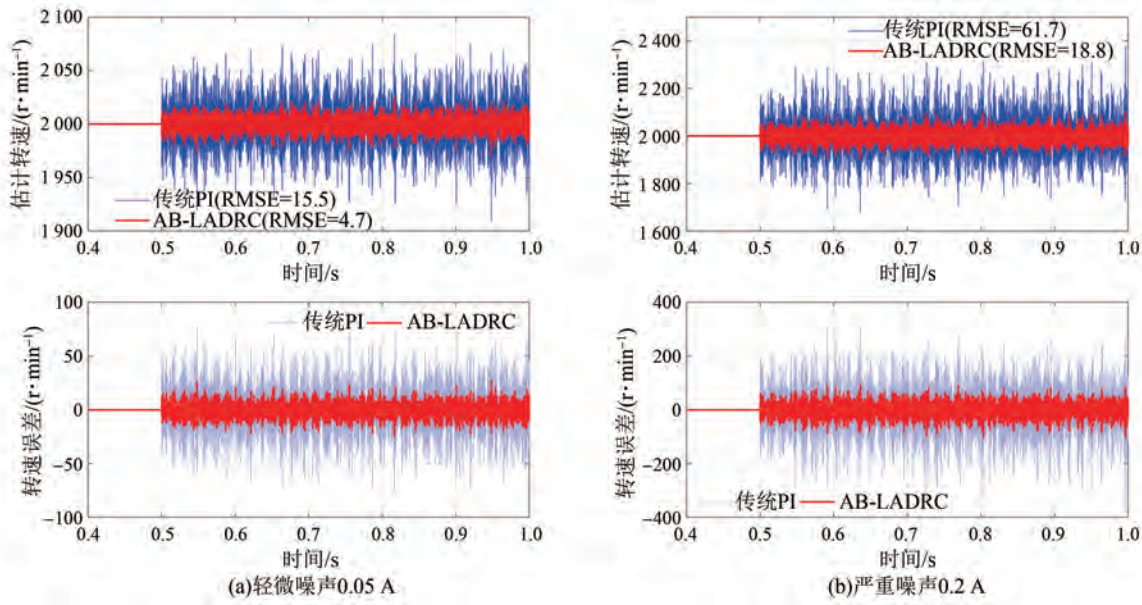


图 8　两种电流噪声水平下的转速跟踪结果

Fig. 8　Speed tracking results under different current noise levels

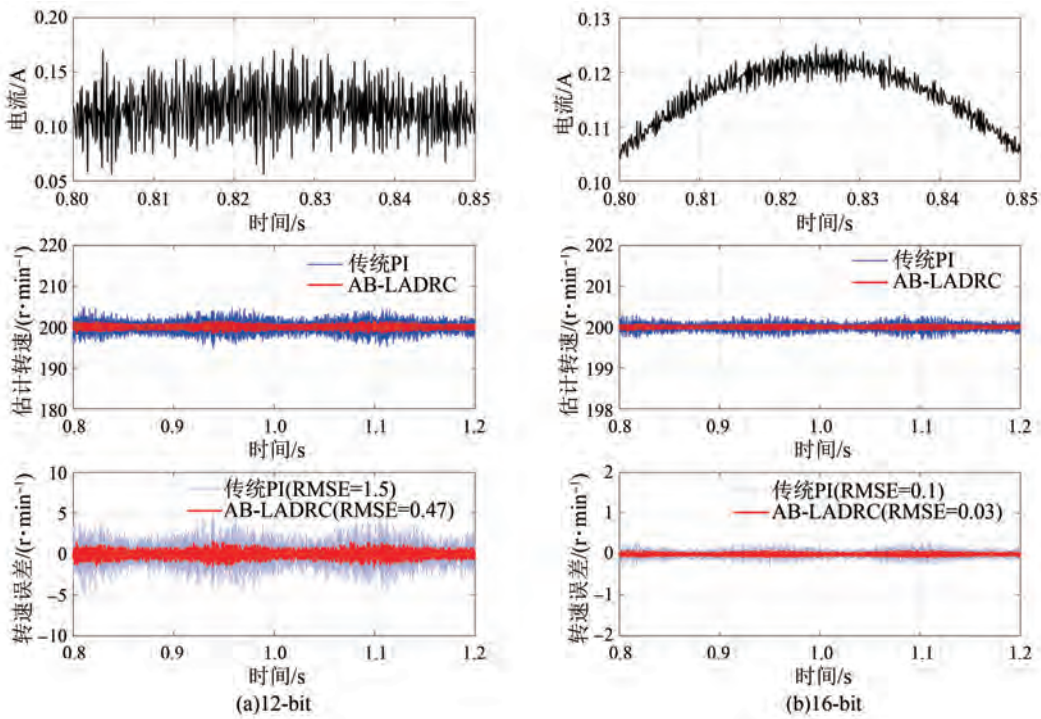


图 9　不同 ADC 分辨率下的相电流波形及转速跟踪效果对比

Fig. 9　Comparison of phase current waveforms and speed tracking performance under different ADC resolutions

