

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2513681

基于锁相环的异步电机无速度传感器矢量控制*

姬娟娟¹, 崔彦良¹, 王开云²

(1. 兰州交通大学机电工程学院 兰州 730070; 2. 西南交通大学轨道交通运载系统全国重点实验室 成都 610031)

摘要:提出一种基于滑模观测器和锁相环的无速度传感器矢量控制方案,用于异步电机的转子磁链和速度估计。传统滑模观测器在磁链估计中表现良好,但其滑模特性易导致抖振,影响系统稳定性和控制精度。为此,在超螺旋滑模观测器的基础上应用于异步电机的电流和磁链观测,并结合预滤波器进行改进,以减少高频抖振,提高磁链估计的平滑性和相位角精度,增强对电机参数变化和谐波干扰的适应性。预滤波器能够有效削弱高频噪声对观测结果的影响,提高磁链估计的准确性,使系统在不同运行条件下均能保持良好的动态性能。针对速度估计,采用改进的锁相环,通过优化结构,提高其中低速和变速运行条件下的速度跟踪能力,并有效消除频率斜坡输入下的稳态误差,确保速度估计的高精度和动态响应速度。此外,改进的锁相环能够增强系统对电机运行状态的适应性,使速度观测更加稳定可靠,提高系统的控制性能和抗干扰能力。实验结果表明,与传统滑模观测器方案相比,该方法大大减少了磁链波形的失真,有效提升了系统的鲁棒性。同时,该方法在不同运行工况下均表现出优异速度跟踪性能,不仅提高了无速度传感器矢量控制的精度,还增强了电机运行的可靠性。

关键词: 异步电机; 滑模观测器; 锁相环; 预滤波器; 转速估计

中图分类号: TP273 TH137 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 410·15

Sensorless vector control of induction motors based on phase-locked loop

Ji Juanjuan¹, Cui Yanliang¹, Wang Kaiyun²

(1. School of Mechanical and Electrical Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China;

2. State Key Laboratory of Rail Transit Vehicle System, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: This paper presents a sensorless vector control strategy that utilizes a sliding mode observer (SMO) and a phase-locked loop (PLL) for rotor flux and speed estimation in induction motors. While traditional SMOs excel in flux estimation, they tend to suffer from chattering due to their inherent switching characteristics, which can compromise system stability and control precision. To overcome this limitation, the paper introduces a super-twisting SMO for current and flux observation and enhances it by incorporating a pre-filter to mitigate high-frequency chattering. This improvement enhances the smoothness and phase angle accuracy of flux estimation, increases adaptability to motor parameter variations, and reduces the impact of harmonic disturbances. The pre-filter effectively suppresses high-frequency noise, improving flux estimation accuracy and ensuring robust dynamic performance across varying operating conditions. For speed estimation, an enhanced PLL is proposed, with an optimized structure to improve frequency tracking at low and variable speeds, while effectively eliminating steady-state errors in ramp frequency inputs. This results in high-precision speed estimation and rapid dynamic response. Additionally, the enhanced PLL improves the system's adaptability to motor operating conditions, ensuring more stable and reliable speed observation and boosting control performance and disturbance rejection capability. Experimental results demonstrate that the proposed method reduces flux waveform distortion by about 20% compared to conventional SMO-based methods, significantly enhancing system robustness. The method shows excellent performance across various operating conditions, not only improving sensorless vector control accuracy but also enhancing motor reliability, providing a practical and effective solution for engineering applications.

Keywords: induction motor; SMO; PLL; pre-filter; speed estimation

0 引言

异步电机因其坚固性、简单的结构和较高的性价比,广泛应用于工业自动化领域。高性能的矢量控制技术要求准确估计转子磁链角和转速。传统的控制方法通常依赖于机械传感器,这不仅增加了系统成本和复杂性,也可能在恶劣环境中导致故障。无传感器控制方法通过直接从电机的电气信号中估算转速和磁链角,提供了一种替代方案^[1-2]。然而,磁链角估计失真、观测器抖振以及转速估计的误差等问题,仍然在实际应用中产生障碍。

滑模观测器(sliding mode observer, SMO)因其对系统不确定性和外部扰动的鲁棒性,在电机矢量控制中得到广泛应用。然而,传统的滑模观测器在低速运行时,由于对噪声和不确定性的敏感性,容易产生较大的磁链角估计误差^[3]。此外,静态增益的滑模观测器在面对系统动态变化时表现出一定的局限性^[4]。因此,如何减少抖振现象并提高磁链估计精度,尤其在动态和低速工况下,仍然是一个需要解决的难题。

在磁链估计中,波形失真和参数变化常导致估计精度下降。部分研究尝试通过单侧屏蔽效应^[5]或低通滤波器^[6-7]等手段缓解失真问题,但这些方法可能会引入相位延迟,且在处理高频干扰时效果有限。如何有效抑制磁链波形的失真,并保持估计精度,仍然是一个重要的研究方向。此外,传统方法在高速运行时的鲁棒性不足,容易受到噪声和参数变化的影响,导致估计结果的精度下降。因此,如何在广泛的运行范围内保持估计的稳定性和精度,是进一步提升无传感器控制系统性能的关键所在。

转速估计是无传感器矢量控制中的另一个关键问题。传统的锁相环(phase-locked loop, PLL)方法在稳态条件下可能存在误差,并且在动态变化的情况下,转速估计的准确性较低。尽管一些改进型PLL,如双二阶广义积分器锁相环(dual second-order generalized integrator PLL, DSOGI-PLL),在响应性能上有所提升^[8-10],但仍然面临着参数调节复杂、计算量大的问题。因此,开发一种高效且鲁棒的速度估计方法,尤其在快速动态变化条件下,仍然是一个亟待解决的挑战。

