

基于相位超前校正 LESO 的 PMSM 无位置 传感器控制研究

马雨新¹, 赵朝会^{2*}

(1. 上海电机学院 电气学院, 上海 201306;

2. 无锡太湖学院 智能装备工程学院, 江苏 无锡 214064)

Research on PMSM Sensorless Control of LESO Based on Phase Lead Correction

MA Yuxin¹, ZHAO Chaohui^{2*}

(1. School of Electrical Engineering, Shanghai Dianji University, Shanghai 201306, China;

2. School of Intelligent Equipment Engineering, Wuxi Taihu University, Wuxi 214064, China)

Abstract: [Objective] In medium- and high-speed domain sensorless control drive systems of permanent magnet synchronous motor (PMSM), the traditional linear extended state observer (LESO) suffers from observation delays in back electromotive force estimation due to bandwidth limitations, which leads to significant errors in rotor position and speed estimation. Aiming at this problem, a PMSM sensorless control strategy based on phase lead correction LESO (PLC-LESO) is proposed. [Methods] Firstly, the design method of the traditional LESO-based sensorless control scheme was introduced, and its inherent observation delay problem in back electromotive force estimation was systematically analyzed using frequency domain analysis. Then, a phase lead correction unit was introduced and the PLC-LESO was designed to observe the back electromotive force. Finally, in order to verify the feasibility and effectiveness of the proposed control strategy, a simulation model was built based on Matlab/Simulink, and the rotor position and speed information was estimated using normalized phase-locked loop to compare and analyze the observation results of the traditional LESO and PLC-LESO. [Results] The simulation results showed that, under identical observer bandwidth setting, the rotor position estimation error of the traditional LESO was 0.6 rad, while the PLC-LESO was able to accurately track the back electromotive force with a rotor position estimation error of only 0.005 rad. When the bandwidth of the traditional LESO was increased to 30 000, its back electromotive force tracking performance was improved, but the fluctuation of the rotational speed estimation was intensified, resulting in poor

system stability. Whereas, the PLC-LESO not only tracked the reverse potential accurately without increasing bandwidth, but also controlled the speed fluctuation within ± 10 rpm.

[Conclusion] Compared with the traditional LESO, the proposed PLC-LESO exhibits superior control performance in the estimation of the back electromotive force tracking, which improves the accuracy of the system in estimating the rotor position and speed information.

Key words: permanent magnet synchronous motor; linear extended state observer; phase lead correction; phase-locked loop

摘 要: 【目的】在永磁同步电机(PMSM)中、高速域的无位置传感器控制驱动系统中,传统线性扩张状态观测器(LESO)由于受带宽影响对反电势观测会产生观测时滞,从而导致估算转子位置和转速信息误差较大。针对此问题,本文提出了一种基于相位超前校正线性扩张状态观测器(PLC-LESO)的PMSM无位置传感器控制策略。【方法】首先,介绍传统LESO无位置传感器的设计方法,并采用频域分析法分析传统LESO对反电势观测会产生观测时滞的问题;然后,引入相位超前校正单元,设计PLC-LESO对反电势进行观测;最后,为了验证所提控制策略的可行性和有效性,基于Matlab/Simulink搭建仿真模型,利用归一化锁相环对转子位置和转速信息进行估算,对比分析传统LESO和PLC-LESO的观测结果。【结果】仿真结果表明,在相同的观测器带宽设置下,传统LESO的转子位置估计误差为0.6 rad,而PLC-LESO能够准确跟踪反电势,转子位置估计误差仅为0.005 rad;当传统LESO的带宽增加至30 000时,其反电势跟踪性能得到提升,但转速估算波动加剧,导致系统稳定性差;而PLC-LESO在

不增加带宽情况下,不仅能够准确跟踪反电势,还能将转速波动控制在 ± 10 rpm 以内。【结论】相比传统 LESO, PLC-LESO 在反电势跟踪估计方面表现出更优的控制性能,提高了系统估算转子位置和转速信息的精度。

关键词: 永磁同步电机;线性扩张状态观测器;相位超前校正;锁相环

0 引言

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 凭借其高功率密度、高可靠性和高效率等特点,在数控机床、工业机器人以及航空航天等高性能交流伺服传动系统中应用广泛^[1]。在运行过程中,PMSM 需要精确获取转子的实时位置和速度,传统上通常通过机械传感器来测量相关参数。然而,机械传感器的安装会增加电机的体积和转动惯量,同时增加系统成本。此外,在高湿度、高温等恶劣环境下,机械传感器可能出现失效或失真,影响电机的正常运行^[2]。因此,无位置传感器控制策略逐渐成为 PMSM 控制系统的主流发展方向^[3]。

PMSM 的无位置传感器控制方法主要分为两类:一类是适用于零、低速域的高频注入法^[4-7];另一类是适用于中、高速域的基于电机基频模型的方法^[8-10]。中、高速域下,主要通过观测电机反电动势值的方式估计电机转子信息,主要方法有滑模观测器法^[11-14]、扩展卡尔曼滤波器法^[15-17]以及线性扩张状态观测器 (Linear Extended State Observer, LESO) 法^[18-19]等。其中,LESO 源自于线性自抗扰控制 (Linear Active Disturbance Rejection Control, LADRC) 策略,其控制核心是将系统受到的扰动重新扩张成新的状态变量并添加到 PMSM 的状态方程中,从而构建出 LESO。在 PMSM 无位置传感器应用中,LESO 对系统在 $\alpha\beta$ 坐标系下的反电势进行观测来间接获取电机的转子信息。文献[20]设计了一种三阶 LESO,与传统 LESO 相比其观测响应速度更快,观测值的高次谐波更小,进一步提高了转子信息的估算精度。文献[21]提出了一种级联 LESO 的无位置传感器控制方案,其中一个 LESO 用于反电势估计,另一个用于电流环控制。试验结果表明,该控制策略在参数失配条件下对转子信息仍然具有很好的估