直流分量。该偏置经 Park 变换后，在同步旋转坐标系表现为与电基波频率(f_e = 66.7 Hz)同频的交流扰动，并诱发系统在 33.3 Hz(0.5 倍基波)处产生非线性次谐波共振。

转速响应与频谱对比如图 10 所示。由图 10 可知，传统 PI 缺乏频段隔离能力，导致 33.3 Hz 处出现大幅振荡，系统趋于失稳；而 AB-LADRC 策略凭借自适应带宽分离形成的低通滤波特性，几乎完全消除了 66.7 Hz 的基波扰动，且将主导的 33.3 Hz 次谐波幅值大幅削弱了 78%，有效解决了

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

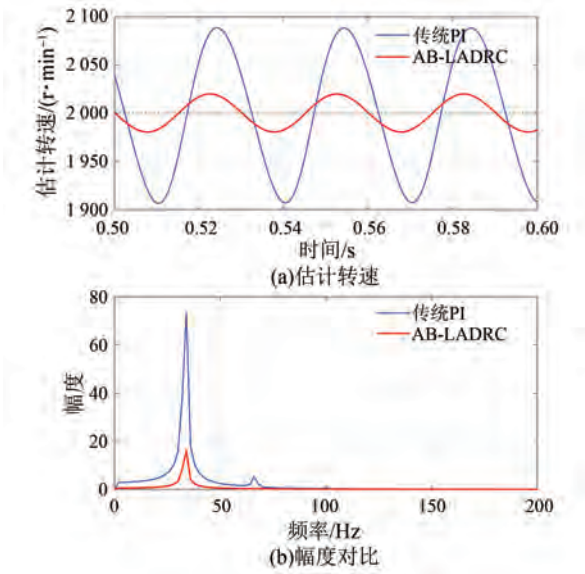


图 10 零点漂移下的转速响应与频谱分析对比

Fig. 10 Speed response and spectrum analysis under zero drift

复杂非线性频率耦合干扰问题。

4 结语

针对 PMSM 无位置控制系统中,非理想采样信号易导致虚拟坐标系定向偏离,且传统 PI-PLL 难以兼顾动态跟踪与噪声抑制的带宽耦合矛盾,本文提出一种基于 AB-LADRC 的位置观测策略。该策略利用三阶 LESO 将测量回路中的多源干扰视为总扰动进行主动补偿,并配合自适应带宽机制动态优化系统的频域特性。试验验证该方法有效增强了 PMSM 在复杂电磁与低精度采样工况下的鲁棒性,为协作机器人关节等空间受限系统在低成本硬件条件下实现可靠运行提供了可行的纯软件算法方案。具体结论如下。

(1)前馈补偿机制抑制了负载突变,将转速跌落限制在仅 7 r/min,恢复时间缩短至 40 ms 以内;

(2)在强噪声工况下,转速估算的 RMSE 下降约 70%;

(3)在 12 位低分辨率采样下,转速估算纹波被限制在±1.59 r/min 以内;

(4)零点漂移引发的次谐波低频脉动幅值衰减了 78%。

利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors disclose no relevant conflict of interests.

作者贡献

孙昊天负责研究设计、理论分析、仿真验证及论文撰写,谢芳负责研究指导、论文修改与审核。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

Sun Haotian was responsible for research design, theoretical analysis, simulation verification, and manuscript writing. Xie Fang was responsible for research guidance, as well as the revision and review of the manuscript. All authors have read and approved the final manuscript of the paper for submission.

参 考 文 献

[1] 蔡舒迟, 张志锋. 基于非线性扩张状态观测器的低参数敏感度 PMSM 无模型控制研究[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(2): 192-200.
Cai S C, Zhang Z F. Research on model-free control of PMSM with low parameter sensitivity based on nonlinear extended state observer [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(2): 192-200.

[2] 马雨新, 赵朝会. 基于相位超前校正 LESO 的 PMSM 无位置传感器控制研究[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(7): 778-787.
Ma Y X, Zhao C H. Research on PMSM sensorless control of LESO based on phase lead correction [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(7): 778-787.