在以上研究基础上,研究了改进型超螺旋滑模观测器与改进型锁相环相结合的方法,旨在解决无传感器矢量控制中磁链估计失真以及速度估计精度低等问题。主要的贡献包括:1)提出了结合预滤波器和改进超螺旋滑模观测器(improved super-twisting SMO, IST-SMO)的方案,旨在抑制观测器抖振,减少磁链波形失真,并在多种动态运行条件下提升磁链估计的精度;2)提出了改进型锁相环(improved PLL, IPLLL)设计,拟解决传统PLL在

快速动态变化条件下的稳态误差和响应延迟问题,确保在变速环境中的高精度速度估计。通过这些创新,为无速度传感器矢量控制提供了更加鲁棒和高效的解决方案,尤其在处理系统不确定性和高频干扰时,展现出更强的适应能力和精确性。

1 间接转子磁场定向控制的基本原理

在间接转子磁场定向控制方案中,首先需要建立异步电机的数学模型,并基于该模型推导出相应的控制公式。将介绍异步电机的数学模型,并给出相关的定子电压和转子电压方程。

1.1 异步电机模型

异步电机的数学建模采用了经典的 d - q 轴坐标变换方法^[11-12]。在该模型中,在 d 轴和 q 轴上的定子电压和转子电压如式(1)~(4)所示。

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \quad (1)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} - \omega_s \varphi_{sd} \quad (2)$$

$$u_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rq} \quad (3)$$

$$u_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd} \quad (4)$$

式中: $u_{sd}, u_{sq}, u_{rd}, u_{rq}$ 是定子和转子在 d - q 轴上的电压; $i_{sd}, i_{sq}, i_{rd}, i_{rq}$ 是定子和转子在 d - q 轴上电流; $\varphi_{sd}, \varphi_{sq}, \varphi_{rd}, \varphi_{rq}$ 是定子和转子在 d - q 轴上的磁链; R_s, R_r 是定子和转子电阻; ω_s 和 ω_r 是同步角速度和转子角速度。

参考文献[13]中电机的机电方程和电磁转矩方程分别由式(5)和(6)表示为:

$$T_e = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r + T_L \quad (5)$$

$$T_e = J \frac{n_p L_m}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \quad (6)$$

1.2 间接转子磁链定向控制

异步电机采用转子磁链定向策略,使转矩和磁链能够像直流电机一样实现独立控制。这需要使用与转子磁链空间矢量同步的 d - q 旋转坐标系,并将其对准 d 轴。转子磁链可以表示为: $\varphi_{rd} = \varphi_r, \varphi_{rq} = 0$ 。电磁转矩式(6)可以重写为式(7),即:

$$T_e = \frac{n_p L_m}{L_r} \varphi_r i_{sq} = \frac{n_p}{R_r} \varphi_i^2 \omega_{sl} \quad (7)$$

式中:滑差角速度 ω_{sl} 计算公式为 $\omega_{sl} = \frac{L_m i_{sq}}{T_r |\hat{\varphi}_r|}$ 。

2 滑模观测器的设计

为了估算转子磁链角并进行旋转变换,设计了一种滑模观测器。该方法的优势是无需依赖电机参数,避免了因参数变化导致的不确定性,从而增强了系统的稳定性。在矢量控制系统中,改进的滑模观测器结合预滤波器,有效抑制了磁链估算过程中的干扰和滑模抖振,提高了速度估计的精度和整体系统的鲁棒性。

2.1 传统滑模观测器的设计

在静止的 $\alpha\text{-}\beta$ 参考系下,异步电机的定子电流和转子磁链可描述为式(8)和(9):

$$\frac{d}{dt}\mathbf{i}_s = -\frac{R_s}{\sigma L_s}\mathbf{i}_s + \frac{1}{\sigma L_s}\mathbf{u}_s - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} - \frac{d}{dt}\boldsymbol{\varphi}_r \quad (8)$$

$$\frac{d}{dt}\boldsymbol{\varphi}_r = \frac{L_m}{T_r}\mathbf{i}_s - \left(\frac{1}{T_r} - \mathbf{J}\omega_r\right)\boldsymbol{\varphi}_r \quad (9)$$

式中: $\mathbf{u}_s = [u_{s\alpha} \ u_{s\beta}]^T$, $\mathbf{i}_s = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^T$ 和 $\boldsymbol{\varphi}_r = [\varphi_{r\alpha} \ \varphi_{r\beta}]^T$ 分别表示 $\alpha\text{-}\beta$ 轴上的定子电压、电流和转子磁链; L_s , L_r 和 L_m 分别为定子、转子自感和互感; $T_r = L_r/R_r$ 为转子时间常数。由此,式(8)和(9)可重新写为式(10)和(11)。

$$\frac{d}{dt}\mathbf{i}_s = -a_1\mathbf{i}_s - b\frac{d}{dt}\boldsymbol{\varphi}_r + c\mathbf{u}_s \quad (10)$$

$$\frac{d}{dt}\boldsymbol{\varphi}_r = a_2\mathbf{i}_s - \zeta\boldsymbol{\varphi}_r \quad (11)$$

式中: $a_1 = \frac{R_s}{\sigma L_s}$, $a_2 = \frac{L_m}{T_r}$, $b = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}$, $c = \frac{1}{\sigma L_s}$, $\zeta = \frac{1}{T_r} - \mathbf{J}\omega_r$, $\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$, $\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ 。

继续将式(8)和(9)改写为式(12)和(13),即:

$$\frac{d}{dt}\mathbf{i}_s = -a \cdot \mathbf{i}_s + b\zeta\boldsymbol{\varphi}_r + c\mathbf{u}_s \quad (12)$$

$$\frac{d}{dt}\boldsymbol{\varphi}_r = a_2\mathbf{i}_s - \zeta\boldsymbol{\varphi}_r \quad (13)$$