计能力。文献[22]提出了一种基于比例谐振 LESO 的中高速无位置传感器控制策略,该策略动态提升了反电势的观测带宽,解决了观测器的相位延迟和直流耦合问题。文献[23]将反电动势扩展为新的状态变量,设计了二阶 LESO,解决了一阶 LESO 动态响应慢,抗干扰能力差的问题,但是所设计的观测器需要较高的带宽才能确保观测精度,而过高的带宽会使观测器对高频噪声更加敏感,进而存在跟踪性能和稳定性能的耦合问题。

PMSM 中、高速域的无位置传感器控制中,传统 LESO 受带宽影响对反电势观测会产生观测时滞,进而导致估算转子位置和转速信息误差较大。为解决此问题,本文提出了一种基于相位超前校正线性扩张状态观测器 (Phase Lead Correction - LESO, PLC-LESO) 的 PMSM 无位置传感器控制策略。首先在传统 LESO 基础上引入相位超前校正单元,设计 PLC-LESO 对反电势进行观测,然后利用归一化锁相环 (Phase-Locked Loop, PLL) 对转子位置和转速信息进行估算。最后基于 Matlab/Simulink 搭建仿真模型验证该控制策略的可行性和有效性。仿真结果表明,相比传统 LESO, PLC-LESO 在反电势跟踪估计方面表现出更优的控制性能,提高了系统估算转子位置和转速信息的精度。

1 传统 LESO 的无位置传感器设计

1.1 PMSM 数学模型

本文以表贴式 PMSM 为研究对象,在不考虑磁路饱和、磁滞损耗和涡流损耗的情况下,PMSM 在静止坐标系下的电压方程为^[24-25]

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 \\ 0 & R_s + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: U_α 、 U_β 分别为 α 、 β 轴定子电压; i_α 、 i_β 分别为 α 、 β 轴定子电流; p 为微分算子; R_s 为定子绕组的电阻; L_s 为定子电感; E_α 、 E_β 分别为 α 、 β 轴的反电动势,其表达式为

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_e \psi_f \sin \theta_e \\ \omega_e \psi_f \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: ω_e 为电角速度; ψ_f 为永磁体磁链; θ_e 为转子位置角度。

1.2 基于 LESO 的反电动势观测器设计

对于一阶单输入单输出系统,一般可以表示^[26]为

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, t) + d(t) + bu(t) \\ y = x \end{cases} \quad (3)$$

式中: $f(x, t)$ 为系统内未知函数; $d(t)$ 为系统外部扰动; b 为控制增益; $u(t)$ 为系统输入; y 为系统输出。

令 $x_1 = y, x_2 = f(x, t) + d(t) + (b - b_0)u(t)$, b_0 为 b 的估计值,由式(3)可得:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + b_0 u(t) \\ \dot{x}_2 = \dot{a}(t) \end{cases} \quad (4)$$

整理可得系统空间状态方程为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u + \mathbf{E}\dot{a} \\ y = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad (5)$$

式中: $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ 为系统状态矩阵; $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} b_0 \\ 0 \end{bmatrix}$ 为系统输入矩阵; $\mathbf{C} = [1 \ 0]$ 为系统输出矩阵; $\mathbf{E} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$ 为扰动矩阵。

根据式(5),传统 LESO 设计为

$$\begin{cases} e = z_1 - x_1 \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 e + b_0 u \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 e \end{cases} \quad (6)$$

式中: z_1 为 x_1 的估计值; e 为 LESO 的估计误差; z_2 为 x_2 的估计值; β_1, β_2 为 LESO 的增益系数。

根据式(1),可得如式(7)所示的微分表达式:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{L_s} \left\{ \mathbf{D} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \right\} \quad (7)$$

式中: $\mathbf{D} = \begin{bmatrix} -R_s & 0 \\ 0 & -R_s \end{bmatrix}$ 为系数矩阵。

根据上述分析,以 $i_{\alpha\beta}$ 为状态变量,将反电势 $E_{\alpha\beta}$ 作为扩张状态变量,构建基于 LESO 的反电势观测器,如式(8)和式(9)所示:

$$\begin{cases} e_\alpha = z_{\alpha 1} - i_\alpha \\ \dot{z}_{\alpha 1} = z_{\alpha 2} + b_0 u_\alpha - \beta_1 e_\alpha - \frac{R_s}{L_s} z_{\alpha 1} \\ \dot{z}_{\alpha 2} = -\beta_2 e_\alpha \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} e_\beta = z_{\beta 1} - i_\beta \\ \dot{z}_{\beta 1} = z_{\beta 2} + b_0 u_\beta - \beta_1 e_\beta - \frac{R_s}{L_s} z_{\beta 1} \\ \dot{z}_{\beta 2} = -\beta_2 e_\beta \end{cases} \quad (9)$$

式中: $z_{\alpha 1}, z_{\beta 1}$ 分别为 i_α, i_β 的观测估计值; e_α, e_β 分别为 i_α, i_β 的观测误差; u_α, u_β 为输入电压,作为观测器输入量; $b_0 = 1/L_s$ 。

根据式(3)和式(6)可求得 z_1, z_2 的传递函数为

$$\begin{cases} Z_1(s) = \frac{\beta_1 s + \beta_2}{s^2 + \beta_1 s + \beta_2} Y(s) + \frac{b_0 s}{s^2 + \beta_1 s + \beta_2} U(s) \\ Z_2(s) = \frac{\beta_2 s}{s^2 + \beta_1 s + \beta_2} Y(s) - \frac{b_0 \beta_2}{s^2 + \beta_1 s + \beta_2} U(s) \end{cases} \quad (10)$$