[3] 宋建国, 胡玉博, 曹伟杰, 等. 基于自适应全阶滑模观测器的 PMSM 无传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2026, 53(3): 226-235.
Song J G, Hu Y B, Cao W J, et al. PMSM sensorless control based on adaptive full-order sliding mode observer [J]. Electric Machines & Control Application, 2026, 53(3): 226-235.

[4] 赵金涛, 郭凯凯, 高雄, 等. 基于电流矢量分析的 PMSM 系统开路故障诊断方法[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(1): 64-73.
Zhao J T, Guo K K, Gao X, et al. Open-circuit fault diagnosis method for PMSM systems based on current vector analysis [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(1): 64-73.

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

[5] 郑涛，林晓刚，陈伟，等. 面向转子机械位置无传感技术的非对称磁障和隔磁桥 IPMSM 设计[J]. 电机与控制应用，2025，52(2)：181-191.
Zheng T，Lin X G，Chen W，et al. Design of IPMSM with asymmetric magnetic barriers and magnetic bridges for rotor mechanical position sensorless technology [J]. Electric Machines & Control Application，2025，52(2)：181-191.

[6] 陈龙威，吴娟. 永磁外转子提升机时变负载无位置传感器控制研究[J]. 工矿自动化，2026，52(2)：117-124+151.
Chen L W，Wu J. Sensorless control of permanent magnet external rotor hoist under time-varying load [J]. Industry and Mine Automation，2026，52(2)：117-124+151.

[7] 梅谦，蔡辉. 一种互感耦合下的 SRM 无位置传感器控制策略[J]. 微特电机，2026，54(3)：48-53.
Mei Q，Cai H. A sensorless control strategy for switched reluctance motor under mutual inductance coupling [J]. Small & Special Electrical Machines，2026，54(3)：48-53.

[8] 曲美霖，何龙，汪凤翔. 基于 MAF 的永磁同步电机低速无位置传感器控制[J/OL]. 组合机床与自动化加工技术，2026-03-13. https://link. cnki. net/urlid/21. 1132. tg. 20260312. 1619. 008.
Qu M L，He L，Wang F X. A low-speed sensorless control strategy for permanent magnet synchronous motors based on MAF [J/OL]. Modular Machine Tool & Automatic Manufacturing Technique，2026-03-13. https://link. cnki. net/urlid/21. 1132. tg. 20260312. 1619. 008.

[9] 王丽梅，郭庆鼎. 永磁同步电动机的无传感器控制技术[J]. 伺服控制，2005(5)：18-22.
Wang L M，Guo Q D. Sensorless control technology of permanent magnet synchronous motor [J]. Servo Control，2005，(5)：18-22.

[10] 谢仕宏，魏自强，吕毓. 基于 NFTSM 与 STRL 滑模观测器的 PMSM 无位置传感器控制[J/OL]. 组合机床与自动化加工技术，2026-03-11. https://link. cnki. net/urlid/21. 1132. TG. 20260311. 0946. 006.
Xie S H，Wei Z Q，Lyu Y. PMSM sensorless control based on NFTSM and STRL sliding mode observer [J/OL]. Modular Machine Tool & Automatic Manufacturing Technique，2026-03-11. https://link. cnki. net/urlid/21. 1132. TG. 20260311. 0946. 006.

[11] 张少华，周林，柯柏杰，等. 大启动转矩高动态响应无位置传感器变频调速控制技术研究[J]. 船电技术，2026，46(3)：23-27.
Zhang S H，Zhou L，Ke B J，et al. Research on high dynamic response with high starting torque of PMSM based on sensorless control strategy [J]. Marine Electric & Electronic Technology，2026，46(3)：23-27.

[12] 曹晓栋，张团善，史哲涵. 永磁同步电机扰动补偿自适应连续非奇异快速终端滑模控制[J/OL]. 探测与控制学报，2026-03-20. https://link. cnki. net/urlid/61. 1316. tj. 20260319. 1847. 002.
Cao X D，Zhang T S，Shi Z H. Adaptive continuous non-singular fast terminal sliding mode control with disturbance compensation for PMSM [J/OL]. Journal of Detection & Control，2026-03-20. https://link. cnki. net/urlid/61. 1316. tj. 20260319. 1847. 002.

[13] 贺延周，黄佳. 永磁同步电机超螺旋滑模控制器设计及调速研究[J]. 防爆电机，2026，61(2)：14-17.
He Y Z，Huang J. Design and speed regulation research of super-twisting sliding mode controller for PMSM [J]. Explosion-Proof Electric Machine，2026，61(2)：14-17.