式中: $a = a_1 + b \cdot a_2$ 。由此可见,定子电流和转子磁链的微分方程均包含速度相关的交叉耦合项。为了实现无传感器矢量控制,必须消除这些包含速度信息的交叉耦合项。滑模观测器为解决该问题提供了一种有效的方案。通过滑模函数代替定子电流和转子磁链中的耦合项,可以构造定子电流和转子磁链的滑模观测器。

滑模观测器能够在不依赖电机参数的情况下获得转子磁链信息,从而避免因参数变化引起的估算误差。通过滑模函数替换耦合项,其构造的定子电流和转子磁链的观测值表示为式(14)~(16)。

$$\frac{d}{dt}\hat{\mathbf{i}}_s = -a \cdot \hat{\mathbf{i}}_s + b\mathbf{K} + c\mathbf{u}_s \quad (14)$$

$$\frac{d}{dt}\hat{\boldsymbol{\varphi}}_r = a_2\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{K} \quad (15)$$

$$\mathbf{K} = \zeta\boldsymbol{\varphi}_r \quad (16)$$

式中: $\hat{\mathbf{i}}_s = [\hat{i}_{s\alpha} \ \hat{i}_{s\beta}]^T$ 为观测的定子电流; $\hat{\boldsymbol{\varphi}}_r = [\hat{\varphi}_{r\alpha} \ \hat{\varphi}_{r\beta}]^T$ 为观测的转子磁链; $\mathbf{K}$ 为滑模控制函数,且 $\mathbf{K} = [K_\alpha \ K_\beta]^T = [-\kappa \text{sgn}(\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}) - \kappa \text{sgn}(\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta})]^T$; $\text{sgn}(\cdot)$ 为符号函数。在传统滑模观测器中, κ 的取值直接影响滑模观测器向滑模面收敛的速度。提高 κ 的值可以加快收敛速度,但同时会引入严重的抖振问题。

基于滑模观测器转子磁链角计算公式如式(17)所示。

$$\hat{\theta} = \arctan\left(\frac{\hat{\varphi}_{r\beta}}{\hat{\varphi}_{r\alpha}}\right) \quad (17)$$

2.2 ST-SMO 设计

在传统滑模观测器方案中,滑模观测面函数的选择是滑模观测面临的主要挑战之一。为此,设计了一种新的 ST-SMO。具体而言,将超螺旋算法(super-twisting algorithm, STA)引入滑模观测器,以提升转子磁链角的估算性能。STA 模型的描述如式(18)和(19)^[8,14]所示。

$$\frac{d}{dt}\hat{x}_1 = f(\hat{x}_2) + \delta |x_1 - \hat{x}_1|^{0.5} \cdot \text{sgn}(x_1 - \hat{x}_1) \quad (18)$$

$$\frac{d}{dt}\hat{x}_2 = \gamma \cdot \text{sgn}(x_1 - \hat{x}_1) \quad (19)$$

其中, x_i , $\hat{x}_i$ ($i=1,2$), δ 和 γ 分别为系统的状态变量,观测到的状态变量,以及 STA 的增益系数。根据文献[8],当 STA 的增益满足有界条件 $\gamma > \Xi$ 时,可确保 STA 在有限时间内收敛。此条件可表示为式(20)。

$$\frac{4\Xi(\gamma + \Xi)}{\gamma^2(\gamma - \Xi)} < 1 \quad (20)$$

式中: Ξ 为正数。式(18)和(19)继续改为式(21)和(22),即:

$$\frac{d}{dt}\hat{i}_{s\alpha\beta} = b\zeta\varphi_{r\alpha\beta} + \delta |i_{s\alpha\beta} - \hat{i}_{s\alpha\beta}|^{0.5} \cdot \text{sgn}(i_{s\alpha\beta} - \hat{i}_{s\alpha\beta}) \quad (21)$$

$$\frac{d}{dt}\varphi_{r\alpha\beta} = \gamma \cdot \text{sgn}(i_{s\alpha\beta} - \hat{i}_{s\alpha\beta}) \quad (22)$$

上述公式表明,ST-SMO 以实际电流和估算电流之间的偏差作为滑模切换面,构造了以电流和转子磁链为状态变量的滑模观测器。ST-SMO 方法不仅提升了磁链角估算的精度,还具有更快的动态响应。显然,磁链估算无需依赖转速反馈或反电动势。这意味着 ST-SMO 能够直接估算转子磁链,避开了转速波动带来的影响。因此,ST-SMO 方案减少不可避免的干扰,如直流电压偏移和电机参数变化对磁链估算的影响。

2.3 改进 ST-SMO 设计

如前所述,ST-SMO 在磁链估算中受到逆变器驱动非线性和电机参数波动等干扰,导致估算结果不稳定。为减小谐波影响,原方案中加入了预滤波器。通过设计更有效的预滤波器,可以进一步平滑信号、抑制高频噪声,从而提高磁链估算精度。

预滤波器通常为低通滤波器,能够在谐波环境中提升估算质量。合理选择截止频率,能有效去除干扰谐波,改善估算性能。因此,设计了二阶低通滤波器,其传递函数如式(23)所示^[15]。

$$H(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_c s + \omega_c^2} \quad (23)$$

其中, ω_c 为滤波器的截止频率,决定了其衰减高频分量的能力。通过双线性变换,可将该传递函数转换为离散时间系统的差分方程形式。经过离散化,二阶预滤波器的差分方程可表示为式(24)。

$$\begin{aligned} \hat{\varphi}_{ra\beta}(n) = & b_0 \hat{\varphi}_{ra\beta}(n) + b_1 \hat{\varphi}_{ra\beta}(n-1) + b_2 \hat{\varphi}_{ra\beta}(n-2) - \\ & a_1 \hat{\varphi}_{ra\beta}(n-1) - a_2 \hat{\varphi}_{ra\beta}(n-2) \end{aligned} \quad (24)$$