式中: $Z_1(s), Z_2(s), Y(s)$ 和 $U(s)$ 分别为 z_1, z_2, y 和 u 的拉普拉斯变换值。

基于 LESO 的反电势观测器的特征方程为

$$\lambda(s) = s^2 + \beta_1 s + \beta_2 = (s + \omega_0)^2 = 0 \quad (11)$$

式中: ω_0 为 LESO 的带宽。

为了保证观测器是 Hurwitz 稳定并快速收敛,利用带宽配置法,将闭环极点配置为 ω_0 ,则基于 LESO 的反电动势观测器增益系数可以设置为 $\beta_1 = 2\omega_0, \beta_2 = \omega_0^2$ 。

通过观测器可以得到 $z_{\alpha 2}, z_{\beta 2}$ 的值,通过式(12)求取观测的反电动势 $\hat{E}_\alpha, \hat{E}_\beta$,用于转子位置和转速的估计:

$$\begin{bmatrix} \hat{E}_\alpha \\ \hat{E}_\beta \end{bmatrix} = -L_s \begin{bmatrix} z_{\alpha 2} \\ z_{\beta 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\hat{\omega}_e \psi_f \sin \hat{\theta}_e \\ \hat{\omega}_e \psi_f \cos \hat{\theta}_e \end{bmatrix} \quad (12)$$

得到 $\hat{E}_\alpha, \hat{E}_\beta$ 后,根据式(13)可以计算得到转子位置和转速信息:

$$\begin{cases} \hat{\theta}_e = -\arctan \frac{\hat{E}_\alpha}{\hat{E}_\beta} \\ \hat{\omega}_e = \frac{\sqrt{\hat{E}_\alpha^2 + \hat{E}_\beta^2}}{\psi_f} \end{cases} \quad (13)$$

式中: $\hat{\theta}_e$ 为转子位置角度估计值; $\hat{\omega}_e$ 为电角速度估计值。

由此可得,基于 LESO 的反电势观测器的结构框图如图 1 所示。

在 PMSM 无位置传感器控制中,观测器对反

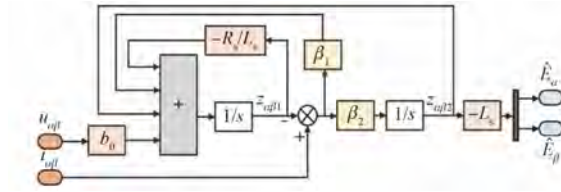


图 1 基于传统 LESO 的反电势观测器结构框图

Fig. 1 Block diagram of the structure of the back electromotive force observer based on a traditional LESO

电势的跟踪性能和观测精度直接影响系统对转子信息估算的精度,因此需要求出 LESO 观测的反电势估计值与实际值的传递关系式来进行性能分析。

由式(4)可知,对于一阶系统状态方程有 $\dot{y} = x_2 + b_0 u$, 进行拉普拉斯变换可得:

$$X_2(s) = sY(s) - b_0 U(s) \quad (14)$$

式中: $X_2(s)$ 为 x_2 的拉普拉斯变换值。

将式(14)代入式(10)的 $Z_2(s)$ 表达式,即可得到 $Z_2(s)$ 与 $X_2(s)$ 的传递函数:

$$G(s) = \frac{Z_2(s)}{X_2(s)} = \frac{\beta_2}{s^2 + \beta_1 s + \beta_2} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (15)$$

从传递函数 $G(s)$ 可以看出,这是一个典型的二阶临界阻尼系统,图 2 给出了对应的频率响应曲线。由图 2 可知,系统中频段存在明显的相位滞后,造成对反电势的观测产生时滞,使得反电势观测值存在一定程度的延迟,导致后续转子位置和转速信息的估算精度不理想。由式(15)可知, $G(s)$ 只与带宽 ω_0 有关。虽然提升观测器的带宽可以改善中频段的相位滞后问题,提升跟踪估计能力,但带宽的提升也会使系统对高频噪声更加敏感,尤其是在实际系统中,传感器和计算环境中不可避免的存在噪声。当 ω_0 过大时,观测器可能会误将噪声信号视为有效信号进行估计,从而影响系统的性能。带宽增加到一定值时,会造成高频段噪声的放大,引起系统振荡导致系统稳定性降低。

2 PLC-LESO 的无位置传感器设计

2.1 基于 PLC-LESO 的反电势观测器设计

为了改善 LESO 受带宽影响存在的观测时滞问题,本文引入相位超前校正单元对 LESO 进行改进,相位超前校正单元的频域表达式为

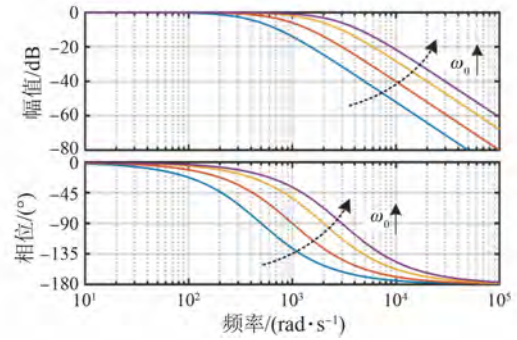


图 2 LESO 的总扰动观测传递函数的频域特性曲线

Fig. 2 Frequency-domain characteristic curves of the total disturbance observation transfer function of LESO

$$\Phi_p(s) = \frac{T_p s + 1}{a T_p s + 1} \quad (16)$$

式中: T_p 为超前校正时间常数; a 为调节系数, $a \in [0, 1]$ 。

结合式(15)和式(16)可得,经相位超前校正后的扰动传递函数 $G_p(s)$ 为

$$\frac{Z_3(s)}{Z_2(s)} = \frac{T_p s + 1}{a T_p s + 1} \quad (17)$$

$$G_p(s) = \frac{Z_3(s)}{X_2(s)} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\omega_0 s + \omega_0^2} \cdot \frac{T_p s + 1}{a T_p s + 1} \quad (18)$$