[14] 帅一辉，马家庆，詹玉，等. PMSM 的指幂切换趋近律高阶滑模观测器控制研究[J/OL]. 电子测量技术，2026-04-07. https://link. cnki. net/urlid/11. 2175. TN. 20260403. 1943. 002.
Shuai Y H，Ma J Q，Zhan Y，et al. Research on high-order sliding mode observer control for PMSM with power switching approaching law [J/OL]. Electronic Measurement Technology，2026-04-07. https://link. cnki. net/urlid/11. 2175. TN. 20260403. 1943. 002.

[15] 周立鹏，曹洪奎，马际洋，等. 基于模糊新型趋近律的永磁同步电机抗干扰滑模控制[J]. 电工电气，2026(3)：1-6+47.
Zhou L P，Cao H K，Ma J Y，et al. Anti-disturbance sliding mode control for PMSM based on novel fuzzy reaching law [J]. Electrotechnics Electric，2026(3)：1-6+47.

[16] 陈振，刘向东，靳永强，等. 采用扩展卡尔曼滤波磁链观测器的 PMSM 直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报，2008，28(33)：75-81.

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

Chen Z, Liu X D, Jin Y Q, et al. Direct torque control of permanent magnet synchronous motors based on extended Kalman filter observer of flux linkage [J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(33): 75-81.

[17] 李宁, 郝成, 姚征, 等. 基于自适应二阶广义积分器的 PMSM 无传感器控制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2023(2): 164-168.
Li N, Hao C, Yao Z, et al. PMSM without sensor control based on adaptive second-order broad integration [J]. Modular Machine Tool & Automatic Manufacturing Technique, 2023(2): 164-168.

[18] 孙旭霞, 刘博. 基于 EKF 的 PMSM 无传感器控制及滤波参数选取[J]. 微特电机, 2011, 39(5): 39-41+46.
Sun X X, Liu B. PMSM sensorless controling and filter parameter selection based on EKF [J]. Small & Special Electrical Machines, 2011, 39(5): 39-41+46.

[19] Li H, Wang S T, Xie Y L, et al. Virtual reference-based fuzzy noncascade speed control for PMSM systems with unmatched disturbances and current constraints [J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2023, 31(12): 4249-4261.

[20] Meng X, Ge B J, Wang M X, et al. A sensorless control method for PMSM utilizing a virtual coordinate system approach [C]// 2025 IEEE 8th International Electrical and Energy Conference, Changsha, China, 2025: 669-674.

[21] 暴杰. 基于虚拟坐标法的 PMSM 无传感驱动控制系统研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2009.
Bao J. Research on sensorless drive and control system for PMSM based on fictitious reference frame [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2009.

[22] 艾星全, 肖岚, 伍群芳. 基于谐波注入的双三相 PMSM 全转矩范围最小铜耗缺相容错控制策略[J]. 电工技术学报, 2025, 40(10): 3157-3169.
Ai X Q, Xiao L, Wu Q F. Fault-tolerant control strategy of open-phase fault with minimum loss in full torque operation range for DTP-PMSM based on harmonic current injection [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(10): 3157-3169.

[23] 白海军, 郭庆鼎. PMSM 伺服系统 PI 控制器增益自动校正方法[J]. 沈阳工业大学学报, 2003, 25(6): 476-478.
Bai H J, Guo Q D. Gain self-tuning methods of PI controllers for PMSM drivers [J]. Journal of Shenyang University of Technology, 2003, 25(6): 476-478.

[24] 袁臣虎, 王岁, 刘晓明, 等. 基于 PMSM 的 EPS 系统电流传感器零点误差在线标定策略研究与调控实现[J]. 电工技术学报, 2018, 33(15): 3635-3643.
Yuan C H, Wang S, Liu X M, et al. On line calibration strategy and regulation implementation of eps system current sensor zero error based on PMSM [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(15): 3635-3643.

[25] 孙凯, 许镇琳, 邹积勇. 基于自抗扰控制器的永磁同步电机无位置传感器矢量控制系统[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(3): 18-22.
Sun K, Xu Z L, Zou J Y. A novel approach to position senseorless vector control of PMSM based on active-disturbance rejection controller [J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(3): 18-22.

收稿日期:2026-04-11
收到修改稿日期:2026-07-07

作者简介:

孙昊天(2000—),男,硕士研究生,研究方向为电气控制,z23301192@ stu.ahu.edu.cn;

*通信作者:谢 芳(1977—),女,博士,副教授,研究方向为电机控制技术,xiefang@ ahu.edu.cn。

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.