其中, b_0 、 b_1 、 b_2 、 a_1 和 a_2 为与滤波器截止频率和采样频率相关的系数; $\hat{\varphi}_{ra\beta}(n)$ 表示滤波后当前转子磁链值; $\hat{\varphi}_{ra\beta}(n-1)$ 和 $\hat{\varphi}_{ra\beta}(n-2)$ 表示滤波后历史转子磁链值。

图1显示了预滤波器的有效性,滤波前后转子磁链变化明显。未滤波时,转子磁链失真严重,而应用预滤波器后,转子磁链波形显著改善,表明改进的 ST-SMO 方案在抑制谐波方面表现优异。

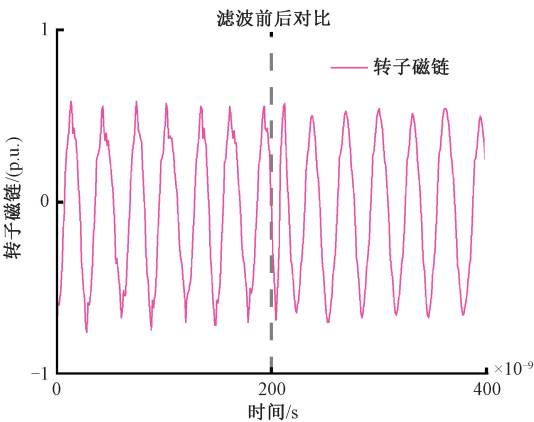


图1 转子磁链滤波前后对比

Fig. 1 Comparison of rotor flux before and after filtering

3 锁相环估计转速

通过 SMO 可估算转子磁链并计算磁链角,但其中的除法操作易引入高频抖动,导致速度估计误差。低通滤波虽能缓解该问题,但会增加误差。改进的 SMO 虽能减

小抖动,但效果有限。相比之下,PLL 具有高精度的相位跟踪。

3.1 传统 PLL 方案

在异步电机驱动系统中,传统 PLL 方案可以通过式(25)估算出转子转速。

$$\hat{\omega}_r = \hat{\omega} - \omega_{sl} \quad (25)$$

式中: $\hat{\omega}_r$ 、 $\hat{\omega}$ 和 ω_{sl} 分别表示转子转速、PLL 方案估计磁链角求导后的同步转速和滑差转速。

传统 PLL 磁链角估算方法如图2所示。

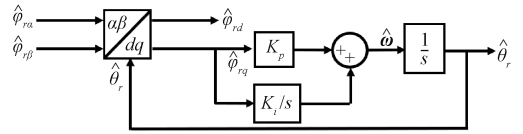


图2 传统 PLL 磁链角估算

Fig. 2 Block diagram of traditional PLL rotor flux angle estimation

根据图2,可以获得传统 PLL 方案的开环传递函数为式(26)^[16-18]。

$$G_{ol}^{PLL}(s) = \frac{\hat{\theta}_r}{\theta_r - \hat{\theta}_r} = \frac{\hat{\theta}_r}{\theta_e} = \hat{\varphi}_{rq} \frac{K_p s + K_i}{s^2} \quad (26)$$

为了进一步分析性能,图3给出基于锁相环方案信号模型。

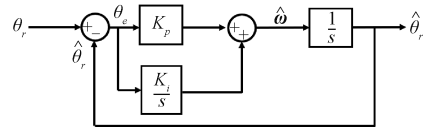


图3 传统 PLL 信号模型

Fig. 3 Block diagram of typical PLL signal model

锁相环方案相位误差传递函数为式(27)。

$$G_e^{PLL}(s) = \frac{1}{1 + G_{ol}^{PLL}(s)} = \frac{s^2}{s^2 + K_p \hat{\varphi}_{rq} s + K_i \hat{\varphi}_{rq}} \quad (27)$$

在 PLL 方案中,利用3种不同的输入信号来验证其性能,即相位跳变 $\theta_1(s)$ 、频率跳变 $\theta_2(s)$ 和频率斜坡 $\theta_3(s)$, 这些输入信号可以表示为式(28)。

$$\begin{cases} \theta_1(s) = \frac{m}{s} \\ \theta_2(s) = \frac{n}{s^2} \\ \theta_3(s) = \frac{h}{s^3} \end{cases} \quad (28)$$

式中: m 、 n 和 h 是输入信号的增益。通过将这些输入信号代入误差传递函数,可以表达实际磁链角与估算磁链角相位之间的误差为式(29)~(31)。

$$\Delta\theta_1(s) = \frac{m}{s} G_e^{PLL} = \frac{ms}{s^2 + K_p \hat{\varphi}_{rq} s + K_i \hat{\varphi}_{rq}} \quad (29)$$

$$\Delta\theta_2(s) = \frac{n}{s^2} G_e^{PLL} = \frac{n}{s^2 + K_p \hat{\varphi}_{rq} s + K_i \hat{\varphi}_{rq}} \quad (30)$$

$$\Delta\theta_3(s) = \frac{h}{s^3} G_e^{PLL} = \frac{h}{s^2 + K_p \hat{\varphi}_{rq} s + K_i \hat{\varphi}_{rq}} \quad (31)$$