式中: $Z_3(s)$ 为 z_3 的拉普拉斯变换值, z_3 为经校正后状态变量 x_3 的观测值。

相同带宽下, $G(s)$ 和 $G_p(s)$ 的频率特性曲线如图 3 所示。

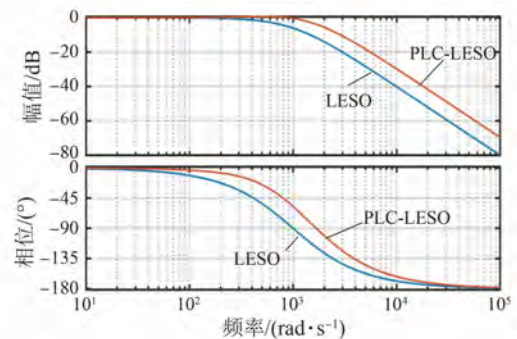


图 3 LESO 和 PLC-LESO 的总扰动观测传递函数频域特性曲线

Fig. 3 Frequency-domain characteristic curves of the total disturbance observation transfer function of LESO and PLC-LESO

由图 3 可知,在相同带宽下,相较于 LESO, PLC-LESO 不仅改善了中频段相位滞后问题,还

扩大了系统估计的频率范围,增强了系统的跟踪估计能力。

根据式(17),得到 z_3 的表达式为

$$\dot{z}_3 = \frac{1}{a}\dot{z}_2 + \frac{1}{aT_p}(z_2 - z_3) \quad (19)$$

结合式(6)和式(19),PLC-LESO 设计为

$$\begin{cases} e = z_1 - x_1 \\ \dot{z}_1 = z_2 - h_1 e + b_0 u \\ \dot{z}_2 = -h_2 e \\ \dot{z}_3 = \frac{1}{a}\dot{z}_2 + \frac{1}{aT_p}(z_2 - z_3) \end{cases} \quad (20)$$

式中: h_1 、 h_2 为基于的 PLC-LESO 反电势观测器反馈增益系数, $h_1 = 2\omega'_0$ 、 $h_2 = \omega'^2_0$, ω'_0 为 PLC-LESO 的带宽。

根据上述分析,将 $E_{\alpha\beta}$ 作为校正后的扩张状态变量,构建基于 PLC-LESO 的反电势观测器,如式(21)和式(22)所示:

$$\begin{cases} e_\alpha = z_{\alpha 1} - i_\alpha \\ \dot{z}_{\alpha 1} = z_{\alpha 2} + b_0 u_\alpha - h_1 e_\alpha - \frac{R_s}{L_s} z_{\alpha 1} \\ \dot{z}_{\alpha 2} = -h_2 e_\alpha \\ \dot{z}_{\alpha 3} = \frac{1}{a}\dot{z}_{\alpha 2} + \frac{1}{aT_p}(z_{\alpha 2} - z_{\alpha 3}) \end{cases} \quad (21)$$

$$\begin{cases} e_\beta = z_{\beta 1} - i_\beta \\ \dot{z}_{\beta 1} = z_{\beta 2} + b_0 u_\beta - h_1 e_\beta - \frac{R_s}{L_s} z_{\beta 1} \\ \dot{z}_{\beta 2} = -h_2 e_\beta \\ \dot{z}_{\beta 3} = \frac{1}{a}\dot{z}_{\beta 2} + \frac{1}{aT_p}(z_{\beta 2} - z_{\beta 3}) \end{cases} \quad (22)$$

对基于 PLC-LESO 的反电势观测器离散化后可得:

$$\begin{cases} \varepsilon_0 = z_1(k) - x_1(k) \\ z_1(k+1) = z_1(k) + \\ T_s \left[z_2(k) - h_1 \varepsilon_0 + b_0 u(k) - \frac{R_s}{L_s} z_1(k) \right] \\ z_2(k+1) = z_2(k) - T_s h_2 \varepsilon_0 \\ z_3(k+1) = \frac{1}{a} z_2(k+1) + \\ \left(\frac{T_s}{aT_p} - \frac{1}{a} \right) z_2(k) + \left(1 - \frac{T_s}{aT_p} \right) z_3(k) \end{cases} \quad (23)$$

式中: T_s 为系统采样时间。

基于 PLC-LESO 的反电势观测器结构框图如图 4 所示。

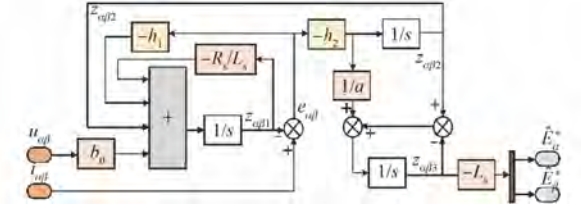


图 4 基于 PLC-LESO 的反电势观测器的结构框图

Fig. 4 Block diagram of the structure of the back electromotive force observer based on the PLC-LESO

2.2 基于归一化 PLL 的转子位置和转速估计

在无位置控制系统中,常见的解算方式分为两种:一种是基于反正切函数;一种是设计 PLL 跟随实际转子角度^[27]。考虑到反正切方法估算转子位置易受非线性和噪声影响,并存在相位跳变、计算复杂度高问题,同时因逆变器切换和负载扰动等因素会降低估计精度,不利于实时控制。本文采用归一化 PLL 估算方法,用于提取转子位置和转速信息。

传统 PLL 主要由鉴相器 (Phase Detector, PD)、环路滤波器 (Loop Filter, LF) 和压控振荡器 (Voltage-Controlled Oscillator, VCO) 三部分组成^[28]。从基于 PLC-LESO 的反电势观测器结构设计的分析可知,PLC-LESO 观测的反电势 $\hat{E}_\alpha^*$ 、 $\hat{E}_\beta^*$ 与校正前的 $\hat{E}_\alpha$ 、 $\hat{E}_\beta$ 相比,频率保持一致,但幅值和相位发生变化,其中幅值与转速呈正比关系。因此,需对 PD 输出的误差进行归一化,以保证 PLL 频响特性在宽速度范围下的一致性^[29]。归一化 PLL 结构框图如图 5 所示。其中, $E_M = \sqrt{\hat{E}_\alpha^{*2} + \hat{E}_\beta^{*2}}$ 为观测反电势的幅值。

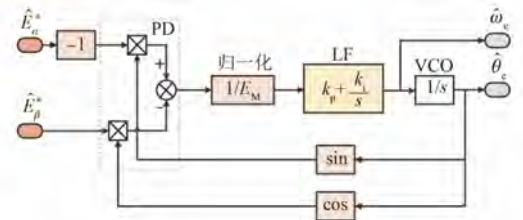


图 5 归一化 PLL 结构框图

Fig. 5 Block diagram of normalized PLL structure

归一化处理后,估计位置 $\hat{\theta}_e$ 和参考位置 θ_e 的相位差可表示为

$$\Delta E = \frac{-\hat{E}_\alpha^* \cos \hat{\theta}_e - \hat{E}_\beta^* \sin \hat{\theta}_e}{E_M} =$$
$$\sin(\theta_e - \hat{\theta}_e) \approx \theta_e - \hat{\theta}_e \quad (24)$$

估计位置和参考位置的传递函数为

$$G_{PLL} = \frac{\hat{\theta}_e}{\theta_e} = \frac{k_p s + k_i}{s^2 + k_p s + k_i} =$$
$$\frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (25)$$

式中： ω_n 为系统自然振荡角频率； ξ 为系统阻尼比； k_p 、 k_i 分别为环路滤波器的比例积分调节器参数， $k_i = \omega_n^2$ ， $k_p = 2\xi\omega_n$ 。

由式(25)可推导出比例积分调节器带宽 ω_b 的表达式为

$$\omega_b = \omega_n \times [2\xi^2 + 1 + \sqrt{1 + (2\xi^2 + 1)^2}]^{1/2}$$

(26)

根据上述分析,可初步设计出比例积分调节器的参数。

3 试验分析

为了验证本文所提基于 PLC-LESO 的 PMSM 无位置传感器控制策略的可行性,在 Matlab/Simulink 仿真软件中搭建相应的矢量控制模型。基于 PLC-LESO 的 PMSM 矢量控制系统框图如图 6 所示。PMSM 参数如表 1 所示。

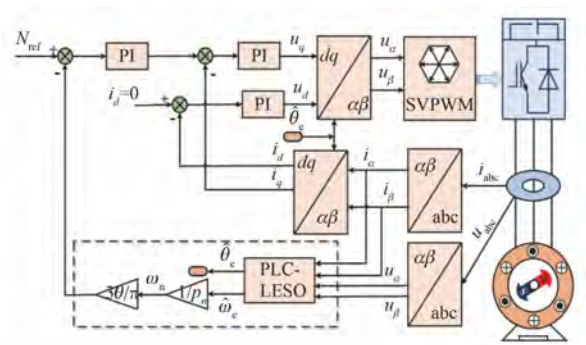


图 6 基于 PLC-LESO 的 PMSM 矢量控制系统框图

Fig. 6 Block diagram of PMSM vector control system based on PLC-LESO

为了验证 PLC-LESO 控制策略在 PMSM 无传感器控制系统中的性能表现,分别采用 PLC-LESO 和 LESO 控制器进行仿真对比分析。为保证结果的有效性,两控制策略的速度环、电流环控制器以及 PLL 系统中环路滤波器的比例积分调节器均采用相同参数。

表 1 PMSM 参数

Tab.1 PMSM parameters

参数名称	参数值
定子电阻/ Ω	0.36
额定转速/($r \cdot \min^{-1}$)	4 000
d 轴电感/mH	0.2
q 轴电感/mH	0.2
转子永磁体磁链/Wb	0.006 4
电机极对数 p_n	4

首先,将 LESO、PLC-LESO 的带宽 ω_0 、 ω_0' 均设置为 3 000,PLC-LESO 其他参数设置为： $a = 0.04$ ， $T_p = 0.000\ 9$ 。电机起动阶段采取恒电流-频率比控制,当转速达到稳定状态后,将电机切换为基于 PLC-LESO 的无位置传感器控制方式。首先将电机的参考转速设为 400 rpm,电机以恒电流-频率比控制方式起动,在 0.5 s 时切换闭环控制,在 1 s 时设置转速上升到 2 000 rpm。当转速达到稳定状态后,观测到的反电势、转子位置、转子位置误差以及转子转速仿真波形如图 7~图 10 所示。

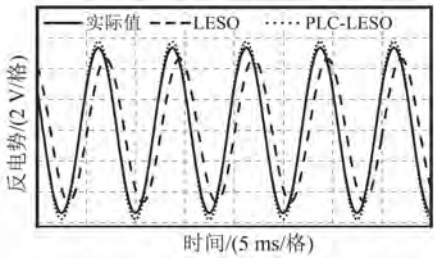


图 7 反电势波形 ($\omega_0 = \omega_0' = 3\ 000$)