应用终值定理, 稳态误差表示为式(32)~(34)。

$$\Delta\theta_1^{ess}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \Delta\theta_1(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{ms^2}{s^2 + K_p \hat{\varphi}_{rq} s + K_i \hat{\varphi}_{rq}} = 0 \quad (32)$$

$$\Delta\theta_2^{ess}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \Delta\theta_2(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sn}{s^2 + K_p \hat{\varphi}_{rq} s + K_i \hat{\varphi}_{rq}} = 0 \quad (33)$$

$$\Delta\theta_3^{ess}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \Delta\theta_3(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{h}{s^2 + K_p \hat{\varphi}_{rq} s + K_i \hat{\varphi}_{rq}} = \frac{h}{K_i \hat{\varphi}_{rq}} \neq 0 \quad (34)$$

根据式(32)~(34), PLL 方案在相位和频率跳变时能准确估算相位, 但当输入信号为频率斜坡时, 估算误差增大。虽然增大增益可减小相位误差, 但可能影响 PLL 的动态响应。在电机速度控制中, 频繁加减速操作可能导致估算误差, 因此提升 PLL 在速度动态跟踪方面的性能, 对无速度传感器矢量控制至关重要。

3.2 改进 PLL 方案

由于传统 PLL 方案无法准确跟踪频率斜坡信号, 因此设计了一种改进的 PLL 方案, 以解决频率斜坡问题并提升速度估算性能。图 4 为改进 PLL 信号模型。

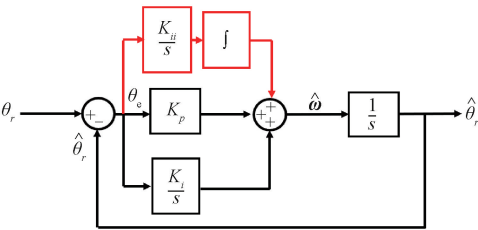


图 4 改进 PLL 信号模型

Fig. 4 Block diagram of improved PLL signal model

如图 4 所示, 改进 PLL 方案开环传递函数表示为式(35)。

$$G'_{ol}(s) = \frac{\hat{\theta}_r}{\theta_r - \hat{\theta}_r} = \hat{\varphi}_{rq} \frac{K_p s^2 + K_i s + K_{ii}}{s^3} \quad (35)$$

其中, K_{ii} 为正增益。随后, 可以得到改进 PLL 方案的相位误差传递函数为式(36)。

$$G'_e(s) = \frac{1}{1 + G'_{ol}(s)} = \frac{s^3}{s^3 + K_p \hat{\varphi}_{rq} s^2 + K_i \hat{\varphi}_{rq} s + K_{ii} \hat{\varphi}_{rq}} \quad (36)$$

此时, 当输入信号为频率斜坡时, 相位误差为式(37)。

$$\Delta\theta'_3(s) = \frac{h}{s^3} G'_e = \frac{h}{s^3 + K_p \hat{\varphi}_{rq} s^2 + K_i \hat{\varphi}_{rq} s + K_{ii} \hat{\varphi}_{rq}} \quad (37)$$

通过应用终值定理, 可以得到输入为频率斜坡信号时的相位稳态估算误差为式(38)。

$$\Delta\theta'_3(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \Delta\theta'_3(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sh}{s^3 + K_p \hat{\varphi}_{rq} s^2 + K_i \hat{\varphi}_{rq} s + K_{ii} \hat{\varphi}_{rq}} = 0 \quad (38)$$

通过上述改进, PLL 方案能够在频率斜坡信号条件下准确估算磁链角。然而, 估算磁链角需要反馈至 PLL 方案, 如果反馈的估算值存在较大误差, 将引入偏差并影响速度估算精度。反之, 若估算信号不准确, 也会降低 PLL 方案的速度估算精度。

4 实验结果分析

为验证提出的理论方法和改进算法有效性, 搭建基于 STM32F407 控制板的实验平台, 如图 5 所示。

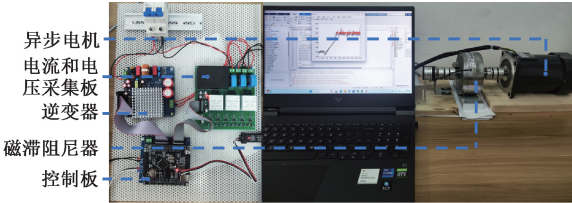


图 5 实验测试平台

Fig. 5 Experimental test setup

实验平台由异步电机、磁滞阻尼器、电压电流采集板、逆变器和 ARM 控制板等硬件组成, 使用的异步电机为三角形接法, 其参数见表 1。实验通过对比传统 SMO 结合 PLL 方案 (SMO-PLL) 和改进的 IST-SMO 结合改进的 IPLL 方案 (IST-SMO-IPLL), 评估了改进方案在速度估计精度和动态控制性能上的提升。

表 1 电机参数
Table 1 Motor parameters

参数	数值	参数	数值
额定功率/W	250	R_s/Ω	6.60
额定电压/V	220	R_r/Ω	7.31
额定频率/Hz	50	L_s/H	0.38
极对数	2	L_r/H	0.37
额定转速/($\text{r} \cdot \text{min}^{-1}$)	1 350	L_m/H	0.75
采样时间/s	1×10^{-3}	$J/(\text{kg} \cdot \text{m}^{-2})$	0.019

4.1 矢量控制性能分析

矢量控制是异步电机实现高性能运行的核心技术之一, 通过将三相电流转化为定向的 d - q 轴分量, 分别控制转矩和磁场, 实现精确调节。在无速度传感器条件下, 基

于锁相环的矢量控制可替代编码器检测,高精度估计转速和磁链,提高系统可靠性和经济性。为验证其整体性能,需通过实验深入分析说明。

从图6可见,电机启动阶段锁相环估计转速存在波动,未能迅速跟踪目标转速,主要受数据采集误差和电机参数初始设定影响。然而,启动后无论目标转速如何变化,估计转速均能较好跟随实际转速,曲线平滑无明显滞后。实验表明,锁相环算法在正常运行状态下具备良好的鲁棒性和可靠性,为无速度传感器矢量控制提供稳定的转速信息支持。