Fig. 7 Back electromotive force waveforms ($\omega_0 = \omega_0' = 3\ 000$)

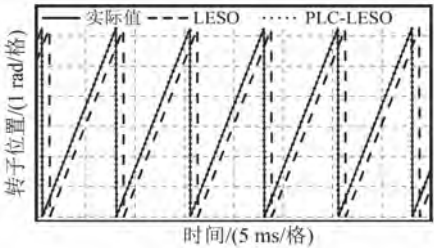
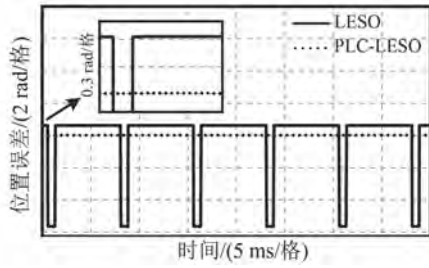
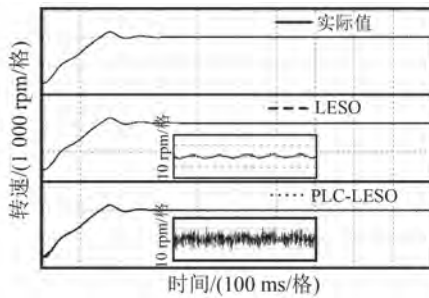


图 8 转子位置波形 ($\omega_0 = \omega_0' = 3\ 000$)

Fig. 8 Rotor position waveforms ($\omega_0 = \omega_0' = 3\ 000$)

从图 7~图 9 可以看出,在观测器带宽 ($\omega_0 = \omega_0' = 3\ 000$) 相同情况下,传统 LESO 观测的反电势相位严重滞后,跟踪性能差,进而导致估计转子位置不准确,传统 LESO 估计的转子位置滞后实际

图9 转子位置估计误差波形 ($\omega_0 = \omega'_0 = 3\ 000$)Fig. 9 Rotor position estimation error waveforms ($\omega_0 = \omega'_0 = 3\ 000$)图10 转子转速波形 ($\omega_0 = \omega'_0 = 3\ 000$)Fig. 10 Rotor speed waveforms ($\omega_0 = \omega'_0 = 3\ 000$)

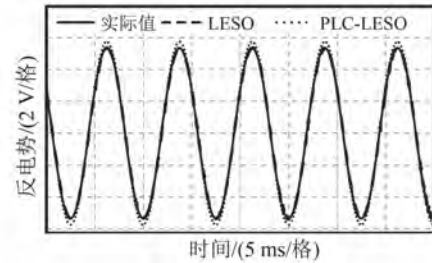
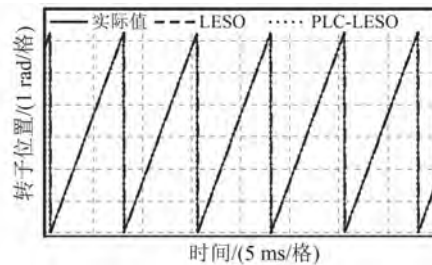
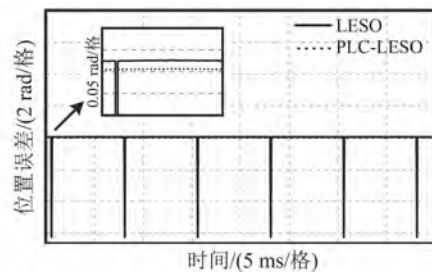
位置约 0.6 rad; PLC-LESO 观测的反电势相位完全跟踪实际值相位,估计转子位置更加准确,与实际位置相比估计误差约为 0.005 rad。

由图 10 可知,传统 LESO 观测的转子转速精度较高,波动幅度较 PLC-LESO 减小约 ± 8 rpm。然而,当系统转子位置估算不准确时,其转速估计将失去实际意义。传统 LESO 在 $\omega_0 = 3\ 000$ 条件下,位置估算误差可能超过安全阈值 ($\pm 10^\circ$ 电角度),进而会导致电机失控风险。此时,应优先调节或优化系统位置观测器性能,而非依赖转速反馈。

增大传统 LESO 观测器的 ω_0 可以提升对反电势的跟踪性能。基于这一特性,本文将传统 LESO 观测器带宽提升至 $\omega_0 = 30\ 000$ 进行对比试验。由于 PLC-LESO 在 $\omega'_0 = 3\ 000$ 带宽条件下已能实现较小的反电势观测误差和转子位置误差,故维持其参数配置不变。在此条件下,当转速达到稳定状态后,观测的反电势、转子位置、转子位置误差以及转子转速波形如图 11~图 14 所示。

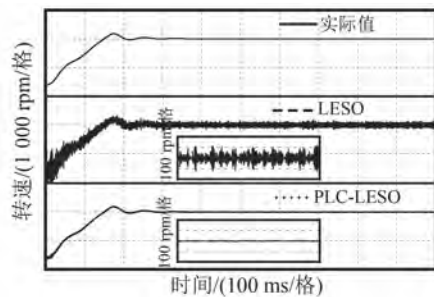
由图 11~图 14 可知,当 ω_0 增大至 30 000 时,传统 LESO 的反电势观测值能够完全跟踪实际值,转子位置的估计也相对准确,估计误差从

0.6 rad 下降至约 0.025 rad。然而, ω_0 的增大会导致估算的转子转速波动加剧,波动幅值约为 ± 100 rpm,系统稳定性较差。相比之下, PLC-LESO 不仅能够准确跟踪反电势,还能将转速波动控制在 ± 10 rpm 以内。