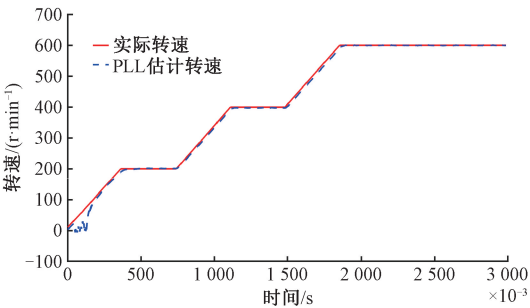
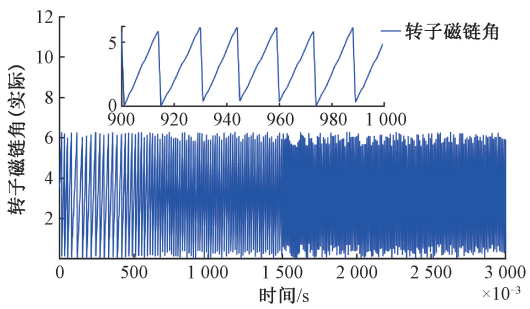


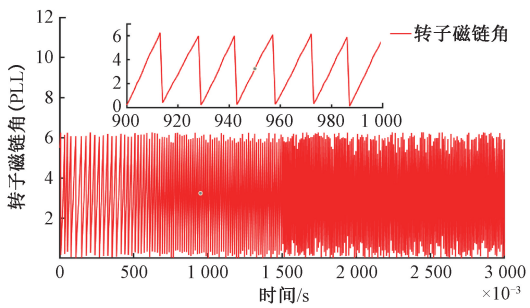
图6 参考转速和 PLL 估计转速

Fig. 6 Comparison of reference speed and PLL estimated speed

图7(a)和(b)分别展示了目标转速下的实际转子磁链角和锁相环估计值。对比可见,估计磁链角与实际磁链角变化趋势高度一致,稳态阶段偏差极小,且在动态变化时,估计值能迅速调整跟随实际磁链角。这表明锁相环算法在磁链角估计上具有较高的精度和响应速度,验证了其在矢量控制中的有效性。



(a)实际磁链角
(a) Actual flux angle

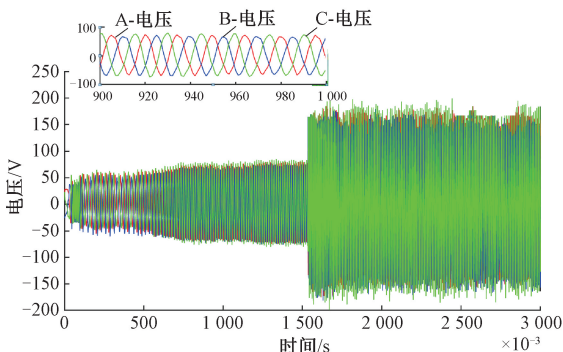


(b)PLL估计
(b) PLL estimation

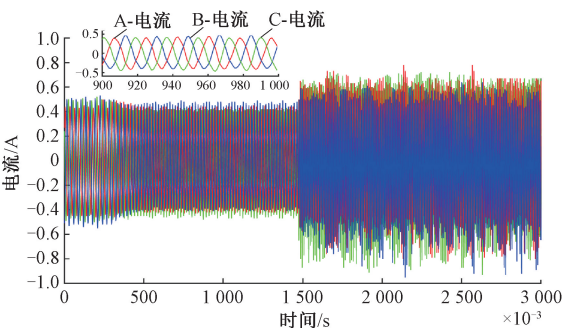
图7 转子磁链角

Fig. 7 Rotor flux angle estimation

从图8(a)和(b)的三相电压和电流波形可以看出,系统输出的三相电压具有良好的正弦特性,幅值和频率与运行状态匹配,证明逆变器能准确输出期望电压信号。三相电流波形同样表现出清晰的正弦特性,频率与目标转速相符,进一步验证了矢量控制算法的可靠性和系统稳定性。



(a)电压
(a) Voltage



(b)电流
(b) Current

图8 异步电机的电压和电流

Fig. 8 Voltage and current of induction motor

图9显示了 d - q 轴电流的变化情况,其中 d 轴电流(励磁分量)稳定,而 q 轴电流(转矩分量)随目标转速变化调整,表明成功实现了电流解耦。通过矢量变换将三相电流转化为 dq 坐标系下的直流分量,简化了控制计算,并提升了系统的响应速度和调节精度。

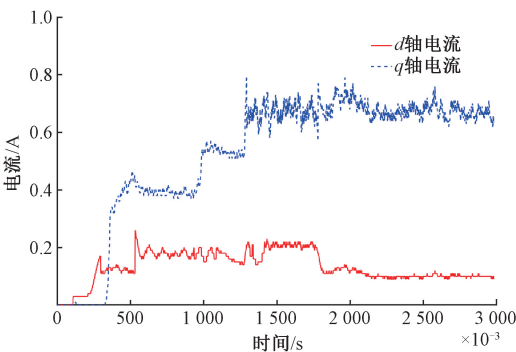


图9 旋转变换后的 d - q 轴电流

Fig. 9 d - q -axis current after rotation transformation

综上所述,基于锁相环的异步电机无速度传感器矢量控制策略表现出了良好的动态响应能力、估计精度和稳态性能。通过精确估计转速和转子磁链角,系统能够实现可靠的磁场定向控制,并通过解耦控制策略有效调节电机转速。

4.2 速度估计性能分析

为验证速度估算的准确性,对传统 SMO-PLL 方案与改进的 IST-SMO-IPLL 方案在不同工况的性能进行了对比,涵盖大范围速度波动及阶梯变化的分析。

图 10 展示了两种方案在空载条件下的大范围转速变化下的速度估算性能。电机从 0 加速至 400 r/min 稳定后,再斜坡加速至 800 r/min。SMO-PLL 方案在 400 r/min 接近速度斜坡过程和 800 r/min 稳态运行时,稳态误差较大,最大偏差达 189.45 r/min。相比之下,IST-SMO-IPLL 方案在速度变化期间虽有波动,但估算值与实际速度接近,显示出明显的精度改进。

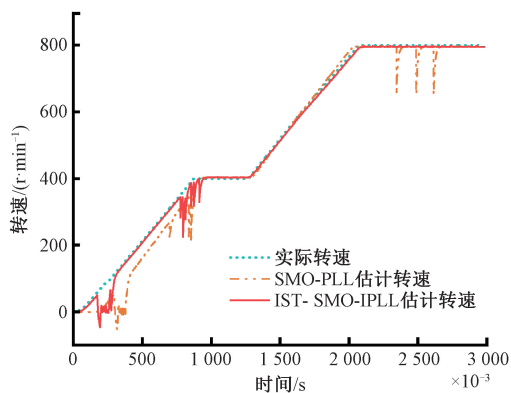
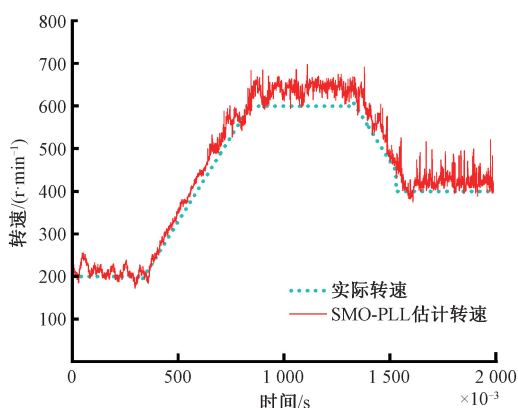


图 10 大范围转速变化工况下的速度估算性能

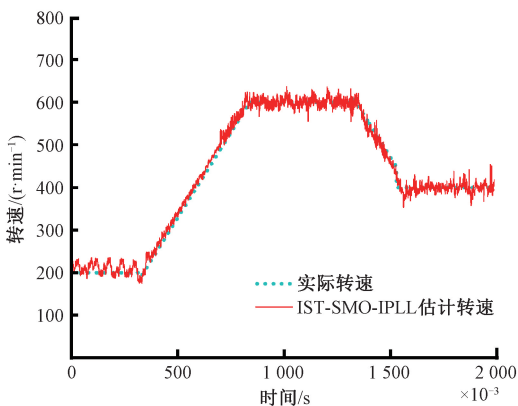
Fig. 10 Speed estimation performance under large speed variation conditions

在速度阶梯变化的情况下(如图 11(a)和(b)所示),电机从 200 r/min 加速至 600 r/min 时,SMO-PLL 方案的估算值波动幅度显著增大,最大误差达 71 r/min,且稳态仍存在较大偏差。相比之下,IST-SMO-IPLL 方案始终紧跟实际速度,波动幅度和稳态误差明显减小,展现了优异的动态响应能力和适应性。

综合实验结果表明,改进的 IST-SMO-IPLL 方案在大范围转速变化和动态速度变化下均表现出优异的速度跟踪性能和估算精度。尤其在频率斜坡变化及复杂速度变化场景中,IST-SMO-IPLL 方案显著抑制了估算波动,增强了系统的鲁棒性和控制稳定性,充分证明了其在无速度传感器矢量控制中的应用价值。



(a) SMO-PLL方案
(a) SMO-PLL scheme



(b) IST-SMO-IPLL方案
(b) IST-SMO-IPLL scheme

图 11 相同工况下的速度估算

Fig. 11 Speed estimation under identical operating condition

5 结 论

针对异步电机无速度传感器矢量控制中的抖振、磁链估计失真及速度估计误差问题,提出了一种结合改进型超螺旋滑模观测器(IST-SMO)与增强型锁相环(IPLL)的控制策略。引入预滤波器有效减少了传统滑模观测器在磁链估计中的抖振问题,磁链波形失真降低约 20%,显著提升了磁链角度估计的准确性和可靠性。超螺旋自适应滑模增益的动态调整提高了观测器的适应性,确保了速度与磁链估计的鲁棒性和精度。同时,改进型锁相环优化了传统结构,克服了速度估计的稳态误差,并显著提升了系统在动态加减速和负载变化条件下的速度跟踪性能,实验验证了所提方法在速度跟踪精度、动态响应速度及稳态性能方面的优势。未来研究将进一步优化观测器和锁相环设计,提升复杂工况下的控制性能与工程实现效率。