图11 反电势波形 ($\omega_0 = 30\ 000$, $\omega'_0 = 3\ 000$)Fig. 11 Back electromotive force waveforms ($\omega_0 = 30\ 000$, $\omega'_0 = 3\ 000$)图12 转子位置波形 ($\omega_0 = 30\ 000$, $\omega'_0 = 3\ 000$)Fig. 12 Rotor position waveforms ($\omega_0 = 30\ 000$, $\omega'_0 = 3\ 000$)图13 转子位置估计误差 ($\omega_0 = 30\ 000$, $\omega'_0 = 3\ 000$)Fig. 13 Rotor position estimation error waveforms ($\omega_0 = 30\ 000$, $\omega'_0 = 3\ 000$)

4 结语

在 PMSM 中、高速域无位置传感器控制驱动系统中,因受带宽影响,采用传统 LESO 观测反电势存在观测时滞,进而导致估算转子位置和转速信息误差较大。针对此问题,本文提出了一种基于 PLC-LESO 的 PMSM 无位置传感器控制策略,

图 14 转子转速波形 ($\omega_0 = 30\ 000$, $\omega'_0 = 3\ 000$)Fig. 14 Rotor speed waveforms ($\omega_0 = 30\ 000$, $\omega'_0 = 3\ 000$)

主要结论如下。

(1) PLC-LESO 在不增加带宽的情况下改善了反电势观测时滞问题,提升了跟踪估计能力,进一步提升了系统对转子位置和速度信息的估算精度。

(2) 仿真结果表明,在相同的观测器带宽设置下,传统 LESO 的转子位置估计滞后约 0.6 rad,而 PLC-LESO 能够准确跟踪反电势,转子位置估计误差仅为 0.005 rad。当传统 LESO 带宽增大至 30 000 时,反电势跟踪性能得到提升,但转速估算波动加剧,导致系统稳定性差;而 PLC-LESO 在不增加带宽情况下,不仅能够准确跟踪反电势,还能将转速波动控制在 ± 10 rpm 以内。可见,相比传统 LESO,PLC-LESO 在反电势跟踪估计方面表现出更优的控制性能,提高了系统估算转子位置和速度信息的精度。

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

马雨新进行了方案设计、试验研究、内容总结与论文撰写,赵朝会参与了论文的审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The scheme design, content summary, experiment study and paper writing were carried out by Ma Yuxin. The manuscript was reviewed and revised by Zhao Chaohui. All authors have read and approved the final version of the manuscript for

submission.

参考文献

- [1] 许家群, 王天琪, 贾普凡. 永磁同步电机准谐振自抗扰电流谐波抑制[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(6): 2450-2460.
XU J Q, WANG T Q, JIA P F. Quasi-resonant active disturbance rejection control for current harmonics suppression of permanent magnet synchronous motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43 (6): 2450-2460.
- [2] 张国强, 杜锦华. 永磁同步电机无位置传感器控制技术综述[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(1): 1-13.
ZHANG G Q, DU J H. Review of position sensorless control technology for permanent magnet synchronous motors [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(1): 1-13.
- [3] ZHU X Y, ZHANG L, XIAO X H, et al. Adjustable-flux permanent magnet synchronous motor sensorless drive system based on parameter-sensitive adaptive online decoupling control strategy [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(1): 501-511.
- [4] 刘力卿, 么军, 贺春, 等. 内置式永磁同步电机全速域无位置传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(4): 356-366.
LIU L Q, YAO J, HE C, et al. Full-speed-range position sensorless control of interior permanent magnet synchronous motors [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(4): 356-366.
- [5] 刘宝青, 曹洪奎, 郭振刚, 等. 永磁同步电机全速域无传感器控制策略研究[J]. 机床与液压, 2025, 53(10): 124-129.
LIU B Q, CAO H K, GUO Z G, et al. Research on sensorless control strategy of permanent magnet synchronous motor in full speed domain [J]. Machine Tool & Hydraulics, 2025, 53 (10): 124-129.
- [6] 吴晨, 王学影, 朱吕攀. 永磁同步电机全速域无传感器复合控制策略[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2024, (3): 77-81.
WU C, WANG X Y, ZHU L P, et al. Sensorless composite control strategy for full-speed range of permanent magnet synchronous motor [J]. Modular Machine Tool & Automatic Manufacturing Technique,