参考文献

- [1] 朱俊杰, 黄海燕. 无位置传感器无刷直流电机换相误差校正系统研究[J]. 仪器仪表学报, 2021, 42(4): 41-49.
ZHU J J, HUANG H Y. Study on the commutation error correction system of position sensorless brushless DC motor[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021, 42(4): 41-49.
- [2] CUI Y L, JI J J, SHI G T. Adaptive event-triggered control for semi-Markovian switching linear systems with process time-varying delays[J]. Journal of the Franklin Institute, 2023, 360(16): 11683-11704.
- [3] 王天擎, 王勃, 于泳, 等. 基于二阶变增益滑模的感应电机电压模型磁链观测器[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(11): 4490-4501.
WANG T Q, WANG B, YU Y, et al. Voltage model rotor flux observer of induction motor based on second-order variable gain sliding mode[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(11): 4490-4501.
- [4] ECHEIKH H, TRABELSI R, IQBAL A, et al. Real time implementation of indirect rotor flux-oriented control of a five-phase induction motor with novel rotor resistance adaption using sliding mode observer[J]. Journal of the Franklin Institute. 2018, 355(5): 2112-2141.
- [5] XI X, GUO X H, GAO CH, et al. Sliding mode control of an outer-rotor magnetic-gear-integrated motor with a Halbach array[J]. Control Engineering Practice. 2023, 137: 105561.
- [6] 康庄, 贾利民, 秦勇. 一种新的模糊滑模控制器设计方法[J]. 控制与决策, 2024, 39(6): 1909-1917.
KANG ZH, JIA L M, QIN Y. A new design method of fuzzy sliding mode controller[J]. Control and Decision, 2024, 39(6): 1909-1917.
- [7] CUI Y L. Event-triggered control for linear systems with time-varying delays: An improved Halanay technique[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, 2024, 54(3): 1972-1980.
- [8] WANG H M, YANG Y H, GE X L, et al. Speed-sensorless control of induction motor drives with a STA-FLL speed estimation scheme[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2023, 70(12): 12168-12180.
- [9] 张赞宁, 周小萌. 并网逆变器分数阶虚拟惯性的虚拟同步发电机控制技术[J]. 控制与决策, 2021, 36(2): 463-468.
- [10] 何静, 李希宇, 贾林. 考虑磁链变化率的永磁同步电机失磁故障复合容错控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2024, 38(3): 1-11.
HE J, LI X Y, JIA L. Compound fault tolerance control of permanent magnet synchronous motor with magnetic flux change rate considered[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2024, 38(3): 1-11.
- [11] XU W, DIAN R J, LIU Y, et al. Robust flux estimation method for linear induction motors based on improved extended state observers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(5): 4628-4640.
- [12] FU P L, WANG J J, ZHANG X, et al. Dynamic routing-based multimodal neural network for multi-sensory fault diagnosis of induction motor[J]. Journal of Manufacturing Systems. 2020, 55: 264-272.
- [13] 黄朝志, 孙燕文, 张文进. 基于自适应趋近律和扰动观测器的开关磁阻电机控制[J]. 电子测量技术, 2023, 46(22): 32-40.
HUANG CH ZH, SUN Y W, ZHANG W J. Switched reluctance motor control based on adaptive reaching law and disturbance observer[J]. Electronic Measurement Technology, 2023, 46(22): 32-40.
- [14] 李东升, 袁杰, 王坤东. SOGI 级联 SFNF 的高频注入无传感器电机控制方法[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(3): 24-32.
LI D SH, YUAN J, WANG K D. High frequency injection sensor-less motor control method with cascade of SOGI and SFNF[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(3): 24-32.
- [15] VERMA A K, SUBRAMANIAN C, JARIAL R K, et al. An enhanced discrete-time oscillator-based PLL-less estimation of single-phase grid voltage parameters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(4): 3977-3987.
- [16] FAN B, FU ZH M, LIU L P, et al. The full-order state observer speed-sensorless vector control based on parameters identification for induction motor[J]. Measurement and Control, 2019, 52(3/4): 202-211.

[17] 吴春,吴辰浩,康李佳,等. 基于新型高阶锁相环的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(5):1968-1980.

WU CH, WU CH H, KANG L J, et al. Sensorless control of permanent magnet synchronous motors based on a new high-order phase-locked loop[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(5):1968-1980.

[18] 杨泽斌,王丁,孙晓东,等. 无轴承异步电机传感器故障容错控制[J]. 仪器仪表学报, 2021, 42(5): 99-109.

YANG Z B, WANG D, SUN X D, et al. Fault tolerant control for sensor fault of a bearingless asynchronous motor[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021, 42(5): 99-109.

作者简介



姬娟娟,2013 年于兰州交通大学获得学士学位,2022 年于兰州交通大学获得硕士学位,目前攻读兰州交通大学博士学位,主要研究方向为异步电机矢量控制。

E-mail:1124530496@qq.com

Ji Juanjuan received her B. Sc. degree from Lanzhou Jiaotong University in 2013, received her M. Sc. degree from Lanzhou Jiaotong University in 2022. She is currently pursuing a Ph. D. at Lanzhou Jiaotong University. Her main research interest is vector control of induction motors.



Cui Yanliang received his B. Sc. degree from Lanzhou Jiaotong University in 2002, received his M. Sc. degree from Lanzhou Jiaotong University in 2006, received his Ph. D. degree from Shanghai University in 2016. He is currently a professor with Lanzhou Jiaotong University. His main research interest is control science.



王开云(通信作者),1998 年于西南交通大学获得学士学位,2000 年于西南交通大学获得硕士学位,2013 年于西南交通大学获得博士学位。现任轨道交通运载系统国家重点实验室主任,获国家杰出青年基金项目资助,主要研究方向为现代轨道交通系统动力学。

E-mail:kywang@swjtu.edu.cn

Wang Kaiyun (Corresponding author) received his B. Sc. degree from Southwest Jiaotong University in 1998, received his M. Sc. degree from Southwest Jiaotong University in 2000, received his Ph. D. degree from Southwest Jiaotong University in 2013. The current director of the National Key Laboratory of Rail Transit Transportation Systems, supported by the National Outstanding Youth Fund project, with a main research focus on the dynamics of modern rail transit systems.

崔彦良,2002 年于兰州交通大学获得学士学位,2006 年于兰州交通大学获得硕士学位,2016 年于上海大学获得博士学位。现为兰州交通大学教授,主要研究方向为控制科学。

E-mail:cyl1600@126.com