- 2024, (3): 77-81.
- [7] 周林, 林珊, 王孝洪, 等. 基于高频正交方波注入法的永磁同步电机控制研究[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(2): 64-74.
- ZHOU L, LIN S, WANG X H, et al. Permanent magnet synchronous motor based on high-frequency orthogonal square wave injection method [J]. Electric Machines and Control, 2024, 28 (2) : 64-74.
- [8] 黄昊, 罗先喜. 基于超螺旋滑模观测器的 PMSM 无位置传感器控制[J]. 机电工程技术, 2025, 54 (7) : 33-39.
- HUANG H, LUO X X. Sensorless control of PMSM based on superspiral sliding mode observer [J]. Mechanical & Electrical Engineering Technology, 2025, 54(7): 33-39.
- [9] 张帅, 田兵, 王涛. 基于扩张状态观测器的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 航空科学技术, 2025, 36(3): 31-39.
- ZHANG S, TIAN B, WANG T. Linear extended state observer-based sensorless control for permanent magnet synchronous motors [J]. Aeronautical Science & Technology, 2025, 36(3): 31-39.
- [10] 张静, 李贵远, 刘杰, 等. 永磁同步电机粒子群滑模观测器无位置传感器控制[J]. 现代电子技术, 2025, 48(6): 161-167.
- ZHANG J, LI G Y, LIU J, et al. PMSM particle swarm sliding mode observer sensorless control [J]. Modern Electronics Technique, 2025, 48(6): 161-167.
- [11] WANG S, WANG H Y, TANG C, et al. Research on control strategy of permanent magnet synchronous motor based on fast terminal super-twisting sliding mode observer [J]. IEEE Access, 2024, 12: 141905-141915.
- [12] 梅三冠, 卢闻州, 樊启高, 等. 基于滑模观测器误差补偿的永磁同步电机无位置传感器控制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(2): 398-408.
- MEI S G, LU W Z, FAN Q G, et al. Sensorless control strategy of permanent magnet synchronous motor based on error compensation estimated by sliding mode observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(2): 398-408.
- [13] 李敏, 李林林, 周俊鹏. 基于改进型滑模变结构的永磁同步电机的无位置传感器矢量控制[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(2): 22-33.
- LI M, LI L L, ZHOU J P. Sensorless vector control of PMSM based on improved sliding mode with variable structure [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(2): 22-33.
- [14] 王孝洪, 连维钊, 翟名扬. 基于改进型滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 控制理论与应用, 2023, 40(7): 1243-1251.
- WANG X H, LIAN W Z, ZHAI M Y. Sensorless control method of permanent magnet synchronous motor based on a modified sliding-mode observer [J]. Control Theory & Applications, 2023, 40(7): 1243-1251.
- [15] 时隋翔, 刘瀚文, 王玉彬. 基于 EKF 的 IPMSM 无位置传感器控制估计误差补偿方法[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(8): 20-29.
- SHI S X, LIU H W, WANG Y B. Estimation error compensation method for sensorless control of interior permanent magnet synchronous motors based on extended Kalman filter [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(8): 20-29.
- [16] NIEDERMAYR P, ALBERTI L, BOLOGNANI S, et al. Implementation and experimental validation of ultrahigh-speed PMSM sensorless control by means of extended Kalman filter [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(3): 3337-3344.
- [17] 赵毅恒, 宁博文, 卢少武, 等. 基于 I/F 起动和扩展卡尔曼滤波的永磁同步电机全速域无传感器控制方法[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(2): 1-7+19.
- ZHAO Y H, NING B W, LU S W, et al. Full speed sensorless control method of permanent magnet synchronous motor based on I/F starting and extended Kalman filter [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(2): 1-7+19.
- [18] 朱良红, 张国强, 李宇欣, 等. 基于级联扩张观测器的永磁电机无传感器自抗扰控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37 (18) : 4614-4624.
- ZHU L H, ZHANG G Q, LI Y X, et al. Sensorless self-immunity control strategy for permanent magnet motor based on cascade expansion observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37 (18) : 4614-4624.
- [19] 胡志远. 基于扩展状态观测器的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电工技术, 2024, (14) : 13-16.

- HU Z Y. Extended state observer-based position-sensorless control of PMSM [J]. *Electric Engineering*, 2024, (14): 13-16.
- [20] 刘诗豪. 基于自抗扰的 PMSM 无位置传感器控制系统的分析与设计[D]. 天津: 天津理工大学, 2021.
- LIU S H. Analysis and design of sensorless control system for PMSM based on ADRC technology [D]. Tianjin: Tianjin University of Technology, 2021.
- [21] QU L Z, QIAO W, QU L Y. An enhanced linear active disturbance rejection rotor position sensorless control for permanent magnet synchronous motors [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(6): 6175-6184.
- [22] 孙玉铎. 基于扩张状态观测器的 PMSM 无位置传感器归一化控制策略[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2022.
- SUN Y D. A unified strategy for PMSM position-sensorless control based on extended state observer [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2022.
- [23] 周杨, 汤杰, 盛明磊, 等. 基于扩张状态观测器的永磁同步电机无传感器控制方法[J]. *微电机*, 2018, 51(1): 44-49.
- ZHOU Y, TANG J, SHENG M L, et al. Research on sensorless control for PMSM system based on extended state observer [J]. *Micromotors*, 2018, 51(1): 44-49.
- [24] 宋建国, 李子豪, 刘小周. 永磁同步电机改进型全阶滑模观测器无传感控制[J]. *电机与控制应用*, 2024, 51(1): 14-21.
- SONG J G, LI Z H, LIU X Z. Improved full order sliding mode observer without sensing control of permanent magnet synchronous motors [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2024, 51(1): 14-21.
- [25] WANG S, WANG H Y, TANG C, et al. Sensorless control strategy for permanent magnet synchronous motor based on adaptive non-singular fast terminal sliding mode observer [J]. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2024, 34(8): 5208905.
- [26] 迟世伟, 刘慧博. 基于前馈补偿的永磁同步电机自抗扰控制[J]. *电机与控制应用*, 2023, 50(1): 9-13.
- CHI S W, LIU H B. ADRC control of permanent magnet synchronous motor based on the feedforward compensation [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2023, 50(1): 9-13.
- [27] 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 L Y, ZHANG Q Y, ZHANG Z F. Research on position estimation algorithm of permanent magnet synchronous motor based on nonlinear observer [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2024, 51(3): 79-85.
- [28] 姜峰. 永磁同步电机系统自抗扰控制策略研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2022.
- JIANG F. Research on active disturbance rejection control of permanent magnet synchronous motor system [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2022.
- [29] 曾香平. 基于线性扩张状态观测器的永磁同步电机无位置传感器控制研究[D]. 广州: 华南理工大学, 2022.
- ZENG X P. Research on sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on linear extended state observer [D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2022.
-
- 收稿日期:2025-03-12
收到修改稿日期:2025-04-30
作者简介:
马雨新(2000-),男,硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动,myx2282023@163.com;
* 通信作者:赵朝会(1963-),男,博士,教授,研究方向为电机设计、电力电子技术,zhaoch@sdu.edu.cn。